POLYPUBLIE

Développement d'un système d'acquisition simultanée de données de tomographie d'impédance électrique et d'électroencéphalographie pour l'étude de la fonction cérébrale

Julien Jéhanne-Lacasse

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

Date	2011
Type	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis Mémoire de maîtrise/Master's thesis
URL de PolyPublie **PolyPublie URL**	https://publications.polymtl.ca/643/
Conditions d'utilisation **Terms of use**	© Tous droits réservés / All rights reserved
Référence **Citation**	Jéhanne-Lacasse, J. (2011). Développement d'un système d'acquisition simultanée de données de tomographie d'impédance électrique et d'électroencéphalographie pour l'étude de la fonction cérébrale [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/643/

Détails de la thèse
Thesis details

Directeurs de recherche **Advisors**	Frédéric Lesage, & Hervé Gagnon
Programme **Program**	Génie biomédical

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal
https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

DÉVELOPPEMENT D'UN SYSTÈME D'ACQUISITION SIMULTANÉE DE DONNÉES DE TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE ET D'ÉLECTROENCÉPHALOGRAPHIE POUR L'ÉTUDE DE LA FONCTION CÉRÉBRALE

JULIEN JÉHANNE-LACASSE
INSTITUT DE GÉNIE BIOMÉDICAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE BIOMÉDICAL)
AOÛT 2011

© Julien Jéhanne-Lacasse, 2011.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

DÉVELOPPEMENT D'UN SYSTÈME D'ACQUISITION SIMULTANÉE DE DONNÉES DE TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE ET D'ÉLECTROENCÉPHALOGRAPHIE POUR L'ÉTUDE DE LA FONCTION CÉRÉBRALE

présenté par : JÉHANNE-LACASSE Julien
en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. BERTRAND Michel, Ph.D., président
M. LESAGE Frédéric, Ph.D., membre et directeur de recherche
M. GAGNON Hervé, Ph.D., membre et codirecteur de recherche
M. ROBITAILLE Nicolas, Ph.D., membre

À cette étape de ma vie,
et à tous ceux qui m'ont aidé à la traverser.

REMERCIEMENTS

Au terme de ce projet de maîtrise, je désire exprimer en tout premier lieu ma reconnaissance à mon directeur de recherche, Frédéric Lesage, dont le support, le professionnalisme et la patience ont permis d'établir toutes les conditions favorables à la réalisation de ce mémoire.

J'adresse également mes remerciements à Hervé Gagnon, codirecteur de recherche, dont l'implication quotidienne, la rigueur scientifique et le dévouement ont particulièrement favorisé la réussite de chacune des étapes de ce projet de recherche. Il a également su permettre la mise en place d'une atmosphère de travail qui a rendu plus qu'agréable ces années d'études.

J'adresse aussi mes remerciements à Robert Guardo qui a largement contribué à la réussite de ce projet par son expérience, ses connaissances poussées dans le domaine et son dévouement de chaque instant. Mon propre esprit scientifique et mes connaissances se sont approfondies grâce à sa généreuse collaboration.

Je remercie également le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada dont le soutien financier a largement facilité ces années d'études.

Un remerciement particulier à Yannick Sigmen qui s'est porté volontaire à maintes reprises comme cobaye à mes expériences. Ces expériences parfois longues, parfois répétées et jamais tout à fait agréables pour le sujet l'ont été un peu plus grâce à sa bonne humeur et à son apport scientifique.

Une pensée, finalement, à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ce que ces années d'études soient enrichissantes et profitables mais surtout agréables et heureuses.

RÉSUMÉ

L'épilepsie touche entre 1 et 2% de la population canadienne et environ 40% de tous les cas ne peuvent être traités à l'aide de médicaments. La chirurgie peut être envisagée lorsque les crises sont sévères et nuisent à la qualité de vie du patient. Les patients épileptiques candidats à la chirurgie doivent alors subir des tests préopératoires en vue de localiser avec précision les foyers épileptiques, les zones du cerveau d'où originent les crises. Un suivi de longue durée combinant des enregistrements d'électroencéphalographie (EEG) et de vidéo du patient est utilisé pour tenter de localiser les foyers épileptiques. Des enregistrements d'EEG intracrâniens qui sont lourdement invasifs sont aussi parfois envisagés. Ce projet vise à développer une technique de localisation non invasive complémentaire aux examens préopératoires actuels afin de minimiser le recours à des tests lourdement invasifs.

Durant l'activité cérébrale normale, l'augmentation locale de la consommation d'oxygène par les neurones nécessite une augmentation locale du débit sanguin. Ce phénomène est évidemment amplifié lors d'activités cérébrales intenses ou de crises épileptiques. Ces phénomènes hémodynamiques engendrent des variations locales de la conductivité électrique du cerveau. Ce sont ces variations que tentent d'imager la tomographie d'impédance électrique (TIE). Cette technique non invasive permet de visualiser les changements de conductivité produits dans une région du corps par des processus biologiques tels que la respiration ou la digestion. La TIE utilise un réseau d'électrodes disposées autour de la région d'intérêt pour appliquer un courant sinusoïdal de faible amplitude par une paire d'électrodes. Les différences de potentiel ainsi engendrées sont mesurées aux autres paires d'électrodes et permettent de déterminer les variations de conductivité dans la région d'intérêt. Le projet décrit dans ce mémoire propose d'utiliser la TIE conjointement à l'EEG afin de minimiser le recours à des enregistrements invasifs d'EEG intracrâniens. L'EEG demeure la technique de référence pour le diagnostic de l'épilepsie puisqu'elle enregistre directement les signaux électriques produits par l'activité cérébrale. De manière plus spécifique, l'objectif principal de ce projet est de développer les circuits de première ligne d'un système d'acquisition simultanée de données de TIE et d'EEG.

Pour atteindre cet objectif, un module électronique a été développé pour le traitement analogique des signaux de TIE et d'EEG captés par un même réseau de 24 électrodes. Ce module comprend 24 circuits d'électrodes actives, un circuit d'asservissement de la jambe droite, un circuit de référence de Wilson ainsi que des circuits auxiliaires. Ce module, conçu pour être porté par le patient, fait partie d'un système d'acquisition qui comporte également un module de synthèse et de démodulation (MSD) et un ordinateur qui sont situés au chevet

du patient. Une approche de multiplexage temporel est utilisée pour permettre l'acquisition simultanée des données de TIE et d'EEG. Une première phase d'acquisition permet d'effectuer une mesure de TIE et est suivi par une deuxième phase durant laquelle les signaux d'EEG de chacune des 24 électrodes sont échantillonnés. Ces deux phases d'acquisition sont répétées suffisamment rapidement pour respecter les critères d'échantillonnage des deux types de signaux.

Les performances du module d'électrodes actives ont été évaluées à l'aide d'un analyseur de réseau/spectre/impédance et d'un fantôme résistif simulant un milieu circulaire de conductivité homogène. Des tests de performance ont permis d'évaluer :

- l'impédance de sortie, la transconductance et l'admittance d'isolation des sources de courant des électrodes actives ;
- le gain, le taux de réjection du mode commun et le bruit intrinsèque de la chaîne d'acquisition de TIE ;
- le gain et le bruit intrinsèque de la chaîne d'amplification d'EEG ;
- le rapport signal sur bruit moyen du système d'acquisition de données de TIE.

Le fonctionnement de la chaîne d'acquisition de données d'EEG a été validé par l'application d'un courant sinusoïdal de faible amplitude entre des nœuds du fantôme résistif pour simuler une source de signal intrinsèque. D'autres tests ont permis d'évaluer qualitativement les signaux enregistrés par la chaîne d'acquisition d'EEG. Ces tests ont mis en évidence la grande sensibilité du système aux interférences provenant du secteur électrique et du couplage parasite entre les câbles d'électrodes. Cette sensibilité se manifeste par un faible rapport signal sur bruit dans les enregistrements d'EEG et devra être corrigée dans une future révision du module d'électrodes actives. Malheureusement, en raison du développement parallèle du MSD, l'acquisition simultanée de données de TIE et d'EEG n'a pu être réalisée. Des enregistrements sur le thorax ont toutefois permis de valider le fonctionnement *in vivo* du système d'acquisition. Des images de la ventilation pulmonaire ont été acquises avec 8, 16 et 24 électrodes à des fins de comparaison. Des enregistrements électrocardiographiques ont été réalisés en utilisant les mêmes 24 électrodes.

Les informations obtenues durant ce projet permettent de bien comprendre les lacunes du module d'électrodes actives actuel afin de les corriger dans une prochaine génération du système d'acquisition simultanée de données de TIE et d'EEG.

ABSTRACT

Epilepsy affects between 1 and 2% of the Canadian population and about 40% of all cases are not treatable with medication. Surgery may be considered when seizures are severe and adversely affect the quality of life of the patient. Epileptic patients eligible for surgery have to undergo preoperative testing to accurately localize epileptic foci, areas of the brain where crises appear. Longtime monitoring combining electroencephalography (EEG) and video recordings is performed to attempt epileptic foci localization. Intracranial EEG recordings that are heavily invasive are also sometimes considered. This project aims to develop a non-invasive localization technique to complement current preoperative testing procedures in order to minimize the use of heavily invasive testing.

During normal brain activity, local increase in neuron oxygen consumption requires an increase in local blood flow. This phenomenon is of course amplified during intense brain activity or epileptic seizures. These hemodynamic phenomena generate local changes in the electrical conductivity of the brain. Electrical impedance tomography (EIT) attempts to visualize those variations. This non-invasive technique produces images of a body region representing conductivity variations due to biological phenomena such as respiration or digestion. EIT uses an array of electrodes placed around the region of interest to apply a small-amplitude sinusoidal current by a pair of electrodes. Resulting potential differences are then measured between other pairs of electrodes and used to assess the conductivity variations within the region of interest. The project described in this thesis proposes using EIT in conjunction with EEG to minimize the use of invasive intracranial EEG recordings. EEG remains the gold standard for the diagnosis of epilepsy since it directly records electrical signals produced by brain activity. More specifically, the main objective of this project is to develop first-line circuits for a system capable of simultaneous acquisition of EIT and EEG data.

To achieve this goal, an electronic module has been developed for analog signal processing of EIT and EEG measured by the same 24-electrode array. This module contains 24 active electrode circuits, a right leg drive circuit, a Wilson's central terminal circuit as well as auxiliary circuits. This module, designed to be worn by the patient, is part of an acquisition system also composed of a base-station and a computer that are located at the patient's bedside. A time-multiplexing approach is used to enable simultaneous acquisition of EIT and EEG data. A first acquisition phase consists of one EIT measurement and is followed by a second phase where EEG signals from each of the 24 electrodes are sampled. These two

acquisition phases are repeated quickly enough to make sure the sampling requirements of both signal types are met.

The performance of the active electrode module was evaluated using a network/spectrum/impedance analyzer and a resistive phantom simulating a homogeneous conductive medium. Performance tests were used to assess:

- output impedance, transconductance and insulation admittance of the active electrode current sources;
- gain, common mode rejection ratio and intrinsic noise of the EIT acquisition chain;
- gain and intrinsic noise of the EEG amplification chain;
- mean signal-to-noise ratio of the EIT data acquisition system.

Proper operation of the EEG acquisition chain was validated by applying a small-amplitude sinusoidal current between nodes of the resistive phantom to simulate an intrinsic signal source. Further tests were used to qualitatively evaluate signals recorded by the EEG acquisition chain. These tests highlighted the great sensitivity of the system to interference from the main supply and from crosstalk between electrode cables. This sensitivity causes a weak signal-to-noise ratio in EEG recordings and should be addressed in a future revision of the active electrode module. Unfortunately, due to the parallel development of the base-station, simultaneous acquisition of EIT and EEG data could not be achieved. Recordings on the thorax have however helped validate the *in vivo* operation of the acquisition system. Lung ventilation images have been acquired using 8, 16 and 24 electrodes for comparison purposes. Electrocardiographic recordings were also acquired on the torso using the same 24 electrodes.

The information gathered during this project is very helpful to understand the flaws of the current active electrode module in order to solve them in the next generation of system capable of simultaneous acquisition of EIT and EEG data.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iii

REMERCIEMENTS iv

RÉSUMÉ v

ABSTRACT vii

TABLE DES MATIÈRES ix

LISTE DES TABLEAUX xi

LISTE DES FIGURES xii

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xiv

CHAPITRE 1 INTRODUCTION 1
1.1 Épilepsie 1
1.1.1 Prévalence et incidence de l'épilepsie 2
1.1.2 Cheminement médical 3
1.2 Impédance des tissus 4
1.3 Tomographie d'impédance électrique 5
1.3.1 Principes de la TIE 6
1.4 Électroencéphalographie 7
1.4.1 Composantes d'un système d'EEG 8
1.5 Objectifs 9
1.6 Structure du mémoire 10

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE 11
2.1 Instrumentation 12
2.2 Modélisation du crâne 17
2.3 Résolution du problème inverse 18

CHAPITRE 3 MÉTHODOLOGIE 19
3.1 Présentation générale du système 19
3.2 Module de synthèse et de démodulation 21

3.3 Module d'électrodes actives 22
3.3.1 Schéma fonctionnel général 24
3.3.2 Électrodes actives 26
3.4 Circuits auxiliaires 31
3.4.1 Circuit de conditionnement de la porteuse de référence 31
3.4.2 Circuit de conditionnement de la porteuse de mesures 32
3.4.3 Chaîne d'acquisition d'EEG 32
3.4.4 Référence de Wilson et circuit d'asservissement de la jambe droite . . 34
3.4.5 Fonctionnement du programme des microcontrôleurs 35

CHAPITRE 4 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX 41
4.1 Sources de courant 42
4.1.1 Transconductance des sources de courant 43
4.1.2 Admittance d'isolation 45
4.1.3 Impédance de sortie 47
4.2 Chaîne de préamplification de TIE 51
4.2.1 Réponse en fréquence 52
4.2.2 Taux de réjection du mode commun 54
4.2.3 Bruit intrinsèque 56
4.3 Chaîne d'amplification d'EEG 57
4.3.1 Réponse en fréquence 59
4.3.2 Bruit intrinsèque 61
4.4 Rapport signal sur bruit et précision 63
4.5 Images de TIE obtenues sur un fantôme 69
4.6 Enregistrements de signaux analogiques par la chaîne d'EEG 70
4.7 Résultats *in vivo* 72
4.7.1 Acquisition *in vivo* de données de TIE 73
4.7.2 Acquisition *in vivo* d'ECG 74

CHAPITRE 5 CONCLUSION 77
5.1 Synthèse des travaux réalisés 77
5.2 Travaux qui n'ont pu être réalisés 78
5.3 Travaux futurs 80
5.4 Perspectives 81

BIBLIOGRAPHIE 84

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1	Conductivité de différents tissus du corps humain (Barber, 1999). . .	4
Tableau 4.1	Performances du MEA sur un fantôme résistif.	64
Tableau 4.2	Comparaison des performances du MEA développé dans ce projet et d'un MEA de génération précédente (TIE4).	69

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Croquis d'une tête humaine.	5
Figure 1.2	Différents types d'ondes issues de l'activité cérébrale.	8
Figure 3.1	Photographie du système d'acquisition de TIE et d'EEG.	20
Figure 3.2	Schéma bloc du MSD.	21
Figure 3.3	Photographie du recto de la carte électronique du MEA.	23
Figure 3.4	Photographie du verso de la carte électronique du MEA.	24
Figure 3.5	Schéma bloc du MEA.	25
Figure 3.6	Schéma fonctionnel d'une électrode active.	27
Figure 3.7	Circuit de la source de courant d'une électrode active.	28
Figure 3.8	Circuit de la chaîne de traitement de TIE d'une électrode active.	29
Figure 3.9	Circuit de la chaîne d'amplification d'EEG d'une électrode active.	30
Figure 3.10	Circuit de conditionnement de REF_IN.	31
Figure 3.11	Circuit de conditionnement de AM_OUT.	32
Figure 3.12	Circuit de la chaîne d'acquisition d'EEG.	33
Figure 3.13	Circuits de la référence de Wilson et de l'asservissement de la jambe droite.	35
Figure 3.14	Processus d'énumération de la chaîne d'électrodes actives.	37
Figure 3.15	Pseudo-code de l'acquisition combinée des mesures de TIE et d'EEG.	39
Figure 4.1	Sections de l'électrode active impliquées dans la source de courant.	42
Figure 4.2	Montage pour la mesure de la transconductance.	44
Figure 4.3	Transconductance de la source de courant.	45
Figure 4.4	Montage pour la mesure de l'admittance d'isolation.	46
Figure 4.5	Admittance d'isolation de la source de courant.	47
Figure 4.6	Circuits équivalents de l'impédance de sortie.	48
Figure 4.7	Montage pour la mesure de l'impédance de sortie.	50
Figure 4.8	Impédance de sortie $Z_{I/O}$ de la source de courant.	51
Figure 4.9	Sections de l'électrode active impliquées dans la chaîne d'amplification de TIE.	52
Figure 4.10	Montage pour la mesure de la réponse en fréquence de la chaîne de préamplification de TIE.	53
Figure 4.11	Réponse en fréquence de la chaîne de préamplification de TIE.	54
Figure 4.12	Montage pour la mesure du taux de réjection du mode commun de la chaîne de préamplification de TIE.	55

Figure 4.13 Taux de réjection du mode commun de la chaîne de préamplification de TIE. 56
Figure 4.14 Montage pour la mesure du bruit intrinsèque de la chaîne de préamplification de TIE. 57
Figure 4.15 Bruit intrinsèque de la chaîne de préamplification de TIE. 58
Figure 4.16 Sections de l'électrode active impliquées dans la chaîne d'amplification d'EEG. 58
Figure 4.17 Montage pour la mesure de la réponse en fréquence de la chaîne d'amplification d'EEG. 59
Figure 4.18 Réponse en fréquence de la chaîne d'amplification d'EEG. 60
Figure 4.19 Montage pour la mesure du bruit intrinsèque de la chaîne d'amplification d'EEG. 61
Figure 4.20 Bruit intrinsèque de la chaîne d'amplification d'EEG 62
Figure 4.21 Moyenne des mesures, rapport signal sur bruit et précision des mesures de TIE. 65
Figure 4.22 Amélioration de la précision des mesures de TIE. 68
Figure 4.23 Images obtenues lors de perturbations sur le fantôme résistif. 70
Figure 4.24 Ondes sinusoïdales et triangulaires obtenus à la sortie des amplificateurs d'EEG de quatre canaux du MEA. 71
Figure 4.25 Signaux produits par un simulateur d'ECG relié au fantôme résistif servant d'atténuateur. 72
Figure 4.26 Images de TIE obtenues avec 8, 16 et 24 électrodes thoraciques. . . . 74
Figure 4.27 ECG obtenus par les 24 canaux du MEA. 75
Figure 5.1 Images fonctionnelles de ventilation pulmonaire (a) et de la perfusion (b) reconstruites à partir de données de TIE acquises avec le système développé durant cette maîtrise. 82

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

μF	Microfarad
μV	Microvolt
μW	Microwatt
σ	Conductivité électrique
Ω	Ohm
A	Ampère
A	Entrée A de l'analyseur de réseau
A	Résistance A du fantôme résistif
A/N	Analogique-numérique
AB_AM+	*Analog bus for the amplitude modulated positive signal*
AB_AM-	*Analog bus for the amplitude modulated negative signal*
AB_EEG	*Analog bus for the EEG signal*
AB_VREF	*Analog bus for the reference voltage signal*
AB_WCT	*Analog bus for the Wilson central terminal signal*
AC	Courant alternatif
Ag	Symbole chimique de l'argent
AgCl	Formule chimique du chlorure d'argent
AJD	Asservissement de la jambe droite
AM_OUT	*Amplitude modulated output*
AVC	Accident vasculaire cérébral
B	Entrée B de l'analyseur de réseau
BD	Électrode du bras droit utilisée par le circuit du WCT
BG	Électrode du bras gauche utilisée par le circuit du WCT
BNC	Connecteur *Bayonet* Neill-Concelman
C	Résistance C du fantôme résistif
CAN	Convertisseur analogique-numérique
CEI	Commission électrotechnique internationale
cm	Centimètre
cm^2	Centimètre carré
CMRR	*Common mode rejection ratio* (Taux de réjection du mode commun)
CMOS	*Complementary metal-oxyde semiconductor* (Semi-conducteur complémentaire à l'oxyde de métal)

dB	Décibel
DB-9	*D-subminiature* 9 broches
DB_ADC_STRT	*Digital bus for the analog-digital converter's start signal*
DB_EEG_STRT	*Digital bus for the EEG acquisition's start signal*
DB_SCAN_CLK	*Digital bus for the scan clock signal*
DB_SYNC	*Digital bus for the synchronization signal*
dBm	Rapport de puissance en décibels entre la puissance mesurée et un milliwatt
DSC_IN	*Daisy-chained input*
DSC_OUT	*Daisy-chained output*
$\mathbf{E}$	Champ électrique
E	Résistance E du fantôme résistif
$E[m_i]$	Moyenne des mesures m_i
ECG	Électrocardiographie
EEG	Électroencéphalographie ou électroencéphalogramme
EEG-vidéo	Électroencéphalographie accompagné d'un enregistrement vidéo
EEPROM	*Electrically erasable programmable read-only memory* (Mémoire morte programmable effaçable électriquement)
F	Farad
F	Résistance F du fantôme résistif
f_{card}	Fréquence cardiaque dominante
f_{resp}	Fréquence respiratoire dominante
FPGA	*Field programmable gate array* (Matrice prédiffusée programmable par l'utilisateur)
G	Résistance G du fantôme résistif
G_{commun}	Gain en mode commun
G_{diff}	Gain en mode différentiel
G_m	Transconductance
GUI	*Graphical user interface*
H	Résistance H du fantôme résistif
HDMI	*High Definition Multimedia Interface*
Hz	Hertz
IFP	Image fonctionnelle de la perfusion
IFV	Image fonctionnelle de la ventilation
IGB	Institut de génie biomédical

IRM	Imagerie par résonance magnétique
IRMf	Imagerie par résonance magnétique fonctionnelle
$\mathbf{J}$	Densité de courant électrique
J	Résistance J du fantôme résistif
JD	Électrode d'asservissement de la jambe droite
kΩ	Kilohm
kHz	Kilohertz
L	Résistance L du fantôme résistif
log	Logarithme en base 10
LSB	*Least significant bit* (Bit le moins significatif)
LVDS	*Low-voltage differential signaling* (Signalisation différentielle basse-tension)
M	Nombre de trames
m	Mètre
m_i	Valeur de la i^e mesure
m_i^T	Valeur théorique de la i^e mesure de TIE
MΩ	Mégohm
mA	Milliampère
MAP	Maximum *a posteriori*
MEA	Module d'électrodes actives
MEMS	*Microelectromechanical system* (Système microélectromécanique)
MEMTA	*Modular expandable multi-threaded architecture*
MHz	Mégahertz
min	Minute
mm	Millimètre
mS	Millisiemens
ms	Milliseconde
mV	Millivolt
MSD	Module de synthèse et de démodulation
N	Nombre d'électrodes
N	Nombre de voxels
nV	Nanovolt
P	Onde de dépolarisation des oreillettes sur un électrocardiogramme
P_i	Précision de la i^e mesure de TIE

PC	*Personal computer*
pF	Picofarad
QRS	Ondes de dépolarisation des ventricules sur un électrocardiogramme
R_1	Résistance 1
R_2	Résistance 2
REF_IN	*Reference input*
RF_OUT	*Reference ouput*
RSB	Rapport signal sur bruit
RSB_i	Rapport signal sur bruit de la i^e mesure
S	Siemens
s	Seconde
SMA	Connecteur *SubMiniature version A*
T	Onde de repolarisation des ventricules sur un électrocardiogramme
T_{EEG}	Période dédiée aux enregistrements de mesures d'EEG
T_{TIE}	Période dédiée aux enregistrements de mesures de TIE
T8	8^e vertèbre thoracique
TIE	Tomographie d'impédance électrique
TIE4	Système de tomographie d'impédance électrique de quatrième génération développé par l'Institut de génie biomédical
USB	*Universal serial bus*
USB-2.0	*Universal serial bus* version 2.0
V	Volt
V_{in}	Tension d'entrée
$V_{\text{out}}^{\text{f}}$	Tension de sortie avec l'interrupteur fermé
$V_{\text{out}}^{\text{o}}$	Tension de sortie avec l'interrupteur ouvert
$\text{Var}[m_i]$	Variance des mesures m_i
VCCS	*Voltage-controlled current source* (Source de courant contrôlée par une tension)
WCT	*Wilson's central terminal* (Référence de Wilson)
$\text{Z}_{\text{I/O}}$	Impédance d'entrée/sortie d'une électrode active

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Le cerveau est le principal organe du système nerveux du corps humain. Une grande activité électrique issue des neurones, cellules excitables constitutives du système nerveux, s'y produit en tout temps, coordonnant toutes les activités du corps. En raison des processus métaboliques des neurones, un gradient ionique est maintenu de part et d'autre de leur membrane cellulaire qui est semi-perméable. Au repos, ce gradient ionique se traduit, selon l'équation de Nernst, par un potentiel transmembranaire entre les milieux intracellulaire et extracellulaire. Lorsqu'il y a excitation du neurone, celui-ci se dépolarise, les canaux de sa membrane laissent soudainement passer les ions qui migrent rapidement vers le côté opposé de la membrane. Le neurone se repolarise ensuite pour retrouver son état d'équilibre. Ce phénomène, communément appelé *potentiel d'action*, est à la base de toute l'activité électrique du corps. Le potentiel d'action ainsi généré est véhiculé par l'axone des neurones pour être transmis, par l'intermédiaire d'un neurotransmetteur aux dendrites des neurones adjacents qui sont excités à leur tour. Cette chaîne est à l'origine de l'activité cérébrale et de la transmission d'information dans le système nerveux. Lors d'activités spécifiques ou d'états mentaux précis, l'activité neuronale est telle que la somme des potentiels d'action générés produit des patrons précis et reconnaissables d'ondes électriques dans le cerveau. Toutefois, certaines pathologies peuvent dérégler ce processus, affecter l'activité électrique du cerveau et nuire au bon fonctionnement de l'activité cérébrale. Parmi celles-ci, nous pouvons penser aux maladies neurodégénératives, à la sclérose en plaques, à la maladie de Parkinson ou encore à l'épilepsie.

1.1 Épilepsie

L'épilepsie est un dérèglement physique symptomatique relié à un dysfonctionnement neurologique qui touche le cerveau et qui se manifeste sous forme de crises. Lors de ces crises, les neurones du cerveau sont excités de manière anormale dans certaines zones précises du cerveau qu'on appelle *foyers épileptiques*. Cette excitation anormale perturbe l'activité cérébrale à l'image d'un orage électrique et peut provoquer chez l'individu des absences, des perturbations de la conscience et/ou des convulsions d'intensité variable selon le type d'épilepsie. En d'autres termes, le cerveau cesse de fonctionner normalement de manière

subite et imprévisible. L'activité électrique du cerveau durant ces crises se propage en général de manière beaucoup plus forte que pendant l'activité cérébrale normale.

L'activité cérébrale requiert un apport en oxygène accru afin de subvenir aux plus grandes demandes momentanées des neurones. Cet oxygène est apporté aux neurones par le sang, dont le débit sera plus important dans les zones de forte activité neuronale. Pour permettre cette augmentation subite d'activité des neurones et subvenir à la demande accrue d'oxygène, le débit sanguin augmente généralement de manière notable dans les foyers épileptiques (Franck *et al.*, 1986). De plus, l'activité anormale des neurones modifie les patrons d'ondes électriques émis par le cerveau et peut ainsi être identifiée. Cette caractéristique est actuellement exploitée pour le diagnostic de l'épilepsie grâce à l'électroencéphalographie (EEG).

Les conséquences de l'épilepsie chez les personnes qui en souffrent sont plus ou moins graves selon la fréquence et la gravité des crises. Dans la plupart des cas, elles plongent cependant ces personnes dans un état d'embarras qui incommode leur vie en société. De manière générale, les patients épileptiques jugent que leur joie de vivre a diminué suite au diagnostic de l'épilepsie (Naess *et al.*, 2009). Plus précisément, ils ont une prévalence plus élevée, corrélée avec la fréquence de leurs crises, de souffrir de problèmes psychosociaux tels que la difficulté à conserver un emploi rémunéré et à se faire des amis, une planification difficile du futur ainsi qu'un bas niveau de vie (Wiebe *et al.*, 2009). Les crises imprévisibles peuvent par ailleurs empêcher les personnes atteintes d'épilepsie d'accomplir certaines activités, telles que la conduite automobile et certains métiers nécessitant une attention constante, qui leur seront souvent interdits. De plus, le taux de mortalité prématurée est plus élevé chez les personnes souffrant d'épilepsie intraitable par rapport à la population générale (Wiebe *et al.*, 2009).

L'épilepsie n'a pas seulement des impacts sur les personnes qui en souffrent mais a des répercussions sociales importantes en raison des coûts qu'elle engendre. Seulement aux États-Unis, les coûts se chiffrent à environ 12,5 milliards de dollars par année en tenant compte des coûts indirects. Dans les pays industrialisés, les coûts annuels pour traiter un patient épileptique s'élèvent respectivement à 1000 $, 1500 $ et 3000 $ dans le cas d'épilepsie inactive, d'épilepsie active ou d'épilepsie non traitable (Begley *et al.*, 2000; Begley et Beghi, 2002).

1.1.1 Prévalence et incidence de l'épilepsie

Bien que largement sous estimée, l'épilepsie frappe un grand nombre de personnes. Le pourcentage de la population atteinte d'épilepsie évolutive, c'est-à-dire présentant des crises chroniques ou nécessitant un traitement médical, se situe entre 1% et 2% (Charyton *et al.*, 2009). Chaque année, 15 500 nouveaux cas sont diagnostiqués au Canada. À l'échelle mondiale, cinquante millions de personnes souffrent de l'épilepsie. La prévalence de l'épilepsie

est telle qu'elle est supérieure à la prévalence réunie de la fibrose kystique, de la sclérose en plaques, de la dystrophie musculaire et de l'infirmité motrice cérébrale. De plus, les personnes souffrant d'épilepsie ont une prévalence significativement plus élevée que la population générale d'être atteintes de conditions chroniques telles que l'ulcère d'estomac, l'incontinence urinaire, l'Alzheimer, la fatigue chronique, etc. (Tellez-Zenteno *et al.*, 2005).

1.1.2 Cheminement médical

La technique de référence pour le diagnostic de l'épilepsie demeure l'EEG et l'EEG accompagné d'un enregistrement vidéo du patient (EEG-vidéo). Ces méthodes enregistrent directement les signaux électriques produits par l'activité cérébrale et permettent de reconnaître les patrons symptomatiques des crises épileptiques. La section 1.4 traite en détail de l'EEG. Toutefois, l'imagerie par résonance magnétique (IRM) et l'imagerie par résonance magnétique fonctionnelle (IRMf) ainsi que la tomodensitométrie peuvent être utilisées dans certains cas afin de déterminer s'il y a une cause physique à l'épilepsie telle qu'une tumeur ou une anomalie cérébrale.

Lorsque le diagnostic est posé, et selon le type d'épilepsie rencontré, un traitement par médication est envisageable et constitue la première étape dans la recherche de solutions. Ce traitement peut être temporaire ou permanent afin de contrôler les crises tout au long de la vie du patient. Toutefois, ces traitements médicamenteux s'avèrent inefficaces chez 40% des personnes affectées. Dans ce cas, une opération peut être envisagée afin de retirer les foyers épileptiques si leur emplacement le permet. Les conséquences de l'épilepsie chez certains patients sont parfois tellement sévères qu'une opération aussi invasive et comportant un risque aussi important peut s'avérer malgré tout souhaitable. Qui plus est, le taux de mortalité revient à des taux s'apparantant à ceux de la population générale suite à une opération réussie qui supprime les crises épileptiques (Sperling *et al.*, 1999; Salanova *et al.*, 2002).

Il est donc important de connaître avec le plus de précision possible l'emplacement des foyers épileptiques afin d'augmenter le taux de succès de la chirurgie de l'épilepsie tout en minimisant la taille de la zone du cerveau qui doit être retirée afin de préserver au maximum les fonctions cérébrales. Des examens préopératoires comprenant l'EEG et l'EEG-vidéo sont utilisés mais aussi des enregistrements d'EEG intracrâniens, une approche invasive comportant un risque élevé d'infection et d'hémorragie. Comme il sera décrit à la section 1.5, ce projet vise à offrir une solution complémentaire alliant la tomographie d'impédance électrique (TIE) à l'EEG dans l'examen préopératoire des patients candidats à la chirurgie.

1.2 Impédance des tissus

Parmi les conséquences physiques des crises épileptiques, rappelons brièvement l'augmentation de l'activité des neurones, l'augmentation de la consommation d'oxygène et l'augmentation localisée du débit sanguin. Ces effets ont une conséquence sur une propriété du milieu cérébral, la conductivité électrique, qui correspond à la capacité de permettre le passage d'un courant électrique. Le tableau 1.1 présente quelques valeurs de conductivité pour différents tissus du corps humain. Nous voyons, par exemple, que le sang a une conductivité quatre fois supérieure à celle du tissu neuronal. Par conséquence, lors d'une activité cérébrale intense, où la présence de sang devient plus grande dans les régions cérébrales qui sont excitées, la conductivité augmentera dans ces régions.

Tableau 1.1 Conductivité de différents tissus du corps humain (Barber, 1999).

Type de tissu	Conductivité, mS/cm
Os	0,06
Gras	0,36
Poumon à l'inspiration	0,4
Muscle squelettique	0,6-8,0
Poumon à l'expiration	1,0
Tissu nerveux	1,7
Muscle cardiaque	2,3-6,3
Foie	2,8
Matière grise	3,5
Sang	6,7
Liquide céphalorachidien	15,4

À partir de ces données de conductivité, il nous est possible de dresser un schéma de la distribution générale de la conductivité de la boîte crânienne (figure 1.1). Il y a en effet une succession de couches de faible et de haute conductivité avant d'atteindre la région où l'activité cérébrale se produit. Il en résulte donc qu'il est difficile de mesurer les signaux électriques provenant du cerveau à cause de la présence du cuir chevelu, de la boîte crânienne et du liquide céphalorachidien.

Ces données de conductivité nous permettent aussi de comprendre le fonctionnement d'un type d'imagerie fonctionnelle utilisant la variation de conductivité provoquée par certains processus physiologiques du corps humain. Outre l'augmentation du débit sanguin lors de l'activité cérébrale que nous venons de mentionner, notons que la respiration et la digestion engendrent aussi une modification de la conductivité de leur milieu au cours du temps. L'entrée d'air, dont la conductivité est faible par rapport aux tissus du thorax, modifie

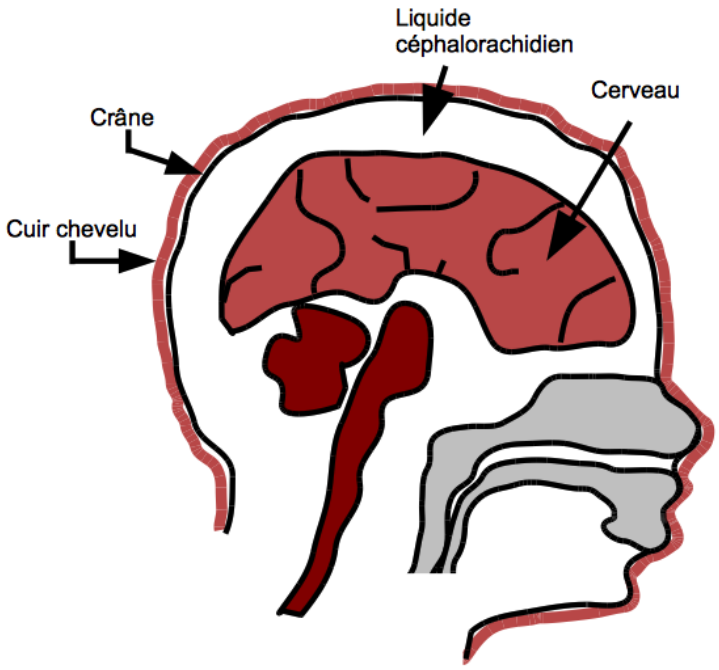


Figure 1.1 Croquis d'une tête humaine.

la conductivité à l'intérieur de la cage thoracique et il est ainsi possible de visualiser la respiration chez un sujet. Réciproquement, lors de la digestion, la conductivité de l'estomac peut être modifiée lors de l'ingestion d'un agent de contraste (conductivité différente des tissus de l'estomac). Ces processus, ainsi que l'activité cérébrale intense lors des crises épileptiques, peuvent être visualisés grâce à la TIE qui tire profit des variations de conductivité des tissus en fonction du temps (Holder, 2005).

1.3 Tomographie d'impédance électrique

Toutes les techniques tomographiques, que ce soit en médecine ou dans d'autres domaines tels que la géophysique, permettent de fournir une image de l'intérieur d'un volume à partir d'information recueillie à sa surface. Par exemple, dans le cas de la tomodensitométrie, des mesures sont effectuées à l'extérieur du volume étudié de l'absorption de rayons X par le milieu dans une direction donnée. Un ensemble de mesures (projections) pour plusieurs directions différentes est recueilli et est utilisé afin de reconstruire une image de l'intérieur du corps. La tomographie sismique, quant à elle, utilise les vitesses des ondes sismiques recueillies à la surface de la planète pour déterminer les variations de température de certaines zones à l'intérieur du globe terrestre.

La TIE utilisée dans le domaine biomédical permet également d'obtenir des images de l'intérieur du corps en utilisant des informations recueillies à la surface. En fait, elle utilise des mesures de tension effectuées à la surface du corps, lors de l'application d'un courant de faible amplitude, pour obtenir des images en coupe représentant la distribution de conductivité électrique des différents tissus. La TIE est donc une technique d'imagerie médicale qui tire profit du contraste de conductivité des différents tissus du corps humain. Plusieurs phénomènes physiologiques ont une influence sur la distribution de gaz ou de fluides corporels (par exemple, l'air et le sang) et peuvent donc être étudiés par TIE. La TIE peut, par exemple, être utilisée pour visualiser la respiration ou la digestion. Comme nous l'avons décrit précédemment, l'activité cérébrale, et à plus forte raison les crises épileptiques, modifient localement la distribution de la conductivité électrique. La TIE peut donc être considérée pour imager cette activité cérébrale.

1.3.1 Principes de la TIE

La TIE est une application directe de la loi d'Ohm sous sa version généralisée. Celle-ci stipule que la conductivité σ d'un milieu peut être déduite lorsque le champ électrique $\mathbf{E}$ présent dans un volume ainsi que la densité de courant $\mathbf{J}$ qui y circule sont connus :

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}. \tag{1.1}$$

Pour tirer profit de ce concept et l'appliquer à la TIE, un réseau de N électrodes, généralement de 16 à 32, est placé autour d'un plan de coupe à la surface du corps. Deux de ces électrodes sont utilisées pour appliquer un courant électrique de faible amplitude. Ce courant électrique, ou plus précisément la densité de courant $\mathbf{J}$ correspondante, générera un champ électrique $\mathbf{E}$ dans le corps du patient. Ce champ électrique peut être échantillonné en mesurant les différences de potentiel sur chacune des paires d'électrodes qui ne sont pas utilisées pour l'application du courant. L'intensité du courant et le potentiel électrique sont utilisés plutôt que la densité de courant et le champ électrique puisqu'ils sont plus facilement mesurables en pratique. En effet, les circuits électriques permettant d'effectuer de telles mesures sont connus et bien documentés.

Le réseau d'électrodes utilisé pour appliquer le courant et enregistrer les différences de potentiel joue un rôle essentiel. Dans le corps humain, les signaux électriques se propagent par déplacement d'ions et une interface agissant comme transducteur est nécessaire pour transformer les courants électroniques en courants ioniques. Les électrodes possédant un électrolyte sont utilisées à cette fin. Ces mêmes électrodes jouent le rôle inverse lors de la

mesure des tensions à la surface du corps. Elles transforment cette fois les courants ioniques du corps en courants électroniques qui circulent dans les circuits qui traitent le signal.

Lorsque toutes les combinaisons de mesures indépendantes sont effectuées, une autre paire d'électrodes est choisie pour appliquer le courant et les mesures de différence de potentiel sont reprises. En continuant ce processus pour toutes les combinaisons possibles, nous obtenons une série de mesures qui nous permettra d'évaluer la distribution de conductivité du milieu.

Toutefois, de par la complexité de la distribution de conductivité à déterminer et le grand nombre de mesures à intégrer, l'équation 1.1 ne peut être résolue analytiquement. Une démarche plus complexe consistant à résoudre les équations de Maxwell doit être utilisée. Un modèle par éléments finis et des méthodes mathématiques d'optimisation de la solution pour chacun de ces éléments permettent de le faire. Ainsi, le processus d'imagerie par TIE se définit en deux tâches distinctes, soit dans un premier temps l'acquisition des mesures et dans un deuxième temps la reconstruction de la distribution de conductivité du milieu sur lequel sont effectuées les mesures.

Parmi toutes les mesures réalisables, seulement la moitié d'entre elles sont linéairement indépendantes suivant le principe de réciprocité. De ce fait, pour un réseau de 16 électrodes, seulement 104 des 208 mesures que l'on pourrait réaliser en utilisant des paires d'électrodes adjacentes seront linéairement indépendantes (Gagnon, 2003). Dans un système d'équations où chaque équation est indépendante nous pouvons déterminer une inconnue par équation. Nous pourrons donc ici déterminer 104 valeurs de conductivité et partitionner notre plan de coupe en autant de zones de conductivité différente. L'image obtenue dans ce cas aura 104 pixels, donc une dizaine dans chaque direction orthogonale. Ceci nous permet de comprendre une limitation fondamentale de la TIE, c'est-à-dire sa faible résolution spatiale qui est d'environ 10% du plan de coupe pour un système à 16 électrodes. La TIE tire plutôt ses avantages de sa grande résolution temporelle, de sa simplicité de fonctionnement, de son faible coût et du faible encombrement matériel qu'elle nécessite. Ces avantages permettent d'envisager que la TIE puisse se trouver une niche dans le domaine de l'imagerie médicale bien que de nombreuses techniques d'imagerie telles que l'imagerie par résonance magnétique, la tomodensitométrie et l'imagerie par émission de positrons ont une résolution spatiale bien meilleure.

1.4 Électroencéphalographie

Bien que les crises d'épilepsie puissent être identifiées par d'autres techniques comme la TIE dont nous venons de discuter (Holder, 2005), la technique de mesure de référence en ce qui concerne l'épilepsie demeure l'EEG. Cette technique consiste à enregistrer les signaux

électriques produits par l'activité cérébrale. Il est possible d'identifier les comportements normaux du cerveau et ceux correspondant aux crises épileptiques en analysant les signaux ainsi enregistrés. En effet, selon l'activité cérébrale en cours et l'état de conscience ou d'éveil du sujet, certaines formes d'ondes pourront être identifiées dans les EEG enregistrés à la surface du cuir chevelu. La figure 1.2 présente les plages de fréquences associées aux ondes émises par le cerveau pour certains états précis. À titre d'exemple, les ondes alpha apparaissent lors de la fermeture des yeux du sujet et les ondes bêta lors d'activités mentales intenses.

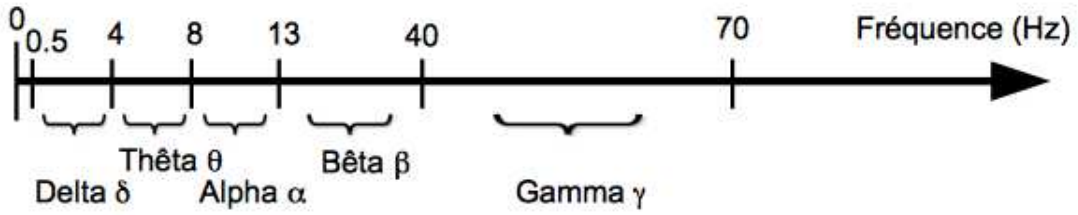


Figure 1.2 Différents types d'ondes issues de l'activité cérébrale.

Pour l'interprétation de l'EEG, on utilise généralement des tracés amplitude-temps correspondant à l'activité enregistrée par un ensemble d'électrodes placées sur le cuir chevelu selon des configurations standardisées. On peut également présenter ces données sous la forme de cartes équipotentielles.

1.4.1 Composantes d'un système d'EEG

La fonction que doit accomplir un système d'EEG est la mesure de différences de potentiel présentes à la surface du cuir chevelu et qui sont naturellement générées par les neurones du cerveau. Tout comme pour la TIE, des électrodes et un électrolyte sont nécessaires afin d'agir comme transducteur et transformer les courants ioniques présents dans le corps en courants électroniques. L'amplitude des différences de potentiels enregistrées sur le cuir chevelu est de quelques dizaines de microvolts. Tous les systèmes d'EEG ont donc des amplificateurs avec un gain de tension allant de 1000 à 10 000 V/V qui amènent les signaux à une amplitude de l'ordre du volt, qui est compatible avec la plage dynamique des convertisseurs analogiques/numériques. Pour améliorer le rapport signal sur bruit, des filtres passe-haut et passe-bas atténuent les très basses et les hautes fréquences. Seules les composantes fréquentielles pertinentes à l'EEG sont amplifiées, c'est-à-dire entre 0,5 et 100 Hz. C'est dans cette bande de fréquences qu'on retrouve les patrons d'ondes identifiables provenant de l'activité cérébrale. Comme les tracés enregistrés traduisent l'activité cérébrale en cours, l'EEG est considérée comme la technique la plus fiable pour détecter les crises épileptiques.

D'un principe en apparence simple, l'enregistrement d'EEG est néanmoins techniquement difficile en raison de la faible amplitude des signaux. En effet, le bruit ambiant capté par les fils des électrodes peut facilement atteindre une amplitude de l'ordre du millivolt qui est bien supérieure aux signaux d'EEG. Si ces signaux étaient amplifiés tels quels, les signaux d'intérêt provenant de l'activité cérébrale seraient complètement noyés dans ce bruit environnant. Heureusement, une partie du bruit ambiant est du type *mode commun* ; c'est-à-dire présent sur tous les fils d'électrodes d'EEG. Étant donné que chaque canal d'EEG est constitué d'un étage différentiel à son entrée, les signaux en mode commun s'annulent (ou, du moins, sont fortement atténués) alors que les signaux de type *mode différentiel* comme l'EEG sont fortement amplifiés. Toutefois, le rejet des signaux mode commun est limité. Le couplage des sources d'interférence aux entrées différentielles de chaque canal peut différer et la sortie de l'étage différentiel comportera alors une composante d'interférence qui s'ajoutera au signal d'EEG. De plus, en pratique, la capacité de l'amplificateur différentiel à rejeter la composante commune aux deux entrées (le taux de réjection du mode commun, communément appelé en anglais *common mode rejection ratio*, CMRR) n'est pas infinie et une partie du signal de mode commun sera malgré tout amplifiée. La solution permettant de récupérer adéquatement le signal est de le filtrer pour n'amplifier que la partie du spectre de fréquences qui nous intéresse, soit de quelques dixièmes de hertz à une centaine de hertz dans le cas de l'EEG. Ce signal filtré et amplifié est ensuite enregistré ou affiché pour pouvoir être lu par le clinicien.

Un problème auquel doivent faire face tous les appareils d'EEG est l'élimination de l'interférence à 60 Hz provenant de l'alimentation AC du secteur. Cette interférence est désormais omniprésente et ne peut donc pas être éliminée à la source. Comme cette interférence se trouve dans la bande de fréquences utile de l'EEG elle ne peut non plus être éliminée par filtrage. Les appareils d'EEG intègrent alors un module d'asservissement de la jambe droite qui permet de réduire cette interférence comme suit : un circuit actif effectue la moyenne des potentiels mesurés par deux ou trois électrodes dédiées, cette moyenne est assez représentative du potentiel mode commun de tout le corps qui est généralement dominé par l'interférence à 60 Hz. Ce signal est fortement amplifié (environ 100 V/V), inversé et appliqué à travers une résistance en série à une autre électrode dédiée à cette fonction. L'ensemble du circuit forme un système à rétroaction qui agit (une fois la boucle fermée) de façon à faire tendre le potentiel mode commun vers zéro.

1.5 Objectifs

Les examens préopératoires des patients épileptiques candidats à la chirurgie pourraient être grandement améliorés si un examen plus performant et non invasif était disponible. La

TIE est susceptible d'améliorer ces examens en détectant les changements de conductivité causés par l'accroissement du volume et du débit sanguin dans les foyers épileptiques.

Ce projet de maîtrise s'inscrit au cœur d'un projet de l'Institut de génie biomédical (IGB) dont l'objectif est de combiner la TIE et l'EEG pour développer une technique non invasive de localisation des foyers épileptiques afin de faciliter ces examens. Plus précisément, les travaux effectués dans le cadre de cette maîtrise participent à l'atteinte de cet objectif global par l'objectif spécifique suivant : développer l'instrumentation de première ligne d'un système effectuant des mesures simultanées de TIE et d'EEG par le même réseau d'électrodes. Une contrainte supplémentaire que devra satisfaire l'instrumentation qui sera développée est une réponse large-bande des circuits de TIE. En effet, la plage de fréquences qui offre le meilleur contraste dans les images de variations de conductivité dues à l'activité cérébrales est mal connue. Certaines publications prônent l'utilisation de fréquences aussi basses que 100 Hz pour la porteuse de référence du système de TIE. Toutefois, l'application d'un courant de basse fréquence sur le cuir chevelu est perçue par la majorité des sujets, ce qui est désagréable et peut même être considéré dangereux. Il est préférable de faire fonctionner le système à des fréquences plus élevées, par exemple entre 10 kHz et 100 kHz, même si celà se révèlait sous-optimal du point de vue du contraste. L'instrumentation de TIE qui sera développée devrait permettre de choisir la fréquence de fonctionnement à partir de l'interface usager afin de faciliter la recherche d'un compromis entre les conditions de sécurité, de confort du patient et de la qualité des images.

1.6 Structure du mémoire

La description des travaux réalisés dans le cadre de cette maîtrise sera articulée autour de trois chapitres. Une revue de la littérature amorcera la description du travail accompli en effectuant un survol des systèmes de TIE développés dans différents centres de recherche pour mesurer l'activité cérébrale. Par la suite, un chapitre sera consacré à la description détaillée du système développé dans notre laboratoire. Les résultats obtenus lors de tests de performance du système ainsi que lors de tests *in vivo* feront l'objet du chapitre suivant.

Finalement, un chapitre de conclusion permettra de faire un retour sur les points majeurs abordés au cours du mémoire, d'apporter un verdict quant à l'atteinte des objectifs et de proposer des pistes de développements futurs afin d'améliorer les performances du système de détection des foyers épileptiques.

CHAPITRE 2

REVUE DE LITTÉRATURE

La TIE est une technique d'imagerie relativement récente et qui est en phase active de développement. Les premiers systèmes de TIE dans le domaine biomédical remontent au milieu des années 1980. Rapidement, par la suite, plusieurs groupes de recherche à travers le monde se sont penchés sur le développement de cette technique pour différentes applications. Des résultats encourageants ont d'abord été obtenus dans l'imagerie de la vidange gastrique et de la ventilation pulmonaire. Plusieurs recherches sont effectuées afin de déterminer les applications qui permettront l'introduction de la TIE dans les pratiques cliniques courantes. Plus récemment, d'autres applications soulèvent aussi l'intérêt, notamment l'imagerie pour la détection du cancer du sein et l'imagerie de la fonction cérébrale (Holder, 2005). Cette dernière application motive tout particulièrement ce projet de recherche. La revue de littérature exposée ici décrira les avancées des quelques groupes de recherche dans l'application de la TIE à la fonction cérébrale.

L'EEG, dont traite aussi ce projet de recherche, est quant à elle une technique bien connue, bien documentée et bien établie dont le développement remonte au début du vingtième siècle. Cette technique de mesure de l'activité électrique du cerveau occupe une place importante, entre autres, dans la pratique clinique courante du diagnostic de l'épilepsie. Pour cette raison, cette revue de littérature ne s'attardera pas sur l'EEG et se concentrera uniquement sur la TIE appliquée à la fonction cérébrale.

Les recherches dans le domaine de la TIE appliquée au cerveau touchent trois aspects différents. D'une part certains groupes se penchent sur la problématique de l'instrumentation (Xu *et al.*, 2004; Fabrizi *et al.*, 2009; Shi *et al.*, 2009). Quatre groupes dans le monde ont développé des systèmes de TIE en vue d'une application cérébrale. Leurs travaux seront abordés de manière exhaustive dans la première section de ce chapitre puisqu'ils touchent l'essence même de ce projet de recherche. D'autre part, beaucoup d'efforts sont aussi investis dans la modélisation du crâne humain (Seoane *et al.*, 2007; Tang *et al.*, 2009). Une meilleure modélisation du crâne humain en y incorporant des informations précises quant au comportement électrique des différents tissus qui le composent permet d'une part d'optimiser la résolution du problème inverse et d'autre part d'améliorer l'instrumentation développée. Finalement, un troisième volet fait aussi l'objet de recherches, soit l'optimisation de la résolution du problème inverse. Plusieurs groupes se penchent sur cette problématique du point de vue mathématique et tentent de développer des algorithmes offrant de meilleurs résultats et une

plus grande rapidité de calcul (Clay et Ferree, 2002; Bagshaw *et al.*, 2003; Liston *et al.*, 2004). Les deux derniers volets feront l'objet des deux dernières sections de ce chapitre.

2.1 Instrumentation

Les premières recherches sur le développement d'un système de TIE voué à une application cérébrale remonte à 1992 par le groupe de Holder *et al.* du *University College London*. Bien que d'autres groupes de recherche se penchent aussi sur ce sujet, celui-ci fait présentement figure de leader. Les premières expériences ont été effectuées avec un système de TIE qui avait été développé principalement pour l'imagerie de la ventilation pulmonaire. Ce système, appelé *Sheffield MK1* (Barber et Seagar, 1987; Brown et Seagar, 1987) est le premier et le seul système de TIE qui, jusqu'à récemment, était disponible commercialement. Bien que plusieurs systèmes de TIE ont été développés depuis, tous ont en commun les composantes maîtresses du *Sheffield MK1*.

La principale fonction d'un système de TIE, comme il a été décrit au chapitre 1, est de faire la mesure des potentiels engendrés par une source de courant connue. En connaissant l'emplacement et la forme d'onde contrôlant cette source de courant ainsi que les tensions qu'elle génère à la surface du corps, il est possible de déduire la distribution de conductivité du milieu à l'étude en faisant appel à la loi d'Ohm généralisée. L'appareil de TIE doit donc générer une porteuse de référence qui contrôlera l'amplitude du courant injecté. Le *Sheffield MK1* utilisait une horloge maîtresse à 820 kHz pour générer une porteuse sinusoïdale à 51 kHz. Celle-ci servait à contrôler une source de courant ou plus précisément un convertisseur tension/courant. En anglais on appelle ces circuits *voltage-controlled current sources* et on les désigne couramment par l'abréviation VCCS. La fréquence, l'amplitude et la forme de la porteuse auront une influence sur les signaux recueillis. Plus l'amplitude de la porteuse est grande, plus le courant appliqué par une électrode via la source de courant qui lui est associée sera grand et meilleur sera le rapport signal sur bruit du signal enregistré. Toutefois, comme nous œuvrons dans le domaine du vivant, la sécurité du patient nous empêche évidemment d'appliquer des courants de trop forte amplitude. Il est impératif que la densité de courant (soit le ratio de l'amplitude du courant et de la surface de l'électrode) se retrouve en deçà du seuil de sensibilité cutanée du corps humain. Un juste compromis doit donc être trouvé entre la fréquence choisie, qui influence le seuil de sensibilité, et l'amplitude du courant. En général, un courant sinusoïdal à 50 kHz de 4 mA crête-à-crête appliqué par des électrodes de 1 cm^2 répond de manière satisfaisante à ces conditions. Le *Sheffield MK1* était conçu pour que la porteuse à 51 kHz permette l'application d'un courant de 5 mA crête-à-crête.

De plus, le principe de conservation de charge nous indique que la somme des courants appliqués doit être nulle. Afin de contrôler cet aspect, la porteuse de référence contrôlera non pas une mais plutôt deux sources de courants, générant deux courants identiques mais déphasés de 180 degrés. En pratique, la même porteuse est acheminée à l'aide d'un multiplexeur, soit à l'entrée non inverseuse ou bien à l'entrée inverseuse d'une paire de sources de courants contrôlées par une tension (VCCS). Celles-ci deviendront alors respectivement une source et un puits de courant. Tout le courant appliqué au corps par l'électrode source sera retiré par l'électrode puits. Des systèmes utilisant plusieurs sources et puits simultanément ont aussi été développés. Dans ce cas, plusieurs électrodes appliquent un courant différent mais la somme des courants doit toujours être nulle. Dans le cas du *Sheffield MK1*, une source de courant flottante permettait l'application du courant à deux électrodes adjacentes parmi les seize que comportait le système, grâce à deux multiplexeurs.

Deux autres multiplexeurs permettaient la sélection des deux électrodes adjacentes par lesquelles la mesure de différence de potentiel était effectuée. Ces tensions enregistrées par les électrodes adjacentes étaient acheminées vers un amplificateur différentiel. Ensuite un démodulateur synchrone permettait d'extraire la composante en phase du signal provenant des électrodes, puis un circuit échantillonneur-bloqueur suivi d'un convertisseur analogique/numérique numérisait les mesures de tension analogique qui étaient ensuite transmises à l'ordinateur. Le *Sheffield MK1* permettait l'acquisition d'une trame de 208 mesures en 79 ms correspondant à environ 10 images par seconde. Toutefois, les expériences réalisées par Tidswell *et al.* (2001) avec ce système pour imager la fonction cérébrale effectuaient une moyenne de plusieurs trames afin d'augmenter le rapport signal sur bruit. Chaque image était finalement obtenue en cinq secondes. À cause des limitations techniques du *Sheffield MK1* et de celles de l'algorithme de reconstruction utilisé (algorithme de rétroprojection filtrée), soit principalement : 1) l'hypothèse initiale de résistivité constante de la tête, 2) la sensibilité du système aux changements d'impédance hors du plan des électrodes, 3) la résolution spatiale d'environ 20% du diamètre de l'objet au centre de l'image et 4) l'hypothèse du positionnement circulaire parfait des électrodes, le *Sheffield MK1* ne fournissait pas de résultats satisfaisants pour cette application. La boîte crânienne étant hautement résistive, les changements de potentiels de surface provoqués par la modification de l'impédance des régions cérébrales sont très faibles et requièrent une instrumentation plus précise pour pouvoir être détectés. Mentionnons que pendant la même période une équipe de l'Université de Barcelone a également développé un système de TIE visant comme application la recherche des foyers épileptiques (Zapata-Ferrer *et al.*, 1997). Un circuit semblable au *Sheffield MK1* a été conçu en utilisant toutefois une porteuse de 100 kHz. Seules des validations sur fantômes constitués d'un maillage résistif ont été effectuées.

Les premières expériences *in vivo* pour imager la fonction cérébrale par TIE remontent à 2001 et ont été réalisées par le groupe de l'*University College London* (Tidswell *et al.*, 2001). Des enregistrements sur 19 volontaires ont été effectués et des changements d'impédance en relation avec des stimuli visuels et sensoriels ont pu être détectés. L'acquisition des données était effectuée grâce à des circuits de première ligne couplés à un analyseur d'impédance commercial (Hewlett-Packard 4284A). Un courant de 50 kHz avec une amplitude de 1 à 2,5 mA était appliqué grâce à un multiplexeur par deux des seize électrodes. Des électrodes d'EEG de type Ag/AgCl étaient positionnées uniformément autour d'un même plan sur la tête des volontaires. La configuration opposée a été adoptée pour l'application du courant ; c'est-à-dire que les deux électrodes jouant respectivement le rôle de source et de puits de courant étaient diamétralement opposées. Cette configuration permet au courant de pénétrer plus profondément dans le milieu à l'étude. Cette instrumentation permettait l'acquisition d'une trame de TIE de 96 mesures d'impédance en 8,3 secondes. Chaque enregistrement durait 6 minutes et 15 secondes. Les images obtenues ont permis de détecter une variation d'impédance associée aux stimuli visuels et sensoriels mais ne permettaient pas une localisation satisfaisante des zones où cette modification avait lieu. Les explications proposées pour cette incapacité à localiser ces zones sont de trois types. Premièrement, le faible rapport signal sur bruit des images obtenues nuit à la localisation. Deuxièmement, des erreurs peuvent être induites par une mauvaise reconstruction qui ne tient pas compte des couches de différentes conductivités de la tête. Troisièmement, il est possible que l'activité cérébrale ait des conséquences physiologiques qui modifient l'impédance du milieu de manière différente à ce qui était prévu. Les phénomènes physiologiques qui ont cours lors de l'activité cérébrale sont complexes et leur influence conjuguée sur l'impédance du milieu l'est tout autant ; notons, par exemple, la dilatation cellulaire provoquée par le passage rapide des ions lors de la génération du potentiel d'action, l'augmentation de l'afflux sanguin, la modification de l'épaisseur du liquide cérébro-spinal ou même de la température corticale.

Les années suivantes (2002 à aujourd'hui) ont vu d'autres groupes de recherche joindre leurs efforts dans le développement de systèmes de TIE applicables à l'étude de la fonction cérébrale. La grande difficulté de cette application de la TIE, comparativement aux autres applications, est la grande sensibilité que doit avoir le système. Comme la boîte crânienne agit comme isolant, les modifications d'impédance à l'intérieur de celle-ci modifient faiblement les tensions mesurables sur le cuir chevelu. Les systèmes développés pour cette approche tentent donc de maximiser le rapport signal sur bruit.

Un groupe de recherche du département de génie électrique de l'Université de technologie de Hebei en Chine a effectué la modélisation de la tête à l'aide de données acquises grâce à l'imagerie par résonance magnétique (IRM) et a travaillé sur l'analyse des pro-

priétés électriques de la tête à l'aide d'un système de TIE qu'ils ont développé (Xu *et al.*, 2004). Ce système s'apparente grandement à ceux décrits précédemment. Il est constitué d'un générateur de signal programmable commercial qui permet de générer une onde sinusoïdale de 1 kHz à 1 MHz, d'une source de courant de 1 mA, d'un multiplexeur, d'un réseau de seize électrodes, d'un amplificateur différentiel à gain programmable, d'un démodulateur et d'un convertisseur analogique-numérique. Ce système n'a pas été testé *in vivo* mais a donné des résultats encourageants sur un fantôme formé d'un cylindre rempli de salin en localisant efficacement des objets de différentes conductivités.

Un second groupe du département de génie électronique médical de la Quatrième Université Militaire Médicale de Xi'an a également travaillé au développement d'un système d'acquisition de TIE pour la détection précoce de l'accident vasculaire cérébral (AVC) ischémique aigu (Shi *et al.*, 2009). Lors du développement de ce système, une attention spéciale a été portée pour maximiser la sensibilité du système. La configuration du système développé est la même que celles des systèmes décrits précédemment. Mentionnons toutefois l'utilisation d'une matrice prédiffusée programmable (FPGA) pour contrôler les opérations du système. La fréquence du courant appliqué peut varier de 1 kHz à 190 kHz et la rapidité du système permet l'acquisition de plus d'une trame par seconde. La précision du système a été évaluée à 0,01% de la pleine échelle et le taux de rejet du mode commun atteint 75 dB. Des essais *in vivo* sur des singes rhésus ont été effectués au cours desquelles un accident vasculaire ischémique cérébral était provoqué sous anesthésie. Les enregistrements de TIE utilisant une fréquence de 50 kHz et un courant de 1,25 mA crête-à-crête ont été effectués pendant l'anesthésie. Seize électrodes étaient positionnées sur le cuir chevelu préalablement rasé et une imagerie par rayons X a servi de référence pour la localisation de l'œdème provoqué. Cette expérience a permis de démontrer que la TIE peut détecter les changements fonctionnels et structurels des tissus biologiques du cerveau.

Parallèlement, l'équipe de recherche du *University College London* a continué ses travaux et développé trois systèmes différents entre les années 2002 et 2010. Deux objectifs semblent avoir été poursuivis par ce groupe pendant ces années. Le premier était de concevoir un système de TIE pour la tête qui permettrait une plus grande résolution spatiale, donc utilisant un plus grand nombre d'électrodes. Le second, était de développer une instrumentation multifréquence qui permettrait d'aborder l'imagerie structurelle. Jusqu'alors l'imagerie différentielle (entre deux instants donnés) réalisée avec une seule fréquence ne permettait qu'une imagerie fonctionnelle. Le premier système développé au cours de ces années, nommé *UCLH Mark1b* (Yerworth *et al.*, 2002), utilise jusqu'à 64 électrodes et la fréquence d'opération peut être choisie entre 225 Hz et 77 kHz. Le nombre élevé d'électrodes permet une meilleure résolution que les systèmes développés précédemment. Le système est conçu pour qu'il puisse

être porté par le patient. Plus précisément, deux boîtiers constituent le système d'acquisition ; l'un est porté par le patient et contient les circuits de première ligne. Ce boîtier est relié au second par des câbles de 10 m assurant une certaine mobilité au patient. Des tests de performance et des essais sur fantômes ont permis de valider le système et d'évaluer son rapport signal sur bruit à plus de 50 dB et son taux de réjection du mode commun à plus de 80 dB. Ce système a aussi été utilisé lors d'une expérience *in vivo* pendant laquelle des enregistrements de TIE étaient effectués sur des patients épileptiques durant un examen d'EEG-vidéo préopératoire (Fabrizi *et al.*, 2006). Deux réseaux d'électrodes différents étaient utilisés respectivement pour l'acquisition des données de TIE et des données d'EEG. Le courant utilisé pour l'acquisition de TIE était de 2,2 mA à une fréquence de 38,4 kHz et le protocole adopté utilisait deux électrodes diamétralement opposées comme source et puits de courant. Ce système permettait l'acquisition de 2 à 2,5 images par seconde. Du fait de la simultanéité de l'acquisition des données de TIE et d'EEG, ces dernières doivent être filtrées afin d'éliminer les artéfacts générés par l'acquisition de données de TIE. Cette expérience a permis de confirmer le potentiel de la TIE pour l'imagerie de la fonction cérébrale et l'atout qu'il représente pour les examens préopératoires des patients épileptiques. L'expérience démontre aussi l'importance de perfectionner les systèmes d'acquisition de données de TIE. En effet, pendant cette expérience, les changements de potentiel sur le cuir chevelu des patients provoqués par des changements d'impédance du cerveau mènent à des fluctuations dans les signaux de TIE de l'ordre de 0,1% qui sont largement dominées par des artéfacts et des bruits ambiants.

Les deux autres systèmes d'acquisition développés au cours de ces années concernent le deuxième objectif poursuivi par ce groupe de recherche et sont donc des systèmes multifréquentiels. Le premier, nommé *UCLH MK 2*, utilise le système d'acquisition de TIE commercial *Sheffield Mark 3.5* auquel ont été apportées certaines modifications inspirées du *UCLH Mark1b*. Premièrement, le *Sheffield Mark 3.5* ne comporte que huit électrodes et ne permet pas d'utiliser le protocole d'acquisition où la source et le puits de courant sont diamétralement opposés ; de ce fait, il n'est pas approprié pour une application cérébrale. Il a donc été modifié pour pouvoir supporter 64 électrodes ; chacune des huit électrodes du système original est reliée désormais à une grille de commutation provenant du *UCLH Mark1b* qui permet de faire la commutation sur 8 des 64 électrodes. Le fait de combiner ces deux systèmes a eu un impact sur les performances obtenues par rapport au système original ; le taux de réjection du mode commun et la bande passante ont diminué alors que le bruit est resté similaire. Les performances étaient toutefois satisfaisantes pour pouvoir valider le système d'acquisition sur des fantômes et pour continuer les recherches afin d'en améliorer les performances pour d'éventuels essais *in vivo*.

Ce fût l'objet du dernier système développé, le *UCLH MK 2.5*, qui apporte quelques améliorations au *UCLH MK 2* notamment en réduisant le gain, en augmentant l'impédance de sortie de la source de courant et l'impédance d'entrée du circuit de mesure de tension à 1 MΩ, en augmentant la bande passante pour pouvoir utiliser une fréquence aussi basse que 20 Hz et en améliorant le taux de réjection du mode commun à 80 dB.

Finalement, notons que le système *UCLH MK 2.5* a été le sujet d'une comparaison avec un autre système développé à l'Université Kyung Hee en Corée du Sud, le *KHU Mark1* (Oh *et al.*, 2007; Fabrizi *et al.*, 2009). Ce dernier système comporte seize canaux et son architecture est telle que les circuits de mesure de tension de tous les canaux respectent une symétrie radiale afin de réduire au minimum l'intermodulation. Sa conception inclut des composantes présentes dans plusieurs autres systèmes de TIE récents, telles qu'un synthétiseur numérique pour générer l'onde sinusoïdale (porteuse de référence), une source de courant de Howland ainsi qu'un démodulateur en quadrature de phase numérique. Ce système intègre aussi quelques particularités : 1) tous les canaux peuvent effectuer une mesure de tension et démoduler les signaux de tension simultanément, 2) le circuit de mesure de tension effectue aussi des mesures d'impédance de contact des électrodes, 3) un circuit détecte les débordements d'échelle de données et 4) un circuit rejette les pics attribuables aux bruits, maximisant ainsi le rapport signal sur bruit. La comparaison de ces deux systèmes a permis de conclure que le *KHU Mark1* offrait des performances légèrement supérieures au *UCLH MK 2.5* du point de vue de la rapidité d'acquisition et du rapport signal sur bruit. Toutefois, le *UCLH MK 2.5* est jugé plus adapté à imager la fonction cérébrale dans le cas d'un milieu non homogène et en tenant compte des implications cliniques (nombres de câbles, mobilité offerte par le système, infrastructures nécessaires) en raison de la possibilité d'éliminer certains artéfacts et d'acquisition en mode multifréquence.

2.2 Modélisation du crâne

Les progrès réalisés dans le développement de l'instrumentation des systèmes d'acquisition de TIE vont de pair avec le perfectionnement des modèles utilisés dans la résolution du problème inverse. Plus les modèles sont fidèles à la réalité, plus les résultats obtenus refléteront les changements d'impédance du milieu avec précision. Dans le cas des applications cérébrales, la modélisation précise de la tête est importante de par la complexité de ses propriétés électriques. Les premières expériences de TIE sur la tête utilisaient un modèle qui prenait comme hypothèse une conductivité constante et une géométrie sphérique (Holder, 1992). Ces hypothèses ne tenaient pas compte de la morphologie réelle de la tête et de ses propriétés électriques. Les premières études permettant d'approfondir nos connaissances sur

les propriétés électriques de la tête nous ont permis de connaître la conductivité du cerveau, du crâne et de la peau. Des mesures *in vivo* ont été effectuées par deux méthodes différentes, l'une faisant appel à la TIE et la deuxième en effectuant l'analyse de potentiels somatosensoriels évoqués enregistrés par magnétoencéphalographie et par EEG (Goncalve *et al.*, 2003). Par la suite, un groupe de recherche de l'Université des technologies de Hebei à Tianjin en Chine a modélisé la géométrie réelle d'une tête grâce à l'imagerie par résonance magnétique et a analysé ses propriétés électriques en utilisant la TIE (Xu *et al.*, 2004). Dans la même foulée, la distribution de densité de courant de la tête a été évaluée avec une précision anatomique de l'ordre du millimètre et utilisant 24 différents types de tissus (Seoane *et al.*, 2007). Toutes ces recherches ont permis de bâtir des modèles de la tête humaine plus réalistes et plus fidèles aux propriétés électriques réelles ; des modèles sphériques multicouches ont été initialement utilisés, puis des modèles plus complexes. En 2009, une étude effectue une comparaison de six différents modèles d'impédance du crâne utilisés pour la TIE ou l'EEG et en effectue une analyse fréquentielle (Tang *et al.*, 2009). Cette étude conclut que les modèles étudiés génèrent des erreurs de l'ordre de 1% par rapport aux mesures de conductivité faites sur les tissus du cerveau.

2.3 Résolution du problème inverse

Les meilleures modélisations de la tête humaine permettent d'améliorer également le troisième volet de ces recherches ; soit la résolution du problème inverse. Ce volet ne se limite pas à l'application cérébrale de la TIE mais concerne également toutes ses applications et fait l'objet de recherches théoriques en mathématiques. Toutefois, certaines études sont spécifiques à l'application cérébrale de la TIE. Mentionnons tout d'abord les travaux effectués par Clay et Ferree (2002) qui utilisent une régression pondérée dans la détection d'accidents vasculaires cérébraux par TIE. Finalement, le groupe du *University College London* s'est aussi penché sur le problème de la résolution du problème inverse et a travaillé sur des algorithmes utilisant la méthode des éléments finis pour améliorer la qualité des images (Bagshaw *et al.*, 2003) en y intégrant les modélisations optimisées du crâne de Liston *et al.* (2004).

CHAPITRE 3

MÉTHODOLOGIE

Le laboratoire d'imagerie et d'instrumentation de l'Institut de génie biomédical (IGB) a développé au cours des vingt dernières années plusieurs générations de systèmes de TIE pour le monitoring de la ventilation pulmonaire. Le système décrit dans ce mémoire est inspiré dans la philosophie de sa conception du système de TIE le plus récent de l'IGB, TIE4.

Le système TIE4, conçu initialement pour le monitoring pulmonaire, ne peut toutefois être utilisé directement pour l'application visée par ce projet de recherche. Comme le principal objectif de ce projet est de combiner l'enregistrement de TIE et d'EEG en utilisant le même réseau d'électrodes, les circuits de base du système doivent être modifiés pour tenir compte de cette contrainte. Ce chapitre décrit en détail le système qui a été développé dans le cadre de ce projet de maîtrise. Une présentation générale du système sera tout d'abord effectuée et sera suivie par une description détaillée de l'instrument ainsi que par la justification des choix effectués.

3.1 Présentation générale du système

Le principal défi de ce projet est de concevoir un système qui effectue simultanément des enregistrements de TIE et d'EEG. Notre système doit donc répondre à la fois aux spécifications requises pour l'enregistrement de mesures de TIE et d'EEG.

La figure 3.1 présente une vue d'ensemble du système développé. Il se divise en trois principales composantes : 1) un ordinateur hôte dont l'interface logicielle permet d'interagir avec le système et d'afficher les données recueillies, 2) un module de synthèse et de démodulation (MSD) qui communique directement avec l'ordinateur et 3) un module d'électrodes actives (MEA). Le rôle du MSD est de synthétiser la porteuse de référence qui contrôlera les sources de courant, de numériser les signaux de TIE reçus du MEA puis de les démoduler en quadrature de phase pour enfin transmettre les données de TIE et d'EEG vers l'ordinateur par un lien USB-2.0. Il contient également les blocs d'alimentation du système ainsi que la barrière d'isolation qui élimine tout lien électrique direct entre le patient et le secteur. Finalement, le MEA communique avec le MSD et est en contact direct avec le patient. Ce module s'assure de modifier la configuration des électrodes actives pour répondre aux besoins spécifiques du processus d'acquisition de données. Il contient les circuits de première ligne des 24 électrodes

actives qui recueillent les signaux de TIE et d'EEG et effectue un traitement différent pour ces deux types de données.

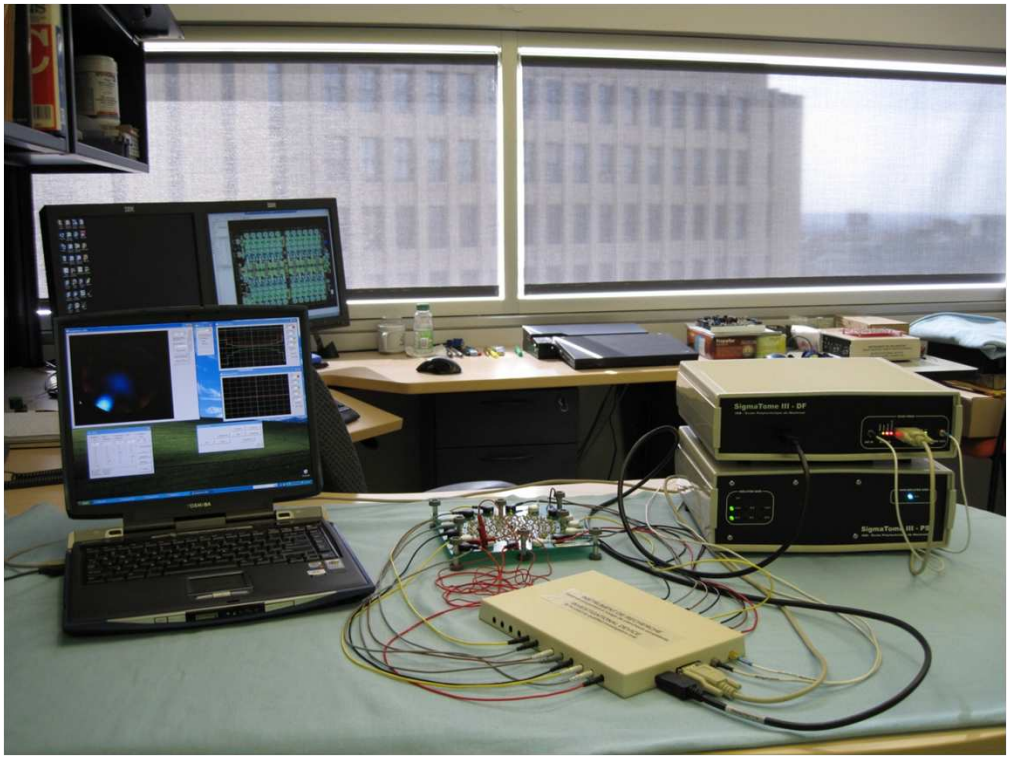


Figure 3.1 Photographie du système d'acquisition de TIE et d'EEG.

Afin d'effectuer l'enregistrement de ces deux types de signaux, une approche par multiplexage temporelle a été adoptée. Une séquence d'enregistrement d'environ 1 ms est divisée en deux parties désignées T_{TIE} et T_{EEG} qui correspondent respectivement à la période dédiée à l'enregistrement d'une mesure de TIE et à celle d'une trame d'EEG. On désigne par *trame d'EEG* l'ensemble de données formé de 24 valeurs entières représentant un échantillon des EEG captés par les 24 électrodes. Le système effectue donc les enregistrements d'une mesure de TIE et d'une trame d'EEG alternativement mais assez rapidement pour satisfaire les critères d'échantillonnage des deux types de signaux.

Le MSD fait l'objet d'un projet de maîtrise à part entière (Moumbe, 2011) et ne sera que brièvement décrit dans ce chapitre. Il est toutefois nécessaire de comprendre de quelle manière il interagit avec les autres composantes du système et quel rôle il joue. La prochaine section traitera de cet aspect. Le MEA fait quant à lui spécifiquement l'objet de ce travail de maîtrise et sera décrit en détail, plus loin dans ce chapitre.

3.2 Module de synthèse et de démodulation

Le MSD communique avec l'ordinateur grâce à un microcontrôleur USB-2.0. Celui-ci retransmet les requêtes à une matrice prédiffusée programmable (*field-programmable gate array*, FPGA, en anglais) qui agit comme cerveau du module. La communication avec le MEA est assurée par quatre groupes de signaux qui transitent entre les deux modules. Premièrement, quatre signaux numériques permettent de coordonner les actions des deux modules. Deuxièmement, un signal analogique généré par un synthétiseur numérique et servant de porteuse de référence lors des mesures de TIE est transmis vers le MEA. Les deux derniers types de signaux sont des mesures provenant du MEA : 1) un signal analogique modulé par l'impédance des tissus (aussi appelé *porteuse de mesures*) et 2) les données numériques d'un convertisseur analogique-numérique dédié à l'EEG. La figure 3.2 présente un schéma-bloc du MSD et montre le cheminement des signaux entre les blocs de traitement réalisés dans le FPGA.

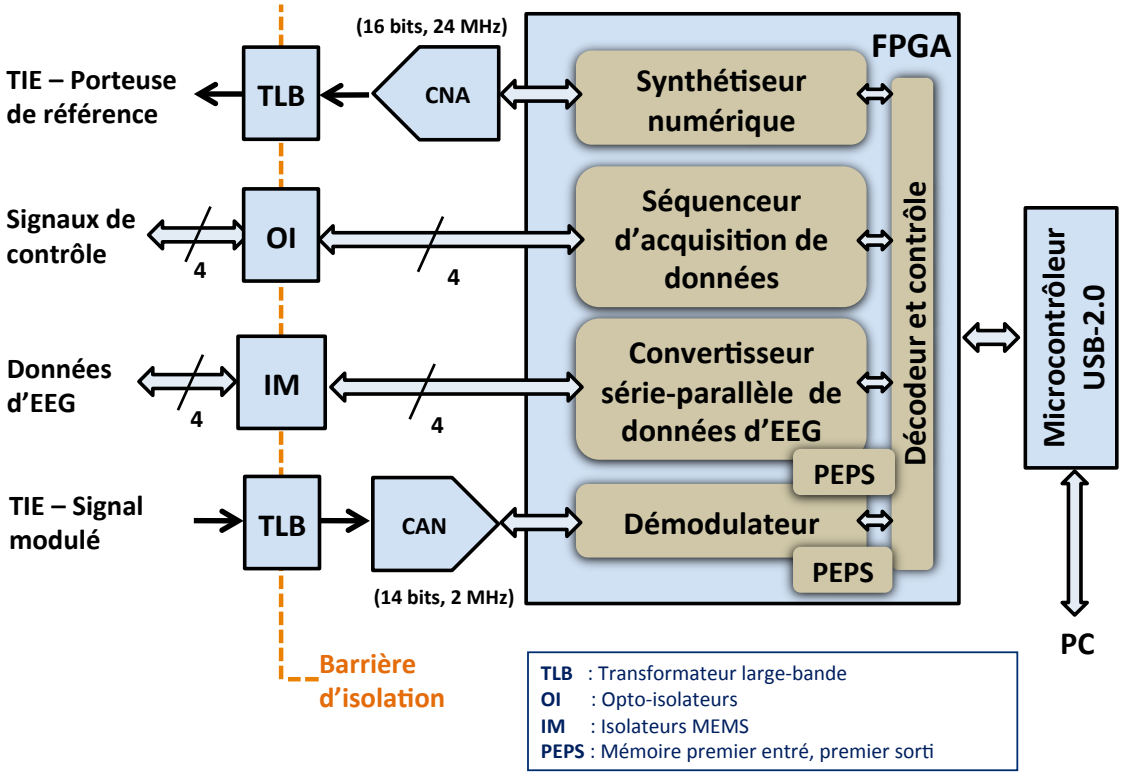


Figure 3.2 Schéma bloc du MSD.

Ces quatre groupes de signaux doivent franchir la barrière d'isolation qui assure la sécurité du patient. Dans notre système, la barrière d'isolation est constituée d'une bande de 7 mm qui sépare, électriquement parlant, le circuit imprimé en deux parties. Dans cette bande de

7 mm aucune trace métallique n'est présente sur aucune des couches de la carte électronique. Les deux signaux analogiques, la porteuse de référence et la porteuse de mesures, utilisent des transformateurs large-bande pour traverser cette barrière d'isolation. Les signaux numériques de contrôle utilisent quant à eux des opto-isolateurs pour franchir cette barrière. Les données d'EEG transmises en mode sériel par 4 signaux numériques franchissent la barrière d'isolation par des coupleurs intégrant des transformateurs réalisés en technologie MEMS (*microelectro-mechanical systems*, en anglais). Les blocs d'alimentation pour tout le système se retrouvent dans le MSD et les circuits de part et d'autre de la barrière d'isolation sont alimentés par des blocs d'alimentation distincts. Ces blocs sont conçus pour les applications médicales et satisfont aux exigences de la norme internationale CEI 60601.1 en ce qui a trait aux courants de fuite et aux tensions de claquage.

Comme il a été mentionné, un autre mémoire de maîtrise porte entièrement sur le MSD (Moumbe, 2011). Pour la suite de ce mémoire, le résumé qui vient d'être fait est suffisant pour comprendre le fonctionnement du système dans son ensemble et aussi pour aborder la description détaillée du MEA.

3.3 Module d'électrodes actives

Le MEA se situe entre le patient et le MSD. Il est conçu pour être porté par le patient, au chevet duquel se trouve le reste du système, soit le MSD et l'ordinateur. Ceci permet une plus grande liberté de mouvement au patient pendant la séance d'acquisition mais aussi d'améliorer la qualité des signaux enregistrés. En réduisant la longueur des câbles qui acheminent les mesures de tension provenant des électrodes aux circuits de première ligne, les capacités parasites, qui sont proportionnelles à la longueur de ces câbles, sont réduites de manière significative. Or, ces capacités parasites ont un impact notable à haute fréquence en diminuant l'impédance de sortie et d'entrée respectivement des sources de courant et des circuits de mesures de tension. Plus ces impédances sont élevées, plus le système sera robuste en ce qui concerne les variations d'impédances de contact électrode-peau. Ainsi, en réduisant les capacités parasites, nous rendons le système d'acquisition moins sensible aux variations d'impédances de contact des différentes électrodes.

Pour répondre aux exigences citées précédemment, un circuit imprimé de dix couches et mesurant 20 cm par 15 cm a été développé. Cette carte électronique reçoit les commandes provenant du MSD. Ces commandes permettent au MEA de modifier sa configuration afin de jouer le rôle requis au moment opportun, c'est-à-dire de recueillir les données de TIE et d'EEG respectivement pendant les phases T_{TIE} et T_{EEG}. Les différences de potentiel provenant du patient sont captées par des électrodes d'EEG de 10 mm, réutilisables et plaquées en or, qui

sont positionnées sur le cuir chevelu. Celles-ci les acheminent vers les 24 électrodes actives où se concentrent les circuits de première ligne. Le système développé, pour ce qui est de l'acquisition des mesures de TIE, est ce qui est convenu d'appeler un système semi-parallèle. Ceci implique la présence d'une source de courant et d'un préamplificateur pour chacune des électrodes actives mais d'un seul circuit de démodulation qui est utilisé séquentiellement pour traiter toutes les mesures. Ceci se différencie des systèmes sériels ou parallèles qui possèdent dans le premier cas une source de courant unique et un seul préamplificateur commutés par des multiplexeurs sur chacune des électrodes et, dans le deuxième cas, d'une source de courant, d'un préamplificateur et d'un démodulateur pour chacune des électrodes.

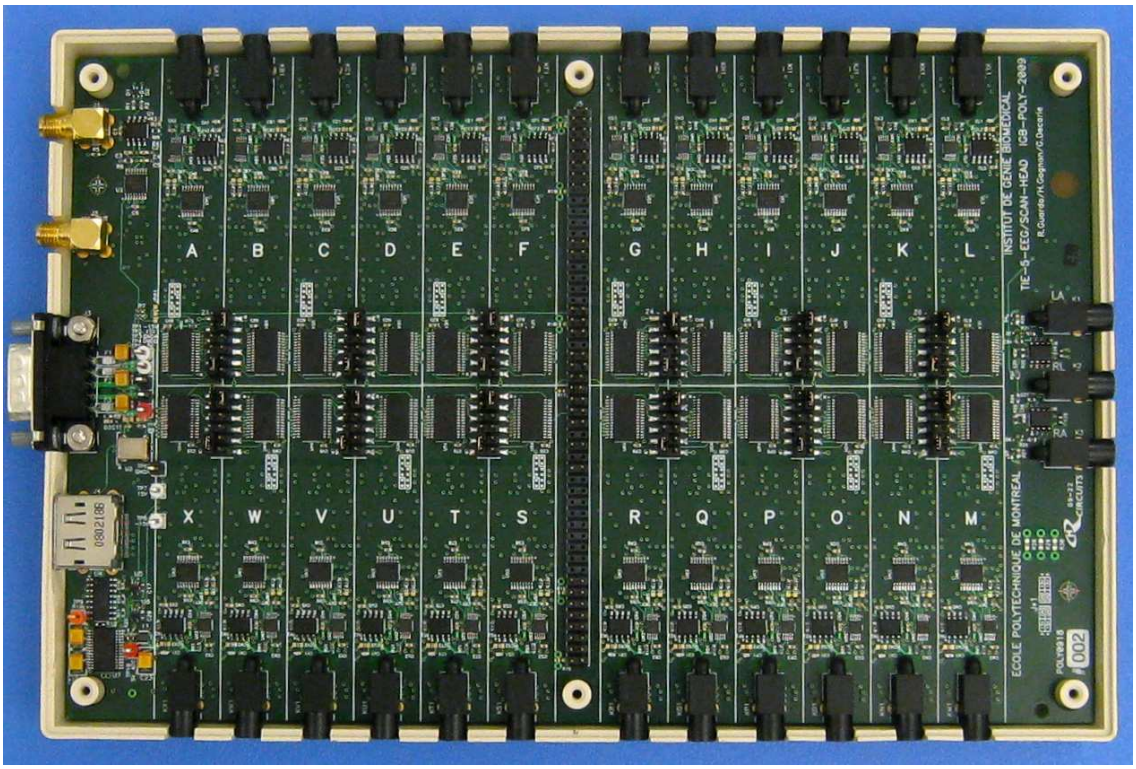


Figure 3.3 Photographie du recto de la carte électronique du MEA.

Des photos des deux côtés de la carte électronique développée sont présentées aux figures 3.3 et 3.4. La partie centrale de la carte électronique est réservée aux 24 électrodes actives, dont les circuits sont identiques. La partie de gauche contient les quatre connecteurs qui relient la carte au MSD. Deux connecteurs de type SMA permettent le transfert des signaux analogiques. L'un d'eux reçoit la porteuse de référence provenant du MSD et le second retourne la porteuse de mesures vers le MSD. Un connecteur HDMI est dédié au transfert des données d'EEG. Enfin, un connecteur DB-9 transmet les signaux de contrôle et les alimentations au MEA. La partie de droite de la carte est réservée aux circuits auxiliaires ainsi qu'aux

connecteurs d'électrodes dédiées à la référence de Wilson et au circuit d'asservissement de la jambe droite. Au centre de la carte, un connecteur a été prévu pour des développements futurs. Ce connecteur permet de juxtaposer deux cartes pour doubler le nombre de canaux si nécessaire.

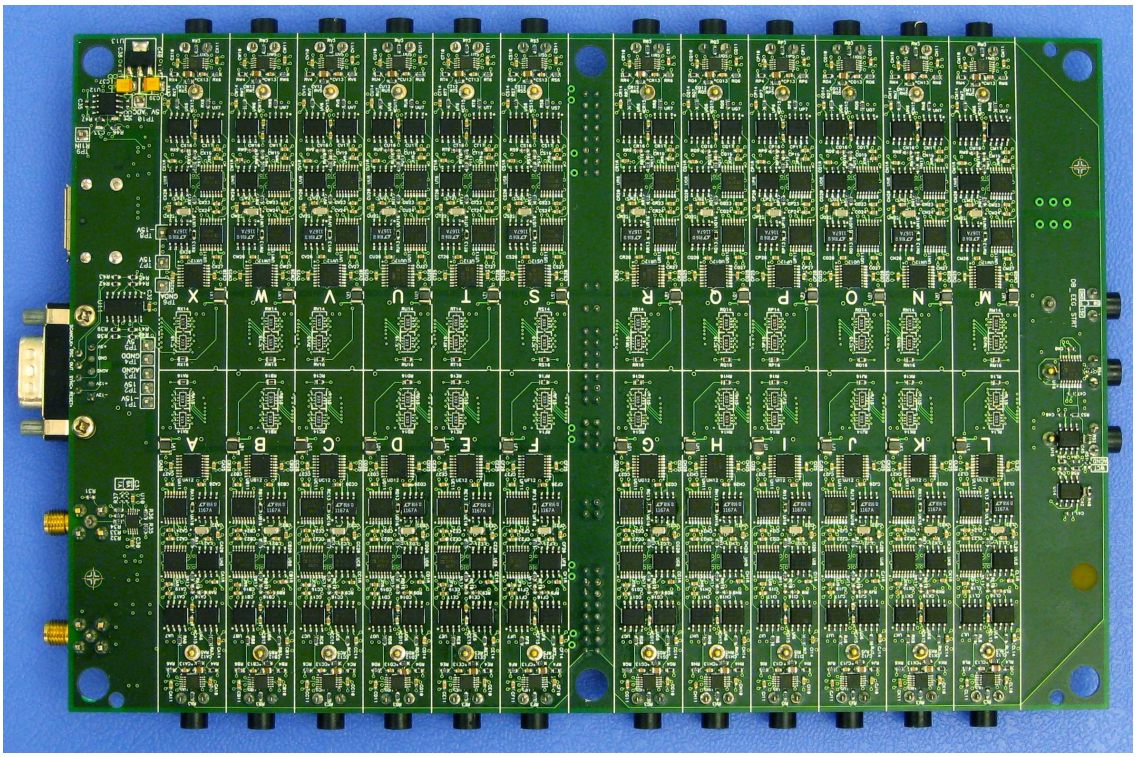


Figure 3.4 Photographie du verso de la carte électronique du MEA.

3.3.1 Schéma fonctionnel général

Le schéma présenté à la figure 3.5 résume les interactions des différentes sections du MEA. La description du MEA peut être amorcée en analysant les signaux de communication entre celui-ci et le MSD que nous retrouvons à la droite de cette même figure. Comme il a déjà été mentionné, quatre différents types de signaux sont transmis. Trois d'entre eux sont unidirectionnels, soit la porteuse de référence provenant du MSD pour contrôler les sources de courant lors de l'acquisition de TIE, la porteuse de mesures de TIE et les données numériques d'EEG transmises au MSD. Le quatrième groupe comprend des signaux bidirectionnels. Ceux-ci regroupent les signaux de contrôle, au nombre de quatre, permettant au MSD et au MEA de s'échanger des commandes. Ces quatre signaux sont acheminés vers le MEA par un connecteur DB-9 qui conduit également les alimentations du module. Des circuits tampons permettent de transmettre les signaux de contrôle vers le bus de contrôle du système.

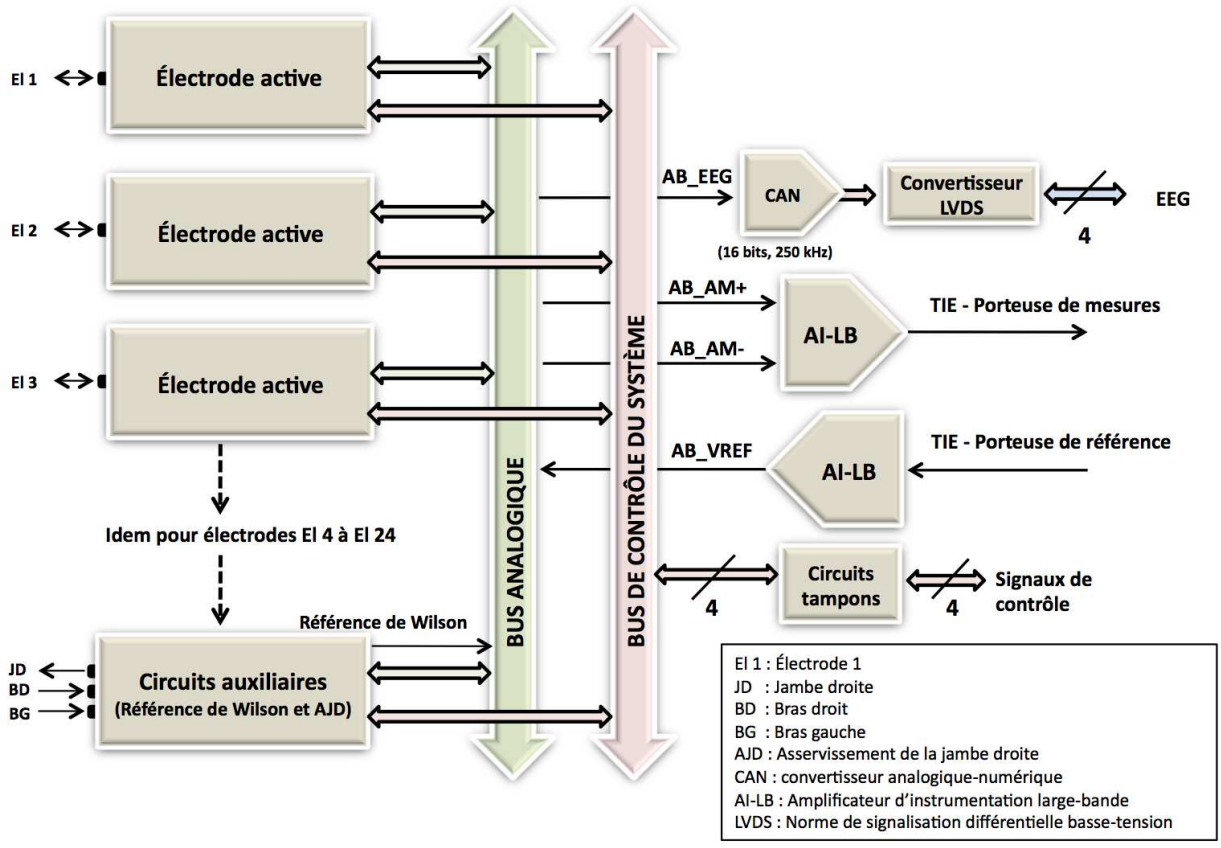


Figure 3.5 Schéma bloc du MEA.

La figure 3.5 nous montre que les quatre signaux de contrôle sont acheminés à chacune des 24 électrodes actives ainsi qu'aux circuits auxiliaires, situés à la gauche du schéma, par l'intermédiaire d'un bus appelé *bus de contrôle du système*. Ces signaux sont reçus par le microcontrôleur présent dans chacune des électrodes actives ainsi que par les multiplexeurs des circuits auxiliaires afin de reconfigurer leur circuit. Suite à cette reconfiguration, chacune des électrodes actives peut traiter les mesures de tension qu'elle reçoit par l'électrode qui lui est associée, représenté par les flèches bidirectionnelles à la gauche du schéma, et les transmettre aux composantes du circuit grâce à des portes analogiques. Tout d'abord deux signaux nommés AB_AM+ et AB_AM- sont respectivement dédiés aux mesures de différences de potentiel issues des suiveurs et inverseurs de tension pendant la phase de TIE. Ces deux signaux acheminent ces mesures vers un amplificateur d'instrumentation qui, en effectuant la différence entre celles-ci, fournira le signal de TIE modulé (la porteuse de mesures) qui sera transmis ensuite au MSD. Un troisième signal analogique, nommé AB_EEG, permet d'acheminer les échantillons d'EEG vers un CAN 16 bits pouvant convertir 250 000 échantillons par

seconde. Deux signaux numériques provenant du CAN ainsi que deux signaux de synchronisation seront convertis par un module de signalisation différentielle basse-tension (LVDS) afin de transmettre les données d'EEG vers le MSD à un taux de 9 mégabits par seconde.

Deux autres signaux analogiques s'ajoutent à ceux déjà décrits. Le premier, nommé AB_VREF, permet de distribuer à chacune des électrodes actives le signal de sortie d'un amplificateur large-bande servant au conditionnement de la porteuse de référence issue du MSD. Le dernier bus analogique distribue le signal provenant du module de la référence de Wilson (WCT) à chacune des électrodes actives. La prochaine section décrira l'utilisation de ce signal par les électrodes actives.

Pendant les séquences d'acquisition, les 24 électrodes actives conditionnent les signaux provenant des électrodes placées sur le patient. Elles effectuent les traitements adéquats dictés par les signaux de contrôle véhiculés par le bus de contrôle du système et acheminent les mesures vers les différents modules grâce à des signaux analogiques dédiés à cette fin. En parallèle, les circuits auxiliaires sont aussi commandés par les signaux de contrôle et sont activés ou désactivés à l'aide de multiplexeurs. Les prochaines sections traitent explicitement du fonctionnement des électrodes actives et de ces circuits auxiliaires.

3.3.2 Électrodes actives

Lors de l'acquisition, les électrodes actives doivent tenir successivement l'un des six rôles suivants : 1) source de courant, 2) puits de courant, 3) suiveur de tension, 4) inverseur de tension, 5) demeurer inactive ou 6) amplificateur d'EEG. Il est à noter que les cinq premiers rôles sont associés à la phase T_{TIE} alors que le sixième est associé à la phase T_{EEG}. Le circuit des électrodes actives peut être divisé en quatre sections permettant l'exécution de chacun de ces rôles : 1) une section de contrôle formée par un microcontrôleur et plusieurs portes analogiques, 2) une section source de courant contrôlée par une tension (*voltage-controlled current source*, VCCS, en anglais), 3) une chaîne d'amplification de TIE et 4) une chaîne d'amplification d'EEG.

La section de contrôle est formée par un microcontrôleur permettant la reconfiguration de l'électrode active et la coordination des opérations avec la chaîne d'électrodes actives. Celui-ci reçoit les signaux de contrôle du système et détermine, lors de l'acquisition, la configuration que l'électrode active doit réaliser en fonction de sa position dans la chaîne d'électrodes. La section 3.4.5 traite du fonctionnement des microcontrôleurs et du programme intégré permettant ces opérations. Le microcontrôleur génère douze signaux logiques qui sont acheminés vers les portes analogiques qui permettent l'activation des trois autres sections de l'électrode active. La figure 3.6 présente un schéma fonctionnel d'une électrode active.

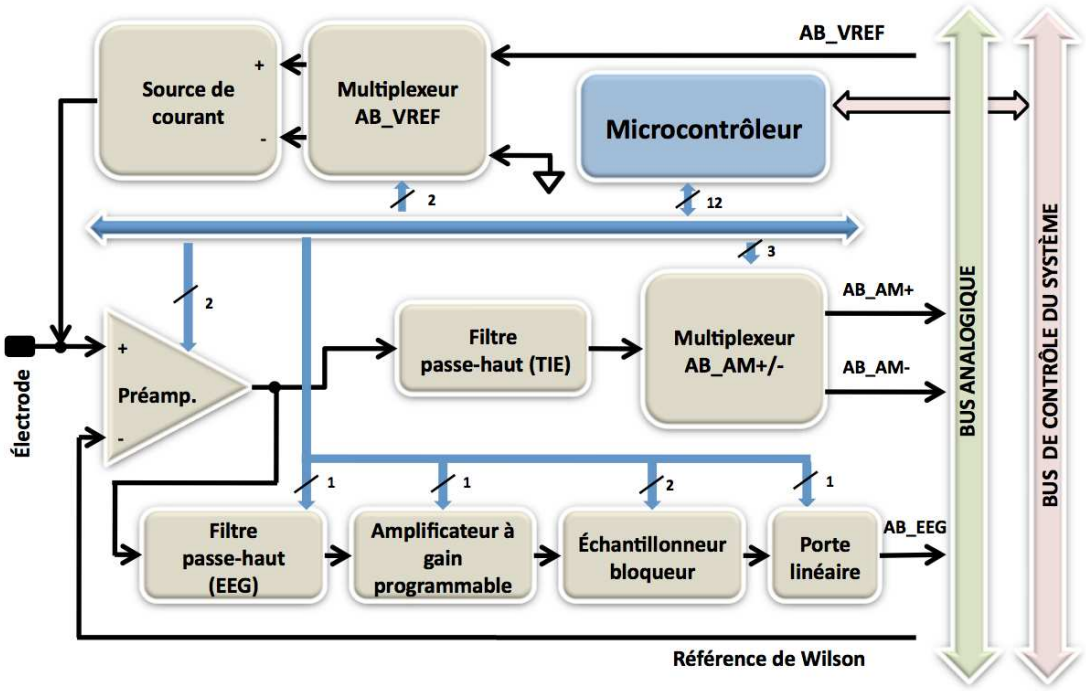


Figure 3.6 Schéma fonctionnel d'une électrode active.

Deux signaux logiques sont dédiés au contrôle du multiplexeur permettant l'acheminement de la porteuse de référence vers le circuit de la source de courant. Celui-ci est encadré à la figure 3.7 qui présente le circuit de l'électrode active. Ces deux signaux logiques permettent trois configurations du multiplexeur : la mise à la masse des deux entrées de la source de courant, l'acheminement de la porteuse vers l'entrée non inverseuse de la source de courant en maintenant l'entrée inverseuse à la masse et, réciproquement, l'acheminement de la porteuse vers l'entrée inverseuse de la source de courant en maintenant l'entrée non inverseuse à la masse. Ces trois configurations permettent respectivement de rendre inactive la source de courant, d'acheminer un courant en phase avec la porteuse de la ligne AB_VREF vers l'électrode qui agira alors comme source de courant puis d'acheminer un courant déphasé de 180 $^\circ$ par rapport à la porteuse de la ligne AB_VREF vers l'électrode qui agira alors comme puits de courant.

Deux autres signaux logiques contrôlent le gain du préamplificateur d'entrée (directement relié à l'électrode). Celui-ci est partagé par la chaîne de traitement de TIE et par la chaîne d'amplification d'EEG. Il reçoit à son entrée positive le potentiel capté par l'électrode et à son entrée négative la moyenne des potentiels mesurés par deux électrodes dédiées à un circuit auxiliaire. Ce circuit, la référence de Wilson, fournit le signal WCT représentant la tension mode commun du corps du patient. Le signal WCT est acheminé par le bus analogique du

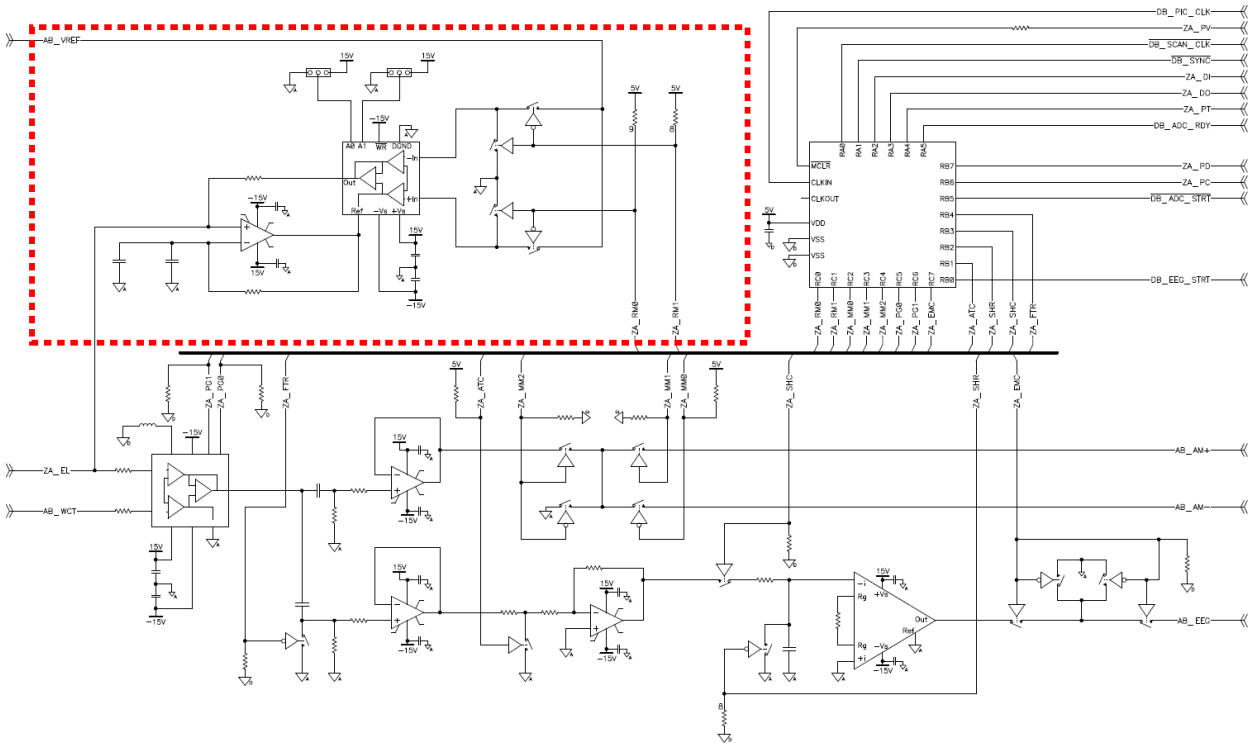


Figure 3.7 Circuit de la source de courant d'une électrode active.

système vers chacune des électrodes actives. Le gain de tension du préamplificateur, pouvant être de 1, 2, 5 ou 10 V/V, est généralement fixé à 10 V/V pour fournir un gain important en amont de la chaîne. Comme les potentiels mesurés lors de la phase T_{EEG} sont très faibles, le gain total de la chaîne d'amplification d'EEG est de 10 000 V/V. Il est avantageux de maximiser le gain au début de la chaîne, soit le plus près possible des électrodes de mesure, afin de maximiser le rapport signal sur bruit.

Les mesures de tension issues du préamplificateur d'entrée sont dirigées à la fois vers la chaîne d'amplification des signaux de TIE et la chaîne d'amplification d'EEG. La chaîne de traitement de TIE, présentée à la figure 3.8, comprend un filtre actif passe-haut du premier ordre, dont la fréquence de coupure est de 160 Hz, qui élimine la composante continue du signal. Ensuite un multiplexeur, contrôlé par 3 signaux logiques provenant du microcontrôleur, permet d'acheminer la tension de sortie du filtre vers les lignes analogiques AB_AM+ ou AB_AM-, ou bien de laisser la sortie déconnectée. Ces deux lignes permettent aux potentiels mesurés par l'électrode d'être acheminés respectivement vers l'entrée positive ou négative de l'amplificateur d'instrumentation du circuit auxiliaire AM_OUT. Ce circuit effectue la différence entre les potentiels provenant des électrodes agissant comme suiveur et inverseur

de tension. En résumé, trois configurations du multiplexeur permettent à l'électrode active d'agir comme suiveur de tension, comme inverseur de tension ou de maintenir les deux entrées AB_AM+ et AB_AM- flottantes lorsque cette électrode active ne doit jouer aucun de ces deux rôles.

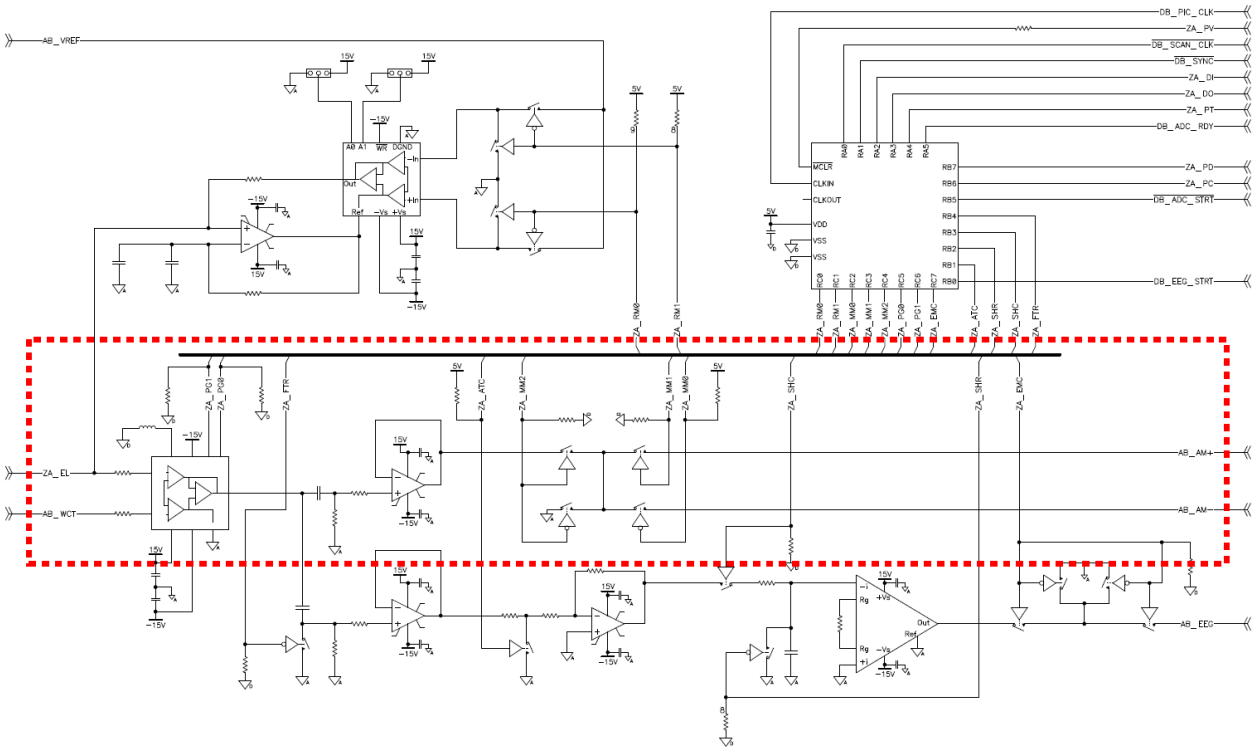


Figure 3.8 Circuit de la chaîne de traitement de TIE d'une électrode active.

La quatrième partie de l'électrode active est la chaîne d'amplification d'EEG qui est présentée à la figure 3.9. Les mesures de potentiel à la sortie du préamplificateur d'entrée sont aussi acheminées vers la chaîne d'amplification d'EEG. Un filtre passe-haut de premier ordre ayant une fréquence de coupure de 0,16 Hz permet tout d'abord d'éliminer la composante continue du signal d'EEG. Ce filtre utilise un condensateur de 1 μF et une résistance de 1 MΩ donnant une constante de temps d'une seconde. Un signal logique provenant du microcontrôleur permet de décharger rapidement le condensateur en activant une porte linéaire. Ceci a pour but d'accélérer la reprise de l'amplification après une saturation due à un potentiel anormalement élevé, causé, par exemple, par le déplacement d'une électrode.

Un suiveur après ce filtre présente une impédance d'entrée élevée aux deux étages qui suivent. Ces deux étages permettent un gain supplémentaire de 1000 V/V ou de 20 V/V. Le premier de ces deux étages est un amplificateur inverseur avec un gain de 10 ou de

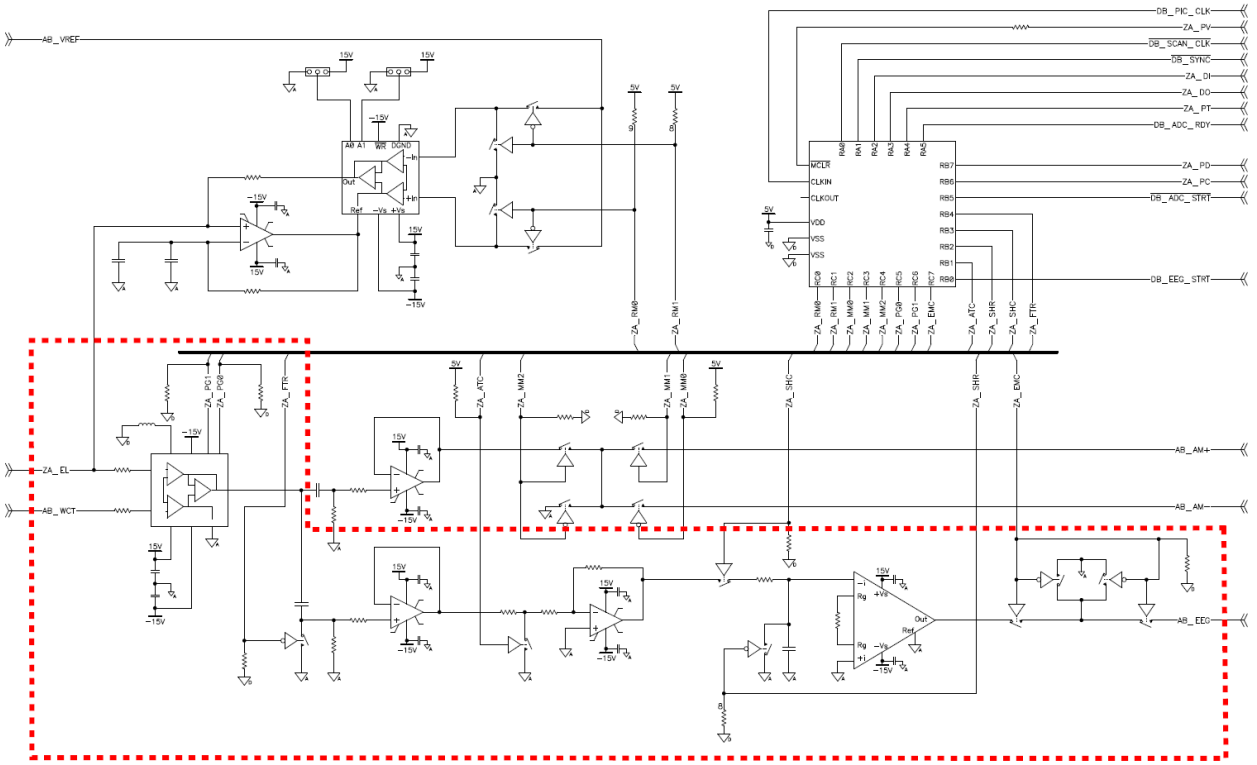


Figure 3.9 Circuit de la chaîne d'amplification d'EEG d'une électrode active.

0,2 V/V commandé par un signal logique provenant du microcontrôleur. Le second étage est un échantillonneur-bloqueur avec un gain de -100 V/V.

L'échantillonneur-bloqueur comprend une porte linéaire qui permet de charger un condensateur en parallèle avec l'entrée négative d'un amplificateur d'instrumentation. Ce montage permet de retenir la tension présente à l'instant de la commande d'échantillonnage jusqu'à ce que l'électrode active puisse transmettre cette mesure à la ligne AB_EEG qui l'acheminera au circuit de conversion des données d'EEG. Lorsque la porte linéaire contrôlée par le microcontrôleur est fermée, le condensateur se charge à la tension de sortie de l'amplificateur inverseur. La porte linéaire peut alors être rouverte jusqu'à ce qu'un nouvel échantillon doive être enregistré. Finalement, un multiplexeur permet la connexion de la sortie de l'échantillonneur-bloqueur au signal AB_EEG ou de laisser cette sortie flottante. Il sera expliqué dans la section suivante que pendant la phase d'acquisition d'EEG les électrodes actives envoient les tensions conservées par leur échantillonneur-bloqueur à tour de rôle vers le circuit de conversion analogique-numérique. Ainsi, la connexion au signal AB_EEG doit demeurer flottante lorsqu'une autre électrode active transmet la tension échantillonnée sans quoi les sor-

ties de deux amplificateurs d'instrumentation seraient court-circuitées. Ce multiplexeur est également contrôlé par le microcontrôleur.

En résumé, le microcontrôleur de l'électrode active utilise douze signaux logiques afin de contrôler les multiplexeurs et les portes logiques présents dans les trois autres sections de l'électrode active, soit la source de courant, la chaîne de traitement de TIE et la chaîne d'amplification d'EEG. La prochaine section traite des circuits auxiliaires du MEA qui participent au fonctionnement des électrodes actives.

3.4 Circuits auxiliaires

3.4.1 Circuit de conditionnement de la porteuse de référence

La porteuse de référence passe par un circuit de conditionnement avant d'être redirigée par la ligne AB_VREF vers chacune des électrodes actives. Un connecteur de type SMA est le point d'entrée de la porteuse de référence (REF_IN) dans le MEA. Comme le montre la figure 3.10, un étage tampon assure une impédance d'entrée élevée et une impédance de sortie faible vers la ligne AB_VREF.

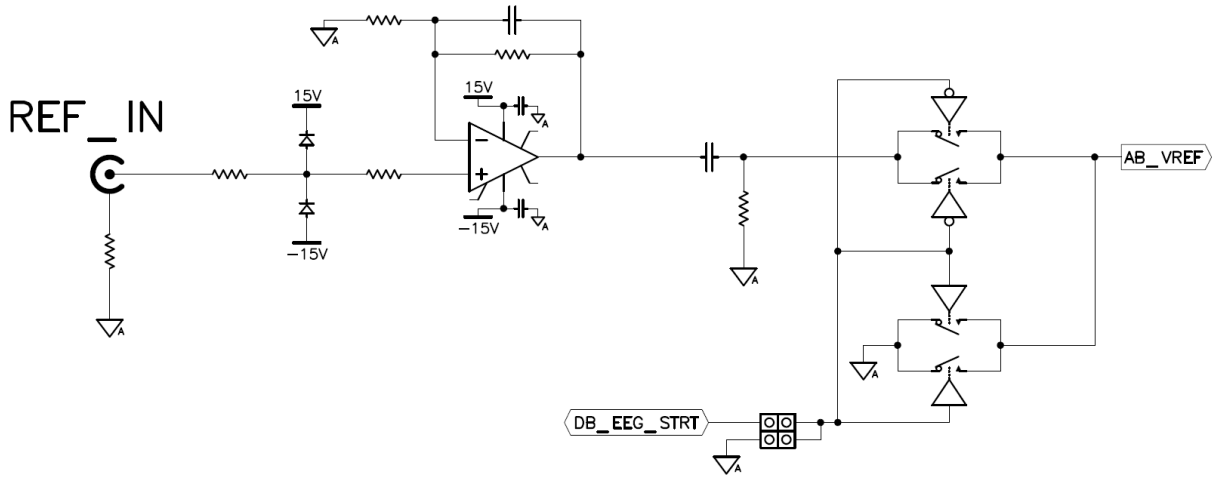


Figure 3.10 Circuit de conditionnement de REF_IN.

Un filtre passe-haut de premier ordre avec une fréquence de coupure de 1,6 kHz élimine les composantes basses fréquences de la porteuse. À la sortie de ce filtre, la porteuse est conduite à la ligne AB_VREF par un multiplexeur qui permet aussi, lors des phases d'acquisition d'EEG, d'y connecter la masse pour désactiver complètement les sources de courant des électrodes actives. Le microcontrôleur d'une des électrodes actives est choisi par le logiciel lors de la

phase d'initialisation pour contrôler ce multiplexeur avec le signal logique DB_EEG_STRT. Cette électrode sera considérée comme l'électrode active maîtresse. Il est à noter que ce même signal logique contrôle également l'activation du CAN dans la chaîne d'acquisition d'EEG. La porteuse de référence est donc acheminée à chacune des électrodes actives par la ligne AB_VREF seulement lors des phases d'acquisition de TIE.

3.4.2 Circuit de conditionnement de la porteuse de mesures

Les mesures de tension effectuées lors des phases de TIE par les suiveurs et inverseurs de tension sont acheminées, respectivement par les lignes AB_AM+ et AB_AM-, vers un circuit de conditionnement de AM_OUT constitué d'un amplificateur d'instrumentation. Celui-ci effectue la différence de potentiel entre les tensions recueillies sur les deux électrodes. Le signal de sortie de cet amplificateur est donc la porteuse de mesures de TIE. Le gain de tension de l'amplificateur d'instrumentation est fixé à 1 V/V mais peut être ajusté à 2, 5 ou 10 V/V en modifiant la configuration de deux résistances de 0 Ω. La figure 3.11 représente le circuit de conditionnement de AM_OUT. La porteuse de mesures est ensuite acheminée par un connecteur de type SMA au MSD.

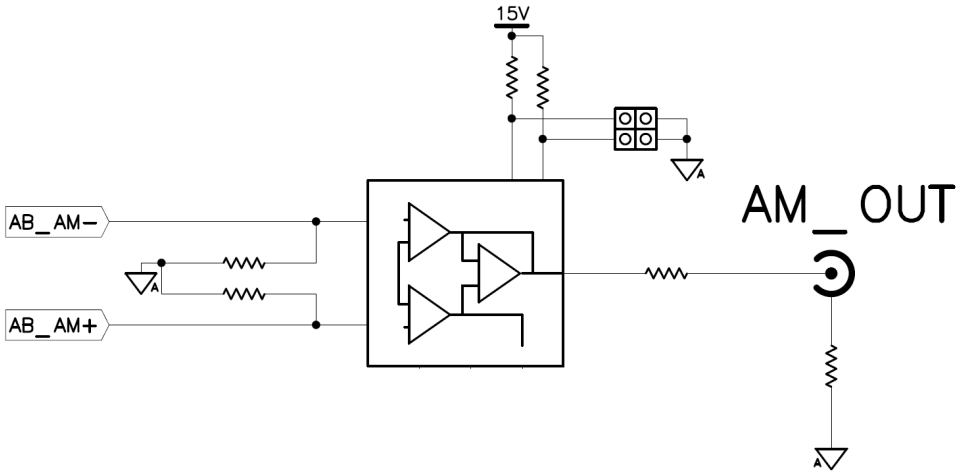


Figure 3.11 Circuit de conditionnement de AM_OUT.

3.4.3 Chaîne d'acquisition d'EEG

Lors de la phase d'acquisition T_{EEG}, les mesures de tension issues de la chaîne d'amplification d'EEG de chacune des électrodes actives sont conservées par les échantillonneurs-bloqueurs. Ces mesures sont transmises à tour de rôle sur la ligne AB_EEG qui les achemine

à la chaîne d'acquisition d'EEG dont le circuit est présenté à la figure 3.12. Cette chaîne permet la numérisation des mesures de tension et le transfert à haut débit des données vers le MSD. Un CAN de 16 bits, d'une capacité de conversion de 250 000 échantillons par seconde est utilisé. Les 16 bits du CAN répartis sur une plage dynamique de ±10 V correspondent à une résolution de 305 μV. En d'autres termes, le bit le moins significatif (*least significant bit*, LSB, en anglais) correspond à une tension de 305 μV à l'entrée du CAN. En amont de la chaîne d'amplification d'EEG, dont le gain est de 10 000 V/V, le bit le moins significatif du CAN correspond donc à une variation de tension de 30,5 nV. La précision du CAN est donc amplement suffisante pour cette application. En fait, les derniers bits risquent d'être dominés par le bruit intrinsèque de la chaîne d'amplification.

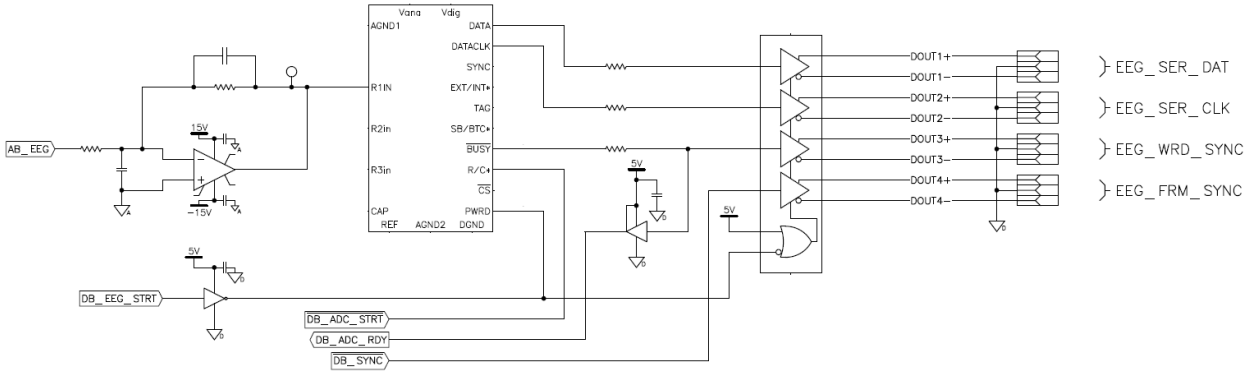


Figure 3.12 Circuit de la chaîne d'acquisition d'EEG.

Le CAN est activé seulement durant la phase T_{EEG} par le signal DB_EEG_STRT, soit le même signal qui bloque la transmission de la porteuse de référence aux sources de courants des électrodes actives. Le signal DB_EEG_STRT est généré par le microcontrôleur de l'électrode active maîtresse qui dirige aussi les reconfigurations nécessaires entre les phases T_{TIE} et T_{EEG}. Après que les 24 électrodes actives aient effectué simultanément un échantillonnage des tensions d'EEG, la tension conservée par l'échantillonneur-bloqueur de la première électrode active est conduite à l'entrée du convertisseur. À ce moment, une transition sur le signal logique DB_ADC_STRT, contrôlé également par le microcontrôleur de l'électrode active maîtresse, déclenche la conversion analogique-numérique. Une horloge interne au convertisseur permet la synchronisation des données sérielles de sortie. Outre cette horloge et les données sérielles issues de la conversion, une autre sortie du CAN permet de détecter la fin d'une conversion. Cette sortie est utilisée pour conduire au CAN les tensions conservées dans les autres échantillonneurs-bloqueurs. Dès que la conversion de la tension provenant d'un

échantillonneur-bloqueur est terminée, la tension conservée dans l'échantillonneur-bloqueur de la prochaine électrode active est transmise au CAN par l'intermédiaire de la ligne AB_EEG.

Les trois sorties du CAN, soit les données sérielles, l'horloge de synchronisation des données et le signal logique de fin de conversion doivent être acheminés vers le MSD pour permettre la désérialisation des données de 16 bits et leur transfert au PC via le port USB. La norme de signalisation différentielle basse-tension (*low-voltage differential signaling*, LVDS, en anglais) est utilisée pour transmettre ces données. Un circuit de commande de ligne différentielle CMOS recueille les trois signaux numériques de sortie du convertisseur en plus du signal logique DB_SYNC qui représente la fin d'une trame de TIE. Pour chacun de ces signaux, le composant transmet sur une paire de liaisons symétriques, deux tensions complémentaires dont la différence est proportionnelle à la tension appliquée à l'entrée du composant. Cette technique permet une transmission à haut débit, moins sensible aux perturbations extérieures, telles que les interférences électromagnétiques, puisque les deux liaisons symétriques seront affectées, plus souvent qu'autrement, de la même manière. La norme LVDS utilise des tensions de sortie de ± 350 mV et le composant utilisé permet une transmission au taux maximum de 78 MHz, ce qui est bien supérieur à la fréquence de l'horloge interne du CAN qui est de 9 MHz.

Finalement, ces quatre paires de signaux sont transmises au MSD par un connecteur HDMI. Dans ce module, un récepteur de ligne différentielle basse-tension, homologue au composant présent dans la chaîne d'acquisition d'EEG, permet de reconvertir les données à la norme CMOS +3.3 V compatible avec le FPGA.

3.4.4 Référence de Wilson et circuit d'asservissement de la jambe droite

Les mesures de tension effectuées par les électrodes actives, autant lors des phases T_{TIE} et T_{EEG}, doivent être considérées par rapport à une tension de référence commune. Cette référence est appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'instrumentation de l'étage d'entrée de chacune des électrodes actives. Idéalement, cette tension de référence devrait être indépendante de la position de l'électrode qui sert à la définir. Un compromis consiste à utiliser un circuit appelé référence de Wilson (*Wilson's central terminal*, WCT, en anglais) couramment utilisé en électrocardiographie. Un circuit auxiliaire génère cette tension de référence en faisant la moyenne des potentiels captés par deux électrodes supplémentaires dénotées BD et BG. En plaçant ces deux électrodes en deux points du corps à une certaine distance des 24 autres électrodes, cette tension est une bonne approximation du potentiel mode commun de tout le corps du patient.

La figure 3.13 présente le circuit utilisé. Les signaux provenant des deux électrodes dédiées au circuit WCT sont traités par un suiveur. Ceci permet d'avoir une grande impédance

d'entrée et de rendre le circuit WCT moins sensible aux impédances de contact des électrodes. Deux résistances égales, reliées à l'entrée d'un troisième suiveur, produit la tension moyenne des deux électrodes. Cette tension moyenne a en fait une double utilité : elle est acheminée par le bus AB_WCT pour servir de référence à chacune des électrodes actives et elle est aussi utilisée pour le circuit d'asservissement de la jambe droite.

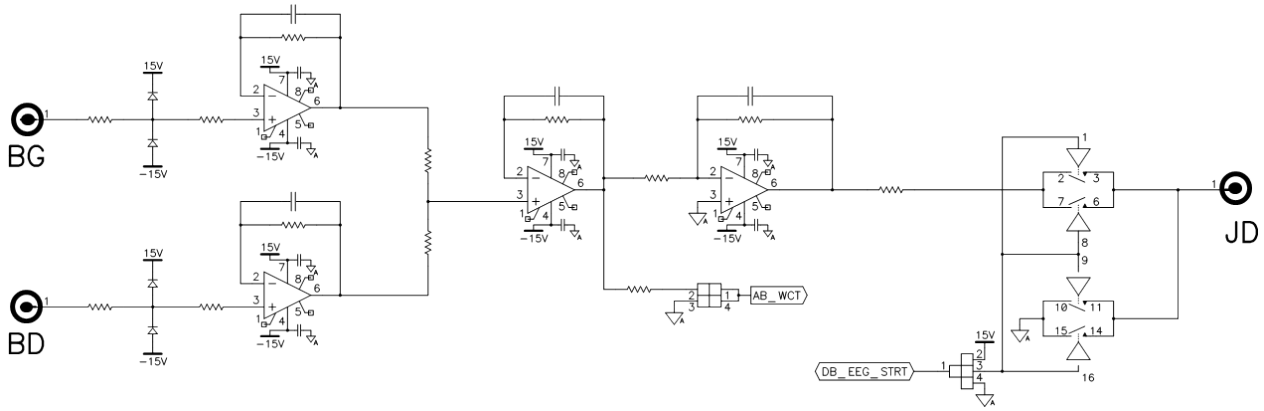


Figure 3.13 Circuits de la référence de Wilson et de l'asservissement de la jambe droite.

Le circuit d'asservissement de la jambe droite (AJD) est intégré aux circuits du WCT. Le potentiel moyen est amplifié par un étage inverseur de 100 V/V dont la sortie est conduite à une électrode dédiée (dénotée JD) par l'intermédiaire d'un multiplexeur. Celui-ci, contrôlé par le microcontrôleur de l'électrode active maîtresse offre trois options : 1) l'électrode JD est reliée au circuit d'asservissement en tout temps, 2) elle est reliée au circuit d'asservissement uniquement pendant les phases T_{EEG} et 3) l'électrode JD est déconnectée du circuit d'asservissement et reliée à la masse en tout temps. L'application du signal produit par le circuit AJD au corps du patient a un effet de rétroaction qui fait tendre le potentiel mode commun du corps vers zéro.

3.4.5 Fonctionnement du programme des microcontrôleurs

Tous les microcontrôleurs des électrodes actives exécutent le même programme. Ce programme rend possible la communication avec le MSD. Un protocole de reconnaissance est établi afin de vérifier que le MEA est relié au système. Concrètement, au démarrage, le MEA est en attente d'un nombre précis de transitions logiques du signal de synchronisation DB_SYNC provenant du MSD. Lorsque ces transitions sont perçues par les microcontrôleurs, ceux-ci répondent en appliquant un nombre précis de transitions logiques sur leur sortie DSC_OUT qui pourront être reçues par le MSD. Après ces opérations, le système reconnaît

la présence du MEA et continuera le processus de mise en route. Dans le cas contraire, c'est-à-dire si le MSD ne détecte pas de transitions sur le signal logique DSC_OUT, par exemple lorsque le système est mis en route sans connecter le MEA, il enverra un message d'erreur qui s'affichera à l'écran de l'ordinateur.

Lorsque la communication est établie entre les deux modules, l'activation de différents codes d'opération permettant chacun une action précise du MEA est permise grâce à une table de recherche. Ces codes d'opération permettent, par exemple, l'énumération de la chaîne d'électrodes actives, la définition de la position virtuelle de chaque électrode active et du nombre réel et virtuel d'électrodes actives dans la chaîne, l'acquisition en mode TIE, l'acquisition en mode EEG et l'acquisition en mode combiné TIE-EEG.

Énumération

Lors du premier démarrage du système suite à une reprogrammation des microcontrôleurs, le code d'opération pour l'énumération de la chaîne d'électrodes actives est automatiquement exécuté. Ce code d'opération permet à chacune des électrodes actives de déterminer sa position à l'intérieur de la chaîne d'acquisition et le nombre d'électrodes dans la chaîne.

Les vingt-quatre électrodes actives sont reliées entre elles en guirlande (*daisy-chain*, en anglais) et forment une chaîne d'acquisition. Ces microcontrôleurs sont reliés entre eux par un signal de contrôle. Plus précisément, un bit de sortie du microcontrôleur de la première électrode active (DSC_OUT) est relié à un bit d'entrée du microcontrôleur de la deuxième électrode active (DSC_IN). Ce deuxième microcontrôleur a son bit de sortie DSC_OUT relié au bit d'entrée DSC_IN du microcontrôleur suivant, et ainsi de suite. L'entrée DSC_IN du microcontrôleur de la première électrode active est reliée à une résistance de rappel alors que la sortie DSC_OUT du microcontrôleur de la dernière électrode est reliée au bus de contrôle du système. Cette chaîne a pour but de permettre à chaque électrode active de connaître sa position et le nombre d'électrodes actives dans la chaîne. Ces deux informations sont nécessaires pour déterminer le rôle que doit tenir chacune des électrodes actives à chaque mesure. La figure 3.14 montre comment cette connexion en guirlande rend possible la détermination de ces deux informations.

Tous les microcontrôleurs gèrent une variable qui représente le nombre d'électrodes présentes dans la chaîne et une variable qui représente sa position dans la chaîne. Pendant la phase d'énumération, chacun des microcontrôleurs effectue, en synchronisation avec le signal DB_SCAN_CLK, la lecture de l'état de leur entrée DSC_IN et effectue une copie de cet état sur leur sortie DSC_OUT. À chacune des transitions du DB_SCAN_CLK, les deux variables représentant le nombre d'électrodes présentes et la position occupée dans la chaîne sont incrémentées. Lorsqu'un niveau logique haut est lu sur l'entrée DSC_IN, le mi-

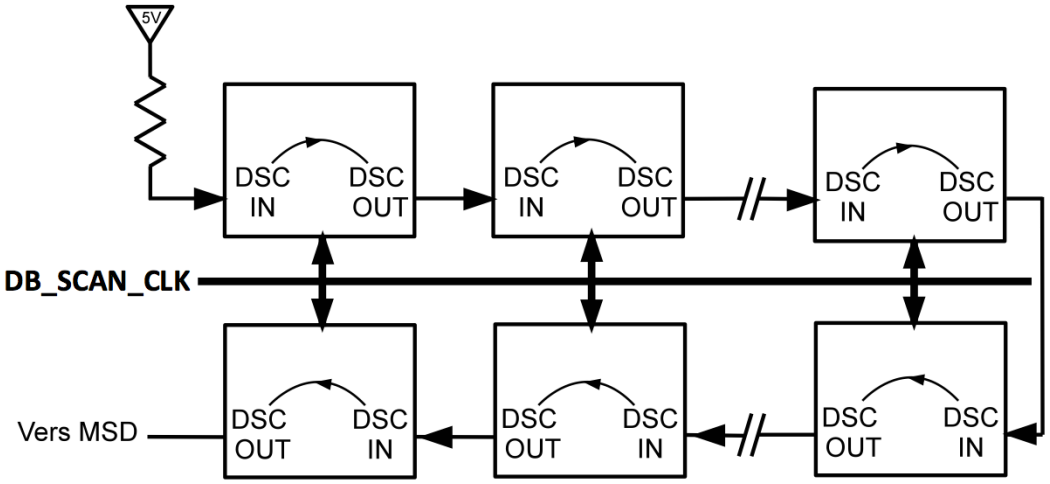


Figure 3.14 Processus d'énumération de la chaîne d'électrodes actives.

crocontrôleur cesse l'incrémentation de sa variable représentant sa position dans la chaîne d'électrodes. Comme l'entrée DSC_IN du microcontrôleur de la première électrode active est forcée à un niveau logique haut, ce microcontrôleur cessera l'incrémentation de la variable représentant sa position dès la première transition du DB_SCAN_CLK et copiera ce niveau sur sa sortie DSC_OUT. Cette variable permet au microcontrôleur de savoir qu'il est le premier dans la chaîne. La prochaine transition du DB_SCAN_CLK permettra au microcontrôleur de la deuxième électrode active de lire un état haut sur son entrée DSC_IN et de cesser à son tour l'incrémentation de la variable représentant sa position. Ce processus est répété 24 fois, et la phase d'énumération est complétée lorsque le dernier microcontrôleur écrit sur sa sortie DSC_OUT un signal logique haut. Ce signal est transmis par le bus de contrôle du système vers le MSD qui terminera alors le processus d'énumération. Les variables représentant le nombre d'électrodes formant la chaîne sont incrémentées à chaque transition du DB_SCAN_CLK jusqu'à la fin de l'énumération. Cet événement est signalé à tous les microcontrôleurs par une transition sur un autre signal du bus de contrôle, le signal DB_SYNC.

Deux autres variables gérées par les microcontrôleurs permettent de définir un nombre virtuel d'électrodes et une position virtuelle dans la chaîne d'électrodes. Ainsi, il est possible de désactiver certaines électrodes qui ne seront pas utilisées lors de l'acquisition de mesures. Ce sont en fait ces variables qui sont utilisées lors du processus d'acquisition, et qui servent à définir le rôle des électrodes actives au moment opportun.

Notons aussi que le processus d'énumération est généralement exécuté seulement lors de la première connexion du MEA. Le résultat de l'énumération, soit la position de l'électrode

active et le nombre d'électrodes dans la chaîne, est emmagasiné dans la mémoire non volatile (EEPROM) du microcontrôleur. Ceci permet un démarrage rapide lors des prochaines mises sous tension. Évidemment, l'énumération peut aussi être répétée sur demande.

Identification

Plusieurs codes d'opération ont comme rôle de fournir des renseignements propres au MEA. Par exemple, un code d'opération permet d'envoyer une série de caractères qui représente le nom et la génération du MEA ; cette information sera affichée à l'écran de l'ordinateur grâce à l'interface usager (*graphical user interface* ou *GUI*, en anglais). Des codes d'opérations similaires permettent d'afficher la version du logiciel résidant dans les microcontrôleurs, le nombre d'électrodes présentes, le nombre d'électrodes virtuelles présentes dans la chaîne d'acquisition et la configuration initiale des électrodes du mode d'acquisition TIE.

Acquisition combinée

Le code d'opération principal permet au MEA d'effectuer l'acquisition combinée de mesures de TIE et d'EEG. Un pseudo-code est présenté à la figure 3.15 qui décrit le fonctionnement du code d'opération permettant l'acquisition combinée de TIE et d'EEG. Les prochaines lignes décrivent plus explicitement le fonctionnement de ce code d'opération. L'opération d'acquisition débute par une phase d'initialisation qui conserve en mémoire les valeurs à appliquer au port de sortie du microcontrôleur permettant la reconfiguration de l'électrode active qui respectera la configuration de TIE initialement imposée. Par exemple, si la configuration de mesure par électrodes adjacentes est adoptée, les quatre premières électrodes devront agir respectivement comme source de courant, puits de courant, suiveur de tension et comme inverseur de tension et toutes les autres devront être inactives. Les microcontrôleurs, en connaissant leur position dans la chaîne d'électrodes, peuvent déduire le rôle qui leur revient.

La séquence d'acquisition est contrôlée par le signal DB_SCAN_CLK généré par le MSD. Ce signal agit comme une horloge, dont la fréquence est modifiable, et qui permet de synchroniser les opérations de chacune des électrodes. Deux transitions logiques du DB_SCAN_CLK sont nécessaires pour effectuer un cycle d'acquisition comprenant une mesure de TIE et une mesure d'EEG sur chacune des 24 électrodes. Pour obtenir une trame complète de 504 mesures de TIE, 1008 transitions du DB_SCAN_CLK sont nécessaires et ce faisant, 504 mesures d'EEG sont effectuées sur chacune des électrodes (c'est-à-dire un total de 504 mesures de TIE et 24×504 mesures d'EEG pour chaque trame).

Acquisition combinée

Variables :
CONFIG : Code de 8 bits établissant l'état du port C du microcontrôleur et configurant les portes linéaires pour placer l'électrode active dans un mode donné
É-b = Échantillonneur-bloqueur
DB_SCAN_CLK : Horloge provenant du MSD coordonnant l'acquisition du système
DSC_OUT: Bit de contrôle relié à l'électrode suivante ou au MSD
CHAN : Compteur servant à pointer vers une des électrodes actives

Initialisation des variables et des ports d'entrée/sortie du microcontrôleur
La dernière électrode active est configurée comme électrode maîtresse
Réinitialisation du filtre passe-haut et de l'É-b de la chaîne d'EEG
Sélection des quatre électrodes qui serviront à la première mesure de TIE
Sélection du code CONFIG correspondant

__ **RÉPÉTER**

{-------- Début du code pour une mesure de TIE --------}
Désactivation du CAN et de l'AJD
Attente du signal DB_SCAN_CLK
Écriture du code CONFIG sur le port C du microcontrôleur
__ **SI** il s'agit de la première mesure d'une trame, **ALORS** faire basculer DSC_OUT
__ **FIN {SI}**
Sélection des quatre électrodes qui serviront à la prochaine mesure de TIE

{------- Début du code pour l'échantillonnage de tous les canaux d'EEG -------}
Attente du signal DB_SCAN_CLK
Désactivation du circuit de conditionnement de la porteuse de référence
Activation du CAN et de l'AJD
Initialiser le pointeur CHAN
Échantillonner tous les canaux en plaçant les É-b en mode rétention
__ **RÉPÉTER**

__ **SI** le numéro de l'électrode = CHAN **ALORS**
Connecter la sortie de l'É-b au bus EEG
Attendre 1 us (temps de stabilisation de la porte du signal AB_EEG)
Basculer DB_ADC_STRT pour déclencher la conversion du CAN
__ **FIN {SI}**

Attente de la fin de la conversion
Incrémenter CHAN
__ **JUSQU'À** ce que tous les canaux soient échantillonnés (CHAN=24)

Replacer tout les É-b en mode échantillonnage

__ **JUSQU'À** ce que la commande d'arrêt de l'acquisition soit reçue

Figure 3.15 Pseudo-code de l'acquisition combinée des mesures de TIE et d'EEG.

La première transition du DB_SCAN_CLK démarre les opérations permettant les mesures de TIE. Lorsque cette transition est détectée, tous les microcontrôleurs modifient leur port de sortie et reconfigurent ainsi l'électrode active. Dès que la reconfiguration est effectuée, les microcontrôleurs déterminent la prochaine configuration à adopter en incrémentant la position de la source et du puits de courant, du suiveur et de l'inverseur de tension (c'est-à-dire en faisant une rotation des positions des quatre électrodes). Chaque fois que la position de la source de courant passe par la position d'origine, cette rotation s'accompagnera d'une incrémentation de l'écart entre la paire d'électrodes source et puits de courant et la paire d'électrodes suiveur et inverseur de tension. Les microcontrôleurs connaîtront déjà la prochaine configuration à adopter et pourront le faire rapidement à la prochaine transition du DB_SCAN_CLK dédié à la TIE.

La seconde transition du DB_SCAN_CLK démarre l'acquisition des 24 mesures d'EEG, une pour chaque électrode. Suite à cette transition, tous les microcontrôleurs mettront leur électrode active en configuration d'amplificateur d'EEG. Ils prendront simultanément un échantillon des tensions des 24 électrodes qui sera conservé grâce aux échantillonneurs-bloqueurs présents dans les électrodes actives. Ces échantillons seront conduits à tour de rôle à la ligne AB_EEG et pourront être numérisés par le CAN. Dès que la transition du DB_SCAN_CLK est terminée, un signal généré par l'électrode active maîtresse conduit à la ligne AB_EEG chacun des 24 échantillons recueillis et les convertit le plus rapidement possible.

Un nouveau cycle d'acquisition débutera par une mesure de TIE lors de la prochaine transition du DB_SCAN_CLK. Cette boucle permet l'acquisition simultanée des mesures de TIE et d'EEG et est répétée à une fréquence de 1,33 kHz. Ceci implique que chacun des 24 canaux d'EEG sont échantillonnés avec une fréquence de 1,33 kHz, et qu'une trame de TIE composée de 504 mesures s'effectue à une fréquence de 3,7 Hz ou, plus simplement, que 3,7 trames de TIE sont acquises par seconde. Ces fréquences sont suffisantes pour répondre aux besoins de notre application. D'une part, la plage de fréquences utile de l'EEG est de 0,5 à 100 Hz et la fréquence d'échantillonnage utilisée est largement au dessus de ces valeurs et de la fréquence de Nyquist. D'autre part, les variations de conductivité cérébrale détectées par la TIE sont une conséquence de phénomènes hémodynamiques lents, de l'ordre d'une ou de quelques secondes. Une fréquence de 3,7 Hz est donc suffisante pour les détecter.

Deux autres codes d'opération permettent l'acquisition non simultanée, c'est-à-dire l'acquisition des mesures de TIE uniquement ou celle des mesures d'EEG. Dans ces deux cas, la boucle d'acquisition ne requiert qu'une seule transition du DB_SCAN_CLK. La fréquence d'acquisition est alors augmentée passant à 2,1 kHz dans le cas de l'EEG et à 7,24 trames par seconde dans le cas de la TIE.

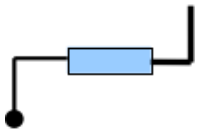
CHAPITRE 4

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Ce chapitre présente les résultats des tests qui ont été effectués sur le MEA afin d'en évaluer les performances. Les tests de performance qui seront présentés peuvent être regroupés en quatre catégories : 1) ceux qui portent sur les sources de courant des électrodes actives, soit leur transconductance, leur admittance d'isolation et leur impédance de sortie ; 2) ceux qui évaluent la chaîne d'amplification de TIE, soit le gain, le taux de réjection du mode commun et le bruit intrinsèque ; 3) ceux qui s'appliquent à la chaîne d'amplification d'EEG, soit le gain et le bruit intrinsèque ; 4) ceux concernant la qualité des mesures de TIE, soit le rapport signal sur bruit, la précision et les images obtenus lors d'essai sur un fantôme résistif.

La quasi-totalité des tests de performance, à l'exception de ceux de la quatrième section, ont été réalisés à l'aide du matériel suivant :

- un analyseur de réseau/spectre/impédance 4395A (*Agilent Technologies*) ;
- deux sondes actives large-bande 41800A (*Agilent Technologies*). Le symbole suivant sera utilisé pour les représenter ;



- un fantôme résistif à 16 électrodes (Gagnon *et al.*, 2010) ;
- des résistances de précision (50 Ω, 500 Ω et 1000 Ω).

Il est à noter que les montages expérimentaux décrits dans ce chapitre, à l'exception de ceux de la quatrième section, n'incluent pas les câbles d'électrodes. Ceux qui ont été utilisés dans la quatrième section ont une longueur de 45 centimètres et se terminent par un bouton pression pouvant être connecté au fantôme résistif ou à des électrodes auto-adhésives munies d'un connecteur du même type.

L'objectif de ce projet de recherche était le développement d'un système d'acquisition combinée de données de TIE et d'EEG. Il sera intéressant d'évaluer la valeur ajoutée que représente l'acquisition d'EEG et l'effet qu'elle aura sur les performances de TIE par rapport à la génération précédente de système.

Comme il a déjà été mentionné, le développement du MSD s'est fait parallèlement au développement du MEA. Les tests de performance présentés ici sont donc les résultats obtenus

en utilisant le MSD de la génération précédente (TIE4) du système d'acquisition. Pour cette raison, les tests réalisés n'utilisent que 16 des 24 électrodes disponibles ; le MSD utilisé ne supportant que seize électrodes. On s'assure de la fonctionnalité de toutes les électrodes en ne choisissant pas toujours les mêmes seize électrodes parmi les 24 disponibles.

4.1 Sources de courant

La source de courant des électrodes actives constitue une partie importante du système d'acquisition et a un impact significatif sur ses performances. Trois paramètres ont été évalués : la transconductance, l'impédance de sortie et l'admittance d'isolation. Ces tests de performance évaluent les composantes suivantes du MEA : le circuit de conditionnement de REF_IN qui conduit la porteuse de référence vers le bus analogique, le multiplexeur qui conduit la porteuse de référence à l'entrée de la source de courant, le microcontrôleur et la source de courant des électrodes actives. La figure 4.1 met en évidence les parties de l'électrode active qui sont évaluées lors de ces tests.

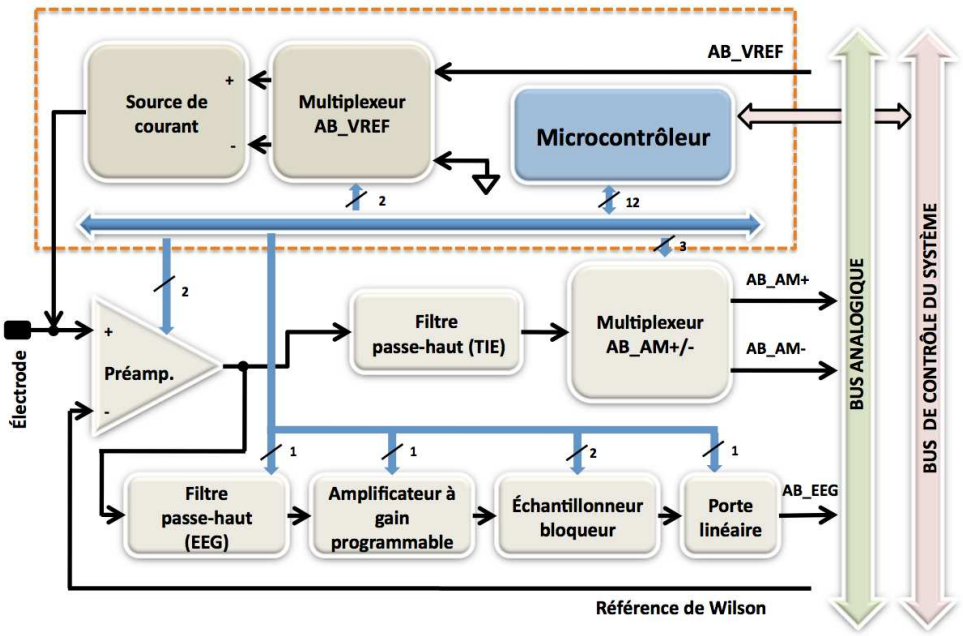


Figure 4.1 Sections de l'électrode active impliquées dans la source de courant.

Les trois sections suivantes présentent les bancs d'essais utilisés et les résultats obtenus lors de la mesure de la transconductance, de l'impédance de sortie et de l'admittance d'isolation des sources de courant.

4.1.1 Transconductance des sources de courant

La transconductance des sources de courant est le rapport entre le courant de sortie et la tension d'entrée et est exprimée en siemens (S). En d'autres termes, elle représente la sensibilité de la source de courant. Une transconductance élevée implique qu'une légère variation de tension à l'entrée de la source permettra de modifier grandement l'amplitude du courant de sortie et *vice versa*. Dans tous les cas, il est avantageux d'avoir une transconductance constante sur la plage des fréquences utilisées pour que le comportement de la source de courant soit uniforme pour toutes les fréquences.

La transconductance de la source de courant d'un des canaux a été évaluée de la manière suivante : 1) la sortie RF_OUT de l'analyseur de réseau est reliée au connecteur REF_IN du MEA, 2) une résistance de 50 Ω est reliée entre la masse et le connecteur d'électrode du canal qui agit comme source de courant, 3) une sonde active connectée à l'entrée A de l'analyseur mesure la tension d'entrée appliquée au connecteur REF_IN et 4) une deuxième sonde active reliée à l'entrée B de l'analyseur mesure la tension à la borne de la résistance de 50 Ω.

L'analyseur de réseau nous permet automatiquement de mesurer le ratio entre les deux mesures de tension prises par les sondes actives. Ce ratio représente directement la transconductance de la source à un facteur près, soit la résistance de charge utilisée. La figure 4.2 schématise le montage effectué pour mesurer la transconductance. Les réglages suivants sur l'analyseur de réseau ont été sélectionnés : une source RF_OUT de -20 dBm a été appliquée sur une plage de fréquences de 100 Hz à 10 MHz avec une largeur de bande de 10 Hz. Précisons que l'unité dBm utilisée pour définir l'amplitude de la source de l'analyseur correspond au rapport de puissance en décibels de l'amplitude de la source par rapport à un milliwatt. Ainsi, bien que la valeur soit négative, ceci correspond bien à une mesure de puissance positive qui vaut dans notre cas 10 μW. Par ailleurs, notons que l'impédance d'entrée de la sonde utilisée pour mesurer la tension n'est pas infinie mais équivaut à une résistance de 100 kΩ en parallèle avec une capacité de 3 pF. Cette impédance d'entrée est bien supérieure à la charge utilisée et peut, dans ce cas, être considérée comme infinie et le courant qui pénètre la sonde peut être négligé.

Pour ce test, comme pour tous ceux décrits dans ce chapitre, un grand soin a été porté à la qualité du montage réalisé. Des câbles blindés avec des connecteurs BNC ou SMA ont été utilisés de façon à réduire le bruit capté par le système. De plus, la géométrie du circuit, soit l'emplacement des câbles par rapport aux interférences connues avec le secteur et la superficie des boucles formées par le circuit lui-même et les câbles, a été étudiée afin de réduire au minimum le bruit capté par le circuit. Les câbles transportant un signal analogique de forte amplitude (le câble d'alimentation DB-9, les câbles transportant la porteuse de référence et la porteuse de mesures ainsi que le câble d'alimentation du système d'acquisition), dans

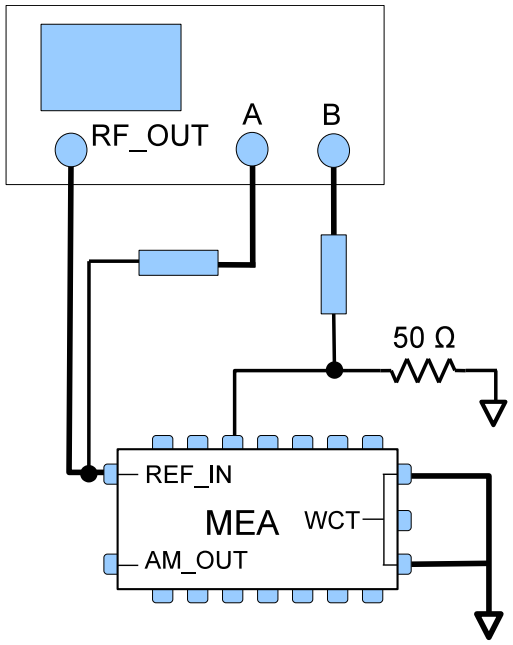


Figure 4.2 Montage pour la mesure de la transconductance.

la mesure du possible, étaient placés perpendiculairement au plan du circuit afin de réduire l'induction magnétique. La boucle formée par les électrodes, le fantôme et le MEA a également été réduite au minimum pour la même raison.

La transconductance a été évaluée pour les deux configurations possibles des sources de courant, soit en mode source de courant et puits de courant. Théoriquement, seul un déphasage de 180 degrés devrait différencier la transconductance de ces deux configurations. Selon les simulations, la source de courant devrait avoir une transconductance de 1 mS sur la plage de fréquences utile et diminuer fortement à basse et à haute fréquence en raison d'une part du filtre passe-haut de premier ordre de 160 Hz du circuit de conditionnement REF_IN et, d'autre part, par la bande passante limitée de l'amplificateur d'instrumentation utilisé. La figure 4.3 présente la transconductance mesurée de la source de courant pour les deux configurations décrites. Il est à noter que cette figure présente la transconductance mesurée sur une des électrodes actives. La même mesure a été faite sur d'autres électrodes actives et les différences étaient inférieures à la variabilité de la mesure sur une même électrode active. Comme pour toutes les courbes présentées dans ce chapitre, les mesures ont été effectuées sur plusieurs électrodes actives mais la courbe présentée ne correspond qu'à la mesure effectuée sur une des électrodes actives.

Les courbes présentées à la figure 4.3 démontrent bien que la transconductance de la source de courant est de 1 mS sur la plage de fréquences considérée. Ces deux courbes nous montrent aussi que la source et le puits de courant ont bien un déphasage de 180 degrés sur

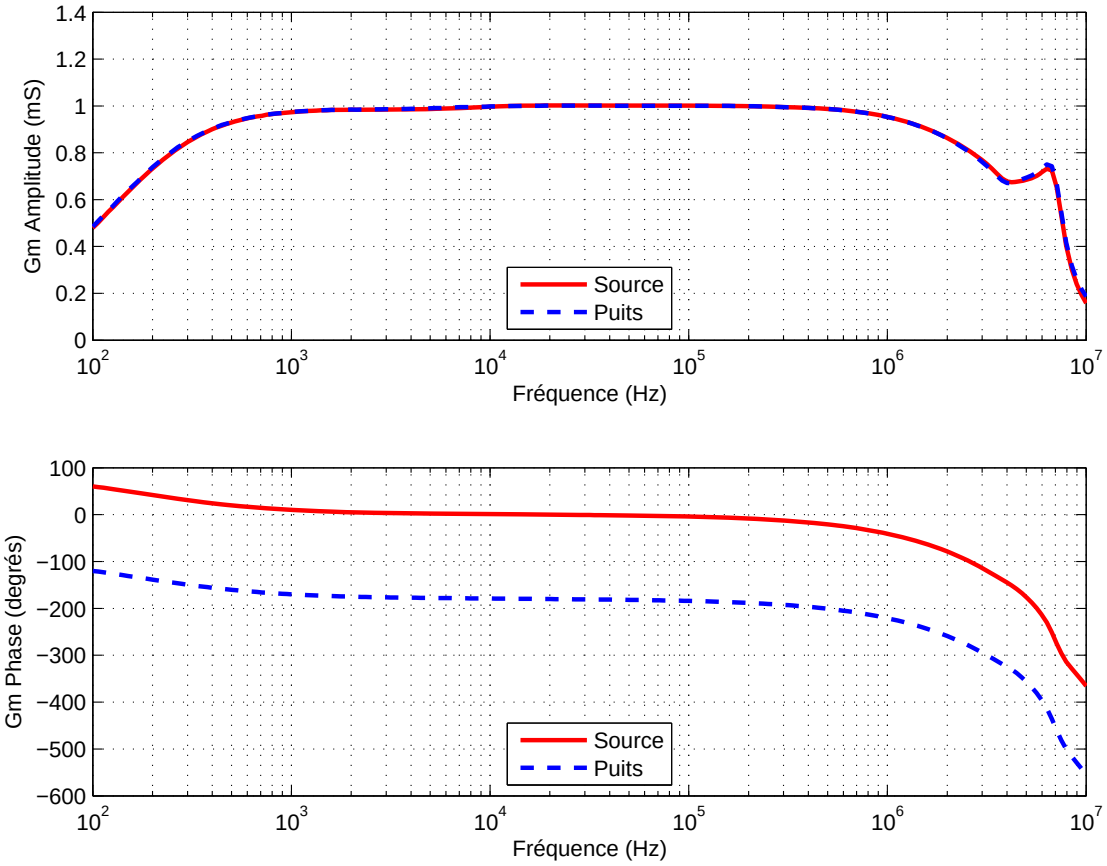


Figure 4.3 Transconductance de la source de courant.

une plage très étendue de fréquences et, qu'à 50 kHz, le déphasage de la source par rapport à la porteuse de référence est nul. De plus, les fréquences de coupures à -3 dB sont de 160 Hz et 3,5 MHz. La plage de fréquences où la transconductance dévie de moins de 1% (0,1 dB) de la valeur à 50 kHz (considérée comme fréquence de référence pour une comparaison aux performances du MEA du système TIE4) permettrait l'utilisation d'une porteuse de référence comprise entre 1 kHz et 500 kHz.

4.1.2 Admittance d'isolation

L'admittance d'isolation permet d'évaluer le couplage (*cross-talk*, en anglais) entre le signal d'entrée et de sortie des sources de courant lorsque celles-ci sont désactivées. En d'autres termes, comme la porteuse de référence permettant d'exciter les sources de courant se rend à chacune des électrodes actives par le bus analogique, il est important de savoir dans quelle mesure les sources de courant qui doivent demeurer inactives lors de l'acquisition le sont réellement. Ceci touche également à un aspect de la sécurité du système d'acquisition pour

le patient. Plus l'admittance d'isolation est faible, plus les sources de courant sont en mesure de couper complètement le courant appliqué au patient.

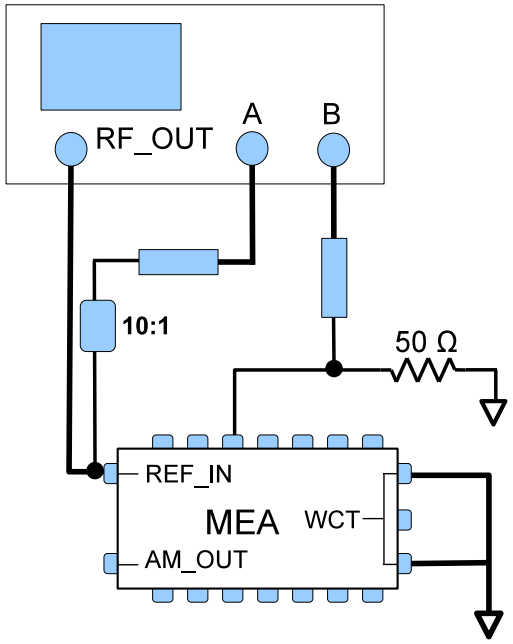


Figure 4.4 Montage pour la mesure de l'admittance d'isolation.

L'admittance est l'inverse de l'impédance et s'exprime en siemens tout comme la transconductance. Le même montage est utilisé pour mesurer l'admittance d'isolation que pour la transconductance à quelques différences près : 1) l'électrode active est configurée en mode déconnecté plutôt qu'en mode source ou puits de courant, 2) un atténuateur 10:1 a été ajouté sur la sonde mesurant la tension d'entrée, ce qui nous permet d'appliquer un signal de source plus élevé tout en évitant la saturation de la sonde active. Comme l'admittance d'isolation a une valeur très faible, il est avantageux d'utiliser un signal de référence (la source de l'analyseur de réseau) le plus élevé possible. Cet atténuateur nous permet d'utiliser une source de 9 dBm tout en évitant la saturation. Les réglages suivants ont donc été choisis pour l'analyseur : une source RF_OUT de 9 dBm sur une plage de fréquences de 100 Hz à 10 MHz avec une largeur de bande de 10 Hz. La figure 4.4 représente le circuit utilisé pour mesurer l'admittance d'isolation.

La grande difficulté rencontrée lors de la mesure de l'admittance d'isolation vient de la précision des appareils utilisés en regard de la faible valeur de la mesure effectuée. Comme l'admittance est très faible, de l'ordre de quelques dixièmes de microsiemens la précision de l'appareil peut ne pas être suffisante pour mesurer adéquatement la tension produite par la source de courant aux bornes de la charge de 50 Ω. Pour évaluer cette précision, un enregistrement a été effectué utilisant le même montage et les mêmes réglages sur l'analyseur

mais où la sonde active et la charge étaient physiquement déconnectées de l'électrode active. Dans ce cas, seul le bruit intrinsèque de la sonde et de l'analyseur est enregistré par l'appareil. La figure 4.5 présente les résultats obtenus lors de ces deux enregistrements.

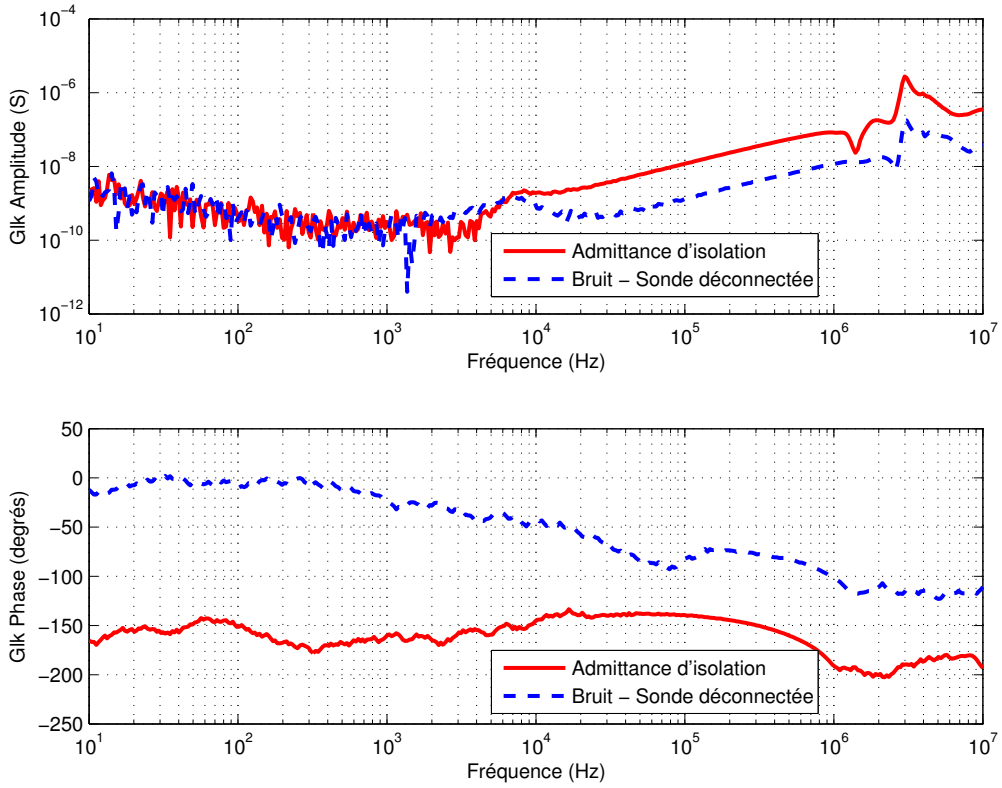


Figure 4.5 Admittance d'isolation de la source de courant.

Comme il est possible de le voir, la courbe du bruit enregistré est du même ordre de grandeur que l'admittance d'isolation mesurée pour les basses fréquences. Il est donc impossible de mesurer avec exactitude sa valeur. Il nous est uniquement possible d'affirmer que l'admittance d'isolation est soit égale ou inférieure à la mesure effectuée. À partir de 10 kHz toutefois, l'admittance d'isolation devient supérieure au bruit enregistré et sa valeur est légèrement inférieure à 10^{-8} S à 50 kHz, ce qui représente une atténuation tout à fait adéquate par rapport à la transconductance de la source de courant de 1 mS mesurée précédemment.

4.1.3 Impédance de sortie

L'impédance de sortie est une caractéristique importante des systèmes d'acquisition de TIE. Dans notre cas, l'impédance mesurée, ne correspond pas uniquement à l'impédance de sortie de la source de courant. En effet, la sortie de la source de courant et l'entrée de

l'amplificateur d'instrumentation (Préamp. à la figure 3.6) sont toutes deux reliées en parallèle au connecteur d'électrode. L'impédance mesurée est en fait la combinaison parallèle, désignée $Z_{I/O}$, de l'impédance de sortie de la source de courant et de l'impédance d'entrée de l'amplificateur d'instrumentation. Cette impédance est importante puisqu'elle influencera la sensibilité du système d'acquisition aux variations d'impédance de contact des électrodes sur le patient. Plus l'impédance $Z_{I/O}$ est élevée (quelques mégohms), moins le système d'acquisition sera sensible aux variations d'impédance de contact des électrodes qui sont de l'ordre de quelques kilohms.

Quelques techniques existent afin de mesurer l'impédance de sortie d'une source de courant. Dans notre cas, la méthode adoptée utilise la variation du courant produit par la source en fonction de la charge qui y est appliquée. Si la source de courant est idéale et que son impédance de sortie est infinie, le courant produit sera constant peu importe la charge qui y est appliquée. *A contrario*, puisque l'impédance de sortie de la source de courant n'est pas infinie, le courant produit diminuera avec l'augmentation de la charge (c'est-à-dire l'augmentation de la résistance placée entre la sortie de la source de courant et la masse). Un circuit, présenté à la figure 4.6, permet de tirer profit de cette relation. La source de courant peut être représentée par une source de courant idéale, avec en parallèle une résistance correspondant à l'impédance de sortie de la source de courant. Ceci peut être représenté par une source de tension et une résistance en série en faisant appel au circuit de Thévenin. L'impédance $Z_{I/O}$ recherchée est représentée par l'une des trois résistances en série de ce circuit. En mesurant la différence de tension aux bornes de la troisième résistance lorsque l'interrupteur est ouvert et fermé, il est possible de calculer l'impédance $Z_{I/O}$.

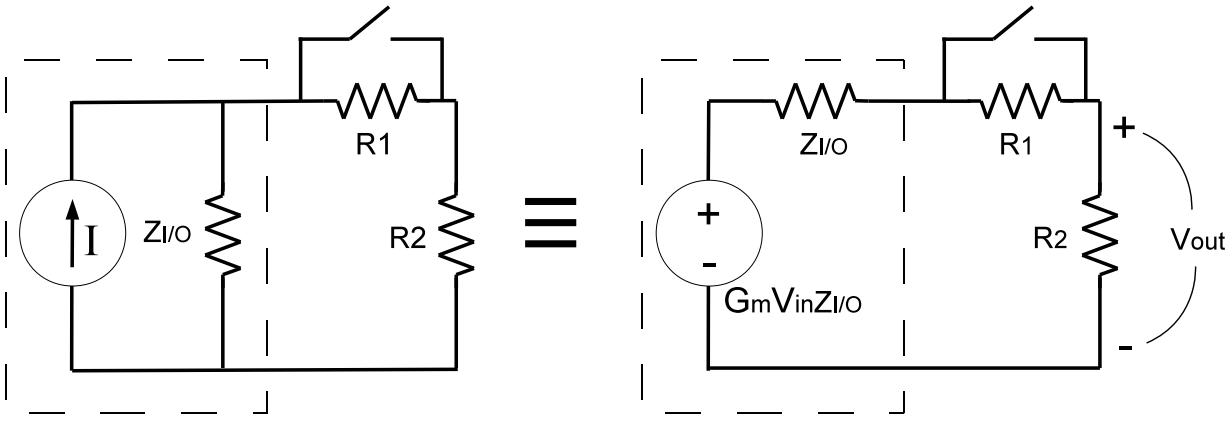


Figure 4.6 Circuits équivalents de l'impédance de sortie.

D'une part, la tension $V_{\text{out}}^{\text{f}}$ aux bornes de la résistance R_2 lorsque l'interrupteur est fermé est donnée par

$$V_{\text{out}}^{\text{f}} = \left(\frac{R_2}{Z_{\text{I/O}} + R_2} \right) G_{\text{m}} V_{\text{in}} Z_{\text{I/O}}, \tag{4.1}$$

$$G_{\text{m}} V_{\text{in}} Z_{\text{I/O}} = V_{\text{out}}^{\text{f}} \left(\frac{Z_{\text{I/O}} + R_2}{R_2} \right). \tag{4.2}$$

Réciproquement, lorsque l'interrupteur est ouvert la tension $V_{\text{out}}^{\text{o}}$ aux bornes de R_2 est

$$V_{\text{out}}^{\text{o}} = \left(\frac{R_2}{Z_{\text{I/O}} + R_1 + R_2} \right) G_{\text{m}} V_{\text{in}} Z_{\text{I/O}}. \tag{4.3}$$

Et en combinant ces deux équations, nous pouvons en tirer l'impédance $Z_{\text{I/O}}$:

$$V_{\text{out}}^{\text{o}} = \left(\frac{Z_{\text{I/O}} + R_2}{Z_{\text{I/O}} + R_1 + R_2} \right) V_{\text{out}}^{\text{f}}, \tag{4.4}$$

$$Z_{\text{I/O}} = R_1 \left(\frac{V_{\text{out}}^{\text{o}}}{V_{\text{out}}^{\text{f}} - V_{\text{out}}^{\text{o}}} \right) - R_2. \tag{4.5}$$

Comme cette méthode utilise des mesures de tension différentielles, elle est moins influencée par les erreurs systématiques de mesure provenant des sondes actives. Ceci est un grand avantage compte tenu du fait que les différences de tension devant être mesurées sont très faibles. Toutefois, de grandes précautions doivent être prises afin que le circuit ne subisse aucune modification entre les deux mesures. Le déplacement des câbles, en modifiant la géométrie du circuit et donc de son aptitude à capter le bruit ambiant, peut être suffisant pour provoquer une différence entre les mesures plus grande que celle engendrée par le court-circuit de la résistance R_1.

Ce montage a été réalisé de la manière suivante (figure 4.7) : 1) la source RF_OUT de l'analyseur de réseau est reliée au connecteur REF_IN du MEA, 2) deux résistances de 500 Ω et 1 kΩ sont reliées au connecteur d'électrode du canal qui agit comme source de courant, 3) un câble avec des pinces crocrodiles permet de court-circuiter la résistance de 500 Ω et de modifier ainsi la charge imposée à la source de courant, 4) une sonde active avec un atténuateur de 10:1 est connectée à l'entrée A de l'analyseur et mesure la tension d'entrée appliquée au connecteur REF_IN et 5) une deuxième sonde active avec un atténuateur de 10:1 est reliée à l'entrée B de l'analyseur et mesure la tension entre les deux résistances. Les atténuateurs des sondes actives permettent d'augmenter leur impédance d'entrée à 1 MΩ avec une capacité parallèle de 1 pF. L'impédance $Z_{\text{I/O}}$ est calculée à l'aide de l'équation (4.5).

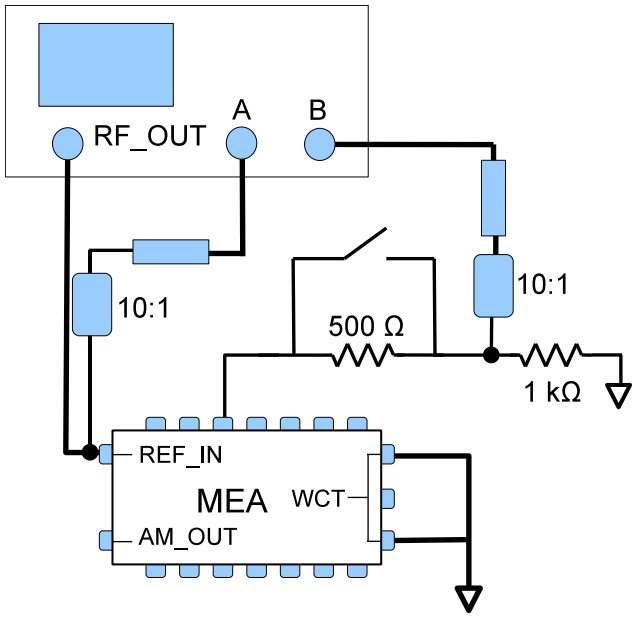


Figure 4.7 Montage pour la mesure de l'impédance de sortie.

Les réglages suivants ont été utilisés pour l'analyseur de réseau : la source RF_OUT de l'analyseur est de -20 dBm, sur une plage fréquentielle de 100 Hz à 10 MHz et une largeur de bande de 10 Hz. La figure 4.8 présente la courbe d'impédance $Z_{I/O}$ obtenue en fonction de la fréquence.

La courbe présentée à la figure 4.8 montre que l'impédance $Z_{I/O}$ atteint un maximum de 30 MΩ a une fréquence d'environ 4 kHz. À 50 kHz, notre fréquence de référence pour les comparaisons au système TIE4, l'impédance diminue à près de 200 kΩ, ce qui est assez élevée pour que le système ne soit pas trop sensible aux variations d'impédance de contact des électrodes qui peuvent atteindre quelques kilohms. La plage de fréquences sur laquelle l'impédance $Z_{I/O}$ a une valeur assez élevée pour permettre une acquisition adéquate de biopotentiels est de 100 Hz à 100 kHz.

Il est a noter que les mesures d'impédance de sortie sont très difficiles à effectuer et peuvent être influencées par des interférences extérieures qui interviennent lors de l'une des deux mesures de tension effectuées pendant l'expérience. Un enregistrement contenant un nombre suffisant de points et une précision adéquate prend de 5 à 15 min dépendamment de la plage fréquentielle balayée. Les deux enregistrements nécessaires pour calculer $Z_{I/O}$ prennent donc de 10 à 30 min. Si au cours de cette période les interférences extérieures sont différentes, le calcul de l'impédance en sera affecté. Pour cette raison, les mesures d'impédance sont difficilement reproductibles avec précision. D'autre part, la différence entre les deux mesures de tension effectuées pour calculer $Z_{I/O}$ est très faible, de l'ordre du millivolt. La précision

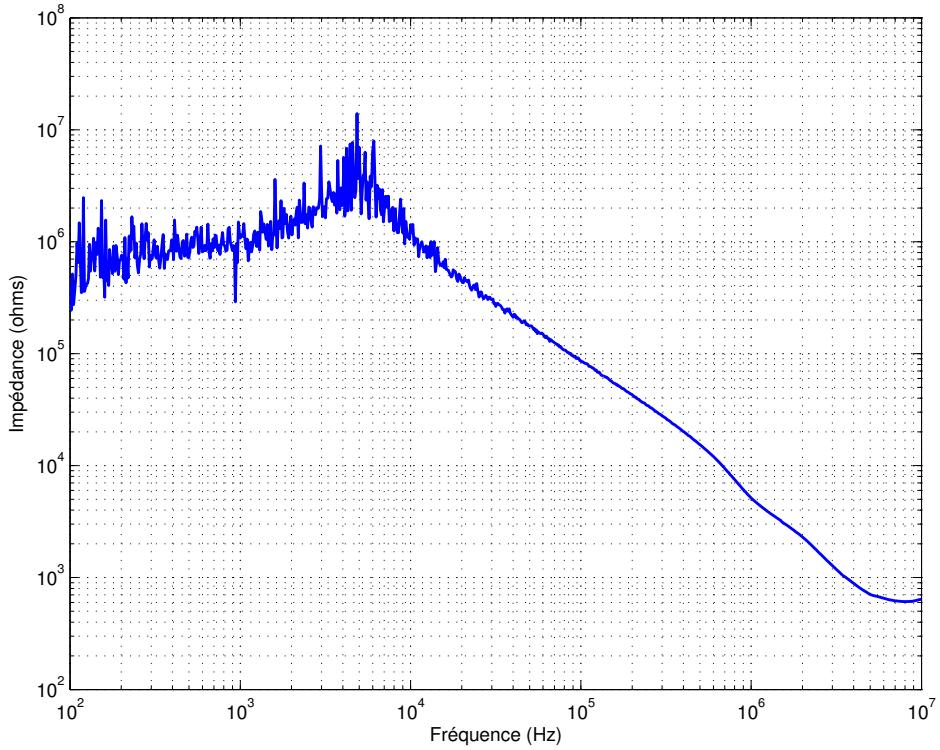


Figure 4.8 Impédance de sortie $Z_{I/O}$ de la source de courant.

des sondes actives utilisées, ainsi que la précision de l'analyseur de réseau ont un impact significatif sur les mesures. Finalement, l'impédance d'entrée des sondes actives est limitée à 100 kΩ et augmente à 1 MΩ lorsqu'un atténuateur 10:1 est utilisé. Cette impédance est du même ordre de grandeur que l'impédance de sortie que nous tentons de mesurer. Une analyse tenant compte de l'impédance des sondes a été effectuée mais l'effet sur les résultats obtenus est négligeable.

4.2 Chaîne de préamplification de TIE

Les tests effectués sur la chaîne de préamplification des mesures de TIE font intervenir les parties suivantes du MEA : 1) l'amplificateur d'instrumentation qui recueille les mesures de potentiel provenant de l'électrode, 2) le filtre passe-haut et le multiplexeur qui permettent d'acheminer les mesures vers le bus analogique, 3), le microcontrôleur de l'électrode active, 4) le circuit de conditionnement AM_OUT et 5) le circuit de la référence de Wilson qui permet de mesurer la tension moyenne du patient. Ces parties de l'électrode active sont mises en évidence à la figure 4.9.

Cette section présente trois tests qui permettent de juger de la performance de la chaîne de préamplification : 1) la réponse en fréquence de la chaîne de préamplification, 2) le taux de réjection du mode commun et 3) le bruit intrinsèque de la chaîne. Les trois sections suivantes présentent les bancs d'essais utilisés pour effectuer ces mesures et les résultats obtenus.

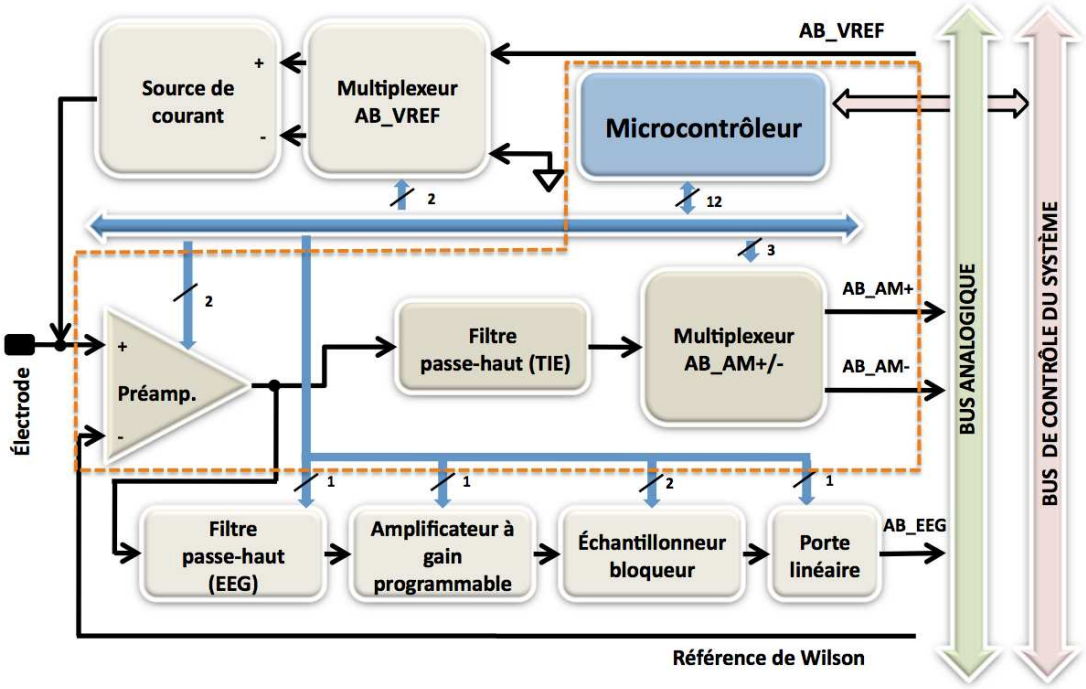


Figure 4.9 Sections de l'électrode active impliquées dans la chaîne d'amplification de TIE.

4.2.1 Réponse en fréquence

La réponse en fréquence de la chaîne d'amplification de TIE permet de valider le gain prévu sur la plage de fréquences utiles et d'évaluer le déphasage des mesures de tension. Le gain de tension est tout simplement le ratio de la tension de sortie de la chaîne et de la tension d'entrée. La réponse en fréquence est évaluée pour chacun des gains possibles de l'amplificateur d'instrumentation dénoté Préamp. à la figure 4.9, soit 1, 2, 5 et 10 V/V. Pour évaluer la réponse en fréquence, le montage suivant est effectué : 1) la sortie RF_OUT de l'analyseur de réseau est reliée au connecteur de l'électrode active configurée en mode suiveur (ou inverseur) de tension, 2) la masse est appliquée au connecteur de l'électrode active configurée en mode inverseur (ou suiveur), 3) les électrodes BD et BG du circuit WCT sont maintenues à la masse, 4) une sonde active connectée à l'entrée A de l'analyseur mesure la tension d'entrée appliquée au connecteur d'électrode et 5) une deuxième sonde active reliée

à l'entrée B de l'analyseur mesure la tension au connecteur AM_OUT. La mise à la masse de l'électrode configurée en mode inverseur (ou suiveur) est essentielle puisque le circuit de conditionnement de AM_OUT effectue la différence entre les deux tensions mesurées par le suiveur et l'inverseur. En maintenant l'entrée d'une de ces électrodes actives à la masse, nous nous assurons que la tension recueillie à la sortie de la chaîne de préamplification ne correspond qu'à la tension appliquée à l'autre électrode active. La figure 4.10 présente le montage décrit pour la mesure de la réponse en fréquence de la chaîne de préamplification de TIE.

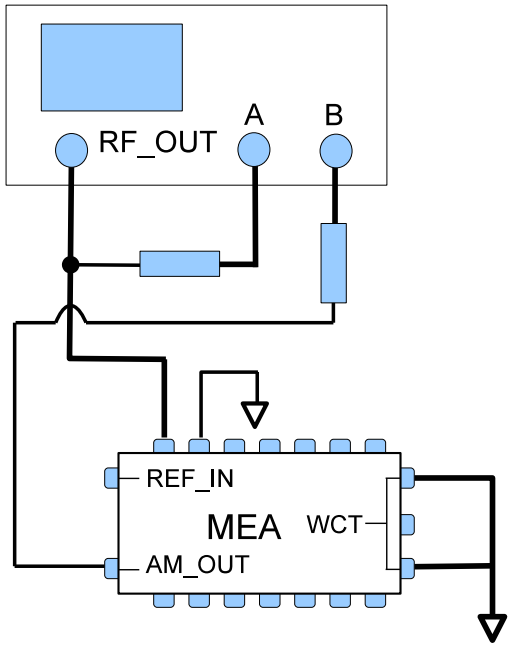


Figure 4.10 Montage pour la mesure de la réponse en fréquence de la chaîne de préamplification de TIE.

Les réglages de l'analyseur sont les suivants : une source RF_OUT de -20 dBm sur une plage fréquentielle de 100 Hz à 10 MHz avec une largeur de bande de 10 Hz. La figure 4.11 présente les différentes courbes de réponse en fréquence de la chaîne de préamplification des mesures de TIE pour les quatre gains possibles de l'amplificateur d'instrumentation.

La figure 4.11 montre que le gain mesuré correspond aux résultats des simulations. Des gains constants de 1, 2, 5 et 10 V/V sont obtenus sur une large bande de fréquences, atténués à basses et à hautes fréquences respectivement par le filtre passe-haut de la chaîne d'amplification et par la bande-passante limitée de l'amplificateur d'instrumentation. Les fréquences de coupure à -3 dB sont 100 Hz et 6 MHz. La plage de fréquences pour laquelle le gain dévie de moins de 1% (0,1 dB) de la valeur mesurée à 50 kHz est 1,725 kHz à 531,83 kHz pour un

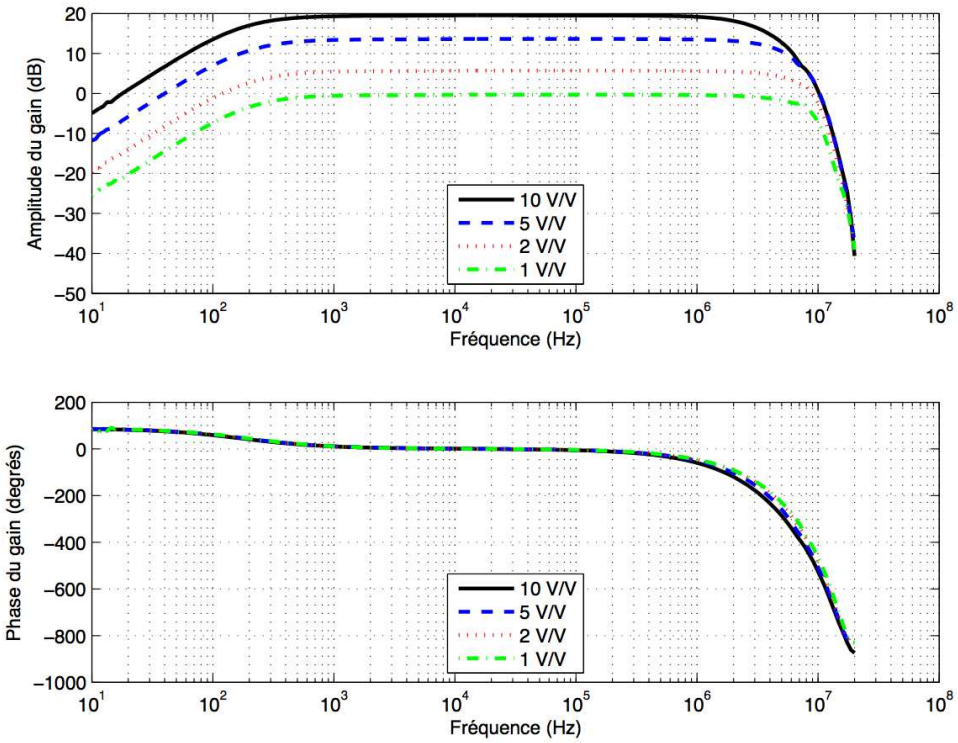


Figure 4.11 Réponse en fréquence de la chaîne de préamplification de TIE.

gain de 10 V/V. Le déphasage de la chaîne de préamplification à l'intérieur de cette bande passante de -0,1 dB est inférieur à 10 degrés.

4.2.2 Taux de réjection du mode commun

Le taux de réjection du mode commun quantifie la capacité de la chaîne de préamplification à rejeter le potentiel commun aux deux électrodes actives qui servent de suiveur et d'inverseur de tension. Le potentiel mode commun est souvent largement dominé par l'interférence 60 Hz du secteur. Un taux de réjection du mode commun élevé est important dans un système d'acquisition de biopotentiels puisque la majeure partie de l'interférence provient de couplages parasites au secteur. Le taux de réjection du mode commun (*common mode rejection ratio*, CMRR, en anglais) est défini par l'équation 4.6 et s'exprime en décibels :

$$\mathrm{CMRR} = 20 \log \frac{G_{\mathrm{diff}}}{G_{\mathrm{commun}}}. \tag{4.6}$$

Le taux de réjection du mode commun est obtenu en deux étapes. D'abord on mesure le gain en mode différentiel (qui correspond à la réponse fréquentielle) puis le gain en mode

commun. Cette dernière mesure s'obtient de la même façon que la réponse fréquentielle mais en appliquant le même signal à l'entrée du suiveur et de l'inverseur de tension. Le montage requis est donc le suivant : 1) la source de l'analyseur de réseau est reliée aux connecteurs des deux électrodes actives configurées en mode suiveur et inverseur de tension, 2) les électrodes BD et BG du circuit WCT sont connectées à la masse, 3) une sonde active connectée à l'entrée A de l'analyseur mesure la tension d'entrée appliquée aux électrodes et 4) une deuxième sonde active reliée à l'entrée B de l'analyseur mesure la tension au connecteur AM_OUT. Le schéma de ce montage est donné à la figure 4.12.

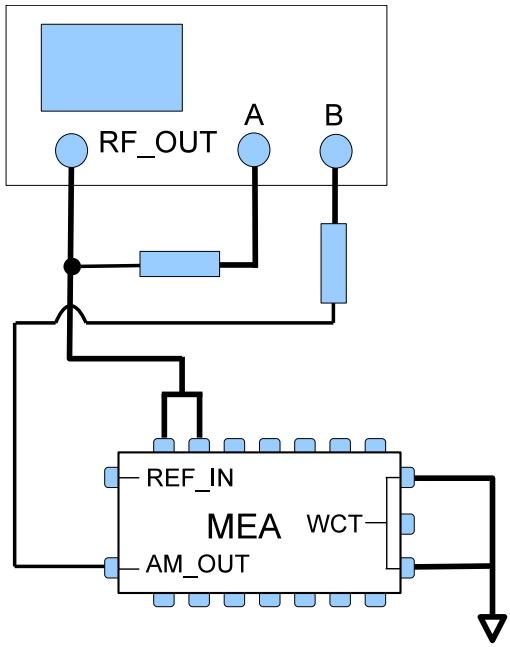


Figure 4.12 Montage pour la mesure du taux de réjection du mode commun de la chaîne de préamplification de TIE.

Les mêmes réglages ont été utilisés pour l'analyseur de réseau que pour la mesure de la réponse fréquentielle. La plage fréquentielle balayée s'étend de 100 Hz à 10 MHz avec une largeur de bande de 10 Hz et l'amplitude de la source RF_OUT est de -20 dBm. La figure 4.13 présente les résultats obtenus pour les quatre valeurs de gain de l'amplificateur d'instrumentation.

Le taux de réjection du mode commun atteint un maximum de 65 dB à 10 kHz et diminue à 62 dB à 50 kHz. Ceci peut s'expliquer par le fait que le gain des deux canaux utilisés ne sont pas identiques. Par ailleurs, le taux de réjection du mode commun demeure supérieur à 55 dB pour des fréquences comprises entre 1 kHz et 100 kHz.

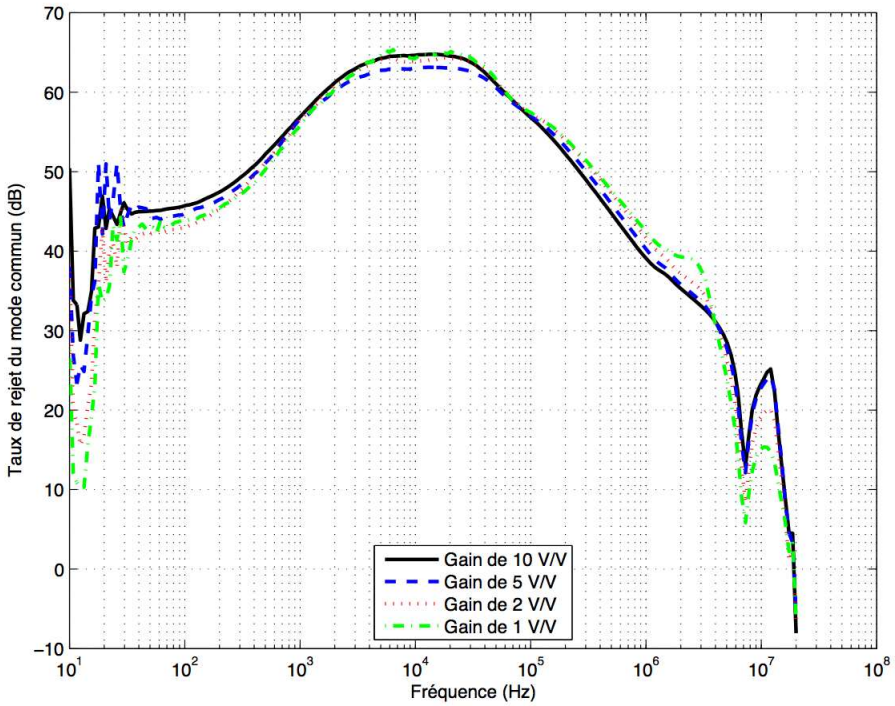


Figure 4.13 Taux de réjection du mode commun de la chaîne de préamplification de TIE.

4.2.3 Bruit intrinsèque

La dernière caractéristique qui nous permet d'évaluer la chaîne de préamplification des signaux de TIE est le bruit intrinsèque de la chaîne elle-même. Cette caractéristique est reliée à la précision puisqu'elle représente l'amplitude à partir de laquelle les potentiels mesurés par les électrodes sont significatifs. Pour mesurer le bruit intrinsèque de la chaîne de préamplification de TIE, qui s'exprime en dBm/Hz, l'analyseur est utilisé en mode analyseur de spectre. Le montage suivant est réalisé : 1) une résistance de 50 Ω est reliée à l'entrée de l'électrode active configurée en mode suiveur, 2) la masse est connectée à l'entrée de l'électrode active configurée en mode inverseur, 3) les électrodes BD et BG du circuit WCT sont connectées à la masse et 4) une sonde active connectée à l'entrée A de l'analyseur mesure la tension à la sortie de la chaîne de préamplification sur le connecteur AM_OUT. La figure 4.14 représente ce montage.

Il est à noter que ce montage n'évalue pas le bruit intrinsèque d'une seule électrode active mais bien de la chaîne complète comprenant les électrodes actives en mode suiveur et inverseur ainsi que le circuit de conditionnement de AM_OUT. L'analyseur de spectre est réglé de manière à balayer une plage de fréquences de 10 kHz à 10 MHz.

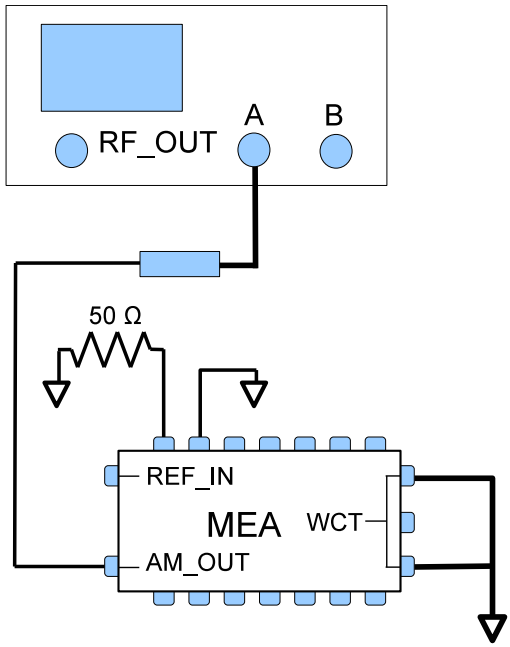


Figure 4.14 Montage pour la mesure du bruit intrinsèque de la chaîne de préamplification de TIE.

Les résultats sont présentés à la figure 4.15 et montrent que l'amplitude du bruit intrinsèque augmente aux hautes fréquences. Jusqu'à 1 MHz le bruit demeure inférieur à -100 dBm/Hz. L'augmentation du bruit à plus haute fréquence traduit sans doute l'effet de couplages parasites avec des signaux numériques (par exemple, les signaux des microprocesseurs) sur la carte.

4.3 Chaîne d'amplification d'EEG

Tout comme pour la chaîne de préamplification de TIE, les performances de la chaîne d'amplification d'EEG peuvent aussi être évaluées en mesurant sa réponse en fréquence et son bruit intrinsèque. Les sections du MEA évaluées ici sont : 1) l'amplificateur d'instrumentation (Préamp.) qui est partagé avec la chaîne de préamplification de TIE, 2) le filtre passe-haut de premier ordre, 3) l'amplificateur à gain programmable, 4) l'échantillonneur-bloqueur, 5) la porte permettant de relier la sortie de l'échantillonneur-bloqueur au signal AB_EEG et 6) le microcontrôleur. La figure 4.16 met en évidence les sections de l'électrode active qui font partie de la chaîne d'amplification d'EEG. Le signal de sortie de cette chaîne est mesuré sur un point de test du signal AB_EEG prévu sur la carte du MEA.

Cette section présentera les bancs d'essais réalisés et les résultats obtenus pour mesurer la réponse en fréquence ainsi que le bruit intrinsèque de la chaîne d'amplification d'EEG.

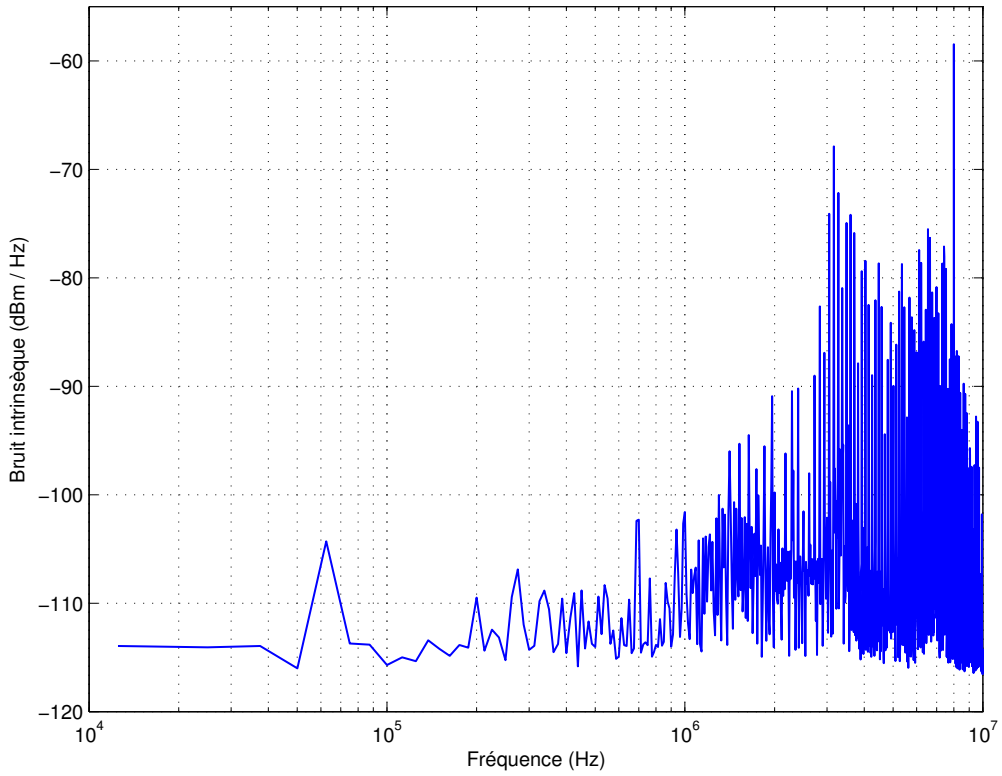


Figure 4.15 Bruit intrinsèque de la chaîne de préamplification de TIE.

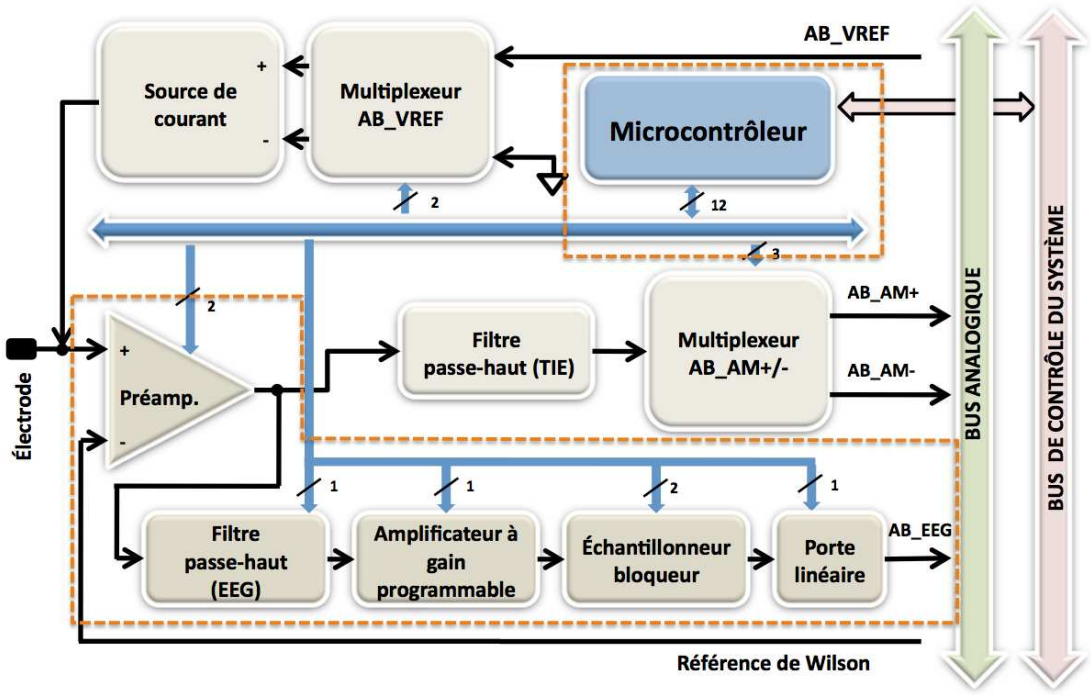


Figure 4.16 Sections de l'électrode active impliquées dans la chaîne d'amplification d'EEG.

4.3.1 Réponse en fréquence

La mesure de la réponse en fréquence de la chaîne d'EEG est réalisé de la même façon que celle de la chaîne de préamplification de TIE. Toutefois, à cause du gain élevé, soit 10 000 V/V, des précautions supplémentaires doivent être prises pour éviter la saturation de la chaîne d'amplification et des sondes de l'analyseur de réseau. Le signal appliqué à l'entrée de la chaîne doit être très faible, de l'ordre de quelques microvolts. L'analyseur de réseau ne permet pas d'obtenir directement une tension aussi faible ; un atténuateur externe est donc utilisé pour réduire l'amplitude de la source. Le montage suivant est donc réalisé : 1) la source de l'analyseur de réseau est reliée à un atténuateur de 30 dB puis au connecteur de l'électrode active configurée en mode amplificateur d'EEG, 2) les électrodes BD et BG du circuit WCT sont connectées à la masse, 3) une sonde active connectée à l'entrée A de l'analyseur mesure le signal à la sortie de l'atténuateur de 30 dB et 4) une deuxième sonde active reliée à l'entrée B de l'analyseur mesure la tension du signal AB_EEG. Ce montage est présenté à la figure 4.17. Les réglages suivants de l'analyseur de réseau ont été utilisés : 1) la source RF_OUT est établie à -50 dBm, 2) la plage de fréquences balayée est de 10 Hz à 20 MHz et 3) la largeur de bande est de 10 Hz. La borne inférieure de cette plage de fréquences, 10 Hz, correspond à la plus basse fréquence offerte par l'analyseur de réseau. Malheureusement, cette limitation ne nous permet pas de voir l'effet du filtre passe-haut de la chaîne d'amplification d'EEG dont la fréquence de coupure à -3 dB est de 0,16 Hz.

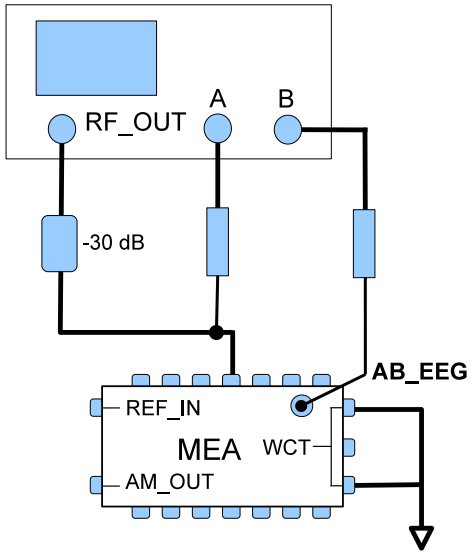


Figure 4.17 Montage pour la mesure de la réponse en fréquence de la chaîne d'amplification d'EEG.

La réponse en fréquence a été évaluée pour trois configurations différentes : 1) lorsque l'électrode active est configurée en mode amplificateur d'EEG, c'est-à-dire le mode d'acquisition normal lors de la phase T_{EEG}, 2) lorsque le gain de l'amplificateur à gain programmable passe de 10 V/V à 0,1 V/V et 3) lorsque la porte analogique qui relie la sortie de l'échantillonneur-bloqueur au signal AB_EEG est ouverte. Cette dernière configuration nous permet d'évaluer l'interférence produite par les canaux d'EEG qui ne sont pas connectés au signal AB_EEG sur la mesure de tension effectuée par le canal relié au CAN. La figure 4.18 présente ces trois courbes sur un même graphique.

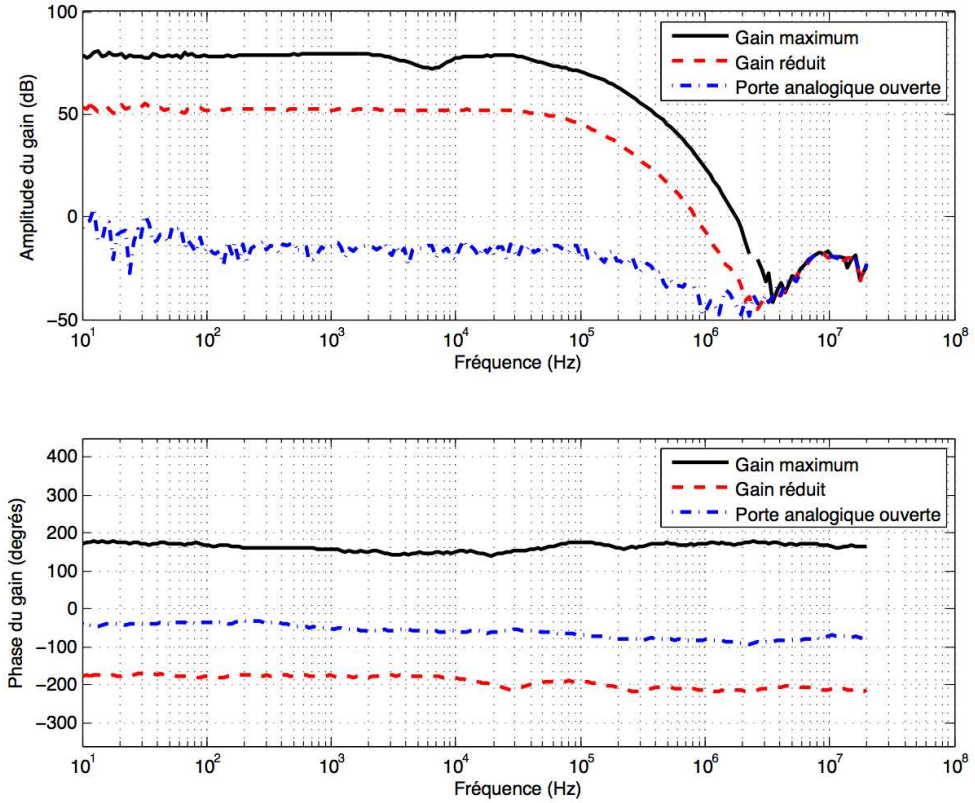


Figure 4.18 Réponse en fréquence de la chaîne d'amplification d'EEG.

Nous voyons que le gain de la chaîne d'amplification d'EEG est suffisamment constant pour la plage de fréquences utiles, soit de 0,16 Hz à 1 kHz. Cette dernière fréquence dépasse celle normalement utilisée pour l'analyse des EEG afin de réduire le temps de stabilisation (*settling time*, en anglais) des amplificateurs. L'atténuation du signal lorsque la porte analogique est ouverte atteint 100 dB. Ceci assure une bonne isolation de la chaîne d'amplification d'EEG et du signal AB_EEG lorsque l'électrode active attend son tour pour transmettre la tension retenue par son échantillonneur-bloqueur au CAN.

4.3.2 Bruit intrinsèque

Le bruit intrinsèque de la chaîne d'amplification d'EEG est une mesure très importante puisque l'amplitude des EEG est très faible, soit de l'ordre du microvolt. Si le bruit intrinsèque est supérieur à ce seuil, les EEG enregistrés seront trop bruyants. L'analyseur est utilisé en mode analyseur de spectre et le montage suivant est réalisé : 1) une résistance de 50 Ω est reliée à l'entrée de l'électrode active qui est configurée en mode amplificateur d'EEG, 2) les électrodes BD et BG du circuit WCT sont connectées à la masse et 3) une sonde active connectée à l'entrée B de l'analyseur mesure la tension au point de mesure du signal AB_EEG. Le schéma 4.19 présente le montage décrit.

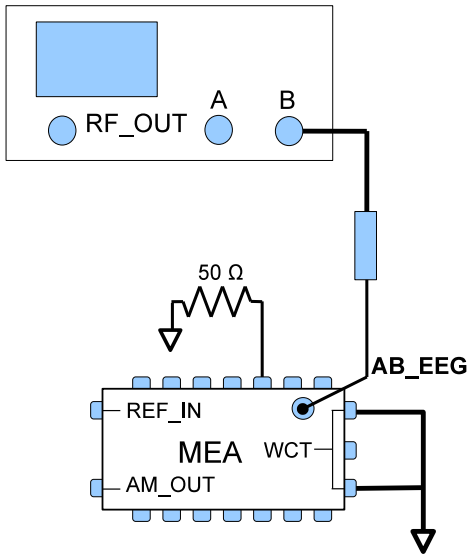
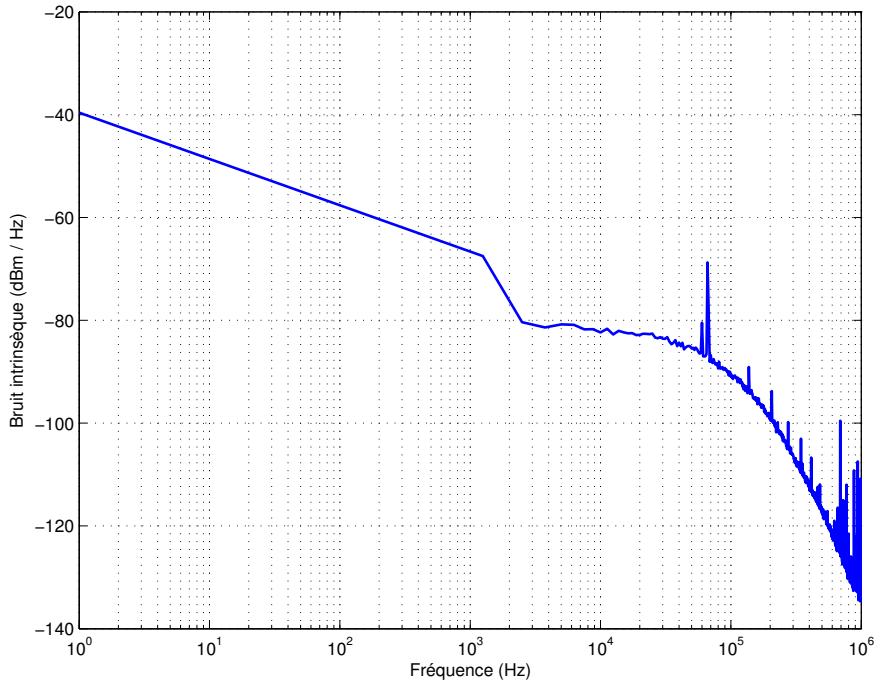


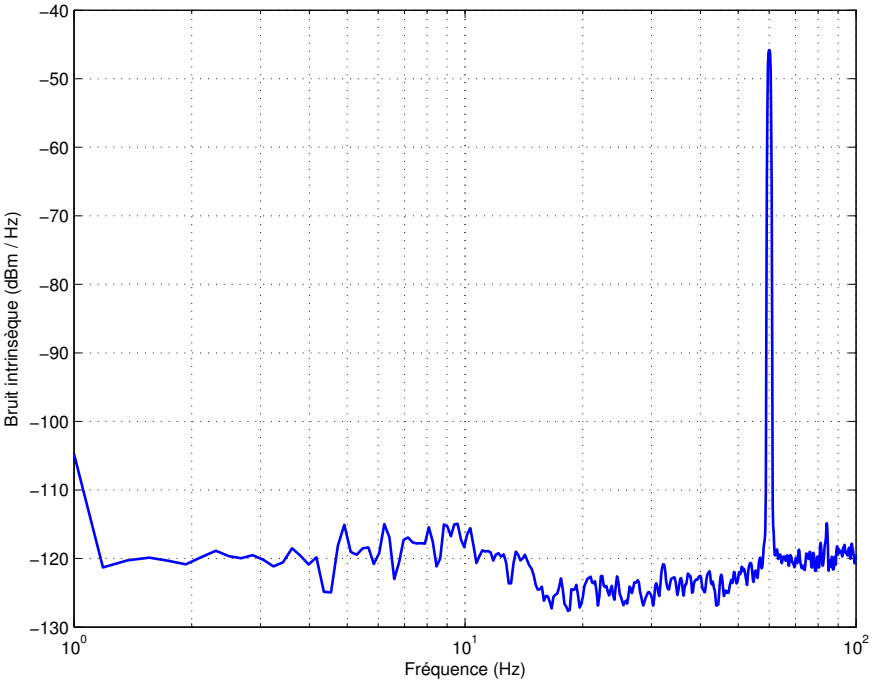
Figure 4.19 Montage pour la mesure du bruit intrinsèque de la chaîne d'amplification d'EEG.

L'analyseur de spectre est réglé pour balayer une plage fréquentielle allant de 1 Hz à 1 MHz. Un deuxième enregistrement est effectué avec une plage fréquentielle réduite, de 1 Hz à 100 Hz, afin d'obtenir une courbe plus détaillée sur la plage de fréquences utiles pour l'EEG. Ces deux courbes sont présentées aux figures 4.20a et 4.20b.

La deuxième figure nous permet de voir l'interférence à 60 Hz captée par la chaîne d'amplification d'EEG. Le bruit intrinsèque demeure inférieur à -100 dBm/Hz sauf à 60 Hz (et à ses harmoniques) où le bruit atteint -50 dBm/Hz. Il est à noter que la partie basse fréquence (de 1 Hz à 2 kHz) de la courbe de la figure 4.20a donne des valeurs plus élevées en raison de la faible précision de l'appareil à basses fréquences en regard à la largeur de bande utilisée. La figure 4.20b présente de manière plus fidèle le bruit capté à basse fréquence. Notons aussi que le circuit d'asservissement de la jambe droite n'était pas actif lorsque ces mesures ont été effectuées.



(a)



(b)

Figure 4.20 Bruit intrinsèque de la chaîne d'amplification d'EEG de 1 Hz à 1 MHz (a) et de 1 à 100 Hz (b).

La figure 4.20b permet de voir le bruit intrinsèque de la chaîne de manière plus précise pour la plage de fréquences utiles pour l'EEG. Outre l'interférence à 60 Hz dont il vient d'être question, le bruit intrinsèque en deçà de 100 Hz est de l'ordre de -120 dBm/Hz. Notons que la faible précision de l'analyseur de spectre à très basses fréquences explique la valeur plus élevée du bruit à 1 Hz.

4.4 Rapport signal sur bruit et précision

Le rapport signal sur bruit et la précision des mesures de TIE sont deux paramètres importants des systèmes de TIE et sont habituellement utilisés pour quantifier les progrès réalisés d'une génération de système à l'autre. Un fantôme résistif, développé par l'Institut de génie biomédical (Gagnon *et al.*, 2010), a été utilisé pour mesurer ces deux paramètres.

Tel que mentionné au début de ce chapitre, les acquisitions de données de TIE sont réalisées avec 16 des 24 électrodes parce que le MSD de la génération précédente utilisé dans ces tests ne supporte que 16 électrodes. Les essais réalisés avec ce fantôme, ou tout autre fantôme dont la réponse théorique est connue, nous permettent de mesurer le rapport signal sur bruit des enregistrements et la précision des mesures. Le montage réalisé est le suivant : 1) la porteuse de référence du MSD est appliquée au MEA par le connecteur REF_IN, 2) la porteuse de mesure du MEA est retournée au MSD par le connecteur AM_OUT, 3) seize électrodes sont connectés au fantôme résistif par des câbles de 45 cm et 4) les électrodes BD et BG du circuit WCT et l'électrode JD du circuit d'asservissement sont connectées à la masse du fantôme résistif. Des enregistrements de 1000 trames de TIE, chacune comportant 208 mesures, sont effectués sur le fantôme résistif qui simule un milieu de conductivité homogène. Le rapport signal sur bruit est ensuite évalué à l'aide de l'équation suivante :

$$\mathrm{RSB}_i = 20 \log \frac{|E[m_i]|}{\sqrt{\mathrm{Var}[m_i]}} \tag{4.7}$$

où $E[m_i]$ correspond à la moyenne des mesures m_i et $\mathrm{Var}[m_i]$ à leur variance. La précision P_i des mesures est calculée par l'équation suivante :

$$P_i = \left[1 - \left|\frac{E[m_i] - m_i^T}{m_i^T}\right|\right] \times 100\% \tag{4.8}$$

où m_i^T correspond à la valeur théorique de la ième mesure. Ces essais ont permis d'optimiser la configuration du système. Plus précisément, en comparant le rapport signal sur bruit et la précision obtenue, il a été possible de modifier la valeur de certaines composantes afin

d'optimiser les performances du système. La figure 4.21 présente 1) la moyenne des mesures de TIE enregistrés en fonction du numéro de la mesure (en regard à la séquence d'acquisition), 2) le rapport signal sur bruit calculé selon la méthode énoncée, 3) la précision des mesures et 4) la précision modélisée des mesures qui tient compte des erreurs systématiques du MSD de la génération précédente. Le tableau 4.1 résume les informations extraites de ces graphiques.

Tableau 4.1 Performances du MEA sur un fantôme résistif.

RSB (dB)	Moyenne	67,36
	Maximum	77,00
	Minimum	60,82
	Écart-type	4,44
Précision (%)	Moyenne	98,17
	Maximum	100,00
	Minimum	59,05
	Écart-type	3,40
Précision modélisée (%)	Moyenne	98,26
	Maximum	100,00
	Minimum	76,05
	Écart-type	2,26

Comme il a été mentionné, les mesures de rapport signal sur bruit et de précision ont permis de calibrer et d'optimiser le système développé pour maximiser ses performances. Le circuit imprimé du MEA offre plusieurs options que l'on choisit en modifiant la configuration de certaines résistances de 0 Ω afin de tester différentes possibilités. Par exemple, la ligne WCT peut être connectée à la masse analogique du système via une résistance de 0 Ω plutôt qu'à la tension fournie par le circuit de la référence de Wilson. De même, comme il a été expliqué plus tôt, l'électrode d'asservissement (JD) peut appliquer la masse analogique, lors de l'acquisition de données de TIE, ou une tension d'asservissement lors des mesures d'EEG. La porte analogique permettant cette alternance peut être contrôlée par un signal logique provenant du microcontrôleur ou bien être reliée à la masse, ce qui fixe le signal de l'électrode JD à la masse analogique. Les mesures de rapport signal sur bruit ont permis de trouver la configuration optimale pour chacune de ces options. Ainsi, une diminution de 3 dB est constatée sur le RSB lorsque la ligne WCT est mise à la masse analogique plutôt qu'à la tension moyenne fournie par le circuit de la référence de Wilson. Ceci suggère que la tension moyenne du fantôme, ou du patient, est une meilleure référence lors des mesures de TIE que

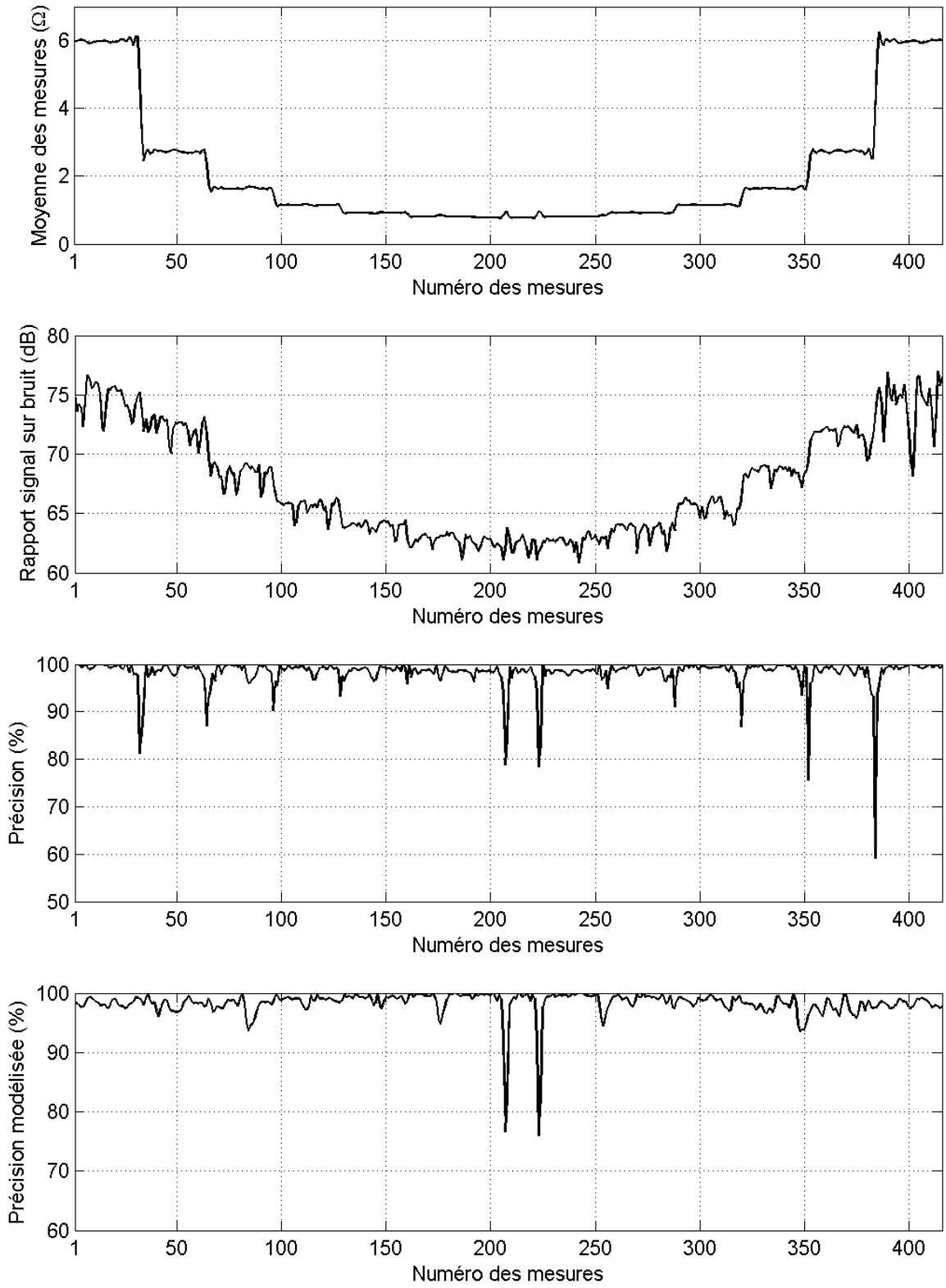


Figure 4.21 Moyenne des mesures, rapport signal sur bruit et précision des mesures de TIE.

la masse analogique, ceci malgré le fait que l'électrode d'asservissement et la masse analogique soient connectées ensemble. Une explication possible est que les interférences communes à toutes les électrodes sont plus facilement rejetées grâce au taux de réjection du mode commun de l'amplificateur d'instrumentation de la chaîne de préamplification de TIE lorsque la tension de référence est la tension moyenne du fantôme plutôt que la masse analogique. Dans un cas, la tension de référence correspond à la tension moyenne du fantôme qui, selon toutes évidences, comprend les interférences communes à chacune des électrodes. Dans l'autre, la mesure de référence est la masse analogique qui ne tient compte de ces interférences communes que dans la mesure où la masse analogique est maintenue au même potentiel qu'un point du fantôme par l'électrode d'asservissement. Les résultats nous permettent de comprendre que la première situation élimine plus efficacement les interférences communes.

Une diminution du rapport signal sur bruit de 0,5 dB est aussi constatée, bien que moins significative, lorsque la porte analogique contrôlant le signal fourni à l'électrode d'asservissement (JD) est contrôlée par la masse plutôt que par le signal provenant du microcontrôleur. La différence entre ces deux situations est que dans le cas où le signal du microcontrôleur est utilisé, la masse numérique plutôt qu'analogique contrôle la porte analogique. Ce comportement est assez surprenant puisque même si un couplage capacitif interférait entre la tension qui contrôle la porte logique et la tension transmise par cette porte, ces deux tensions sont les mêmes, soit la masse analogique. Un couplage entre ces deux tensions ne devrait pas bruiter davantage la tension transmise à l'électrode d'asservissement. Une piste d'explication est qu'un couplage capacitif lors de l'utilisation du signal numérique pourrait avoir un effet bénéfique sur la tension appliquée à l'électrode d'asservissement.

Les mesures du rapport signal sur bruit ont également permis d'apporter quelques améliorations au MEA. Initialement, le circuit de conditionnement de AM_OUT comportait une résistance de 1 kΩ entre la sortie de l'amplificateur d'instrumentation et le connecteur SMA qui transmet la porteuse de mesures vers le MSD. Or, cette résistance réduit l'amplitude de la porteuse de mesures. Pour maximiser le rapport signal sur bruit, il est dans notre intérêt de maximiser l'amplitude de la porteuse transmise du MEA au MSD. En remplaçant cette résistance de 1 kΩ par une résistance de 0 Ω, l'amplitude de la porteuse de mesures a augmenté d'un facteur 3,5. Ici une analyse préliminaire nous permet d'avoir quelques pistes sur la provenance du bruit présent dans le système. Analysons les deux hypothèses suivantes : 1) tout le bruit est capté après le circuit de conditionnement de AM_OUT et 2) tout le bruit est capté avant le circuit de conditionnement AM_OUT. Dans le premier cas, le bruit serait capté par le câble coaxial reliant le MEA au MSD ou bien à l'intérieur de ce dernier. Comme l'amplitude de la porteuse de mesures a augmenté d'un facteur de 3,5 on devrait observer une augmentation semblable du rapport signal sur bruit. Dans le deuxième cas, le bruit pourrait

être ajouté à la porteuse de référence par les circuits du MSD ou du MEA. Le rapport signal sur bruit devrait alors demeurer constant puisque l'augmentation du gain affecterait également la porteuse de mesures et le bruit. Or, on observe une situation entre ces deux limites, ce qui nous suggère que le bruit est capté avant et après le circuit de conditionnement de AM_OUT. Le remplacement de la résistance de 1 kΩ par une de 0 Ω s'est accompagné d'une augmentation du rapport signal sur bruit d'un facteur de 2,3. Ce qui veut dire que 52% du bruit est injecté après le circuit de conditionnement de AM_OUT et que 48% est introduit avant. Cette observation pourra être utilisée lors de la conception de nouveaux systèmes pour mieux contrôler les sources de bruit.

Ces étapes d'optimisation nous ont permis de mettre en évidence la grande sensibilité du MEA aux câbles d'électrodes utilisés et à leur positionnement. En effet, le rapport signal sur bruit et, à plus grande raison, la précision des mesures sont influencés par la position relative des câbles d'électrodes. Il est même possible de constater visuellement l'effet de changements dans la position des câbles d'électrodes sur les mesures de TIE puisqu'elles sont affichées en temps réel à l'écran de l'ordinateur. Les signaux correspondant aux diverses mesures sont plus ou moins bruyants selon la position relative des câbles. Plus les câbles sont proches les uns des autres, plus l'interférence mutuelle (*cross-talk*, en anglais) nuit à la précision des mesures. Cette sensibilité aura un impact majeur lors de l'acquisition des EEG *in vivo* puisque les câbles d'électrodes sont généralement très près les uns des autres et des contraintes pratiques nous empêchent de les séparer. La solution idéale serait d'utiliser des câbles d'électrodes blindés avec un asservissement de l'armature au potentiel moyen du signal transportée par ce câble. Chacune des électrodes actives devrait donc inclure un circuit d'asservissement du câble. Cette solution ne peut cependant être appliquée au MEA actuel puisqu'elle implique une modification majeure du circuit imprimé.

Une modification mineure, que l'on a pu réaliser, permet d'améliorer la précision du MEA. Les deux entrées de l'amplificateur d'instrumentation du circuit de conditionnement de AM_OUT sont reliées à la masse analogique par des résistances de rappel de 10 kΩ. Ces résistances forment un diviseur de tension avec les résistances des portes analogiques des lignes AB_AM+ et AB_AM-. Puisque les portes utilisées varient d'une mesure à l'autre, l'atténuation varie aussi. La précision a pu être améliorée en augmentant la valeur de ces résistances à 100 kΩ pour réduire l'effet de la variation des résistances des portes analogiques. La figure 4.22 montre que les plateaux des diverses mesures sont beaucoup plus plats avec les résistances de 100 kΩ qu'elles ne le sont pour les valeurs originales de 10 kΩ.

Finalement, les mesures de rapport signal sur bruit et de précision nous permettent de comparer le MEA développé dans ce projet avec celui de la génération précédente. Bien sûr, seule la chaîne d'acquisition de données de TIE peut être comparée puisque l'ancien MEA

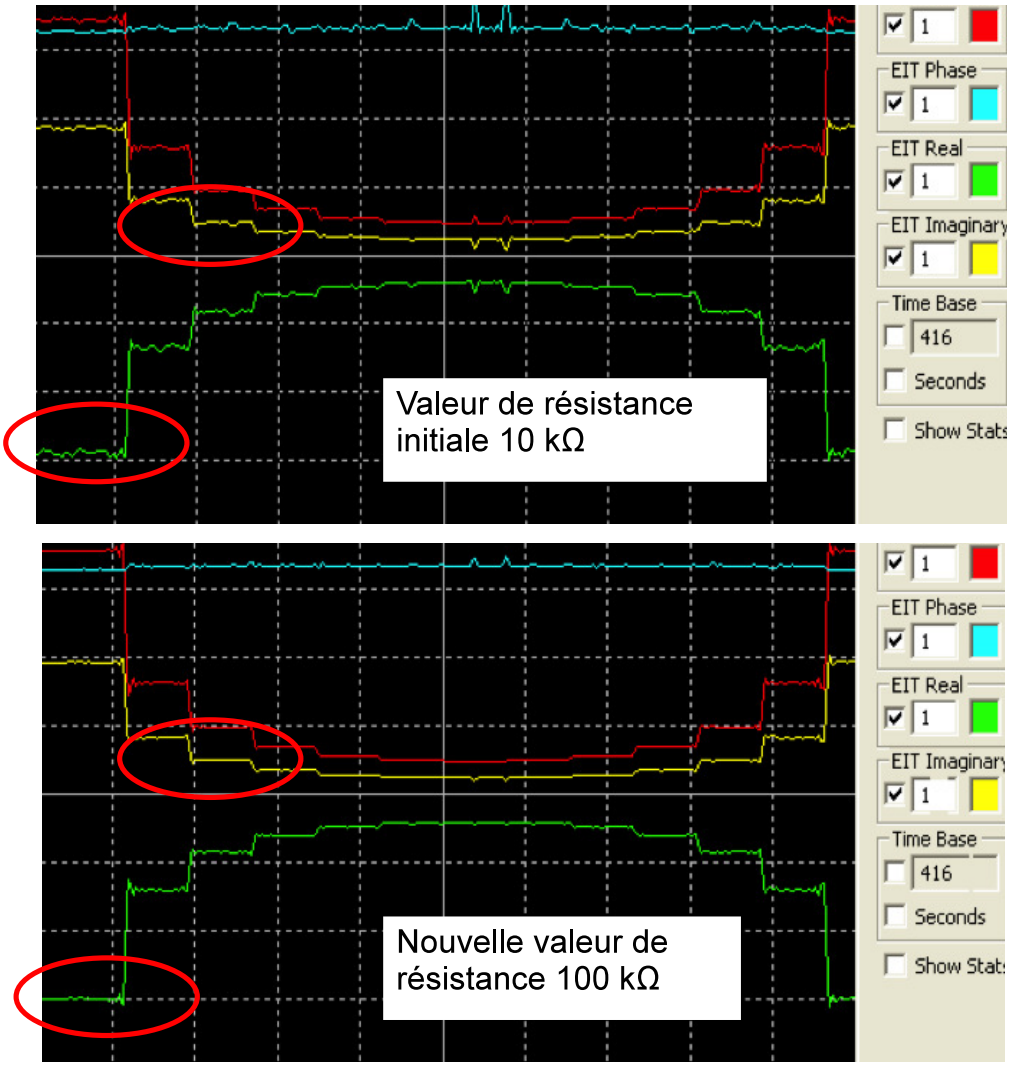


Figure 4.22 Amélioration de la précision des mesures de TIE.

ne supportait pas l'acquisition d'EEG. Le tableau 4.2 présente le rapport signal sur bruit et la précision du système de la génération précédente et du système actuel. Il est possible de constater dans ce tableau que le RSB a augmenté légèrement malgré l'ajout des fonctions d'acquisition d'EEG.

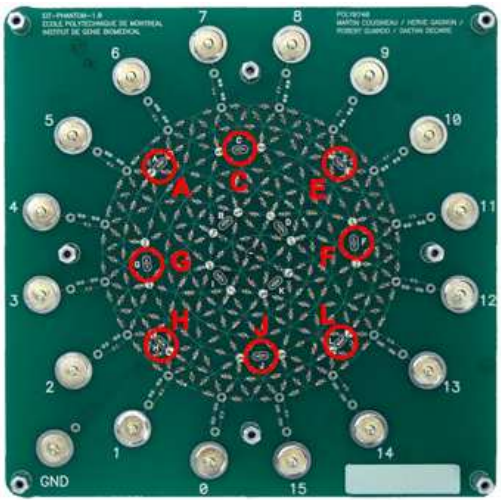
Tableau 4.2 Comparaison des performances du MEA développé dans ce projet et d'un MEA de génération précédente (TIE4).

		MEA-TIE4	MEA actuel
RSB (dB)	Moyenne	64,03	67,36
	Maximum	75,19	77,00
	Minimum	55,66	60,82
Précision (%)	Moyenne	98,84	98,17
	Maximum	99,99	100,00
	Minimum	58,52	59,05
Précision modélisée (%)	Moyenne	99,56	98,26
	Maximum	100,0	100,00
	Minimum	98,51	76,05

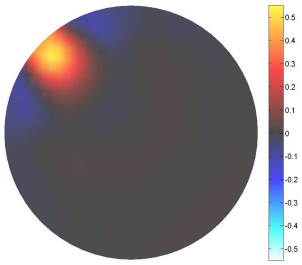
Il est à noter que les mesures de rapport signal sur bruit ont été effectuées dans les mêmes conditions et avec la même disposition de câbles, seul le MEA différait d'une expérience à l'autre. Un gain de 3,3 dB a été obtenu pour la valeur moyenne du rapport signal sur bruit avec le nouveau MEA. Toutefois, la moyenne et la valeur minimum de la précision et de la précision modélisée ont légèrement diminué pour les raisons expliquées précédemment.

4.5 Images de TIE obtenues sur un fantôme

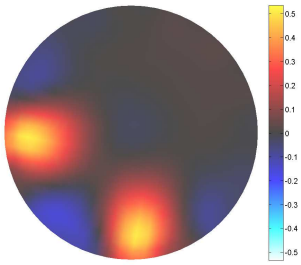
Les images différentielles présentées dans cette section ont été obtenues avec le même montage que pour les enregistrements de rapport signal sur bruit et de précision. Seize des vingt-quatre électrodes sont reliées au fantôme résistif par des câbles de 45 cm. Les électrodes BD et BG du circuit WCT ainsi que l'électrode JD du circuit d'asservissement sont toutes reliées au même point du fantôme réservé à la masse. La figure 4.23 présente trois images obtenues respectivement avec 1, 2 et 8 résistances court-circuitées sur le fantôme. La figure 4.23a montre la position de ces résistances court-circuitées pendant les enregistrements. Les résistances court-circuitées sont, pour l'image 4.23b, la résistance A, pour l'image 4.23c, les résistances G et J, puis pour l'image 4.23d, les résistances A, C, E, F, G, H, J et L. Les images ont été reconstruites avec l'algorithme du maximum *a posteriori* (MAP) (Gagnon, 2003). La valeur absolue de conductivité n'est pas évaluée. Cet algorithme permet de reconstruire la différence de conductivité entre une trame de référence correspondant au fantôme sans aucune résistance court-circuitée, et les mesures subséquentes. L'échelle de couleur représente des unités arbitraires proportionnelles à la variation de conductivité causée par le ou les court-circuit(s).



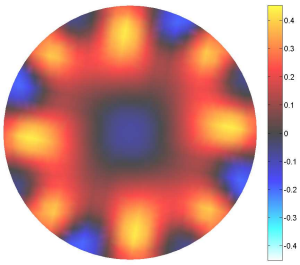
(a) Fantôme résistif et résistances pouvant être court-circuitées identifiées par les cercles rouges



(b) 1 court-circuit



(c) 2 court-circuits



(d) 8 court-circuits

Figure 4.23 Images obtenues lors de perturbations sur le fantôme résistif.

4.6 Enregistrements de signaux analogiques par la chaîne d'EEG

La chaîne d'acquisition d'EEG a aussi été mise à l'essai à l'aide du fantôme résistif. Le montage suivant est réalisé : 1) un générateur d'ondes a été utilisé pour appliquer entre deux noeuds du fantôme un signal sinusoïdal de 9 mV crête-à-crête, 2) toutes les électrodes, sauf la seizième, sont connectées au même noeud du fantôme, 3) un deuxième générateur d'ondes est utilisé pour générer une onde triangulaire de 7 mV crête-à-crête, cette onde triangulaire est appliquée à la seizième électrode, 4) le MEA est utilisé en mode EEG uniquement, 5) les électrodes BD et BG sont connectées à deux noeuds du fantôme et 6) l'électrode d'asservissement JD est connectée au noeud de masse du fantôme. En raison du développement parallèle du MSD et du programme MEMTA (Gagnon, 2003) qui contrôle le MSD et traite les données reçues, les signaux enregistrées par chacune des électrodes ne peuvent être présentement visualisés en temps réel à l'écran de l'ordinateur. Les mesures doivent être enregistrées puis

démultiplexées et affichées par un programme écrit en Matlab[MD]. La figure 4.24 présente les signaux enregistrées par quatre canaux du MEA : les signaux des seize canaux ne sont pas présentés en raison de l'espace nécessaire et de la redondance des résultats. Les mesures présentées sont celles enregistrées par trois des électrodes recevant l'onde sinusoïdale et par la seizième électrode recevant l'onde triangulaire.

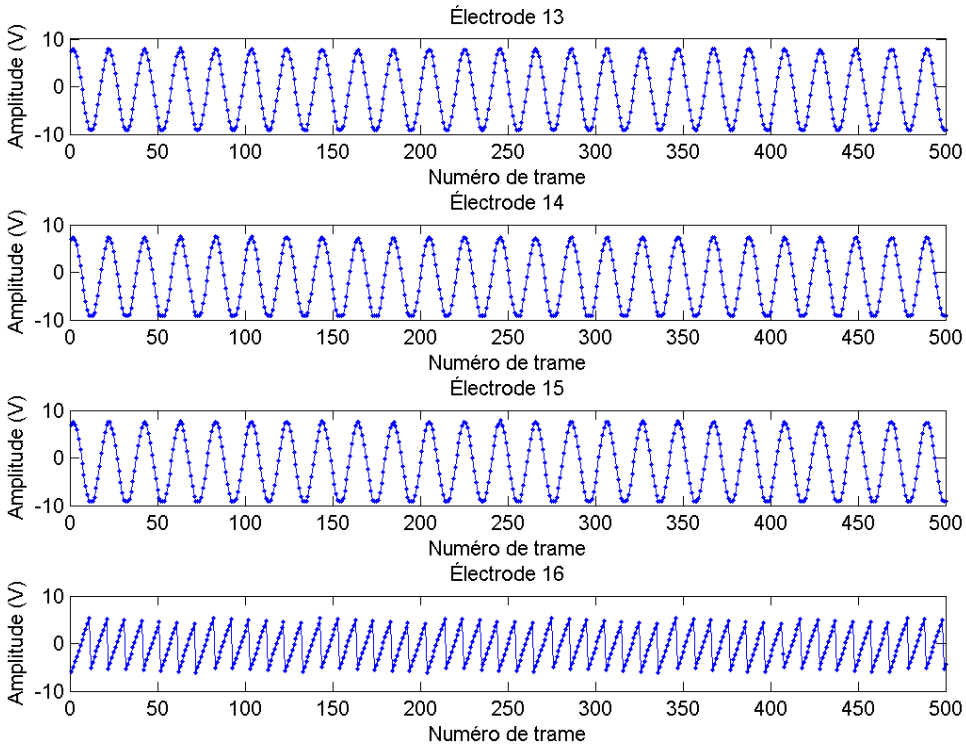


Figure 4.24 Ondes sinusoïdales et triangulaires obtenus à la sortie des amplificateurs d'EEG de quatre canaux du MEA. Le gain des amplificateurs était de 1000 V/V.

Afin de simuler plus fidèlement un signal bioélectrique, la même expérience a été répétée mais en appliquant avec le générateur d'ondes un signal représentant un électrocardiogramme. Cette fois le même signal a été appliqué aux seize canaux du MEA. La figure 4.25 présente les signaux obtenus à la sortie de quatre canaux.

Les résultats obtenus confirment que le MEA permet l'acquisition de signaux arbitraires tels que l'électrocardiogramme (ECG). Bien sûr, des enregistrements sur un fantôme sont plus simples à acquérir que de véritables signaux *in vivo*, mais ces résultats nous permettent d'être optimistes quant aux capacités du MEA à enregistrer de véritables signaux physiologiques.

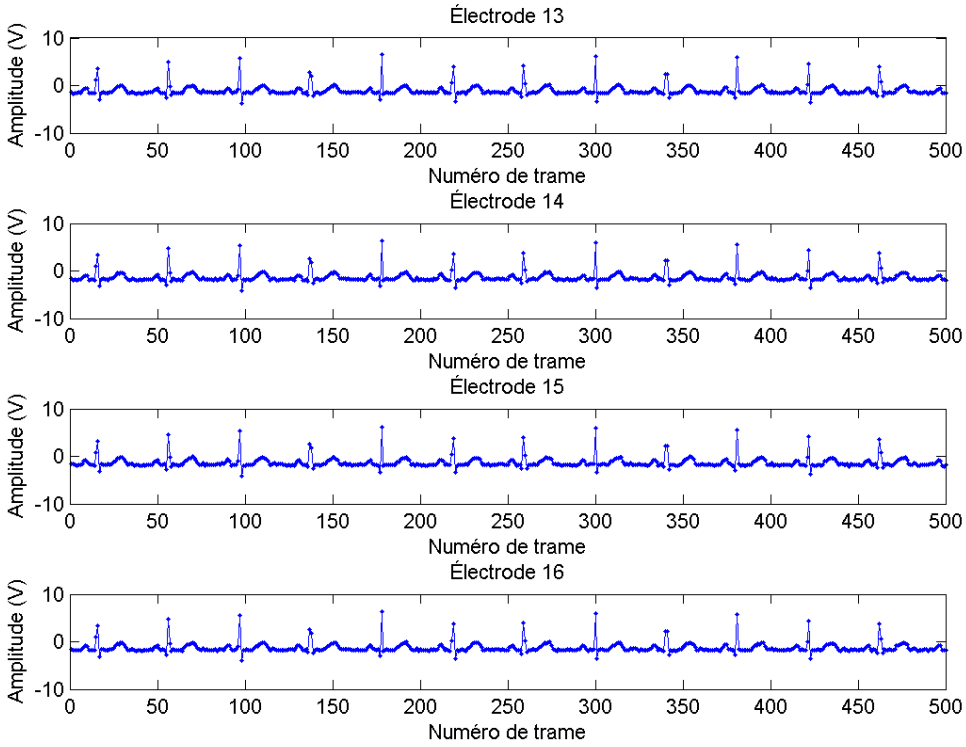


Figure 4.25 Signaux produits par un simulateur d'ECG relié au fantôme résistif servant d'atténuateur. Ces signaux ont été obtenus à la sortie des amplificateurs d'EEG de quatre canaux du MEA. Le gain était de 1000 V/V.

4.7 Résultats *in vivo*

Les résultats d'expériences préliminaires obtenus avec le nouveau système de TIE-EEG sont présentés dans cette section. Ces enregistrements ont été effectués sur le thorax plutôt que sur la tête pour valider l'acquisition de données de TIE. En effet, les changements de conductivité du thorax découlant de la ventilation pulmonaire sont rythmiques, facilement reconnaissables et de forte amplitude. Par ailleurs, une bonne expérience a été développée par la communauté scientifique ainsi que par l'IGB sur la visualisation par TIE des changements de conductivité du thorax. Pour ces raisons, ces enregistrements permettent de valider avec plus de confiance le fonctionnement du système que ne le feraient des enregistrements à partir d'électrodes placées sur le cuir chevelu. Les résultats obtenus lors de ces expériences sont présentés dans la première partie de cette section.

Pour des raisons similaires, la chaîne d'acquisition d'EEG a aussi été évaluée sur le thorax du sujet. L'électrocardiogramme (ECG) enregistré sur le thorax est également un signal

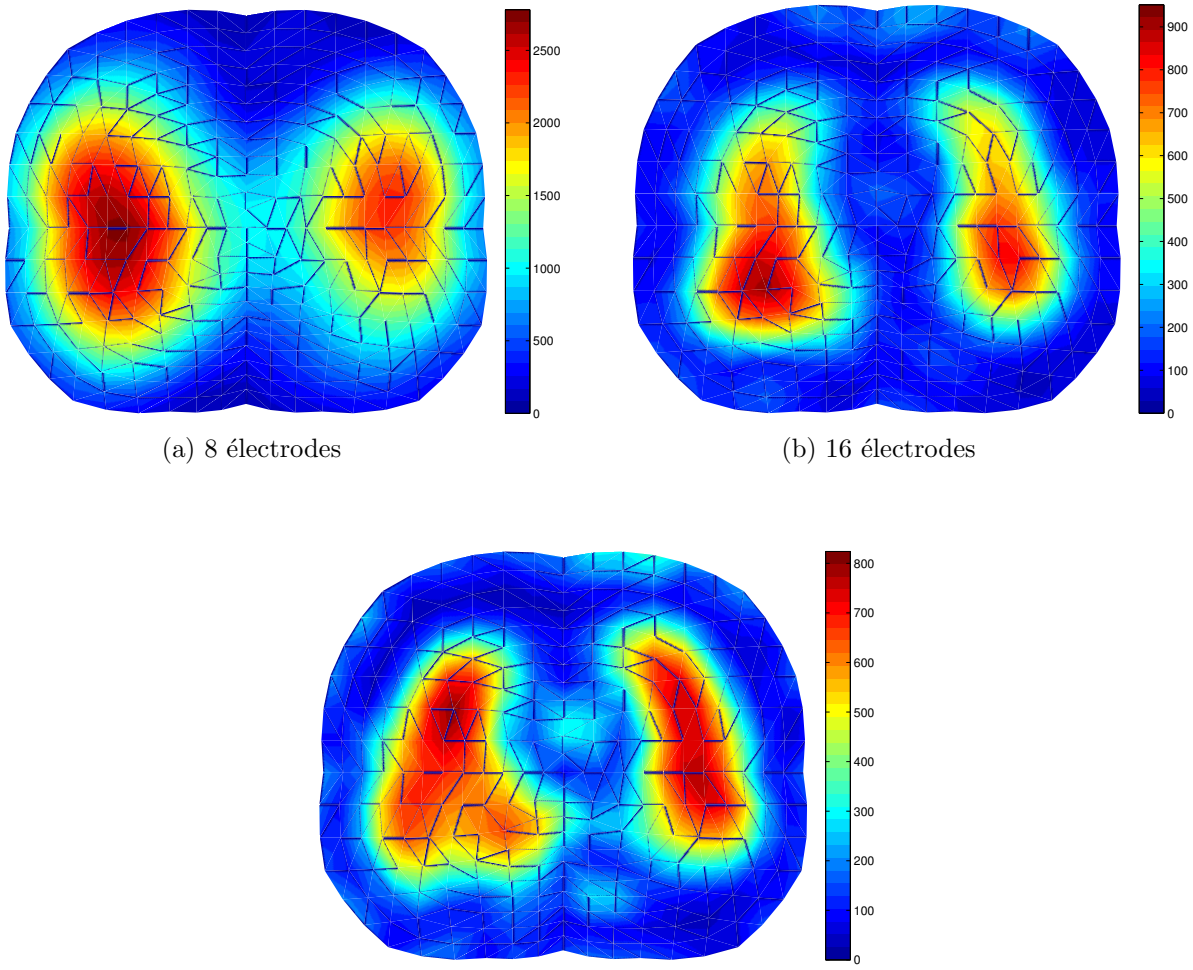
périodique, facilement reconnaissable et de forte amplitude. En réduisant le gain de la chaîne d'acquisition d'EEG, il est possible d'enregistrer des ECG dont l'amplitude typique est de 1 mV crête-à-crête. Les résultats de ces expériences sont présentés dans la seconde partie de cette section.

4.7.1 Acquisition *in vivo* de données de TIE

Contrairement au début de ce chapitre, les résultats présentés dans cette section ont été acquis avec le MSD de la même génération que le MEA décrit dans ce mémoire. Une brève description de ce MSD a été faite au chapitre 3. Ce MSD permet l'utilisation des 24 électrodes actives du MEA. Les essais *in vivo* n'entraînent pas de limitation sur le nombre d'électrodes comme c'était le cas pour les essais avec le fantôme résistif décrit à la section 4.5 qui était conçu pour seize électrodes.

Tel que mentionné précédemment, l'acquisition des données de TIE a été validée en effectuant des enregistrements sur le thorax afin de visualiser les changements de conductivité produits par la ventilation pulmonaire. Trois enregistrements ont été effectués en utilisant respectivement 8, 16 et 24 électrodes. L'objectif de cette expérience était d'évaluer l'influence du nombre d'électrodes sur la qualité des images. Le protocole expérimental suivant a été réalisé : 1) des électrodes Ag/AgCl jetables du même type que celles utilisées pour l'enregistrement d'ECG ont été appliquées sur le thorax du sujet en les répartissant uniformément autour d'un plan horizontal au niveau de la vertèbre T8, 2) les deux électrodes du circuit de la référence de Wilson (électrodes BD et BG) et l'électrode de masse JD ont été placées respectivement près des épaules et sur l'abdomen, 3) le sujet était assis, au repos, et respirait profondément au rythme d'environ 9 respirations par minute.

Les images obtenues sont des images différentielles représentant la variation de conductivité entre la trame actuelle et une trame de référence acquise à la fin d'une expiration. Lors de l'inspiration, la variation de conductivité due à l'entrée d'air dans les poumons et l'accroissement de leur volume est visible sur les images. Les régions qui correspondent aux poumons apparaissent comme des zones de diminution de conductivité, puisque l'air est moins conducteur que la moyenne des tissus du thorax. Les trois séries de données ont été traitées pour identifier les régions thoraciques où les variations de conductivité se produisent à la fréquence respiratoire moyenne (9 cycles/minute). Il s'agit donc d'images fonctionnelles de la ventilation dont le traitement est bien connus (Hahn *et al.*, 1996; Frerichs *et al.*, 1999). Les images issues des trois enregistrements effectués avec 8, 16 et 24 électrodes sont présentées à la figure 4.26. Sur les trois images de la figure 4.26, les régions pulmonaires sont facilement identifiables. L'amélioration de la résolution spatiale associée à l'augmentation du nombre d'électrodes est facilement observable.



(a) 8 électrodes

(b) 16 électrodes

(c) 24 électrodes

Figure 4.26 Images de TIE obtenues avec 8, 16 et 24 électrodes thoraciques. Le côté gauche du sujet est à gauche des images et le sternum est en haut.

4.7.2 Acquisition *in vivo* d'ECG

La chaîne d'amplification d'EEG a été évaluée en enregistrant des ECG sur le thorax du sujet. Contrairement à un EEG, il est plus facile de vérifier la qualité des enregistrements puisque la forme d'onde d'un ECG est rythmique et bien connue. La validation de la chaîne d'amplification est donc plus aisée. Il est toutefois nécessaire de réduire le gain de tension des amplificateurs d'EEG du MEA. Comme l'amplitude des ECG captés sur le thorax est de l'ordre du millivolt, on doit réduire à 1000 V/V le gain de la chaîne d'amplification, qui est normalement de 10 000 V/V pour l'enregistrement des EEG. Pour les fins de cette expérience, le gain de l'amplificateur d'instrumentation à l'entrée de la chaîne est réduit

à 1 V/V pour obtenir un gain total de 1000 V/V. Le protocole expérimental suivi pour l'enregistrement de l'ECG est sensiblement le même que celui décrit à la section précédente : 1) 24 électrodes Ag/AgCl autoadhésives sont uniformément réparties sur le thorax du sujet dans un plan horizontal, 2) les électrodes BD et BG de la référence de Wilson et l'électrode JD de l'asservissement de la jambe droite sont respectivement placées près des épaules et sur l'abdomen, 3) le MEA est utilisé en mode amplificateur d'EEG uniquement et 4) le sujet est debout et au repos. Le rythme cardiaque du sujet a été évalué à environ 60 pulsations par minute quelques instants avant l'acquisition. Les signaux obtenus des 24 canaux sont enregistrés et ensuite affichés par un programme écrit en Matlab[MD]. L'enregistrement obtenu pour les 24 canaux est présenté à la figure 4.27.

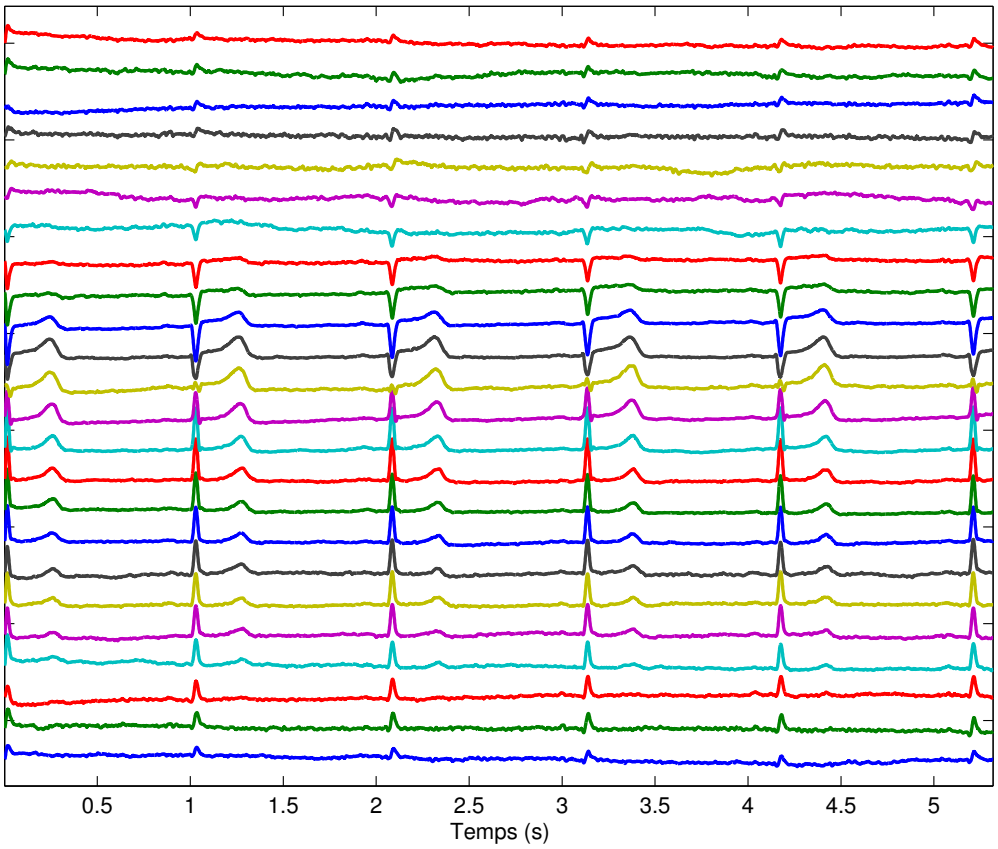


Figure 4.27 ECG obtenus par les 24 canaux du MEA.

Il est à noter que les luminaires fluorescents qui éclairent la pièce où les essais ont été faits ont du être éteints durant les enregistrements. Ces fluorescents produisent un bruit haute-fréquence qui réduit le rapport signal sur bruit des enregistrements.

On constate que la forme de l'ECG est différente selon la position des électrodes sur le thorax. Ceci est prévisible puisque les canaux enregistrent des différences de potentiel entre

l'électrode thoracique et la référence de Wilson. Si on représente par un dipôle l'activité cardiaque, alors les ondes P, QRS et T changeront de polarité et d'amplitude en fonction de l'orientation du dipôle équivalent. Cette expérience confirme le fonctionnement de la chaîne d'acquisition d'EEG pour des signaux dont l'amplitude est comparable à l'ECG.

Des enregistrement d'EEG ont aussi été effectués. Seize électrodes en forme de coupelle plaqués or, ont été réparties uniformément sur la tête du sujet sur un plan horizontal. Un gel électrolytique assurait le contact entre le cuir chevelu et les électrodes. Le sujet est demeuré au repos en position assise et plusieurs enregistrements ont été effectués alors que le sujet avait les yeux ouverts ou fermés. La fermeture des yeux provoque généralement l'apparition d'ondes de basses fréquences (8 à 12 Hz) appelées ondes alpha (Klimesch, 1999). Ces ondes devraient se retrouver sur les enregistrements faits lorsque le sujet a les yeux fermés et être absents des autres enregistrements. Une analyse fréquentielle des enregistrements n'a toutefois pas permis de détecter d'ondes alpha alors que l'interférence 60 Hz dominait le signal. Ainsi, bien que la chaîne d'amplification soit fonctionnelle pour des signaux de l'ordre du millivolt, le bruit capté par les câbles d'électrodes masque les signaux de l'ordre du microvolt comme l'EEG. Cette expérience a par ailleurs permis de mettre en évidence une imperfection au niveau de la source de courant des électrodes actives. Lorsque l'amplificateur d'instrumentation utilisé dans la source de courant de chacune des électrodes actives est réglé pour un gain de 1 V/V, il génère des oscillations à 4 MHz dont l'amplitude est de l'ordre d'une centaine de microvolts. Ce bruit nuit considérablement aux mesures d'EEG et provoque parfois la saturation de la chaîne d'EEG. Comme la modification du gain ou le remplacement de l'amplificateur exigeraient des modifications majeures sur le MEA, ce problème ne peut malheureusement pas être corrigé sur la carte du MEA actuel.

CHAPITRE 5

CONCLUSION

Plusieurs groupes de recherche à travers le monde s'intéressent au développement de la TIE. Ce développement se concentre aujourd'hui sur les applications cliniques comme le monitoring de la ventilation pulmonaire, le monitoring de la vidange gastrique ou la détection du cancer de la peau. L'objectif de ce projet de recherche était d'étudier la possibilité d'utiliser la TIE comme complément aux examens préopératoires des patients épileptiques candidats à la chirurgie. Combinée à l'EEG, la TIE pourrait permettre de localiser un foyer épileptique par un examen non invasif et peu coûteux. Plus précisément, ce projet avait pour objectif de développer l'instrumentation de première ligne d'un système effectuant des mesures simultanées de TIE et d'EEG par le même réseau d'électrodes. Une particularité de cette instrumentation est son fonctionnement large-bande permettant de choisir la fréquence d'excitation (fréquence de la porteuse de référence pour la TIE) qui optimiserait la détection des foyers épileptiques.

L'application de la TIE à l'étude de la fonction cérébrale est récente et encore peu développée. L'acquisition simultanée de données de TIE et d'EEG par le même réseau d'électrodes ne semble pas, au meilleur de notre connaissance, avoir été réussie auparavant. Ce chapitre résume les travaux qui ont été effectués dans le cadre de notre projet de maîtrise, décrit les tests qui n'ont pu être faits et les raisons pour lesquelles ils ne l'ont pas été, décrit les travaux nécessaires à la complétion du projet et présente quelques perspectives sur l'application clinique du système.

5.1 Synthèse des travaux réalisés

Afin de réaliser les objectifs que nous nous étions fixés au début du projet, les travaux suivants ont été réalisés. Premièrement, un module d'électrodes actives (MEA) comportant 24 canaux a été développé. Ce module contient tous les circuits d'interface aux électrodes du système d'acquisition de données de TIE et d'EEG qui comprend également un module de synthèse et de démodulation (MSD) développé parallèlement au MEA par un autre étudiant de maîtrise (Moumbe, 2011). Deuxièmement, les performances des circuits du MEA ont été évaluées à l'aide d'un analyseur de réseau combiné à un analyseur de spectre et d'un fantôme résistif qui simule un milieu homogène de forme circulaire. Plus précisément, les performances des sources de courant, de la chaîne d'acquisition de TIE et de la chaîne d'am-

plification d'EEG, ainsi que des circuits auxiliaires ont été évaluées. Ces tests ont démontré des performances uniformes sur une large plage de fréquences, ce qui permettra de rechercher la fréquence de mesure optimale pour l'application d'origine. Des tests ont aussi permis d'établir le rapport signal sur bruit et la précision de l'ensemble du système. Globalement, les performances du MEA que nous avons développé sont légèrement supérieures à celles du MEA d'une génération précédente (le MEA du système TIE4) dont notre groupe s'est servi dans ses travaux des dix dernières années. Cette amélioration des performances a été obtenue malgré un accroissement considérable de la complexité du module découlant de l'ajout de circuits pour l'acquisition d'EEG et aussi du passage de 16 à 24 canaux. Troisièmement, des tests ont été faits avec le fantôme résistif pour valider le fonctionnement de la chaîne d'acquisition de données d'EEG en utilisant des générateurs d'ondes pour appliquer des courants de faible amplitude entre des nœuds internes du fantôme afin de simuler des sources de signaux bioélectriques. Ces tests ont permis de vérifier le fonctionnement des 24 amplificateurs d'EEG.

Enfin, des essais préliminaires ont été réalisés *in vivo*. On a enregistré séparément des données de TIE et des ECG avec 24 électrodes disposées uniformément autour d'un plan transverse du thorax d'un sujet normal. On a ainsi pu visualiser en temps réel des images de TIE de la ventilation pulmonaire ainsi que 24 dérivations d'ECG enregistrées par les mêmes électrodes. Nous avons vérifié la dépendance de la résolution spatiale des images de TIE sur le nombre d'électrodes utilisées, en faisant les reconstructions avec les données acquises par 8, 16 et 24 électrodes. Le choix du thorax comme site d'enregistrement plutôt que de la tête pour ces essais préliminaires se justifie par le fait que la ventilation pulmonaire produit des modifications dans la distribution de conductivité du thorax qui sont de forte amplitude, périodiques et bien documentées. Il en va de même pour l'ECG dont l'amplitude est au moins dix fois plus grande que l'EEG et dont la forme est facilement reconnaissable.

5.2 Travaux qui n'ont pu être réalisés

Certains travaux n'ont pu être réalisés en raison de délais dans le développement du circuit imprimé du MEA et de sa construction. Les tests que nous avons faits nous ont révélé quelques lacunes dans le design qui ne pourront malheureusement pas être corrigées dans la version actuelle du module. Par contre, des problèmes mineurs que nous avons identifiés au cours des tests pourront être corrigés par les travaux que nous décrivons ci-après.

Tout d'abord, nous n'avons pas pu réaliser de tests de performance en utilisant simultanément les 24 canaux du MEA car nous ne disposions pas d'un fantôme résistif conçu pour 24 électrodes. Toutefois, l'uniformité des performances des 24 canaux a pu être vérifiée en

faisant des essais avec différents regroupements de 16 canaux. Nous disposions de fantômes physiques (des récipients cylindriques que l'on remplit de salin pour simuler un milieu homogène) comportant dans un cas 32 électrodes en un plan et, dans un autre cas, 64 électrodes disposées en 4 plans de 16 électrodes, mais leur stabilité dans le temps est insuffisante pour réaliser des mesures de performance globales comme le rapport signal sur bruit ou la précision.

D'autre part, nous n'avons pas fait d'acquisition de données de TIE avec des électrodes placées sur la tête. Les tests de caractérisation faits avec le fantôme résistif avaient révélé un rapport signal sur bruit insuffisant pour imager des modifications de conductivité cérébrale chez des sujets normaux, même en présence de stimuli visuels ou auditifs ou en faisant effectuer au sujet des tâches motrices simples. Pour obtenir des images de TIE cohérentes avec le système actuel, il aurait fallu un modèle animal d'épilepsie. Nous avions examiné au début de la maîtrise la possibilité d'une collaboration avec des chercheurs du département de médecine vétérinaire de l'Université de Montréal pour faire l'acquisition de données de TIE sur des chiens souffrant d'épilepsie. Nous avons dû renoncer à ce projet car l'anatomie de la tête du chien rend très difficile l'acquisition de données de TIE. Leur mâchoire étant très développée, le crâne est enveloppé d'une épaisse couche de muscles qui contrôlent la mâchoire inférieure. Les signaux enregistrés par des électrodes placées sur la tête de l'animal auraient été affectés par des artéfacts de mouvement lors des crises. D'autre part, il est connu (Shi *et al.*, 2009) que des accidents vasculaires cérébraux (AVC) provoqués chez des singes rhésus, dont la physiologie s'approche de celle des humains, produisent des changements hémodynamiques qui peuvent être imagés par TIE. Toutefois, d'un point de vue éthique, il est difficile de justifier de telles études sans avoir au préalable des indications claires qu'elles pourraient améliorer le traitement des patients souffrant d'épilepsie.

Il n'a pas été possible non plus de valider l'acquisition simultanée de données de TIE et d'EEG en raison de délais dans le développement du MSD et du logiciel d'exploitation du système. Initialement, nous avons dû utiliser, pour évaluer les performances du MEA, un MSD de la génération précédente (TIE4) qui n'était pas conçu pour enregistrer les données d'EEG. Lorsque le nouveau MSD a été disponible nous l'avons utilisé pour poursuivre les tests, mais l'interface graphique par laquelle l'usager contrôle le système devait encore être modifiée pour enregistrer les données d'EEG. Au moment de rédiger ces lignes, le logiciel d'exploitation du système permet l'acquisition séparée de données de TIE et d'EEG mais pas l'acquisition simultanée. Tout porte à croire cependant que cette lacune pourra être comblée prochainement car la fonction d'acquisition simultanée dans le logiciel embarqué des microcontrôleurs du MEA est prête.

5.3 Travaux futurs

Nous décrivons dans cette section les travaux qui devront être effectués pour compléter le MEA. Tout d'abord les problèmes qui nous ont empêchés de faire certains tests devront être résolus. Il nous semble prioritaire de développer un fantôme résistif à 24 électrodes, car il est difficile de procéder à l'optimisation du système tant que l'on ne peut pas en mesurer les performances dans sa pleine configuration. Le développement du MSD et de l'interface graphique devra être complété pour permettre l'acquisition simultanée des données de TIE et d'EEG. Ces développements permettront de refaire les tests de caractérisation. À défaut de permettre l'optimisation du système pour atteindre les performances requises par l'application originale, ces tests fourniront des informations supplémentaires pour la réalisation d'une seconde version du MEA.

Les résultats obtenus jusqu'à présent suggèrent en effet qu'il faudra réviser le MEA. La principale faiblesse de la version actuelle est d'avoir omis l'utilisation de câbles d'électrodes blindés. Il en résulte un niveau élevé d'interférence mutuelle qui nuit au rapport signal sur bruit autant dans la chaîne d'acquisition de données de TIE que d'EEG. En plus de connecteurs spéciaux, l'utilisation de câbles d'électrodes blindés nécessite l'ajout de circuits d'asservissement du blindage dans chaque canal du MEA. Une restructuration majeure du circuit imprimé sera sans doute nécessaire pour loger les nouveaux composants. Une attention particulière devra aussi être apportée aux courants de fuite entre les alimentations et les nœuds à haute impédance de certains circuits. Ces courants de fuite, qui dépendent de la température, font que les amplificateurs d'EEG sont particulièrement susceptibles à la dérive. Le circuit d'asservissement du potentiel mode commun (asservissement de la jambe droite) doit aussi être réétudié. Le circuit actuel ne semble pas réduire suffisamment l'interférence du secteur pour permettre de faire des enregistrements d'EEG de qualité.

Si le développement d'une nouvelle version du MEA devait conduire à une révision complète du système, on devrait aussi étudier de nouvelles approches pour en améliorer l'ergonomie. En effet, dans sa configuration actuelle, c'est-à-dire un MEA porté par le patient, mais rattaché à une unité fixe (le MSD et un ordinateur) par des câbles de 3 m, le système offre peu de mobilité au patient. Étant donné, que le monitoring préopératoire de patients épileptiques peut s'étendre sur quelques jours, cette configuration présente des inconvénients évidents. On devrait envisager la possibilité de combiner le MEA et le MSD en un seul module et de remplacer le lien USB-2.0 qui connecte le MSD à l'ordinateur par un lien radiofréquence à haut débit avec une portée d'au moins 10 m.

5.4 Perspectives

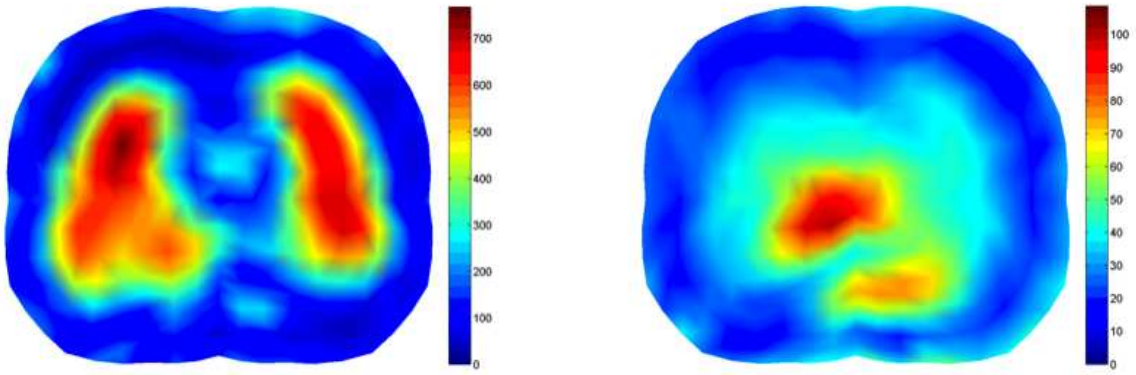
L'objectif général de ce projet était de développer une technique non invasive de localisation de foyers épileptiques qui pourrait réduire le nombre d'études réalisées avec des électrodes intracrâniennes, ou du moins réduire la durée des études et le volume cérébral qui doit être exploré. Un système combinant la TIE et l'EEG, dont l'efficacité aurait été démontrée par des études cliniques, aurait certainement une place de choix parmi les techniques destinées au traitement des patients épileptiques. Les études cliniques devront démontrer que la nouvelle technique présente les avantages suivants : a) une réduction des complications qui surviennent lors d'examens préopératoires invasifs, b) une réduction de la durée des chirurgies, c) une augmentation de leur taux de succès et d) une amélioration notable de la qualité de vie des patients suite à la chirurgie.

Même si l'objectif général décrit ci-dessus n'a pu être atteint durant cette maîtrise, le système qui a été développé pourrait, dans sa forme actuelle, contribuer à étendre le champ d'applications de la TIE. Par exemple, nous avons démontré au chapitre précédent que l'on pouvait reconstruire des images de la ventilation pulmonaire et enregistrer des ECG avec le même réseau d'électrodes disposées sur le thorax. La combinaison de données de TIE et d'ECG pourrait ainsi servir à valider l'utilisation de la TIE pour le monitoring de la perfusion. Cette proposition est expliquée dans les paragraphes suivants.

La technique d'imagerie fonctionnelle a été décrite dans plusieurs publications (Hahn *et al.*, 1996; Frerichs *et al.*, 1999). On peut résumer le traitement de données requis pour obtenir ce type d'images en sept étapes : 1) on acquiert M trames (quelques centaines) sur une période de quelques minutes, 2) on reconstruit des *images dynamiques* pour les M trames, 3) on forme N vecteurs de M points (où N est le nombre de voxels des images) en prenant pour le $i^{ème}$ vecteur l'amplitude du $i^{ème}$ voxel de chaque image dynamique, 4) par la transformée de Fourier, on calcule les spectres fréquentiels des N vecteurs, 5) avec le spectre moyen on détermine la fréquence respiratoire dominante (f_{resp}) et la fréquence cardiaque (f_{card}) dominante du sujet, 6) on forme l'image fonctionnelle de la ventilation (IFV) en affectant à son $i^{ème}$ voxel l'énergie spectrale contenue dans une bande passante centrée sur f_{resp}, et 7) de la même façon, l'image fonctionnelle de perfusion (IFP) est formée en affectant à son $i^{ème}$ voxel l'énergie spectrale contenue dans une bande fréquentielle centrée sur f_{card}. La largeur de bande utilisée pour former l'IFV et l'IFP dépend de l'étalement spectral observé autour des fréquences f_{resp} et f_{card}. Une bande de $\pm 10\%$ de la valeur de ces fréquences donne généralement de bons résultats.

Les images fonctionnelles de la figure 5.1 ont été obtenues avec 300 trames de données de TIE acquises par notre système à la cadence de 5 trames/s. On a utilisé 24 électrodes

distribuées uniformément autour du thorax dans un plan situé approximativement au niveau de la 8ème vertèbre thoracique. Les fréquences f_{resp} et f_{card} étaient respectivement 7,6 cycles respiratoires par minute et 60,5 battements cardiaques par minute.



(a) (b)

Figure 5.1 Images fonctionnelles de ventilation pulmonaire (a) et de la perfusion (b) reconstruites à partir de données de TIE acquises avec le système développé durant cette maîtrise. Le côté gauche du sujet est à gauche des images et le sternum est en haut.

Les images fonctionnelles de ventilation sont faciles à valider en demandant au sujet d'effectuer des cycles respiratoires de faible amplitude très réguliers ; par exemple, en observant l'aiguille des secondes d'une horloge. On peut ainsi changer la fréquence dans une certaine mesure. On peut également mettre en évidence les effets du gradient gravitationnel sur la ventilation en faisant des enregistrements debout et couché sur le dos et de chaque côté. À l'opposé, la validation des images fonctionnelles de perfusion est beaucoup plus difficile à faire. D'une part, l'amplitude des variations de conductivité thoracique dues à la circulation sont beaucoup plus faibles que celles dues à la ventilation ; l'échelle de couleurs situées à côté des images fonctionnelles de la figure 5.1 montre un rapport de 7:1 en faveur des variations dues à la ventilation. D'autre part, on ne peut pas facilement modifier le rythme cardiaque du sujet sur la période de quelques minutes qui est nécessaire à l'acquisition d'un nombre suffisant de trames de TIE. L'acquisition simultanée de données d'ECG pourrait apporter ici un élément nouveau pour la validation des images fonctionnelles de perfusion par l'introduction de la *trajectoire du dipôle mobile unique* comme nous l'expliquons ci-dessous.

Dans le domaine de l'électrophysiologie cardiaque, on a cherché depuis l'introduction des premiers ordinateurs dans les laboratoires de recherche universitaires au début des années 1950 à calculer des représentations équivalentes de l'activité cardiaque, telle qu'elle se ma-

nifeste par les distributions de potentiel (ECG) que l'on enregistrait à la surface du thorax. En d'autres termes, on a formulé un *problème inverse de l'électrocardiographie* où, à partir d'enregistrements d'ECG faits avec des dizaines, voire des centaines, d'électrodes réparties à la surface du thorax, on calcule les composants d'une ou de plusieurs sources électriques équivalentes de l'activité cardiaque. L'objectif ultime de ces efforts étant de reconstruire les distributions de potentiels épicardiaques. Parmi les modèles les plus étudiés pendant une trentaine d'années figure le dipôle mobile unique. Ce modèle vise à représenter par un vecteur (un dipôle électrique), dont l'amplitude, l'orientation et l'origine varient dans le temps, les distributions de potentiel que l'on mesure à la surface du thorax. Une validation partielle à savoir que les régions où les images fonctionnelles de perfusion correspondent au myocarde et/ou aux grands vaisseaux serait que la trajectoire du dipôle mobile se maintienne dans ces régions pendant une bonne partie du cycle cardiaque. Les paramètres du dipôle mobile, soit les trois composantes du dipôle et les coordonnées de son origine sont relativement faciles à calculer (Gulrajani, 1998). Essentiellement, il s'agit de résoudre un problème d'optimisation non linéaire. On cherche les paramètres du dipôle mobile qui minimisent l'erreur quadratique moyenne entre les potentiels mesurés sur le thorax par les 24 canaux du système d'acquisition et les potentiels que le dipôle mobile produit à la surface d'un volume conducteur ayant la forme du thorax humain. Le même modèle par éléments finis du thorax qu'on utilise pour obtenir les matrices de reconstruction d'images de TIE peut être employé. Un modèle de conductivité homogène serait probablement suffisant pour une première validation de cette technique.

BIBLIOGRAPHIE

ANETTE, N. et EVANGELIA, M.-T. (2006). Nervous System, *Biomedical Engineering Fundamentals*, chapitre 3. pp. 39873–39886, CRC Press.

BAGSHAW, A., LISTON, A., BAYFORD, R., TIZZARD, A., GIBSON, A., TIDSWELL, A., SPARKES, M., DEHGHANI, H., BINNIE, C. et HOLDER, D. (2003). Electrical impedance tomography of human brain function using reconstruction algorithms based on the finite element method. *Neuroimage*, 20, 752–764.

BARBER, D. (1999). Electrical Impedance Tomography, J. D. Bronzino, éditeur, *The Biomedical Engineering Handbook, Second Edition*, chapitre 68. Boca Raton, États-Unis : CRC Press.

BARBER, D. et SEAGAR, A. (1987). Fast reconstruction of resistance images. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8, 47–54.

BAYFORD, R. (2006). Bioimpedance tomography (electrical impedance tomography). *Annu Rev Biomed Eng*, 8, 63–91.

BEGLEY, C. et BEGHI, E. (2002). The economic cost of epilepsy : a review of the literature. *Epilepsia*, 43, 3–9.

BEGLEY, C., FAMULARI, M., ANNEGERS, J., LAIRSON, D., REYNOLDS, T., COAN, S., DUBINSKY, S., NEWMARK, M., LEIBSON, C., SO, E. *et al.* (2000). The Cost of Epilepsy in the United States : An Estimate from Population-Based Clinical and Survey Data. *Epilepsia*, 41, 342–351.

BROWN, B. et SEAGAR, A. (1987). The Sheffield data collection system. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8, 91–97.

CAMFIELD, P. (2007). Problems for people with epilepsy beyond seizures. *Epilepsia*, 48, 1–2.

CHARYTON, C., ELLIOTT, J., LU, B. et MOORE, J. (2009). The impact of social support on health related quality of life in persons with epilepsy. *Epilepsy & Behavior*, 16, 640–645.

CLAY, M. et FERREE, T. (2002). Weighted regularization in electrical impedance tomography with applications to acute cerebral stroke. *Medical Imaging, IEEE Transactions on biomedical engineering*, 21, 629–637.

DAVID, H. et THOMAS, T. (2005). Electrical impedance tomography of brain function, *Electrical Impedance Tomography : Methods, History and Applications*, chapitre 4. Bristol, Royaume-Uni : IOP Publishing.

ESLER, B., LYONS, T., TUROVETS, S. et TUCKER, D. (2010). Instrumentation for low frequency EIT studies of the human head and its validation in phantom experiments. *Journal of Physics : Conference Series*. IOP Publishing, vol. 224, 012007–012010.

FABRIZI, L., McEWAN, A., OH, T., WOO, E. et HOLDER, D. (2009). A comparison of two EIT systems suitable for imaging impedance changes in epilepsy. *Physiological Measurement*, 30, S103–S120.

FABRIZI, L., SPARKES, M., HORESH, L., ABASCAL, J., McEWAN, A., BAYFORD, R., ELWES, R., BINNIE, C. et HOLDER, D. (2006). Factors limiting the application of electrical impedance tomography for identification of regional conductivity changes using scalp electrodes during epileptic seizures in humans. *Physiological measurement*, 27, S163–S174.

FABRIZI, L., YERWORTH, R., McEWAN, A., GILAD, O., BAYFORD, R. et HOLDER, D. (2010). A method for removing artefacts from continuous EEG recordings during functional electrical impedance tomography for the detection of epileptic seizures. *Physiological measurement*, 31, S57–S72.

FRANCK, G., SADZOT, B., SALMON, E., DEPRESSEUX, J., GRISAR, T., PETERS, J., GUILLAUME, M., QUAGLIA, L., DELFIORE, G. et LAMOTTE, D. (1986). Regional cerebral blood flow and metabolic rates in human focal epilepsy and status epilepticus. *Advances in neurology*, 44, 935–948.

FRERICHS, I., HAHN, G., SCHIFFMANN, H., BERGER, C. et HELLIGE, G. (1999). Monitoring regional lung ventilation by functional electrical impedance tomography during assisted ventilation. *Annals of the New York Academy of Sciences*, 873, 493–505.

FRERICHS, T. R. I. (2010). Electrical impedance tomography, *Paediatric Lung Function*, chapitre 12. 195–206, European Respiratory Society Journals Limited.

GAGNON, H. (2003). *Évaluation de la ventilation pulmonaire par tomographie d'impédance électrique*. Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Canada.

GAGNON, H., COUSINEAU, M., ADLER, A. et HARTINGER, A. (2010). A Resistive Mesh Phantom for Assessing the Performance of EIT Systems. *IEEE Transactions on biomedical engineering*, 57, 2257–2266.

GAGNON, H., HARTINGER, A., ADLER, A. et GUARDO, R. (2008). A phantom for assessing the performance of EIT systems. *EIT Conference*. Dartmouth, États-Unis.

GARY, S. (2004). EIT instrumentation, *Electrical impedance tomography : methods, history, and applications*, chapitre 2. Taylor & Francis.

GILAD, O., GHOSH, A., OH, D. et HOLDER, D. (2009). A method for recording resistance changes non-invasively during neuronal depolarization with a view to imaging brain activity with electrical impedance tomography. *Journal of neuroscience methods*, 180, 87–96.

GONCALVE, S., DE MUNCK, J., VERBUNT, J., HEETHAAR, R. et DA SILVA, F. (2003). In vivo measurement of the brain and skull resistivities using an EIT-based method and the combined analysis of SEF/SEP data. *IEEE Transactions on biomedical engineering*, 50, 1124–1127.

GUARDO, R., JEHANNE-LACASSE, J., MOUMBE, A. et GAGNON, H. (2010). System front-end design for concurrent acquisition of electroencephalograms and EIT data. *Journal of Physics : Conference Series*. IOP Publishing, vol. 224, 012012.

GULRAJANI, R. (1998). *Bioelectricity and biomagnetism*. New York, États-Unis : Wiley.

HAHN, G., FRERICHS, I., KLEYER, M. et HELLIGE, G. (1996). Local mechanics of the lung tissue determined by functional eit. *Physiological Measurement*, 17, A159–A166.

HERMANN, B. et JACOBY, A. (2009). The psychosocial impact of epilepsy in adults. *Epilepsy & Behavior*, 15, S11–S16.

HOLDER, D. (1992). Electrical impedance tomography (EIT) of brain function. *Brain Topography*, 5, 87–93.

HOLDER, D. (2005). *Electrical impedance tomography : methods, history, and applications*. Bristol, Royaume-Uni : Taylor & Francis.

HUGHES, T., LIU, P., GRIFFITHS, H., LAWRIE, B. et WILES, C. (1996). Simultaneous electrical impedance tomography and videofluoroscopy in the assessment of swallowing. *Physiological Measurement*, 17, 109–119.

KLIMESCH, W. (1999). Eeg alpha and theta oscillations reflect cognitive and memory performance : a review and analysis. *Brain Research Reviews*, 29, 169–195.

LIONHEART, W., POLYDORIDES, N. et BORSIC, A. (2005). The reconstruction problem. *Electrical Impedance Tomography : Methods, History and Applications*, 3–63.

LISTON, A., BAYFORD, R. et HOLDER, D. (2004). The effect of layers in imaging brain function using electrical impedance tomograghy. *Physiological Measurement*, 25, 143–158.

McEWAN, A., ROMSAUEROVA, A., YERWORTH, R., HORESH, L., BAYFORD, R. et HOLDER, D. (2006). Design and calibration of a compact multi-frequency EIT system for acute stroke imaging. *Physiological Measurement*, 27, S199–S210.

MOUMBE, A. (2011). *En cours de rédaction*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Canada.

NAESS, S., ERIKSEN, J. et TAMBS, K. (2009). Perceived change in life satisfaction following epilepsy diagnosis. *Scandinavian journal of public health*, 37, 627–631.

NASSIRI, M. (2005). *Configuration alternatives d'électrodes en tomographie d'impédance électrique*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Canada.

OH, T., KOO, H., LEE, K., KIM, S., LEE, J., KIM, S., SEO, J. et WOO, E. (2008). Validation of a multi-frequency electrical impedance tomography (mfEIT) system KHU Mark1 : impedance spectroscopy and time-difference imaging. *Physiological Measurement*, 29, 295–307.

OH, T., WOO, E. et HOLDER, D. (2007). Multi-frequency EIT system with radially symmetric architecture : KHU Mark1. *Physiological Measurement*, 28, S183–S196.

PETROVA, G. (1999). Influence of electrode impedance changes on the common-mode rejection ratio in bioimpedance measurements. *Physiological measurement*, 20, N11–N19.

ROBITAILLE, N., GUARDO, R., MAURICE, I., HARTINGER, A. et GAGNON, H. (2009). A multi-frequency EIT system design based on telecommunication signal processors. *Physiological Measurement*, 30, S57–S71.

ROMSAUEROVA, A., McEWAN, A., HORESH, L., YERWORTH, R., BAYFORD, R. et HOLDER, D. (2006). Multi-frequency electrical impedance tomography (EIT) of the adult human head : initial findings in brain tumours, arteriovenous malformations and chronic stroke, development of an analysis method and calibration. *Physiological Measurement*, 27, S147–S161.

SALANOVA, V., MARKAND, O. et WORTH, R. (2002). Temporal lobe epilepsy surgery : outcome, complications, and late mortality rate in 215 patients. *Epilepsia*, 43, 170–174.

SEOANE, F. (2007). *Electrical Bioimpedance Cerebral Monitoring : Fundamental Steps towards Clinical Application*. Thèse de doctorat, Chalmers University of technology, Göteborg, Suède.

SEOANE, F., LU, M., PERSSON, M. et LINDECRANTZ, K. (2007). Electrical Bioimpedance Cerebral Monitoring. A Study of the Current Density Distribution and Impedance Sensitivity Maps on a 3D Realistic Head Model. *3rd International IEEE EMBS conference on Neural Engineering*. Kohala Coast, États-Unis.

SHI, X., DONG, X., SHUAI, W., YOU, F., FU, F. et LIU, R. (2006). Pseudo-polar drive patterns for brain electrical impedance tomography. *Physiological Measurement*, 27, 1071–1080.

SHI, X., YOU, F., XU, C., WANG, L., FU, F., LIU, R. et DONG, X. (2009). Experimental Study on Early Detection of Acute Cerebral Ischemic Stroke Using Electrical Impedance

Tomography Method. *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering*. Springer, Munich, Allemagne, vol. 25, 510–513.

SPERLING, M., FELDMAN, H., KINMAN, J., LIPORACE, J. et O'CONNOR, M. (1999). Seizure control and mortality in epilepsy. *Annals of neurology*, 46, 45–50.

STEINER, G., SOLEIMANI, M. et WATZENIG, D. (2008). A bio-electromechanical imaging technique with combined electrical impedance and ultrasound tomography. *Physiological Measurement*, 29, S63–S75.

TANG, C., YOU, F., CHENG, G., GAO, D., FU, F. et DONG, X. (2009). Modeling the frequency dependence of the electrical properties of the live human skull. *Physiological Measurement*, 30, 1293–1301.

TELLEZ-ZENTENO, J., MATIJEVIC, S. et WIEBE, S. (2005). Somatic comorbidity of epilepsy in the general population in Canada. *Epilepsia*, 46, 1955–1962.

THOMY, N. (2006). An Introduction to Neurophysiology, *International Encyclopedia of Ergonomics and Human Factors, Second Edition – 3 Volume Set*, chapitre 91. CRC Press.

TIDSWELL, A., BAGSHAW, A., HOLDER, D., YERWORTH, R., EADIE, L., MURRAY, S., MORGAN, L. et BAYFORD, R. (2003). A comparison of headnet electrode arrays for electrical impedance tomography of the human head. *Physiological measurement*, 24, 527–544.

TIDSWELL, A., GIBSON, A., BAYFORD, R. et HOLDER, D. (2001). Electrical impedance tomography of human brain activity with a two-dimensional ring of scalp electrodes. *Physiological Measurement*, 22, 167–175.

TSE, E., HAMIWKA, L., SHERMAN, E. et WIRRELL, E. (2007). Social skills problems in children with epilepsy : prevalence, nature and predictors. *Epilepsy & Behavior*, 11, 499–505.

VIERGEVER, M., VAN DEN ELSEN, P. et STOKKING, R. (1992). Integrated presentation of multimodal brain images. *Brain topography*, 5, 135–145.

WEBSTER, J. (2009). *Medical instrumentation : application and design Fourth Edition*. Wiley-India.

WI, H. et WOO, E. (2009). Design of KHU mark2 multi-frequency EIT System. *Proc. Int. Conf. on Biomedical Applications of Electrical Impedance Tomography*. Manchester, Royaume-Uni.

WIEBE, S., CAMFIELD, P., JETTE, N. et BURNEO, J. (2009). Epidemiology of Epilepsy : Prevalence, Impact, Comorbidity and Disparities. *Canadian journal of neurological sciences*, 36, S7–S16.

XU, G., YANG, Q., YANG, S., LIU, F. et YAN, W. (2004). Electrical characteristics of real head model based on electrical impedance tomography. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 14, 1617–1620.

YERWORTH, R., BAYFORD, R., BROWN, B., MILNES, P., CONWAY, M. et HOLDER, D. (2003). Electrical impedance tomography spectroscopy (EITS) for human head imaging. *Physiological measurement*, 24, 477–489.

YERWORTH, R., BAYFORD, R., CUSICK, G., CONWAY, M. et HOLDER, D. (2002). Design and performance of the UCLH Mark 1b 64 channel electrical impedance tomography (EIT) system, optimized for imaging brain function. *Physiological measurement*, 23, 149–158.

ZAPATA-FERRER, A., GASTRO, G., GAONA, G., AGUILLON, M., ROSELL, F., CARRERA, B. *et al.* (1997). Electrical impedance tomography : an electronic design, with adaptive voltage measurements and a phantom circuit for research in the epilepsy field. *Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Engineering in Medicine and Biology Society, Chicago, États-Unis, vol. 2, 867–868.