



Titre: Optimisation de l'instrumentation pour le monitoring respiratoire
Title: par tomographie d'impédance électrique

Auteur: Nicolas Robitaille
Author:

Date: 2000

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Robitaille, N. (2000). Optimisation de l'instrumentation pour le monitoring
Citation: respiratoire par tomographie d'impédance électrique [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8763/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8763/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Robert Guardo
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

NOTE TO USERS

This reproduction is the best copy available.

UMI[®]

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

OPTIMISATION DE L'INSTRUMENTATION
POUR LE MONITORING RESPIRATOIRE
PAR TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE

NICOLAS ROBITAILLE
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 2000



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

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

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

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

0-612-57425-3

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

OPTIMISATION DE L'INSTRUMENTATION
POUR LE MONITORING RESPIRATOIRE
PAR TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE

présenté par: ROBITAILLE Nicolas

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

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

Mme CHERIET Farida, Ph.D., présidente

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

M. LAROCHE Sylvain, M.Sc.A., membre

*À mon père pour la flamme d'Hippocrate,
À ma mère pour la volonté de continuer...*

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, Dr Robert Guardo, pour sa grande disponibilité et ses précieux conseils. Je tiens également à remercier Hervé Gagnon pour son support continu et ses explications détaillées. Ces personnes ont su rendre ces deux années agréables et fort enrichissantes.

Je ne peux passer sous silence l'appui du personnel et de mes Très Dévoués Camarades du Laboratoire d'instrumentation et d'imagerie : M. Bertrand, Claude, Johanne, Diane, Louise, Khaled, Guy, Lhabib, Roch, Isabelle, Hadi, et Mayssa. Je souhaite aussi remercier les Fonds FCAR de m'avoir supporté financièrement au cours de ces deux années.

Je suis également reconnaissant envers mes amis pour leur support et pour m'avoir permis de décompresser lors des moments difficiles : Olivier, Frédéric, Judith, Alain, Daniel, Brigitte, Raphaël, Christian, Mario, Marie-Ève, Fanny et tous les autres. Je tiens spécialement à remercier Caroline pour sa patience et son immense soutien tout au long de mon projet.

Enfin, je tiens à remercier ma famille et ma parenté pour l'appui constant qu'ils m'ont fourni. Je remercie particulièrement mon père pour les réponses à mes questions sur la physiologie humaine, ma mère pour les longues heures de partage sur tous les aspects de la maîtrise et mes soeurs, Annie et Andréanne, pour leur patience, leur présence et leur réconfort.

“La science n'est point faite pour l'homme en général. [...] Il est né pour agir et penser, et non pour réfléchir. La réflexion ne sert qu'à le rendre malheureux sans le rendre meilleur ni plus sage : elle lui fait regretter les biens passés et l'empêche de jouir du présent ; elle lui présente l'avenir heureux pour le séduire par l'imagination et le tourmenter par les désirs, et l'avenir malheureux pour le lui faire sentir d'avance.”

Jean-Jacques Rousseau (Préface au Narcisse)

RÉSUMÉ

La tomographie d'impédance électrique (TIE) est une technique d'imagerie médicale non-invasive utilisant des mesures d'impédance électrique pour calculer la distribution de conductivité d'une section du corps humain. Dans le cas de l'imagerie pulmonaire, de 16 à 32 électrodes sont disposées autour du thorax du patient. Un courant de haute fréquence et de faible amplitude est injecté à l'intérieur du patient, successivement sur chaque paire d'électrodes. Les différences de potentiel sont alors mesurées sur toutes les autres électrodes. À partir de ces mesures, un logiciel reconstruit les images de la distribution de conductivité en temps réel.

L'Institut de génie biomédical (IGB) de l'École Polytechnique de Montréal développe la TIE depuis douze ans. Elle a conçu et réalisé des systèmes d'acquisition de données, développé des méthodes de reconstruction d'image, des accessoires (fantômes) et des protocoles d'essai *in vitro*, et effectué plusieurs études *in vivo*. Depuis les dernières années, les travaux ont été orientés vers l'application de la TIE au monitoring respiratoire de patients ventilés mécaniquement en soins intensifs. Au commencement de ce projet de maîtrise, un système, appelé TIE-4, avait déjà été construit par l'IGB pour cette application. Cependant, le système présentait des défauts de conception affectant sa fiabilité et le rendant inadéquat en milieu clinique. Par exemple, le système utilisait une ceinture d'électrodes actives (petits modules électroniques contenant des circuits de conditionnement pour des signaux critiques) s'attachant directement sur des électrodes d'Ag/AgCl disposées sur la surface du corps. Cette ceinture d'électrodes s'est avérée trop volumineuse pour permettre l'enregistrement sur des patients couchés. De plus, étant donné que les câbles reliant les électrodes actives formaient une boucle d'une grande surface, le système était très sensible aux interférences électromagnétiques. Enfin, une composante clé du système, le module de contrôle, avait été conçue pour se brancher sur la carte mère d'un ordinateur de type PC. Le bruit interne du PC interférait avec certains circuits de cette carte et affectait significativement la précision des mesures.

En considérant les points mentionnés plus haut, ce projet de maîtrise visait deux objectifs : 1) corriger les problèmes majeurs du système TIE-4 afin de le rendre adéquat pour des essais en milieu clinique, et 2) entreprendre la conception d'un nouveau système (TIE-5) optimisé pour le monitoring respiratoire sur des patients en soins intensifs.

Le premier objectif a été atteint en grande partie en restructurant l'unité de contrôle de TIE-4 et en remplaçant la ceinture d'électrodes actives par un seul module contenant les mêmes circuits dans un volume considérablement réduit. Ces changements nous ont permis de rendre possible l'enregistrement sur des patients alités et d'améliorer significativement la fiabilité du système et la précision des mesures.

La conception du système TIE-5 a été entreprise. Elle sera complétée dans le cadre de mon doctorat, débutant en septembre 2000. Ce système sera connecté à un PC hôte par l'intermédiaire d'un lien de communication rapide, le "Universal Serial Bus" (USB). Ceci permettra de placer toutes les composantes de TIE-5 à l'extérieur du PC, réduisant ainsi le bruit généré par l'ordinateur. De plus, l'aspect prêt-à-tourner ("Plug-and-Play") du standard USB rendra le système plus convivial pour le personnel médical. Enfin, de nouvelles fonctions associées à ce système permettront d'explorer d'autres approches d'imagerie telles que l'imagerie quasi-statique et l'imagerie pseudo-3D.

ABSTRACT

Electrical Impedance Tomography (EIT) is a non-invasive medical imaging technique using electrical impedance measurements to compute the conductivity distribution of a section of the human body. For pulmonary imaging, 16 to 32 electrodes are placed around the patient's chest. A weak, high frequency, current is applied to the patient's body by each pair of electrodes in succession and the resulting potential is measured at all the other electrodes. From these measurements, a computer program reconstructs images of the conductivity distribution in real-time.

The Institut de génie biomédical (IGB) of the École Polytechnique de Montréal has been involved with EIT for the last twelve years. It has designed and built data acquisition systems, developed image reconstruction methods, designed accessories (phantoms) and *in vitro* test procedures, and performed a number of *in vivo* studies. In recent years, work has focused on applying EIT to monitor patients who are under assisted ventilation in an intensive care unit (ICU). At the onset of this master's project, a system, dubbed TIE-4, had been built by IGB to develop this particular application. However, the system had major design flaws that affected its reliability and made it unsuitable for clinical use. For example, the system used a belt of active electrodes, small electronic modules containing critical signal conditioning circuits, which attached directly to Ag/AgCl electrodes on the body surface. This electrode belt proved to be too bulky to allow recording from supine patients. Also, because of the fairly large area enclosed by the cables interconnecting the active electrodes, the system was very susceptible to electromagnetic interference. Finally, a key component of the system, the control module, had been designed to plug into the motherboard of a personal computer (PC). Noise from the PC electronics interfered with some of the circuits on this board and significantly affected measurement accuracy.

In view of the above, two goals were set for this master's project : 1) correct the main problems of the TIE-4 system to make it suitable for performing tests in a clinical environment,

and 2) begin work on a new system (TIE-5) specifically designed for respiratory monitoring of ICU patients.

The first goal has been met to a large extent by restructuring the control unit of TIE-4 and by replacing the active electrode belt by a single module containing the same circuits in a considerably smaller volume. With these changes, we have been able to significantly improve system reliability and accuracy, and also make it possible to record from bed-ridden patients.

Design of the TIE-5 system has begun; it will be completed as part of my Ph.D. project starting in September 2000. This system will connect to the host PC through a high-speed communication link, the Universal Serial Bus (USB). This will allow placing all TIE-5 components outside of the PC, thereby reducing coupling of computer generated noise. Also, the "Plug-and-Play" feature of the USB standard will yield a more convenient system for the medical staff. Finally, new functions projected for this system will make it possible to explore new imaging approaches such as quasi-static and pseudo-3D imaging.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT	viii
LISTE DES TABLEAUX	xvi
LISTE DES FIGURES	xvii
LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES	xx
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE	4
1.1 Principes de la tomographie d'impédance électrique (TIE)	4
1.1.1 Instrumentation	6
1.1.1.1 Types d'appareil de TIE	7
1.1.1.1.1 Systèmes sériels	7
1.1.1.1.2 Systèmes semi-parallèles	8
1.1.1.1.3 Systèmes parallèles	8
1.1.1.2 Composantes d'un appareil de TIE	9
1.1.1.2.1 Générateur de porteuse	9
1.1.1.2.2 Module d'injection de courant	10
1.1.1.2.3 Module de mesure de tension	12
1.1.1.2.4 Démodulateur	13
1.1.1.2.5 Module de contrôle	15
1.1.1.3 Barrière d'isolation électrique	16

1.1.1.4	Approche par électrodes actives	16
1.1.2	Types d'imagerie	17
1.1.2.1	Imagerie statique	17
1.1.2.2	Imagerie dynamique	17
1.1.2.3	Imagerie quasi-statique	18
1.1.2.4	Imagerie paramétrique	18
1.1.3	Méthodes de reconstruction	21
1.1.3.1	Algorithme de rétroprojection	21
1.1.3.2	Algorithme de Gauss-Newton	23
1.1.3.3	Algorithme de maximum <i>a posteriori</i>	25
1.2	Imagerie pulmonaire	28
1.2.1	Mesure du volume d'air	28
1.2.2	Détection de l'oedème pulmonaire	29
1.2.3	Détection de l'emphysème	30
1.2.4	Détection de l'effusion pleurale	31
1.3	Comparaison de systèmes récemment développés	32
1.3.1	Principaux systèmes de TIE récents	32
1.3.1.1	Système de Barcelone, Espagne	32
1.3.1.2	Système de Toulouse, France	32
1.3.1.3	Système de Troy, États-Unis	33
1.3.1.4	Système de Hanover, États-Unis	34
1.3.1.5	Système de Xanthi, Grèce	34
1.3.1.6	Système de Stuttgart, Allemagne	35
1.3.1.7	Système de Sheffield, Angleterre	35
1.3.1.8	Système de Montréal, Canada	36

1.3.2	Aspects à considérer dans le développement d'un système de TIE . . .	38
1.4	Discussion	39
CHAPITRE 2 MÉTHODES ET INSTRUMENTATION		40
2.1	Description du système TIE-4	40
2.1.1	Instrumentation	40
2.1.1.1	Carte de contrôle	42
2.1.1.2	Boîtier d'isolation	44
2.1.1.3	Électrodes actives	45
2.1.1.3.1	Énumération des électrodes actives	50
2.1.1.3.2	Séquence d'acquisition	51
2.1.2	Interface graphique MEMTA	52
2.1.3	Problèmes associés au système TIE-4	55
2.2	Unité de contrôle du système TIE-4	57
2.2.1	Matrice de portes programmable (FPGA)	57
2.2.2	Fonctions de l'unité de contrôle du système TIE-4	59
2.2.2.1	Contrôle des modules de l'appareil de TIE	59
2.2.2.2	Acquisition des données d'impédance et des signaux physiologiques	60
2.2.3	Ancienne unité de contrôle	61
2.2.3.1	Principe de fonctionnement	61
2.2.3.1.1	Contrôle des modules de l'appareil de TIE	61
2.2.3.1.2	Acquisition des données d'impédance et des signaux physiologiques	63
2.2.3.2	Problèmes associés à l'ancienne unité de contrôle	63
2.2.4	Nouvelle unité de contrôle	65
2.2.4.1	Méthodologie de développement	65
2.2.4.2	Nouvelles fonctions	66

2.2.4.3	Principe de fonctionnement	68
2.2.4.3.1	Contrôle des modules de l'appareil de TIE	68
2.2.4.3.2	Acquisition des données d'impédance et des signaux physiologiques	69
2.2.4.4	Description du fantôme utilisé pour évaluer le rapport signal sur bruit	70
2.3	Nouvelle carte d'électrodes actives	73
2.3.1	Méthodologie de développement	73
2.3.2	Principales caractéristiques	74
2.3.3	Essais préliminaires	77
2.4	Interface de communication pour le système TIE-5	78
2.4.1	Choix du lien de communication externe	78
2.4.1.1	Port sériel (RS-232)	79
2.4.1.2	Port parallèle (Centronics et Standard IEEE-1284)	79
2.4.1.3	Port HP-IB/GPIB (Standard IEEE-488)	80
2.4.1.4	Lien SCSI	80
2.4.1.5	Lien FireWire (Standard IEEE-1394)	80
2.4.1.6	Port USB	81
2.4.1.7	Résumé	81
2.4.2	La nouvelle interface de communication	83
2.4.2.1	Méthodologie de développement	83
2.4.2.1.1	Microcontrôleur du périphérique	83
2.4.2.1.2	Pilote d'interface du périphérique	84
2.4.2.1.3	Application de test	85
2.4.2.1.4	Montage expérimental	85
2.4.2.2	Caractéristiques de la nouvelle interface	86
2.4.2.3	Principes de fonctionnement	89

2.4.2.3.1	Lecture des registres des composants périphériques	89
2.4.2.3.2	Écriture aux registres des composants périphériques	90
2.4.2.3.3	Envoi de commandes aux composants périphériques	91
2.4.2.3.4	Accès aux variables	91
2.4.2.4	Implantation de l'interface de communication dans le système TIE-5	92
CHAPITRE 3	RÉSULTATS	95
3.1	Améliorations apportées et anticipées	95
3.2	Résultats des essais effectués sur la ceinture et la carte d'électrodes actives .	98
3.2.1	Rapport signal sur bruit (RSB)	99
3.2.2	Précision des mesures	106
CHAPITRE 4	DISCUSSION ET TRAVAUX FUTURS	111
4.1	Atteinte des objectifs du projet de maîtrise	111
4.2	Développement du nouveau système TIE-5	113
4.2.1	Description du système TIE-5	114
4.2.2	Aspects importants à considérer	114
4.2.3	Travaux futurs	115
4.2.4	Nouvelles possibilités offertes par le système TIE-5	115
4.2.4.1	Imagerie quasi-statique sur un seul plan du thorax	116
4.2.4.2	Imagerie dynamique simultanée sur deux plans du thorax	116
4.2.4.3	Imagerie dynamique pseudo-3D	117
CONCLUSION	119
RÉFÉRENCES	121
ANNEXE A	LE PORT USB	127

A.1 Principales caractéristiques	127
A.1.1 Types de transfert	129
A.1.2 Types de paquet	130
A.1.3 Contenu d'un paquet	131
A.2 Principes de fonctionnement	133
A.2.1 Fonctionnement des quatre types de transfert USB	134
A.2.1.1 Transfert de contrôle	134
A.2.1.2 Transfert de masse	135
A.2.1.3 Transfert par interruption	137
A.2.1.4 Transfert isochrone	138
A.2.2 Cheminement complet d'un transfert USB	138

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1	Conductivité de tissus de mammifères à basses fréquences (20 à 100 kHz)	5
Tableau 1.2	Systèmes de TIE récemment développés	37
Tableau 2.1	Description des opérations de contrôle de l'ancienne UC	62
Tableau 2.2	Principaux registres de la nouvelle unité de contrôle	67
Tableau 2.3	Valeurs de résistance du fantôme	71
Tableau 2.4	Caractéristiques de divers liens de communication	82
Tableau 2.5	Réponses des liens de communication aux critères de sélection	82
Tableau 2.6	Configuration des terminaisons USB du microcontrôleur	87
Tableau 2.7	Espaces mémoire occupés par les composants du système TIE-5 . . .	94
Tableau 3.1	Rapports signal sur bruit (RSB) obtenus pour la ceinture et la carte d'électrodes actives	105

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Séquence d'images de TIE obtenue pendant un cycle respiratoire . .	6
Figure 1.2	Structure typique d'un système de TIE	7
Figure 1.3	Modèle électrique cellulaire	20
Figure 1.4	Représentation de la fonction de Cole et Cole	20
Figure 1.5	Algorithme de rétroprojection	23
Figure 1.6	Algorithme de Gauss-Newton	24
Figure 2.1	Instrumentation du système TIE-4	41
Figure 2.2	Photographie du système TIE-4	42
Figure 2.3	Schéma de la carte de contrôle	44
Figure 2.4	Photographie de la carte de contrôle	45
Figure 2.5	Schéma des circuits du boîtier d'isolation	46
Figure 2.6	Photographie de l'intérieur du boîtier d'isolation	47
Figure 2.7	Schéma d'une électrode active	47
Figure 2.8	Photographie d'une électrode active	48
Figure 2.9	Photographie de la ceinture d'électrodes actives	49
Figure 2.10	Photographie de la ceinture d'électrodes actives utilisée au cours d'une expérience <i>in vivo</i>	49
Figure 2.11	Séquence d'acquisition pour construire une image	53
Figure 2.12	Interface graphique MEMTA	54
Figure 2.13	Maillage utilisé pour calculer les résistances du fantôme	72
Figure 2.14	Photographie du fantôme	72
Figure 2.15	Photographie de la face supérieure de la carte d'électrodes actives .	75
Figure 2.16	Photographie de la face inférieure de la carte d'électrodes actives . .	76
Figure 2.17	Photographie de la ceinture et du boîtier d'électrodes actives	76

Figure 2.18	Montage expérimental utilisé pour développer la nouvelle interface de communication	86
Figure 2.19	Bus externes du microcontrôleur	88
Figure 2.20	Codage de l'adresse d'un composant périphérique	88
Figure 2.21	Carte de contrôle du système TIE-5	93
Figure 3.1	Photographie de la ceinture d'électrodes actives reliée au fantôme . .	98
Figure 3.2	Photographie de la carte d'électrodes actives reliée au fantôme . . .	98
Figure 3.3	Mesures de TIE obtenues avec la ceinture d'électrodes actives sans ajouter de délai	100
Figure 3.4	Mesures de TIE obtenues avec la ceinture d'électrodes actives en ajoutant un délai trois cycles de porteuse	100
Figure 3.5	Rapports signal sur bruit obtenus avec la ceinture d'électrodes actives en ajoutant un délai de 0, 1, 2 et 3 cycles de porteuse	101
Figure 3.6	Mesures de TIE obtenues avec la carte d'électrodes actives sans ajouter de délai	102
Figure 3.7	Mesures de TIE obtenues avec la carte d'électrodes actives en ajoutant un délai de trois cycles de porteuse	102
Figure 3.8	Rapports signal sur bruit obtenus avec la carte d'électrodes actives en ajoutant un délai de 0, 1, 2 et 3 cycles de porteuse	103
Figure 3.9	Mesures de TIE obtenues avec la ceinture d'électrodes actives	107
Figure 3.10	Mesures de TIE obtenues avec la carte d'électrodes actives	108
Figure 3.11	Mesures de TIE théoriques pour un maillage de résistances à 1% de tolérance	109
Figure 3.12	Erreur relative des mesures de TIE obtenues avec la ceinture d'électrodes actives par rapport aux valeurs théoriques	109
Figure 3.13	Erreur relative des mesures de TIE obtenues avec la carte d'électrodes actives par rapport aux valeurs théoriques	110
Figure 3.14	Erreur relative des mesures de TIE théoriques pour un maillage de résistances à 1% de tolérance par rapport aux valeurs théoriques . .	110
Figure 4.1	Instrumentation du système TIE-5	113
Figure A.1	Exemple d'un réseau de connexions USB	128
Figure A.2	Contenu des différents types de paquet	132

Figure A.3	Fonctionnement d'un transfert de contrôle	136
Figure A.4	Fonctionnement d'un transfert de masse	137
Figure A.5	Fonctionnement d'un transfert par interruption	138
Figure A.6	Fonctionnement d'un transfert isochrone	139
Figure A.7	Cheminement complet d'un transfert USB	140

LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES

ACK	Acknowledge (réception sans erreur)
ADDR	Address (champ d'adresse d'un paquet)
α	Paramètre de dispersion du modèle cellulaire
b	Bruit
C	Capacité associée à la membrane cellulaire Conductivité
C_0	Conductivité de référence
CAN	Convertisseur analogique-numérique
CDC	Computing Devices Canada
CLB	Configurable Logic Block (bloc logique configurable)
CRC	Cyclic Redundancy Check (contrôle de redondance cyclique)
CSP	Canal de signaux physiologiques
DATA	Data (champ de données d'un paquet)
DATA0	Première série de données
DATA1	Deuxième série de données
DDC	Digital Down Converter
DDS	Direct Digital Synthesizer
DDT	Dual Digital Tuner
ΔC	Variation de conductivité
$\widehat{\Delta C}$	Estimé de la variation de conductivité
ΔV	Variation de tension
DLL	Dynamic Linked Library
DMA	Direct Memory Access (accès direct à la mémoire)
DSP	Digital Signal Processor (processeur pour le traitement de signaux numériques)
ECG	Électrocardiogramme
ENDP	Endpoint (champ du numéro de terminaison d'un paquet)

ϵ	Permittivité
f	Fréquence
f_1	Fréquence de la première porteuse
f_2	Fréquence de la deuxième porteuse
f_c	Fréquence caractéristique du tissu
FPGA	Field Programmable Gate Array (matrice de portes programmable)
FIFO	First-In First-Out (mémoire tampon)
GPIB	General Purpose Interface Bus
HPIB	Hewlett-Packard® Interface Bus
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGB	Institut de génie biomédical de l'École Polytechnique de Montréal
IN	Entrée
I	Courant
I_0	Amplitude du courant
IOB	I/O Block (bloc d'entrée-sortie)
ISA	Industry Standard Architecture
LED	Light-Emitting Diode (diode électroluminescente)
MEMTA	Modular Expandable MultiThreaded Architecture
NAK	Non-Acknowledge (indisponibilité)
ω_0	Fréquence angulaire de la porteuse
OUT	Sortie
PC	Personal Computer
ϕ	Phase de l'impédance
PID	Packet Identifier (champ d'identification d'un paquet)
PGA	Programmable Gain Amplifier (amplificateur à gain programmable)
PGIA	Programmable Gain Instrumentation Amplifier (amplificateur d'instrumentation à gain programmable)
R	Partie réelle de l'impédance
	Résistance de l'espace extracellulaire

R_0	Résistance du modèle cellulaire quand la fréquence égale zéro
R_∞	Résistance du modèle cellulaire quand la fréquence tend vers l'infini
R_b	Matrice de covariance du bruit
R_C	Matrice de covariance de la conductivité
RAM	Random Access Memory (mémoire vive)
RMS	Root-Mean-Square (valeur efficace)
ROM	Read-Only Memory (mémoire morte)
RSB	Rapport signal sur bruit
S	Résistance de l'espace intracellulaire
σ	Conductivité
σ_b	Écart type du bruit
σ_C	Écart type de la conductivité
SOF	Start of Frame (début de transaction)
SETUP	Setup (configuration)
STALL	Stall (suspension)
SYNC	Synchronisation (champ de synchronisation d'un paquet)
t	Variable de temps
t_0	Instant de référence
TIE	Tomographie d'impédance électrique
UA	Unité d'acquisition
UC	Unité de contrôle
USB	Universal Serial Bus
V	Tension mesurée
V_0	Tension de référence
V_I	Tension en phase
V_{IF}	Tension en phase filtrée passe-bas
V_m	Module de la tension mesurée
V_Q	Tension en quadrature
V_{QF}	Tension en quadrature filtrée passe-bas
V_r	Tension de référence

X	Partie imaginaire de l'impédance
Y	Admittance
Z	Impédance
Z_0	Module de l'impédance

INTRODUCTION

La tomographie d'impédance électrique (TIE)

La tomographie d'impédance électrique (TIE) est une technique d'imagerie médicale permettant d'afficher la distribution de conductivité d'une section du corps humain. Elle utilise des électrodes, habituellement 16 ou 32, placées à la surface du corps autour du plan étudié. Un courant sinusoïdal de faible amplitude est appliqué à une paire d'électrodes et les différences de potentiel produites par le passage de ce courant dans le corps sont mesurées sur toutes les autres paires d'électrodes. L'ensemble de mesures obtenu en utilisant successivement toutes les paires d'électrodes pour injecter le courant permet de reconstruire, par ordinateur, une image de la distribution de conductivité de la section ciblée.

Problématique

Le caractère non-invasif de la TIE, la possibilité d'acquérir et d'afficher des images en temps réel, de même que la portabilité et le faible coût du système permettent d'envisager l'utilisation de cette technique pour le monitoring respiratoire de patients en soins intensifs. C'est d'ailleurs à cette application que s'intéresse particulièrement le Laboratoire d'instrumentation et d'imagerie de l'Institut de génie biomédical de l'École Polytechnique de Montréal (IGB). Le laboratoire possède trois exemplaires d'un système appelé TIE-4 qui ont été développés depuis 1996. Bien que ce système ait démontré son efficacité dans des tests *in vivo* au laboratoire, il présente des problèmes de fiabilité. De plus, ses dimensions physiques ne permettent pas l'enregistrement sur des patients alités, ce qui a empêché, jusqu'ici, l'introduction du système en milieu clinique.

Objectifs spécifiques du projet de maîtrise

Dans la perspective d'une utilisation clinique de nos systèmes, il est essentiel, dans un premier temps, de corriger les erreurs de conception et les lacunes évidentes des systèmes TIE-4 afin d'obtenir trois appareils fiables. Certaines modifications aux composants du système seraient aussi effectuées afin d'améliorer la fonctionnalité de ces appareils. Dans un deuxième temps, il serait nécessaire de concevoir et de réaliser un nouveau système, TIE-5, optimisé pour le monitoring respiratoire. Les efforts d'optimisation porteraient principalement sur les éléments touchant la sécurité et le confort du patient, mais aussi sur la précision des mesures. On ajouterait aussi de nouvelles fonctions permettant la reconstruction tridimensionnelle des changements de conductivité thoracique.

Ce projet de maîtrise comporte donc deux objectifs spécifiques : 1) corriger les problèmes de fiabilité et améliorer la fonctionnalité du système TIE-4 et 2) entreprendre la conception du nouveau système TIE-5.

Approche envisagée

Le système TIE-4 comporte trois modules principaux. La carte de contrôle, insérée à l'intérieur de l'ordinateur, constitue le premier module. Elle veille au contrôle des différentes unités associées au système et s'occupe de l'acquisition des signaux. Un deuxième module, le boîtier d'isolation, protège le patient des risques de choc électrique dans l'éventualité d'une défaillance des équipements. Enfin, le troisième module se compose de seize petites cartes, les électrodes actives, sur lesquelles se trouvent les circuits électroniques nécessaires pour injecter le courant et mesurer les tensions. Ces électrodes forment une ceinture que l'on place autour du thorax du sujet lors d'essais *in vivo*.

Afin d'atteindre le premier objectif du projet de maîtrise, des modifications majeures ont été apportées à la carte de contrôle et à la ceinture d'électrodes actives. Dans le premier cas, l'unité de contrôle située sur la carte et réalisée au moyen d'une puce programmable

(FPGA) a été complètement restructurée. En effet, le fonctionnement du système TIE-4 repose en grande partie sur ce composant puisqu'il gère l'acquisition et le transfert des données vers l'ordinateur et qu'il contrôle divers autres composants périphériques. Pour ce qui est de la ceinture d'électrodes actives, celle-ci a été remplacée par une carte unique, réduisant ainsi les dimensions du système tout en améliorant la qualité des signaux.

En ce qui concerne la conception d'un nouveau système, TIE-5, une interface de communication plus efficace que celle utilisée dans le système TIE-4 a été développée. Utilisant un lien sériel à haute vitesse (USB), elle permet d'enlever la carte de contrôle que l'on devait insérer dans la carte mère de l'ordinateur et de la remplacer par une carte externe reliée à ce dernier par un simple câble. Ceci réduit le bruit dans les mesures provenant des interférences électromagnétiques produites par l'ordinateur. Le développement de la nouvelle interface de communication est largement terminé. Il reste essentiellement à incorporer à celle-ci le contrôle des différents composants périphériques du système TIE-5.

Contenu du mémoire

Ce mémoire se divise en quatre chapitres. Le chapitre un présente une revue de la littérature portant sur la tomographie d'impédance électrique. Il traite, entre autres, des principaux éléments et de la structure générale d'un système de TIE en plus de présenter quelques applications de cette technique d'imagerie. Le chapitre deux constitue la partie principale du mémoire. Il présente, tout d'abord, les parties matérielle et logicielle du système TIE-4, de même que la conception de la nouvelle unité de contrôle. Il décrit ensuite la nouvelle carte d'électrodes actives et explique le principe de fonctionnement de la nouvelle interface de communication. Le chapitre trois présente les améliorations apportées par la nouvelle unité de contrôle et par la carte d'électrodes actives. Les améliorations anticipées dans le système TIE-5 par la nouvelle interface de communication sont également présentées. Enfin, le chapitre quatre discute de l'atteinte des objectifs du projet de maîtrise et présente les travaux à venir de même que les possibilités offertes par le nouveau système TIE-5.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

Dans la perspective d'appliquer la TIE à la surveillance respiratoire de patients alités, ce chapitre fait une revue de la littérature de cette technique d'imagerie. Il présente tout d'abord les principes de la TIE en expliquant la structure d'un appareil typique et les principaux algorithmes de reconstruction d'images. Par la suite, il traite de l'application de la TIE à l'imagerie pulmonaire. Des systèmes récents développés par différents groupes de recherche sont ensuite décrits et commentés. Enfin, l'utilisation de la TIE en milieu clinique est discutée afin de justifier les objectifs du projet de maîtrise.

1.1 Principes de la tomographie d'impédance électrique (TIE)

L'imagerie par TIE est possible grâce aux différences de conductivité que présentent les tissus du corps humain. Comme le montre le tableau 1.1 les valeurs de conductivité des tissus vivants présentent un étalement important qui laisse présager un bon contraste dans les images.

En ce qui concerne les poumons, par exemple, la conductivité est faible comparativement à la moyenne des tissus du thorax et, de plus, elle varie au cours de la respiration. En effet, lors d'une inspiration, l'air, qui a une conductivité quasi-nulle, diminue la conductivité effective des poumons. À l'opposé, lors d'une expiration, la diminution du volume d'air dans les poumons cause une augmentation de la conductivité. Ainsi, les images de TIE permettent d'observer les changements de conductivité dus à la respiration. La figure 1.1 présente une séquence d'images de TIE obtenue sur un volontaire à une fréquence de 6.7 images/s pendant un cycle respiratoire. La séquence doit être parcourue ligne par ligne, de

Tableau 1.1 Conductivité de tissus de mammifères à basses fréquences (20 à 100 kHz)

Tissu	Conductivité (mS/m)
Liquide cérébro-spinal	1540
Plasma	1520
Sang	670
Foie	180 - 290
Bras humain	420 (longitudinal)
	150 (transversal)
Muscle squelettique	670 - 800 (longitudinal)
	43 - 56 (transversal)
	190 (moyenne)
Muscle cardiaque	174 - 630 (longitudinal)
	19 - 236 (transversal)
	130 - 240 (moyenne)
Tissu neuronal	170
-Matière grise	352
-Matière blanche	146
Poumon	42 - 138
Gras	37 - 49
Os	6

Source : Inspiré de Barber et Brown, 1984, cité dans Webster, 1990, p.19.

gauche à droite, en débutant par l'image en haut à gauche. Les taches blanches délimitent les poumons à pleine inspiration.

Un système typique de TIE est présenté à la figure 1.2. Tout d'abord, des électrodes, habituellement composées d'un disque d'argent/chlorure d'argent (Ag/AgCl), sont disposées autour du milieu étudié, c'est-à-dire à la surface du thorax dans le cas de l'imagerie pulmonaire. Un générateur de porteuse fournit un signal sinusoïdal de référence au module d'injection de courant. Ce dernier injecte des courants à la fréquence de la porteuse à travers certaines électrodes. Ces courants génèrent des différences de potentiel qui sont mesurées sur d'autres électrodes par le module de mesure de tension. Les composantes en phase et en quadrature des tensions mesurées sont séparées par le démodulateur. Le module de contrôle permet de changer les paramètres du générateur de porteuse et de transférer les mesures de

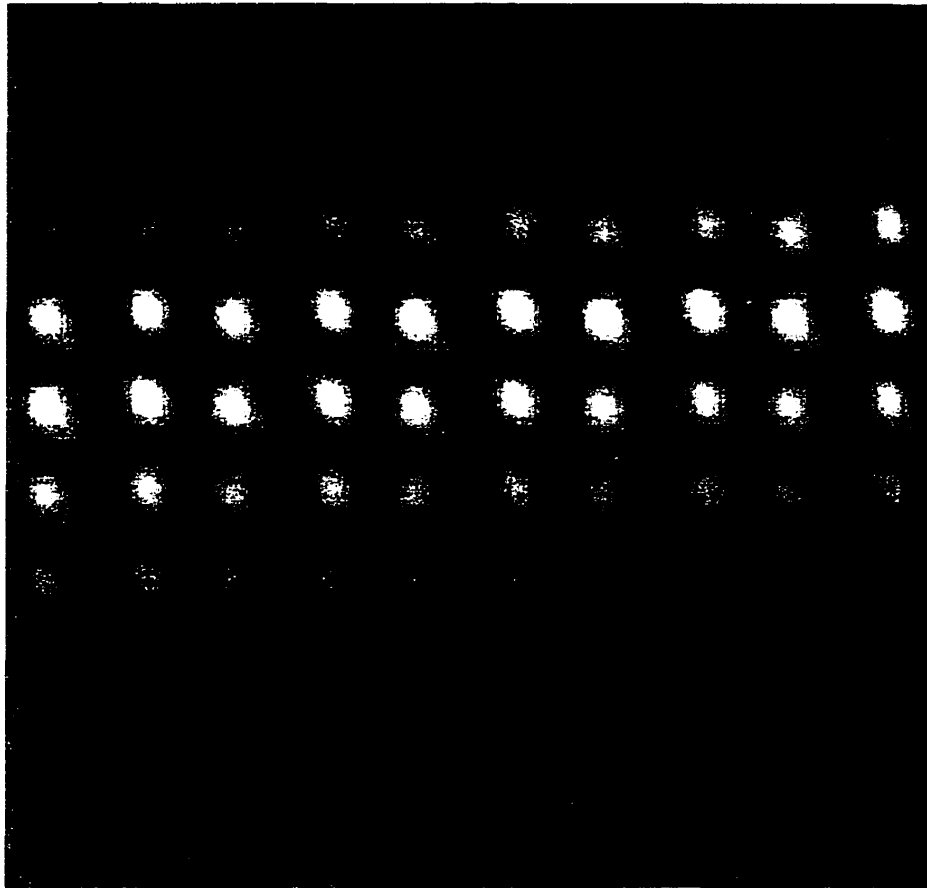


Figure 1.1 Séquence d'images de TIE obtenue pendant un cycle respiratoire

tension à l'algorithme de reconstruction. Ce dernier traite les mesures de tension et forme les images de TIE.

1.1.1 Instrumentation

Les aspects reliés à l'instrumentation sont largement couverts dans la revue de littérature de Rigaud et Morucci (1996). Cette section résume les principaux aspects en traitant tout d'abord des types de tomographe. Par la suite, les principales composantes d'un appareil de TIE de même que les façons de réaliser l'isolation électrique seront décrites. Enfin, une approche utilisant des électrodes actives sera abordée.

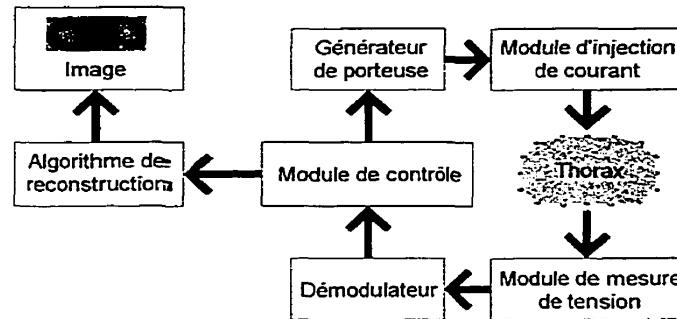


Figure 1.2 Structure typique d'un système de TIE

1.1.1.1 Types d'appareil de TIE

Les appareils de TIE peuvent utiliser différentes approches pour injecter le courant et mesurer les différences de potentiel. Selon l'approche utilisée, les appareils peuvent être classés en trois catégories : sériels, semi-parallèles et parallèles.

1.1.1.1.1 Systèmes sériels

Les systèmes sériels (Chauveau et al., 1996; Jossinet et al., 1993, 1994; Koukourlis et al., 1995; Record, 1994; Rigaud et al., 1993; Riu et al., 1996) comportent un canal¹ d'injection de courant et un canal de mesure de tension. Le courant est d'abord injecté par une paire d'électrodes. Les différences de potentiel qui en résultent sont ensuite mesurées séquentiellement sur toutes les autres paires d'électrodes. Une fois les mesures prises, une nouvelle paire d'électrodes est sélectionnée pour l'injection de courant et de nouvelles mesures de potentiel sont prises aux autres paires d'électrodes. L'acquisition de toutes les mesures est terminée lorsque toutes les électrodes ont été utilisées comme site d'injection et de mesure. On appelle cet ensemble de mesures une "trame".

¹Le terme "canal" désigne ici un ensemble de circuits électroniques servant au traitement des signaux. Ces circuits peuvent être entièrement analogiques ou comporter des sections analogiques et des sections numériques. La complexité des circuits varie considérablement entre les divers systèmes décrits dans la littérature.

Ce type d'appareil procure l'avantage d'être très compact puisqu'il utilise un seul canal d'injection de courant, un seul canal de mesure et un seul démodulateur. Un multiplexeur permet de changer le site d'injection de courant et un démultiplexeur permet de commuter les électrodes de mesure. Cependant, comme les mesures sont prises une à la suite de l'autre, le temps d'acquisition d'une trame est relativement long. On peut également démontrer que ce type de système présente un rapport signal sur bruit plus faible que celui d'un système parallèle ou semi-parallèle.

1.1.1.1.2 Systèmes semi-parallèles

L'approche semi-parallèle est la plus utilisée en pratique (Casas et al., 1996; Li et al., 1996; Rosell et al., 1989; Smith et al., 1990, 1995). Comme les systèmes sériels, ce type de système dispose d'un seul canal d'injection de courant. Par contre, au lieu d'effectuer les mesures séquentiellement, celles-ci sont prises au même instant par autant de canaux de mesure qu'il y a d'électrodes. On élimine ainsi le démultiplexeur. Par contre, le fait d'avoir plusieurs canaux de mesure et autant de démodulateurs augmente la complexité et le coût du système.

1.1.1.1.3 Systèmes parallèles

Les systèmes parallèles (Cook et al., 1994; Edic et al., 1995; McLeod et al., 1996; Saulnier et al., 1991; Zhu et al., 1993) ne possèdent aucun système de commutation. En effet, le courant est injecté sur plusieurs électrodes à la fois autour du milieu étudié. Les différences de potentiel sont mesurées sur les mêmes ou sur d'autres électrodes au même instant. Ce type de système possède un canal pour chaque mesure de tension, comme dans le cas précédent, et un canal pour chaque site d'injection de courant. Le système parallèle est ainsi plus rapide que les précédents. Cependant, étant donné la quantité de composants nécessaires pour le réaliser, il coûte plus cher et occupe un volume plus grand.

Zhu et al. (1994) de même que Hartov et al. (2000) ont développé des systèmes injectant le courant sur plusieurs électrodes. Cependant, la mesure de tension s'effectue de façon sérielle. Ces systèmes peuvent néanmoins être considérés parallèles étant donné leur méthode d'injection de courant.

1.1.1.2 Composantes d'un appareil de TIE

Comme le montre la figure 1.2 à la page 7, un appareil de TIE est constitué de cinq composantes : un générateur de porteuse, un module d'injection de courant, un module de mesure de tension, un démodulateur et un module de contrôle. La reconstruction d'images ne fait pas partie de l'appareil et sera traitée à la section 1.1.3.

1.1.1.2.1 Générateur de porteuse

Un générateur de porteuse permet de fournir un signal sinusoïdal au module d'injection de courant. Plus la fréquence est élevée, plus il est possible d'utiliser une forte amplitude de courant. Ceci permet d'obtenir un rapport signal sur bruit plus élevé. L'amplitude maximum de courant pouvant être utilisée de façon sécuritaire pour le patient dépend de la fréquence de la porteuse. L'*International Electrotechnical Commission* et l'*American National Standards Institute* établissent la limite de courant pour les appareils médicaux à $100 \mu A_{RMS} / kHz \times f$, où f représente la fréquence en kHz, dans le cas où une électrode de masse est branchée sur le patient (Edic et al., 1995). Cette limite est beaucoup plus faible que le seuil de perception cutanée établi par des études sur un grand nombre de volontaires dans les années 60-70 (Dalziel, 1972). Le courant injecté par les systèmes de TIE est donc imperceptible par les sujets et, en raison des hautes fréquences généralement utilisées, n'interfère pas avec l'enregistrement d'autres signaux physiologiques comme l'électrocardiogramme.

1.1.1.2.2 Module d'injection de courant

Méthodes d'injection de courant Il existe quatre méthodes différentes pour injecter le courant par les électrodes. La première utilise des paires d'électrodes adjacentes. Le courant entre par une première électrode, diverge dans le corps et ressort par sa voisine immédiate. Cette méthode est la plus utilisée en pratique (Casas et al., 1996; Chauveau et al., 1996; Jossinet et al., 1993, 1994; Li et al., 1996; Rigaud et al., 1993; Smith et al., 1990, 1995). En effet, elle permet d'appliquer la méthode de reconstruction par rétroprojection (voir la section 1.1.3), la technique la plus citée dans la littérature. La densité de courant près de la paire d'électrodes d'injection est très grande. C'est pourquoi la méthode des paires adjacentes permet d'améliorer la résolution des inhomogénéités situées près de la surface du corps au détriment de celles situées près du centre.

La seconde méthode dite des "paires opposées", consiste à injecter le courant par une première électrode et le récupérer par celle qui lui est diamétralement opposée. Celle-ci est beaucoup moins utilisée que la précédente. Elle permet d'augmenter la résolution d'inhomogénéités situées près du centre du corps. Certains groupes ont ajouté à leur système la possibilité de choisir entre cette technique et la précédente (Casas et al., 1996; Jossinet et al., 1993; Rigaud et al., 1993).

La troisième méthode utilise les paires en quadrature. Dans ce cas-ci, les positions d'entrée et de sortie du courant forment un angle droit par rapport au centre du milieu étudié. À date, cette méthode ne semble pas avoir été rapportée dans la littérature. Elle a été proposée à l'IGB comme un compromis entre les méthodes des paires adjacentes et opposées quant à la résolution d'inhomogénéités situées au centre et en bordure du corps.

Finalement, la quatrième méthode est utilisée uniquement dans les systèmes parallèles (Cook et al., 1994; Edic et al., 1995; Hartov et al., 2000; McLeod et al., 1996; Saulnier et al., 1991; Zhu et al., 1993, 1994) et consiste à injecter des courants simultanément par plusieurs électrodes. Cette technique permet ainsi d'injecter des patrons de courant particuliers. Par exemple, Zhu et al. (1993) utilisent des patrons trigonométriques. Dans ce cas, pour un

nombre N d'électrodes, un courant d'amplitude proportionnelle à $\cos(2\pi n/N)$ peut être appliqué sur chaque électrode n ($0 \leq n \leq N - 1$). Ainsi, la somme des courants dans le milieu reste nulle, respectant la loi de conservation de charge. Cette technique offre une meilleure résolution des inhomogénéités situées près du centre que la méthode des paires opposées.

Types de circuit d'injection de courant Le courant nécessaire à l'acquisition de données de TIE peut être injecté par des sources de courant ou des sources de tension. Dans le premier cas, des courants sinusoïdaux d'amplitude constante sont injectés entre deux ou plusieurs électrodes par des circuits électroniques appelés "convertisseurs tension-courant" ou "amplificateurs à transconductance". Les sources de courant sont contrôlées par un signal de tension provenant du générateur de porteuse. Pour éviter que le courant varie en fonction de la charge, l'impédance de sortie de ces circuits doit tendre vers l'infini. Cependant, étant donné les capacités parasites provenant des câbles de connexion entre la sortie de la source et les électrodes, il est difficile de conserver une impédance élevée à haute fréquence. Néanmoins, ce type de circuit est le plus utilisé (Boulay et al., 1991; Casas et al., 1996; Cook et al., 1994; Edic et al., 1995; Guardo et al., 1994; Jossinet et al., 1993, 1994; Koukourlis et al., 1995; Li et al., 1996; Rigaud et al., 1993; Riu et al., 1996; Rosell et al., 1989; Saulnier et al., 1991; Smith et al., 1990, 1995; Zhu et al., 1994). De nombreuses solutions ont été proposées pour contrer le problème de l'impédance de sortie (Bragós et al., 1994; Denyer et al., 1994; Gisser et al., 1990, 1991; Jossinet et Trillaud, 1992; Nowicki et Webster, 1989; Wang et al., 1996). Celles-ci utilisent des techniques d'asservissement ou des circuits simulant une impédance négative.

L'injection de courant à haute fréquence est plus facilement réalisable par une source de tension qui est constamment ajustée de façon à obtenir le courant désiré. Cependant, pour connaître ce courant, il est nécessaire d'ajouter un circuit permettant de le mesurer, augmentant ainsi le nombre de composants à utiliser par rapport aux circuits opérant directement comme source de courant. Ce type de circuit est mieux adapté pour l'injection de courant à haute fréquence, mais il est peu employé (Chauveau et al., 1996; Geeraerts et al.,

1992; Record, 1994; Zhu et al., 1993). La quantité de composants utilisée augmente le coût du système. De plus, dans le cas d'une défaillance des circuits de mesure du courant, ce dernier peut augmenter de façon à compromettre la sécurité du patient. On peut toutefois prévoir que ce type de circuit prendra de l'importance avec le développement d'une nouvelle méthode d'imagerie appelée "spectro-tomographie d'impédance électrique" où les données requises pour la reconstruction d'images sont des impédances mesurées sur une large bande de fréquences (e.g. 10 kHz à 1 MHz).

1.1.1.2.3 Module de mesure de tension

Il n'existe pas de méthodes particulières de mesure de tension. Habituellement, la méthode des paires adjacentes est utilisée. Toutes les valeurs de tension entre les autres paires d'électrodes peuvent être obtenues par une combinaison linéaire de ces mesures.

La structure du module de mesure de tension dépend principalement du type d'appareil. Dans le cas des systèmes sériels, le module de mesure de tension est habituellement composé de préamplificateurs branchés à chaque électrode, de deux démultiplexeurs et d'un amplificateur d'instrumentation. Le préamplificateur présente une très grande impédance d'entrée à l'électrode et isole celle-ci des capacités parasites à l'entrée des démultiplexeurs. La sortie du préamplificateur est connectée à deux démultiplexeurs. Chaque démultiplexeur permet de brancher la sortie d'un préamplificateur à une entrée de l'amplificateur d'instrumentation. Ce dernier fait la différence entre les tensions provenant des deux préamplificateurs et envoie le résultat au démodulateur.

En ce qui concerne les systèmes parallèles et semi-parallèles, chaque électrode est branchée à une entrée de deux amplificateurs d'instrumentation. Il faut un amplificateur d'instrumentation pour chaque paire d'électrodes afin de mesurer la différence de potentiel entre les électrodes voisines. Un démodulateur est branché à la sortie de chaque amplificateur.

1.1.1.2.4 Démodulateur

En parcourant la littérature, il semble que la plupart des groupes de TIE utilisent la méthode de démodulation en quadrature de phase. Celle-ci consiste à déplacer le spectre du signal mesuré vers les basses fréquences en multipliant le signal, d'une part, par la porteuse et, d'autre part, par la porteuse déphasée de 90 degrés, et en passant les signaux sortant des multiplicateurs dans un filtre passe-bas. En pratique, ce traitement de signal peut être effectué au moyen de circuits analogiques (multiplicateurs, filtres analogiques, etc.). Alternativement, le signal provenant des électrodes peut être numérisé par un convertisseur analogique-numérique à haute vitesse et le traitement, effectué par un microprocesseur spécialisé ("Digital Signal Processor", DSP). La démodulation en quadrature de phase permet d'isoler la partie réelle de la partie imaginaire de chaque impédance mesurée. L'exemple suivant illustre ce principe.

Un courant sinusoïdal d'amplitude I_0 et de fréquence ω_0 :

$$I(t) = I_0 \cos(\omega_0 t) \quad (1.1)$$

est injecté à travers une impédance Z . Dans le cas plus général, cette impédance est fonction du temps. Par exemple, l'impédance des poumons varie avec la respiration.

$$Z(t) = R(t) + jX(t) \quad (1.2)$$

L'impédance $Z(t)$ peut également être exprimée comme un phaseur :

$$Z(t) = Z_0(t) \cos(\phi(t)) + jZ_0(t) \sin(\phi(t)) \Leftrightarrow Z_0(t) \angle \phi(t) \quad (1.3)$$

où le module Z_0 est exprimé par :

$$Z_0(t) = \sqrt{(R(t))^2 + (X(t))^2} \quad (1.4)$$

et la phase ϕ par :

$$\phi(t) = \arctan\left(\frac{X(t)}{R(t)}\right) \quad (1.5)$$

La partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance sont donc :

$$\begin{aligned} \Re\{Z(t)\} &= R = Z_0(t) \cos(\phi(t)) \\ \Im\{Z(t)\} &= X = Z_0(t) \sin(\phi(t)) \end{aligned} \quad (1.6)$$

La tension mesurée aux bornes de l'impédance est donnée par :

$$V(t) = Z(t)I(t) \quad (1.7)$$

ou :

$$V(t) = Z_0(t)I_0 \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad (1.8)$$

Cette tension est multipliée, d'une part, par un cosinus de la même fréquence ω_0 que la porteuse pour donner la tension en phase V_I :

$$\begin{aligned} V_I(t) &= V(t) \cos(\omega_0 t) \\ V_I(t) &= \frac{Z_0(t)I_0}{2} \cos(\phi(t)) + \frac{Z_0(t)I_0}{2} \cos(2\omega_0 t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (1.9)$$

et, d'autre part, par un sinus de fréquence ω_0 pour obtenir la tension en quadrature :

$$\begin{aligned} V_Q(t) &= V(t) \sin(\omega_0 t) \\ V_Q(t) &= -\frac{Z_0(t)I_0}{2} \sin(\phi(t)) + \frac{Z_0(t)I_0}{2} \sin(2\omega_0 t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Les tensions V_I et V_Q ainsi obtenues possèdent chacune une composante continue et une composante au double de la fréquence de la porteuse, c'est-à-dire $2\omega_0$. En passant V_I et V_Q

dans un filtre passe-bas, la composante à $2\omega_0$ est éliminée :

$$V_{IF}(t) = \frac{Z_0(t)I_0}{2} \cos(\phi(t)) \quad (1.11)$$

$$V_{QF}(t) = -\frac{Z_0(t)I_0}{2} \sin(\phi(t)) \quad (1.12)$$

L'équation 1.11 et l'équation 1.12 renferment, respectivement, la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance :

$$V_{IF}(t) = \frac{I_0}{2} \Re\{Z(t)\} \quad (1.13)$$

$$V_{QF}(t) = -\frac{I_0}{2} \Im\{Z(t)\} \quad (1.14)$$

La démodulation en quadrature permet ainsi d'isoler la partie réelle de la partie imaginaire de $Z(t)$ à partir des tensions mesurées. La composante en phase contient la partie réelle, tandis que la composante en quadrature renferme la partie imaginaire.

1.1.1.2.5 Module de contrôle

La plupart des groupes de recherche semblent baser leur module de contrôle sur un ordinateur. Les principales différences résident dans l'interface de communication entre l'ordinateur et l'appareil de TIE. Dans le cas des systèmes de Casas et al. (1996) et Chauveau et al. (1996), l'ordinateur contrôle l'appareil de TIE par un lien sériel et reçoit de celui-ci des signaux démodulés qui sont numérisés par une carte d'acquisition de données. Edic et al. (1995) utilisent un lien parallèle et une carte d'acquisition avec accès direct à la mémoire ("Direct Memory Access", DMA). L'algorithme de reconstruction est implanté sur une autre carte qui accède directement à la mémoire d'une carte vidéo pour l'affichage des images. Le contrôle de l'appareil de TIE s'effectue par un autre ordinateur (Cook et al., 1994). Quant à Hartov et al. (2000) et Zhu et al. (1993), ceux-ci utilisent une carte d'acquisition de données et une carte d'entrées-sorties numériques pour le contrôle de l'appareil. Il s'agit de cartes d'usage général et disponibles commercialement qui s'insèrent dans l'ordinateur.

Dans le cas de Rigaud et al. (1993) et Koukourlis et al. (1995), une seule carte, employant le bus PC standard, est utilisée pour le contrôle et l'acquisition. Enfin, Riu et al. (1996) emploient le lien sériel d'un ordinateur pour communiquer avec une carte externe de contrôle et d'acquisition branchée sur un bus VME (Standard IEEE-1014).

1.1.1.3 Barrière d'isolation électrique

Une barrière d'isolation électrique est essentielle pour assurer la sécurité du patient. En effet, le patient ne doit offrir aucun chemin de retour vers la terre aux courants injectés par le tomographe. De même, ce dernier ne doit pas fournir de chemin de retour pour les courants provenant d'autres appareils branchés au patient. Par conséquent, un bloc d'alimentation dont la masse est isolée du secteur doit alimenter les modules de l'appareil de TIE qui ont une connexion directe aux électrodes et au patient. La barrière d'isolation est généralement réalisée en utilisant des opto-isolateurs pour transmettre les signaux numériques et des transformateurs pour transmettre les signaux analogiques (Ghahary et Webster. 1989).

1.1.1.4 Approche par électrodes actives

Comme les capacités parasites associées aux câbles reliant les électrodes aux sources de courant diminuent l'impédance de sortie de ces dernières, certains auteurs (Chauveau et al., 1996; Guardo et al., 1994; Li et al., 1996; Record, 1994; Rigaud et al., 1991, 1993) ont utilisé des électrodes actives. Celles-ci sont de petits circuits imprimés branchés directement sur une électrode afin d'éliminer les câbles. Dans le cas des systèmes sériels, les électrodes actives contiennent une source de courant et un premier étage d'amplification pour la mesure de tension. Le système semi-parallèle de Li et al. (1996) utilise des cartes séparées pour la source de courant et l'étage d'amplification. Dans tous les cas, un module de contrôle est nécessaire pour sélectionner les électrodes servant à l'injection de courant et à la mesure de tension. Dans le système de Guardo et al. (1994), ce contrôle est dévolu à un microprocesseur incorporé dans chaque électrode active. Cette approche réduit considérablement le nombre

de transactions, c'est-à-dire de transferts de données de configuration, entre les électrodes actives et l'unité de contrôle résidant sur une carte PC.

1.1.2 Types d'imagerie

Dans leur revue de la littérature, Rigaud et Morucci (1996) soulignent quatre principaux types d'imagerie en TIE : statique, dynamique, quasi-statique et paramétrique.

1.1.2.1 Imagerie statique

L'imagerie statique est utilisée pour produire des images de la distribution de conductivité électrique dans un milieu étudié. Elle permet de générer des images anatomiques. Elle nécessite cependant une bonne connaissance de la géométrie du volume conducteur étudié et de la position des électrodes placées à la surface de celui-ci. De faibles erreurs géométriques ou un rapport signal sur bruit inadéquat peuvent entraîner une mauvaise reconstruction. De plus, comme la reconstruction d'images nécessite des algorithmes itératifs (Rigaud et Morucci, 1996), le temps de calcul est relativement long. La convergence des calculs itératifs n'est également pas assurée. Quelques groupes orientent leurs efforts vers cette technique (Cook et al., 1994; Koukourlis et al., 1995; Zhu et al., 1993, 1994). Le système d'Edic et al. (1995) permet même l'imagerie statique en temps réel.

1.1.2.2 Imagerie dynamique

La technique d'imagerie dynamique est employée pour générer des images des changements de conductivité dans le temps. En effet, un premier ensemble de mesures ou "trame" sert de référence pour les trames subséquentes. Les images présentent ainsi des variations de la conductivité et permettent de visualiser certaines fonctions physiologiques telles que la respiration et l'activité cardiaque. Cette technique permet d'utiliser des algorithmes plus rapides, comme la méthode de rétroprojection (voir la section 1.1.3). Elle convient donc à des

applications à temps réel comme la surveillance respiratoire. De plus, comme des différences de conductivité plutôt que des valeurs absolues sont mesurées, l'imagerie dynamique est moins sensible aux erreurs de positionnement des électrodes et à la géométrie du milieu étudié. Par contre, elle ne permet pas d'obtenir des images anatomiques étant donné que la conductivité de certaines parties du corps, telles que les os et les tissus adipeux, changent peu ou pas au cours du temps. L'imagerie dynamique demeure néanmoins la technique de TIE la plus citée dans la littérature (Adler et Guardo, 1996; Boulay et al., 1989; Frerichs et al., 1996. 1998; Hahn et al., 1996; Harris et al., 1992; Leathard et al., 1994; Rosell et al., 1989; Smith et al., 1995) et de nombreux groupes de recherche l'utilisent avec des porteuses de différentes fréquences (Brown et al., 1996; Casas et al., 1996; Chauveau et al., 1996; Li et al., 1996; Noble et al., 1996; Record, 1994).

1.1.2.3 Imagerie quasi-statique

L'imagerie quasi-statique permet également de visualiser des changements de conductivité. Cependant, ceux-ci sont observés pour des fréquences différentes et non au cours du temps. Comme l'impédance des tissus varie en fonction de la fréquence de la porteuse, il est possible de visualiser ce changement en prenant, pour chaque image, deux mesures simultanées (ou très rapprochées dans le temps) de la distribution de conductivité. La première, habituellement prise à plus faible fréquence, sert de référence et la seconde, prise à une fréquence plus élevée, est utilisée pour mesurer la différence de conductivité. Cette technique permet d'obtenir des images anatomiques des tissus. Griffiths et Zhang (1989), Jossinet et Trillaud (1991) et Riu et al. (1996) emploient cette technique d'imagerie. Cependant, aucun de ces groupes de recherche n'affiche ce type d'image en temps réel.

1.1.2.4 Imagerie paramétrique

L'imagerie paramétrique, ou spectro-tomographie d'impédance électrique, est une extension de l'imagerie quasi-statique et pourrait éventuellement permettre d'identifier les tissus et

connaître leur état physiologique (tissus sains, tumeurs, etc.). Cette technique emploie un modèle électrique cellulaire comprenant trois paramètres. Comme l'illustre la figure 1.3, R modélise la résistance de l'espace extracellulaire, tandis que S représente celle de l'espace intracellulaire et C , la capacité associée à la membrane cellulaire. L'impédance d'un tissu en fonction de la fréquence peut être représentée par un arc de cercle dans le plan complexe défini par l'équation de Cole et Cole (1941) (Webster, 1990), comme le montre la figure 1.4 :

$$Z = R_{\infty} + \frac{R_0 - R_{\infty}}{1 + (jf/f_c)^{\alpha}} \quad (1.15)$$

où f représente la fréquence. R_{∞} , la résistance quand f tend vers l'infini, c'est-à-dire :

$$R_{\infty} = \frac{RS}{R + S} \quad (1.16)$$

R_0 , la résistance quand $f = 0$, c'est-à-dire :

$$R_0 = R \quad (1.17)$$

f_c , la fréquence caractéristique du tissu, c'est-à-dire :

$$f_c = \frac{1}{2\pi C(R + S)} \quad (1.18)$$

et α , le paramètre de dispersion, tel que :

$$\theta = \alpha \frac{\pi}{2} \quad \text{et} \quad \alpha < 1 \quad (1.19)$$

En effectuant des mesures d'impédance à plusieurs fréquences et en utilisant l'équation de Cole et Cole, il est possible de trouver les paramètres R_0 , R_{∞} , f_c et α permettant de caractériser et d'identifier un tissu. Par exemple, Lu et al. (1996) utilisent la méthode des

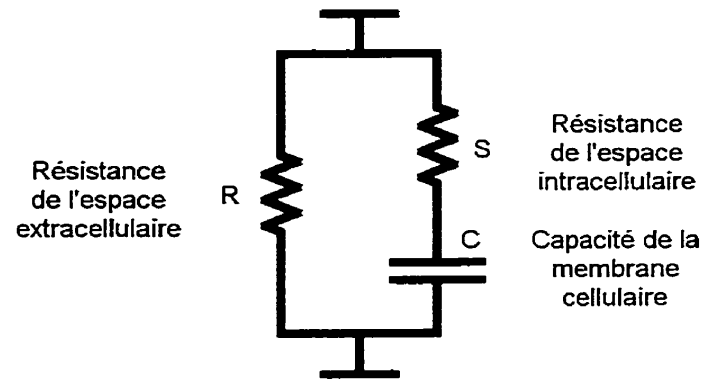


Figure 1.3 Modèle électrique cellulaire

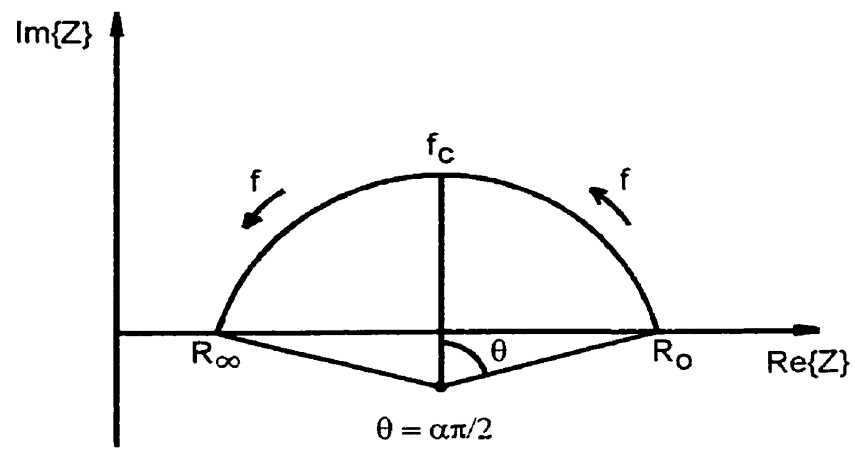


Figure 1.4 Représentation de la fonction de Cole et Cole. Source : Cole et Cole, 1941, cité dans Webster, 1990, p.13.

moindres carrés pour trouver les meilleurs paramètres d'après les mesures obtenues. Ceux-ci permettent ensuite de déduire les composants R , S et C du modèle électrique cellulaire.

Plusieurs types d'images anatomiques peuvent être obtenus à partir des paramètres R , S et C . Smallwood et Hampshire (1995) ont présenté des images des constantes de temps SC et RC , de même que du rapport R/S . Les valeurs de SC , RC ou R/S sont calculées pour chaque pixel et une image est ensuite construite, représentant la distribution de ces caractéristiques dans le milieu étudié.

Cette technique d'imagerie est relativement nouvelle, mais elle semble susciter l'intérêt de plusieurs groupes de recherche (Blad, 1996; Brown et al., 1994a, 1994b, 1996; Hartov et al., 2000; Jossinet et al., 1993; Lu et al., 1996; Riu et al., 1996; Smallwood et Hampshire, 1995; Zhao et al., 1996).

1.1.3 Méthodes de reconstruction

La revue de littérature de Morucci et Marsili (1996) résume les principaux algorithmes de reconstruction employés en TIE. Dans cette section, trois algorithmes seront décrits. Tout d'abord, il sera question de l'algorithme de rétroprojection, le plus cité dans la littérature. Par la suite, on abordera l'algorithme de Gauss-Newton. Enfin, l'algorithme de maximum *a posteriori* (MAP), développé par Adler et Guardo (1996), sera présenté.

1.1.3.1 Algorithme de rétroprojection

L'algorithme de rétroprojection, développé par Barber et Brown (1985), permet d'effectuer de l'imagerie dynamique. La méthode des paires adjacentes est utilisée pour injecter le courant et mesurer les différences de potentiel. Comme le montre le haut de la figure 1.5, pour chaque site d'injection de courant, représenté par des flèches entrante et sortante, les lignes équipotentielles pour un milieu homogène sont calculées.

L'algorithme de rétroprojection repose sur deux hypothèses. Premièrement, les variations de conductivité sont présumées très faibles de sorte que les lignes équipotentiels ne sont pas significativement différentes de celles obtenues pour un milieu homogène. Deuxièmement, le milieu est supposé circulaire ou elliptique. Ceci facilite le calcul des lignes équipotentiels.

Comme l'algorithme affiche des images dynamiques, une référence est nécessaire. Ainsi, au départ, une première séquence d'acquisition est effectuée pour obtenir la trame de référence. Pour chaque site d'injection de courant utilisant une paire d'électrodes, les différences de potentiel sont mesurées sur les autres paires. Par conséquent, il existe une tension de référence $V_{r,i,j}$ pour toutes les surfaces i comprises entre deux lignes équipotentiels, et ce, pour chaque site d'injection j .

Les trames subséquentes servent à mesurer les variations de conductivité $\Delta C_{i,j}$ par rapport à la trame de référence. Les différences de potentiel $V_{i,j}$ sont d'abord mesurées pour chaque site d'injection. Les différences entre les tensions mesurées et les tensions de référence sont ensuite calculées de façon à obtenir :

$$\Delta V_{i,j} = V_{i,j} - V_{r,i,j} \quad (1.20)$$

En supposant que les variations de conductivité $\Delta C_{i,j}$ n'affectent pas les lignes équipotentiels, on peut supposer que :

$$\Delta V_{i,j} \propto \Delta C_{i,j} \quad (1.21)$$

Ainsi, pour chaque site d'injection j , tous les $\Delta V_{i,j}$ sont rétroprojetés sur leur surface i comprise entre leurs lignes équipotentiels. La deuxième rangée de la figure 1.5 présente les rétroprojections obtenues pour quatre sites d'injection de courant. Dans ce cas, le changement de conductivité est situé dans une région elliptique légèrement décentrée vers la droite. Comme illustré à l'extrême droite de la figure 1.5, la moyenne des rétroprojections permet d'entrevoir la région elliptique après seulement la rétroprojection de quatre sites d'injection de courant. Les artéfacts de reconstruction sont encore importants mais s'estompent à

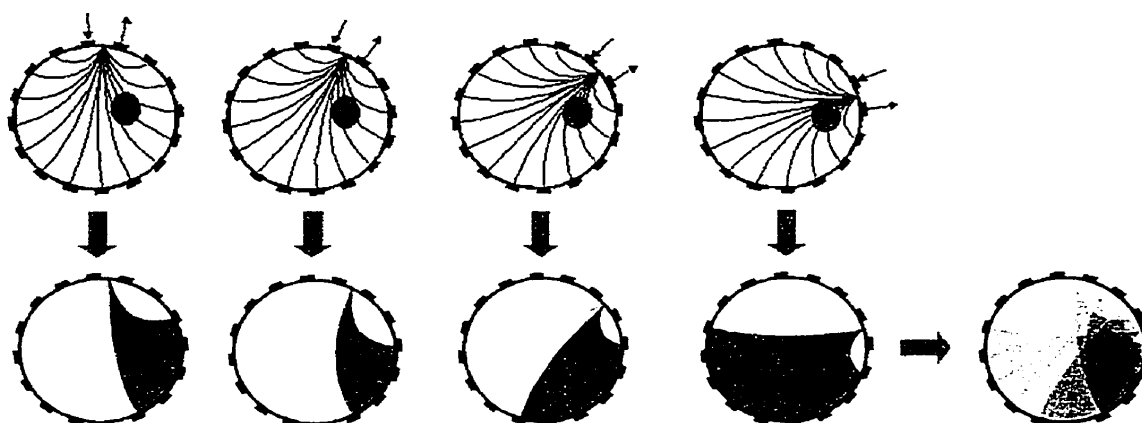


Figure 1.5 Algorithme de rétroprojection. Source : Hervé Gagnon.

mesure que l'on inclut dans la moyenne les rétroprojections des autres sites d'injection de courant. La pondération des pixels de chaque rétroprojection permet également de réduire les artefacts.

L'algorithme de rétroprojection est le plus cité dans la littérature (Boulay et al., 1989; Brown et al., 1996; Casas et al., 1996; Chauveau et al., 1996; Frerichs et al., 1996, 1998; Hahn et al., 1996; Harris et al., 1992; Leathard et al., 1994; Noble et al., 1996; Rosell et al., 1989; Smith et al., 1995). Bien qu'il soit assez rapide pour permettre l'imagerie en temps réel, il présente quelques inconvénients. En effet, le milieu est supposé circulaire (ou elliptique), ce qui n'est pas le cas pour le thorax humain. De plus, les changements de conductivité dus à la respiration ou à l'activité cardiaque ne sont pas assez faibles pour supposer que les lignes équipotentiellles ne se déforment pas. Enfin, cet algorithme tend à déplacer les changements de conductivité vers le centre de l'image (Adler et Guardo, 1996).

1.1.3.2 Algorithme de Gauss-Newton

L'algorithme de Gauss-Newton est une méthode itérative permettant d'effectuer de l'imagerie statique (Edic et al., 1995; McLeod et al., 1996). Par conséquent, la distribution de conductivité est absolue et non relative à une référence. Comme il utilise les éléments fi-

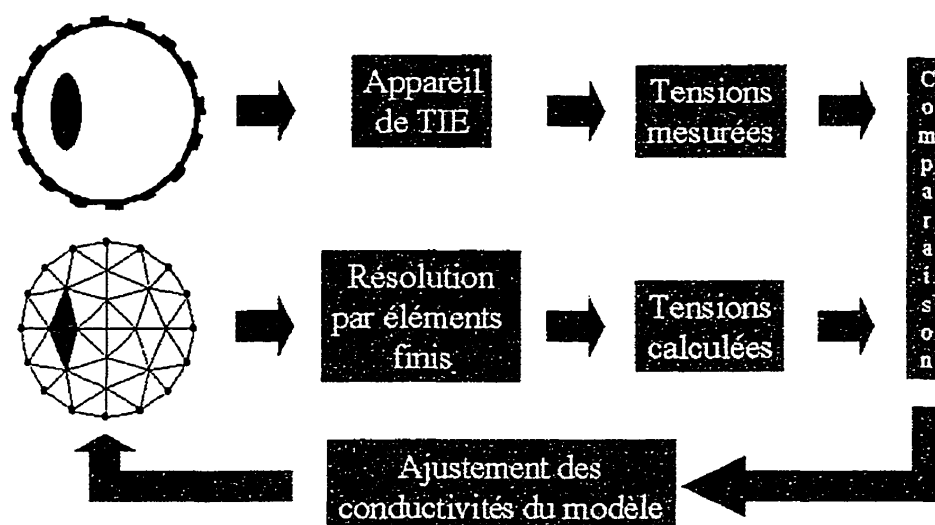


Figure 1.6 Algorithme de Gauss-Newton. Source : Hervé Gagnon.

nis pour construire un modèle du milieu étudié, l'algorithme n'est pas limité à un milieu circulaire. En effet, il est possible de donner une forme quelconque au modèle.

Au départ, la distribution de conductivité du modèle est supposée homogène. Comme le montre la figure 1.6, les différences de potentiel sont mesurées sur chaque paire d'électrodes par le système de TIE. Parallèlement, les tensions sont calculées sur le modèle d'éléments finis pour les mêmes sites d'injection de courant. Les tensions mesurées et calculées sont ensuite comparées et le modèle est ajusté pour minimiser la différence entre ces tensions. Après plusieurs itérations, la distribution de conductivité du modèle par éléments finis tend vers celle du milieu étudié.

La convergence de l'algorithme de Gauss-Newton est rapide. Par contre, son temps d'exécution est relativement long. Cet algorithme se prête donc davantage à la reconstruction d'images en temps différé et ne convient pas à des applications de monitoring.

1.1.3.3 Algorithme de maximum *a posteriori*

L'algorithme de maximum *a posteriori* (MAP), développé par Adler et Guardo (1996) permet d'afficher des images dynamiques. Comme la méthode de rétroprojection, celui-ci estime le changement de conductivité s'étant produit à un certain moment par rapport à un instant de référence t_0 .

Pour une matrice I représentant les courants injectés et une matrice V , les tensions mesurées, la loi d'Ohm s'écrit :

$$V = Y^{-1}(C)I \quad (1.22)$$

où Y est la matrice d'admittance variant en fonction de la distribution de conductivité C .

Bien que la relation $V(I)$ soit proportionnelle à Y^{-1} , elle n'est pas linéaire par rapport à la distribution de conductivité C . Afin de linéariser le problème, l'équation 1.22 est développée en série de Taylor autour du point de référence (C_0, V_0) correspondant à l'instant t_0 :

$$V = V_0 + \frac{\partial(Y^{-1}(C)I)}{\partial C}(C - C_0) + \dots \quad (1.23)$$

En remplaçant $(V - V_0)$ par ΔV et $(C - C_0)$ par ΔC , et en négligeant les termes d'ordre supérieur, l'équation précédente s'écrit :

$$\Delta V = \frac{\partial(Y^{-1}(C)I)}{\partial C} \Delta C \quad (1.24)$$

L'équation 1.24 permet d'établir une relation linéaire entre le changement de tension et le changement de conductivité par rapport à un instant t_0 :

$$\begin{aligned} \Delta V &= H \Delta C \\ \text{où } H &= \frac{\partial(Y^{-1}(C)I)}{\partial C} \end{aligned} \quad (1.25)$$

En présence de bruit, on obtient :

$$\Delta V = H\Delta C + b \quad (1.26)$$

L'estimateur MAP est utilisé pour évaluer ΔC . Le principe consiste à trouver l'estimé $\widehat{\Delta C}$ qui maximise la fonction de probabilité de ΔC connaissant ΔV , c'est-à-dire :

$$\widehat{\Delta C} = \arg \max_{\Delta C} [f(\Delta C|\Delta V)] \quad (1.27)$$

ou, en utilisant la formule de Bayes :

$$\widehat{\Delta C} = \arg \max_{\Delta C} \left[\frac{f(\Delta V|\Delta C)f(\Delta C)}{f(\Delta V)} \right] \quad (1.28)$$

Maximiser le terme de droite de l'équation précédente revient à maximiser le numérateur seulement :

$$\widehat{\Delta C} = \arg \max_{\Delta C} [f(\Delta V|\Delta C)f(\Delta C)] \quad (1.29)$$

En approximant $f(\Delta V|\Delta C)$ par une loi normale $N(H\Delta C, \sigma_b^2 R_b)$ de moyenne $H\Delta C$ et de covariance $\sigma_b^2 R_b$ associée au bruit b et $f(\Delta C)$ par une seconde loi normale $N(0, \sigma_C^2 R_C)$ de moyenne nulle et de covariance $\sigma_C^2 R_C$, les équations suivantes sont obtenues :

$$f(\Delta V|\Delta C) = \frac{1}{(2\pi\sigma_b^2)^{N/2}|R_b|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{(\Delta V - H\Delta C)^T R_b^{-1} (\Delta V - H\Delta C)}{2\sigma_b^2} \right\} \quad (1.30)$$

$$f(\Delta C) = \frac{1}{(2\pi\sigma_C^2)^{P/2}|R_C|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{(\Delta C)^T R_C^{-1} (\Delta C)}{2\sigma_C^2} \right\} \quad (1.31)$$

correspondant à deux gaussiennes. Les termes N et P représentent la taille des vecteurs ΔV et ΔC respectivement.

Ainsi, pour maximiser la fonction $f(\Delta C|\Delta V)$, il s'agit de minimiser la somme des numérateurs des exponentielles. Par conséquent, l'équation 1.29 devient :

$$\widehat{\Delta C} = \arg \min_{\Delta C} \left[\frac{(\Delta V - H\Delta C)^T R_b^{-1} (\Delta V - H\Delta C)}{2\sigma_b^2} + \frac{(\Delta C)^T R_C^{-1} (\Delta C)}{2\sigma_C^2} \right] \quad (1.32)$$

Le gradient du terme à minimiser est calculé et égalé à zéro de sorte que le terme ΔC minimise la fonction. Ainsi :

$$\widehat{\Delta C} = \left(\left(H^T R_b^{-1} H + \frac{\sigma_b^2}{\sigma_C^2} R_C^{-1} \right)^{-1} H^T R_b^{-1} \right) \Delta V \quad (1.33)$$

donnant une équation linéaire entre $\widehat{\Delta C}$ et ΔV :

$$\begin{aligned} \widehat{\Delta C} &= B \Delta V \\ \text{où } B &= \left(H^T R_b^{-1} H + \frac{\sigma_b^2}{\sigma_C^2} R_C^{-1} \right)^{-1} H^T R_b^{-1} \end{aligned} \quad (1.34)$$

Le calcul des changements de conductivité devient simplement une multiplication matricielle, ce qui permet une grande vitesse de calcul. Un modèle par éléments finis utilise ensuite les changements de conductivité calculés pour former l'image dynamique.

L'algorithme MAP est utilisé à l'IGB. Il permet un affichage en temps réel et, contrairement à l'algorithme de rétroprojection, les changements de conductivité n'ont pas tendance à se déplacer vers le centre de l'image.

1.2 Imagerie pulmonaire

La TIE offre plusieurs avantages par rapport à d'autres modalités d'imagerie médicale. En effet, la technique est non-invasive puisque les courants injectés sont de très faible amplitude. De plus, le système est portable et les images peuvent habituellement être affichées en temps réel. Enfin, l'appareil est moins volumineux et moins coûteux comparativement à d'autres systèmes comme l'imagerie par résonance magnétique et la tomographie axiale. Cependant, la TIE possède un inconvénient majeur : une faible résolution spatiale. Pour un système à 16 électrodes, celle-ci est estimée à environ 10% du diamètre du plan de coupe. Li et al. (1996) rapportent pour leur système une résolution de 10% du diamètre au centre de l'image et une résolution de 7% en périphérie. Le système de Sheffield atteint, quant à lui, une résolution de 12% (Nopp et al., 1996).

Malgré cet inconvénient, plusieurs recherches sont en cours afin d'évaluer le potentiel d'application de la TIE en milieu clinique. Cette section présente les principales applications de la TIE en imagerie pulmonaire.

1.2.1 Mesure du volume d'air

Comme il a été mentionné, l'air est très peu conducteur par rapport aux tissus vivants. C'est pourquoi, des changements de conductivité sont visibles sur les images de TIE lors de la respiration. Certains auteurs ont évalué l'efficacité de la TIE à mesurer le volume d'air contenu dans les poumons à partir de ces images. Harris et al. (1992) ont effectué des expériences sur des sujets humains. Pour chacun d'eux, le volume d'air respiré était mesuré par un spiromètre et par un système de TIE. En se servant du spiromètre comme appareil de contrôle, les auteurs ont obtenu des erreurs relatives sur le volume d'air estimé par TIE variant entre -17.6% et 20.6% (moyenne de 1%, écart type de 8.2%).

Par ailleurs, Adler et al. (1998) ont comparé la TIE à la mesure de pression à la bouche sur des chiens ventilés mécaniquement. Ils ont obtenu une erreur moyenne de 26 ml sur le

volume d'air estimé par TIE et de 35 ml pour celui estimé à partir de la mesure de pression. Les deux techniques de mesure étaient préalablement calibrées en injectant des volumes d'air connus dans les poumons à l'aide d'une seringue. Dans une autre étude effectuée sur des chiens ventilés mécaniquement, Adler et al. (1997) ont injecté un volume d'air connu dans un lobe pulmonaire. Pour cette expérience, ils ont obtenu une erreur moyenne de 27 ± 6 ml sur le volume d'air estimé par TIE.

1.2.2 Détection de l'oedème pulmonaire

D'après Vander et al. (1995), l'oedème se définit comme une accumulation ou un excès de liquide dans l'espace interstitiel. Dans le cas de l'oedème pulmonaire, le liquide peut se déverser dans les espaces aériens provoquant une insuffisance respiratoire. Cette complication peut survenir quand les membranes capillaires des poumons sont endommagées par une infection comme la pneumonie ou par l'inspiration de substances toxiques, comme le chlore et le dioxyde de soufre (Guyton et Hall, 1996). Elle peut également être causée par une insuffisance du ventricule gauche (Guyton et Hall, 1996; Vander et al., 1995). Dans ce cas, le coeur a de la difficulté à ramener le sang oxygéné des poumons. Ainsi, la pression capillaire augmente dans les poumons et le plasma se déverse dans les espaces interstitiels et aériens. Comme le liquide oedémateux est plus conducteur que les tissus pulmonaires, il est possible d'observer l'oedème sur les images de TIE. C'est pourquoi, plusieurs auteurs ont évalué l'efficacité de la TIE à détecter cette complication.

Newell et al. (1993 et 1996) et Brown et al. (1996) ont effectué des expériences sur des chiens ventilés mécaniquement. Une injection d'acide oléique était utilisée pour provoquer expérimentalement un oedème pulmonaire. Bien qu'ils ne fournissent pas de mesures autres que de conductivité, les changements de volume du liquide oedémateux étaient détectables sur les images. Les auteurs ont tous conclu que la TIE peut servir d'outil pour surveiller l'évolution de l'oedème et sa réponse aux traitements. Frerichs et al. (1998) ont sensiblement effectué les mêmes expériences sur des porcs ventilés mécaniquement et en sont arrivés aux mêmes conclusions.

Adler et al. (1997) ont obtenu des mesures de volume de liquide oedémateux par TIE en effectuant des expériences sur des chiens ventilés mécaniquement. Ils ont injecté un volume connu d'albumine dans un lobe pulmonaire et ont obtenu une erreur moyenne de 10 ± 10 ml sur le volume estimé par TIE.

Noble et al. (1996) ont effectué une étude clinique sur des patients diagnostiqués pour une insuffisance du ventricule gauche. Ils ont conclu que la TIE peut jouer un rôle dans le diagnostic de ce type de maladie et dans la surveillance de l'oedème pulmonaire.

Enfin, les mêmes auteurs ont effectué une autre étude (Noble et al., 2000) sur des volontaires en santé pour évaluer les changements d'impédance des poumons à la suite d'un traitement par diurétique. Celui-ci est couramment employé chez les patients atteints d'oedème causé par une insuffisance du ventricule gauche. Le diurétique diminue le volume du plasma sanguin afin que le liquide oedémateux puisse retourner dans les vaisseaux sanguins par diffusion. Les auteurs ont observé une augmentation de l'impédance des poumons à la suite du traitement, démontrant une diminution du liquide pulmonaire. Ils concluent que la TIE pourrait être utilisée comme méthode non-invasive pour suivre l'évolution du traitement par diurétique. La seule technique non-invasive employée présentement consiste à mesurer le volume d'urine excrété. Il serait souhaitable, cependant, de valider cette étude en l'effectuant sur des patients présentant véritablement de l'oedème pulmonaire.

1.2.3 Détection de l'emphysème

L'emphysème est caractérisé par la destruction des parois alvéolaires (Vander et al., 1995). Celles-ci perdent de l'élasticité et les voies aériennes tendent à s'affaïsser. Il peut en résulter une obstruction des plus petites voies respiratoires emprisonnant l'air en aval (Guyton et Hall, 1996). Au cours de la respiration, le volume d'air emprisonné n'occasionne pas de changement de conductivité, alors que la conductivité du reste des poumons suit le déplacement d'air. Il serait ainsi possible de détecter l'emphysème par TIE.

Eyüboğlu et al. (1995) ont effectué une étude clinique sur des patients atteints d'emphysème. Les auteurs ont évalué l'efficacité de la TIE à détecter l'emphysème à partir de cas diagnostiqués par tomographie axiale ("CT-Scan") et par radiographie. Ils ont conclu que la TIE peut servir de moyen de dépistage mais non de diagnostic.

1.2.4 Détection de l'effusion pleurale

L'effusion pleurale est un type d'œdème caractérisé par une accumulation de liquide dans la cavité pleurale située entre les poumons et la cage thoracique (Guyton et Hall, 1996). Cet espace retient les poumons pour empêcher qu'ils se rétractent. Une augmentation du volume de liquide pleural peut donc entraîner une insuffisance respiratoire. L'effusion pleurale peut être causée par une rupture des capillaires thoraciques ou un blocage au niveau du système lymphatique, empêchant le drainage de la cavité pleurale. Le liquide accumulé étant conducteur par rapport aux tissus pulmonaires, la détection de cette complication serait possible par TIE.

Dans le cadre d'une étude clinique effectuée par Campbell et al. (1994), les patients sur lesquels une effusion pleurale avait été détectée ont été monitorés par TIE pendant que le liquide était aspiré de la cavité pleurale. Les auteurs ont observé qu'une aspiration de 100 ml de liquide diminue la conductivité de 7% (intervalle de 3% à 15%) en moyenne dans les images. Ils ont ainsi conclu que la TIE peut être utilisée pour détecter des changements de volume de liquide intrathoracique.

1.3 Comparaison de systèmes récemment développés

Cette section présente les principaux systèmes récemment développés par différents groupes de recherche. Les principales caractéristiques de chaque appareil sont d'abord énumérées et commentées dans la perspective d'une utilisation pour la surveillance respiratoire en soins intensifs. Par la suite, les différents aspects à considérer dans le développement d'un système de TIE optimisé pour le monitoring respiratoire sont discutés.

1.3.1 Principaux systèmes de TIE récents

De 1995 à aujourd'hui, au moins huit systèmes ont été développés par différents groupes de recherche. Les points suivants présentent brièvement chacun de ces systèmes et le tableau 1.2, à la page 37, résume leurs principales caractéristiques.

1.3.1.1 Système de Barcelone, Espagne

Le système semi-parallèle TIE-4sys de l'Université de Catalunya (Barcelone) est décrit par Casas et al. (1996). Il permet l'imagerie dynamique en temps réel à un taux de 25 images/s et il est branché sur un patient au moyen de 16 électrodes. L'acquisition s'effectue à l'aide d'une carte insérée dans un ordinateur et ce dernier contrôle l'appareil par un lien sériel. Le courant peut être injecté à plusieurs fréquences, de 10 kHz à 250 kHz, par une source de courant en utilisant la méthode des paires adjacentes ou opposées. Le système semble convenir à la surveillance respiratoire.

1.3.1.2 Système de Toulouse, France

Le système de l'Institut national de la santé et de la recherche médicale (INSERM) de Toulouse est décrit par Chauveau et al. (1996). Ce système sériel utilise 16 électrodes actives branchées directement à des électrodes d'Ag/AgCl placées sur le patient. Le nombre

d'électrodes peut être augmenté jusqu'à 32. Le système peut injecter le courant à plusieurs fréquences, de 1 kHz à 1 MHz, sur des paires adjacentes en utilisant des sources de tension. Il produit des images dynamiques et le taux de rafraîchissement est de 0.67 image/min (0.011 image/s). Comme le système précédent, une carte pour l'acquisition des données est présente dans l'ordinateur. Le contrôle de l'appareil de TIE s'effectue au moyen d'un lien sériel.

Étant donné que les électrodes actives sont branchées directement sur le patient, il est impossible d'utiliser ce système sur des personnes alitées. De plus, le faible taux de rafraîchissement ne convient pas au monitoring respiratoire.

1.3.1.3 Système de Troy, États-Unis

Les principales caractéristiques du système ACT3 du groupe de la Rensselaer Polytechnic Institute (Troy) sont décrites par Edic et al. (1995). Le système utilise une approche parallèle en injectant un courant à une fréquence de 28.8 kHz sur 32 électrodes à l'aide de sources de courant. Les mesures de tension sont effectuées sur les mêmes électrodes. Ce système permet l'imagerie statique en temps réel à un taux de 18 images/s. L'appareil est constitué de deux ordinateurs. Le premier contrôlant l'appareil de TIE est détaillé par Cook et al. (1994). Le second comprend une carte d'accès direct à la mémoire ("Direct Memory Access", DMA) à laquelle est relié l'appareil de TIE par un lien parallèle. Il comprend également deux autres cartes. La première effectue la reconstruction d'images et envoie le résultat directement dans la mémoire d'une carte vidéo, qui affiche l'image sur un moniteur.

En considérant les dimensions physiques de ce système, celui-ci est difficilement utilisable au chevet d'un patient en soins intensifs où l'espace disponible est généralement restreint.

1.3.1.4 Système de Hanover, États-Unis

Le système de l'Université de Dartmouth (Hanover) est décrit par Hartov et al. (2000). Ce système a été développé dans le but d'effectuer de l'imagerie paramétrique. Le courant peut être injecté à plusieurs fréquences, de 1 kHz à 1 MHz, par des sources de tension ou de courant. Il est appliqué sur 32 électrodes à la fois, qualifiant le système de parallèle. Par contre, les mesures de tension sont effectuées sériellement de sorte que le taux de rafraîchissement ne dépasse pas 0.22 image/s. Le système utilise une carte pour l'acquisition des signaux et une carte d'entrées-sorties numériques pour le contrôle de l'appareil, toutes deux insérées dans un ordinateur. L'appareil de TIE est constitué de cartes à 8 canaux insérées dans un bus externe. Théoriquement, il est possible de brancher 256 cartes sur ce bus de sorte que le nombre d'électrodes peut atteindre 2048.

Le système occupe beaucoup d'espace à cause de son bus externe et les cartes utilisées impliquent que l'ordinateur doit être dédié à la TIE. De plus, le taux de rafraîchissement est très faible. Ce système est ainsi mal adapté à la surveillance respiratoire. Cependant, il a été développé avant tout pour la caractérisation des tissus et non pour le monitoring.

1.3.1.5 Système de Xanthi, Grèce

Le système de l'Université de Thrace (Xanthi) est décrit par Koukourlis et al. (1995). Il utilise une approche sérielle et permet d'effectuer de l'imagerie statique. Il injecte le courant à une seule fréquence, 25 kHz, entre une paire quelconque d'électrodes à l'aide d'une source de courant. Le système utilise 32 électrodes. Une carte dédiée, insérée dans un ordinateur, permet de contrôler l'appareil et d'effectuer l'acquisition des signaux.

Comme le taux de rafraîchissement des images n'est pas spécifié, il n'est pas possible de dire si ce système convient à la surveillance respiratoire.

1.3.1.6 Système de Stuttgart, Allemagne

Le système de l'Université de Stuttgart est décrit par Li et al. (1996). Il est semi-parallèle et emploie une approche par électrodes actives. Il utilise des sources de courant et peut injecter le courant à plusieurs fréquences, de 25 kHz à 400 kHz, sur des paires d'électrodes adjacentes. Le système permet l'imagerie dynamique et se branche au patient par 32 électrodes disposées sur une ceinture circulaire rigide. Cette ceinture inclut également les circuits des électrodes actives. L'acquisition s'effectue à un taux de 40 images/s. Cependant, les images ne peuvent être affichées en temps réel. En effet, les mesures doivent être traitées en différé, c'est-à-dire après que toute la séquence d'acquisition ait été effectuée. L'acquisition et le contrôle de l'appareil s'effectuent à l'aide d'un ordinateur. Cependant, les auteurs ne fournissent pas d'information concernant l'interface utilisée.

Comme le système ne peut fournir d'images en temps réel, il est difficilement utilisable pour la surveillance respiratoire. De plus, puisque la ceinture circulaire d'électrodes est rigide, celle-ci est inadéquate pour un patient alité.

1.3.1.7 Système de Sheffield, Angleterre

Le système APT ("Applied Potential Tomograph") de l'Université de Sheffield est décrit par Smith et al. (1995). Il utilise une approche semi-parallèle et permet d'effectuer de l'imagerie dynamique en temps réel. Le courant est injecté à une seule fréquence, 20 kHz, sur des paires adjacentes à l'aide d'une source de courant. Le système utilise 16 électrodes et offre un taux de rafraîchissement de 25 images/s. Bien que le contrôle et l'acquisition s'effectuent à l'aide d'un ordinateur, les auteurs ne fournissent pas d'information sur l'interface utilisée entre ce dernier et l'appareil.

Ce système a été conçu pour des applications cliniques et ne semble présenter aucune contrainte pour le monitoring respiratoire de patients alités.

1.3.1.8 Système de Montréal, Canada

Le système TIE-4, non publié, de l'École Polytechnique de Montréal est décrit au chapitre suivant. Celui-ci utilise une approche sérielle pour effectuer de l'imagerie dynamique à un taux de 25 images/s. Le système comprend 16 électrodes actives branchées directement sur le patient. Le courant est injecté sur des paires adjacentes par des sources de courant. Bien que le générateur de porteuse et le démodulateur permettent d'utiliser plusieurs fréquences, les circuits analogiques sont optimisés pour 50 kHz. Le contrôle de l'appareil et l'acquisition des données de TIE s'effectue par l'intermédiaire d'une carte dédiée insérée dans l'ordinateur.

Les électrodes actives branchées directement sur le patient empêchent d'utiliser le système TIE-4 sur des patients alités. De plus, la carte d'acquisition et de contrôle nécessite un ordinateur dédié pour la TIE.

Tableau 1.2 Systèmes de TIE récemment développés

Caractéristique	Barcelone	Toulouse	Troy	Hanover	Xanthi	Stuttgart	Sheffield	Montréal
Type d'appareil	Semi-parallèle	Sériel	Parallèle	Parallèle	Sériel	Semi-parallèle	Semi-parallèle	Sériel
Type d'imagerie	Dynamique	Dynamique	Statique	Paramétrique	Statique	Dynamique	Dynamique	Dynamique
Nombre d'électrodes	16	16 - 32	32	32 - 2048	32	32	16	16
Électrodes actives	Non	Oui	Non	Non	Non	Oui	Non	Oui
Méthode d'injection de courant	Paires adjacentes et opposées	Paires adjacentes	Électrodes multiples	Électrodes multiples	Paires quelconques	Paires adjacentes	Paires adjacentes	Paires adjacentes
Type de circuit d'injection de courant	Source de courant	Sources de tension	Sources de courant	Sources de courant ou de tension	Source de courant	Sources de courants	Source de courant	Sources de courant
Plage de fréquence	10 kHz à 250 kHz	1 kHz à 1 MHz	28.8 kHz	1 kHz à 1 MHz	25kHz	25 kHz à 400 kHz	20 kHz	50 kHz
Taux de rafraîchissement (images/s)	25	0.011	18	0.22	N.D. [†]	40 [†]	25	25
Interface à l'ordinateur	Carte d'acquisition et lien sériel	Carte d'acquisition et lien sériel	Deux ordinateurs (voir texte)	Carte d'acquisition et carte de contrôle	Carte d'acquisition et de contrôle	N.D. [†]	N.D. [†]	Carte d'acquisition et de contrôle
Applicable à la surveillance respiratoire	Oui	Non	Non	Non	?	Non	Oui	Non

†Non-disponible.

†Vitesse d'acquisition seulement. Le traitement des mesures est effectué en différé.

1.3.2 Aspects à considérer dans le développement d'un système de TIE

À la lumière des caractéristiques des systèmes présentés à la section précédente, différents aspects doivent être considérés dans le développement d'un système de TIE optimisé pour le monitoring respiratoire sur des patients alités. Premièrement, le confort du patient doit être jugé comme une priorité. C'est pourquoi, l'approche par électrodes actives branchées directement sur le patient doit être abandonnée. Deuxièmement, la taille du système doit être telle qu'il n'encombre ni le patient, ni son entourage. En effet, le système de TIE ne doit pas occuper tout l'espace disponible autour du lit du patient. De plus, il doit permettre le branchement d'autres appareils de surveillance sans créer d'interférence sur les signaux acquis par ceux-ci. Troisièmement, pour effectuer de la surveillance respiratoire en continu, le système de TIE doit reconstruire et afficher les images en temps réel. Enfin, comme un système de TIE nécessite un ordinateur, il est préférable de choisir une interface de communication standard entre ce dernier et l'appareil. De cette façon, il n'est plus nécessaire d'insérer des cartes à l'intérieur de l'ordinateur et de dédier celui-ci au système de TIE.

Une grande importance est attachée à ce dernier aspect. En effet, l'expérience acquise au cours des douze dernières années par notre groupe dans la réalisation de quatre générations de systèmes de TIE (TIE-1 à TIE-4) démontre que l'on retire d'importants avantages à utiliser une interface de communication standard entre l'ordinateur hôte et l'appareil de TIE.

D'autres aspects non-relés à l'instrumentation doivent également être considérés. On doit effectivement porter une attention particulière aux aspects ergonomiques liés au clinicien. Entre autres, il est essentiel que l'interface usager du système soit facile à utiliser et à interpréter par le personnel médical. De plus, le branchement du système sur le patient doit pouvoir s'effectuer de façon rapide et efficace en réduisant le plus possible le nombre de manipulations.

1.4 Discussion

Comme il a été question à la section 1.2, la tomographie d'impédance électrique a beaucoup de potentiel dans la surveillance respiratoire et le dépistage de certaines complications pulmonaires. Toutefois, un système de TIE doit être développé en fonction d'une utilisation en milieu clinique. Cependant, d'après les caractéristiques des systèmes récents présentés à la section 1.3, très peu de systèmes le permettent. En effet, seul le système de Sheffield a été conçu dans la perspective d'une application clinique.

Le chapitre suivant décrit le système TIE-4 présentement utilisé à l'IGB. Comme il sera mentionné, ce système ne peut être utilisé en milieu clinique pour la surveillance respiratoire. De plus, il présente des problèmes de fiabilité. Cependant, il existe trois exemplaires de ce système et ceux-ci peuvent s'avérer utiles pour la recherche. C'est pourquoi, dans un premier temps, il est souhaitable de corriger les problèmes que présente ce système. Par la suite, dans la perspective d'utiliser la TIE pour la surveillance respiratoire en milieu clinique, le développement d'un nouveau système de TIE doit être entrepris. La réalisation d'une nouvelle interface de communication standard ne nécessitant pas l'ajout de carte à l'intérieur d'un ordinateur constitue la première étape de ce développement.

CHAPITRE 2

MÉTHODES ET INSTRUMENTATION

Ce chapitre décrit les modifications apportées au système TIE-4 pour corriger les problèmes de fiabilité, et le développement de l'interface de communication du système TIE-5. La première section décrit le système TIE-4 dans son ensemble et explique ses principales lacunes. La seconde section traite de la nouvelle unité de contrôle de ce système. Son développement de même que son principe de fonctionnement y sont décrits. La troisième section aborde la nouvelle carte d'électrodes actives en y expliquant les différences majeures par rapport à la ceinture d'électrodes utilisée par le système TIE-4. Enfin, la dernière section expose le principe de fonctionnement de la nouvelle interface de communication.

2.1 Description du système TIE-4

L'IGB possède trois exemplaires du système TIE-4. Une première unité a été réalisée avec la technique de prototypage "Speed-Wire" en 1996, mais celle-ci a été largement modifiée par la suite. Deux unités identiques ont été réalisées en 1998 avec des circuits imprimés. Celles-ci ont été construites par la compagnie Computing Devices Canada (CDC) d'Ottawa dans le cadre d'une entente de collaboration avec l'IGB visant à développer des applications médicales et civiles (e.g. la détection de mines anti-personnelles) pour la tomographie d'impédance électrique.

2.1.1 Instrumentation

TIE-4 est un système sériel utilisant une approche par électrodes actives. Bien qu'il puisse utiliser plusieurs fréquences, les filtres et les circuits analogiques sont optimisés pour fonc-

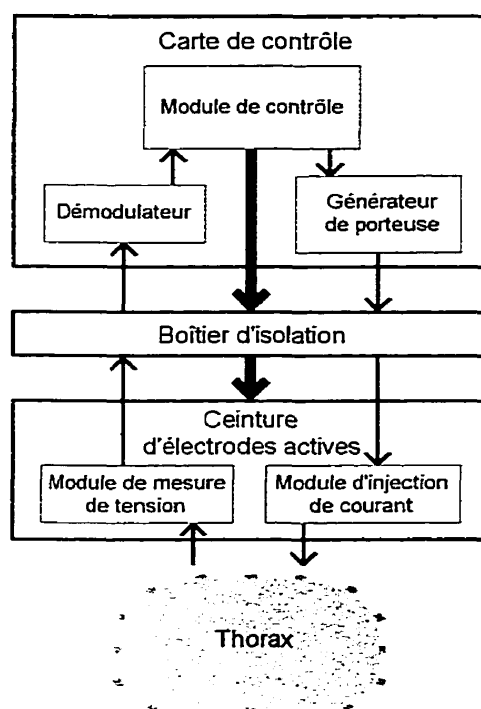


Figure 2.1 Instrumentation du système TIE-4

tionner à 50 kHz. L'amplitude du courant pouvant être injecté ne peut dépasser 2 mA crête, c'est-à-dire 1.4 mA_{RMS}.

Comme le montre la figure 2.1, l'appareil est constitué de trois éléments. Le premier est une carte insérée dans un ordinateur. Celle-ci s'occupe du contrôle de l'appareil, de l'acquisition des données, de la génération de la porteuse et de la démodulation. Un boîtier d'isolation constitue le deuxième élément. Celui-ci permet d'isoler électriquement le patient du secteur. Le troisième élément est formé par une ceinture d'électrodes actives branchée sur le boîtier d'isolation. Chaque électrode active inclut un circuit pour l'injection de courant, un préamplificateur pour la mesure des différences de potentiel et un microcontrôleur qui détermine le rôle joué par l'électrode à chaque instant de l'acquisition. Ces cartes d'électrodes actives sont conçues pour être branchées directement sur des électrodes jetables du type utilisé pour l'enregistrement de l'électrocardiogramme (e.g. électrodes en Ag/AgCl entourées d'un disque ou d'un rectangle de tissu adhésif).

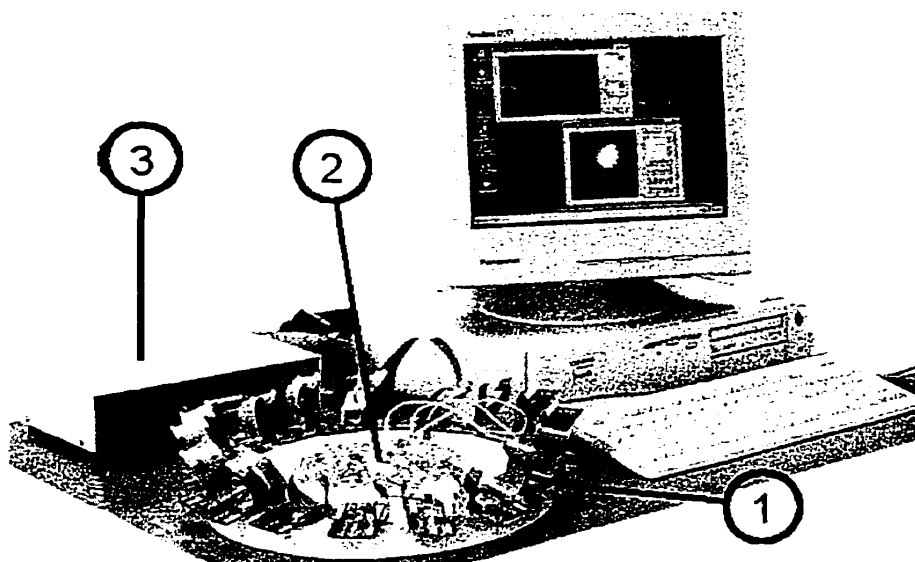


Figure 2.2 Photographie du système TIE-4. ① Ceinture d'électrodes actives, ② fantôme, ③ boîtier d'isolation.

La figure 2.2 présente une photographie du système TIE-4. La ceinture d'électrodes actives ① est branchée sur un fantôme ② simulant un milieu conducteur homogène. La ceinture est reliée au boîtier d'isolation ③ et ce dernier est branché à la carte de contrôle se trouvant à l'intérieur de l'ordinateur. La distribution de conductivité du milieu est affichée à l'écran.

2.1.1.1 Carte de contrôle

Comme l'illustre la figure 2.3, la carte de contrôle est branchée sur le bus ISA ("Industry Standard Architecture") d'un ordinateur de type PC. Une unité de contrôle constitue le noyau de la carte. En effet, celle-ci permet de programmer l'amplitude, la fréquence et la phase de la porteuse produite par le générateur. L'unité de contrôle gère aussi l'acquisition du canal de signaux physiologique (CSP) provenant de circuits situés dans le boîtier d'isolation. Un de ces circuits est un amplificateur d'électrocardiogramme (ECG). L'unité de contrôle prend également en charge la chaîne de démodulation. Elle contrôle le convertisseur analogique-numérique (CAN), qui numérise le signal provenant des électrodes, et lit les données provenant du démodulateur. Ces données, de même que celles représentant le

signal numérisé du CSP, sont écrites dans une mémoire tampon de type FIFO (“First-In First-Out”). Ces données sont ensuite lues par le PC par l’intermédiaire du bus ISA. L’unité de contrôle génère les signaux SCAN_CLK, SYNC et RESET et permet de lire l’état de la ligne DSC_OUT. Ces quatre signaux numériques sont utilisés par les électrodes actives (voir la section 2.1.1.3). Un autre signal, CSP_SEL, permet de sélectionner la source du CSP en commutant un multiplexeur (voir la section 2.1.1.2). L’unité de contrôle sera traitée plus en détail à la section 2.2.

La carte de contrôle comprend également un générateur de signal de type “Direct Digital Synthesizer” ou DDS. La porteuse synthétisée a une amplitude programmable de 0 à 1 V avec une résolution de 10 bits. La fréquence est programmable de 0 Hz à 10 MHz avec une résolution de 32 bits. Il est également possible de programmer la phase de la porteuse. La sortie du générateur est branchée à la ligne REF_IN pour être ensuite distribuée à toutes les électrodes actives.

La carte possède aussi un CAN permettant de numériser le signal provenant du CSP. Ce convertisseur a une sortie sérielle qui est branchée à l’unité de contrôle.

Une série de composants forme la chaîne de démodulation. La différence de potentiel entre les lignes +AM_OUT et -AM_OUT provenant des électrodes actives est mesurée par un amplificateur d’instrumentation à gain programmable (“Programmable Gain Instrumentation Amplifier”, PGIA) suivi d’un amplificateur à gain programmable (“Programmable Gain Amplifier”, PGA). Cette cascade d’amplificateurs programmables permet d’ajuster l’amplitude du signal provenant des électrodes actives de façon à utiliser toute la plage dynamique du CAN. Le gain des amplificateurs est programmé par l’unité de contrôle. Le signal passe ensuite par un filtre passe-bas avant d’être numérisé par un CAN de 12 bits fonctionnant à 16 fois la fréquence de la porteuse (800 kHz). Les données de 12 bits provenant du CAN entrent dans un démodulateur numérique de type “Digital Down Converter” ou DDC. Les données sortant du DDC vont à l’unité de contrôle. Elles comprennent les composantes en phase et en quadrature du signal démodulé, à partir desquelles il est possible de récupérer les mesures d’impédance (voir la section 1.1.1.2.4). Le démodulateur a une résolution de 16

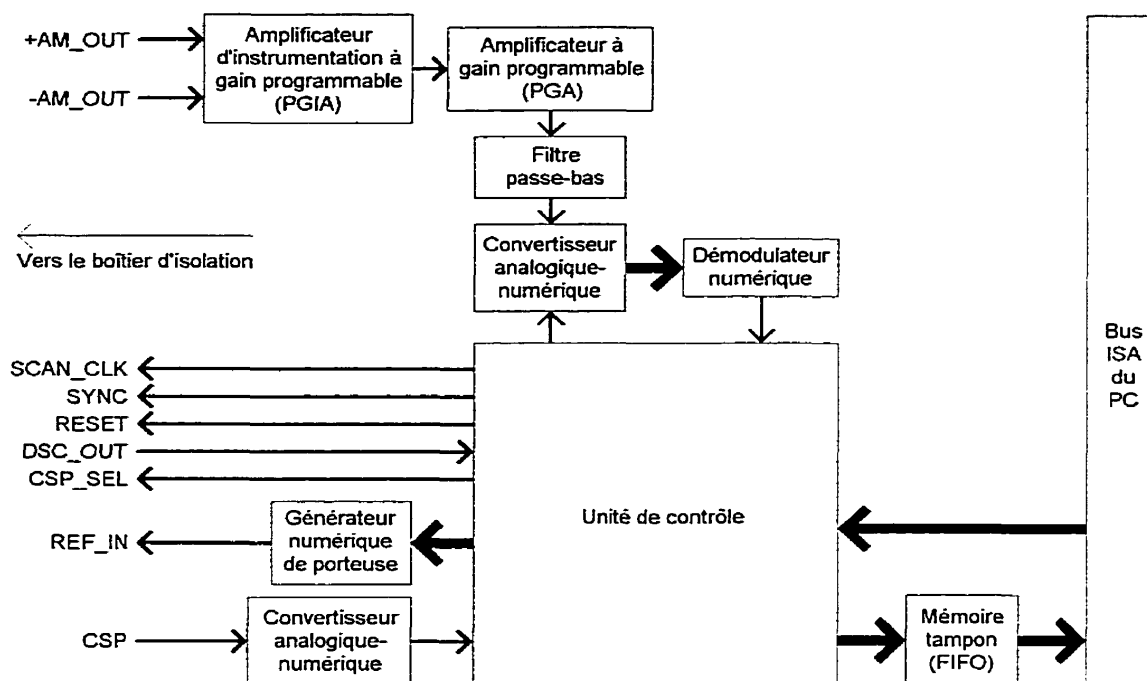


Figure 2.3 Schéma de la carte de contrôle

bits à la sortie. La fréquence du DDC peut être programmée entre 0 Hz et 25 Mhz avec une résolution de 31 bits. La phase est également programmable.

La figure 2.4 est une photographie de la carte de contrôle sur laquelle sont pointés les composants principaux.

2.1.1.2 Boîtier d'isolation

La figure 2.5 présente un schéma des circuits contenus dans le boîtier d'isolation. Les signaux provenant de la carte de contrôle sont branchés du côté non-isolé du système. De l'autre côté de la barrière d'isolation, les composants sont alimentés par une source isolée du secteur de façon à assurer la protection du patient. Les signaux analogiques **REF_IN**, **+AM_OUT** et **-AM_OUT** traversent la barrière par des transformateurs d'isolation. Une fois du côté isolé, le signal **REF_IN** entre dans deux amplificateurs, un suiveur et un inverseur, afin de

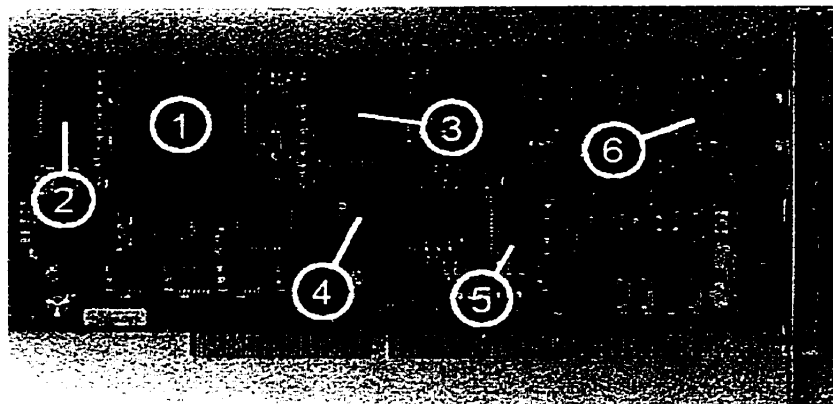


Figure 2.4 Photographie de la carte de contrôle. ① Unité de contrôle, ② mémoire tampon (FIFO), ③ générateur numérique de porteuse, ④ démodulateur numérique, ⑤ CAN de la chaîne de démodulation, ⑥ CAN du canal de signaux physiologiques.

générer deux porteuses, $+REF_IN$ et $-REF_IN$, de même fréquence mais inversées l'une par rapport à l'autre, c'est-à-dire déphasées de 180 degrés. Le signal analogique du CSP utilise des amplificateurs d'isolation. Comme deux canaux de signaux physiologiques peuvent être utilisés, un multiplexeur, contrôlé par le signal CSP_SEL provenant de l'unité de contrôle, permet de sélectionner la source du signal en branchant la sortie de l'un ou l'autre amplificateur d'isolation à l'entrée du CAN du CSP sur la carte de contrôle (pointé par ⑥ dans la figure 2.4). Présentement, seul un amplificateur d'isolation est utilisé. Il sert à transmettre le signal provenant d'un amplificateur d'ECG situé du côté isolé. Les signaux numériques, quant à eux, sont transmis à travers la barrière d'isolation par des opto-isolateurs.

La figure 2.6 est une photographie de l'intérieur du boîtier d'isolation. Le côté isolé se situe dans la partie supérieure de la photographie tandis que le côté non-isolé se trouve dans la partie inférieure.

2.1.1.3 Électrodes actives

Le schéma d'une électrode active est donné à la figure 2.7. Le circuit est composé d'une source de courant, d'un préamplificateur, de huit portes linéaires formant deux commutateurs et d'un microcontrôleur. Comme il sera décrit plus loin, ce dernier contrôle l'état des

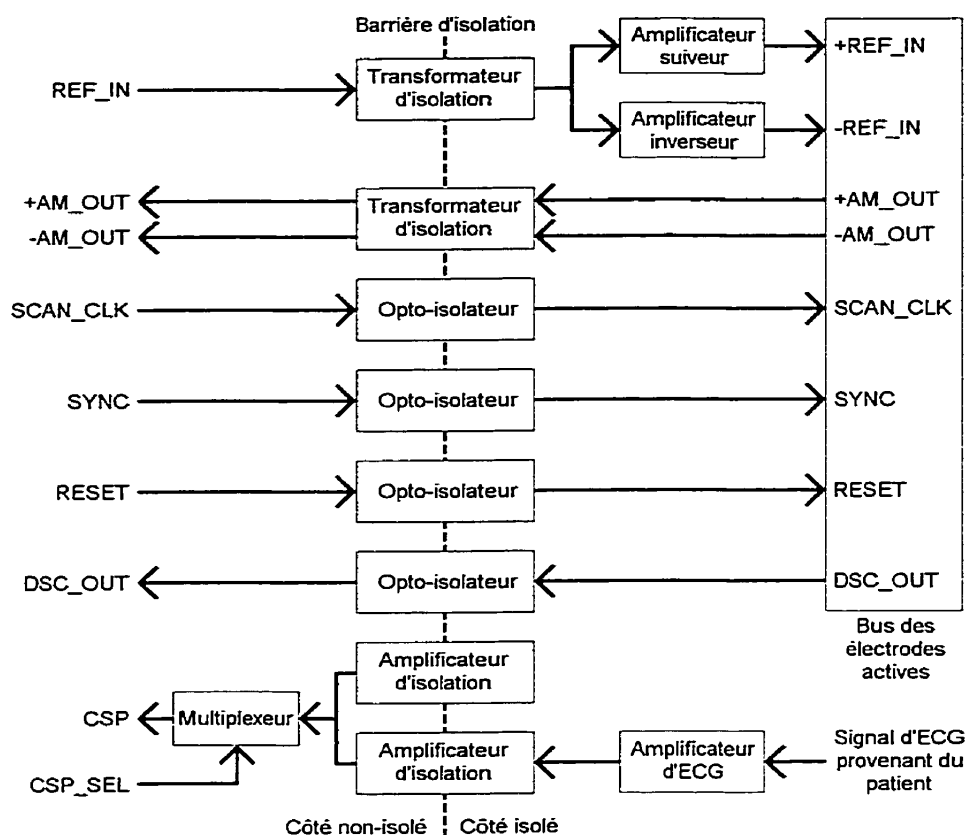


Figure 2.5 Schéma des circuits du boîtier d'isolation

commutateurs de façon à configurer correctement la source de courant et le préamplificateur à chaque instant de la séquence d'acquisition. L'entrée de la source de courant peut être branchée au signal de porteuse $+REF_IN$ ou $-REF_IN$ pour agir comme source ou puits de courant, respectivement, ou à la masse de sorte qu'aucun courant ne soit injecté par cette électrode. La sortie du préamplificateur peut être branchée à $+AM_OUT$ ou $-AM_OUT$, ou être déconnectée de ces lignes. Tous les signaux apparaissant dans le rectangle de gauche de la figure 2.7 forment un bus auquel se rattachent toutes les électrodes actives. La sortie de la source de courant de même que l'entrée du préamplificateur sont branchées en permanence sur le contact à l'électrode d'Ag/AgCl. Comme l'impédance de sortie de la source de courant est très élevée, elle n'affecte pas significativement l'impédance d'entrée du préamplificateur quand la source de courant est désactivée. Le rôle des signaux numériques $SCAN_CLK$, $SYNC$, $RESET$, DSC_IN et DSC_OUT sera expliqué aux sections 2.1.1.3.1 et 2.1.1.3.2.

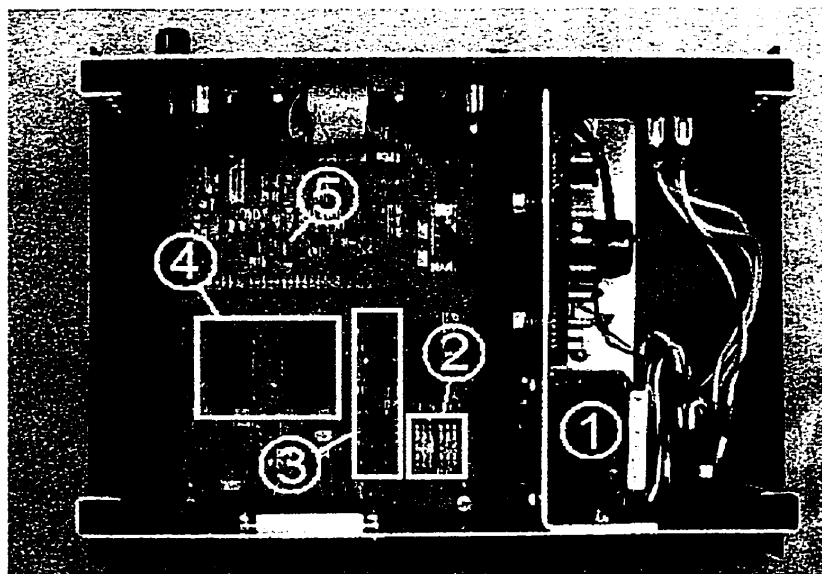


Figure 2.6 Photographie de l'intérieur du boîtier d'isolation. ① Bloc d'alimentation des circuits situés du côté isolé, ② transformateurs d'isolation, ③ opto-isolateurs, ④ amplificateurs d'isolation, ⑤ amplificateur d'ECG.

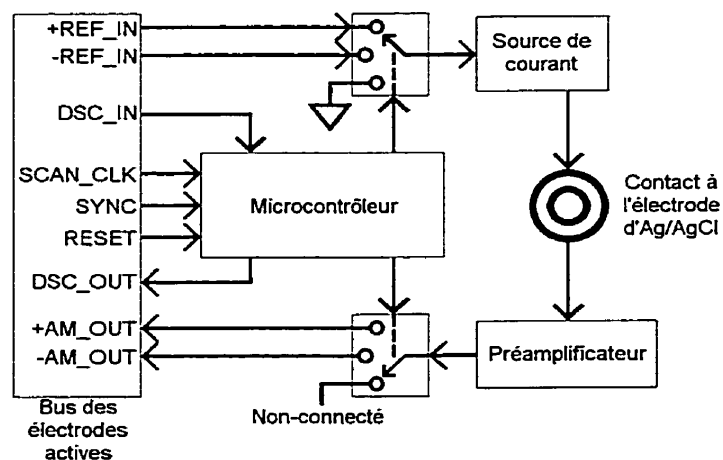


Figure 2.7 Schéma d'une électrode active

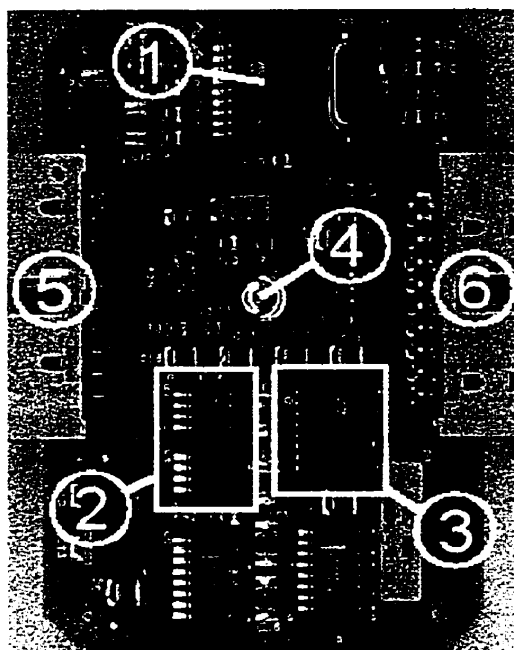


Figure 2.8 Photographie d'une électrode active. ① Microcontrôleur, ② circuit de la source de courant. ③ circuit du préamplificateur, ④ connecteur à l'électrode d'Ag/AgCl, ⑤ et ⑥ connecteurs du bus des électrodes actives.

La figure 2.8 est une photographie d'une électrode active. Celle-ci mesure 5 cm × 7,5 cm. Le microcontrôleur ① est situé dans la partie supérieure de l'électrode. Les circuits de la source de courant ② et du préamplificateur ③ sont situés près du connecteur à l'électrode d'Ag/AgCl ④. Ce dernier est la partie femelle d'un bouton-pression permettant de fixer l'électrode active à une électrode jetable d'Ag/AgCl.

Le bus traverse l'électrode active en entrant par le connecteur de gauche ⑤ et en sortant par celui de droite ⑥, de sorte que les électrodes peuvent se brancher une à la suite de l'autre pour former une ceinture, comme le montre la figure 2.9. Dans ce cas-ci, la ceinture, constituée de 16 électrodes actives, est insérée dans une bande élastique de façon à faciliter les expériences *in vivo*, comme le montre la figure 2.10.

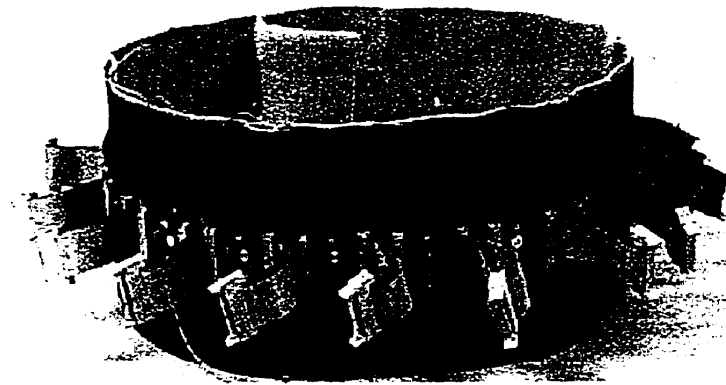


Figure 2.9 Photographie de la ceinture d'électrodes actives



Figure 2.10 Photographie de la ceinture d'électrodes actives utilisée au cours d'une expérience *in vivo*

2.1.1.3.1 Énumération des électrodes actives

Avant de débiter l'acquisition, l'ordinateur demande aux électrodes de s'énumérer. Les microcontrôleurs possèdent tous une ligne DSC_IN et une ligne DSC_OUT, présentées à la figure 2.7. Pour une électrode active donnée, la ligne DSC_IN est branchée à la ligne DSC_OUT de l'électrode précédente et la ligne DSC_OUT est connectée à la ligne DSC_IN de l'électrode suivante. Dans le cas de la première électrode de la chaîne, DSC_IN est branché à +5 V ("1" logique). La ligne DSC_OUT de la dernière électrode est connectée à la carte de contrôle (voir la figure 2.3) et son niveau logique peut être lu par l'ordinateur.

Lorsque la ligne RESET est activée, tous les microcontrôleurs mettent leur ligne DSC_OUT au niveau logique "0". L'ordinateur, par le biais de l'unité de contrôle, commence l'énumération en générant une première transition sur la ligne SCAN_CLK. À ce moment, toutes les électrodes lisent l'état de leur ligne DSC_IN et mettent leur ligne DSC_OUT dans ce même état. Comme seule la ligne DSC_IN de la première électrode est au niveau logique "1", seule la ligne DSC_OUT de cette dernière monte à "1", les autres demeurent à "0". Après le second SCAN_CLK, seules les deux premières électrodes ont leur ligne DSC_OUT à "1". Ainsi, à chaque transition de SCAN_CLK, le "1" logique se propage d'une électrode à l'autre.

Lorsque ce "1" atteint la ligne DSC_OUT de la dernière électrode active (laquelle est branchée à la carte de contrôle), l'ordinateur génère une transition sur la ligne SYNC signalant aux électrodes actives que l'énumération est terminée. Chaque électrode active possède deux compteurs qui s'incrémentent à chaque transition de SCAN_CLK. Un premier compteur enregistre le nombre de transitions détectées entre le RESET et l'activation de la ligne DSC_IN. Ceci permet à l'électrode de connaître sa position dans la chaîne d'électrodes. Le deuxième compteur enregistre le nombre de transitions de SCAN_CLK détectées entre le RESET et le SYNC. Ce compteur indique le nombre total d'électrodes actives présentes dans la chaîne. À partir de ces informations (position de l'électrode dans la chaîne et nombre total d'électrodes), le microcontrôleur peut déterminer le mode de fonctionnement de l'électrode active à chaque instant de la séquence d'acquisition.

Comme les électrodes actives se comptent d'elles-mêmes, la limite théorique au nombre d'électrodes actives pouvant être insérées dans la chaîne est déterminée par la taille des compteurs (dans ce cas-ci, huit bits). Cependant, en pratique, le nombre d'électrodes est limité par la circonférence du thorax et par le courant maximum pouvant être fourni par le bloc d'alimentation isolé.

2.1.1.3.2 Séquence d'acquisition

Une électrode active peut se placer dans cinq modes différents : source de courant, puits de courant, suiveur de tension, inverseur de tension et déconnecté.

En mode source et puits de courant, le microcontrôleur branche l'entrée du circuit de la source de courant sur les lignes +REF_IN et -REF_IN, respectivement, et déconnecte la sortie du préamplificateur des lignes +AM_OUT et -AM_OUT. En mode suiveur et inverseur, le microcontrôleur connecte la sortie du préamplificateur sur les lignes +AM_OUT et -AM_OUT, respectivement, et relie l'entrée du circuit de la source de courant à la masse, de sorte qu'aucun courant n'est injecté par l'électrode. En mode déconnecté, l'entrée de la source de courant est branchée à la masse et la sortie du préamplificateur est déconnectée.

Les mesures de tension et l'injection de courant s'effectuent sur des paires d'électrodes adjacentes. C'est pourquoi, pour chaque mesure, il n'existe qu'une source, un puits, un suiveur et un inverseur. Les autres électrodes sont en mode déconnecté. Le courant entre par l'électrode active configurée en mode source de courant et ressort par celle configurée en mode puits. En fait, ces deux électrodes injectent du courant. Cependant, comme une électrode utilise la porteuse inversée, la somme des courants dans le milieu est nulle, respectant la loi de conservation de charge. En considérant la direction du courant, pendant la première moitié d'un cycle de porteuse, le courant passe de la source au puits et, pendant la seconde moitié du cycle, le courant part du puits et se rend à la source. En ce qui concerne la mesure de tension, comme l'électrode configurée en mode suiveur est branchée à la ligne +AM_OUT et celle configurée en mode inverseur, à la ligne -AM_OUT, la différence de potentiel entre

ces deux électrodes est mesurée par l'amplificateur d'instrumentation situé sur la carte de contrôle (voir la figure 2.3).

La figure 2.11 présente la séquence d'acquisition pour construire une image en utilisant une ceinture de 16 électrodes. L'acquisition débute lors d'une transition sur la ligne SYNC. Pour la première série de mesure (mesures 1 à 16), les paires d'injection et de mesure sont voisines. Lors d'une transition de SCAN_CLK, les électrodes actives changent de mode de façon à ce que les paires se déplacent d'une électrode entre chaque mesure. Une fois que les paires ont parcouru la circonférence du milieu, un espace d'une électrode est insérée entre les paires d'injection et de mesure (mesure 17). Encore une fois, les paires tournent autour du milieu en se déplaçant d'une électrode à la fois (mesures 17 à 32). À la fin de la deuxième série, un autre espace d'une électrode est inséré (mesure 33), et ainsi de suite jusqu'à la dernière série (mesure 193) où les paires sont à nouveau voisines. La paire de mesure se trouve cependant de l'autre côté de la paire d'injection. Pour former une image en utilisant 16 électrodes, il est nécessaire d'effectuer l'acquisition d'une trame de 208 mesures. De façon générale, une image nécessite $N(N - 3)$ mesures en utilisant cette technique d'acquisition. N étant le nombre d'électrodes utilisé.

Une fois toutes les mesures effectuées, une nouvelle trame commence avec la mesure 1. Le début de chaque trame est signalé par l'activation du signal DSC.OUT de la dernière électrode active. Ce signal pouvant être lu par l'ordinateur, celui-ci peut reconnaître le début de chaque trame.

2.1.2 Interface graphique MEMTA

L'interface graphique MEMTA ("Modular Expandable MultiThreaded Architecture") du système de TIE a été développée par Hervé Gagnon. Elle a été programmée en C++ et utilise la plate-forme Windows® NT. Elle comprend des modules d'affichage de signaux, de reconstruction et d'affichage d'images, de lecture et d'écriture de données en format

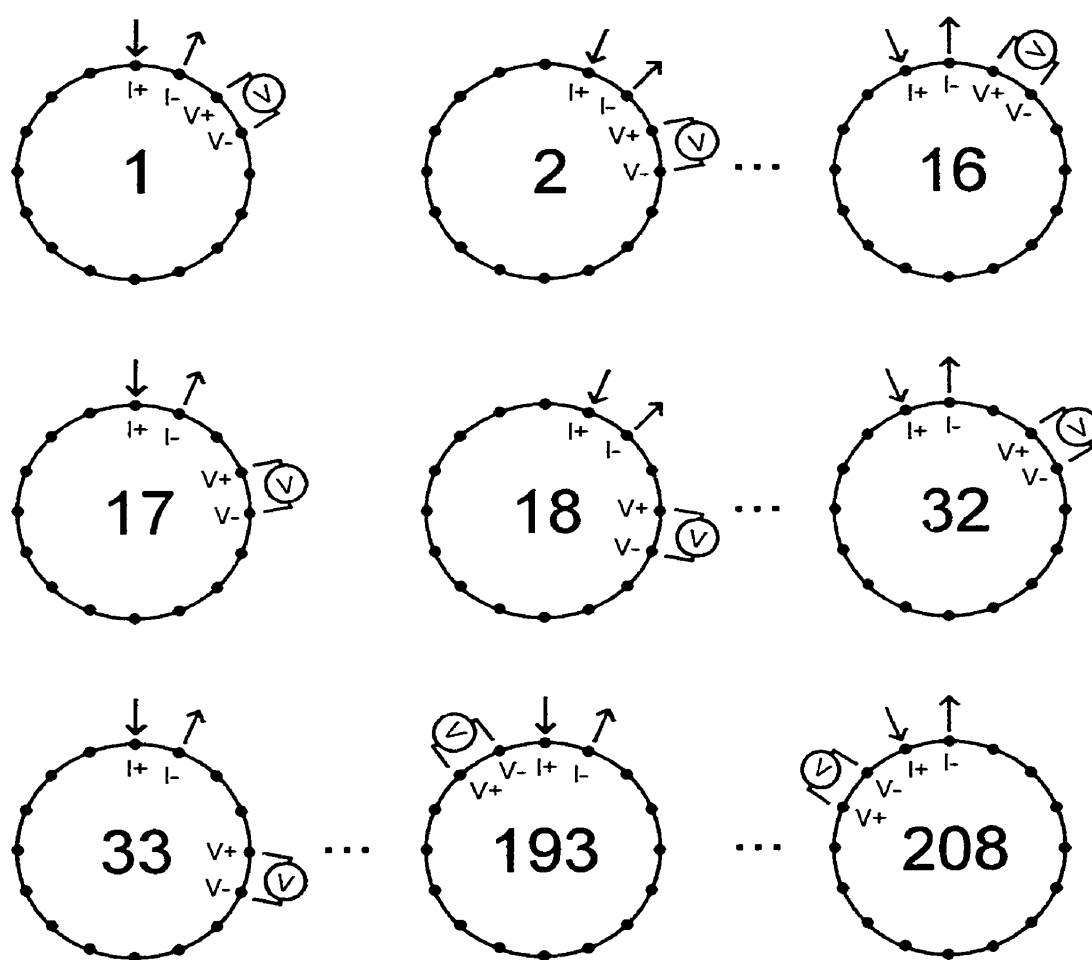


Figure 2.11 Séquence d'acquisition pour construire une image

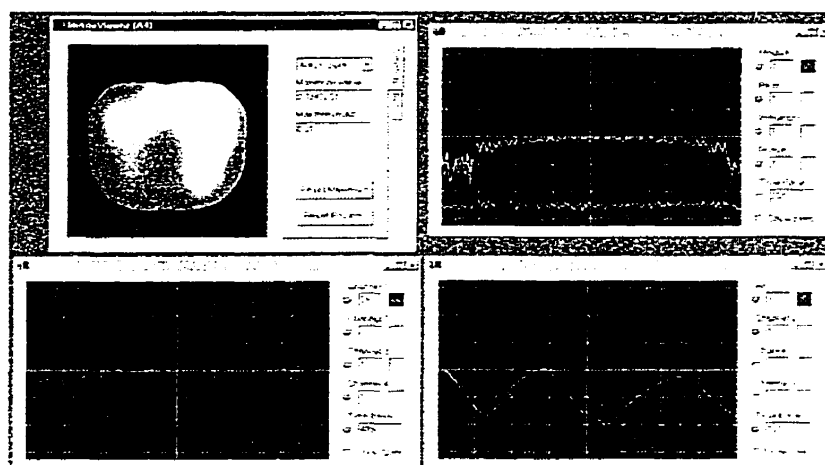


Figure 2.12 Interface graphique MEMTA

Matlab®. Elle comprend également une couche d'abstraction matérielle ("Hardware Abstraction Layer") permettant d'établir la communication avec l'appareil de TIE.

Les modules sont développés séparément sous forme de bibliothèques liées dynamiquement ("Dynamic Linked Libraries" ou DLLs). Ils peuvent fonctionner dans des processus légers ("Threads") séparés, permettant ainsi d'utiliser un PC avec plusieurs processeurs. Il est possible d'ajouter de nouveaux modules dans MEMTA. Il s'agit de programmer une DLL définissant les entrées et les sorties du module et spécifiant sa fonction.

L'interface graphique est personnalisée. Un script écrit dans l'environnement de développement de MEMTA permet de définir les modules utilisés et d'établir leurs connexions. Comme les modules proviennent de DLLs, il est possible d'utiliser plusieurs exemplaires d'un module dans la même interface. Par exemple, la figure 2.12 montre trois afficheurs de signaux utilisant la même DLL. Le premier, en haut à droite, montre les signaux de TIE. Le second, en bas à gauche, affiche le signal d'ECG et le troisième, en bas à droite, affiche la conductivité moyenne des poumons gauche et droit. Un autre module, en haut à gauche, affiche l'image de TIE en temps réel (25 images/s).

MEMTA se démarque par sa grande modularité. De nouveaux modules de reconstruction d'image peuvent être ajoutés. Pour l'instant, seul l'algorithme MAP (voir la section

1.1.3.3) est implanté. De plus, le nouveau système TIE-5 pourra utiliser tous les modules présentement employés pour TIE-4, à l'exception de la couche d'abstraction matérielle qui devra être développée en fonction des particularités du système TIE-5.

2.1.3 Problèmes associés au système TIE-4

Comme il a été mentionné à la section 1.3.2, les principaux aspects à considérer dans le développement d'un système de TIE optimisé pour la surveillance respiratoire sur des patients alités sont les suivants :

- le confort du patient ;
- la taille du système ;
- le fonctionnement en temps réel ;
- l'interface de communication entre l'ordinateur et l'appareil de TIE.

Bien que le système TIE-4 fonctionne en temps réel, il présente certains problèmes et ne répond pas à tous les critères mentionnés.

Tout d'abord, l'approche par électrodes actives directement branchées sur le patient ne peut pas être utilisée avec des personnes alitées. En effet, comme le montre la figure 2.10, la ceinture d'électrodes actives est trop volumineuse et fragile pour que le patient puisse la porter en position couchée. De plus, les câbles plats servant à connecter les électrodes actives créent une grande boucle susceptible de capter des interférences électromagnétiques provenant d'autres appareils. Ces interférences réduisent la précision des mesures d'impédance.

L'interface de communication entre l'ordinateur et l'appareil de TIE est peu conviviale pour le personnel médical. En effet, l'installation de la carte de contrôle nécessite l'ouverture du boîtier de l'ordinateur. Étant donné que cette tâche demande plusieurs manipulations, il est préférable, en pratique, de dédier un ordinateur au système de TIE. Le fait de placer une carte à l'intérieur de l'ordinateur nuit aussi à la précision des mesures en raison des nombreuses sources d'interférences électromagnétiques présentes, telles que les ventilateurs, les alimentations à découpage, les unités de disques, etc. De plus, la carte de contrôle utilise

le protocole ISA, une interface de moins en moins répandue et qui disparaît actuellement du marché.

Enfin, le système présente des problèmes de fiabilité qui se manifestent principalement par des pertes de synchronisation durant l'acquisition de données. De temps à autres, une ou plusieurs mesures sont perdues, de sorte que les mesures dans une trame sont décalées. L'algorithme de reconstruction ne permet pas un tel décalage et les images affichées ne sont plus représentatives.

L'IGB possède trois exemplaires du système TIE-4. Il est grandement souhaitable de rendre ces unités fonctionnelles afin de pouvoir les utiliser dans des essais *in vivo* qui nous rapprocheraient des essais cliniques. L'application de la TIE au monitoring respiratoire de patients en soins intensifs demande par contre le développement d'un nouveau système optimisé pour cette tâche.

Les trois prochaines sections de ce chapitre présentent les solutions apportées pour corriger les problèmes de TIE-4. Les problèmes de fiabilité ont été remédiés en restructurant l'unité de contrôle de la carte PC. En ce qui concerne la ceinture d'électrodes actives, les problèmes de confort, de dimensions physiques et de captation d'interférences électromagnétiques ont été résolus en développant une carte qui remplace 16 électrodes actives. Enfin, dans la perspective de développer un nouveau système optimisé pour le monitoring respiratoire, une nouvelle interface de communication prête-à-tourner ("Plug and Play") a été développée. Celle-ci permettra d'extraire la carte de contrôle de l'ordinateur, éliminant ainsi les problèmes associés au bruit interne de ce dernier et rendant le système plus convivial.

2.2 Unité de contrôle du système TIE-4

L'unité de contrôle (UC) a été restructurée complètement dans le but de corriger les problèmes de fiabilité mentionnés précédemment. L'UC est constituée d'un seul composant, une matrice de portes programmable ("Field Programmable Gate Array" ou FPGA). Ce composant possède plusieurs broches d'entrée-sortie et permet de programmer des fonctions logiques complexes.

Des objectifs supplémentaires étaient visés dans la restructuration de l'UC. Premièrement, nous voulions réorganiser les fonctions logiques réalisées par l'UC de façon à ce qu'il soit plus facile, à l'avenir, d'y apporter des modifications. Comme l'UC constitue le coeur de TIE-4, cette restructuration a permis de mieux comprendre le fonctionnement du système. De plus, elle nous a permis d'apprendre à utiliser les outils de développement de FPGAs. Étant donné qu'un FPGA sera également employé dans le système TIE-5, ce travail de restructuration a aussi permis de jeter les bases du développement du nouveau système.

Cette section présente tout d'abord la structure d'un FPGA. Ensuite, il est question des principales fonctions de l'UC du système TIE-4. Par la suite, le principe de fonctionnement de cette UC et les problèmes que nous avons eus à corriger sont présentés. Enfin, la méthodologie de développement, les nouvelles fonctions et le principe de fonctionnement de la nouvelle UC sont décrits.

2.2.1 Matrice de portes programmable (FPGA)

La matrice de portes programmable, ou FPGA, utilisée pour le système TIE-4 fait partie de la famille XC3000 de Xilinx®. Les caractéristiques de cette famille de composants sont largement décrites dans *The Programmable Logic Data Book*, Xilinx (1994).

Les FPGAs de cette famille sont constitués de plusieurs blocs logiques configurables ("Configurable Logic Blocks" ou CLB). Chaque CLB possède cinq entrées branchées à un module

configurable permettant de réaliser deux fonctions logiques combinatoires. Les résultats de ces fonctions sont disponibles à la sortie du CLB et peuvent être introduites aux entrées d'autres CLBs pour réaliser des fonctions plus complexes. Un CLB possède également deux bascules, c'est-à-dire deux éléments mémoire d'un bit chacun.

Les CLBs sont disposés sous forme de matrice. Entre chaque CLB passent des lignes d'interconnexion. Celles-ci possèdent des points d'interconnexion programmables permettant de brancher les CLBs entre eux.

La matrice de CLBs est entourée de blocs d'entrée-sortie ("I/O Blocks" ou IOBs) connectés à chacune des broches du FPGA. Chaque IOB peut être programmé de façon à ce que la broche soit un port unidirectionnel, c'est-à-dire configuré en entrée ou sortie seulement, ou bidirectionnel, configuré en entrée et en sortie.

Le FPGA conserve sa configuration dans une mémoire statique. Ainsi, lorsque le composant est mis hors tension, la configuration est perdue. La programmation du FPGA s'effectue par un port de données de huit bits. On peut reprogrammer la mémoire interne du FPGA à partir d'une mémoire morte (ROM). Un mécanisme interne permet alors au FPGA de se reprogrammer au moment où il est mis sous tension. La configuration peut également être conservée dans un fichier sur disque et transmise au FPGA par l'ordinateur via son bus de données. C'est l'approche utilisée dans le système TIE-4.

L'outil de développement permet de synthétiser les fonctions logiques qui seront implantées dans le FPGA. On commence par dessiner les schémas de ces fonctions, comme si elles étaient réalisées à l'aide de composants discrets. Puis, l'outil de développement les interprète et génère un fichier binaire de configuration qui sera éventuellement téléchargé dans la mémoire interne du FPGA.

2.2.2 Fonctions de l'unité de contrôle du système TIE-4

L'UC, branchée au bus ISA de l'ordinateur, décode les commandes que ce dernier lui envoie et exécute les fonctions correspondantes. Celles-ci servent à programmer les nombreux registres internes du générateur de porteuse (DDS) et du démodulateur (DDC) ainsi qu'à contrôler le CAN de ce dernier, les gains des deux amplificateurs (PGIA et PGA), le CAN du CSP, les électrodes actives et la mémoire FIFO. En plus de contrôler ces modules, l'UC effectue l'acquisition des données provenant du DDC et du CSP.

2.2.2.1 Contrôle des modules de l'appareil de TIE

En ce qui concerne le générateur de porteuse et le démodulateur, l'UC génère leur signal de réinitialisation ("Reset"). De plus, il s'occupe de la programmation de chacun d'eux en produisant les signaux d'écriture nécessaires. Dans les deux cas, les données de programmation sont envoyées par le PC sur le bus ISA. Le générateur de porteuse est programmé parallèlement tandis que le démodulateur est programmé sériellement. La fréquence et la phase des porteuses de référence, de même que l'amplitude dans le cas du générateur, sont programmables. Pour ce qui est des amplificateurs programmables PGIA et PGA, l'UC contrôle le gain de chacun d'eux.

L'UC contrôle également les signaux de début de conversion des CANs du démodulateur et du CSP. Dans les deux cas, il est possible de désactiver ces signaux afin d'arrêter la conversion. En ce qui concerne le CSP, l'UC génère également le signal CSP_SEL permettant de choisir la source des signaux physiologiques qui seront numérisés (voir la figure 2.5).

Pour ce qui est des électrodes actives, comme il a été mentionné à la section 2.1.1, l'UC produit les signaux de réinitialisation (RESET), de début d'acquisition (SYNC) et de changement de configuration des électrodes actives (SCAN_CLK). De plus, elle transmet à l'ordinateur l'état de la ligne DSC_OUT de la dernière électrode active signalant la fin de l'énumération et le début de chaque trame.

Enfin, en ce qui concerne la mémoire FIFO, l'UC génère ses signaux de lecture et d'écriture. Lors d'une lecture, les données sont transférées de la mémoire FIFO à l'ordinateur et lors d'une écriture, les données passent de l'UC à la mémoire FIFO.

2.2.2.2 Acquisition des données d'impédance et des signaux physiologiques

L'acquisition des données d'impédance s'effectue en lisant des séquences de 16 bits provenant de la sortie série du démodulateur. Ces données sont parallélisées à l'aide d'un registre à décalage réalisé dans le FPGA, avant d'être transférées à la mémoire FIFO. Le démodulateur fournit une horloge pour synchroniser la lecture des bits et un signal permettant d'indiquer à l'UC le début et la fin d'un mot de 16 bits. Pendant le transfert, ce signal active les registres à décalage et, à la fin du transfert, il commande l'écriture des données dans la mémoire FIFO. Le démodulateur est synchronisé sur le signal de fin de conversion provenant de son CAN. La démodulation s'effectue au fur et à mesure que les données sont disponibles à la sortie du CAN.

Le SCAN_CLK, permettant de changer la configuration des électrodes actives en déplaçant les paires d'injection et de mesure, est synchronisé sur le signal de transfert de données provenant du démodulateur. Ainsi, à la fin d'un transfert de données, signalant qu'une mesure a été démodulée, une transition sur la ligne SCAN_CLK est produite, signalant aux électrodes de changer de configuration afin de prendre la prochaine mesure.

En ce qui concerne l'acquisition des signaux physiologiques, les données sortant sérielement du CAN sont récupérées par l'UC. Cette dernière génère le signal de début de conversion de même que l'horloge du convertisseur. L'horloge permet de déterminer la vitesse de conversion et de transfert des données vers l'UC. Après un signal de conversion, l'UC doit compter un certain nombre de coups d'horloge afin de permettre au convertisseur d'effectuer sa tâche. Ensuite, l'UC lit les données au rythme de l'horloge du CAN. Tout comme dans le cas des mesures d'impédance, les données sont parallélisées dans un registre à décalage avant d'être

transférées à la mémoire FIFO. L'écriture des données à la mémoire FIFO est synchronisée avec le signal de fin de transfert de données.

Il est possible d'échantillonner un seul signal physiologique, au choix, ou les deux signaux en alternance. Dans ce cas, après le transfert d'une mesure, le signal CSP_SEL change d'état pour commuter le multiplexeur présent dans le boîtier d'isolation (voir la figure 2.5). Ainsi, le signal entrant dans le CAN alterne d'une mesure à l'autre.

Pour arrêter l'acquisition des données d'impédance ou celle des signaux du CSP, il suffit de désactiver le signal de conversion du CAN correspondant. Dans le cas du démodulateur, comme celui-ci est synchronisé sur le signal de conversion et que l'écriture à la mémoire FIFO et le SCAN_CLK sont synchronisés sur le signal de transfert de données du démodulateur, toute la chaîne d'acquisition des données d'impédance est arrêtée.

2.2.3 Ancienne unité de contrôle

Cette section explique le principe de fonctionnement de l'ancienne UC et les problèmes qui lui sont associés. Les plans de celle-ci se trouvent dans le document *IGB-TIE4 Documentation* (Boulay, 1996) disponible au Laboratoire d'instrumentation et d'imagerie de l'IGB.

2.2.3.1 Principe de fonctionnement

2.2.3.1.1 Contrôle des modules de l'appareil de TIE

Comme le montre le tableau 2.1, le contrôle des modules de l'appareil de TIE s'effectue par des commandes transmises par le PC à huit adresses de l'UC. L'adresse 0 est utilisée en combinaison avec l'adresse 7. Une écriture à l'adresse 0 active la programmation du générateur de porteuse ou du démodulateur. Par la suite, une écriture de la valeur 2 à l'adresse 7 prépare le démodulateur à recevoir une donnée de configuration et à être réinitialisé. La prochaine

Tableau 2.1 Description des opérations de contrôle de l'ancienne UC

Adresse	Accès aux registres	
	Écriture	Lecture
0	Activation de la programmation du DDS ou du DDC	Lecture des données de la mémoire FIFO
1	Non utilisé	Lecture de l'état de la ligne DSC_OUT
2	Choix des gains du PGIA et du PGA Choix de la source du CSP	Non utilisé
3	Activation/Désactivation de l'acquisition des données d'impédance et/ou des signaux physiologiques	Non utilisé
4	Changement d'état des signaux numériques SCAN_CLK, SYNC, RESET des électrodes actives	Non utilisé
5	Réinitialisation de la mémoire FIFO	Non utilisé
6	Sélection du registre de programmation du DDS	Non utilisé
7	0 : Désactivation de la programmation 1 : Non utilisé 2 : Signal de programmation du DDC 3 : Signal de programmation du DDS	Non utilisé

écriture à l'adresse 0 chargera la donnée contenue sur le bus ISA dans le démodulateur et réinitialisera celui-ci. De la même façon, le générateur de porteuse est programmé en écrivant la valeur 3 à l'adresse 7. Cette écriture prépare le générateur à recevoir les données de configuration. La prochaine écriture à l'adresse 0 chargera la donnée contenue sur le bus ISA dans les registres internes du générateur de porteuse. Enfin, l'écriture de la valeur 0 à l'adresse 7 désactive la programmation.

Une écriture à l'adresse 2 permet de modifier les gains du PGIA et du PGA et de choisir quel signal du CSP sera échantillonné. Une écriture à l'adresse 3 permet d'activer ou de désactiver l'acquisition des données d'impédance et/ou l'acquisition des signaux physiologiques. Une écriture à l'adresse 4 permet de changer l'état des signaux envoyés aux électrodes actives (SCAN_CLK, SYNC, RESET). Une écriture à l'adresse 5 réinitialise la mémoire FIFO.

Enfin, une écriture à l'adresse 6 permet de sélectionner un registre de programmation du générateur de porteuse et de réinitialiser ce dernier. Le générateur possède en effet plusieurs registres de programmation. Une fois les données chargées à l'aide des adresses 0 et 7, le registre destination doit être spécifié en effectuant une écriture à l'adresse 6.

Les données chargées dans la mémoire FIFO peuvent être lues en effectuant une lecture à l'adresse 0. L'état du signal DSC_OUT de la dernière électrode active peut être connu en effectuant une lecture à l'adresse 1.

2.2.3.1.2 Acquisition des données d'impédance et des signaux physiologiques

L'acquisition des données d'impédance et des signaux physiologiques est synchronisée sur l'horloge interne du FPGA, ce qui permet d'utiliser le même registre à décalage pour les deux types de mesure. Si les deux acquisitions sont permises, une donnée du CSP est insérée entre chaque donnée d'impédance lors de l'écriture à la mémoire FIFO. Ainsi, comme les données suivent un patron précis, il n'est pas nécessaire d'ajouter d'étiquette pour identifier la provenance de celles-ci. Par contre, si une donnée est perdue, les données suivantes seront décalées dans la mémoire et le patron ne sera plus respecté. Il est alors nécessaire de réinitialiser le démodulateur et la mémoire FIFO. L'UC attend alors le prochain DSC_OUT signalant la première mesure d'impédance d'une trame avant de recommencer à charger la mémoire. Le problème de synchronisme du patron de données était fréquent avec l'ancienne UC. Il a été la principale raison pour laquelle nous avons entièrement restructuré cette dernière.

2.2.3.2 Problèmes associés à l'ancienne unité de contrôle

L'ancienne UC présente divers problèmes associés au contrôle des modules. Par exemple, il est impossible de relire les registres de l'UC, de sorte qu'il faut conserver dans la mémoire du PC les valeurs qui lui sont transmises. De plus, l'accès aux différents modules n'est pas uniforme. Certains modules sont accédés par la même adresse alors qu'il n'y a aucun lien

logique entre eux. Enfin, le chargement d'une donnée de configuration du générateur de porteuse et du démodulateur nécessite pour chacun plusieurs écritures.

Néanmoins, les problèmes majeurs de l'ancienne UC sont reliés à l'acquisition de données. Les alimentations à découpage de l'ordinateur semblent générer du bruit d'amplitude suffisante sur certaines lignes du FPGA pour produire des écritures à la mémoire FIFO sans que la commande d'écriture n'ait été effectivement envoyée. Ainsi, certaines données sont inscrites en double et, comme celles-ci ne sont pas identifiées, il se produit des pertes de synchronisation. Les mesures d'impédance peuvent alors prendre la place de celles du CSP, et vice-versa, dans le patron de données. Ce problème a été découvert en installant la carte de contrôle dans un nouvel ordinateur plus puissant à deux processeurs où le niveau d'interférences électromagnétiques semblait particulièrement élevé.

Une désynchronisation des données peut aussi survenir si la mémoire FIFO est remplie. Dans ce cas, la mémoire inhibe l'écriture et les données sont perdues. Dans l'ancienne UC, il est impossible de vérifier l'état de remplissage de la mémoire FIFO.

L'utilisation d'un seul registre à décalage pour paralléliser les données d'impédance et du CSP introduit d'autres problèmes. En effet, bien que l'acquisition soit synchronisée sur l'horloge interne du FPGA, des délais variables entre les signaux d'écriture peuvent entraîner des conflits pour l'accès au registre à décalage.

Il faut souligner enfin que la façon artisanale dont l'ancienne UC a été conçue rend toute modification ou ajout de fonction extrêmement pénible. Par exemple, nous voulions utiliser un nouveau CAN pour le CSP. Cependant, ce dernier présentait quelques différences dans son mode de fonctionnement. Ces différences ne pouvant pas être intégrées dans l'ancienne UC, nous avons dû abandonner.

2.2.4 Nouvelle unité de contrôle

Cette section explique la méthodologie de développement de la nouvelle UC. Elle décrit les nouvelles fonctions qui lui ont été rajoutées de même que son principe de fonctionnement. La documentation et les plans de la nouvelle UC se trouvent dans le document *TIE-4 FPGA Version KA Revision 00 Documentation* (Robitaille, 2000c) disponible au Laboratoire d'instrumentation et d'imagerie de l'IGB.

2.2.4.1 Méthodologie de développement

L'ancienne UC utilise un FPGA XC3064 (Xilinx) à 84 broches et 224 CLBs. Pour réaliser les nouvelles fonctions décrites plus loin, un FPGA plus dense a dû être employé. Cependant, pour qu'il puisse être substitué sans modification à la carte de contrôle, il devait présenter les mêmes dimensions physiques et la même définition de broches. Nous avons choisi un FPGA de type XC3090A à 320 CLBs.

La nouvelle UC a été développée avec l'optique de la rendre plus modulaire et plus facilement modifiable. Elle a été restructurée complètement, c'est-à-dire sans tenir compte du design de l'ancienne UC. Par contre, il a fallu conserver l'assignation des broches établie pour le FPGA original et aucun nouveau signal, provenant des différents modules de l'appareil, ne pouvait être branché au FPGA. Ces contraintes ont considérablement augmenté les difficultés de conception. Une seule broche d'entrée-sortie était restée inutilisée et nous l'avons assignée à un bit d'état ("Flag") de la mémoire FIFO qui indique quand celle-ci est remplie ("FIFO Full-Flag").

La restructuration de l'UC a été réalisée à l'aide de l'outil de développement *Foundation*® 2.1i de Xilinx. Ce logiciel a permis de dessiner les schémas du circuit du FPGA et d'écrire des fonctions logiques en code VHDL. Ces fonctions ont été insérées dans les schémas sous forme de "macros". Une fois le circuit terminé, le logiciel a interprété les schémas et le code

VHDL, et réalisé les fonctions logiques à l'aide de CLBs. Il a effectué le routage des lignes d'interconnexion entre les CLBs et généré un fichier binaire servant à programmer le FPGA.

Une fois le FPGA terminé, la couche d'abstraction matérielle de l'interface graphique MEMTA, permettant la communication entre le PC et l'appareil TIE-4, a été réécrite avec l'aide d'Hervé Gagnon afin de tenir compte du fonctionnement de la nouvelle UC.

2.2.4.2 Nouvelles fonctions

La nouvelle UC contrôle les modules de TIE-4 à l'aide de registres et de commandes. Les registres sont utilisés pour tous les signaux de contrôle à l'exception des trois permettant de réinitialiser le générateur de porteuse, le démodulateur et la mémoire FIFO. En effet, ces derniers utilisent des commandes.

Comme l'illustre le tableau 2.2, il existe plusieurs registres distincts pour les fonctions de l'UC. La plupart des registres sont accessibles en lecture et en écriture de sorte qu'il n'est plus nécessaire de conserver dans la mémoire du PC une copie des codes transmis à l'UC.

Plusieurs nouvelles fonctions ont été ajoutées dans la nouvelle UC. Tout d'abord, la fréquence d'échantillonnage du CSP peut maintenant être modifiée indépendamment de celle des données d'impédance. Dans l'ancienne UC, une mesure du CSP était systématiquement insérée entre deux mesures d'impédance. Comme il sera expliqué plus loin, la nouvelle UC découple l'acquisition des données d'impédance de celle des signaux physiologiques. De plus, une étiquette, incluse dans la donnée, permet à l'ordinateur d'identifier la provenance de celle-ci. Ainsi, il n'est pas nécessaire pour les données de suivre un patron particulier, ce qui permet de modifier la fréquence d'échantillonnage du CSP.

Un registre permet maintenant de lire l'état des signaux SCAN_CLK, SYNC et RESET des électrodes actives. Il est possible de modifier l'état d'un ou de plusieurs de ces signaux en effectuant une écriture à ce registre. De plus, il existe, pour chacun d'eux, des commandes

Tableau 2.2 Principaux registres de la nouvelle unité de contrôle

Registre	Mode d'accès
Choix de la source du CSP (ECG ou autre source)	Lecture et écriture
Fréquence d'échantillonnage du CSP [†]	Lecture et écriture
Sélection du registre de programmation du générateur de porteuse	Écriture seulement
Contrôle des gains du PGIA et du PGA	Lecture et écriture
État des signaux des électrodes actives [†]	Lecture et écriture
Nombre de mesures par configuration d'électrodes actives [†]	Lecture et écriture
Nombre de cycles de porteuse avant l'acquisition d'une donnée d'impédance [†]	Lecture et écriture
Activation/Désactivation de l'acquisition des données d'impédance et/ou du CSP	Lecture et écriture
État de la mémoire FIFO [†]	Lecture seulement
Erreurs durant l'acquisition [†]	Lecture seulement

[†]Nouvelle fonction.

pour activer ou désactiver le signal. Ces commandes s'effectuent plus rapidement que si on les réalisait par des écritures au registre associé.

La nouvelle UC permet également de choisir le nombre de mesures effectuées pour chaque configuration d'électrodes, c'est-à-dire pour une même position des paires d'électrodes d'injection et de mesure. Le SCAN_CLK est alors retardé pour permettre d'effectuer le nombre de mesures spécifié. L'ordinateur peut ainsi effectuer du moyennage sur un ensemble de mesures d'impédance pour améliorer le rapport signal sur bruit.

Un nouveau registre permet maintenant de spécifier le nombre de cycles de porteuse qu'il est possible d'attendre entre le moment où le changement de configuration des électrodes actives se produit (c'est-à-dire au moment d'une transition de SCAN_CLK) et le début de

l'acquisition par le CAN du démodulateur. Ce délai programmable permet aux sources de courant des électrodes actives de se stabiliser avant que ne débute la mesure comme telle, réduisant ainsi le bruit de transition.

Enfin, des fonctions ont été ajoutées pour améliorer la gestion de la mémoire FIFO. Il est maintenant possible de savoir si le FIFO est rempli en vérifiant son registre d'état. Si une écriture à la mémoire FIFO est effectuée par l'UC alors que celle-ci est pleine, un bit d'erreur est activé dans le registre d'erreurs. De même, si une lecture de la mémoire FIFO est effectuée par l'ordinateur alors que celle-ci est vide, un autre bit d'erreur est activé dans le même registre.

2.2.4.3 Principe de fonctionnement

2.2.4.3.1 Contrôle des modules de l'appareil de TIE

Comme il a été mentionné, plusieurs registres permettent de contrôler les différents modules du système TIE-4. Seulement huit adresses du bus ISA sont utilisées pour accéder à ces registres. Les paragraphes suivants décrivent comment s'effectue ce contrôle avec la nouvelle UC.

Une écriture à l'adresse 1 permet de sélectionner le registre d'un module en spécifiant son adresse sur le bus de données. Les huit bits du bus de données sont interprétés comme suit : les trois bits les plus significatifs spécifient le module et les cinq bits les moins significatifs, un registre de ce module. Ainsi, huit modules contenant un maximum de 32 registres peuvent être accédés. Une fois le registre sélectionné, une lecture ou une écriture à l'adresse 2 est effectuée pour lire la valeur du registre ou y inscrire une nouvelle valeur. Celle-ci est passée via le bus de données.

En ce qui concerne les commandes, celles-ci sont produites par une écriture à l'adresse 0. Dans ce cas-ci, la commande est directement passée sur le bus de données. Ainsi, une seule écriture est nécessaire. Comme pour l'accès aux registres, les trois bits les plus signifi-

tifs spécifient le module et les cinq bits les moins significatifs codent la commande. Par conséquent, chacun des huit modules peut répondre à un maximum de 32 commandes.

L'adresse 3 est utilisée en lecture seulement et permet le transfert des données de la mémoire FIFO vers l'ordinateur. À l'origine, un registre devait être utilisé pour cette opération. Cependant, par expérience, les délais de propagation à l'intérieur du FPGA empêchaient de lire adéquatement les valeurs contenues en mémoire.

Les adresses 4 et 5, utilisées en écriture, permettent de programmer le générateur de porteuse et le démodulateur, respectivement. Dans les deux cas, les données de configuration sont envoyées sur le bus de données. À l'origine, des registres, sélectionnés par l'adresse 1 et accédés par l'adresse 2, devaient être utilisés pour accomplir ces fonctions. Toutefois, des problèmes de délais internes au FPGA empêchaient de programmer les composants correctement.

2.2.4.3.2 Acquisition des données d'impédance et des signaux physiologiques

Contrairement à l'ancienne UC, l'acquisition des données d'impédance est découplée de celle des signaux physiologiques provenant du CSP. Un registre à décalage est maintenant utilisé pour chaque type de mesure. Cependant, comme la même mémoire FIFO est utilisée, un multiplexeur est nécessaire pour le chargement. Afin d'éviter les conflits d'écriture lorsque les deux acquisitions sont activées, un système de mise-en-attente est utilisé. Lorsqu'une donnée d'impédance ou du CSP est prête, le chargement de celle-ci s'effectue aussitôt que le chargement de la mesure précédente est terminé. Le chargement de la mémoire est très rapide par rapport à l'acquisition et aucune mesure n'est perdue.

Les mesures sont chargées dans la mémoire FIFO sans ordre particulier. Une étiquette est alors nécessaire pour identifier chaque mesure. Cette étiquette est codée au moyen des trois bits les moins significatifs de chaque mot de 16 bits. Un premier bit détermine s'il s'agit d'une donnée d'impédance ou du CSP. Un deuxième bit indique, dans le cas d'une donnée d'impédance, s'il s'agit de la mesure en phase ou en quadrature. Pour une donnée du CSP,

ce deuxième bit définit la source (ECG ou autre source). Enfin, un troisième bit est utilisé pour la donnée d'impédance pour indiquer si c'est la première mesure d'une trame. Cette étiquette permet à l'ordinateur de trier (démultiplier) les données au fur et à mesure qu'il les reçoit et de reconnaître le début de chaque trame.

2.2.4.4 Description du fantôme utilisé pour évaluer le rapport signal sur bruit

Des essais ont été effectués sur la ceinture de même que sur la nouvelle carte d'électrodes actives (décrite dans la prochaine section) afin d'évaluer le rapport signal sur bruit obtenu pour les mesures de TIE en changeant le nombre de cycles de porteuse insérés entre le changement de configuration des électrodes actives et l'échantillonnage de la mesure d'impédance par le CAN du démodulateur. L'ancienne UC n'intégrait pas cette fonction et la mesure était échantillonnée immédiatement après le changement de configuration.

Les essais consistaient donc à mesurer le signal de TIE obtenu en branchant les électrodes actives sur un fantôme et en changeant le nombre de cycles de porteuse sauvegardé dans un registre de la nouvelle UC. Ce fantôme a été développé par Hervé Gagnon et simule un feuillet (milieu bidimensionnel) conducteur homogène. Il est composé d'un réseau de résistances dont les valeurs ont été calculées à l'aide d'un modèle par éléments finis. Le tableau 2.3 présente les valeurs de résistance calculées par ce modèle de même que les valeurs nominales des résistances utilisées. Le maillage est illustré à la figure 2.13. Les numéros sur la figure correspondent aux numéros de résistance du tableau 2.3 (colonne de gauche).

Tableau 2.3 Valeurs de résistance du fantôme

Numéro	Résistance calculée (Ω)	Résistance utilisée (Ω)
1	51.5535	51.1
2	59.1307	59
3	64.0625	63.4
4	64.4128	64.9
5	71.0309	71.5
6	91.6026	90.9
7	95.2762	95.3
8	98.6340	97.6
9	99.9694	100
10	129.6232	130
11	133.3064	133
12	148.4381	147
13	179.5700	178
14	199.9596	200
15	258.0776	261
16	366.9676	365
17	3153.6801	3160

Source : Hervé Gagnon.

La figure 2.14 présente une photographie du fantôme. Il est important de souligner que les résistances utilisées pour la réalisation du fantôme ont une tolérance de 1%.

Un compte rendu des essais effectués pour évaluer le rapport signal sur bruit, à l'aide de ce fantôme, est donné au chapitre suivant.

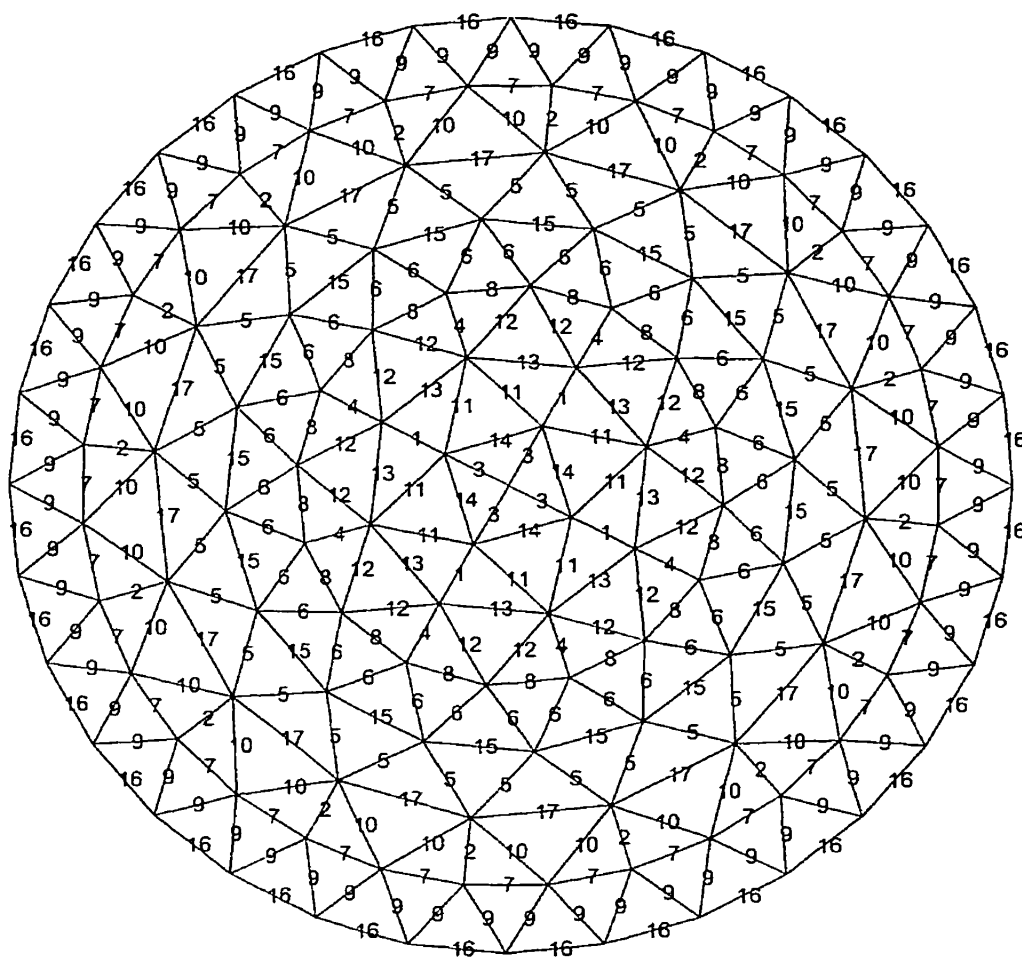


Figure 2.13 Maillage utilisé pour calculer les résistances du fantôme. Source : Hervé Gagnon.

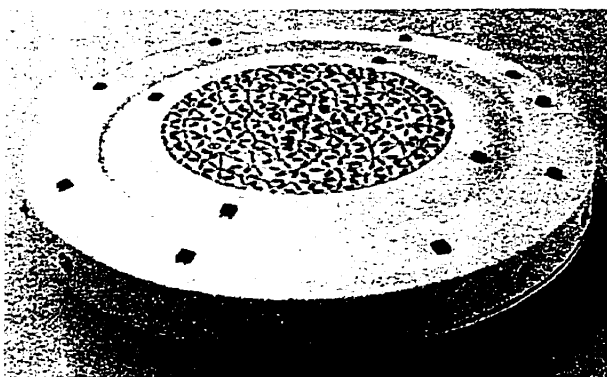


Figure 2.14 Photographie du fantôme

2.3 Nouvelle carte d'électrodes actives

Bien que le développement de la nouvelle carte d'électrodes actives ne faisait pas explicitement partie des objectifs de ce projet de maîtrise, il a été jugé pertinent d'inclure ici quelques informations à son sujet. En effet, la réalisation de cette carte s'inscrit dans le développement d'un système optimisé pour la surveillance respiratoire, étant donné que l'ancienne ceinture d'électrodes actives ne pouvait pas être utilisée pour des patients alités.

Cette section traite tout d'abord de la méthodologie de développement de la nouvelle carte d'électrodes actives. Par la suite, les principales caractéristiques de cette carte seront décrites. Enfin, il sera question des essais préliminaires effectués pour évaluer ses performances.

2.3.1 Méthodologie de développement

Nous avons vu qu'une approche par électrodes actives branchées directement sur le thorax est inadéquate pour monitorer des patients alités. Cependant, les sources de courant et les préamplificateurs ne doivent pas être trop éloignés du patient, car la capacité des câbles qui seraient alors nécessaires pour relier ces circuits aux électrodes réduirait leur impédance de sortie et d'entrée, respectivement, au point d'introduire des erreurs de mesure appréciables. Il est essentiel que les circuits d'injection de courant et de mesure de potentiel soient le plus près possible du patient sans toutefois que ceux-ci le gênent trop.

Nous avons résolu ce problème par un compromis consistant à fabriquer une carte qui contient l'équivalent d'une ceinture de 16 électrodes actives. Cette carte est scellée dans un boîtier de la taille d'une vidéocassette (19 cm × 10 cm). Elle comporte deux câbles plats d'environ 60 cm chacun qui vont aux électrodes d'Ag/AgCl. Trois autres câbles, très souples, sont utilisés pour transporter les signaux numériques et analogiques entre la carte d'électrodes actives et le boîtier d'isolation.

La conception et la réalisation de cette carte a été un effort collectif, impliquant des membres du Laboratoire d'instrumentation et d'imagerie (Dr Robert Guardo, Hervé Gagnon et Nicolas Robitaille), un technicien de l'École Polytechnique qui a dessiné le circuit imprimé et un ancien associé de recherche de l'IGB, Michel Lafortune, qui a donné bénévolement des centaines d'heures pour la définition du circuit et la capture des schémas. La difficulté de la conception du circuit imprimé résidait dans le placement et le routage des composantes électroniques. En effet, la surface disponible des deux côtés de la carte est très restreinte par rapport au nombre de composants utilisés. De plus, un travail minutieux a été accompli afin de réduire les interférences entre les signaux ("Cross-talk"). La fabrication de la nouvelle carte d'électrodes actives était terminée à la mi-juin 2000.

2.3.2 Principales caractéristiques

La nouvelle carte utilise sensiblement les mêmes circuits que ceux de la ceinture d'électrodes actives. Certains composants ont été remplacés par des équivalents plus performants. Les mêmes microcontrôleurs sont utilisés. Toutefois, un oscillateur central génère l'horloge pour les 16 microcontrôleurs. Auparavant, chaque électrode active de la ceinture possédait son propre cristal.

Afin de diminuer les capacités parasites, les boucliers des câbles branchés aux électrodes d'Ag/AgCl sont asservis au même potentiel que ces derniers. De plus, l'amplificateur d'instrumentation, mesurant la différence de potentiel entre +AM_OUT et -AM_OUT, a été intégré à la carte d'électrodes actives, de sorte qu'un seul signal (AM_OUT) est retourné par la carte via un câble coaxial. Le suiveur et l'inverseur générant les signaux +REF_IN et -REF_IN, respectivement, à partir du signal de porteuse ont également été incorporés à la carte. Un autre câble coaxial permet de transmettre le signal REF_IN à cette dernière. Ces modifications réduisent à deux le nombre de signaux analogiques voyageant entre la carte et le boîtier d'isolation. Enfin, un câble à neuf conducteurs permet de fournir l'alimentation (+5 V, +12 V, -12 V, masse analogique et masse numérique) et de transmettre les signaux numériques (SCAN_CLK, SYNC, RESET et DSC_OUT).

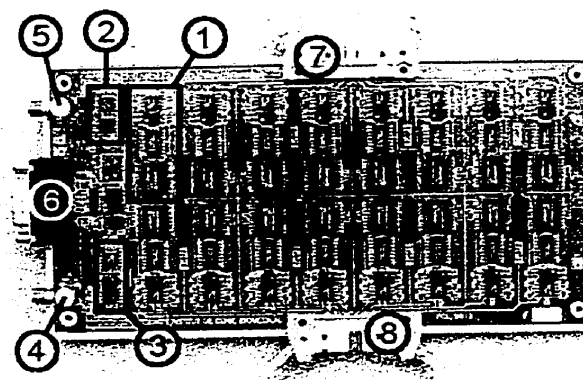


Figure 2.15 Photographie de la face supérieure de la carte d'électrodes actives. ① Source de courant et microcontrôleur d'une électrode active, ② amplificateur d'instrumentation, ③ circuits générant +REF_IN et -REF_IN, ④ connecteur coaxial du signal REF_IN. ⑤ connecteur coaxial du signal AM_OUT, ⑥ connecteur à neuf broches des alimentations et des signaux numériques. ⑦ et ⑧ connecteurs des câbles plats se rendant aux électrodes d'Ag/AgCl.

La figure 2.15 présente une photographie de la face supérieure de la carte d'électrodes actives. L'encadré ① montre la source de courant et le microcontrôleur d'une électrode active. Ce circuit est répété 16 fois pour former les 16 sources de courant. L'amplificateur d'instrumentation et les circuits générant +REF_IN et -REF_IN sont délimités par les encadrés ② et ③, respectivement. Le signal REF_IN entre dans la carte par le connecteur coaxial pointé par ④, tandis que le signal AM_OUT sort par celui pointé par ⑤. Les alimentations et les signaux numériques passent par le connecteur à neuf broches ⑥ et les câbles plats se rendant chacun à huit électrodes d'Ag/AgCl sont branchés sur les connecteurs ⑦ et ⑧.

La figure 2.16 montre une photographie de la face inférieure de la carte. L'oscillateur central est pointé par ① et le circuit de préamplification, répété pour chaque électrode active, est délimité par l'encadré ②.

La figure 2.17 permet de comparer la taille de l'ancienne ceinture d'électrodes actives à celle du nouveau boîtier et de sa bande élastique qui sert de support. Ce dernier est plus compact et moins encombrant que la ceinture.

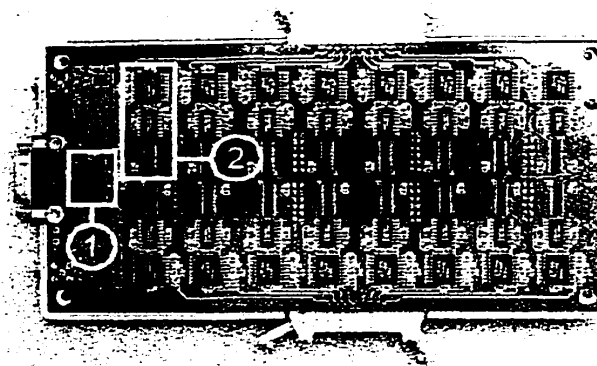


Figure 2.16 Photographie de la face inférieure de la carte d'électrodes actives. ① Oscillateur central, ② circuit de préamplification d'une électrode active.

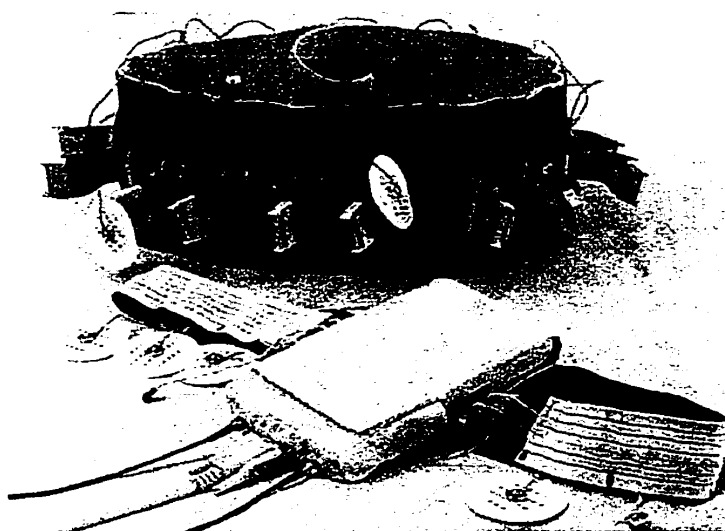


Figure 2.17 Photographie de la ceinture et du boîtier d'électrodes actives

La carte d'électrodes actives sera également utilisée avec le nouveau système TIE-5. En fait, nous prévoyons en utiliser deux de façon à obtenir une meilleure résolution spatiale des changements de conductivité produits par la respiration.

2.3.3 Essais préliminaires

Des essais préliminaires ont été effectués sur la nouvelle carte de même que sur l'ancienne ceinture d'électrodes actives pour comparer les performances des deux modules. Ces essais consistaient à effectuer des mesures de TIE en branchant les électrodes actives sur le fantôme décrit à la section 2.2.4.4. Les mesures obtenues pour les deux modules d'électrodes actives étaient ensuite comparées pour évaluer le gain en performance. Un compte rendu de ces essais est donné au chapitre suivant.

2.4 Interface de communication pour le système TIE-5

Le système TIE-5 est actuellement à l'étape de conception. Cependant, afin de réduire les erreurs de mesure dues aux interférences électromagnétiques produites par l'ordinateur, nous avons décidé de placer la carte de contrôle de ce système à l'extérieur du PC. Pour cette raison, il était nécessaire de choisir un lien externe. Dans le développement de la nouvelle interface de communication, notre choix s'est arrêté sur le port USB ("Universal Serial Bus").

Dans cette section, les raisons qui nous ont guidés vers ce choix seront discutées. Par la suite, nous décrirons la nouvelle interface de communication et son application au système TIE-5.

2.4.1 Choix du lien de communication externe

Plusieurs liens de communications externes ont été examinés afin d'établir celui qui serait le plus adéquat pour la nouvelle interface de communication. Les caractéristiques recherchées étaient les suivantes :

- un lien supporté par un standard et un protocole de communication bien établis ;
- un lien complètement externe, c'est-à-dire ne nécessitant pas l'installation de cartes spéciales dans l'ordinateur ;
- un lien disponible sur la plupart des ordinateurs PC actuels ;
- un taux de transfert minimum de 500 000 bits/s ou 62 500 octets/s.

Le taux de transfert minimum a été calculé à partir des caractéristiques prévues pour le nouveau système de TIE. Tout d'abord, TIE-5 offrira la possibilité d'utiliser simultanément deux cartes d'électrodes actives afin d'améliorer la précision dans les estimés de volume pulmonaire. Les signaux provenant de ces deux cartes seront traités par un nouveau démodulateur qui produit des données de 24 bits. Chaque mesure d'impédance est constituée d'une par-

tie réelle (en phase) et d'une partie imaginaire (en quadrature). Ainsi, 48 bits (6 octets) sont nécessaires pour une mesure d'impédance. Le taux de rafraîchissement désiré est de 25 images/s et chaque image nécessite une trame de 208 mesures d'impédance. Le taux de transfert minimum du lien de communication doit donc être de :

$$2 \times 48 \text{ bits/mesure} \times 208 \text{ mesures/image} \times 25 \text{ images/s} = 499\,200 \text{ bits/s} \quad (2.1)$$

Le port sériel, le port parallèle, le port HPIB/GPIB, le lien FireWire, le lien SCSI et le port USB sont les principaux liens externes disponibles sur un ordinateur de type PC. Les paragraphes suivants résument les avantages et les inconvénients de chaque type de lien (Rosch, 1997).

2.4.1.1 Port sériel (RS-232)

Le port sériel a l'avantage d'être disponible sur tous les ordinateurs PC. Il est employé depuis de nombreuses années et, avec l'apparition du PS/2 d'IBM en 1987 utilisé par les souris et les claviers, les deux ports sériels qu'on retrouve habituellement sur un PC sont disponibles pour des périphériques externes. Le contrôleur de port sériel est intégré à la carte mère, offrant ainsi un lien complètement externe et une grande convivialité. Cependant, même avec les puces de communication sérielle les plus récentes, le taux de transfert d'un lien RS-232 ne dépasse pas 115 200 bits/s, ce qui est insuffisant pour nos besoins.

2.4.1.2 Port parallèle (Centronics et Standard IEEE-1284)

Le port parallèle est intrinsèquement plus rapide que le port sériel RS-232 puisqu'il peut transférer huit bits à la fois. Le taux de transfert maximum est d'environ 11,5 Mbits/s. Comme pour le port sériel, le contrôleur de port parallèle est intégré à la carte mère. Par contre, les PCs n'ont habituellement qu'un seul port parallèle et celui-ci est souvent connecté à une imprimante. Il n'y a pas, à notre connaissance, de protocole de communications

standard pour le port parallèle. Les fabricants de périphériques externes (par exemple, les “ZIP Drives”) qui utilisent le port parallèle pour le transfert de données, définissent leur propre protocole de communication. Les détails de ces protocoles ne sont pas du domaine public.

2.4.1.3 Port HPIB/GPIB (Standard IEEE-488)

Le port HPIB/GPIB (“Hewlett-Packard® Interface Bus/General Purpose Interface Bus”) est un lien parallèle permettant de cascader jusqu’à quinze périphériques sur un même bus. Chaque périphérique possède une adresse assignée par l’ordinateur à l’aide de laquelle ce dernier effectue les transactions. Le taux de transfert maximum est environ 12 Mbits/s. Ce lien de communication nécessite l’installation d’une carte spéciale à l’intérieur de l’ordinateur, mais ces cartes sont disponibles de plusieurs fabricants. Le protocole de communication IEEE-488, utilisé avec le port HPIB/GPIB, est bien documenté et stable.

2.4.1.4 Lien SCSI

Le lien SCSI (“Small Computer System Interface”) est également un lien parallèle permettant de cascader jusqu’à quinze périphériques. Le dernier standard SCSI permet un taux de transfert maximum de 640 Mbits/s. Ce lien nécessite habituellement l’installation d’une carte de contrôle à l’intérieur de l’ordinateur bien que certains PCs ont déjà une carte SCSI pour desservir les disques durs. Le protocole SCSI est bien documenté, quoique encore en évolution.

2.4.1.5 Lien FireWire (Standard IEEE-1394)

Le FireWire est un lien sériel avec lequel il est possible d’interconnecter jusqu’à 63 périphériques. Comme pour le port HPIB/GPIB, une adresse est assignée par l’ordinateur à chacun des périphériques. Ce lien peut atteindre un taux de transfert maximum de 400 Mbits/s.

Cependant, comme dans le cas précédent, il est habituellement nécessaire d'installer une carte de contrôle à l'intérieur de l'ordinateur, car aucun PC actuel ne l'intègre à la carte mère.

2.4.1.6 Port USB

Le port USB ("Universal Serial Bus") ressemble au FireWire. C'est un port sériel qui permet de cascader jusqu'à 127 périphériques selon une structure arborescente. De la même façon que FireWire, l'ordinateur assigne une adresse à chaque périphérique. Le taux de transfert peut atteindre 12 Mbits/s et le prochain standard USB prévoit un taux de 480 Mbits/s. Le principal avantage de ce lien de communication est l'intégration de son contrôleur sur toutes les cartes mères de PC récentes. Le protocole USB est bien documenté et des pilotes d'interface sont intégrés aux systèmes d'exploitation Windows 98 et 2000. Un autre avantage du port USB, comparativement aux liens par port parallèle HPIB/GPIB et SCSI, est la souplesse et la légèreté du câble d'interconnexion entre la carte mère et le périphérique externe. En effet, pour le port USB, il s'agit d'un câble à quatre conducteurs très flexible : dans le cas des autres liens parallèles, le câble contient 25 conducteurs et plus, et il est assez rigide.

2.4.1.7 Résumé

Les tableaux 2.4 et 2.5 présentent un résumé des avantages et des inconvénients des différents liens externes, de même que leurs réponses aux quatre critères de sélection mentionnés plus haut. À la lumière de l'analyse des principaux liens de communication disponibles, le port USB est celui qui satisfait le mieux à ces critères. C'est pourquoi, notre choix s'est arrêté sur celui-ci.

Tableau 2.4 Caractéristiques de divers liens de communication

Liens de communication	Avantages	Inconvénients
Sériel	Disponible sur tous les PCs Contrôleur intégré	Lent : 115,2 kbits/s
Parallèle	Disponible sur tous les PCs Contrôleur intégré Rapide : 11,5 Mbits/s	Non-disponible si une imprimante est utilisée
HPiB/GPiB	Rapide : 12 Mbits/s	Nécessite une carte de contrôle
SCSI	Très rapide : 640 Mbits/s	Nécessite une carte de contrôle
FireWire	Très rapide : 400 Mbits/s	Nécessite une carte de contrôle
USB	Disponible sur tous les PCs Contrôleur intégré Rapide : 12 Mbits/s	

Tableau 2.5 Réponses des liens de communication aux critères de sélection

Critères de sélection	Liens de communications					
	Sériel	Parallèle	HPiB/GPiB	FireWire	SCSI	USB
Protocole standard documenté	Oui	Non	Oui	Oui	Oui	Oui
Lien complètement externe	Oui	Oui	Non	Non	Non	Oui
Disponibilité	Oui	Oui [†]	Oui [‡]	Oui [‡]	Oui [‡]	Oui
Taux de transfert assez élevé	Non	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui

[†]Non-disponible si une imprimante est utilisée.

[‡]Ces liens de communication nécessitent une carte de contrôle.

2.4.2 La nouvelle interface de communication

Cette section présente la méthodologie de développement et les caractéristiques de la nouvelle interface de communication ainsi que son implantation dans le système TIE-5. Une description du port USB ainsi que de la terminologie employée se trouve en annexe.

2.4.2.1 Méthodologie de développement

Plusieurs modules sont nécessaires afin de rendre la communication USB possible. Certains de ceux-ci doivent être développés par le concepteur : l'application logicielle, le pilote d'interface du périphérique et le programme résidant du microcontrôleur du périphérique. Ce microcontrôleur s'occupe principalement de préparer les paquets USB à transmettre et de traiter ceux envoyés par l'hôte (l'ordinateur).

2.4.2.1.1 Microcontrôleur du périphérique

Le microcontrôleur USB 80930A d'Intel a été choisi pour réaliser la nouvelle interface de communication. Ce microcontrôleur est basé sur l'architecture du MCS[®] 251 et utilise l'assembleur standard d'Intel. Il possède quatre terminaisons pour la communication USB. La terminaison 0 utilise le transfert de contrôle tandis que les trois autres supportent tous les types de transfert USB. Le microcontrôleur possède également plusieurs modules internes autres que ceux reliés au port USB (voir le *8x930Ax, 8x930Hx Universal Serial Bus Microcontroller User's Manual*, Intel, 1996). Il dispose de quatre ports d'entrées-sorties de huit bits, de trois compteurs, d'un port sériel et d'une matrice programmable de compteurs. Comme il sera question à la section 2.4.2.3, ces modules permettront d'utiliser le microcontrôleur pour réaliser certaines tâches d'acquisition.

Une carte de développement fabriquée par Intel ("8x930Ax USB Evaluation Kit") a été utilisée pour faciliter la réalisation de l'interface. Celle-ci comprend le microcontrôleur, un lien USB, un lien sériel, des mémoires vive (RAM) et morte (ROM) et des diodes

électroluminescentes (LED) branchées sur un port d'entrées-sorties. Le lien sériel est utilisé pour charger, à partir d'un ordinateur, le code objet dans la RAM externe du microcontrôleur. Ceci évite l'effacement et la reprogrammation d'une ROM à chaque modification du programme.

Le programme en assembleur du microcontrôleur a été réalisé à l'aide du logiciel de développement de la compagnie Keil Software®. Ce dernier comprend un assembleur et un outil de déverminage en ligne utilisant le port sériel de la carte de développement. Le programme du microcontrôleur comprend environ 2500 lignes de code (excluant les commentaires). Il est disponible au Laboratoire d'instrumentation et d'imagerie de l'IGB dans le document *IGB-USB Board : Microcontroller Documentation* (Robitaille, 2000b).

2.4.2.1.2 Pilote d'interface du périphérique

Le pilote d'interface du périphérique a été réalisé en langage C sous Windows 98 OSR2. Windows NT 4.0 ne supporte pas le protocole USB et Windows 95 et 98 OSR1 le gère difficilement. Windows 2000 n'était pas disponible au moment de la réalisation. L'outil de développement *Microsoft Driver Development Kit 98*, contenant les bibliothèques USB nécessaires, a été utilisé pour développer le pilote d'interface, conjointement avec le logiciel de programmation *Microsoft Visual C++ 6.0*. La source du pilote d'interface comprend environ 2600 lignes de code (excluant les commentaires) et elle est disponible au Laboratoire d'instrumentation et d'imagerie de l'IGB dans le document *IGB-USB Board : Driver Documentation* (Robitaille, 2000a).

La programmation du pilote d'interface USB s'est avérée une tâche difficile. Celui-ci doit gérer l'aspect prêt-à-tourner ("Plug and Play") du port USB, c'est-à-dire signaler au système d'exploitation la connexion ou la déconnexion du périphérique. De plus, la documentation disponible est très limitée. Oney (1999) aborde tous les aspects de la réalisation de pilotes d'interface. Cependant, certaines connaissances de base sur les systèmes d'exploitation sont

nécessaires. C'est pourquoi, le pilote de la nouvelle interface que nous avons réalisée est basé sur un exemple fourni par Microsoft dans sa trousse de développement.

2.4.2.1.3 Application de test

Une interface graphique simple a été programmée à l'aide du logiciel *Microsoft Visual C++ 6.0* afin de tester le bon fonctionnement du pilote d'interface et du microcontrôleur. Celle-ci peut envoyer et recevoir des données en utilisant les quatre terminaisons USB du microcontrôleur. Ce dernier place les données dans sa mémoire RAM et les retourne à la demande de l'application.

En plus de tester la communication USB, cette application a été développée dans l'optique de réaliser des fonctions USB qui pourront être exportées dans la couche d'abstraction matérielle de l'interface graphique MEMTA, associée au système TIE-5.

2.4.2.1.4 Montage expérimental

La figure 2.18 présente le montage expérimental utilisé pour développer la nouvelle interface de communication. Deux ordinateurs de type PC, partageant le même écran, le même clavier et la même souris, sont branchés sur la carte de développement. Le premier permet d'écrire le code assembleur, de le télécharger dans la RAM du microcontrôleur par le lien sériel et d'effectuer la tâche de déverminage. Le deuxième ordinateur communique avec la carte de développement par le port USB. Il est utilisé pour développer le pilote d'interface du périphérique de même que l'application de test.

L'utilisation de deux ordinateurs n'est pas essentielle mais procure un net avantage. En effet, le développement d'un pilote d'interface peut rendre le système d'exploitation instable, demandant même, parfois, un redémarrage de l'ordinateur. En dédiant un second ordinateur exclusivement au périphérique, le fonctionnement de ce dernier devient insensible aux problèmes occasionnés par le pilote d'interface.

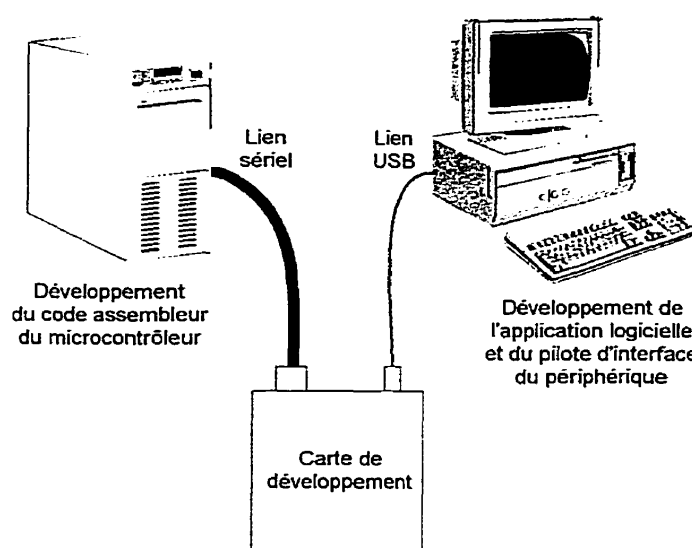


Figure 2.18 Montage expérimental utilisé pour développer la nouvelle interface de communication

2.4.2.2 Caractéristiques de la nouvelle interface

Le microcontrôleur Intel 80930A offre quatre terminaisons USB : 0, 1, 2 et 3. Celles-ci possèdent chacune une mémoire tampon de type FIFO. Le tableau 2.6 présente la configuration de ces terminaisons pour la nouvelle interface. Il montre la taille de la mémoire disponible, le type de transfert USB utilisé et le taux maximum de transfert de données par transaction USB pour chacune d'elles.

La terminaison 0 est configurée par défaut pour le transfert de contrôle. Les terminaisons 1, 2 et 3 sont configurées pour le transfert de masse s'effectuant du périphérique vers l'hôte. Comme l'application envisagée dans TIE-5 est essentiellement l'acquisition de données, celles-ci doivent être transférées sans perte d'information. De plus, il n'est pas essentiel pour l'hôte d'interroger les terminaisons sur une base régulière puisqu'elles possèdent des mémoires tampons. Ceci élimine la nécessité d'utiliser le transfert isochrone ou par interruption et permet ainsi de préserver la bande passante du bus USB.

Tableau 2.6 Configuration des terminaisons USB du microcontrôleur

Terminaison	Taille de la mémoire FIFO	Type de transfert USB	Taux de transfert maximum
0	16 octets	Contrôle	16 octets/transaction
1	1024 octets	Masse	64 octets/transaction
2	16 octets	Masse	8 octets/transaction
3	16 octets	Masse	8 octets/transaction

En ce qui concerne les taux de transfert, celui de la terminaison 0 est limité par la taille de la mémoire tampon, tandis que celui de la terminaison 1 est restreint par le taux maximum du transfert de masse (voir la section A.1.1 en annexe). Dans le cas des terminaisons 2 et 3, celles-ci ne peuvent transférer que la moitié de la taille de leur mémoire tampon au cours d'une transaction. En effet, ces terminaisons, de même que la terminaison 1, sont configurées de façon à permettre de placer deux séries de données dans leur mémoire tampon. Il est donc nécessaire d'effectuer deux transactions USB pour vider la mémoire. Cependant, une deuxième série peut être préparée pendant qu'une première série est transférée à l'hôte. Le taux de transfert par transaction demeure faible, mais les transactions peuvent être plus rapprochées dans le temps, accélérant ainsi la transmission de données.

Pour les terminaisons 1, 2 et 3, une variable de taille de paquet permet à l'hôte de définir le nombre d'octets transférés au cours d'une transaction USB.

Comme le montre la figure 2.19, le microcontrôleur possède trois bus externes sur lesquels viennent se brancher la mémoire RAM, la mémoire ROM et les composants périphériques. La plage d'adresses du microcontrôleur est codée sur 18 bits, allouant ainsi un espace de 256 kioctets pour l'accès aux composants périphériques et aux mémoires RAM et ROM. La mémoire RAM occupe les 128 kioctets inférieurs de cette plage (00000 à 1FFFF en hexadécimal). Elle comprend la mémoire RAM interne du microcontrôleur et la mémoire RAM externe. Pour l'instant, seule la mémoire interne est utilisée. La RAM externe est prévue pour une expansion future. Au-dessus de la RAM, 64 kioctets sont alloués (20000 à 2FFFF) pour l'accès aux composants périphériques branchés aux bus du microcontrôleur.

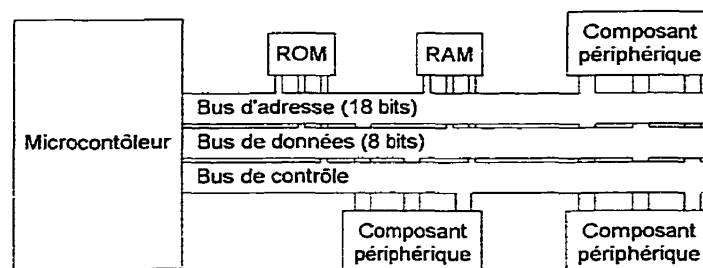


Figure 2.19 Bus externes du microcontrôleur

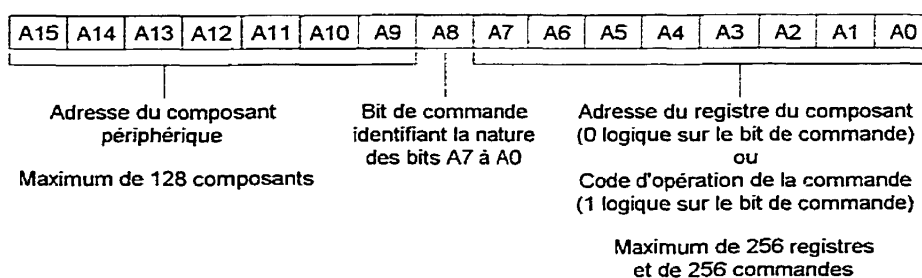


Figure 2.20 Codage de l'adresse d'un composant périphérique

Enfin, la dernière plage de 64 koctets (30000 à 3FFFF) est occupée par la mémoire ROM. Celle-ci contient le programme du microcontrôleur.

Seize bits d'adresse permettent d'accéder aux 64 koctets alloués aux composants périphériques. Plusieurs de ces composants possèdent des registres qui leur sont propres. De plus, certains composants nécessitent des commandes pour accomplir certaines tâches comme la réinitialisation ou la suspension d'activité. Ces tâches ne sont habituellement pas accomplies par une écriture à un registre ; des broches spécifiques leur sont plutôt assignées. Afin d'inclure les commandes et les registres dans la plage d'adresses du microcontrôleur, les 16 bits d'adresse ont été divisés en trois champs distincts, comme le montre la figure 2.20. Les sept bits supérieurs permettent de sélectionner un composant périphérique. Le huitième bit indique que les huit bits d'ordre inférieur spécifient le code d'opération d'une commande (1 logique) ou l'adresse d'un registre (0 logique). Au total, il est possible d'accéder à 128 composants périphériques différents. Ceux-ci peuvent posséder jusqu'à 256 registres et répondre à 256 commandes.

2.4.2.3 Principes de fonctionnement

Les composants périphériques du microcontrôleur effectuent la majeure partie du travail réel du périphérique USB. Quant au microcontrôleur, il s'occupe principalement d'établir la liaison entre ces composants et l'ordinateur. C'est pourquoi, il doit offrir à l'ordinateur différents moyens de les accéder.

2.4.2.3.1 Lecture des registres des composants périphériques

Comme il a été mentionné, chaque registre des composants périphériques du microcontrôleur possède une adresse. Il existe trois méthodes pour lire ces registres.

La première n'est utilisée que par la terminaison 0 configurée, par défaut, pour les transferts de contrôle. Pour lire le registre d'un composant périphérique, l'hôte envoie, dans le paquet de données USB de la phase de configuration (voir la section A.2.1.1 en annexe), l'adresse du composant périphérique de même que le numéro du registre, c'est-à-dire les 16 bits de la figure 2.20 en spécifiant "0" pour le bit de commande. Le microcontrôleur interroge alors le registre spécifié en plaçant son adresse sur le bus d'adresse. Au signal de lecture sur le bus de contrôle, le composant place la valeur du registre sur le bus de données. Celle-ci est récupérée par le microcontrôleur qui la place dans la mémoire tampon de la terminaison 0. Elle sera retournée à l'hôte au cours de la phase de transmission de données.

La deuxième méthode de lecture ne peut être employée que par les trois terminaisons USB configurées pour les transferts de masse (1, 2 et 3). Son utilisation est basée sur la matrice programmable de compteurs et, contrairement à la première méthode, la lecture se fait automatiquement. En effet, chacune des trois terminaisons USB utilise un registre de la matrice pour échantillonner les données pointées par sa propre variable de mappage. Cette dernière conserve l'adresse du registre d'un composant périphérique permettant ainsi de le mapper sur la terminaison désignée. Un compteur, commun à tous les trois registres de la matrice, incrémente selon une horloge interne. Lorsque le compteur atteint la valeur

spécifiée par un des trois registres de la matrice, une interruption est générée à l'intérieur du microcontrôleur. Il existe une interruption différente pour chaque registre de la matrice, c'est-à-dire pour chaque terminaison. La routine d'interruption place l'adresse contenue dans la variable de mappage sur le bus d'adresse. Le composant, dont le registre est pointé, place ensuite sa valeur sur le bus de données au signal de lecture du microcontrôleur. Cette valeur est récupérée et placée dans la mémoire tampon de la terminaison USB correspondante en vue du prochain transfert de masse. Il est possible de modifier la fréquence d'échantillonnage pour une terminaison en changeant son facteur d'échantillonnage, une variable du microcontrôleur.

La troisième méthode ne peut également être utilisée que par les terminaisons USB 1, 2 et 3. Comme la méthode précédente, la lecture se fait de façon automatique. Chacune des trois terminaisons possède une interruption externe qui peut être branchée sur une mémoire tampon externe de type FIFO. Lorsque cette mémoire est remplie à la moitié de sa capacité, elle génère une interruption dans le microcontrôleur. La routine d'interruption remplit la mémoire tampon de la terminaison ciblée avec les données de la mémoire FIFO externe. Ces données seront transférées au cours d'un prochain transfert de masse. Comme la mémoire FIFO externe possède une adresse de composant périphérique, il est également possible de la lire en employant la deuxième méthode qui utilise la variable de mappage. Afin d'éviter les conflits, chacune des trois terminaisons USB possède une variable de mappage d'interruption externe. Celle-ci conserve l'adresse de la mémoire FIFO utilisant l'interruption externe. Pour une même terminaison, si l'adresse contenue dans la variable de mappage est identique à celle conservée par la variable de mappage d'interruption externe, la deuxième méthode d'interrogation est désactivée. Les données ne seront ainsi chargées dans la mémoire tampon de la terminaison désignée qu'au moment de l'interruption externe.

2.4.2.3.2 Écriture aux registres des composants périphériques

L'écriture aux registres des composants périphériques ressemble à la première méthode de lecture mentionnée plus haut. Dans le paquet de données USB de la phase de configuration,

l'hôte envoie à la terminaison 0 l'adresse du composant périphérique de même que le numéro du registre en spécifiant "0" pour le bit de commande. Cependant, au cours de la phase de transmission de données, la transaction s'effectue en sens inverse. L'hôte transmet la nouvelle valeur du registre au microcontrôleur. À la réception de celle-ci, le microcontrôleur place l'adresse du registre du composant sur le bus d'adresse et la nouvelle valeur sur le bus de données. Le composant récupère cette nouvelle valeur au signal d'écriture du microcontrôleur sur le bus de contrôle.

2.4.2.3.3 Envoi de commandes aux composants périphériques

L'hôte peut envoyer des commandes en transmettant à la terminaison 0 l'adresse du composant périphérique visé de même que le code d'opération de la commande en spécifiant "1" pour le bit de commande. Ces informations sont contenues dans le paquet de données USB de la phase de configuration. Une fois la commande reçue, le microcontrôleur la place directement sur le bus d'adresse et envoie un signal d'écriture. Le bus de données n'est pas utilisé.

2.4.2.3.4 Accès aux variables

Pour changer le facteur d'échantillonnage, les variables de taille de paquet, de mappage et de mappage d'interruption externe d'une des terminaisons de transfert de masse, l'hôte utilise la terminaison 0. Il envoie, dans le paquet de données USB de la phase de configuration, le numéro de la terminaison visée de même qu'un code spécifiant la variable à modifier. Il transmet ensuite la nouvelle valeur dans la phase de transmission de données. À la réception de celle-ci, le microcontrôleur la charge dans la variable. Pour lire la valeur d'une variable, le paquet de données USB de la phase de transmission de données est envoyé par le microcontrôleur plutôt que par l'hôte. La phase de configuration de données demeure, quant à elle, identique.

2.4.2.4 Implantation de l'interface de communication dans le système TIE-5

Bien que la nouvelle interface de communication puisse être utilisée pour tout type de système d'acquisition de données, celle-ci a été réalisée dans le but de l'intégrer au nouveau système TIE-5. La figure 2.21 présente le branchement des différents composants du système TIE-5 à la nouvelle interface de communication. Brièvement, deux générateurs de porteuse, un démodulateur à deux canaux, une unité d'acquisition (FPGA), une mémoire FIFO, un CAN à quatre canaux pour le CSP, une mémoire ROM et une mémoire RAM sont branchés sur les bus d'adresse, de données et de contrôle du microcontrôleur. De plus, deux cartes d'électrodes actives peuvent être connectées à la carte de contrôle du système TIE-5.

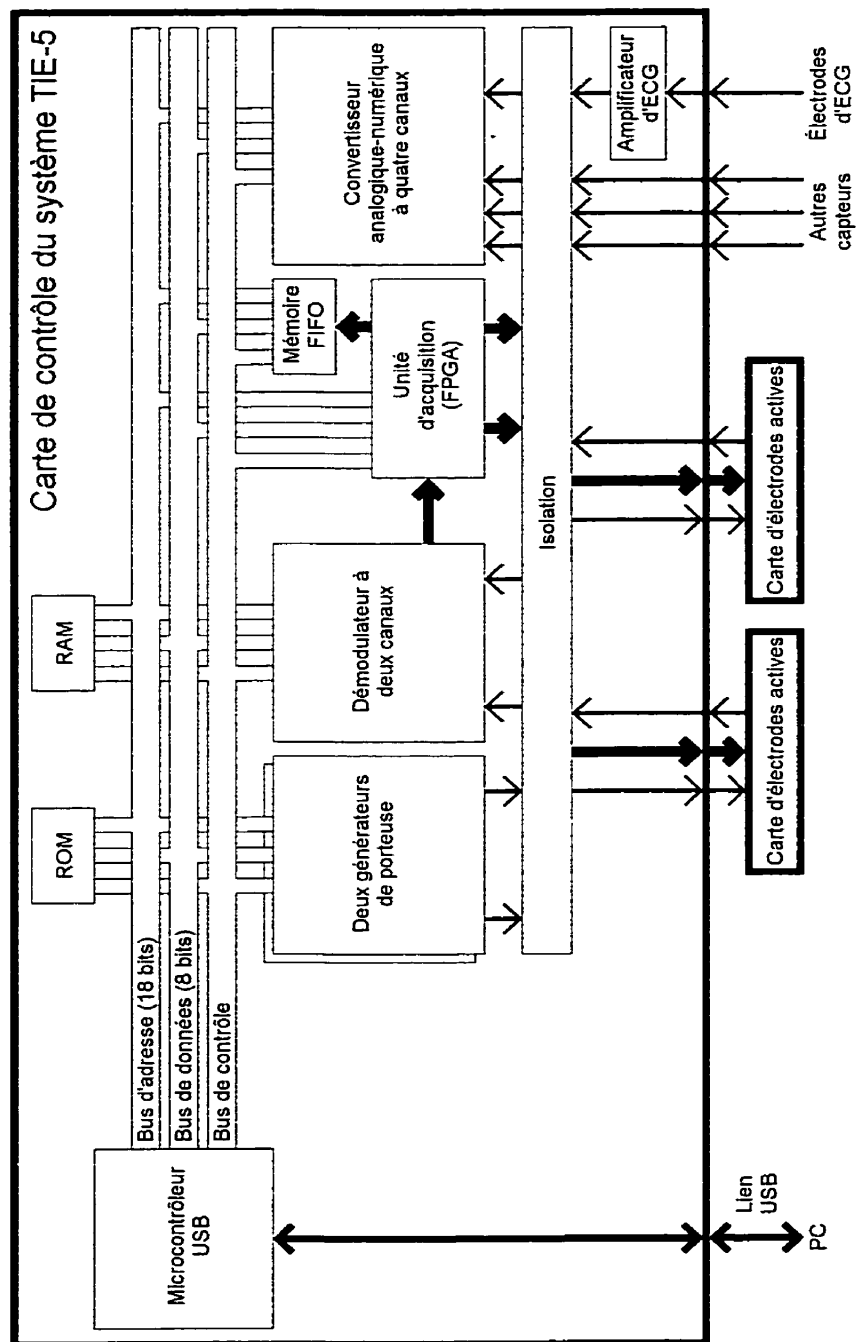


Figure 2.21 Carte de contrôle du système TIE-5

Tableau 2.7 Espaces mémoire occupés par les composants du système TIE-5

Module	Espace mémoire (en hexadécimal)	Adressage
Unité d'acquisition	0000 - 00FF	Registres
	0100 - 01FF	Commandes
Première carte d'électrodes actives	0200 - 02FF	Registres
	0300 - 03FF	Commandes
Deuxième carte d'électrodes actives	0400 - 04FF	Registres
	0500 - 05FF	Commandes
Premier générateur de porteuse	0600 - 06FF	Registres
	0700 - 07FF	Commandes
Deuxième générateur de porteuse	0800 - 08FF	Registres
	0800 - 08FF	Commandes
Démodulateur à deux canaux	0A00 - 0AFF	Registres
	0B00 - 0BFF	Commandes
Mémoire FIFO	0C00 - 0CFF	Registres
	0D00 - 0DFF	Commandes
Convertisseur du CSP	0E00 - 0EFF	Registres
	0F00 - 0FFF	Commandes

Chacun des modules de la carte de contrôle du système TIE-5 occupe un espace mémoire du microcontrôleur représenté par le tableau 2.7. Pour chaque module, la moitié de son espace mémoire sert à adresser ses registres et l'autre moitié, ses commandes. Bien que la plage d'adresse disponible pour ces composants soit de 64 koctets, seulement 4 koctets sont utilisés (0000 à 0FFF en hexadécimal). Ainsi, 60 koctets demeurent libres pour des expansions futures.

Il est important de souligner que les registres des électrodes actives sont incorporés dans l'unité d'acquisition (FPGA) et que celle-ci s'occupe également de décoder les adresses de registre et les commandes destinées aux composants de TIE-5.

CHAPITRE 3

RÉSULTATS

Ce chapitre décrit tout d'abord les améliorations apportées au système TIE-4 par la nouvelle unité de contrôle et la carte d'électrodes actives. Il explique ensuite les améliorations anticipées sur le système TIE-5 par la nouvelle interface de communication. Enfin, il présente les résultats des essais effectués sur la carte et la ceinture d'électrodes actives.

3.1 Améliorations apportées et anticipées

La nouvelle unité de contrôle a considérablement amélioré les caractéristiques opérationnelles du système TIE-4. Premièrement, l'UC est maintenant beaucoup plus modulaire. Par exemple, le nouveau CAN du CSP a pu être intégré sans difficulté. D'éventuelles modifications devraient à l'avenir pouvoir s'intégrer facilement.

Deuxièmement, l'étiquetage des données d'impédance et du CSP élimine le problème de perte de synchronisation. Une trame est affichée aussitôt que la première donnée d'impédance de la trame suivante est identifiée par l'ordinateur. Si l'ordinateur constate que certaines données sont manquantes, la trame est tout simplement rejetée et une indication de perte de données est inscrite dans un fichier ("journal" des événements). Ceci nous a permis de mieux comprendre les causes de perte de données (principalement liées au système d'exploitation Windows) et d'envisager des solutions à ce problème.

Troisièmement, le registre d'erreurs a permis de constater que la mémoire FIFO atteignait souvent sa pleine capacité, expliquant en partie les problèmes de perte de synchronisation. Une investigation plus poussée a permis d'identifier la source d'erreur. Il s'agissait

d'un condensateur mal branché sur le cristal du FPGA, de sorte qu'à certains moments, le synchronisme des différents modules de la carte de contrôle était compromis.

Quatrièmement, la programmation de l'ancien FPGA ne pouvait s'effectuer sous Windows NT pour des raisons inconnues. Le nouveau FPGA a permis de corriger ce problème. L'hypothèse retenue est l'utilisation, dans l'ancienne UC, d'un FPGA de la famille XC3000 et non XC3000A comme dans le cas de la nouvelle UC. Les XC3000A présentent des délais de propagation plus courts que ceux de la famille XC3000.

Enfin, le registre permettant d'ajouter des cycles de porteuse à la suite d'un changement de configuration des électrodes actives a considérablement réduit le bruit de transition. Nous avons déterminé expérimentalement que l'ajout d'un délai de trois cycles de porteuse après chaque changement de configuration est suffisant pour amener le bruit de transition à un niveau acceptable. Les essais qui nous ont permis d'arriver à cette conclusion sont décrits dans la section 3.2.

La nouvelle carte d'électrodes actives a permis de réduire considérablement le volume physique du système de TIE. Ce dernier est maintenant plus compact et plus facilement transportable. Des expériences *in vivo* sur un volontaire en position couchée ont également permis de constater que la carte ne nuit pas au confort du patient et qu'elle devrait être acceptée par le personnel médical. Enfin, la carte d'électrodes actives a permis d'améliorer significativement la précision des mesures du système. Les essais présentés dans la section 3.2 ont permis d'arriver à cette conclusion.

En ce qui concerne l'interface de communication USB du système TIE-5, l'application de test qui a été développée a permis de vérifier le bon fonctionnement des transferts de masse des terminaisons 1, 2 et 3 ainsi que des transferts de contrôle de la terminaison 0. L'écriture aux variables du microcontrôleur et la lecture de celles-ci s'effectuent également sans perte d'information. De plus, la matrice programmable de compteurs semble effectuer l'échantillonnage adéquatement.

Le bon fonctionnement de l'application prouve également que le pilote d'interface ne présente pas de lacune et les aspects prêt-à-tourner sont bien gérés. En effet, lorsque la carte USB est branchée dans l'ordinateur pour la première fois, ce dernier la reconnaît et lui associe le bon pilote d'interface.

Certaines améliorations sont anticipées avec l'intégration de la nouvelle interface de communication USB dans le système TIE-5. Tout d'abord, la carte de contrôle sera dégagée du PC. Ceci permettra d'éloigner les sources de bruit de l'ordinateur des circuits analogiques sensibles, ce qui devrait augmenter la précision des mesures. De plus, le microcontrôleur USB effectuera la tâche de contrôle des différents modules du système de TIE. ce qui permettra de libérer l'unité de contrôle de cette tâche et de la réserver pour des opérations plus critiques. Cette dernière sera renommée "unité d'acquisition" (UA) et sera consacrée à l'accomplissement de cette tâche ainsi qu'au contrôle des électrodes actives.

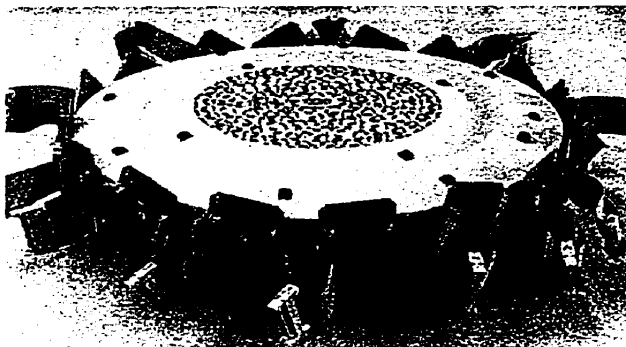


Figure 3.1 Photographie de la ceinture d'électrodes actives reliée au fantôme

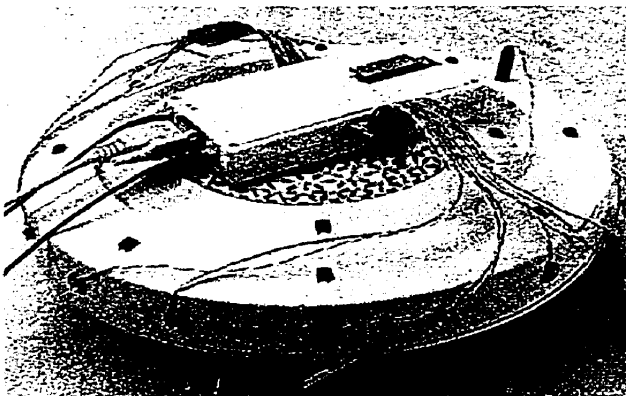


Figure 3.2 Photographie de la carte d'électrodes actives reliée au fantôme

3.2 Résultats des essais effectués sur la ceinture et la carte d'électrodes actives

Différents essais ont été effectués sur la ceinture et la carte d'électrodes actives en utilisant le fantôme décrit à la section 2.2.4.4 (voir les figures 3.1 et 3.2). Ceux-ci ont permis de constater une amélioration du rapport signal sur bruit en ajoutant un délai d'un certain nombre de cycles de porteuse entre le changement de configuration des électrodes actives et la prise de mesure, afin de diminuer le bruit de transition. D'autres essais ont montré une augmentation de la précision des mesures avec la nouvelle carte d'électrodes actives.

3.2.1 Rapport signal sur bruit (RSB)

Afin d'évaluer le rapport signal sur bruit (RSB), l'acquisition de 100 trames de 208 mesures a été effectuée sur la ceinture et la carte d'électrodes actives en ajoutant un délai de 0 à 7 cycles de porteuse entre le changement de configuration des électrodes actives et la prise de mesure. L'expérience démontre qu'il n'est pas nécessaire d'en ajouter plus. C'est pourquoi, le registre correspondant de l'unité de contrôle ne comprend que trois bits.

Pour chaque nombre de cycles de porteuse et chacune des 208 mesures de TIE, la mesure moyenne et l'écart type était calculé sur les 100 trames, de sorte que le RSB pouvait se calculer ainsi pour chaque mesure V_m de TIE :

$$RSB_{V_m} = 20 \log \left[\frac{E(V_m)}{\sqrt{Var(V_m)}} \right] \quad (3.1)$$

où $E(V_m)$ représente la mesure moyenne et $Var(V_m)$, la variance de la mesure.

Les calculs ont été effectués sur le module de la mesure complexe provenant du démodulateur, c'est-à-dire :

$$V_m = \sqrt{(V_{IF})^2 + (V_{QF})^2} \quad (3.2)$$

où V_{IF} et V_{QF} sont respectivement les composantes en phase et en quadrature.

Les figures 3.3 et 3.4 présentent les courbes de $E(V_m)$, $\sqrt{Var(V_m)}$ et RSB_{V_m} en fonction des 208 mesures de TIE pour la ceinture d'électrodes actives, en ajoutant un délai de 0 et 3 cycles de porteuse respectivement. La figure 3.3 est l'équivalent de ce qui serait obtenu en utilisant l'ancienne unité de contrôle du système TIE-4. On remarque une nette amélioration du RSB en ajoutant un délai de trois cycles de porteuse.

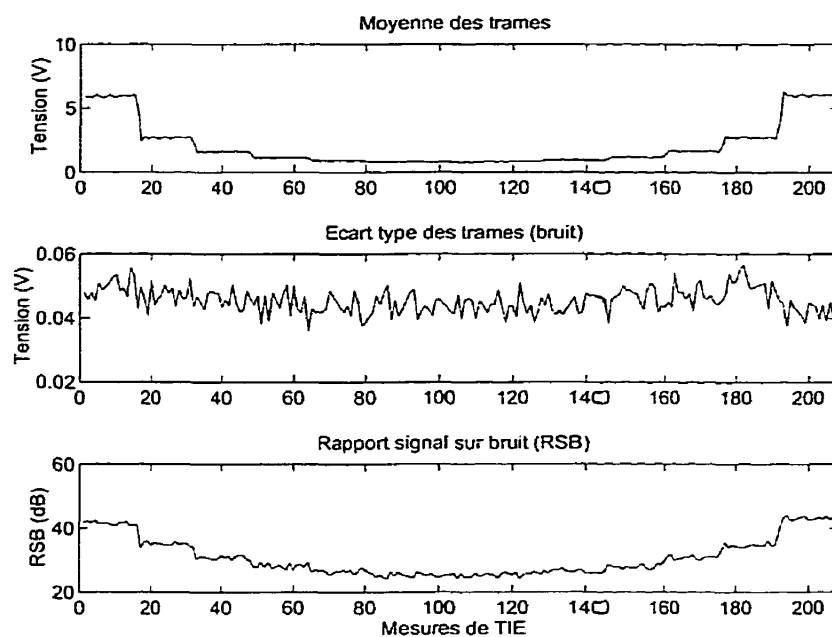


Figure 3.3 Mesures de TIE obtenues avec la ceinture d'électrodes actives sans ajouter de délai

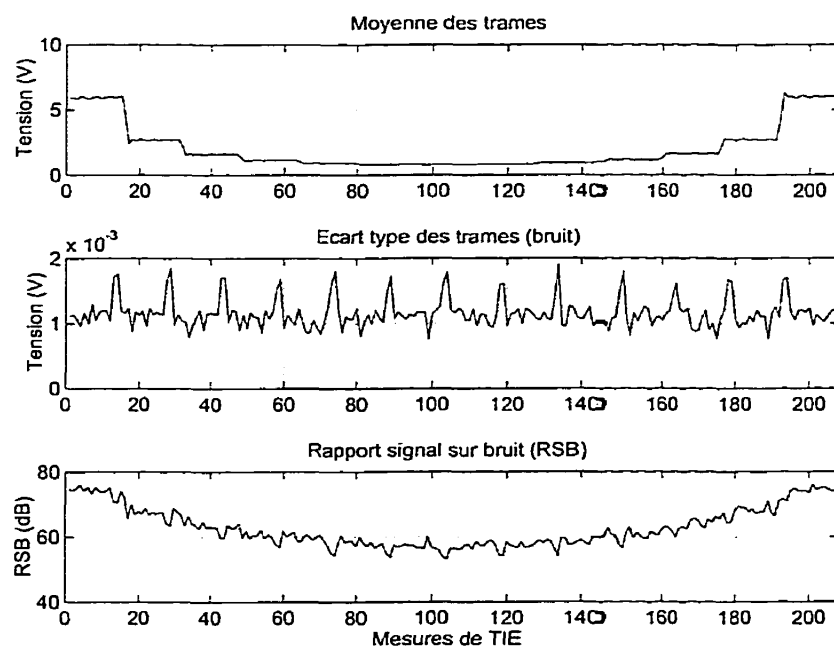


Figure 3.4 Mesures de TIE obtenues avec la ceinture d'électrodes actives en ajoutant un délai trois cycles de porteuse

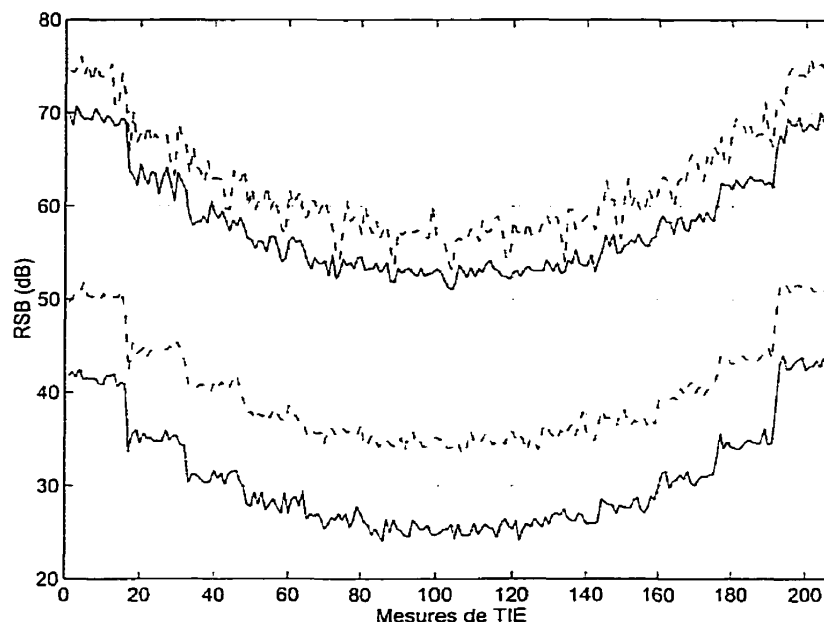


Figure 3.5 Rapports signal sur bruit obtenus avec la ceinture d'électrodes actives en ajoutant un délai de 0, 1, 2 et 3 cycles de porteuse. Le plus faible RSB est obtenu en n'ajoutant aucun délai et le plus haut RSB, en ajoutant un délai de trois cycles de porteuse.

La figure 3.5 superpose les courbes de RSB obtenues en ajoutant un délai de 0, 1, 2 et 3 cycles de porteuse. Le plus faible RSB est obtenu en n'ajoutant aucun délai et le plus haut RSB, en ajoutant un délai de trois cycles de porteuse. On remarque que le RSB augmente significativement en ajoutant des cycles de porteuse. On observe une augmentation d'un peu plus de 30 dB entre la courbe sans cycle et celle de trois cycles. L'ajout de plus de trois cycles de porteuse n'apporte pas d'amélioration significative du RSB.

Les figures 3.6 et 3.7 présentent les résultats des mêmes expériences obtenues avec la carte d'électrodes actives, c'est-à-dire en ajoutant un délai de 0 et 3 cycles de porteuse respectivement. La figure 3.6 est l'équivalent de ce qui serait obtenu en utilisant l'ancienne unité de contrôle du système TIE-4. On remarque une nette amélioration du RSB en ajoutant un délai de seulement deux cycles de porteuse.

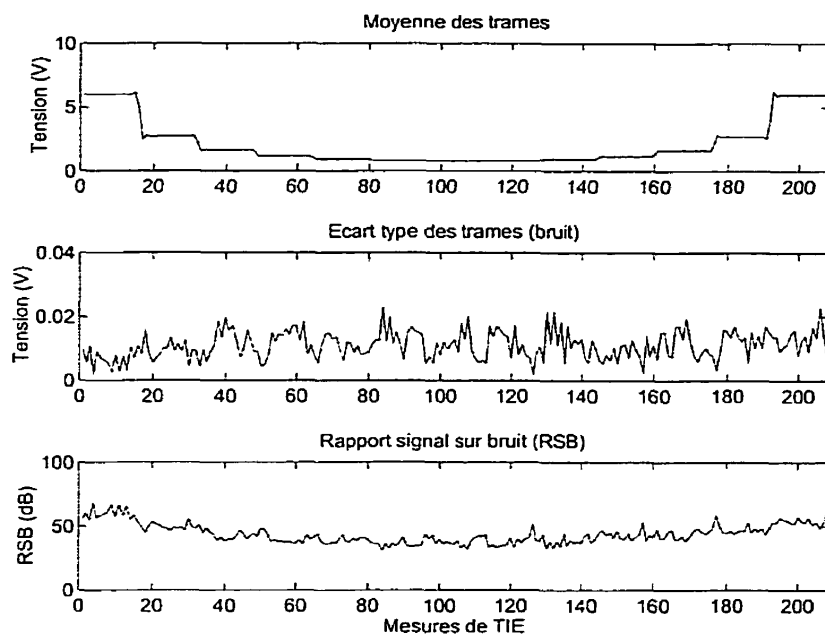


Figure 3.6 Mesures de TIE obtenues avec la carte d'électrodes actives sans ajouter de délai

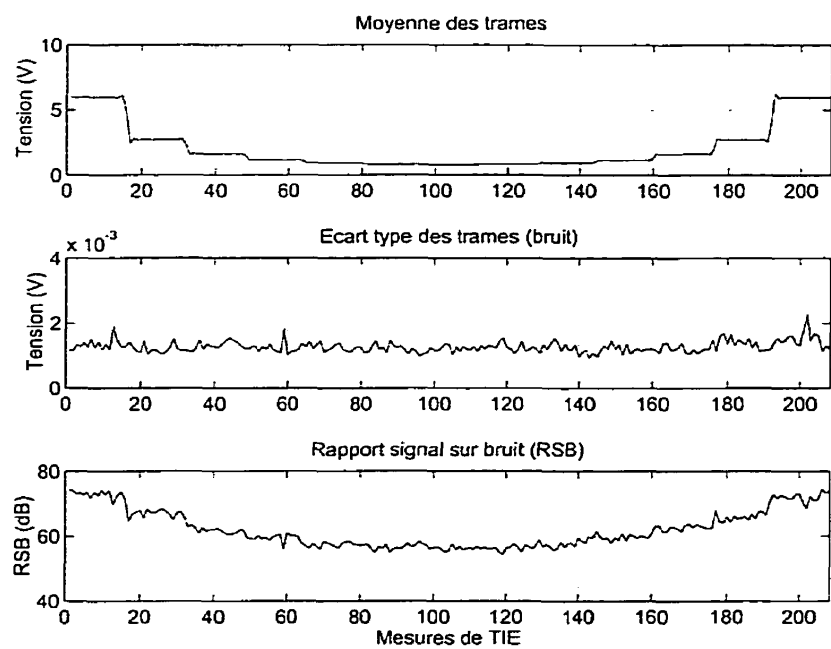


Figure 3.7 Mesures de TIE obtenues avec la carte d'électrodes actives en ajoutant un délai de trois cycles de porteuse

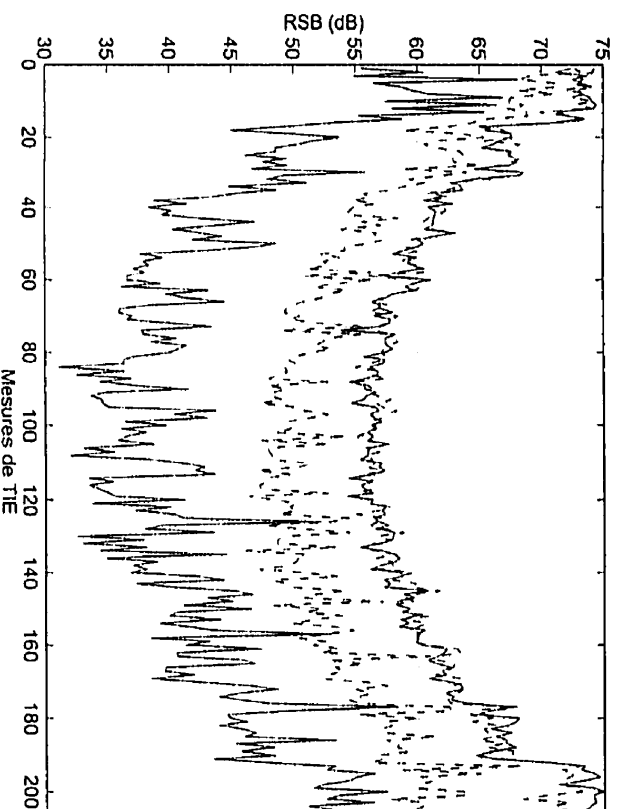


Figure 3.8 Rapports signal sur bruit obtenus avec la carte d'électrodes actives en ajoutant un délai de 0, 1, 2 et 3 cycles de porteuse. Le plus faible RSB est obtenu en n'ajoutant aucun délai et le plus haut RSB, en ajoutant un délai de deux ou trois cycles de porteuse.

La figure 3.8 superpose les courbes de RSB obtenues en ajoutant un délai de 0, 1, 2 et 3 cycles de porteuse. Le plus faible RSB est obtenu en n'ajoutant aucun délai et le plus haut RSB, en ajoutant un délai de deux ou trois cycles de porteuse (la courbe en traits pleins correspond à deux cycles de porteuse tandis que la courbe tiretée correspond à trois cycles de porteuse). On remarque que le RSB sans cycle de porteuse est, au départ, plus élevé que dans le cas de la ceinture d'électrodes actives. On observe également une augmentation significative en ajoutant un et deux cycles de porteuse. L'ajout de plus de trois cycles de porteuse n'apporte pas d'amélioration significative du RSB.

Le RSB obtenu varie d'une mesure de TIE à l'autre. Afin d'obtenir des valeurs plus représentatives, la médiane ($M(RSB)$), la moyenne ($E(RSB)$), la moyenne soustraite d'un écart type ($E(RSB) - \sqrt{Var(RSB)}$) et la moyenne additionnée à un écart type ($E(RSB) + \sqrt{Var(RSB)}$) ont été calculées pour chaque courbe de RSB, c'est-à-dire pour les 208 valeurs de RSB. Le tableau 3.1 présente les résultats obtenus pour les deux modules d'électrodes actives en ajoutant un délai de 0 à 7 cycles de porteuse.

On remarque une augmentation significative du RSB en ajoutant jusqu'à trois cycles de porteuse, montrant ainsi une nette amélioration par rapport à l'ancienne unité de contrôle (correspondant au RSB sans délai ajouté). L'ajout de cycles supplémentaires n'améliore cependant pas significativement le RSB. On observe également un fort RSB sans cycle ajouté pour la carte d'électrodes actives par rapport à la ceinture, suggérant que le RSB de la nouvelle carte est plus élevé au départ. Par contre, les deux modules semblent atteindre un plateau d'environ 65 dB pour plus de deux cycles ajoutés. Comme les résultats sont similaires dans les deux cas, cette valeur suggère que le RSB est maintenant limité par le reste du système TIE-4.

Sur les courbes de moyenne des trames des figures 3.3, 3.4, 3.6 et 3.7, on observe un léger dépassement ("Overshoot") à toutes les 16 mesures de TIE. Celui-ci est dû au démodulateur et se produit à chaque fois qu'un espace est inséré entre la paire d'injection de courant et la paire de mesure de potentiel. Le filtre du démodulateur comprend cinq étages. Le filtrage d'une mesure dépend donc des quatre mesures précédentes. Lors d'une transition, le filtre contient toujours des mesures de la configuration d'électrodes précédente. Ainsi, lors d'une forte transition entre les mesures de potentiel (se produisant lorsqu'un espace est ajouté entre la paire d'injection et la paire de mesure), il se produit des distorsions. Celles-ci ne sont pas éliminées par l'ajout de cycles de porteuse, car aucune mesure n'est échantillonnée pendant ce délai. L'ajout de cycles permet seulement aux sources de courant de se stabiliser.

Tableau 3.1 Rapports signal sur bruit (RSB) obtenus pour la ceinture et la carte d'électrodes actives

Module	Nombre de cycles ajoutés	M(RSB) (dB)	E(RSB) (dB)	$E(RSB) - \sqrt{\text{Var}(RSB)}$ (dB)	$E(RSB) + \sqrt{\text{Var}(RSB)}$ (dB)
Ceinture d'électrodes actives	0	30.0	33.9	20.5	39.0
	1	39.1	42.9	31.8	47.6
	2	57.8	61.2	50.0	65.9
	3	62.2	66.0	53.1	71.0
	4	62.2	66.1	52.5	71.2
	5	62.2	66.3	51.8	71.4
	6	62.0	65.8	52.9	70.8
	7	62.1	65.8	52.5	70.8
Carte d'électrodes actives	0	42.8	48.1	39.8	55.6
	1	53.9	58.0	21.9	63.9
	2	60.0	64.4	48.4	69.7
	3	60.2	64.2	50.5	69.2
	4	60.3	64.4	50.9	69.4
	5	60.8	65.0	51.0	70.0
	6	60.7	65.0	49.7	70.3
	7	60.5	65.1	49.7	70.3

3.2.2 Précision des mesures

Pour comparer la précision des mesures de la ceinture par rapport à la carte d'électrodes actives, l'acquisition d'une trame a été effectuée sur la ceinture et la carte d'électrodes actives. Cependant, chacune des 208 mesures a été échantillonnée pendant deux secondes. La première seconde permettait de remplir le filtre du démodulateur de cette mesure. La moyenne était ensuite calculée sur les données échantillonnées pendant la deuxième seconde. Ceci a permis d'éliminer les dépassements dus au filtre à cinq étages du démodulateur.

Une fois l'acquisition d'une trame de 208 mesures terminée, les résultats ont été comparés aux 208 mesures théoriques calculées en utilisant les valeurs nominales des résistances du fantôme utilisé (tolérance de 0%). L'erreur relative des résultats obtenus par rapport au signal théorique a également été calculée. Enfin, un deuxième signal théorique a été calculé en supposant une tolérance de 1% pour les résistances du maillage. On a également supposé que les valeurs de résistance suivaient une distribution uniforme entre +1% et -1%.

Les courbes présentées aux figures 3.9 à 3.11 montrent le module de la mesure complexe (voir l'équation 3.2). Les traits pointillés représentent les valeurs théoriques calculées par la méthode d'éléments finis pour un maillage fait de résistances idéales, c'est-à-dire de tolérance 0%. La figure 3.9 illustre les 208 mesures d'une trame obtenues en branchant la ceinture d'électrodes actives au fantôme physique fait avec des résistances de 1%. La figure 3.10 présente les 208 mesures obtenues en connectant la nouvelle carte d'électrodes actives à ce même fantôme. Enfin, la figure 3.11 montre les valeurs calculées par la méthode d'éléments finis pour un maillage fait en supposant des résistances de 1%.

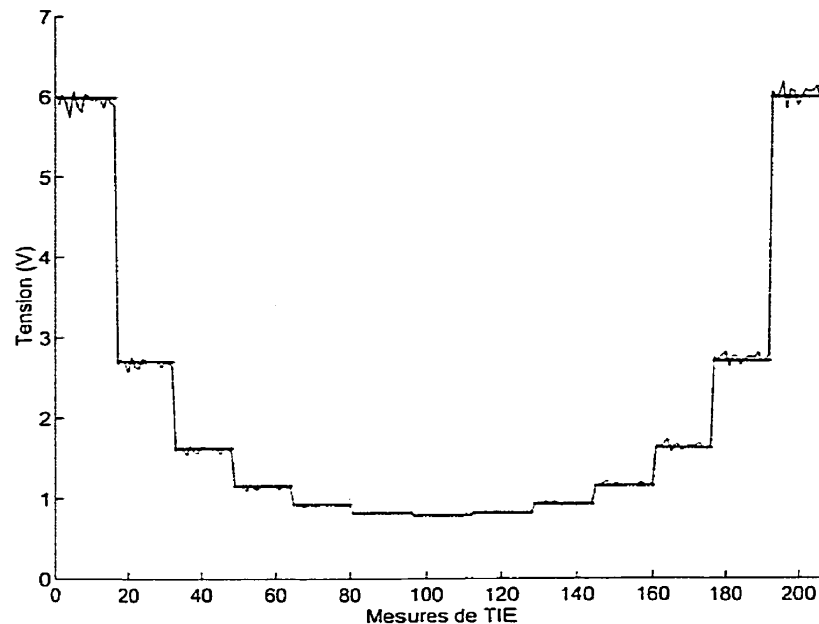


Figure 3.9 Mesures de TIE obtenues avec la ceinture d'électrodes actives. Les traits pointillés représentent les valeurs théoriques calculées par la méthode d'éléments finis pour un maillage fait de résistances idéales. Source : Hervé Gagnon.

Ces figures permettent de constater que les mesures effectuées avec la ceinture d'électrodes actives sont moins précises que celles obtenues avec la nouvelle carte. En fait, les mesures effectuées avec la carte sont comparables en terme d'erreur relative à celles calculées pour un maillage de résistances à 1%. Pour vérifier ces constatations, les erreurs relatives (en %) ont été calculées par rapport au signal théorique (tolérance de 0%). La figure 3.12 présente l'erreur relative pour la ceinture d'électrodes actives. Les figures 3.13 et 3.14 montrent celles obtenues pour la carte et pour la simulation à 1% de tolérance.

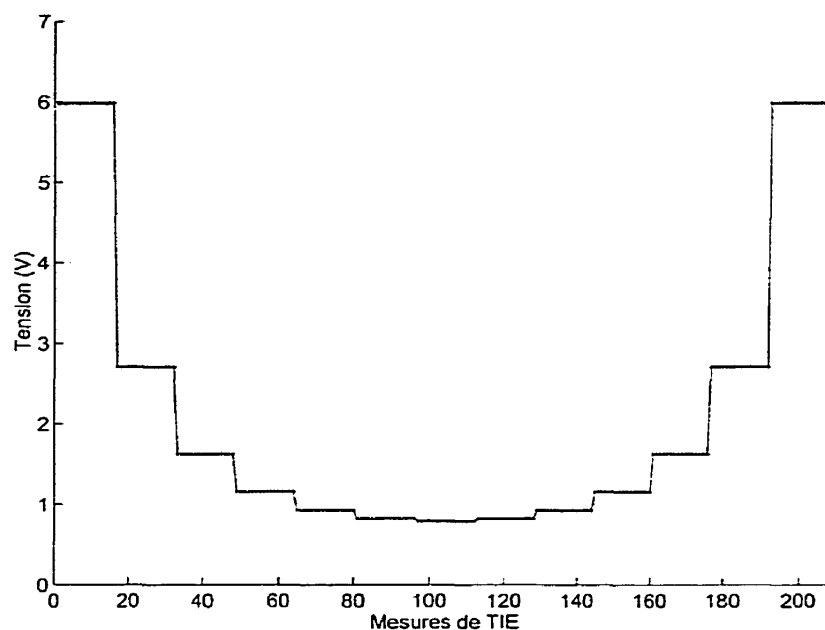


Figure 3.10 Mesures de TIE obtenues avec la carte d'électrodes actives. Les traits pointillés représentent les valeurs théoriques calculées par la méthode d'éléments finis pour un maillage fait de résistances idéales. Source : Hervé Gagnon.

Les graphiques d'erreur relative permettent de constater qu'effectivement la nouvelle carte d'électrodes actives améliore la précision des mesures. L'erreur relative pour cette dernière est environ dix fois plus faible que celle obtenue pour la ceinture d'électrodes. Quant aux deux dernières figures, celles-ci présentent une erreur relative semblable, prouvant qu'il est impossible de déterminer si l'erreur relative obtenue pour la carte est due au bruit présent à l'intérieur du système ou à la tolérance des résistances du fantôme.

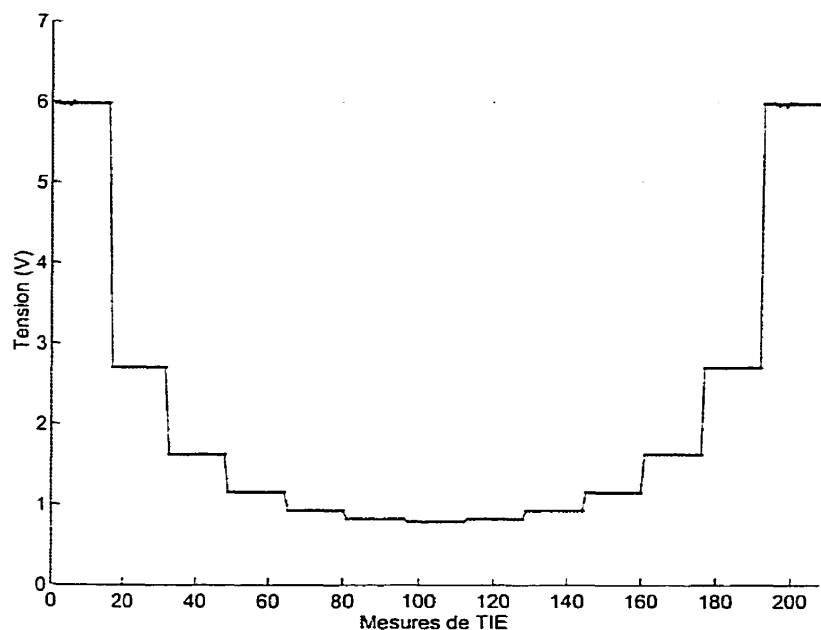


Figure 3.11 Mesures de TIE théoriques pour un maillage de résistances à 1% de tolérance. Les traits pointillés représentent les valeurs théoriques calculées par la méthode d'éléments finis pour un maillage fait de résistances idéales. Source : Hervé Gagnon.

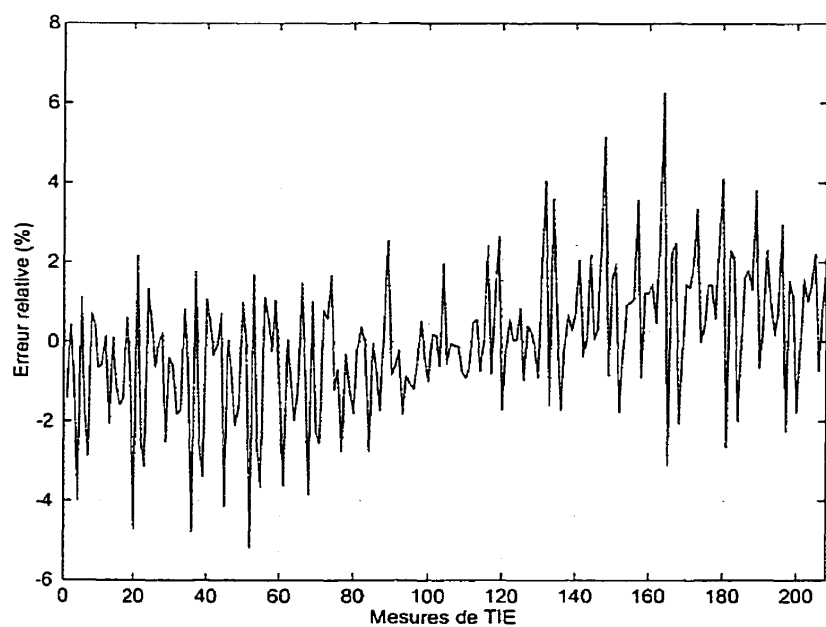


Figure 3.12 Erreur relative des mesures de TIE obtenues avec la ceinture d'électrodes actives par rapport aux valeurs théoriques. Source : Hervé Gagnon.

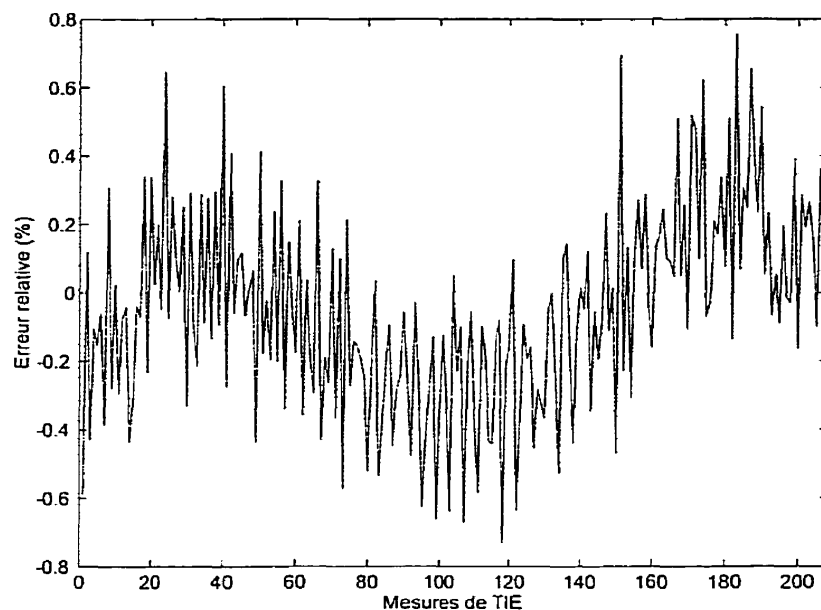


Figure 3.13 Erreur relative des mesures de TIE obtenues avec la carte d'électrodes actives par rapport aux valeurs théoriques. Source : Hervé Gagnon.

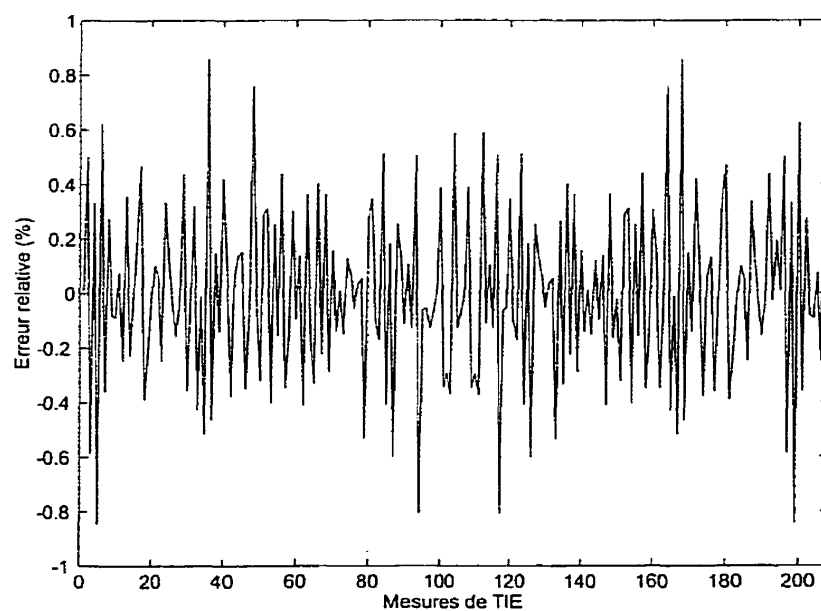


Figure 3.14 Erreur relative des mesures de TIE théoriques pour un maillage de résistances à 1% de tolérance par rapport aux valeurs théoriques. Source : Hervé Gagnon.

CHAPITRE 4

DISCUSSION ET TRAVAUX FUTURS

Les améliorations apportées et les résultats obtenus permettent d'affirmer que les objectifs du projet de maîtrise ont été atteints. Il reste cependant plusieurs travaux à effectuer pour compléter le nouveau système TIE-5. Celui-ci offrira néanmoins de nouvelles possibilités que nous présenterons à la dernière section.

4.1 Atteinte des objectifs du projet de maîtrise

La nouvelle unité de contrôle a permis de corriger les problèmes de perte de synchronisation et d'augmenter le rapport signal sur bruit en réduisant le bruit de transition. Le système TIE-4 est maintenant plus fiable et robuste. De plus, la modularité de son unité de contrôle et l'utilisation d'une structure logique de registres et de commandes simplifient considérablement son utilisation et faciliteront des modifications ou des ajouts éventuels de nouvelles fonctions. Pour l'instant, l'unité de contrôle semble fonctionner parfaitement. Elle ne présente aucun problème.

La réalisation de la carte d'électrodes actives a conduit à une amélioration significative de la précision des mesures d'impédance. Cette amélioration est due à la combinaison de plusieurs facteurs : le soin apporté lors de la conception du circuit imprimé, un meilleur balancement des sources de courant, la réduction du nombre de signaux analogiques et l'utilisation de câbles coaxiaux pour les transmettre à la carte, la réduction de la taille de la boucle d'électrodes actives et l'asservissement du bouclier des câbles se rendant aux électrodes d'Ag/AgCl qui diminue l'influence des interférences électromagnétiques. De plus, l'utilisation d'un oscillateur central pour les microcontrôleurs permet de mieux synchroniser les changements de configuration des électrodes, diminuant ainsi le délai et le bruit de

transition. Toutefois, afin de mieux évaluer le gain obtenu, il est nécessaire de fabriquer un nouveau fantôme utilisant des résistances de plus faible tolérance (0,1%). L'erreur relative obtenue pour la nouvelle carte est effectivement plus faible que la tolérance des résistances du fantôme actuel. Enfin, la réduction du volume physique de la nouvelle carte améliore le confort du patient. La carte pourra ainsi être utilisée pour de futurs essais cliniques.

La nouvelle interface de communication USB que nous avons développée pour le système TIE-5 est plus conviviale ; elle utilise les aspects prêt-à-tourner prévus dans Windows et ne nécessite pas l'ouverture de l'ordinateur pour y installer une carte. Cette interface permet l'utilisation d'un ordinateur portable réduisant ainsi considérablement l'espace occupé pour l'équipement de TIE au chevet du patient.

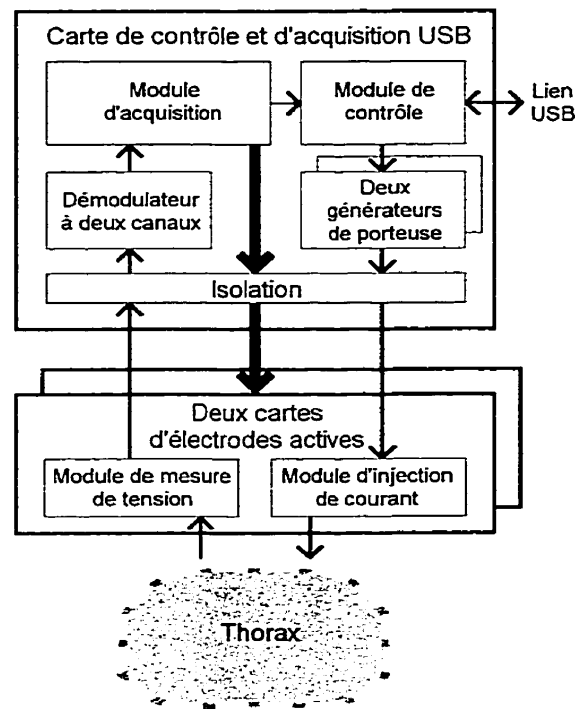


Figure 4.1 Instrumentation du système TIE-5

4.2 Développement du nouveau système TIE-5

La figure 4.1 montre le schéma du système TIE-5. Ce système sera constitué d'une seule carte contenue dans un boîtier mesurant environ 35 cm × 25 cm × 10 cm et sera relié à un PC par le câble USB. Les fonctions présentement utilisées par l'unité de contrôle du système TIE-4 seront partagées entre deux modules. Un module de contrôle, c'est-à-dire le microcontrôleur USB, s'occupera de la communication avec l'ordinateur et l'accès aux autres composants du système, tandis qu'un second module sera dédié à la tâche d'acquisition de données.

Un nouveau démodulateur à deux canaux sera employé et un deuxième générateur de porteuse sera ajouté. Comme il sera décrit plus loin, ceci permettra de nouvelles possibilités, entre autres, l'acquisition simultanée de données provenant de deux plans d'électrodes.

4.2.1 Description du système TIE-5

La figure 2.21 à la page 93 présente un schéma plus détaillé du système TIE-5. Les mémoires ROM et RAM, les deux générateurs de porteuse, le démodulateur à deux canaux, l'unité d'acquisition (UA) (constituée d'un FPGA), la mémoire FIFO et le CAN du CSP, sont branchés sur les bus du microcontrôleur USB. Les registres contrôlant deux cartes d'électrodes actives sont inclus dans l'UA.

En ce qui concerne l'unité d'acquisition, celle-ci ne s'occupe plus du CSP. Le nouveau CAN à quatre canaux du CSP possède un tampon interne de données, éliminant la nécessité de les transférer à la mémoire FIFO. Celles-ci seront transmises directement au microcontrôleur USB. Les deux générateurs de porteuse utilisés sont les mêmes que dans le système TIE-4. Par contre, le démodulateur est d'un nouveau type ("Dual Digital Tuner" ou DDT), supportant deux canaux et produisant des données avec une résolution de 24 bits à la sortie. La fréquence de la porteuse de référence peut être programmée entre 0 et 26 MHz avec une résolution de 32 bits. Le démodulateur possède un contrôle de gain automatique, permettant ainsi d'augmenter la plage dynamique et d'éliminer les amplificateurs à gain programmable (PGIA et PGA) qui sont contrôlés par l'UC dans le système TIE-4.

4.2.2 Aspects importants à considérer

Les résultats obtenus pour la ceinture et la carte d'électrodes actives suggèrent que le rapport signal sur bruit est maintenant limité par le reste du système TIE-4. C'est pourquoi, une attention particulière devra être apportée dans le développement de TIE-5 pour réduire le bruit.

De plus, on devra éliminer les dépassements survenant lors des fortes transitions de potentiel. Ceci devrait être possible avec le nouveau démodulateur à deux canaux. La fréquence d'échantillonnage sera plus grande, augmentant ainsi le nombre d'échantillons par mesure. Les premières données sortant du démodulateur pourront être rejetées afin de permettre

au filtre d'éliminer les mesures de la configuration d'électrodes précédente. Les données démodulées, sortant à une plus grande fréquence, pourront également être moyennées pour réduire le bruit sur le signal.

4.2.3 Travaux futurs

Il reste plusieurs travaux à effectuer pour compléter le système TIE-5. Du côté matériel, une première étape consistera à réaliser un prototype comportant tous les composants du système qui sont gérés par le microcontrôleur USB et à vérifier que le contrôle de ceux-ci s'effectue adéquatement. La programmation du FPGA formant la nouvelle UA constituera la seconde étape du développement. Certaines composantes de la librairie construite au cours de la réalisation de l'UC de TIE-4 pourront être réutilisées. La dernière étape consistera à intégrer l'UA à la chaîne d'acquisition.

Du côté logiciel, une nouvelle couche d'abstraction matérielle MEMTA devra être développée pour tenir compte de la communication USB et des nouveaux composants utilisés. Les fonctions permettant de communiquer avec le pilote d'interface afin de contrôler le système et d'effectuer les transferts de données ont cependant déjà été réalisées.

Enfin, plusieurs essais devront être effectués pour évaluer les performances de TIE-5. Des essais qualitatifs et quantitatifs sur des fantômes ainsi que des expériences *in vivo* permettront de comparer TIE-5 à l'ancien système TIE-4.

4.2.4 Nouvelles possibilités offertes par le système TIE-5

Le nouveau système TIE-5 conservera la fonction de base d'imagerie dynamique en temps réel sur un plan du thorax, qui est présentement disponible avec le système TIE-4. Toutefois, l'ajout d'un deuxième générateur de porteuse, d'un second canal de démodulation et d'une deuxième carte d'électrodes actives offrira de nouvelles possibilités. Les paragraphes suivants présentent quelques exemples.

4.2.4.1 Imagerie quasi-statique sur un seul plan du thorax

Cette nouvelle approche s'effectue en utilisant une seule carte d'électrodes actives. Les deux générateurs de porteuse sont programmés pour produire des signaux sinusoïdaux de fréquences différentes f_1 et f_2 qui sont additionnés analogiquement pour produire le signal REF_IN allant aux sources de courant des électrodes actives. Le signal AM_OUT provenant des électrodes actives est appliqué simultanément aux entrées des deux canaux de démodulation. Un canal est programmé pour démoduler la composante à f_1 et l'autre canal pour démoduler la composante à f_2 .

Les images sont reconstruites à partir des différences d'impédance mesurées à ces deux fréquences. Ces images devraient permettre de distinguer des structures thoraciques composées de tissus qui réagissent différemment à la fréquence ; c'est-à-dire dont la conductivité électrique (σ) est sensiblement la même, mais qui ont une permittivité (ϵ) différente. De telles structures sont généralement invisibles dans les images dynamiques conventionnelles de TIE si leur conductivité ne varie pas dans le temps. C'est la raison pour laquelle cette nouvelle approche de TIE est appelée "imagerie quasi-statique".

4.2.4.2 Imagerie dynamique simultanée sur deux plans du thorax

Cette approche utilise deux cartes d'électrodes actives et 32 électrodes qui sont situées sur deux plans du thorax (16 électrodes par plan) : par exemple, un plan situé au niveau des aisselles (A) et un plan situé plus bas, au niveau de la xiphoïde (X), c'est-à-dire de la pointe du sternum.

Un générateur de porteuse programmé pour une fréquence f_1 produit le signal REF_IN allant aux électrodes du plan A . Le second générateur de porteuse programmé pour une fréquence f_2 produit le signal REF_IN allant aux électrodes du plan X . Le signal AM_OUT provenant de la carte qui dessert les électrodes du plan A va à l'entrée du premier démodulateur et le signal AM_OUT provenant de la seconde carte va à l'entrée du second démodulateur.

Les démodulateurs sont programmés pour récupérer les composantes aux fréquences f_1 et f_2 respectivement. Ce type de démodulateur synchrone agit à la façon d'un filtre passe-bande très sélectif, de sorte que les données provenant du premier démodulateur peuvent être considérées comme les mesures du plan A exclusivement et les données provenant du second démodulateur, celles du plan X exclusivement.

Les images reconstruites avec chaque ensemble de mesures devraient permettre de visualiser simultanément les changements de volume d'air pulmonaire dans les zones situées à l'intérieur de chaque plan. Cette approche permettrait de quantifier les contributions relatives de la respiration thoracique et de la respiration abdominale à la ventilation totale du patient.

4.2.4.3 Imagerie dynamique pseudo-3D

Cette approche peut être considérée comme une extension de celle décrite précédemment. Elle utilise aussi deux cartes d'électrodes actives et 32 électrodes disposées sur deux plans du thorax. Toutefois, au lieu de se limiter à utiliser la même fréquence pour générer le signal REF_IN et pour démoduler le signal AM_OUT d'une carte (par exemple, la fréquence f_1 pour la première carte et la fréquence f_2 pour la deuxième carte), on croise maintenant les fréquences. Ainsi, la première carte d'électrodes actives utilise une porteuse REF_IN de fréquence f_1 et transmet son signal AM_OUT à un démodulateur syntonisé à la fréquence f_2 . Inversement, la seconde carte d'électrodes actives utilise une porteuse REF_IN de fréquence f_2 et transmet son signal AM_OUT à un démodulateur syntonisé à la fréquence f_1 .

Étant donné la sélectivité des démodulateurs synchrones, ceci revient à injecter du courant par des électrodes du plan A et à mesurer leur effet, c'est-à-dire le potentiel que ces sources et puits de courant produisent, sur les électrodes du plan X . On pourrait appeler l'ensemble de ces mesures, la trame d'impédances de transfert Z_{AX} . Simultanément, on obtiendrait par l'autre démodulateur la trame d'impédance de transfert Z_{XA} ; c'est-à-dire l'effet sur les électrodes du plan A produit en injectant le courant par les électrodes du plan X . Suivant

cette même convention, on pourrait appeler les deux ensembles de mesures obtenus avec l'approche précédente (voir la section 4.2.4.2), les trames d'impédances de transfert Z_{AA} et Z_{XX} .

On disposerait ainsi avec TIE-5 de quatre trames, Z_{AA} , Z_{XX} , Z_{AX} et Z_{XA} , en un temps à peine deux fois plus long qu'il n'en faut au système TIE-4 pour acquérir une seule trame. L'information contenue dans ces quatre trames pourrait être utilisée pour mieux caractériser les changements de conductivité thoracique qui se produisent dans la région comprise entre les plans A et X , d'où le nom d'imagerie "pseudo-3D". Il pourrait être argumenté que les trames Z_{AX} et Z_{XA} contiennent en fait la même information, en vertu du principe de réciprocité. La validité de ce principe dans le cas d'un volume conducteur aussi complexe que le thorax humain reste à vérifier.

CONCLUSION

Nous avons vu que la tomographie d'impédance électrique présente un fort potentiel pour plusieurs applications en imagerie pulmonaire. Elle permettrait, entre autres, la détection de certaines complications et le suivi de leur traitement. De plus, elle pourrait être utilisée pour le monitoring respiratoire en soins intensifs. Cette dernière application intéresse particulièrement notre groupe de recherche. Cependant, le système utilisé présentement, TIE-4, était inadéquat pour le milieu clinique. Il présentait des problèmes de fiabilité et ne permettait pas d'effectuer des mesures sur des patients alités.

Dans le cadre de ce projet de maîtrise, l'unité de contrôle de la carte PC du système TIE-4 a été restructurée complètement. Ceci a permis de corriger les problèmes de synchronisation et de réduire le bruit de transition. Les trois exemplaires du système TIE-4 sont maintenant fiables et robustes.

Une nouvelle carte d'électrodes actives a également été réalisée afin de remplacer la ceinture existante. Celle-ci est beaucoup plus compacte et permet d'effectuer des enregistrements sur des personnes couchées. De plus, elle a permis d'augmenter la précision des mesures. L'expérience montre que la carte pourrait être utilisée de façon efficace en milieu clinique. Cependant, des tests doivent être effectués pour mieux la caractériser et évaluer ses performances. Grâce à cette carte, le système TIE-4 pourra bientôt être utilisé pour effectuer des essais cliniques.

Enfin, le développement d'un nouveau tomographe optimisé pour le monitoring respiratoire (TIE-5) a été entrepris en concevant une interface de communication basée sur le protocole USB. Cette interface rendra le système beaucoup plus convivial pour le personnel médical. Le système de TIE pourra être branché sur n'importe quel PC et ne nécessitera pas l'ouverture de ce dernier. La précision des mesures devrait être augmentée puisque la carte de contrôle sera externe à l'ordinateur. Ce dernier produit effectivement beaucoup d'interférences électromagnétiques.

Il reste cependant plusieurs travaux à effectuer sur le système TIE-5. Ceux-ci seront réalisés dans le cadre de mon projet de doctorat, débutant en septembre 2000. Les différents modules de l'appareil doivent, notamment, être intégrés à l'interface de communication USB et la couche d'abstraction matérielle de MEMTA doit être reprogrammée pour tenir compte du fonctionnement de TIE-5.

Une fois le système terminé, des essais qualitatifs et quantitatifs devront être effectués afin d'évaluer le gain en performance par rapport à TIE-4. Il sera intéressant, par la suite, d'explorer les nouvelles possibilités d'imagerie, telles que l'imagerie quasi-statique et l'imagerie pseudo-3D, qu'offrira le système TIE-5.

RÉFÉRENCES

- ADLER, A., AMYOT, R., GUARDO, R., BATES, J., et BERTHIAUME, Y. (1997). Monitoring Changes in Lung Air and Liquid Volumes with Electrical Impedance Tomography. *Journal of Applied Physiology*, 83(5), 1762–1767.
- ADLER, A. et GUARDO, R. (1996). Electrical Impedance Tomography : Regularized Imaging and Contrast Detection. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 15(2), 170–179.
- ADLER, A., SHINOZUKA, N., BERTHIAUME, Y., GUARDO, R., et BATES, J. (1998). Electrical Impedance Tomography can Monitor Dynamic Hyperinflation in Dogs. *Journal of Applied Physiology*, 84(2), 726–732.
- BARBER, D. C. et BROWN, B. H. (1985). Recent Developments in Applied Potential Tomography – APT. *Information Processing in Medical Imaging*, 106–121.
- BLAD, B. (1996). Clinical Applications of Characteristic Frequency Measurements : Preliminary In Vivo Study. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 34, 362–365.
- BOULAY, C. (1996). IGB-TIE4 Documentation.
- BOULAY, C., GUARDO, R., MURRAY, B., et BERTRAND, M. (1989). Resolution Performance of an Electrical Impedance Tomograph. Dans *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 470–471.
- BOULAY, C., GUARDO, R., VENNE, B., et BERTRAND, M. (1991). Bussed Signal Conditioning Modules for Electrical Impedance Tomography. Dans *Proceedings of the 13th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 12–13.
- BRAGÓS, R., ROSELL, J., et RIU, P. (1994). A Wide-Band AC-Coupled Current Source for Electrical Impedance Tomography. *Physiological Measurement*, 15, A91–A99.
- BROWN, B. H., BARBER, D. C., MORICE, A. H., et LEATHARD, A. D. (1994a). Cardiac and Respiratory Related Electrical Impedance Changes in the Human Thorax. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 41(8), 729–734.
- BROWN, B. H., BARBER, D. C., WANG, W., LU, L., LEATHARD, A. D., SMALLWOOD, R. H., HAMPSHIRE, A. R., MACKAY, R., et HATZIGALANIS, K. (1994b). Multi-Frequency Imaging and Modelling of Respiratory Related Electrical Impedance Changes. *Physiological Measurement*, 15, A1–A12.
- BROWN, B. H., FLEWELLING, R., GRIFFITHS, H., HARRIS, N. D., LEATHARD, A. D., LU, L., MORICE, A. H., NEUFELD, G. R., NOPP, P., et WANG, W. (1996). EITS Changes following Oleic Acid Induced Lung Water. *Physiological Measurement*, 17, A117–A130.
- CAMPBELL, J. H., HARRIS, N. D., ZHANG, F., BROWN, B. H., et MORICE, A. (1994). Clinical Applications of Electrical Impedance Tomography in the Monitoring of Changes in Intrathoracic Fluid Volumes. *Physiological Measurement*, 15, A217–A222.

- CASAS, O., ROSELL, J., BRAGÓS, R., LOZANO, A., et RIU, P. J. (1996). A Parallel Broadband Real-Time System for Electrical Impedance Tomography. *Physiological Measurement*, 17, A1-A6.
- CHAUVEAU, N., AYEVA, B., RIGAUD, B., et MORUCCI, J. P. (1996). A Multifrequency Serial EIT System. *Physiological Measurement*, 17, A7-A13.
- COMPAQ®, INTEL®, MICROSOFT®, et NEC® (1998). Universal Serial Bus Specification 1.1.
- COOK, R. D., SAULNIER, G. J., GISSER, D. G., GOBLE, J. C., NEWELL, J. C., et ISAACSON, D. (1994). ACT3 : A High-Speed, High-Precision Electrical Impedance Tomograph. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 41(8), 713-722.
- DALZIEL, C. F. (1972). Electric Shock Hazard. *IEEE Spectrum*, 41-50.
- DENYER, C. W., LIDGEY, F. J., ZHU, Q. S., et MCLEOD, C. N. (1994). A High Output Impedance Current Source. *Physiological Measurement*, 15, A79-A82.
- EDIC, P. M., SAULNIER, G. J., NEWELL, J. C., et ISAACSON, D. (1995). A Real-Time Electrical Impedance Tomograph. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 42(9), 849-859.
- EYÜBOGLU, B. M., ÖNER, A. F., BAYSAL, U., BIBER, C., KEYF, A. I., YILMAZ, U., et ERDOGAN, Y. (1995). Application of Electrical Impedance Tomography in Diagnosis of Emphysema - a Clinical Study. *Physiological Measurement*, 16, A191-A211.
- FRERICHS, I., HAHN, G., et HELLIGE, G. (1996). Gravity-Dependent Phenomena in Lung Ventilation Determined by Functional EIT. *Physiological Measurement*, 17, A149-A157.
- FRERICHS, I., HAHN, G., SCHRÖDER, T., et HELLIGE, G. (1998). Electrical Impedance Tomography in Monitoring Experimental Lung Injury. *Intensive Care Medicine*, 24, 829-836.
- GEERAERTS, B., PETEGEM, W. V., DEHAENE, W., STEYAERT, M., et SANSEN, W. (1992). Voltage versus Current Driven High Frequency EIT Systems. Dans *Proceedings of the 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 1703-1704.
- GHAHARY, A. et WEBSTER, G. (1989). Electrical Safety for an Electrical Impedance Tomograph. Dans *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 461-462.
- GISSER, D. G., NEWELL, J. C., GOBBLE, J. C., COOK, R. D., et HOCHGRAF, C. (1990). Current Source for Impedance Imaging Systems. Dans *Proceedings of the 12th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 112-113.
- GISSER, D. G., NEWELL, J. C., SAULNIER, G., HOCHGRAF, C., COOK, R. D., et GOBBLE, J. C. (1991). Analog Electronics for a High-Speed High-Precision Electrical Impedance Tomograph. Dans *Proceedings of the 13th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 24-25.
- GRIFFITHS, H. et ZHANG, Z. (1989). Dual-Frequency Electrical Impedance Tomography In Vitro and In Vivo. Dans *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 476-477.

- GUARDO, R., BOULAY, C., PROVOST, B., BOHSINA, D., et MALLETT, S. (1994). Micro-Controller Based Active Electrodes for Impedance Tomography. Dans *Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 545–546.
- GUYTON, A. C. et HALL, J. E. (1996). *Textbook of Medical Physiology, Ninth Edition*. W. B. Saunders Company, Philadelphia.
- HAHN, G., FRERICH, I., KLEYER, M., et HELLIGE, G. (1996). Local Mechanics of the Lung Tissue Determined by Functional EIT. *Physiological Measurement*, 17, A159–A166.
- HARRIS, N. D., BROWN, B. H., et BARBER, D. C. (1992). Continuous Monitoring of Lung Ventilation with Electrical Impedance Tomography. Dans *Proceedings of the 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 1754–1755.
- HARTOV, A., MAZZARESE, R. A., REISS, F. R., KERNER, T. E., OSTERMAN, K. S., WILLIAMS, D. B., et KEITH, D. P. (2000). A Multichannel Continuously Selectable Multifrequency Electrical Impedance Spectroscopy Measurement System. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 47(1), 49–58.
- INTEL® (1996). 8x930Ax, 8x930Hx Universal Serial Bus Microcontroller User's Manual.
- JOSSINET, J., TOURTEL, C., et RISACHER, F. (1994). A 2 MHz Wide Band Full Wave Distributed Impedance Tomograph. Dans *Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 543–544.
- JOSSINET, J. et TRILLAUD, C. (1991). High Frequency Imaging of Capacitive Targets. Dans *Proceedings of the 13th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 18–19.
- JOSSINET, J. et TRILLAUD, C. (1992). Technical Improvement of a Dual Frequency EIT Tomograph for Bioelectrical Tissue Characterization. Dans *Proceedings of the 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 1712.
- JOSSINET, J., TRILLAUD, C., RISACHER, F., et MCADAMS, E. T. (1993). A High Frequency Electrical Impedance Tomograph using Distributed Parallel Input Channels. *Medical Progress through Technology*, 19, 167–172.
- KOUKOURLIS, C. S., KYRIACOU, G. A., et SAHALOS, J. N. (1995). A 32-Electrode Data Collection System for Electrical Impedance Tomography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 42(6), 632–636.
- LEATHARD, A. D., BROWN, B. H., CAMPBELL, J., ZHANG, F., MORICE, A. H., et TAYLER, D. (1994). A Comparison of Ventilatory and Cardiac Related Changes in EIT Images of Normal Human Lungs and of Lungs with Pulmonary Emboli. *Physiological Measurement*, 15, A137–A146.
- LI, J. H., JOPPEK, C., et FAUST, U. (1996). Fast EIT Data Acquisition System with Active Electrodes and its Application to Cardiac Imaging. *Physiological Measurement*, 17, A25–A32.

- LU, L., HAMZAOU, L., BROWN, B. H., RIGAUD, B., SMALLWOOD, R. H., BARBER, D. C., et MORUCCI, J. P. (1996). Parametric Modelling for Electrical Impedance Spectroscopy System. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 34, 122–126.
- MCLEOD, C. N., W., D. C., LIDGEY, F. J., LIONHEART, W. R. B., PAULSON, K. S., PIDCOCK, M. K., et SHI, Y. (1996). High Speed In Vivo Chest Imaging with Oxbact III. Dans *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 770–771.
- MORUCCI, J. P. et MARSILI, P. M. (1996). Biomedical Impedance Techniques in Medicine, Part III : Impedance Imaging, Second Section : Reconstruction Algorithms. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 24(4–6), 599–654.
- NEWELL, J. C., EDIC, P. M., REN, X., LARSON-WISEMAN, J. L., et DANYLEIKO, M. D. (1996). Assessment of Acute Pulmonary Edema in Dogs by Electrical Impedance Imaging. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 43(2), 133–138.
- NEWELL, J. C., ISAACSON, D., SAULNIER, G. J., CHENEY, M., et GISSER, D. (1993). Acute Pulmonary Edema Assessed by Electrical Impedance Imaging. Dans *Proceedings of the 15th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 92–93.
- NOBLE, T. J., HARRIS, N. D., MORICE, A. H., MILNES, P., et BROWN, B. H. (2000). Diuretic Induced Change in Lung Water Assessed by Electrical Impedance Tomography. *Physiological Measurement*, 21, 155–163.
- NOBLE, T. J., MORICE, A. H., MILNES, P., HARRIS, N. D., LEATHARD, A. D., SMITH, S., et BROWN, B. H. (1996). Electrical Impedance Tomographic Spectroscopy in the Detection of Increased Lung Water in Heart Failure. Dans *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 778–779.
- NOPP, P., ZHAO, T. X., BROWN, B. H., et WANG, W. (1996). Cardiac-Related Changes in Lung Resistivity as a Function of Frequency and Location Obtained from EITS Images. *Physiological Measurement*, 17, A213–A225.
- NOWICKI, D. J. et WEBSTER, J. G. (1989). A One Op-Amp Current Source for Electrical Impedance Tomography. Dans *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 457–458.
- ONEY, W. (1999). *Programming the Microsoft Windows® Driver Model*. Microsoft Press, Redmond.
- RECORD, P. M. (1994). Single-Plane Multifrequency Electrical Impedance Instrumentation. *Physiological Measurement*, 15, A29–A35.
- RIGAUD, B. et MORUCCI, J. P. (1996). Biomedical Impedance Techniques in Medicine, Part III : Impedance Imaging, First Section : General Concept and Hardware. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 24(4–6), 467–597.
- RIGAUD, B., RECORD, P. M., ANAH, J., et MORUCCI, J. P. (1991). Active Electrodes for Electrical Impedance Tomography – The Limitation of Active Stray Capacitance Compensation. Dans *Proceedings of the 13th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 1587–1588.

- RIGAUD, B., SHI, Y., CHAUVEAU, N., et MORUCCI, J. P. (1993). Experimental Acquisition System for Impedance Tomography with Active Electrode Approach. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 31, 593–599.
- RIU, P. J., BRAGÓS, R., et ROSELL, J. (1996). Broadband Quasi-Differential Multifrequency Electrical Impedance Imaging System. *Physiological Measurement*, 17, A39–A47.
- ROBITAILLE, N. (2000a). IGB-USB Board : Driver Documentation.
- ROBITAILLE, N. (2000b). IGB-USB Board : Microcontroller Documentation.
- ROBITAILLE, N. (2000c). TIE-4 FPGA Version KA Revision 00 Documentation.
- ROSCH, W. L. (1997). *Hardware Bible*. SAMS Publishing, Indianapolis.
- ROSELL, J., RIU, P., et PALLÀS-ARENY, R. (1989). A Parallel Data Acquisition System for Electrical Impedance Tomography. Dans *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 459–460.
- SAULNIER, G. J., COOK, R. D., GISSER, D. G., GOBBLE, J. C., et HOCHGRAF, C. G. (1991). A High-Speed Electrical Impedance Tomograph. Dans *Proceedings of the 13th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 5–6.
- SMALLWOOD, R. H. et HAMPSHIRE, A. R. (1995). Data Processing Techniques for Serial EIT Spectroscopy Images : A Review of some Preliminary Results. *Physiological Measurement*, 16, A129–A142.
- SMITH, R. W. M., BROWN, B. H., FREESTON, I. L., MCARDLE, F. J., et BARBER, D. C. (1990). Real Time Electrical Impedance Imaging. Dans *Proceedings of the 12th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 104–105.
- SMITH, R. W. M., FREESTON, I. L., et BROWN, B. H. (1995). A Real-Time Electrical Impedance Tomography System for Clinical Use – Design and Preliminary Results. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 42(2), 133–140.
- TAN, W. M. (1999). *Developing USB PC Peripherals, Second Edition*. Annabooks, San Diego.
- VANDER, A. J., SHERMAN, J. H., LUCIANO, D. S., et BRIÈRE, R. (1995). *Physiologie Humaine, Troisième édition*. Chenelière/McGraw-Hill, Montréal.
- WANG, W., CHENG, Z., et MCCORMICK, M. (1996). A Design of Programmable Wide Bandwidth Current Source for an Impedance Tomography System. Dans *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 800–801.
- WEBSTER, J. G. (1990). *Electrical Impedance Tomography*. Adam Hilger, Bristol.
- XILINX® (1994). The Programmable Logic Data Book.
- ZHAO, T. X., BROWN, B. H., NOPP, P., WANG, W., LEATHARD, A. D., et LU, L. (1996). Modelling of Cardiac-Related Changes in Lung Resistivity Measured with EITS. *Physiological Measurement*, 17, A227–A234.
- ZHU, Q., LIONHEART, W. R. B., LIDGEY, F. J., MCLEOD, N., PAULSON, K. S., et PIDOCK, M. K. (1993). An Adaptive Current Tomograph Using Voltage Sources. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 40(2), 163–168.

ZHU, Q. S., MCLEOD, C. N., DENYER, C. W., LIDGEY, F. J., et LIONHEART, W. R. B. (1994). Development of a Real-Time Adaptive Current Tomograph. *Physiological Measurement*, 15, A37-A43.

ANNEXE A

LE PORT USB

Les objectifs visés par les concepteurs du protocole *Universal Serial Bus* (USB) étaient principalement la facilité d'utilisation, la possibilité d'expansion, un débit de données relativement élevé et un faible coût. C'est pourquoi les firmes Compaq[®], Intel[®], Microsoft[®], et NEC[®], se sont associées afin d'établir les spécifications de ce nouveau standard. Ces spécifications sont décrites dans le document *Universal Serial Bus Specification* (1998).

Une lecture de ce document n'est pas suffisante pour entreprendre le développement d'un périphérique USB. Les descriptions sont souvent trop étendues, de sorte que la compréhension est difficile, et les aspects touchant le pilote d'interface sont traités vaguement. Tan (1999) explique le développement d'un périphérique USB sans donner de détails et Oney (1999) décrit les pilotes d'interface Windows pour un programmeur avancé.

Aucun ouvrage disponible, à notre connaissance, ne décrit de façon simple, claire et précise les principaux aspects du port USB. C'est pourquoi, cette annexe a été volontairement ajoutée afin de résumer et de retrouver dans un même document les principales caractéristiques et le principe de fonctionnement de ce lien de communication.

A.1 Principales caractéristiques

Le USB est un bus sériel, de largeur de bande théorique de 12 Mbits/s (1.5 Moctets/s), permettant de relier un hôte ("Host"), c'est-à-dire un ordinateur, à un ou plusieurs périphériques ("Devices") branchés en cascade. Des boîtes de raccordement ("Hubs") permettent de relier jusqu'à 127 périphériques sur un même bus. La figure A.1 présente un exemple de réseau de connexions entre un hôte et ses périphériques externes. Dans ce cas-ci, l'ordinateur

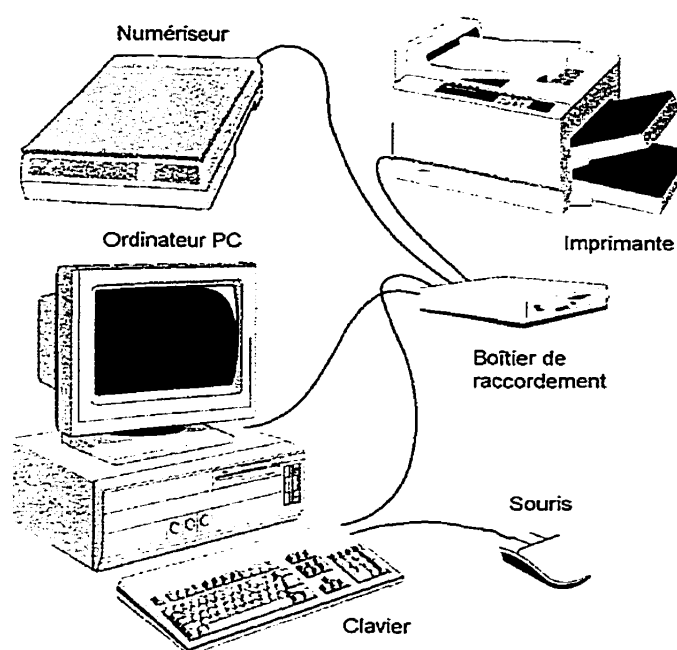


Figure A.1 Exemple d'un réseau de connexions USB

est branché à un boîtier de raccordement. À ce dernier sont reliés le numériseur ("Scanner"), l'imprimante et le clavier. À l'intérieur du clavier se trouve une autre unité de raccordement permettant de brancher une souris. Le clavier est donc utilisé à la fois comme périphérique et comme boîtier de raccordement.

Le câble USB est composé de quatre fils seulement. Deux d'entre eux transportent l'alimentation (+5 V) et la masse (0 V), tandis que les données binaires sont acheminées sur les deux autres lignes, D+ et D-. Ces dernières sont dites différentielles, c'est-à-dire qu'elles sont complémentaires l'une de l'autre. Un "1" logique implique que D+ est maintenu à +5 V, tandis que D- est gardé à la masse (0 V). Dans le cas d'un "0" logique, D+ tombe à 0 V, alors que D- monte à +5 V.

Lors de la connexion d'un périphérique au bus USB, l'hôte lui attribue une adresse pour les communications futures et lui associe un pilote d'interface ("Driver"). Les connexions et déconnexions du périphérique peuvent s'effectuer pendant que l'ordinateur est sous tension. Ce dernier reconnaît automatiquement ces deux événements. L'adresse d'un périphérique est

codée sur sept bits, permettant un maximum de 2^7 (128) adresses. L'adresse 0 est cependant utilisée et réservée par l'hôte lors de la première interrogation d'un périphérique, avant de lui assigner une adresse.

En plus de son adresse, un périphérique possède toujours au moins une terminaison ("Endpoint") par laquelle peut communiquer l'hôte. Ces terminaisons peuvent être considérées comme les bureaux d'un édifice. Comme l'expéditeur qui doit spécifier sur une enveloppe l'adresse de l'édifice et le bureau du destinataire, l'hôte doit fournir l'adresse du périphérique de même que le numéro de la terminaison concernée.

A.1.1 Types de transfert

L'hôte communique avec la terminaison d'un périphérique par transactions. Celles-ci sont toujours initiées par l'hôte, jamais par le périphérique. Au début de la transaction, l'hôte indique avec quel périphérique il souhaite entrer en communication en spécifiant l'adresse et la terminaison. Les transactions peuvent s'effectuer selon quatre types de transfert : transfert de contrôle ("Control transfer"), transfert de masse ("Bulk transfer"), transfert par interruption ("Interrupt transfer") et transfert isochrone ("Isochronous transfer"). Le type de transfert utilisé par une terminaison est défini à l'initialisation du périphérique et ne peut être changé par la suite.

Le transfert de contrôle est bidirectionnel. Il permet à l'hôte d'envoyer des commandes, de configurer un périphérique et de connaître l'état de ce dernier. Un maximum de 64 octets peuvent être transférés lors d'une transaction. Si une erreur se produit lors du transfert de données, celles-ci sont retransmises automatiquement. La terminaison 0, que possèdent tous les périphériques, utilise ce type de transfert. En effet, l'hôte se sert de cette terminaison pour identifier le périphérique lors de sa connexion.

Le transfert de masse est unidirectionnel. Il peut être configuré de façon à ce que ce soit toujours l'hôte ou le périphérique qui envoie les données, mais jamais les deux. Comme pour le transfert de contrôle, jusqu'à 64 octets peuvent être transmis lors d'une transaction

et les données sont automatiquement retransmises en cas d'erreur. La principale différence entre ce type de transfert et le précédent réside dans la façon d'effectuer les transactions. Le transfert de masse est plus simple et exige moins d'échanges (voir la section A.2). Il est habituellement utilisé pour les périphériques comme les caméras numériques, les numériseurs et les imprimantes qui demandent le transfert d'une grande quantité de données sans perte d'information.

Le transfert par interruption permet d'assurer un taux de transaction fixe. L'hôte réserve une partie de la bande passante du bus pour la terminaison configurée avec ce type de transfert. Après une période pouvant varier entre 1 ms et 255 ms, l'hôte demande des données au périphérique. Ce type de transfert est unidirectionnel, mais contrairement au transfert de masse, les données ne peuvent être transmises que par le périphérique. Comme les deux types de transfert précédents, une transaction permet la transmission d'un maximum de 64 octets. En cas d'erreur, les données sont retransmises. Le transfert par interruption est habituellement utilisé pour les périphériques devant être interrogés régulièrement comme les claviers et les souris.

Le transfert isochrone fournit le taux de transfert le plus élevé : jusqu'à 1023 octets peuvent être transmis lors d'une transaction. Cependant, la fréquence est fixée à une transaction par milliseconde. De plus, les données ne sont pas retransmises en cas d'erreur. Comme pour le transfert de masse, ce type de transfert est unidirectionnel. Le transfert isochrone est principalement utilisé pour les périphériques fonctionnant en temps réel et tolérant certaines pertes d'information, comme les microphones et les haut-parleurs.

A.1.2 Types de paquet

Chaque transaction implique le transfert de plusieurs paquets ("Packets") de bits. Il existe quatre types de paquet : paquet jeton ("Token"), paquet de début de transaction ("Start of Frame" ou SOF), paquet de données ("Data") et paquet de confirmation ("Handshake").

Le paquet de début de transaction est réservé à l'hôte puisqu'il est celui qui initie toutes les transactions. Peu importe qu'il y ait ou non des données à transférer, un paquet de début de transaction est envoyé sur le bus à toutes les millisecondes. Ceci indique aux périphériques que le bus USB est fonctionnel. En effet, certains périphériques peuvent se mettre en mode basse puissance s'ils détectent que le bus est inactif.

Le paquet jeton signale à quel périphérique et, plus spécifiquement, à quelle terminaison la transaction est destinée. Elle spécifie aussi la direction du transfert de données. Le périphérique peut ainsi se préparer à recevoir ou à transmettre un paquet de données.

Les données sont envoyées par l'hôte ou le périphérique par paquets de données de longueur variable, comprise entre 0 et 1023 octets. Un paquet de longueur nulle peut être envoyé dans certains cas, notamment à la fin d'une configuration de périphérique pour indiquer qu'aucune erreur ne s'est produite (voir la section A.2). Un paquet de données nul peut également être utilisé volontairement par une terminaison pour signaler qu'elle n'a aucune donnée à transmettre.

Pour signaler la réception d'un paquet de données, le destinataire retourne un paquet de confirmation à l'expéditeur. Comme l'hôte initie toutes les transactions, il se doit de toujours retourner un paquet de confirmation indiquant que les données ont été reçues sans erreur. La terminaison d'un périphérique peut également signaler qu'elle n'était pas disponible pour une réception de données, ou qu'elle est simplement suspendue, en retournant un paquet de confirmation négatif (voir la section suivante).

A.1.3 Contenu d'un paquet

Les paquets sont de longueur variable et comprennent plusieurs champs de bits. La figure A.2 présente le contenu des différents types de paquet. Pour tous ces types, un premier champ de huit bits, le champ de synchronisation (SYNC), est inséré au début du paquet pour aligner les données avec l'horloge locale du destinataire. Un champ d'identification de paquet (PID) de six bits suit le champ de synchronisation et indique le type de paquet

Paquet de début de transaction

SYNC	PID	No de transaction	CRC
------	-----	-------------------	-----

PID: SOF

Paquet jeton

SYNC	PID	ADDR	ENDP	CRC
------	-----	------	------	-----

PID: SETUP, IN, OUT

Paquet de données

SYNC	PID	DATA	CRC
------	-----	------	-----

PID: DATA0, DATA1

Paquet de confirmation

SYNC	PID
------	-----

PID: ACK, NAK, STALL

Figure A.2 Contenu des différents types de paquet

transmis. Pour les paquets jetons, un champ d'adresse (ADDR) de sept bits indique à quel périphérique la transaction est destinée et un champ de terminaison (ENDP) de quatre bits spécifie le numéro de la terminaison ciblée. Pour les paquets de données, un champ de données (DATA) de longueur variable suit le champ d'identification de paquet. Dans le cas d'un paquet de début de transaction, le champ suivant fournit le numéro de la transaction (No de transaction) codé sur 11 bits. Enfin, pour tous les types à l'exception du paquet de confirmation, un champ de contrôle de redondance cyclique (CRC) permet de vérifier la présence d'erreur dans le paquet.

Comme le montre la figure A.2, il existe neuf codes d'identification de paquet (PID) différents :

- début de transaction (SOF) ;
- configuration (SETUP) ;
- entrée (IN) ;
- sortie (OUT) ;

- première série de données (DATA0) ;
- deuxième série de données (DATA1) ;
- réception sans erreur (ACK) ;
- indisponibilité (NAK) ;
- suspension (STALL) ;

Le code de début de transaction (SOF) est utilisé exclusivement pour identifier le paquet de début de transaction. Le code de configuration (SETUP) est utilisé par le paquet jeton pour signaler l'envoi d'une commande de configuration au périphérique. Les codes d'entrée (IN) et de sortie (OUT) signalent que le prochain paquet de données sera, dans le premier cas, envoyé par le périphérique et, dans le deuxième cas, envoyé par l'hôte. Les termes "entrée" et "sortie" sont référencés à l'hôte. Les codes de première (DATA0) et deuxième (DATA1) séries de données identifient un paquet de données. Afin d'éviter les erreurs et d'assurer le bon ordre de transmission des données, ce code alterne à chaque paquet de données, passant de DATA0 à DATA1 à DATA0 et ainsi de suite. Si, par exemple, l'hôte envoie un paquet identifié par DATA0 alors que le périphérique s'attend à recevoir un paquet identifié par DATA1, ce dernier signale qu'il s'est produit une erreur en envoyant un paquet de confirmation identifié par le code de suspension (STALL) et bloque toute autre communication sur la terminaison concernée. Un paquet de confirmation peut également être identifié par deux autres codes. Le code d'indisponibilité (NAK) indique à l'hôte que la terminaison du périphérique n'a pas de données à transmettre ou qu'elle est incapable d'accomplir cette tâche. Le code de réception sans erreur (ACK) signale à l'expéditeur que la transaction s'est bien déroulée. Comme mentionné précédemment, l'hôte ne peut utiliser que ce code d'identification lorsqu'il retourne un paquet de confirmation.

A.2 Principes de fonctionnement

À partir des types de paquet décrits à la section précédente, cette section explique, le fonctionnement des quatre types de transfert USB. Elle décrit ensuite le cheminement complet d'un transfert USB d'une application logicielle jusqu'au périphérique.

A.2.1 Fonctionnement des quatre types de transfert USB

A.2.1.1 Transfert de contrôle

Un transfert de contrôle s'effectue en trois phases : la phase de configuration ("Setup Phase"), la phase de transmission de données ("Data Phase") et la phase de retour d'état ("Status Phase"). La phase de transmission de données n'est pas nécessaire dans le cas où l'hôte transmet toutes les données dans la phase de configuration.

Comme le montre la figure A.3, la phase de configuration nécessite seulement une transaction. Celle-ci, comme toutes les autres, commence par la transmission d'un paquet de début de transaction. Par la suite, un paquet jeton est envoyé par l'hôte. Le code d'identification SETUP prépare la terminaison du périphérique, spécifiée par ADDR et ENDP, à l'envoi de la commande et des données de configuration qui seront transmis dans le prochain paquet de données. Ce dernier, identifié par DATA0, contient un champ de données de huit octets. Si la commande et les données de configuration envoyées par l'hôte n'occupent pas plus de huit octets, la phase de transmission de données n'est pas nécessaire. Par la suite, la terminaison du périphérique signale la réception du paquet de données par un paquet de confirmation.

Dans le cas où les données transmises par l'hôte ne peuvent pas être envoyées dans un même paquet, une phase de transmission de données est nécessaire pour terminer cette tâche. Cette phase est également essentielle si les données de configuration doivent être envoyées par le périphérique. Comme l'indique la figure A.3, la phase de transmission de données peut nécessiter plus d'une transaction, dépendamment de la quantité de données à transférer.

Dans le cas où les données sont transmises de l'hôte vers le périphérique, un paquet de début de transaction est d'abord envoyé. Par la suite un paquet jeton identifié par le code OUT signale à la terminaison spécifiée par ENDP et ADDR que le prochain paquet de données lui est destiné. Comme le premier paquet de données envoyé dans la phase de configuration

utilisait le code DATA0, le premier paquet de la phase de transmission de données alterne le code, le changeant pour DATA1. Une fois les données transmises au périphérique, celui-ci répond par un paquet de confirmation. Le même principe est employé lorsque les données doivent être transmises par le périphérique. Cependant, le code IN est utilisé au lieu du code OUT dans le paquet jeton. De plus, le paquet de confirmation est envoyé par l'hôte et non par le périphérique.

Une fois que la phase de configuration ou de données, s'il y a lieu, est terminée, une dernière transaction est effectuée pour accomplir la phase de retour d'état. Cette dernière commence par l'envoi d'un paquet de début de transaction suivi d'un paquet jeton dont le code d'identification indique le sens opposé au transfert de données de la phase précédente. Si les données étaient envoyées par l'hôte, la phase de retour d'état utilisera le code IN, demandant au périphérique d'envoyer un paquet de données nul. Dans le cas contraire, si les données étaient envoyées par le périphérique, l'hôte enverra un paquet jeton identifié par OUT, suivi d'un paquet de données nul. Le destinataire du paquet de données nul retourne ensuite un paquet de confirmation et termine le transfert de contrôle.

A.2.1.2 Transfert de masse

La figure A.4 présente le fonctionnement d'un transfert de masse. Ce dernier, contrairement au transfert de contrôle, ne nécessite qu'une transaction. L'hôte envoie d'abord un paquet de début de transaction. Par la suite, il transmet un paquet jeton indiquant la direction du transfert de données et spécifiant, par ADDR et ENDP, la terminaison du périphérique visé. Si l'hôte demande des données au périphérique, il identifie le paquet jeton par le code IN. Dans le cas contraire, si l'hôte signale au périphérique qu'il désire lui transmettre des données, il utilise le code OUT. Un maximum de 64 octets peut être envoyé par transaction dans le cas d'un transfert de masse. Une fois que le paquet de données, identifié par DATA0 ou DATA1, a été transmis, le destinataire confirme la réception.

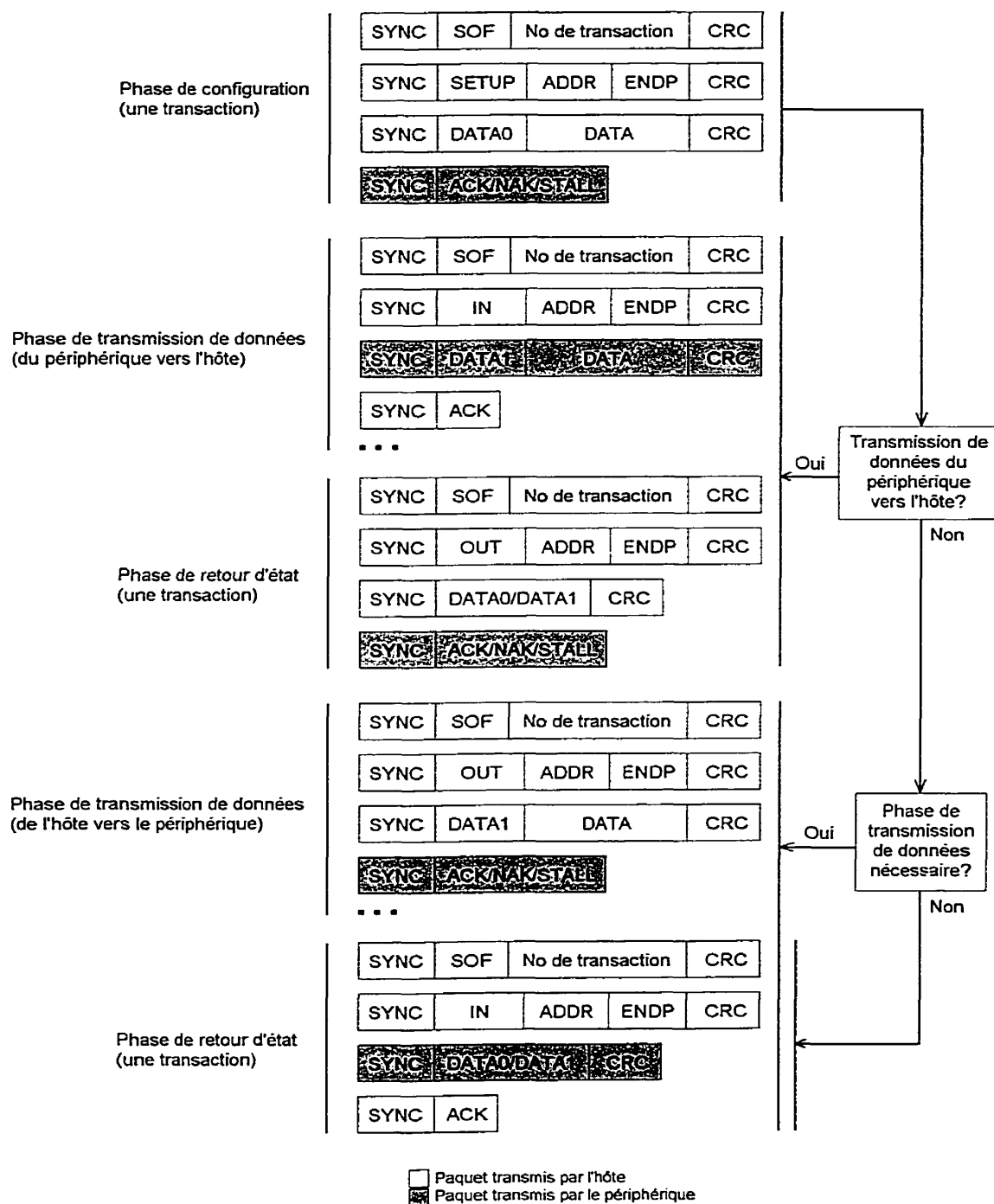
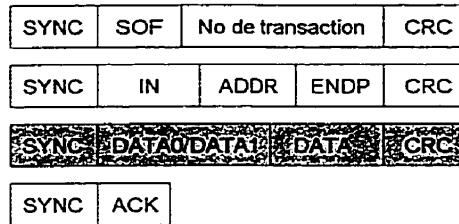
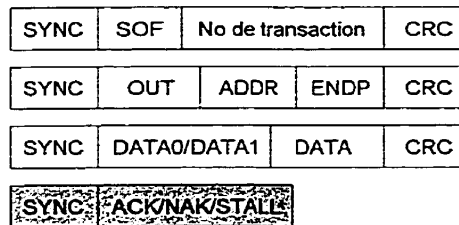


Figure A.3 Fonctionnement d'un transfert de contrôle

Transmission de données du périphérique vers l'hôte
(une transaction)



Transmission de données de l'hôte vers le périphérique
(une transaction)



☐ Paquet transmis par l'hôte
☒ Paquet transmis par le périphérique

Figure A.4 Fonctionnement d'un transfert de masse

A.2.1.3 Transfert par interruption

Dans le cas d'un transfert par interruption, les données ne peuvent être transmises que par le périphérique. Comme le montre la figure A.5, une seule transaction est nécessaire. L'hôte envoie d'abord un paquet de début de transaction. Il transmet par la suite un paquet jeton, identifié par IN, demandant à la terminaison du périphérique, spécifiée par ADDR et ENDP, de lui transmettre des données. Le périphérique envoie ensuite son paquet de données et l'hôte confirme la réception. Si la terminaison est suspendue ou n'a pas de données à envoyer, celle-ci retourne un paquet de confirmation identifié par STALL ou NAK au lieu d'un paquet de données. Pour ce type de transfert, il est important de rappeler que l'hôte garantit une période d'interrogation minimale du périphérique.

Transmission de données du périphérique vers l'hôte
(une transaction)

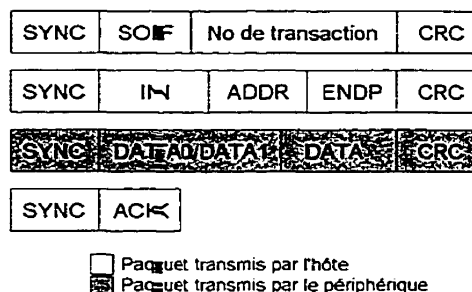


Figure A.5 Fonctionnement d'un transfert par interruption

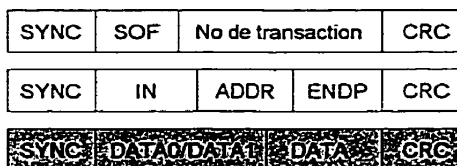
A.2.1.4 Transfert isochrone

Comme le montre la figure A.6, le transfert isochrone fonctionne de la même façon que le transfert de masse. L'hôte envoie tout d'abord un paquet de début de transaction. Il transmet, par la suite, un paquet jeton spécifiant la terminaison du périphérique et la direction du transfert de données. L'expéditeur envoie ensuite le paquet de données identifié par DATA0 ou DATA1. Le destinataire du paquet de données ne retourne cependant pas de paquet de confirmation. Ceci permet d'assurer un taux de transfert maximal. Si une erreur se produit au cours de la transmission, le paquet de données est rejeté.

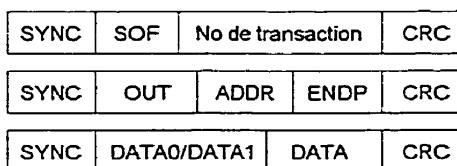
A.2.2 Cheminement complet d'un transfert USB

L'utilisateur doit installer une application logicielle sur l'ordinateur hôte pour utiliser un périphérique USB. Il doit aussi fournir le pilote d'interface ("Driver") du périphérique. Celui-ci permet d'établir la communication entre l'application et le pilote d'interface du bus USB, comme le montre la figure A.7. Le pilote du bus USB, fourni par le système d'exploitation, gère le contrôleur hôte du bus USB. Ce dernier s'occupe de préparer et recevoir les différents paquets. La description du cheminement d'un transfert USB à travers les pilotes d'interface est basée sur l'environnement Windows 98 (Oney, 1999).

Transmission de données du périphérique vers l'hôte
(une transaction)



Transmission de données de l'hôte vers le périphérique
(une transaction)



☐ Paquet transmis par l'hôte
☒ Paquet transmis par le périphérique

Figure A.6 Fonctionnement d'un transfert isochrone

Lorsque l'application demande un transfert de données sur le port USB, celle-ci envoie au pilote d'interface du périphérique une requête ainsi que l'adresse d'un espace mémoire contenant les données à transmettre et l'adresse d'un autre espace mémoire où pourront être placées les données retournées par le périphérique (étape ① de la figure A.7). L'application suspend ensuite ses activités en attendant la réponse du pilote de périphérique. Lorsque ce dernier reçoit la requête, il la décode et construit une requête USB. Une fois cette tâche terminée, il envoie la requête USB de même que l'adresse d'un tampon mémoire contenant les données à transférer au pilote du bus USB (étape ②). Si des données doivent être retournées par le périphérique, celles-ci seront placées dans le même tampon mémoire. Une fois la requête envoyée, le pilote du périphérique suspend ses activités en attendant la réponse du pilote du bus USB.

Ce dernier reçoit la requête sous forme d'interruption. S'il est occupé, il la place sur une pile. Une fois libéré, il décode la requête et commande au contrôleur hôte du bus USB d'effectuer la communication demandée (étape ③). Le contrôleur effectue les transferts avec le périphérique (étape ④) et redonne le contrôle au pilote du bus (étape ⑤). Ce dernier place,

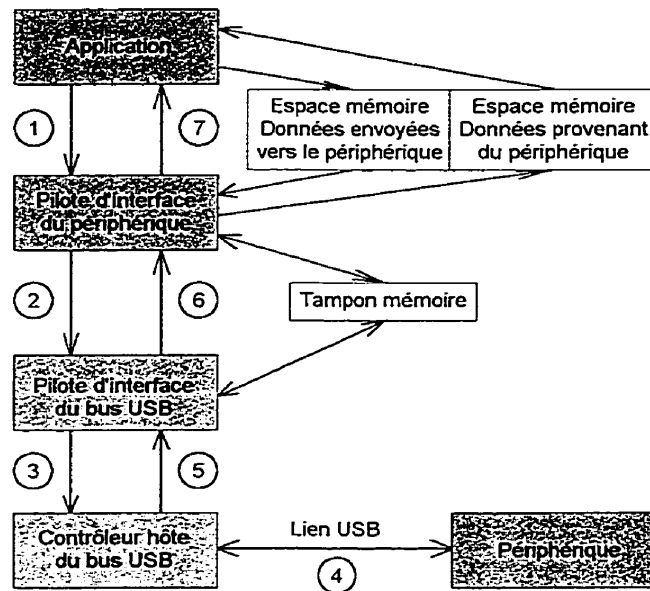


Figure A.7 Cheminement complet d'un transfert USB

s'il y a lieu, les données reçues dans le tampon mémoire et passe le contrôle au pilote du périphérique (étape ⑥). Celui-ci, à son tour, place les données reçues dans l'espace mémoire spécifié par l'application et permet à cette dernière de reprendre ses activités (étape ⑦).