

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MISE EN ŒUVRE D'UN SYSTÈME D'IMAGERIE CÉRÉBRALE
FONCTIONNELLE BASÉ SUR LA SPECTROMÉTRIE INFRAROUGE

FÉLIX CHÉNIER
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

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

MARS 2008



Library and
Archives Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 978-0-494-41551-1

Our file Notre référence

ISBN: 978-0-494-41551-1

NOTICE:

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

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

AVIS:

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

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

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

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

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

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

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

MISE EN ŒUVRE D'UN SYSTÈME D'IMAGERIE CÉRÉBRALE
FONCTIONNELLE BASÉ SUR LA SPECTROMÉTRIE INFRAROUGE

présenté par: CHÉNIER Félix

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

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

M BRAULT Jean-Jules, Ph.D., président

M SAWAN Mohamad, Ph.D., membre et directeur de recherche

M LESAGE Frédéric, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

Je désire tout d'abord remercier mon directeur de recherche, Mohamad Sawan, pour m'avoir donné la chance de travailler sur un projet aussi captivant. Avec un tel objectif, il a été facile de rester motivé tout au long de ces deux années.

Je ne peux passer sous silence l'aide de Frédéric Lesage qui m'a beaucoup éclairé sur l'imagerie par diffusion optique et Dang Nguyen qui m'a fait comprendre les enjeux derrière la réalisation de ce système.

Un gros merci à mes collègues : Roula, Pierre-Yves, Gilbert, Amer, Forough, Charles, Guillaume et Sébastien qui ont su rendre le quotidien particulièrement coloré. Je tiens aussi à remercier ma conjointe Sophie et mes parents Luc et Josée pour leur soutien continu.

Je veux féliciter le travail exceptionnel des techniciens qui m'ont aidé dans ma démarche : Laurent Mouden, Jacques Girardin, Gilles Guérette et Mikael Leduc. Finalement, merci aux membres du jury qui ont accepté l'importante tâche d'évaluer la qualité de ce travail.

RÉSUMÉ

Nous présentons dans ce mémoire une contribution dans le cadre d'un système d'imagerie fonctionnelle cérébrale par diffusion optique. Ce projet, entrepris par le laboratoire de neurotechnologies Polystim, vise à créer un système d'imagerie portable à plusieurs canaux qui pourra être utilisé en même temps qu'un électroencéphalographe. Un tel système combinant deux techniques d'imagerie cérébrale est très attendu pour le traitement de l'épilepsie.

L'imagerie par diffusion optique se base sur la spectrométrie en proche infrarouge, qui consiste à émettre de la lumière selon plusieurs longueurs d'onde sur la surface du cortex d'un sujet. Comme la tête diffuse la lumière, une infime partie de la lumière émise est réfléchi vers la surface après être passée par le cortex. En plaçant un photodétecteur à quelques centimètres de l'émetteur, il est possible d'évaluer l'absorption de la lumière tout au long de son parcours. Or, en utilisant l'équation de Beer-Lambert, on se sert de cette absorption pour déterminer les variations locales de concentration d'oxyhémoglobine et de désoxyhémoglobine dans le cortex. L'hémoglobine est le transporteur d'oxygène dans le sang ; or, la concentration d'oxygène est étroitement liée à l'activité cérébrale locale.

La contribution de cette maîtrise consiste en la mise en œuvre d'un système de spectrométrie continue en proche infrarouge complet à un canal. L'émetteur est un circuit intégrant trois diodes électroluminescentes de 730, 805 et 850nm. Ces trois longueurs d'onde sont émises une à la fois de manière continue pendant un bref instant. Toutes les diodes sont ensuite éteintes pendant quelques millisecondes ; le système peut alors être complètement désactivé jusqu'au prochain échantillon. Ceci est bénéfique pour trois raisons : premièrement, l'interférence avec l'électroencéphalographe est limitée. De plus, il devient possible d'opérer les diodes à leur maximum de puissance pendant le très bref instant où elles sont actives, ce qui conduit à une amélioration du rapport signal/bruit. Finalement, comme la dissipation d'énergie

du système provient surtout des diodes, il est avantageux de les activer au besoin seulement.

Quant au détecteur, il est constitué d'une photodiode au silicium et d'un amplificateur opérationnel adapté conçu par le laboratoire Polystim. Le signal amplifié est échantillonné sur 18 bits et transféré vers un ordinateur via le port RS232. Les données sont traitées à l'aide du logiciel Matlab pour obtenir une courbe de l'oxygénation et du volume sanguin en fonction du temps.

Des évaluations sur un fantôme composé d'une solution d'encre de chine dont les propriétés d'absorption approchent celles de la tête d'une personne adulte rapportent un rapport signal/bruit de plus de 50dB à une fréquence d'acquisition de 12Hz. De plus, on observe une déviation du signal à long terme de moins de 0,5% en 30 minutes.

Des tests sur le cortex préfrontal ont permis de visualiser les composantes usuelles, soient le battement cardiaque, l'onde de Mayer et parfois la respiration. Finalement, un test sur le cortex moteur primaire utilisant le protocole du *Finger-Tapping* a permis de dénoter une relation entre les variations d'activité cérébrale induite et détectée.

ABSTRACT

We present in this thesis a contribution for a functional brain imaging system using diffuse optical imaging. This project, started by the Polystim neurotechnologies lab, aims at creating a wearable multi-channel imaging device that can be multiplexed with a portable electroencephalograph. Such a system combining two cerebral imaging techniques has been long-awaited for the treatment of epilepsy.

Diffuse optical imaging is based on near-infrared spectrometry, that consists of emitting light of multiple wavelengths on the surface of a person's cortex. Since the head is a scattering medium, a very small part of the emitted light is reflected to the surface, after it passes through the cortex. By placing a photodetector some centimeters away from the emitter, it is possible to calculate the absorption of the light on this path. Moreover, using the Beer-Lambert equation, this absorption is used to establish the local variations in hemoglobin and deoxyhemoglobin concentrations in the cortex. Hemoglobin is the oxygen carrier in the blood, whereas the oxygen concentration is strongly related to local brain activity.

The contribution of this Master's thesis is the development of a complete single-channel brain imaging device using near-infrared spectrometry. The emitter is a three-wavelength light emitting diode of 730, 805 and 850nm. These wavelengths are emitted sequentially in the form of a short pulse. All the diodes are then turned off for several seconds : during this time, the system could be completely deactivated until the next sample. This is beneficial for three reasons : first, the interference with the electroencephalograph is reduced. Furthermore, it is possible to operate the diodes at their maximal power during their brief activation period. That leads to an amelioration of the signal-to-noise ratio. Finally, as the overall energy consumption is dominated by the diodes, it is worthwhile to activate them only when needed. For the detector, it is composed of a silicon photodiode and an operational amplifier designed by the Polystim lab. The amplified signal is sampled with a precision of 18

bits, and is transferred to a computer via the RS232 port. Data is then processed using Matlab in order to obtain two curves of the oxygenation and blood volume as a function of time.

Experiments conducted on a phantom formed of an ink solution which concentration matches the absorption of an adult's head gave a signal-to-noise ratio of more than 50dB for an acquisition rate of 12Hz. Moreover, a long-term deviation of the signal of 0,5% has been observed for 30 minutes.

Tests on the prefrontal cortex permitted to visualise the usual components that are the heart beat, the Mayer Wave and, in some cases, the respiration. Finally, a test on the primary motor cortex using the Finger-Tapping protocol allowed to denote a relation between the induced and detected variations of cerebral activity.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vii
TABLE DES MATIÈRES	ix
LISTE DES FIGURES	xiii
LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES	xvi
LISTE DES TABLEAUX	xviii
LISTE DES ANNEXES	xix
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DES CONNAISSANCES DISPONIBLES	4
1.1 Techniques d'imagerie fonctionnelle cérébrale	4
1.2 Spectrométrie en proche-infrarouge	7
1.2.1 Équation de Beer-Lambert modifiée	8
1.2.2 Application de Beer-Lambert à l'oxygénation et au volume du sang	10
1.3 Considérations techniques	13
1.3.1 Composantes du signal à capter	13
1.3.2 Plage dynamique de l'absorption	16
1.3.3 Distance entre l'émetteur et le récepteur	17
1.3.4 Nombre de longueurs d'onde à utiliser	18
1.3.5 Normes de sécurité	20

1.3.6	Modulation des longueurs d'onde	21
1.4	Récapitulation	23
CHAPITRE 2	TRAVAUX DE POINTE DANS LE DOMAINE	24
2.1	Laboratoire PMI de l'Université de Harvard	24
2.2	Laboratoire de Britton Chance, Université de Pennsylvanie	27
2.3	Laboratoire BIOMED de l'Université Drexel	28
2.4	OTIS, de Archinoetics	29
2.5	Résumé des travaux des différents laboratoires	30
2.6	Laboratoire de neurotechnologies Polystim	33
2.7	Récapitulation	34
CHAPITRE 3	DESCRIPTION DU PROTOTYPE	35
3.1	Principales caractéristiques	36
3.1.1	Nombre de canaux	36
3.1.2	Nombre de sources par canal	36
3.1.3	Modulation des sources	36
3.2	Conception de l'émetteur	39
3.2.1	Choix des émetteurs	39
3.2.2	Asservissement de la puissance irradiée	40
3.2.3	Intégration pour plusieurs longueurs d'onde	42
3.2.4	Réalisation du circuit de l'émetteur	42
3.3	Conception du récepteur	44
3.3.1	Choix de l'étage d'entrée	44
3.3.2	Choix du convertisseur analogique-numérique	48
3.3.3	Réalisation du circuit du récepteur	50
3.4	Circuit de contrôle	51
3.5	Conception logicielle du prototype	53
3.5.1	Programme du microcontrôleur	54

3.5.2	Interface usager et sauvegarde des données	54
3.5.3	Communication entre le contrôleur et l'ordinateur	55
3.6	Récapitulation	60
CHAPITRE 4 RÉSULTATS		61
4.1	Fonctionnement du circuit	61
4.1.1	Vérification du fonctionnement de l'émetteur	62
4.2	Essais sur l'index	65
4.3	Essais sur le cortex préfrontal	67
4.3.1	Calibration de l'absorption du fantôme	68
4.3.2	Amélioration du rapport signal/bruit	70
4.3.3	Résultats sur le cortex préfrontal	71
4.4	Caractérisation du système	75
4.4.1	Linéarité par rapport à l'intensité des sources	75
4.4.2	Linéarité par rapport à la concentration du milieu	79
4.4.3	Précision du système	79
4.4.4	Énergie consommée par ce prototype	83
4.4.5	Comparaison avec d'autres prototypes	84
4.5	Essai sur le cortex moteur primaire	84
4.6	Récapitulation	87
CHAPITRE 5 AMÉLIORATION ET MINIATURISATION		90
5.1	Améliorations du prototype	90
5.2	Modules ajoutés	91
5.2.1	Oscillateur	92
5.2.2	Démodulateur	94
5.3	Intégration du récepteur	96
5.3.1	Fonctionnement global	98
5.3.2	Conditionnement et démodulation du signal	99

5.3.3	Conception des différents blocs	102
5.4	Résultats de simulation	109
5.4.1	Simulations de blocs séparés	109
5.4.2	Simulations de blocs combinés	112
5.5	Récapitulation	113
CONCLUSION		116
RÉFÉRENCES		120
ANNEXES		125

LISTE DES FIGURES

FIG. 1.1	Illustration du parcours moyen de la lumière dans la tête. . .	8
FIG. 1.2	Spectre d'absorption de l'hémoglobine et de l'eau.	11
FIG. 1.3	Modulation des longueurs d'onde	21
FIG. 2.1	Photographie du système CW1 (Harvard).	26
FIG. 2.2	Photographie du système CW4 (Harvard).	27
FIG. 2.3	Systèmes développés par l'Université Drexel.	28
FIG. 2.4	Photographies du système OTIS de Archinoetics.	30
FIG. 2.5	Étage d'entrée développé par Normandin.	33
FIG. 3.1	Schéma de haut niveau du système d'imagerie fonctionnelle NIRS.	35
FIG. 3.2	Forme du signal lumineux émis par le deuxième prototype. .	38
FIG. 3.3	Schéma-bloc du prototype.	39
FIG. 3.4	LED L4*730/4*805/4*850-40Q96-I de la compagnie <i>Epitex</i> . .	40
FIG. 3.5	Montage émetteur-suiveur pour alimenter une LED.	41
FIG. 3.6	Contrôle du courant dans une LED par rétroaction.	42
FIG. 3.7	Circuit de contrôle des LED de l'émetteur.	43
FIG. 3.8	Image du circuit de contrôle des LED.	44
FIG. 3.9	Capteur et amplificateur du circuit intégré de Normandin. .	45
FIG. 3.10	Caractérisation du bruit pour un amplificateur à transrésis- tance.	47
FIG. 3.11	Photographie de la photodiode FFD-200 de la compagnie <i>Perkin Elmer</i>	48
FIG. 3.12	Chaîne de réception du signal.	50
FIG. 3.13	Photographie du prototype d'optode.	51
FIG. 3.14	Images du circuit de contrôle.	53
FIG. 3.15	Organigramme représentant le comportement du contrôleur. .	54

FIG. 3.16	Schéma-bloc représentant l'utilisation de la librairie Comm-Sync.	57
FIG. 4.1	Photographie du capteur OPT-101 de <i>Burr-Brown</i>	64
FIG. 4.2	Test de la linéarité du circuit avec le fantôme.	65
FIG. 4.3	Photo du prototype appliqué à l'index.	66
FIG. 4.4	Données provenant d'une acquisition dans l'index	67
FIG. 4.5	Calibration du fantôme pour l'atténuation du cortex préfrontal.	69
FIG. 4.6	Fantôme utilisé pour évaluer les caractéristiques du circuit. .	69
FIG. 4.7	Organigramme représentant le comportement du contrôleur, avec suréchantillonnage et 70ms de délai de refroidissement.	71
FIG. 4.8	Amélioration du rapport signal/bruit.	72
FIG. 4.9	Installation du prototype pour une acquisition du cortex préfrontal.	73
FIG. 4.10	Données provenant d'une acquisition dans le cortex préfrontal.	74
FIG. 4.11	Test de la linéarité du circuit en variant l'intensité des sources.	77
FIG. 4.12	Test de la linéarité du circuit en variant la concentration du milieu.	80
FIG. 4.13	Cortex moteur primaire (M1).	81
FIG. 4.14	Lecture de la valeur moyenne du signal et de la variation due au bruit pour le calcul du SNR.	82
FIG. 4.15	Résultats de l'expérimentation sur le cortex moteur primaire.	88
FIG. 5.1	Forme du signal lumineux émis par le nouveau prototype . .	91
FIG. 5.2	Schéma-bloc du nouveau prototype.	92
FIG. 5.3	Illustration du compromis nécessaire entre les parties alternative et constante de la lumière émise	93
FIG. 5.4	Illustration du temps de réaction du filtre.	94
FIG. 5.5	Conditionnement, translation et gain du signal pour obtenir un zoom localisé	97

FIG. 5.6	Schéma de haut niveau du circuit intégré du récepteur	98
FIG. 5.7	Schéma-bloc du module de conditionnement et démodulation du signal	99
FIG. 5.8	Schéma électrique de l'amplificateur à 25dB	103
FIG. 5.9	Miroir de courant à gain variable	103
FIG. 5.10	Circuit du convertisseur $V \rightarrow I$	105
FIG. 5.11	Schéma électrique du convertisseur $I \rightarrow V$	106
FIG. 5.12	Schéma de l'échantillonneur-bloqueur	108
FIG. 5.13	Simulation du gain des amplificateurs A1, A2 et A3	109
FIG. 5.14	Simulation du gain variable du miroir de courant.	110
FIG. 5.15	Linéarité du convertisseur $V \rightarrow I$	111
FIG. 5.16	Ajout d'une tension de décalage à l'étage d'entrée	111
FIG. 5.17	Vérification du comportement du convertisseur $I \rightarrow V$. . .	112
FIG. 5.18	Vérification du fonctionnement des étages de conditionne- ment et de translation.	114
FIG. 5.19	Vérification du fonctionnement du module complet	115
FIG. A.1	Schéma électrique du contrôleur de courant dans les LED .	126
FIG. A.2	Circuit imprimé du contrôleur de courant dans les LED . .	127
FIG. A.3	Schéma électrique du récepteur	128
FIG. A.4	Circuit point à point du récepteur	128
FIG. A.5	Schéma électrique du circuit de contrôle	129
FIG. A.6	Circuit imprimé du contrôleur	130
FIG. A.7	Schéma électrique de l'amplificateur opérationnel utilisé dans le circuit intégré.	131
FIG. B.1	Comportement réel du contrôleur dans le temps	135
FIG. B.2	Sortie filtrée du convertisseur lorsque la photodiode est ex- posée uniquement à l'éclairage ambiant	137
FIG. B.3	Organigramme conceptuel de l'interface usager	138

LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES

Sigle/Abbrév.	Définition
ADC	<i>Analog-Digital Converter</i> (Convertisseur analogique-numérique)
BOLD	<i>Blood Oxygenation Level Dependent</i>
ΔBV	<i>Blood Volume Change</i> (Variation du volume de sang)
DC	Composante continue
DOI	<i>Diffuse Optical Imagery</i> (Imagerie par diffusion optique)
fMRI	<i>Functional Magnetic Resonance Imaging</i> (Imagerie fonctionnelle par résonance magnétique)
HbO_2	Oxyhémoglobine
HbR	Désoxyhémoglobine
I_0	Intensité de la lumière émise (W)
I_1	Intensité de la lumière réfléchie vers le récepteur (W)
I_{ref}	Intensité de la lumière détectée dont la valeur est prise en référence pour le calcul des variations de concentrations (W)
LED	<i>Light-Emitting Diode</i> (Diode électroluminescente)
MRI	<i>Magnetic Resonance Imaging</i> (Imagerie par résonance magnétique)
NEP	<i>Noise Equivalent Power</i> (Puissance équivalente du bruit)
NIR	<i>Near-Infrared</i> (Proche-infrarouge)
NIRS	<i>Near-Infrared Spectrometry</i> (Spectrométrie en proche-infrarouge)
ΔOxy	Variation de la concentration d'oxygène

Sigle/Abbrév.	Définition
PET	<i>Positron Emission Tomography</i> (Tomographie par émission de positrons)
RAM	<i>Random Access Memory</i> (Mémoire vive)
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> (Rapport signal/bruit)
SPECT	<i>Single Photon Emission Computed Tomography</i> (Tomographie d'émission monophotonique)
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> (Interface périphériques série)

LISTE DES TABLEAUX

TAB. 1.1	Caractéristiques des tissus composant la tête à $\lambda = 800\text{nm}$.	17
TAB. 1.2	Effet des combinaisons de longueurs d'onde sur la séparabilité et la diaphonie	20
TAB. 2.1	Résumé des caractéristiques des systèmes développés par d'autres laboratoires	31
TAB. 2.2	Résumé des caractéristiques des systèmes développés par d'autres laboratoires (suite)	32
TAB. 3.1	Comparaison des caractéristiques principales des deux étages d'entrée disponibles	48
TAB. 3.2	Fichiers de sortie pour l'enregistrement des données	55
TAB. 3.3	Calcul des octets de parité orthogonale	58
TAB. 4.1	Diodes utilisées pour tester le circuit de contrôle du courant de l'émetteur.	62
TAB. 4.2	Précision du système pour une lecture sur le cortex moteur primaire	83
TAB. 4.3	Énergie consommée par le prototype	84
TAB. 4.4	Résumé des caractéristiques du prototype présenté	85

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A	DÉTAILS DES CIRCUITS FABRIQUÉS	125
ANNEXE B	PRÉCISIONS SUR LE FONCTIONNEMENT DE CERTAINS MODULES	132
B.1	Détail du fonctionnement de la librairie <code>CommSync</code>	132
B.1.1	Fonctionnement du module d'émission	132
B.1.2	Fonctionnement du module de réception	133
B.1.3	Synchronisation des deux périphériques	134
B.2	Rejet de la lumière ambiante du prototype décrit au chapitre 3 . .	136

INTRODUCTION

L'épilepsie est une maladie neurologique chronique donnant lieu à des crises incontrôlables récurrentes qui peuvent parfois affecter le corps entier. Selon Épilepsie Canada, ce fléau affecte 0,6% de la population canadienne selon différents degrés passant de quelques épisodes isolés à plusieurs crises par semaine ; dans ce dernier cas, l'épilepsie peut empêcher la personne de vivre normalement en société.

Pour un individu sur trois, la prise de médicaments ne parvient pas à éliminer ou réduire suffisamment la fréquence et l'intensité des crises. Une chirurgie cérébrale est alors nécessaire. Cette opération vise à retirer le foyer épileptique, soit l'endroit où la crise débute. Or, avant de réaliser une opération aussi majeure, il est très important de savoir où se situe ce foyer. À cet effet, les avancées dans le domaine de l'imagerie cérébrale étant très rapides, on dispose actuellement d'une multitude d'outils. Un des plus populaires est l'imagerie par résonance magnétique (MRI), qui fournit une topologie en trois dimensions du cerveau entier. À l'aide de ce type d'imagerie, il devient possible de localiser visuellement des possibles lésions, qui sont la principale cause de l'épilepsie.

Une image visuelle n'est toutefois pas suffisante pour justifier une opération, d'autant plus que dans 40 à 50% des cas, aucune lésion n'est visible par MRI. On a donc recours à des techniques d'imagerie fonctionnelle : celles-ci ne fournissent pas d'information sur la structure du cerveau mais plutôt sur son activité. Or, comme le foyer épileptique connaît une importante hausse d'activité au début d'une crise, l'utilisation de ces instruments s'avère très efficace pour sa localisation.

Parmi les techniques d'imagerie cérébrale fonctionnelle couramment employées pour cette tâche, la plus utilisée est l'électroencéphalographie (EEG), dont certains instruments peuvent être portés continuellement, le jour comme la nuit. L'électroen-

céphalographe portable est souvent synchronisé avec un système d'enregistrement vidéo continu : on appelle cette technique le Vidéo-EEG. D'autres techniques d'imagerie fonctionnelle sont souvent utilisées : par exemple, l'imagerie fonctionnelle par résonance magnétique, la tomographie par émission de positrons et la magnéto-encéphalographie. Par contre, ces techniques demeurent moins pratiques : les instruments nécessaires sont parfois trop gros pour être portés, certaines techniques ne peuvent pas fournir d'information continue dans le temps et d'autres sont trop sensibles aux mouvements du sujet.

Finalement, lorsque les méthodes non-invasives n'ont pas amené de certitude sur la zone à réséquer, on peut avoir recours à des électrodes intracrâniennes, qui donnent de l'information très localisée mais qui comportent plus de risque compte tenu d'une opération chirurgicale supplémentaire.

Une technologie émergente, l'imagerie par diffusion optique (DOI, pour *Diffuse Optical Imaging*), permet de localiser l'activité cérébrale de manière non-invasive en évaluant les variations de concentration d'oxygène dans le sang grâce à une méthode optique. Cette méthode, qu'on nomme la spectrométrie en proche-infrarouge (NIRS, pour *Near-Infrared Spectrometry*), se base sur la variation d'absorption de la lumière proche-infrarouge par le sang en fonction des concentrations des deux variantes de l'hémoglobine.

L'imagerie DOI possède plusieurs avantages pour la détection du foyer épileptique : elle peut être complètement portable et même ajoutée à un instrument Vidéo-EEG pour une acquisition simultanée. De plus, elle est sécuritaire pour une utilisation continue. À ce jour, les avancées de cette technique sont nombreuses, et son application au traitement de l'épilepsie est envisageable. Par contre, avec les instruments actuels, le sujet ne peut pas être libre de ses mouvements puisque sa tête doit être liée à un gros instrument par l'intermédiaire de plusieurs fibres optiques.

Le but du travail présenté dans ce mémoire est de contribuer à la mise en œuvre d'un instrument de mesure DOI portable qui pourra être utilisé conjointement avec un appareil Vidéo-EEG. Celui-ci pourra comporter plusieurs canaux distribués aux mêmes points que l'EEG afin que les données provenant des deux systèmes soient cohérentes. Comme cet instrument sera portable, il sera alimenté par pile et transmettra l'information récoltée vers un ordinateur grâce à un lien sans fil.

Cet objectif de grande portabilité est atteignable à condition de rester souple sur la précision du système : l'appareil développé ne sera pas utilisé pour déterminer des variations précises de concentration d'oxygène, mais bien pour indiquer l'endroit où ces variations se produisent.

Le travail effectué pour cette maîtrise se base sur les récents travaux de l'équipe Polystim (Hervé Achigui et Frédéric Normandin) sur l'étage d'entrée de ce système. La contribution apportée par le travail présenté dans ce mémoire consiste en un système monocanal complet d'acquisition de signaux NIRS, celui-ci comprenant un étage d'entrée, un échantillonneur, un système de contrôle et de communication avec un ordinateur ainsi qu'un programme d'analyse et de représentation de ces données sur Matlab. Ce système est conçu suivant un objectif de simplicité. Ainsi, le but de ce projet est de réaliser un premier système complet qui servira de base solide pour la réalisation ultérieure d'un système plus performant.

Afin de bien situer ce projet dans son cadre scientifique, ce mémoire sera débuté par une revue des connaissances sur l'imagerie fonctionnelle cérébrale, en mettant l'emphasis sur la spectrométrie en proche infrarouge. Ceci sera suivi d'un tour d'horizon des travaux d'autres laboratoires. Le prototype développé pour cette maîtrise sera enfin présenté au chapitre 3 ; les expérimentations et résultats seront décrits au chapitre 4. Finalement, au chapitre 5, quelques modifications seront proposées et une approche intégrée du récepteur NIRS sera suggérée.

CHAPITRE 1

REVUE DES CONNAISSANCES DISPONIBLES

L'imagerie fonctionnelle cérébrale en est encore dans son enfance, mais l'intérêt qu'elle suscite fait avancer cette science à pas de géants. Parmi les différentes techniques d'imagerie fonctionnelle, l'imagerie par diffusion optique (DOI) est une solution très intéressante pour la création de nouveaux dispositifs portables de tomographie du cerveau. Ce chapitre montre les bases théoriques sur lesquelles se base ce type d'imagerie, ainsi que les données nécessaires à la conception éclairée du dispositif décrit dans l'introduction. Mais tout d'abord, commençons par un tour d'horizon des techniques d'imagerie fonctionnelle cérébrale.

1.1 Techniques d'imagerie fonctionnelle cérébrale

Plusieurs techniques de tomographie du cerveau sont utilisées couramment, et donnent de bons résultats. Par exemple, la plus commune et une des plus anciennes est certainement l'électroencéphalographie (EEG), où des électrodes sont disposées sur la tête et dont le contact électrique avec la peau est assuré grâce à un gel conducteur. Une des électrodes sert de référence pour toutes les autres. Lorsque les neurones sont activés, le potentiel électrique dans l'entourage de ces neurones change. Or, comme le corps est un milieu plutôt conducteur, ce potentiel se mesure aussi en surface, mais plus faiblement. On peut donc, avec plusieurs électrodes, comparer les potentiels sur plusieurs zones du cerveau afin de cartographier l'activité cérébrale. Cette technique est très courante et avancée : des appareils portables commerciaux sont disponibles, et il est possible de porter ces

électroencéphalographes pendant de longues périodes de temps. Par contre, un électroencéphalographe est très sensible à l'interférence électromagnétique puisque les différences de potentiel mesurées sont très faibles, de l'ordre de la dizaine à la centaine de microvolts (M.S. Michelle L. Johnson, 2007). Finalement, la résolution spatiale de l'EEG est reconnue comme étant faible et limitée à la surface du cortex.

Une méthode semblable, soit la magnétoencéphalographie (MEG), enregistre les variations magnétiques créées par les activations neuronales, plutôt que les variations électriques. Malheureusement, bien que les lectures soient très rapides avec cette technique, l'équipement requis est lourd et très dispendieux (Gratta et al., 2001).

L'EEG et la MEG fonctionnent en faisant des lectures provenant directement des activations neuronales. Ce principe fonctionne bien ; toutefois, il est possible d'utiliser d'autres méthodes pour déterminer l'activité cérébrale. En effet, il a été montré que lorsqu'une zone du cerveau s'active, le système vasculaire réagit rapidement pour lui fournir plus d'oxygène. On peut donc localiser l'activité cérébrale en évaluant le flot sanguin dans une région précise. Deux techniques se basent sur cette idée, par exemple la tomographie par émission de positrons (PET, de l'anglais : *Positron Emission Tomography*) et la tomographie d'émission monophotonique (SPECT, de l'anglais : *Single Photon Emission Computed Tomography*). Ces méthodes consistent en l'injection d'une substance légèrement radioactive dans le sang, juste avant de mesurer l'activité cérébrale. Les zones les plus actives du cerveau profitant d'un débit sanguin accentué, deviennent rapidement plus radioactives que les zones moins suscitées. Grâce à une caméra sensible aux rayons gamma, il est possible de localiser ces zones de façon très précises ; la tomographie SPECT permet même d'obtenir des cartes d'activation en trois dimensions. Ces techniques nécessitent par contre de gros équipements, dispendieux et encombrants. De plus, il n'est pas possible d'obtenir une courbe d'activité cérébrale selon le temps, puis-

qu'après une certaine période, le produit radioactif se diffuse dans tout le sang et il n'est plus possible alors de faire des lectures correctes (Frankle et al., 2005).

L'imagerie fonctionnelle par résonance magnétique (fMRI, de l'anglais : *functional Magnetic Resonance Imaging*) permet d'obtenir des mesures continues dans le temps. Cette technique se base sur les variations locales de concentration d'oxygène, qui sont fortement liées à l'activité cérébrale. Pour évaluer ces variations d'oxygénation, il s'agit d'établir la différence entre les concentrations d'oxyhémoglobine, soit la composante qui transporte l'oxygène dans le corps, et de désoxyhémoglobine, qui est de l'hémoglobine qui ne comporte plus d'oxygène. Or, la désoxyhémoglobine possède une propriété paramagnétique qui la rend détectable à l'aide d'appareillage adéquat. Il est donc possible de tracer une courbe de variation de la concentration de désoxyhémoglobine, soit le signal BOLD (*Blood Oxygenation Level Dependent*), qui donne une bonne idée des variations d'activité cérébrale dans le temps. Malheureusement, malgré son excellente précision, cette technique nécessite de l'équipement lourd et dispendieux, et est très sensible aux artefacts de mouvement (Logothesis, 2001).

La dernière méthode, soit celle qui sera adoptée dans ce projet, est l'imagerie par diffusion optique (DOI), qui consiste en la tomographie du cerveau à l'aide de signaux issus de la spectrométrie en proche-infrarouge (NIRS). Cette technique consiste à évaluer les concentrations d'oxyhémoglobine et de désoxyhémoglobine. Ces variations sont lues en évaluant les variations d'absorption lumineuse du cortex éclairé sous différentes longueurs d'onde, variant du rouge à l'infrarouge.

Il existe trois variantes de ce type d'imagerie, soient les méthodes de résolution temporelle, fréquentielle et continue. Cette dernière variante, qui consiste à éclairer le cortex avec une source de lumière continue ou modulée à faible fréquence, possède l'inconvénient de ne fournir que des concentrations relatives d'oxy- et de

désoxyhémoglobine. Par contre, grâce à sa simplicité, la spectrométrie en proche-infrarouge à onde continue devient l'unique méthode dont l'instrument de mesure peut être complètement portable, peu sensible à l'interférence électromagnétique, faible en coût et pouvant être porté continuellement en toute sécurité.

De plus, il est possible d'intégrer les systèmes d'imagerie DOI et EEG sur un même dispositif : leur combinaison permettrait d'obtenir des données complémentaires sur l'activité cérébrale du sujet (Strangman et al., 2002; Izzetoglu et al., 2007).

1.2 Spectrométrie en proche-infrarouge

Pour être en mesure de faire des choix judicieux lors de la conception du prototype présenté dans ce mémoire, il est nécessaire de bien comprendre la théorie derrière la spectrométrie en proche-infrarouge. À cet effet, cette section explique le fonctionnement de cette méthode, ainsi que les équations mathématiques qui y sont reliées.

La spectrométrie en proche-infrarouge consiste à émettre différentes longueurs d'onde en direction de la tête, celles-ci étant sélectionnées entre le rouge et l'infrarouge. La tête possède une forte propriété de diffusion de la lumière ; ainsi, tout au long de son parcours, la lumière émise est réfléchiée dans plusieurs directions. Une faible partie de la lumière émise est donc nécessairement réfléchiée jusqu'en surface. Plusieurs simulations de type Monte Carlo et des expérimentations *in-vitro* et *in-vivo* montrent que la lumière détectée par un capteur placé sur la tête, à quelques centimètres de l'émetteur, passe par un parcours moyen en forme de banane, comme illustré à la figure 1.1 (Hiraoka et al., 1993; Kohl et al., 1998). En augmentant cette distance, le trajet moyen de la lumière est plus creux dans la tête. Évidemment, plus l'espace entre la source et le détecteur est grand, plus la lumière est diffusée

et atténuée avant d'arriver au détecteur ; le signal capté est donc plus faible.

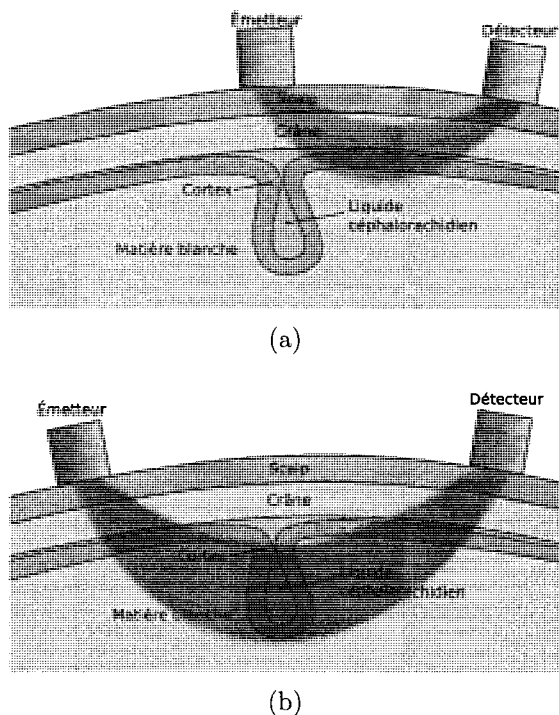


FIG. 1.1 Illustration du parcours moyen de la lumière dans la tête. (a) Une distance de quelques centimètres entre le détecteur et le récepteur permet à la lumière d'atteindre la surface du cortex. (b) En espaçant davantage le détecteur et le récepteur, la lumière passe plus creux dans le cerveau, et peut éventuellement atteindre le fond des sillons.

À l'instar d'une électrode qui est une interface électrique, la combinaison de l'émetteur et du détecteur d'un système NIRS se nomme une optode, puisque les signaux sont de nature optique.

1.2.1 Équation de Beer-Lambert modifiée

À partir de la longueur d'onde utilisée et de l'amplitude de la lumière captée, il est possible d'obtenir de l'information sur le milieu qu'a parcouru la lumière. Pour ce faire, on a recours à l'équation de Beer-Lambert (XVIII^e siècle), qui décrit de

façon empirique l'atténuation de la lumière passant à travers un milieu :

$$\log \frac{I_0}{I_1} = \mu(\lambda)L \quad (1.1)$$

où I_0 et I_1 (W) sont les intensités lumineuses émises et reçues, μ (cm^{-1}) est le coefficient d'absorption du milieu pour une longueur d'onde λ (nm), et L (cm) est la distance parcourue par la lumière à l'intérieur du milieu.

Dans le cas d'un parcours composé de différents milieux, cette équation peut être développée selon les concentrations de ces milieux :

$$\log \frac{I_0}{I_1} = \left(\sum_i^n \alpha_i(\lambda)c_i \right) L \quad (1.2)$$

où α_i est le coefficient d'absorption du milieu i et c_i est sa concentration, pour un total de n milieux.

Notons que les équations 1.2, 1.3 et 1.4 ne s'appliquent qu'à un milieu homogène, ce qui n'est pas le cas du cerveau. Ainsi, il est impossible d'obtenir une bonne résolution avec ces équations ; toutefois, leur utilisation permet d'obtenir une idée des concentrations moyennes des différents milieux, ce qui est suffisant pour notre application.

Il faut aussi spécifier que cette équation n'est valide que si le milieu diffuse très peu la lumière, ce qui n'est pas du tout le cas avec la tête : la forme de banane du parcours moyen en est une conséquence évidente. Toutefois, il est généralement accepté que le coefficient de diffusion ne varie pas significativement dans le temps. Il est ainsi possible de corriger l'équation (1.2), diffusion une constante $K_{\text{diff}}(\lambda)$ qui représente l'effet de la diffusion de la lumière pour la longueur d'onde λ :

$$\log \frac{I_0}{I_1} = \left(\sum_i^n \alpha_i(\lambda) c_i \right) \langle L(\lambda) \rangle + K_{\text{diff}}(\lambda) \quad (1.3)$$

On remarque qu'on a aussi remplacé L par la distance moyenne parcourue $\langle L \rangle$, puisque l'effet de diffusion crée plus d'un chemin possible entre l'émetteur et le récepteur. Finalement, $\langle L \rangle$ devient légèrement dépendant de λ , puisque la diffusion est sensible à la longueur d'onde de la lumière (Hiraoka et al., 1993; Kohl et al., 1998).

L'inconnue la plus gênante est sans doute K_{diff} , qui est très difficile à déterminer et qui varie selon la composition du milieu. Ainsi, il devient nécessaire d'exprimer l'équation (1.3) de manière différentielle, ce qui implique qu'on obtiendra des variations de concentrations plutôt que des concentrations absolues. Toutefois, en procédant ainsi, on élimine du même coup la constante I_0 , ce qui rend le système indépendant de la puissance de l'émetteur. On obtient alors l'équation (1.4) :

$$\Delta \log I_1 = - \left(\sum_i^n \alpha_i(\lambda) \Delta c_i \right) \langle L(\lambda) \rangle \quad (1.4)$$

1.2.2 Application de Beer-Lambert à l'oxygénation et au volume du sang

Lorsqu'on applique l'équation 1.4 sur des lectures faites sur la tête, les seules concentrations qui varient dans le temps sont celles du sang, le reste des milieux étant constant. Or, le sang est principalement composé d'eau ($\sim 55\%$) et d'hémoglobine (~ 43 à 45%), laquelle se présente sous deux formes : l'oxyhémoglobine (HbO_2), qui transporte l'oxygène, et la désoxyhémoglobine (HbR), qui ne comporte plus d'oxygène. Le reste du sang est composé majoritairement de globules blancs et

de plaquettes, dont l'absorption lumineuse est négligeable dans la bande proche-infrarouge. On peut donc transcrire l'équation (1.4) pour tenir compte de cette situation :

$$\Delta \log I_1 = -\{\alpha_{\text{HbR}}(\lambda) \cdot \Delta c_{\text{HbR}} + \alpha_{\text{HbO}_2}(\lambda) \cdot \Delta c_{\text{HbO}_2} + \alpha_{\text{H}_2\text{O}}(\lambda) \cdot \Delta c_{\text{H}_2\text{O}}\} \langle L(\lambda) \rangle \quad (1.5)$$

Les coefficients d'absorption de l'eau (H_2O), de l'oxyhémoglobine (HbO_2) et de la désoxyhémoglobine (HbR) sont montrés à la figure 1.2. On constate que dans la bande proche-infrarouge (environ 650 à 850nm), l'eau apporte une contribution relativement faible par rapport à l'hémoglobine, et elle est habituellement négligée.

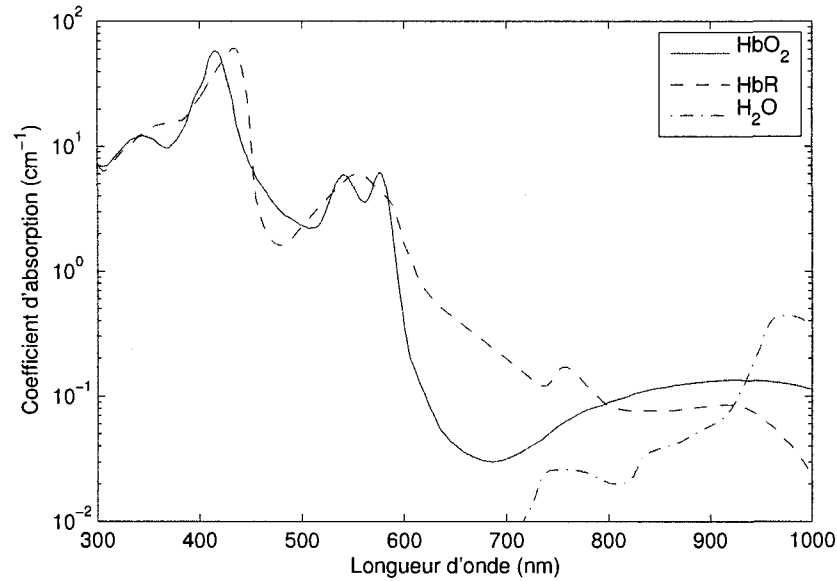


FIG. 1.2 Spectre d'absorption de l'hémoglobine et de l'eau, tiré de (Prahl, 1999; Kou et al., 1993)

Toujours à la figure 1.2, on observe que la désoxyhémoglobine absorbe plus la lumière rouge (~ 650 à 730nm) que l'oxyhémoglobine, alors que pour l'infrarouge ($\sim 850\text{nm}$), c'est l'inverse. Cette propriété est très intéressante puisqu'elle contribue

à discriminer efficacement les variations de concentrations de HbR et de HbO₂. En ajoutant le fait que le crâne et le liquide céphalorachidien n'absorbent que très peu la lumière proche-infrarouge, on comprend pourquoi cette bande est idéale pour l'imagerie par diffusion optique.

Rappelons que les variations de concentration Δc_{HbR} et Δc_{HbO_2} sont obtenues à partir des variations d'intensité lumineuse détectées : il est plus intuitif d'exprimer ces variations comme :

$$\Delta \log I_1 = -\log \frac{I_{\text{ref}}}{I} \quad (1.6)$$

où I est l'intensité détectée à tout moment, et I_{ref} est une des intensités détectée et est prise comme référence : les variations de concentration seront donc calculées par rapport au moment où I_{ref} a été mesurée.

À partir des équation (1.5) et (1.6), pour deux longueurs d'ondes et en enlevant la contribution de l'eau, on obtient le système matriciel montré à l'équation 1.7 :

$$\begin{bmatrix} \alpha_{\text{HbR}}(\lambda_1) & \alpha_{\text{HbO}_2}(\lambda_1) \\ \alpha_{\text{HbR}}(\lambda_2) & \alpha_{\text{HbO}_2}(\lambda_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta c_{\text{HbR}} \\ \Delta c_{\text{HbO}_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\log \frac{I_{\text{ref}}(\lambda_1)}{I(\lambda_1)} \right) / \langle L(\lambda_1) \rangle \\ \left(\log \frac{I_{\text{ref}}(\lambda_2)}{I(\lambda_2)} \right) / \langle L(\lambda_2) \rangle \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Il est possible de trouver $\langle L(\lambda) \rangle$ selon l'équation 1.8 :

$$\langle L \rangle = \text{DPF} \times d \quad (1.8)$$

où d est la distance entre l'émetteur et le récepteur. Le facteur DPF (*Differential Pathlength Factor*) peut être calculé ou bien approximé (Kohl et al., 1998; Hiraoka

et al., 1993). Cette valeur est connue pour être d'environ 6 pour la tête de l'adulte, avec une variation d'environ 20% selon les propriétés physiologiques de la zone testée et la longueur d'onde utilisée (Ultman et Piantadosi, 1991; van der Zee et al., 1990; Duncan et al., 1996).

Finalement, il est à noter qu'à cause de l'hétérogénéité de la tête, il est impossible avec une seule optode de déterminer le parcours exact de la lumière dans la tête. Ce faisant, la précision spatiale d'un tel système est faible, soit de l'ordre de quelques centimètres.

1.3 Considérations techniques

Maintenant que la théorie sous-jacente à la spectrométrie en proche-infrarouge a été abordée, il reste à obtenir des informations d'ordre plus technique, nécessaires pour déterminer les paramètres du système à concevoir. Par exemple, il est important d'avoir une idée de la forme et de l'amplitude du signal qui sera capté par le détecteur. À cela s'ajoutent la distance entre l'émetteur et le détecteur, puis les conditions de sécurité pour le sujet. Finalement, il sera question des différents types de modulation utilisés pour transférer efficacement plusieurs longueurs d'onde dans un même tissu.

1.3.1 Composantes du signal à capter

Le contenu du signal NIRS est assez varié et comprend des informations de différents niveaux d'intérêt. En fait, ce signal possède une composante continue et plusieurs composantes alternatives. La partie continue correspond à l'atténuation de la lumière par les chromophores de concentration constante, comme le crâne, le

gras, etc. Superposée à cette composante continue se trouve plusieurs composantes alternatives, dont certaines possèdent des fréquences caractéristiques permettant de les différencier. Ces composantes sont :

a. Bruit physiologique

Le bruit physiologique correspond à tous les changements dans le corps qui ne sont pas reliés à l'activité cérébrale. Ces bruits se retrouvent dans des plages de fréquences connues, ce qui facilite leur traitement. Ainsi, à une fréquence d'environ 0,1Hz se trouve une composante nommée l'onde de Mayer, qui est le résultat d'une boucle complexe d'autorégulation du système vasculaire. Entre 0,2 et 0,4Hz, on observe une composante due à la respiration. Autour de 0,5 à 2Hz, on retrouve le battement cardiaque, qui est la composante la plus facile à dénoter visuellement, vu sa plus grande amplitude et sa fréquence éloignée des autres (Coyle et al., 2004b).

Bien que ces composantes ne soient pas utiles au niveau de l'activité cérébrale, elle peuvent l'être pour évaluer si le signal capté est valide ou non. Le système proposé ne devra donc pas éliminer ces fréquences, car le bruit physiologique sera nécessaire pour savoir si le circuit a bien fonctionné et si les acquisitions ont été fructueuses.

b. Lumière ambiante

Comme le rôle d'un détecteur est d'être sensible aux variations de lumière, il va sans dire que l'éclairage ambiant risque fort de se retrouver dans le signal capté. La lumière du soleil est une source continue, alors que la lumière à l'intérieur oscille à la fréquence du secteur (60Hz en Amérique), avec une harmonique assez forte.

c. Réponse lente et réponse rapide

Il s'agit des signaux d'intérêt pour l'imagerie fonctionnelle cérébrale. À cet effet, deux phénomènes peuvent être observés : le premier, soit la réponse lente, est dû aux changements d'oxygénation et de volume sanguins, et se produit sur une période d'environ deux à vingt secondes après le début de l'activité cérébrale. Son amplitude est d'environ 1% de la partie continue du signal capté (Gratton et Fabiani, 2001; Strangman et al., 2002; Coyle et al., 2004a). Étant donné cette amplitude relativement grande et cette période assez lente, il n'est pas très difficile d'isoler cette composante avec du matériel à faible coût.

Quand à l'autre phénomène, il s'agit d'une réponse rapide liée directement à l'activité neuronale. Des études récentes expliquent cette variation par un changement rapide des propriétés de diffusion de la lumière des neurones en pleine activation. Cette réponse se manifeste environ 100ms après le début de l'activation des neurones, et se présente sous la forme d'une variation du signal capté d'un ordre de 0,01% de la composante continue (Gratton et Fabiani, 2001).

Malheureusement, la réponse rapide passe inaperçue sans l'aide d'un équipement sophistiqué, puisque son amplitude est négligeable par rapport au niveau de bruit généré par un système électronique portable. Cette réponse ne pourra donc pas être abordée lors de ce travail.

d. Artefacts de mouvements

Il s'agit d'un changement de niveau du signal dû à des mouvements de l'utilisateur. Cette source de bruit est difficile à éliminer, puisqu'elle n'a pas de fréquence propre. Les artefacts de mouvements se séparent en deux classes, la première étant la plus

facile à détecter. Il s'agit en fait d'une variation rapide du couplage entre l'optode et la tête, ce qui change très rapidement le niveau continu du signal de sortie. Bien que ces artefacts soient faciles à reconnaître, il est important que le système possède une plage dynamique d'entrée assez grande pour supporter ces variations imprévues.

La deuxième classe d'artefacts de mouvements est plus subtile : il s'agit du déplacement du sang à cause de l'accélération de la tête et des changements d'angle de la force de gravité. Dans ce cas, il est essentiel de bien séparer le volume de sang de son oxygénation, puisque l'oxygénation est moins sensible à cette classe d'artefacts de mouvements.

1.3.2 Plage dynamique de l'absorption

Jusqu'ici, l'amplitude des signaux d'intérêt a été exprimée en fonction de la composante continue, ce qui permet d'obtenir une idée de la précision nécessaire pour isoler ces signaux. Par contre, il n'a pas été question de la plage d'amplitude de la composante continue. Or, il est difficile d'attribuer un nombre correspondant à l'atténuation de la lumière dans la tête, car celle-ci dépend de plusieurs facteurs. Parmi ceux-ci, les cheveux sont les plus importants : ils causent une grande instabilité, puisqu'ils peuvent se retrouver ou non dans le chemin de la lumière, lequel cas leur couleur et leur épaisseur peuvent faire varier considérablement l'absorption de la lumière. De plus, même dans le cas où les cheveux sont rasés, il reste toujours le follicule pileux, qui contient beaucoup de sang. Les follicules sont donc de grands atténuateurs de la lumière proche-infrarouge. La pigmentation de la peau est aussi un des facteurs affectant l'absorption de la lumière dans la tête. Finalement, on note le contact entre l'optode et la peau, qui peut varier grandement d'une expérience à l'autre. Ce contact peut même varier le long d'une même acquisition, par

exemple si le sujet est en mouvement et si le casque n'a pas été fixé adéquatement sur sa tête.

Par expérience, l'atténuation de la lumière par la tête d'une personne adulte est d'environ 70 à 90 dB pour une distance source-détecteur de 4cm (Strangman et al., 2002).

1.3.3 Distance entre l'émetteur et le récepteur

Comme montré à la figure 1.1, l'espacement entre l'émetteur et le détecteur a une influence directe sur la profondeur du parcours moyen de la lumière. Il s'agit donc de déterminer l'espacement optimal pour rejoindre la partie de la tête qu'on veut évaluer, en commençant par fixer la profondeur requise.

Le tableau 1.1 montre l'épaisseur des différentes couches de la tête et leurs propriétés optiques à 800nm (cette longueur d'onde a été choisie parce qu'elle est située au milieu de la plage d'intérêt).

TAB. 1.1 Caractéristiques des tissus composant la tête à $\lambda = 800\text{nm}^*$

Tissu	Épaisseur (mm)**	Coeff. d'absorption $\mu_a(\text{mm}^{-1})$	Coeff. de diffusion $\mu'_s(\text{mm}^{-1})$
Scalp	3	0,018	1,9
Crâne	7	0,016	1,6
Liquide céphalorachidien	2	0,002	0,001
Substance grise	4	0,036	2,2
Substance blanche	-	0,014	9,1

*Données tirées d'une compilation de (Okada et Delpy, 2003) dont les valeurs proviennent de la littérature (Firbank et al., 1993; Simpson et al., 1998; van der Zee et al., 1993).

**Épaisseur moyenne pour la région frontale chez l'adulte.

D'après ces données, on observe que la lumière est considérablement plus diffuse

et absorbée dans le cortex que dans les autres couches. De plus, il a été vu que l'intensité de la lumière détectée diminue de manière exponentielle avec la distance parcourue. Ainsi, dans le cas où la distance émetteur-détecteur est assez grande pour que la lumière passe dans le creux d'un sillon (figure 1.1(b)), la lumière captée sera beaucoup plus faible que dans le cas de la figure 1.1(a). Comme première étape au prototype à concevoir, il est donc sensé de limiter la profondeur à la surface du cortex ; la possibilité d'augmenter la distance entre l'émetteur et le détecteur dans le but de lire à une plus grande profondeur pourra être évaluée à la lumière des résultats du prototype.

Pour accéder à la surface du cortex, la lumière doit atteindre une profondeur d'environ 1,5cm. Il s'agit donc de trouver la distance entre l'émetteur et le détecteur pour laquelle le trajet moyen de la lumière atteindra le cortex. Une règle approximative consiste à assigner une distance du double de la profondeur recherchée, ce qui donnerait une distance source-émetteur d'environ 3cm (Strangman et al., 2002). De plus, des expériences ont déterminé une distance optimale de 3,5cm (Chance et al., 1998). Il faut toutefois spécifier que cette distance peut varier en fonction de l'épaisseur du scalp et du crâne de la personne.

1.3.4 Nombre de longueurs d'onde à utiliser

Il a été convenu à la section 1.2 qu'il faut deux longueurs d'ondes pour isoler les changements de concentration d'oxyhémoglobine et de désoxyhémoglobine, à partir desquels on obtient les variations de volume et d'oxygénation du sang. Il serait toutefois intéressant, afin d'avoir un regard éclairé sur le design de l'émetteur, d'étudier les possibilités où une seule longueur d'onde est utilisée, ou bien le cas où on en utilise trois ou plus.

a. Une seule longueur d'onde

Comme une photodiode au silicium est beaucoup plus sensible à l'infrarouge qu'au rouge, le signal infrarouge est mieux capté que les autres. Or, dans l'éventualité où l'opacité du milieu est telle que seulement cette composante est détectée, serait-il possible d'obtenir une quelconque information de ce signal ?

Pour répondre à cette question, notons que l'absorption de l'infrarouge est plus forte lorsque la concentration d'oxyhémoglobine augmente ; de plus, le milieu devient plus absorbant avec l'augmentation du volume sanguin. Comme les hausses d'oxygénation et de volume sanguin sont deux indicateurs d'une activité cérébrale accrue, on s'attend donc à détecter un signal plus faible à mesure que l'activité cérébrale augmente. On peut ainsi avoir une idée de l'activité ; par contre, cette idée n'est pas très robuste. En effet, le fait d'utiliser une seule longueur d'onde comporte le risque de détecter des faux positifs, comme supposer un changement d'activité cérébrale alors qu'il n'y a eu qu'un artefact de mouvement.

b. Trois longueurs d'onde ou plus

En ajoutant une ou plusieurs longueurs d'onde, il est possible d'augmenter la précision des lectures en utilisant la technique du moindre carré sur plusieurs combinaisons de deux longueurs d'onde. De plus, en sélectionnant une longueur d'onde supplémentaire située directement sur le point isobestique (la longueur d'onde à laquelle l'absorption de l'oxyhémoglobine et de la désoxyhémoglobine sont les mêmes), on peut obtenir une mesure étroitement liée au volume sanguin, puisque l'absorption de la lumière à cette longueur d'onde est indépendante de l'oxygénation. Il devient ainsi plus facile de discriminer le volume sanguin et l'oxygénation.

Par contre, certaines combinaisons de longueurs d'ondes offrent des résultats plus précis que d'autres. Le tableau 1.2 est tiré des conclusions d'une étude sur la diaphonie entre les concentrations d'oxy- et de désoxyhémoglobine et sur la séparabilité des variations hémodynamiques du bruit physiologique (Uludağ et al., 2004).

TAB. 1.2 Effet des combinaisons de longueurs d'onde sur la séparabilité et la diaphonie

λ_1	λ_2	Séparabilité	Diaphonie	Conclusion
$> 780\text{nm}$	$> 780\text{nm}$	↓	↑	À éviter
$< 720\text{nm}$	$> 730\text{nm}$	↑	↓	À conseiller

1.3.5 Normes de sécurité

Il est primordial d'être au courant des normes de sécurité relatives à l'illumination prolongée des tissus corticaux à l'aide d'une source de lumière en proche-infrarouge. Il s'avère que la lumière dans cette bande est non-ionisante, ce qui implique qu'il est possible d'utiliser un système NIRS de manière continue sans danger pour le cerveau ou pour son entourage. Par contre, bien que le type de lumière utilisé soit sécuritaire, il peut exister tout de même un danger pour la surface de la tête en contact avec la source de lumière, au niveau de la chaleur irradiée et transférée.

La limite permise de puissance lumineuse irradiée sur la peau, pour une illumination constante et provenant d'une source incohérente, est de $200\text{mW}/\text{cm}^2$ pour une longueur d'onde de 630nm , et $400\text{mW}/\text{cm}^2$ pour 850nm (Strangman et al., 2002). Il faut donc, pour éviter tout danger, concevoir un système dont la puissance de la source soit en deçà de ces limites.

De plus, en utilisant des semiconducteurs placés directement sur la peau au lieu d'acheminer la lumière par fibre optique, il faut aussi compter l'élévation de température du semiconducteur, qui a dans ce cas une importance plus grande encore

que la chaleur irradiée. Une étude montre que pour une LED, il est possible de limiter la hausse de température à environ 1°C tout en utilisant des puissances similaires aux lectures avec des lasers. Ceci est réalisable en illuminant les tissus corticaux de manière pulsée plutôt que continue (Bozkurt et Onaral, 2004).

1.3.6 Modulation des longueurs d'onde

La même zone du cortex doit être traversée par trois longueurs d'onde différentes ; il est donc nécessaire de déterminer comment moduler ces sources afin que le détecteur soit capable de bien les différencier. La figure 1.3 montrent quatre manières couramment utilisées pour moduler les longueurs d'onde émises, les trois premières étant des modulations temporelles et la dernière étant une modulation fréquentielle. Il est important d'aborder cette notion puisque le choix de la modulation a une influence notable sur le rapport signal/bruit et la consommation d'énergie.

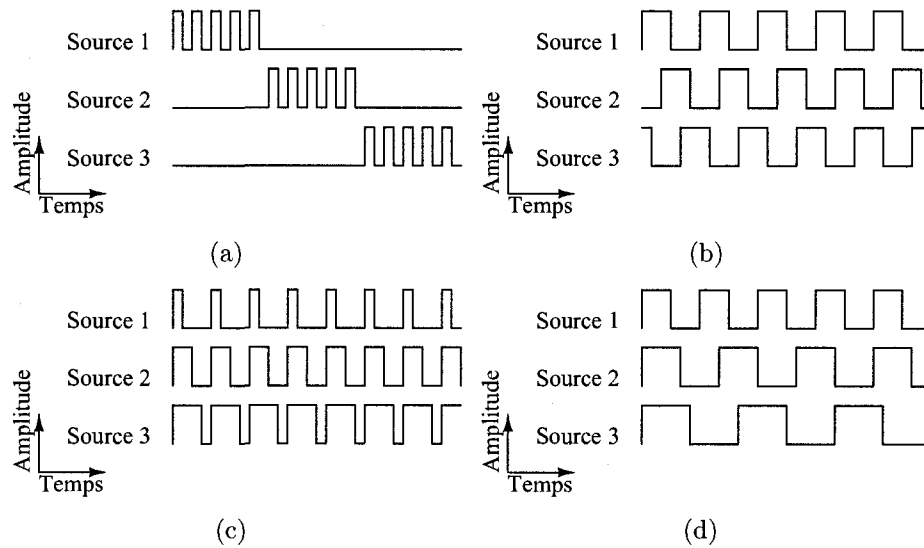


FIG. 1.3 Modulation des longueurs d'onde. (a) Modulation temporelle par sources alternées. (b) Modulation temporelle par déphasage. (c) Modulation temporelle par largeur d'impulsion. (d) Modulation fréquentielle.

Premièrement, la méthode de modulation temporelle par sources alternées est présentée pour trois sources à la figure 1.3(a). Il s'agit d'allumer une source à la fois, tour à tour. De plus, en faisant osciller chacune de ces sources selon une fréquence bien au-dessus de la fréquence du secteur, il est possible d'éliminer les basses fréquences lors de la détection, et ainsi rejeter la lumière ambiante. Il reste donc à démoduler le signal détecté, afin d'obtenir une valeur continue représentant les variations d'absorption lumineuse. Cette méthode est très efficace pour réduire la diaphonie entre les longueurs d'onde, puisque seulement une source est allumée à la fois. Pour la même raison, c'est aussi une méthode peu énergivore.

Une autre méthode, soit la modulation temporelle par déphasage, permet d'augmenter la fréquence d'acquisition en faisant osciller continuellement toutes les sources, mais en les déphasant, tel que montré à la figure 1.3(b). L'avantage par rapport à la première méthode réside dans le fait que les lectures sont toutes réalisées en une seule période ($1/f_{\text{modulation}}$), alors qu'avec la première méthode, il faut attendre plusieurs périodes pour chacune des sources. Par contre, plus on ajoute de sources à ce type de modulation, plus il est difficile pour le récepteur de les différencier, ce qui peut engendrer des erreurs dans les calculs subséquents. Dans le cas où seulement deux sources sont utilisées, la diaphonie et la consommation d'énergie sont aussi faibles qu'avec la première technique puisque les sources ne sont jamais activées en même temps.

On peut aussi avoir recours à la modulation temporelle par largeur d'impulsion, dont le principe est illustré à la figure 1.3(c). Toutes les longueurs d'onde sont modulées à la même fréquence, mais avec une durée d'impulsion différente. Cette technique a toutefois l'inconvénient d'avoir un rapport signal/bruit inégal pour chaque source, ceci étant causé par la démodulation qui est une soustraction récursive. Par exemple, pour un système à trois sources comme à la figure 1.3(c), il faut soustraire le signal provenant de la source 3 pour isoler la source 2, et il faut

ce résultat pour isoler la source 1. Le bruit est additionné à chaque opération et en finale, le rapport signal/bruit est meilleur pour la source 3 que pour la source 1. Ainsi, si on décide de moduler les sources de cette manière, il est préférable de donner un cycle d'activation (*duty cycle*) plus élevé aux sources les moins puissantes et les plus atténuées, de manière à réduire l'erreur sur celles-ci.

Finalement, il est possible d'utiliser une modulation fréquentielle plutôt que temporelle. Cette technique, illustrée à la figure 1.3(d), est identique au principe de la radio AM, où chacune des longueurs d'onde est portée par une fréquence de modulation différente. L'avantage principal de cette technique réside dans le grand nombre de longueurs d'ondes qui peuvent être utilisées sans limiter la bande passante du système. Par contre, il est plus difficile d'isoler ces longueurs d'onde aussi efficacement qu'avec des techniques temporelles sans utiliser de filtres numériques, d'où une diaphonie accrue.

1.4 Récapitulation

Dans ce chapitre, il a été vu que parmi les différentes techniques d'imagerie fonctionnelle cérébrale, l'imagerie diffuse optique présente des avantages importants pour la conception d'un instrument portable et sans fil. Parmi ces avantages, on note le faible coût et la réduction de dimensions du matériel. Finalement, un regard théorique de la spectrométrie en proche infrarouge a permis de déterminer les lignes directrices pour ce projet, dont un prototype sera présenté au troisième chapitre.

Mais avant de développer un nouveau système, il est important de vérifier les travaux d'autres laboratoires œuvrant dans ce domaine, ce qui sera la teneur du prochain chapitre.

CHAPITRE 2

TRAVAUX DE POINTE DANS LE DOMAINE

Étant donnés les avantages de l'imagerie par diffusion optique, les travaux sont nombreux et les progrès sont rapides dans ce domaine : depuis l'introduction de l'imagerie par diffusion optique au début des années 1990, plusieurs laboratoires se sont lancés dans cette direction. À ce jour, de nombreux systèmes ont été introduits, dont certains sont portables. Ce chapitre montre un aperçu des développements qui sont le plus en lien avec le prototype qui sera présenté dans ce mémoire ; les prototypes issus de ces développements seront ensuite comparés.

Finalement, il sera question des travaux antérieurs de l'équipe Polystim qui ont été exécutés dans le cadre de ce projet d'imagerie cérébrale.

2.1 Laboratoire PMI de l'Université de Harvard

Une grande contribution dans le domaine de l'imagerie par diffusion optique provient du laboratoire PMI (*Photon Migration Imaging*), situé au centre Athinoula A. Martinos pour l'imagerie biomédicale, en collaboration avec l'Université de Harvard et l'Hôpital Général du Massachussets, dirigé par David A. Boas. Ce laboratoire a contribué de manière remarquable à faire avancer les connaissances dans ce type d'imagerie. Plusieurs articles tenant lieu de référence pour ce mémoire ont vu le jour suite à la conception, par des membres de ce laboratoire, d'une dizaine d'instruments d'imagerie par diffusion optique.

Ces instruments ont été fabriqués par processus itératifs, c'est-à-dire que chaque

prototype a servi à appuyer les bases des appareils suivants. Il est important de mentionner que ce laboratoire et celui de Polystim ont des objectifs globaux différents : le premier est principalement axé sur l'étude de différents comportements physiologiques grâce à des outils d'imagerie très précis, alors que le deuxième vise à créer un appareil portable et à faible consommation, dont la précision temporelle et spatiale est simplement suffisante pour localiser l'emplacement approximatif des variations hémodynamiques (avec une précision d'environ 10cm^2).

Ainsi, bien que les instruments du laboratoire PMI soient maintenant très avancés, aucun n'est adéquat pour l'usage de notre projet : en effet, ces systèmes nécessitent des dimensions trop grandes, ou des alimentations impossibles à atteindre avec des batteries. C'est pourquoi bien que sa précision soit bien plus faible que celle de ses successeurs, c'est le CW1, soit le premier des systèmes développés dans le laboratoire PMI, qui a le plus inspiré les travaux présentés dans ce mémoire. Ce prototype à 16 canaux est montré à la figure 2.1, alors qu'il affiche sur un ordinateur les informations obtenues à partir d'un fantôme. Le CW1 est constitué de 9 émetteurs formés chacun de deux diodes au laser de 780 et 830nm, et de 16 détecteurs OPT-201 de la compagnie *Burr-Brown*. Chaque source est activée à tour de rôle et modulée à une fréquence de l'ordre du kilohertz pour rejeter la lumière ambiante. La sortie des capteurs est passée dans un filtre passe-haut, puis dans un multiplicateur, afin de démoduler les variations d'intensité lumineuse. La valeur continue de ce signal est conservée par un filtre passe-bas, puis le résultat est échantillonné sur 16 bits après avoir été compressé logarithmiquement (Siegel, 2004).

Comme mentionné précédemment, le laboratoire PMI a aussi développé nombre d'autres prototypes. Une variation intéressante du CW1, soit le *Optical Fetal Monitor*, intègre la modulation par déphasage pour doubler la bande passante, en utilisant une même porteuse pour les deux longueurs d'onde de 690 et 890nm, celles-ci



FIG. 2.1 Photographie du système CW1, du laboratoire PMI de l'Université Harvard (Siegel, 2004).

étant décalées de 180° . Les autres caractéristiques restent toutefois les mêmes.

Le dernier des appareils utilisant des capteurs à photodiode PIN au silicium est Animal II, qui intègre trois longueurs d'onde au lieu de deux. Les autres prototypes développés au laboratoire du professeur Boas utilisent tous des photodiodes à avalanche, qui sont beaucoup plus sensibles mais qui demandent des tensions d'opération très élevées, de l'ordre de la centaine de volts : c'est le cas du CW4, montré à la figure 2.2. Bien que les résolutions de ces instruments soient incomparables avec le système proposé dans ce mémoire, les résultats provenant de ces appareils sont toutefois d'une importance inestimable. En effet, ces résultats précis serviront de référence, en fournissant un modèle de courbes avec lesquelles comparer nos résultats. De plus, l'expérience acquise par ce laboratoire avec des essais sur des personnes est très utile à notre projet, que ce soit au niveau des procédures expérimentales, ou bien au niveau du traitement des données.

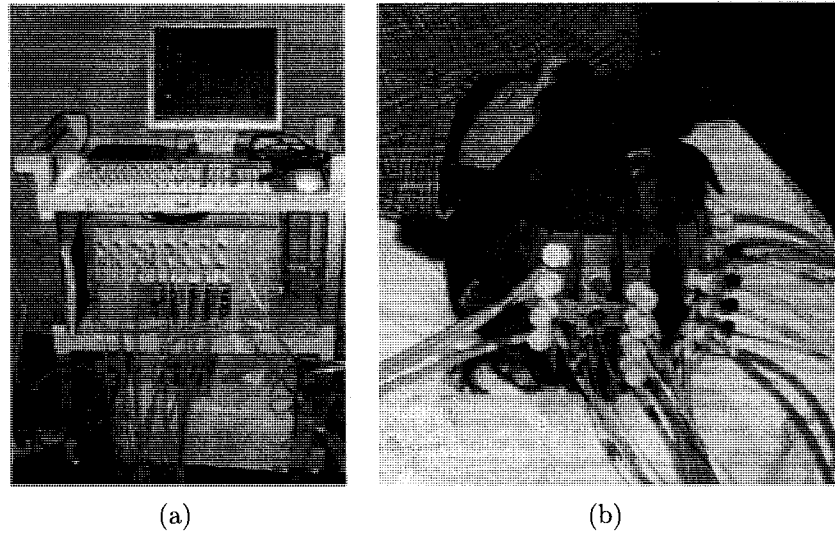


FIG. 2.2 Photographie du système CW4, du laboratoire PMI de l'Université Harvard (Franceschini et Boas, 2004). (a) Émetteurs, détecteurs, amplificateurs et système d'acquisition des données. (b) Casque permettant un couplage adéquat entre les optodes et le scalp du sujet.

2.2 Laboratoire de Britton Chance, Université de Pennsylvanie

Le professeur Britton Chance est un pionnier dans l'imagerie optique, en ayant été le premier à créer un instrument d'imagerie DOI. Toujours actif dans le domaine, il a récemment réalisé un nouvel appareil d'imagerie cérébrale préfrontale portable, composé de deux sources et de seize détecteurs. Le circuit utilise des LED de 720nm et 850nm comme émetteurs, et les détecteurs sont des circuits intégrés de la compagnie *Burr-Brown*, ceux-ci intégrant une photodiode au silicium et un amplificateur. La sortie de ces détecteurs est amplifiée selon un gain variable contrôlé par un ordinateur, puis échantillonnée grâce à des condensateurs montés en intégrateur (Chance et al., 2007). Par contre, bien que le schéma global du circuit soit donné, les spécifications de bruit et de consommations d'énergie du prototype ne sont malheureusement pas disponibles. Il est donc difficile de comparer l'efficacité de ce système avec d'autres.

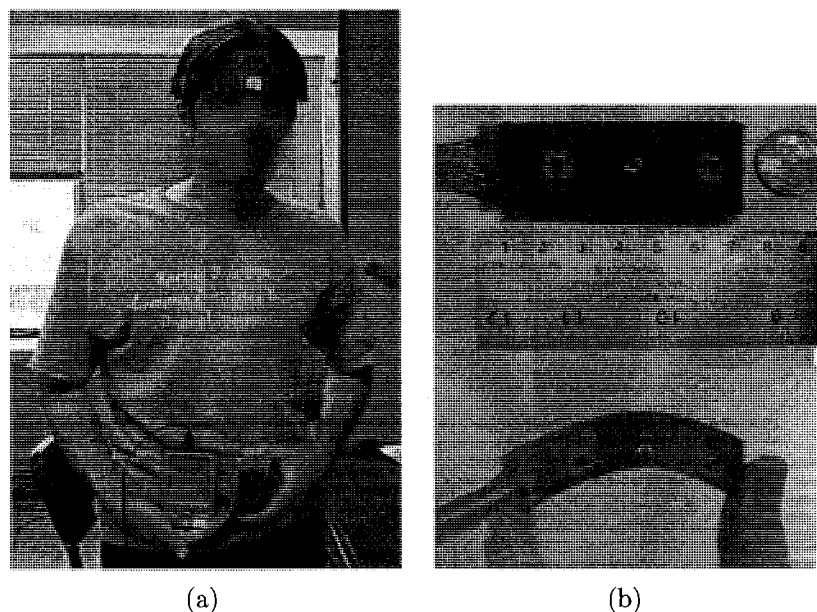


FIG. 2.3 Systèmes développés par l'Université Drexel. (a) Prototype frontal sans fil (Drexel University Optical Brain Imaging Group, 2005). (b) Prototype pour les nouveaux-né (Bozkurt et al., 2005).

2.3 Laboratoire BIOMED de l'Université Drexel

Comme pour le laboratoire Polystim, les projets d'imagerie optique poursuivis par ce laboratoire sont axés sur l'application de la technologie à des problèmes concrets. Deux systèmes de spectrométrie fonctionnelle en proche-infrarouge sont développés par ce laboratoire, ceux-ci se basant sur des travaux de Britton Chance (Chance et al., 1998). Le premier, illustré à la figure 2.3(a), est un système adapté pour les lectures dans le cortex préfrontal, à l'aide d'une combinaison de quatre sources et de dix détecteurs. Ce système a la particularité d'être complètement portable et sans fil. En effet, l'alimentation du système est fournie par une pile de caméra vidéo, tandis que le contrôle et la communication sans fil sont assurés par un ordinateur de poche.

Comme pour le système du laboratoire du professeur Chance décrit précédemment,

les lectures de ce dispositif se limitent au cortex préfrontal. À cause de la moins grande épaisseur des tissus et de l'absence de follicules pileux, le niveau d'amplification nécessaire est moindre que si le système devait être utilisé sur toute la tête ; des composantes standards à faible coût sont alors utilisées. Les émetteurs sont des LED de la compagnie *Epitex* intégrant deux longueurs d'onde de 730nm et de 850nm. Les capteurs sont des circuits intégrés intégrant la photodiode au silicium et l'amplificateur, de la compagnie *Burr-Brown* (Onaral et Pourrezaei, 2005). Malheureusement, bien que ce prototype soit utilisé dans quelques articles (Izzetoglu et al., 2004; Izzetoglu et al., 2007), le circuit n'est pas identifié.

Le deuxième prototype développé par ce laboratoire est utilisé pour détecter l'activité cérébrale chez les nouveaux-nés. Celui-ci possède quelques points en commun avec le premier : par exemple, les composantes formant les optodes sont les mêmes. Le nombre de canaux est toutefois réduit à deux.

Comme pour le système CW1 du laboratoire PMI de l'université Harvard, ces deux systèmes multiplexent la lumière selon la méthode de sources alternées.

2.4 OTIS, de Archinoetics

Il n'existe que peu de détails sur le système OTIS (Opto-Temporal Imaging System) de la compagnie Archinoetics, certainement à cause de la nature commerciale de ce projet. Une particularité au niveau du design de l'optode est toutefois très intéressante : comme le montre la figure 2.4, l'émetteur consiste en une LED à trois longueurs d'onde placée au centre et dont le positionnement sur la tête est assuré par six supports tout autour de la LED. Dans un rayon de trois centimètres autour de cet émetteur sont situés huit capteurs suivant la même configuration. Selon l'article référant à ce système (Nishimura et al., 2007), cet arrangement permet de

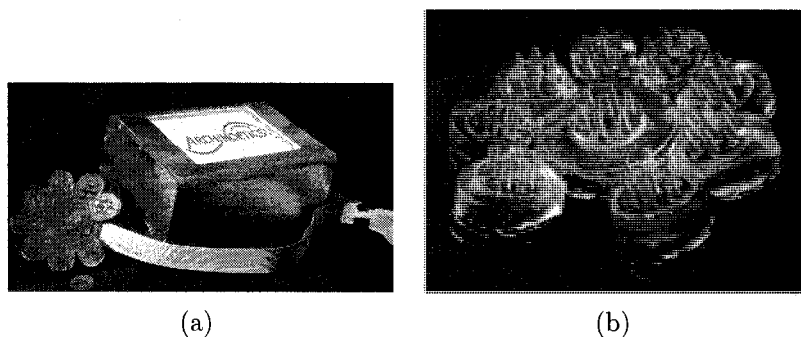


FIG. 2.4 Photographies du système OTIS de Archinoetics (Nishimura et al., 2007).
 (a) Système complet. (b) Optode à sept canaux.

déplacer les cheveux à l'aide d'un mouvement de brossage, afin de faire des lectures sur tout le crâne sans besoin de raser les cheveux du patient. Malheureusement, il est difficile de juger efficacement de la performance de ce système, étant donné le manque de données disponibles.

2.5 Résumé des travaux des différents laboratoires

Afin de mieux comparer les différents travaux présentés, les tables 2.1 et 2.2 présentent les principales caractéristiques de ces systèmes. Malheureusement, certaines informations ne sont pas disponibles pour tous les prototypes, c'est pourquoi certaines cases ne comportent qu'un tiret (-).

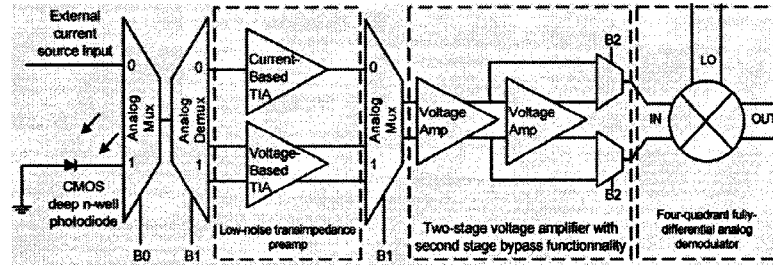
Au chapitre 4 de ce mémoire, les caractéristiques du prototype qui sera présenté pourront être comparées aux travaux de pointe dans le domaine, à l'aide d'un tableau semblable.

TAB. 2.1 Résumé des caractéristiques des systèmes développés par d'autres laboratoires

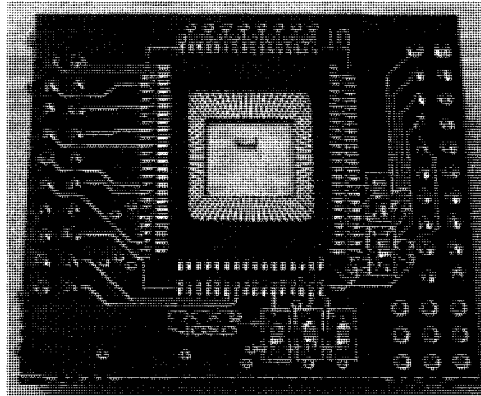
	CW1, lab. PMI, U. Harvard (Siegel et al., 1999)	CW4, lab. PMI, U. Harvard (Siegel, 2004)	Wearable Brain Imager, U. Pennsylvanie (Chance et al., 2007)
Nombre d'émetteurs	9	9	2
Type d'émetteur	Lasers : 780nm et 830nm, fibre optique	Lasers : 780nm et 830nm, fibre optique	LED : 720nm et 850nm
Nombre de détecteurs	16	16	16
Type de détecteur	CI commercial : Photodiode Si et ampli	Photodiodes à avalanche (APD)	CI commercial : Photodiode Si et ampli
Usage	Tête entière, adultes	Tête entière, adultes	Front, adultes
Alimentation	Secteur, 120VAC	Secteur, 120VAC	-
Rapport signal/bruit	-	Préserve celui de l'APD	-
Déviati on à long terme	$\pm 1\%$ en 30 minutes	$< 0,3\%$ en 30 minutes	-
Diaphonie	-86dB	-48dB	-
Bande passante	20Hz	3Hz	-
Puissance émise	2mW@780nm, 8mW@830nm	2,5 – 3,5mW	-
Transmission des données	Avec fil	Avec fil	Avec fil

TAB. 2.2 Résumé des caractéristiques des systèmes développés par d'autres laboratoires (suite)

	Système frontal, lab. BIOMED, U. Drexel (Onaral et Pourrezaei, 2005)	Système pour les nouveaux-nés, lab. BIOMED, U. Drexel (Bozkurt et al., 2005)	OTIS, Archinoetics (Nishimura et al., 2007)
Nombre d'émetteurs	4	1	1
Type d'émetteur	LED : 730nm et 850nm	LED : 730nm et 850nm	LED, trois longueurs d'onde
Nombre de détecteurs	10	2	8
Type de détecteur	CI commercial : Photodiode Si et ampli	CI commercial : Photodiode Si et ampli	-
Usage	Front, adultes	Tête entière, nouveaux-nés	Tête entière, adultes
Alimentation	Batterie, 7,2VDC	Batterie, 7,2VDC	-
Rapport signal/bruit	-	67dB @ 10Hz	-
Déviatiion à long terme	-	-	-
Diaphonie	-	-	-
Bande passante	2Hz – 1kHz	10Hz	-
Puissance émise	-	-	-
Transmission des données	Sans fil (IEEE 802.11b)	Avec fil	-



(a)



(b)

FIG. 2.5 Étage d'entrée développé par Normandin (Normandin et al., 2005). (a) Schéma de haut niveau. (b) Photographie du microcircuit monté sur un circuit imprimé. Le couvercle a été enlevé pour laisser passer la lumière.

2.6 Laboratoire de neurotechnologies Polystim

Depuis quelques années, l'équipe Polystim s'est lancée dans un projet de conception d'un système de spectrométrie en proche infrarouge, dans lequel s'inscrit le travail présenté ici. À cet effet, deux composantes intégrées ont été réalisées afin de servir d'étage d'entrée à ce système. Le premier, développé par Frédéric Normandin, est une combinaison de différentes composantes, soient une photodiode au silicium, un amplificateur à transconductance de $95\text{dB}\Omega$ ainsi qu'un mélangeur, pour le cas où la lumière a été modulée par l'émetteur (Normandin et al., 2005; Normandin et al., 2004). Cette chaîne est présentée à la figure 2.5.

Le deuxième circuit intégré, développé par Hervé Achigui, est un amplificateur opérationnel à très faible bruit et basse consommation, avec un gain en boucle ouverte de 67dB (Achigui et al., 2005a). Cet amplificateur est conçu pour fonctionner avec une tension d'opération aussi faible que 1V.

Ainsi, ces deux circuits possèdent des caractéristiques très intéressantes pour construire un système portable.

2.7 Récapitulation

Dans ce chapitre, les travaux des différents laboratoires œuvrant dans le domaine de l'imagerie par diffusion optique ont été présentés. Certains de ces travaux ont une précision exemplaire mais ne sont pas portables ; d'autres sont très légers mais ne s'appliquent qu'au cortex préfrontal ou aux nouveau-nés. Finalement, un système dont les caractéristiques s'apparentent au prototype développé par Polystim a été abordé, mais compte tenu du manque d'information sur celui-ci, sa performance est difficile à évaluer.

Finalement, il a été question des travaux de l'équipe Polystim, lesquels sont préliminaires au développement du prototype qui sera décrit dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 3

DESCRIPTION DU PROTOTYPE

Avant de se lancer dans la mise en œuvre d'un prototype de spectrométrie en proche-infrarouge complètement intégré, il est important de réaliser une version discrète, afin de régler les problèmes potentiels avant que ceux-ci ne surviennent dans un circuit immuable. Aussi, comme un système complexe doit toujours se baser sur une fondation robuste, il est de mise de commencer par simplifier le plus possible le système, quitte à le modifier par la suite pour le rendre plus complet.

Dans ce chapitre, il sera présenté un prototype complet de système d'imagerie fonctionnelle NIRS dont le schéma de haut niveau est montré à la figure 3.1. Les principales caractéristiques du prototype seront d'abord fixées, puis les différents blocs fonctionnels, soient l'émetteur, le récepteur et le contrôleur, seront présentés en détails. Une fois la partie matérielle exposée, ce chapitre sera terminé par une description de la programmation du contrôleur et du logiciel utilisé par l'ordinateur.

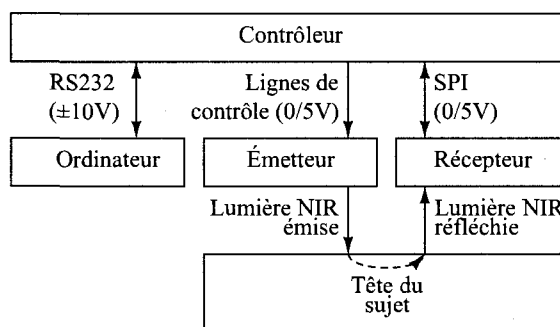


FIG. 3.1 Schéma de haut niveau du système d'imagerie fonctionnelle NIRS.

3.1 Principales caractéristiques

Certains paramètres généraux du prototype doivent tout d'abord être choisis : c'est le cas du nombre de canaux, du nombre de longueurs d'onde (ou sources) par canal, ainsi que du type de modulation utilisé pour transmettre ces longueurs d'onde.

3.1.1 Nombre de canaux

À terme, soit dans quelques années, ce projet devrait posséder environ 30 canaux, soit la résolution spatiale du type d'électroencéphalographe utilisé pour la détection de l'épilepsie. Par contre, comme le prototype présenté ici sert de preuve de concept, il n'est pas utile d'étendre dès maintenant le système à plusieurs canaux. Un seul canal sera donc développé, et le contrôleur sera conçu de manière à pouvoir en ajouter quatre autres par la suite.

3.1.2 Nombre de sources par canal

Même s'il a été vu que seulement deux longueurs d'onde sont nécessaires pour isoler les variations hémodynamiques, l'utilisation de trois longueurs d'onde permet d'améliorer la précision en interpolant selon deux combinaisons de deux longueurs d'onde. Comme cet ajout rend ainsi le système plus intéressant sans le compliquer à outre mesure, ce prototype utilisera donc trois longueurs d'onde au lieu de deux.

3.1.3 Modulation des sources

Quatre techniques de modulation des différentes longueurs d'onde ont été présentées dans le premier chapitre. Parmi celles-ci, la modulation par sources alternées

possède un avantage au niveau de la plage dynamique du détecteur. En effet, comme une seule source est activée à la fois, le détecteur ne doit capter la lumière émise que par cette source. Pour trois longueurs d'onde, la modulation par déphasage oblige le détecteur à posséder une plage deux fois plus grande. Finalement, les deux dernières modulations impliquent une plage trois fois plus grande, puisque les sources sont parfois toutes allumées en même temps. Ainsi, en utilisant la modulation en sources alternées, on gagne de un à $1\frac{1}{2}$ bits en précision, sans pour autant changer la résolution de l'ADC.

Il est toutefois possible de réduire le bruit en modifiant cette méthode. À cet effet, rappelons que le but de ce prototype est de vérifier s'il est possible de créer un système portable applicable sur une tête entière, à l'aide de composantes discrètes. Dans ce cas, l'ajout de chaque composante est une source de bruit supplémentaire. Or, bien que la modulation par source alternée telle que présentée au chapitre 1 soit simple à implémenter, elle implique tout de même un filtre et un démodulateur à la suite du capteur. Il serait intéressant d'éliminer ces composantes afin de réduire davantage la chaîne analogique et améliorer ainsi la qualité du signal. Pour ce faire, il est encore plus simple d'émettre des pulsations de lumière continue pour chaque source plutôt que de la lumière oscillante. Ainsi, on n'a qu'à synchroniser le convertisseur sur l'émetteur pour prendre des échantillons de lumière réfléchie aux bons moments.

Cette méthode aurait par contre l'inconvénient d'enregistrer la lumière ambiante en plus de la lumière émise. Pour limiter ce problème, il est proposé d'ajouter un quatrième échantillon où aucune source n'est allumée. Cet échantillon, composé uniquement de lumière ambiante, sera alors soustrait des autres. La figure 3.2 montre ce principe.

En plus de sa simplicité accrue, cette technique offre un autre avantage : en uti-

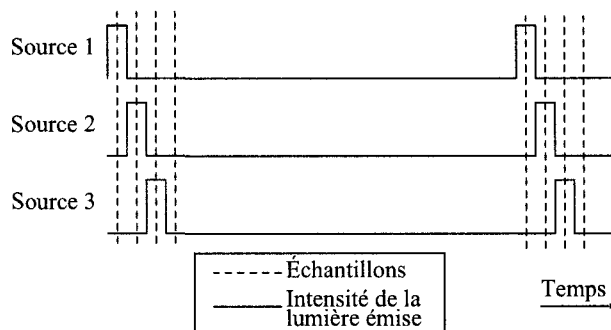


FIG. 3.2 Forme du signal lumineux émis par le deuxième prototype.

lisant de courtes pulsations et en conservant les sources éteintes la majorité du temps, la consommation d'énergie par les sources est diminuée, ce qui est intéressant pour un système alimenté par piles. De plus, il est alors possible d'augmenter la puissance des émetteurs tout en conservant la chaleur irradiée et transférée dans des niveaux sécuritaires, simplement en augmentant le temps entre deux ensembles d'échantillons. Ainsi, cette technique crée une marge de manœuvre entre la puissance consommée, le rapport signal/bruit et la vitesse d'échantillonnage.

Finalement, il faut garder à l'esprit que le système devra être utilisé en même temps qu'un électroencéphalographe, qui est un appareil extrêmement sensible aux variations électriques. Avec un appareil non portables où la lumière est acheminée par fibre optique, il n'y a pas de risque d'interférence entre l'électroencéphalographe et le système d'imagerie NIRS. Par contre, comme le prototype présenté est conçu pour intégrer toute l'électronique sur la tête, il est nécessaire de multiplexer les deux systèmes d'imagerie dans le temps, ce qui implique que le prototype présenté doit être complètement éteint entre chaque lecture pour laisser le temps aux données de l'EEG de devenir valides. Or, un multiplexage temporel des sources contribue à faciliter le respect de cette contrainte.

Ayant maintenant déterminé de quelle manière les sources seront modulées, il est possible de développer les blocs d'émetteur et de détecteur de la figure 3.1. Ce

schéma-bloc plus détaillé est montré à la figure 3.3.

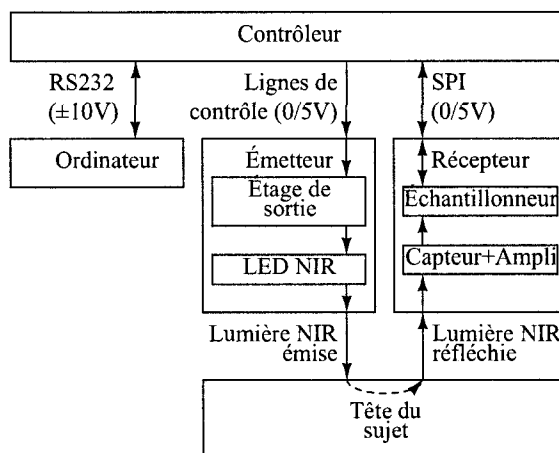


FIG. 3.3 Schéma-bloc du prototype.

3.2 Conception de l'émetteur

Au premier chapitre, il a été montré qu'en utilisant une forme différentielle pour l'équation de Beer-Lambert modifiée, les variations hémodynamiques sont obtenues seulement à partir des intensités lumineuses détectées, et non des intensités émises. Par contre, cette affirmation n'est vraie que si la lumière émise est constante. Il est donc important de bien contrôler l'intensité de la lumière émise. Cette section présente donc le choix des émetteurs, et le détail du circuit qui les asservira.

3.2.1 Choix des émetteurs

Comme le prototype doit être petit, le choix des émetteurs se limite aux diodes au laser et aux diodes électroluminescentes standard (LED). Or, le choix se tourne rapidement vers les LED pour leur simplicité d'opération. Toutefois, il s'avère que leur choix est extrêmement vaste : il existe des LED de toutes les formes, de toutes les couleurs, de toutes les grandeurs et de tous les prix. Par contre, la composante

L4*730/4*805/4*850-40Q96-I, fabriquée par la compagnie *Epitex* et montrée à la figure 3.4, se démarque pour l'application à la spectrométrie en proche-infrarouge :

1. Elle intègre dans le même boîtier trois LED de longueurs d'onde intéressantes, soient 730nm (rouge), 850nm (infrarouge) et 805nm (très près du point isobestique de la courbe d'absorption de l'oxy- et de la désoxyhémoglobine).
2. Elle possède une puissance irradiée assez élevée, soit d'au moins 30mW par longueur d'onde, grâce à quatre LED disposées en série.
3. Les trois LED sont sur le même dé de silicium. Les sources lumineuses sont donc très près l'une de l'autre, ce qui assure une variation réduite du parcours moyen de la lumière pour chacune des longueurs d'onde.

De plus, le laboratoire Polystim possédait déjà deux échantillons de cette composante, ce qui a facilité davantage ce choix. Toutefois, son inconvénient est sans doute son prix de 100\$ lorsqu'elle est achetée à l'unité.

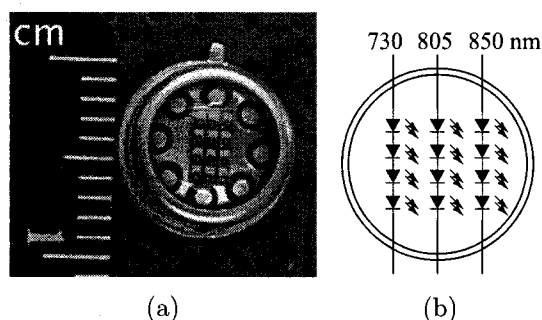


FIG. 3.4 LED L4*730/4*805/4*850-40Q96-I de la compagnie *Epitex*. (a) Photographie. (b) Symbole.

3.2.2 Asservissement de la puissance irradiée

Maintenant que les émetteurs sont choisis, il faut contrôler l'intensité de la lumière qu'ils émettent. Or, pour une LED, la puissance irradiée est directement propor-

tionnelle au courant la traversant¹. Il suffit donc de créer un circuit d'asservissement en courant pour chacune des trois LED d'un émetteur.

La solution la plus simple et la moins coûteuse pour contrôler le courant dans une LED est l'utilisation d'un montage émetteur-suiveur tel que montré à la figure 3.5. Par contre, cette solution a l'inconvénient d'être très énergivore, puisque tout le courant de la LED passe à travers une résistance relativement grande. De plus, comme la tension de polarisation d'une LED varie d'une diode à l'autre, ce circuit nécessite une résistance spécifique pour chaque diode.

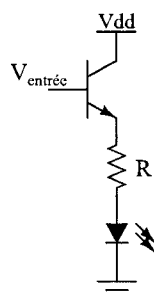


FIG. 3.5 Montage émetteur-suiveur pour alimenter une LED.

Le circuit retenu, présenté à la figure 3.6 évite ce problème en utilisant une résistance beaucoup plus petite (1Ω) et un circuit de rétroaction. Le principe est le suivant : on veut contrôler la quantité de courant passant dans le transistor, donc circulant dans la diode. Pour ce faire, on met la diode en série avec une résistance d'un ohm, puis on mesure la tension aux bornes de cette résistance. Cette tension est alors comparée avec une tension de référence à l'aide d'un amplificateur opérationnel dont la sortie commande la base du transistor. Ainsi, si on veut faire passer 15mA dans la diode, on n'a qu'à appliquer 15mV à l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel.

¹La température entre aussi sensiblement en jeu. Or, comme les LED seront allumées selon les mêmes conditions durant toute la durée des acquisitions, la température devrait se stabiliser. Cette assumption sera toutefois vérifiée dans le prochain chapitre.

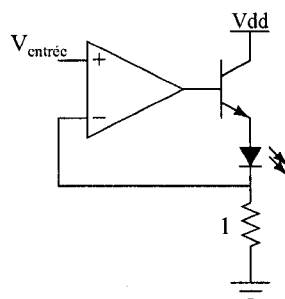


FIG. 3.6 Contrôle du courant dans une LED par rétroaction.

3.2.3 Intégration pour plusieurs longueurs d'onde

Comme on désire contrôler trois longueurs d'onde, le circuit décrit plus haut est répété trois fois, et une fonction d'activation est ajoutée pour chaque LED. Pour ce faire, un commutateur électronique est inséré entre les sorties des amplificateurs opérationnels et les bases des transistors. De plus, une résistance supplémentaire est ajoutée entre la base des transistors et la masse, celle-ci ramenant la base à 0V si les interrupteurs sont ouverts (ceci afin de bloquer les transistors par défaut).

Cette solution est montrée à la figure 3.7, où le circuit de rétroaction est répété trois fois (un circuit par longueur d'onde), et où la tension $V_{\text{entrée}}$ est commune pour les trois circuits. Notons que cette tension d'entrée, dont la haute impédance est assurée par un suiveur, est divisée par 69 afin d'obtenir un courant de 72mA pour une entrée de 5V. Cette valeur de courant approche le courant maximal recommandé pour les LED utilisées.

3.2.4 Réalisation du circuit de l'émetteur

Mis à part les résistances et les condensateurs de découplage, trois transistors de puissance sont nécessaires, ainsi que quatre amplificateurs opérationnels et trois commutateurs électroniques. Comme ce circuit devra être répété pour chaque ca-

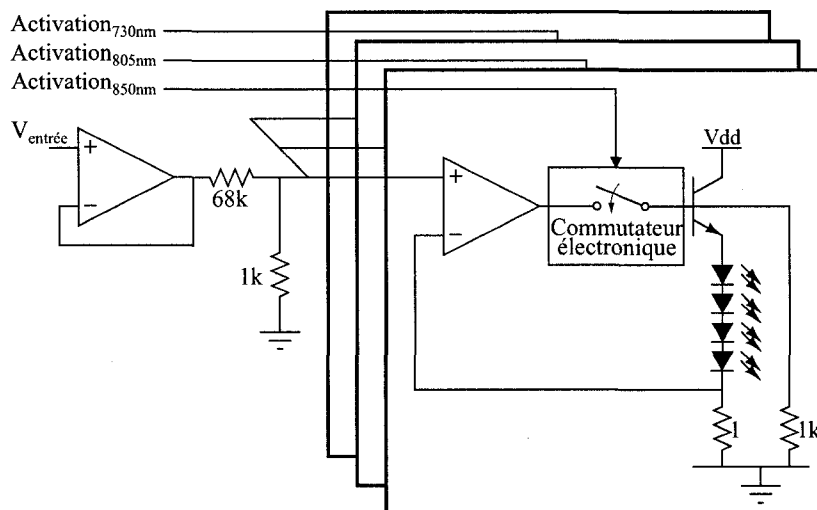


FIG. 3.7 Circuit de contrôle des LED de l'émetteur.

nal et que sa grandeur est limitée, il a été convenu d'utiliser des circuits intégrés comprenant plusieurs exemplaires des composants nécessaires. De plus, le type de boîtier est surfacique (*surface-mount*) afin de minimiser l'espace requis.

Ainsi, pour les quatre amplificateurs opérationnels, un TL074 en format SOIC convient parfaitement, celui-ci comportant quatre amplis-op. Pour les commutateurs analogiques, un DDG441 en format SOIC contient quatre canaux, ce qui convient également pour le circuit. Finalement, dans le cas où les LED sélectionnées ne donnent pas les résultats escomptés, le circuit doit pouvoir s'adapter à d'autres LED, dont les tensions et courants de polarisation peuvent être différents. Ainsi, des transistors discrets polyvalents ont été choisis, soient trois 2N2222. Notons que la taille de ce circuit pourrait être davantage réduite, en fixant les LED directement sur le circuit au lieu de les brancher à l'aide de connecteurs. De plus, des résistances surfaciques permettraient d'utiliser les deux côtés du circuit imprimé. Par contre, pour un premier prototype, il est important de pouvoir changer les composants clé comme les LED et les résistances. Une version miniaturisée pourra ensuite être construite en fonction des résultats du prototype.

Une image de préfabrication est montrée à la figure 3.8. Les détails de ce circuit, soient le schéma électrique complet et les dessins du circuit imprimé se trouvent en annexe aux figures A.1 et A.2.

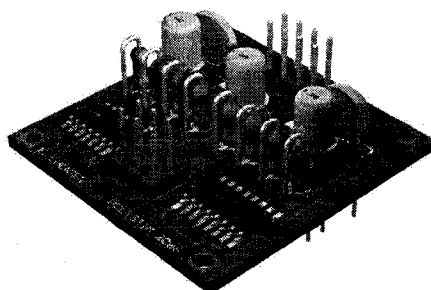


FIG. 3.8 Image du circuit de contrôle des LED.

3.3 Conception du récepteur

Grâce à la modulation très simple des différentes sources, le circuit de réception est réduit à seulement deux blocs fonctionnels : un étage d'entrée composé d'une photodiode suivie d'un amplificateur, et un convertisseur analogique-numérique (ADC). L'ADC sera synchronisé avec l'émetteur par le contrôleur, afin que les conversions soient exécutées aux bon moments. Cette section présente les choix pour l'étage d'entrée et pour l'ADC.

3.3.1 Choix de l'étage d'entrée

L'étage d'entrée est très important au niveau de la limitation du bruit : il faut être certain de choisir une photodiode et un amplificateur à faible bruit, avec le gain le plus haut possible. Entrent en jeu les projets de maîtrise de Frédéric Normandin et de Hervé Achigui, qui ont été introduits dans le premier chapitre. Ces deux projets se concentrent justement sur cette étape du circuit.

Il faut noter qu'il existe plusieurs amplificateurs et photodiodes sur le marché, et que parmi ces composantes, quelques-unes doivent sans doute donner des résultats équivalents aux composantes développées par le laboratoire Polystim. Par contre, comme on veut éventuellement intégrer ce système avec un EEG, il est important que chaque canal soit le plus petit possible, d'où l'intérêt d'intégrer le plus grand nombre de blocs fonctionnels dans une même composante. Il n'est alors plus possible d'utiliser des composantes commerciales.

a. Circuit intégré de Normandin

L'intérêt principal de cette composante intégrée est la proximité du détecteur et de l'amplificateur. Or, c'est entre le détecteur et l'amplificateur que le système est le plus sensible à l'interférence électromagnétique ; en les installant si près l'un de l'autre, cette interférence est pratiquement éliminée.

Lorsqu'il est configuré pour utiliser sa photodiode interne, le schéma électrique du circuit intégré de Normandin est équivalent à la figure 3.9, où B2 permet d'activer ou non le dernier amplificateur. Amp1 est un amplificateur à transconductance, dont l'architecture est au choix entre un amplificateur de tension et un amplificateur de courant : ce choix est réalisé à l'aide d'une autre entrée numérique B1.

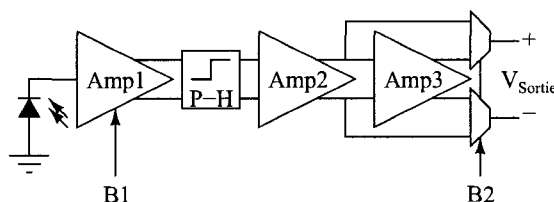


FIG. 3.9 Capteur et amplificateur du circuit intégré de Normandin.

La sortie de cette puce est une tension analogique qui est directement proportionnelle à l'intensité lumineuse captée. Notons que pour ramener les tensions continues

au milieu de la plage d'alimentation, et ainsi éviter de faire saturer les amplificateurs, les fréquences très basses sont coupées par des filtres ayant des constantes de temps de quelques secondes. L'équivalent de ces filtres est illustré par le bloc P-H sur la figure 3.9.

Comme les différentes longueurs d'onde sont activées chacune de manière continue, on pourrait croire que ces filtres bloqueraient les signaux détectés. Toutefois, ces filtres n'auront qu'un effet limité sur ces signaux, puisque chaque source est éteinte beaucoup plus longtemps qu'elle est activée. Aussi, les pulsations rapides de lumière passeront à travers les filtres, celles-ci étant énormément plus courte que la constante de temps de ces filtres. Par conséquent, la partie continue de la lumière ambiante sera la seule composante qui sera éliminée par ce circuit.

Le gain des amplificateurs Amp2 et Amp3 est ajustable en changeant leurs tensions de polarisations, ces tensions étant fournies par des entrées supplémentaires au circuit intégré. Si on ne force pas de tension sur ces entrées, des tensions de polarisation par défaut sont utilisées.

La source externe de courant avait déjà été testée lors du projet de maîtrise de Normandin, mais aucun résultat de test avec la photodiode comprise sur son circuit intégré n'est reporté dans son mémoire. Comme il s'agit du point fort de ce projet, il a donc été décidé de tester ce circuit avec la photodiode. Par contre, en suivant les tensions de polarisations décrites dans la documentation fournie, puis en variant ces tensions, un gain intéressant n'a jamais pu être obtenu. Un second exemplaire a été testé avec les mêmes résultats. Il semble donc y avoir un problème qui empêche l'utilisation de la photodiode intégrée comme entrée pour ce circuit.

Pour régler ce problème, il faudrait alors connecter une photodiode externe; toutefois, ceci diminue grandement l'intérêt pour ce circuit.

b. Circuit intégré de Achigui

Ce circuit est un amplificateur opérationnel dont les caractéristiques sont idéales pour notre application, puisqu'il a été conçu expressément pour être utilisé comme étage d'entrée pour un système NIRS.

Le tableau 3.1 présente une comparaison des caractéristiques principales des deux étages d'entrée disponibles. Or, comme les caractéristiques de l'amplificateur de Achigui sont données pour un amplificateur opérationnel en boucle ouverte, le circuit de la figure 3.10 est utilisé pour dériver le bruit à l'entrée en nanoampères, ainsi que pour obtenir le gain en mode transrésistance, comme pour le circuit de Normandin.

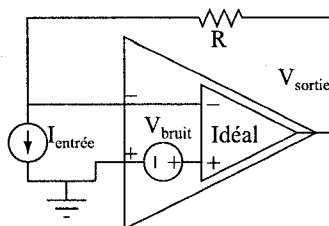


FIG. 3.10 Caractérisation du bruit pour un amplificateur à transrésistance.

Compte tenu de cette comparaison et du fait que les deux circuits nécessitent finalement une photodiode externe, le circuit intégré de Achigui a été choisi pour sa plus grande versatilité (surtout au niveau du changement du gain) et ses meilleures caractéristiques.

Pour le choix de la photodiode, il est important de maximiser la détection de photons. À cet effet, une *FFD-200 Large Area Silicon PIN photodiode* de la compagnie *Perkin Elmer* a été choisie, principalement pour sa haute sensibilité avec son grand diamètre de 5,1mm. Une photographie de cette photodiode est montrée à la figure 3.11.

TAB. 3.1 Comparaison des caractéristiques principales des deux étages d'entrée disponibles

Circuit réalisé par :	Normandin	Achigui
Puissance consommée	1,5mW	18 μ W
Bruit reporté à l'entrée	2,4 à 4nA	134nV/ R (nA)*
Gain en transrésistance	113 à 161dB Ω	20 log R (dB Ω)**
Référence	(Normandin et al., 2005)	(Achigui et al., 2005a)

*Le bruit d  du courant d'entrée peut être négligé pour la majorité des étages d'entrée de type MOS utilisés à basse fréquence (Johns et Martin, 1997b), d'où l'absence d'une valeur en courant pour le bruit d'entrée. Par contre, pour que cette équation soit exacte, la résistance doit être beaucoup plus faible que l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

**Le gain fini en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel enlèvera quelques mdB Ω au gain total.

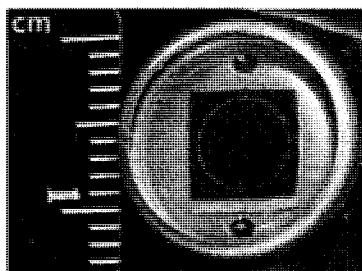


FIG. 3.11 Photographie de la photodiode FFD-200 de la compagnie *Perkin Elmer*.

3.3.2 Choix du convertisseur analogique-numérique

Afin de bien isoler les variations hémodynamiques, il est important de choisir un ADC dont la résolution est adéquate. Comme mentionné dans le premier chapitre, ces variations sont de l'ordre de 1% de la composante continue de la lumière détectée. Afin de rendre le système robuste aux différents artefacts possible, le gain de l'étage d'entrée sera ajusté pour amener cette composante continue au milieu de la plage dynamique de l'ADC.

En fixant arbitrairement une résolution de sept bits sur les changements hémodynamiques, soit 1% de la composante continue, on obtient une résolution nécessaire

dont le plus grand palier possible est de :

$$\text{Palier maximum} = \underbrace{\frac{1}{2^7} \times \frac{1}{100}}_{\text{Composante continue}} \times \left(\frac{\text{Plage d'entrée}}{2} \right) = \frac{\text{Plage d'entrée}}{25600} \quad (3.1)$$

Une résolution légèrement supérieure est atteinte avec un ADC de 15 bits. Parmi la vaste sélection de convertisseurs, le AD7691 de *Analog Devices* a été sélectionné pour ses caractéristiques plus qu'adéquates :

1. Il possède une résolution de 18 bits, ce qui est plus que suffisant.
2. Sa vitesse d'échantillonnage est rapide, soit de 250k échantillons par seconde.
3. Il possède une interface série standard de type SPI (*Serial Peripheral Interface*), il est donc possible d'utiliser plusieurs de ces convertisseurs sur un même bus de communication, ce qui facilitera l'ajout de canaux supplémentaires.

De plus, dans le cas où on décide ultérieurement d'exécuter la conversion analogique à numérique à l'extérieur du circuit intégré, cette composante reste intéressante pour sa très petite taille (3mm × 3mm) et sa consommation minime qui est proportionnelle à sa vitesse d'échantillonnage (50μW pour 1000 échantillons par seconde).

La figure 3.12 montre le schéma complet du récepteur.

Il est important de préciser que la plage dynamique de sortie de l'amplificateur est de seulement 0,7V, alors que la plage d'entrée de l'ADC est fixe à 5V. Normalement, il serait donc nécessaire d'insérer un second amplificateur entre U1 et U2 afin d'adapter ces plages dynamiques. Autrement, en n'adaptant pas ces plages

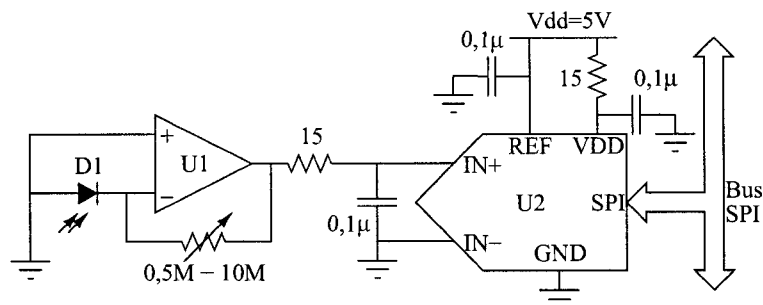


FIG. 3.12 Chaîne de réception du signal. U1 est l'amplificateur opérationnel conçu par Achigui, et U2 est le AD7691 de *Analog Devices*.

dynamiques, on n'utilise alors que 14% de la plage de l'ADC, ce qui retranche un peu moins de trois bits de précision. Par contre, comme l'ADC sélectionné possède une excellente résolution, il a été décidé de ne pas ajouter d'amplificateur supplémentaire; on conserve ainsi le circuit de réception le plus simple possible.

Notons aussi que pour minimiser le bruit provenant de l'alimentation, une pile de 9V a été utilisée pour l'amplificateur et l'ADC.

3.3.3 Réalisation du circuit du récepteur

Au moment de la réalisation de ce circuit, le laboratoire Polystim ne possédait qu'un seul échantillon de l'amplificateur opérationnel de Achigui, et cet échantillon était dans un boîtier de type DIP-40. Comme il a été jugé dangereux de changer un dé de boîtier alors qu'on n'en possède qu'un seul, le circuit fabriqué utilise donc ce gros échantillon. Le récepteur est par conséquent beaucoup plus gros que sa taille potentielle, aussi a-t-il été jugé inutile de concevoir un circuit imprimé pour ce prototype.

Le circuit a donc été monté à l'aide d'une technique point à point, afin d'émuler un circuit imprimé sur une plaquette perforée : le schéma électrique détaillé et le

dessin de masque utilisé sont montrés en annexe aux figures A.3 et A.4. La figure 3.13 montre une photo du circuit de réception, ainsi que le montage du détecteur et de l'émetteur sur une bande Velcro.

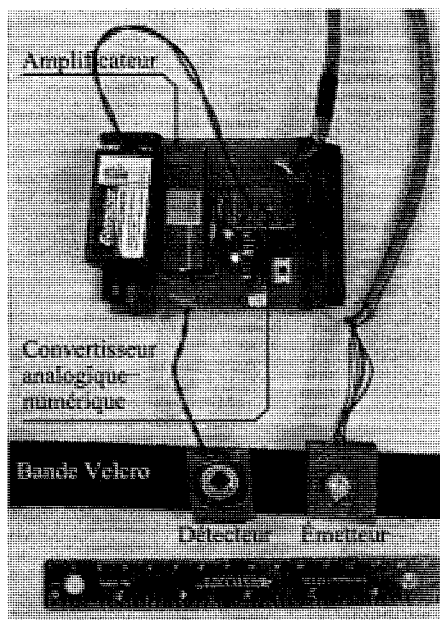


FIG. 3.13 Photographie du prototype d'optode.

3.4 Circuit de contrôle

Le premier choix relatif au circuit de contrôle se situe au niveau de la technologie à utiliser pour le circuit programmable. Deux technologies intéressantes sont disponibles, soient un FPGA et un microcontrôleur. Pour l'application souhaitée, il n'est pas nécessaire d'avoir recours à du traitement parallèle, et la vitesse d'opération est relativement lente. Il est donc inutile de programmer au niveau des portes logiques ; on peut aisément utiliser un microcontrôleur standard. De plus, ce choix se traduit par une économie de coûts et de temps de développement.

Maintenant, afin de déterminer quel microcontrôleur choisir et comment l'inter-

facer, il est nécessaire de déterminer les spécifications du circuit de contrôle. Au niveau de la communication, il est prévu pour ce projet qu'elle se fera sans fil. Par contre, cette spécification sera développée ultérieurement : il est en effet plus sage de régler les problèmes reliés à cette partie du projet sans ajouter ceux qui découleraient d'une communication sans fil. Une communication avec fil est donc de mise. Plusieurs possibilités sont offertes : USB, RS232, FireWire, port parallèle, etc. Une communication via le port série RS232 a été choisie pour les raisons suivantes :

1. La plupart des microcontrôleurs possèdent une interface UART toute faite, ce qui simplifie leur programmation ;
2. Le débit nécessaire pour les données n'est pas très élevé, et un lien RS232 à 115200 bits par seconde suffit amplement pour un premier prototype ;
3. Pratiquement tous les modes actuels de communication sans fil ont une bande passante plus grande que le RS232, ce qui simplifiera beaucoup le port du système actuel sur un mode sans fil. Autrement dit, si le système fonctionne avec le port série, il devrait fonctionner aussi lors de l'implémentation du lien sans fil.

Le moyen de communication avec l'ordinateur étant choisi, on doit déterminer le nombre de sorties nécessaires ; rappelons que le contrôleur doit pouvoir gérer cinq canaux. Le convertisseur analogique-numérique utilisé possède une interface série compatible avec le protocole SPI, ce qui est intéressant au niveau du nombre réduit de fils utilisés pour la communication entre les ADC et le contrôleur. En configurant les convertisseurs en esclaves parallèles, on a donc besoin de cinq sorties pour les signaux d'activations, en plus de l'entrée et de la sortie de l'interface SPI intégrée au microcontrôleur.

Finalement, pour le contrôle des sources à allumer, il faut quinze sorties supplémentaires pour activer ou non chacune des trois longueurs d'onde des cinq canaux

du prototype, pour un total de vingt sorties.

Beaucoup de microcontrôleurs standards répondent aux critères mentionnés, et un AVR ATmega32 a été sélectionné. Notons qu'en plus des spécifications décrites plus haut, des LED ont été ajoutées afin de faciliter le débogage. Finalement, un connecteur de programmation externe a été inclus, ceci afin de souder définitivement le microcontrôleur sur le circuit imprimé et ainsi utiliser le plus petit format disponible, soit un TQFP-44.

Des images du circuit de contrôle se trouvent à la figure 3.14. Le schéma électrique détaillé et les dessins de masques du circuit imprimé sont en annexe, aux figures A.5 et A.6.

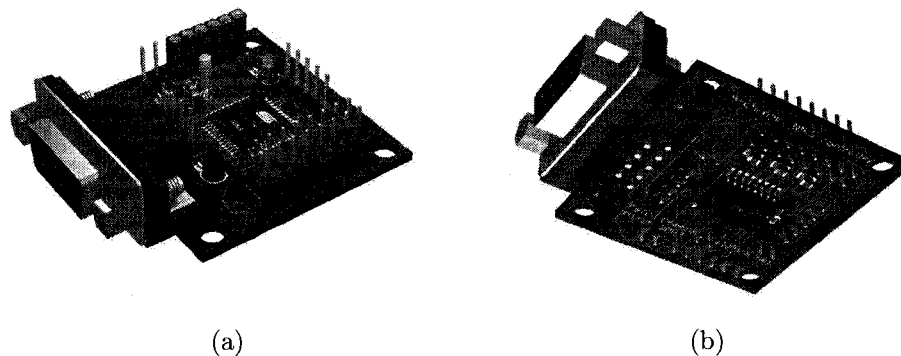


FIG. 3.14 Images du circuit de contrôle. (a) Dessus. (b) Dessous.

3.5 Conception logicielle du prototype

La conception matérielle du circuit a été traitée, et il est maintenant possible pour le lecteur de recréer le prototype décrit dans ce chapitre. Bien entendu, ce système ne peut pas fonctionner seul, puisqu'il possède deux composantes programmables : le microcontrôleur du circuit de contrôle, et l'ordinateur. Cette section traitera de ces deux composantes logicielles, puis du protocole de communication utilisé entre

ces deux entités.

3.5.1 Programme du microcontrôleur

Le logiciel du microcontrôleur reflète bien la simplicité du système, et son comportement est donné à la figure 3.15.

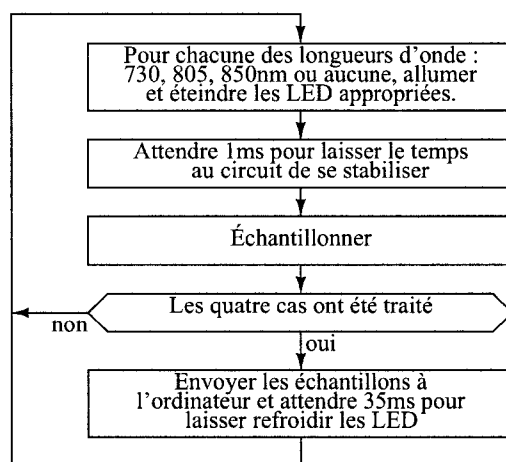


FIG. 3.15 Organigramme représentant le comportement du contrôleur.

En plus de cette boucle principale, le microcontrôleur doit réagir aux directives de l'ordinateur, qui sont des requêtes d'activation et de désactivation de certaines longueurs d'onde. Ceci est réalisé sur une base d'interruptions provenant du port série.

3.5.2 Interface usager et sauvegarde des données

Afin de contrôler le système d'une manière interactive, une interface usager a été programmée sur l'ordinateur. Cette interface ne gère qu'un seul canal, mais il est très simple de lui ajouter des fonctionnalités. Celle-ci fonctionne dans une console en mode texte, et interagit avec l'utilisateur en temps réel grâce à la librairie `ncurses`,

qui existe pour tous les systèmes d'exploitation de type **nix*. L'interface permet d'activer ou non les LED indépendamment l'une de l'autre et de visualiser les quatre lectures provenant de l'ADC (une pour chaque longueur d'onde et une dernière pour aucune LED allumée).

Finalement, elle permet de démarrer et d'arrêter l'enregistrement des données. Ces données sont enregistrées dans cinq fichiers décrits à la table 3.2, qui contiennent tous une série de nombres où chaque ligne est enregistrée au même moment pour chaque fichier. Ces fichiers sont compatibles avec Matlab ; il n'y aura donc pas de manipulation supplémentaire entre l'enregistrement et le traitement des données.

Le détail de cet interface est présenté sous la forme d'un l'organigramme conceptuel, en annexe à la figure B.3.

TAB. 3.2 Fichiers de sortie pour l'enregistrement des données

Nom du fichier	Contenu
outR.data	Valeurs échantillonnées pour la source de 730nm
outNIR.data	Valeurs échantillonnées pour la source de 805nm
outIR.data	Valeurs échantillonnées pour la source de 850nm
outnull.data	Valeurs échantillonnées lorsqu'aucune source n'est allumée
timing.data	Temps d'enregistrement des valeurs, en millisecondes

3.5.3 Communication entre le contrôleur et l'ordinateur

Une communication bidirectionnelle est nécessaire entre le contrôleur et l'ordinateur. En effet, alors que le contrôleur doit envoyer à l'ordinateur des données sur les intensités lumineuses détectées, l'ordinateur doit contrôler l'activation des différentes longueurs d'onde. Comme le protocole RS-232 est bidirectionnel, cette question est réglée d'avance.

Par contre, le microcontrôleur sélectionné fonctionne sur une architecture de huit

bits, ce qui est aussi la limite pour une communication standard avec le port RS-232. Or, le convertisseur analogique-numérique possède une résolution de 18 bits. Il faut donc nécessairement séparer les données en plusieurs paquets de huit bits, ce qui exige une synchronisation de ces paquets. De plus, même avec une communication filaire, il arrive que des octets soient victime d'erreurs lors du transfert. Il faut donc prévoir un mécanisme de détection et correction d'erreur pour éviter ce cas. Finalement, comme la méthode utilisée pour la communication sans fil n'a pas été choisie, le protocole utilisé doit être facilement modifiable pour adapter le système d'une technologie à une autre.

Pour répondre à ces contraintes, il a été choisi de concevoir une librairie robuste pour le transfert des données, celle-ci ne nécessitant que des prérequis de base. Cette librairie, qui sera nommée `CommSync`, doit respecter les conditions suivantes :

1. La librairie doit être simple à utiliser, soit presque invisible. On doit donc pouvoir y accéder à l'aide de fonctions simples, bien documentées et de niveau assez haut pour qu'on puisse aisément modifier le protocole de communication sans changer son interface.
2. La taille des paquets ne doit pas être limitée par le protocole de communication utilisé. Ainsi, avec une communication sur huit bits, on doit pouvoir faire des envois de 24 ou encore de 32 bits.
3. La librairie doit gérer automatiquement la synchronisation des paquets, de manière à ce que les données soient bien alignées lors de la réception. De plus, un système de détection et correction d'erreur doit être mis en place, celui-ci étant aussi invisible.
4. Finalement, la librairie doit être indépendante de tout matériel, pour être implantée telle quelle dans l'ordinateur et dans le microcontrôleur. Ainsi, avec une seule version de la librairie à gérer, le débogage et l'amélioration

sont beaucoup moins ardues.

a. Fonctionnement de la librairie CommSync

Afin de simplifier la synchronisation, le nombre d'octets par paquet est fixe. Pour ce projet, il sera de trois, mais reste modifiable en changeant cette valeur dans un fichier d'entête.

La librairie CommSync consiste en deux modules indépendants : un module d'émission et un module de réception. La figure 3.16 montre comment s'interpose la librairie entre la donnée à envoyer et le module de communication, ainsi qu'entre le module de communication et la donnée reçue. Pour ce projet, le module de communication est simplement le port RS-232.

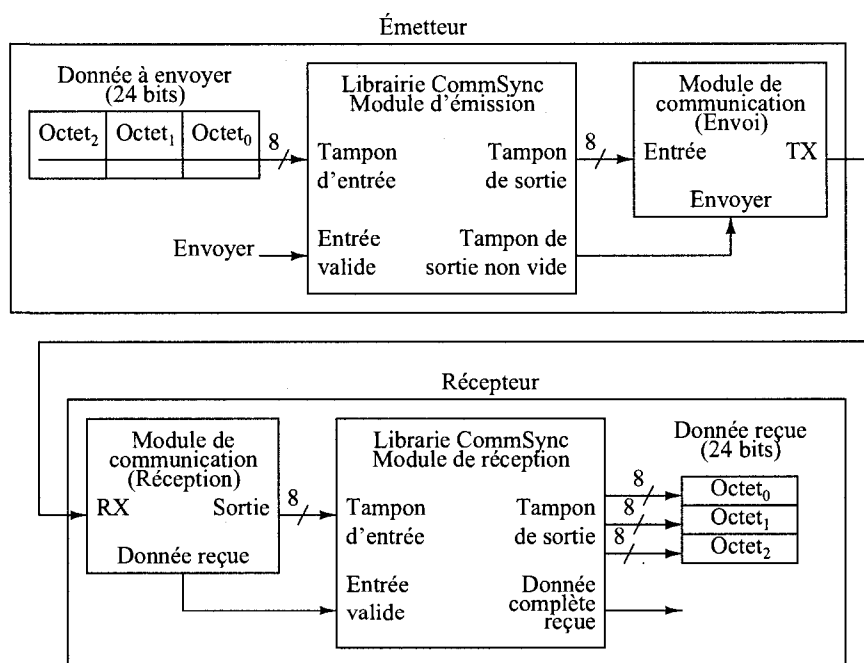


FIG. 3.16 Schéma-bloc représentant l'utilisation de la librairie CommSync.

Cette figure donne une bonne idée du concept ; aussi, une explication des fonctions

fournies par cette librairie est présentée à l'annexe B.1.

b. Détection et correction d'erreur

Pour adopter une méthode de détection et correction des erreurs, on doit tout d'abord évaluer le débit de la communication, ce qui permet d'évaluer la bande passante dont on dispose. Pour le prototype actuel, cinq canaux seront potentiellement utilisés, lesquels utilisent chacun trois longueurs d'onde dont les intensités reçues sont codées sur trois octets (18 bits pour chaque longueur d'onde). Il y a donc un total de 45 octets à envoyer pour un échantillonnage des cinq canaux. Or, le protocole RS-232 possède une vitesse maximale de 115200bps, soit environ 10000 octets par seconde incluant les bits de départ et d'arrêt.

On constate donc que même avec une technologie aussi âgée que le port RS-232, la bande passante n'est pas un problème. Pour la détection et la correction d'erreur, on peut donc se permettre d'utiliser la méthode par parité orthogonale, qui est assez coûteuse en bande passante, mais est très efficace en temps d'exécution sur un microcontrôleur. Ainsi, pour chaque octet transmis, un autre octet correspondant aux différents bits de parité sera aussi transmis, cet octet étant formé selon la table 3.3.

TAB. 3.3 Calcul des octets de parité orthogonale

$A_7 \oplus A_6 \oplus A_5$	$= a_1$	
$\oplus \oplus \oplus$		
$A_4 \oplus A_3 \oplus A_2$	$= a_2$	
$\oplus \oplus \oplus$		
$A_1 \oplus A_0 \oplus 0$	$= a_3$	
$\parallel \parallel \parallel$		
$a_7 \oplus a_6 \oplus a_5$	$= a_4$	

Octet source =

$A_7 A_6 A_5 A_4 A_3 A_2 A_1 A_0$

Octet de parité =

$a_7 a_6 a_5 a_4 a_3 a_2 a_1 0$

En utilisant cette technique, une erreur dans un octet sera toujours corrigée par l'autre octet, à condition qu'il n'y ait qu'une seule erreur dans les deux octets pris

ensemble. On assumera que cette condition est vérifiée pour une communication avec fil. Évidemment, il faudra revoir cette affirmation dans le cas d'une communication sans fil ; dans le cas contraire, il faudra modifier le mécanisme de détection et de correction d'erreur ou en ajouter un autre de plus bas niveau.

On remarque qu'en procédant ainsi, l'octet de parité sera toujours pair, puisque son bit le moins significatif est à 0. On se servira de ce bit comme un octet de synchronisation, afin de différencier les octets de données des octets de parité.

c. Alignement des octets

La synchronisation entre les différents octets à l'intérieur d'un même paquet est assurée par le bit le plus significatif du premier octet, qui devra toujours être à 1 : le premier octet devra donc comporter seulement sept bits utiles, et devra se trouver entre 128 et 255.

d. Résumé du principe de communication

Le rôle du module d'émission se résume donc ainsi : pour chaque octet ajouté dans son tampon d'entrée, un octet de parité est calculé. Le tampon de sortie se voit donc ajouter l'octet original suivi de l'octet de parité. Ainsi, pour une communication à 3 octets, l'envoi de A, B, et C dans le tampon d'entrée génère cette liste dans le tampon de sortie : A, parité(A), B, parité(B), C, parité(C). Le MSB de A sera toujours à 1, et les LSB de tous les octets de parité seront toujours à 0. Le rôle du récepteur est donc premièrement de détecter et corriger les erreurs, et de s'assurer que ces assignations sont respectées. Si ce n'est pas le cas, c'est que l'émetteur et le récepteur ne sont pas synchronisés ; le récepteur le signalera et tentera alors de se resynchroniser.

3.6 Récapitulation

Dans ce chapitre, un système complet d'acquisition de signaux NIRS à un canal et trois longueurs d'onde a été décrit, celui-ci étant extensible à cinq canaux. Ce système devant être le plus concis possible, il utilise une modulation en sources alternées où chaque source est activée de manière continue pendant un bref instant, ce qui permet de limiter le nombre de composantes au strict minimum. La contribution de la lumière ambiante est réduite par l'ajout d'un échantillon où aucune source n'est allumée.

La communication entre le contrôleur et les convertisseurs analogiques-numériques est réalisée grâce à un bus SPI, alors que le transfert de données entre le contrôleur et l'ordinateur est assuré par un lien RS-232. Ces données passent par une librairie personnalisée, celle-ci permettant de corriger en temps réel les erreurs de communication.

Ce circuit sera testé et ajusté en fonction de différentes expérimentations, dont les résultats seront présentés dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 4

RÉSULTATS

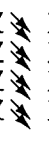
Au chapitre précédent, les détails d'un système d'imagerie fonctionnelle par diffusion optique à un canal ont été présentés. Or, bien que ce système soit théoriquement fonctionnel, une série d'expérimentation doit être réalisée afin de valider ou d'infirmar sa capacité à détecter l'activité cérébrale. Ces expérimentations, dont les méthodes et les résultats sont présentées dans ce chapitre, sont divisées en trois étapes. Premièrement, le fonctionnement du circuit sera vérifié à l'aide de tests divers, évoluant de la base jusqu'à des acquisitions sur l'index et le cortex préfrontal. Ces essais permettront d'obtenir des résultats physiologiques qui pourront être comparés avec des courbes provenant de la littérature.

Le système sera par la suite caractérisé plus précisément à l'aide d'un fantôme, afin de mesurer ses performances, d'identifier ses faiblesses et de le situer par rapports aux systèmes développés par d'autres laboratoires. Finalement, un test sur le cortex moteur primaire sera réalisé, ce qui permettra de valider définitivement le fonctionnement du système présenté.

4.1 Fonctionnement du circuit

La première étape lors de la vérification d'un circuit est de valider son fonctionnement module par module, puis de vérifier la chaîne complète. Le bon fonctionnement de l'émetteur sera donc vérifié; ensuite, la combinaison de l'émetteur et du contrôleur sera mise à l'épreuve grâce à un test sur l'index. Finalement, le capteur final sera ajouté, ce qui permettra d'acquérir des données provenant du cortex

TAB. 4.1 Diodes utilisées pour tester le circuit de contrôle du courant de l'émetteur.

Essai	1	2	3	4	5
Modèle					 4 LED de Epitex : L4*730/4*805/4*850
V_d	0,59V	1,72V	3,44V	6,88V	730nm→7,6V 805nm→6,4V 730nm→5,6V

préfrontal.

4.1.1 Vérification du fonctionnement de l'émetteur

a. Contrôle du courant de l'émetteur

Afin de vérifier que le circuit de contrôle du courant présenté à la figure 3.7 régule bien la puissance émise par les LED, les diodes présentées à la table 4.1 ont été testées avec différents courants allant de 0 à 72mA générés à l'aide de tension d'entrée de 0 à 5V.

Les courants ont été mesurés en évaluant directement la tension à la borne supérieure de la résistance de 1Ω . Ces tests ont permis premièrement de confirmer le bon fonctionnement, mais aussi de découvrir une lacune de ce circuit, qui est sa tension d'alimentation assez élevée.

En effet, deux parties du circuit sont responsables de cette alimentation élevée. La première est le suiveur, qui doit fournir des tensions jusqu'à 5V en sortie. Or, l'amplificateur opérationnel utilisé, soit un TL074, peut générer une tension maximale jusqu'à 2,5V inférieure à la tension d'alimentation. Cet étage nécessite donc une

alimentation de 7,5V.

De plus, l'étage de sortie peut poser problème en fonction de la LED utilisée. Dans le cas de la LED à 730nm, la tension de polarisation est de 7,6V, à laquelle s'ajoute la tension V_{BE} pour laquelle le transistor est actif, qui est de 1,2V avec un courant de collecteur 150mA. La tension de base est finalement fournie par un amplificateur opérationnel qui opère à la tension d'alimentation moins 2,5V. Au total, il faut donc alimenter le circuit avec un minimum de 11,3V pour allumer les LED sur toute leur plage. Par mesure de sécurité, une tension de 15V sera utilisée pour le reste des manipulations.

b. Linéarité de la lumière émise

Le test précédent a permis de vérifier que le courant injecté dans les LED est bien proportionnel à sa tension d'entrée, peu importe la LED utilisée. Par contre, il est important de vérifier que l'intensité lumineuse émise est elle aussi linéaire par rapport à la tension d'entrée de l'émetteur.

Pour ce faire, un capteur OPT-101 de la compagnie *Burr-Brown* a été utilisé pour détecter la lumière émise par les LED; un capteur équivalent a été utilisé par d'autres équipes pour les lectures de variations hémodynamiques dans le cortex préfrontal (Siegel et al., 1999; Chance et al., 2007; Onaral et Pourrezaei, 2005; Bozkurt et al., 2005). En fait, il intègre une photodiode et un amplificateur de courant, sa sortie est donc une tension directement proportionnelle à l'intensité de la lumière détectée. Une photographie de ce capteur est montrée à la figure 4.1.

Comme les LED utilisées sont assez puissantes, il est nécessaire d'insérer un médium atténuant la lumière entre les LED et le capteur, pour éviter de faire saturer la sortie du capteur. À cet effet, le médium utilisé est un récipient de verre contenant une

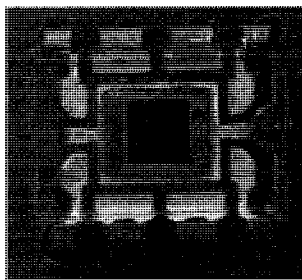


FIG. 4.1 Photographie du capteur OPT-101 de *Burr-Brown*.

solution d'encre de chine sur une largeur d'environ 4cm. L'émetteur et le capteur ont été installés d'un côté et de l'autre du récipient.

Le récipient a d'abord été rempli d'eau, puis une solution d'encre de chine à 0,5%vol. a été ajoutée jusqu'à ce que la sortie du capteur ne soit plus en saturation pour chacune des longueurs d'onde allumées à 72mA (entrée à 5V). L'entrée a ensuite été variée de 0 à 5V, puis la sortie du capteur a été relevée manuellement pour chaque longueur d'onde. Le résultat est présenté à la figure 4.2.

Ce test est concluant, avec des coefficients de corrélation de 0,9994, 0,9996 et 0,9999 pour 730, 805 et 850nm respectivement. Il est donc démontré que l'intensité lumineuse dégagée par l'émetteur est linéaire par rapport à la tension d'entrée, pour une plage d'entrée de 0 à 5V.

Par contre, la lumière émise n'est pas seulement fonction du courant dans les LED, mais aussi de la température. Comme les LED chauffent un peu avant d'atteindre le régime permanent, la lumière émise pendant la première dizaine de minutes varie légèrement. Les données acquises durant cette période transitoire devront donc être traitées avec prudence.

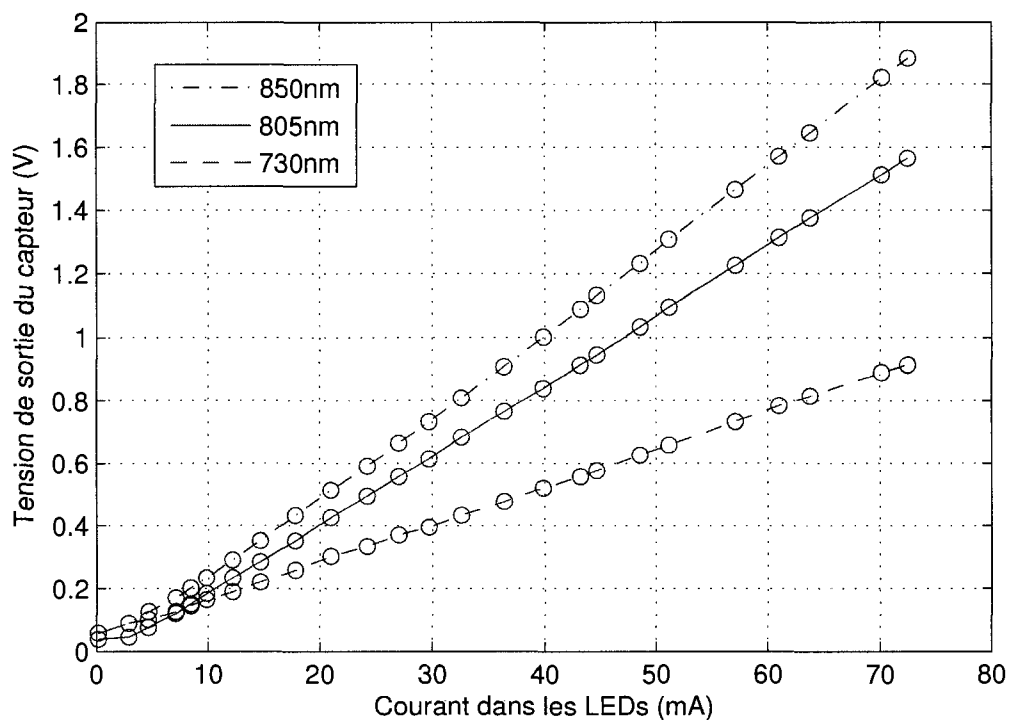


FIG. 4.2 Test de la linéarité du circuit avec le fantôme.

4.2 Essais sur l'index

Comme un des défis de ce projet provient du bruit causé par une forte atténuation lumineuse, il s'avère judicieux de commencer par tester le système non pas sur la tête, mais plutôt sur une partie du corps qui absorbe moins la lumière. L'index a donc été choisi comme milieu de propagation, puisque la longueur du trajet de la lumière est très court (l'épaisseur du doigt, soit environ 1,5cm) et parce que la littérature abonde en ce sens.

Comme pour le test de linéarité de la lumière émise effectué précédemment sur le fantôme, le capteur OPT-101 a été choisi, sa sortie étant connectée directement à l'entrée du convertisseur analogique-numérique. Tout le reste du circuit est exactement comme à la figure 3.12.

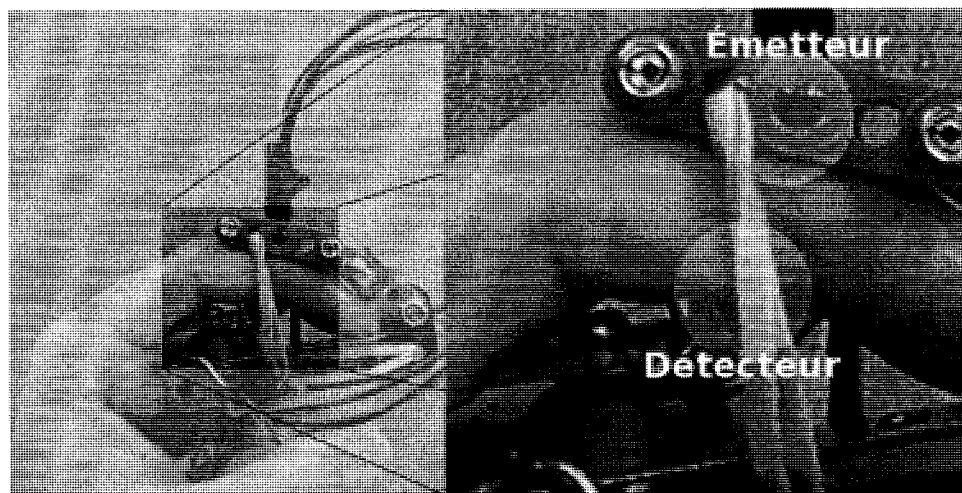


FIG. 4.3 Photo du prototype appliqué à l'index.

Un support a tout d'abord été construit, lequel est montré à la figure 4.3. Celui-ci a été réalisé à l'aide de pièces du jeu *Meccano*, et a été conçu de manière à bien fixer l'émetteur et le détecteur sans toutefois écraser le doigt, ce qui aurait pour effet de modifier la circulation du sang dans le doigt. Finalement, un courant de 72mA a été choisi pour l'activation des LED.

La figure 4.4 montre une acquisition effectuée à l'aide de ce système. La forme spécifique de ces courbes est bien documentée dans la littérature (Klabunde, 2007) : en A, la systole ventriculaire commence et son effet se fait ressentir dans l'index. L'arrivée d'un grand volume sanguin dilate les artères, ce qui augmente la longueur du trajet de la lumière et se traduit par une baisse soudaine de l'intensité lumineuse transmise par le doigt. En B, le coeur est maintenant en diastole et la pression artérielle commence à tomber, les veines ramenant à leur rythme le sang vers le coeur. Finalement, en C, on observe une nouvelle augmentation du volume sanguin, qui est due à la fermeture des valves du cœur ; il s'agit de la relaxation isovolumétrique.

Ces résultats sont très encourageants, puisqu'il s'agit de la première mesure de

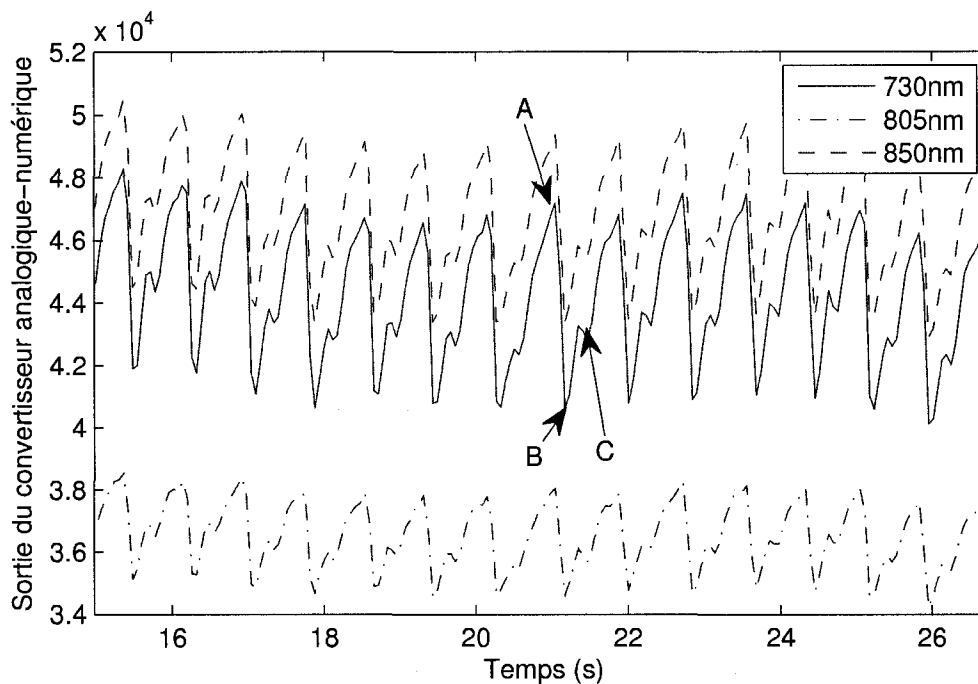


FIG. 4.4 Données provenant d'une acquisition dans l'index ($5V = 2^{18}$ unités de l'ADC)

phénomènes physiologiques effectuée dans le cadre de ce projet. Il reste maintenant à vérifier si la sensibilité du détecteur décrit au chapitre 3 sera assez bonne pour capter de tels phénomènes à travers un milieu plus opaque comme la tête.

4.3 Essais sur le cortex préfrontal

Pour ne pas sauter d'étapes, le système sera testé sur le cortex préfrontal avant tout. En fait, l'atténuation est moins grande dans le front, surtout parce que la lumière ne doit pas passer à travers les follicules pileux.

La première étape de ces essais a été de calibrer un fantôme afin que son atténuation représente le plus fidèlement possible celle du front d'un humain adulte. À partir de cette calibration, il a été possible d'améliorer le rapport signal/bruit

et de caractériser le système entier, ce qui permettra d'avoir un regard critique sur les résultats. Finalement, des acquisitions dans le cortex préfrontal ont pu être réalisées.

4.3.1 Calibration de l'absorption du fantôme

Tout d'abord, afin d'obtenir un fantôme dont la concentration d'encre représente assez fidèlement l'atténuation dans le cortex préfrontal, le système utilisé pour des mesures sur l'index a été placé directement sur le front d'un sujet, avec une distance source-détecteur de 3,5cm et un courant dans les LED de 72mA. Le signal n'étant pas assez fort pour être capté sans ajouter un second étage de gain, le capteur OPT-101 a donc été remplacé par la photodiode FFD-200 et l'amplificateur ICF0401 conçu par Hervé Achigui, avec une résistance de gain de $560\text{k}\Omega$.¹ Une acquisition a donné les résultats de la figure 4.5(a). On remarque qu'il y a énormément de bruit dans ce signal, d'où l'intérêt d'utiliser un fantôme qui permettra d'obtenir un signal stable et facilitera l'étape de la réduction du bruit. Après cette acquisition, l'optode a été installée sur le fantôme décrit précédemment, tel que montré à la figure 4.6. La concentration d'encre de la solution a ensuite été ajustée pour obtenir un résultat semblable à la figure 4.5(a). Le résultat de cet ajustement est montré à la figure 4.5(b).

On constate qu'il n'est pas possible, avec une solution d'encre de chine seulement, de reproduire l'absorption de la tête pour les trois longueurs d'onde, puisque les spectres d'absorption de l'encre et des composantes de la tête sont différents. Ainsi, le fantôme obtenu n'est qu'une approximation simpliste de l'absorption dans la tête. Par contre, le même ordre de grandeur est atteint, ce qui est suffisant vues les

¹À partir de cette étape, tous les tests ont été effectués selon le circuit décrit au chapitre 3, sans modification de composantes. La seule composante variable est la résistance de gain de l'étage d'entrée, dont la valeur sera donnée pour chaque expérimentation.

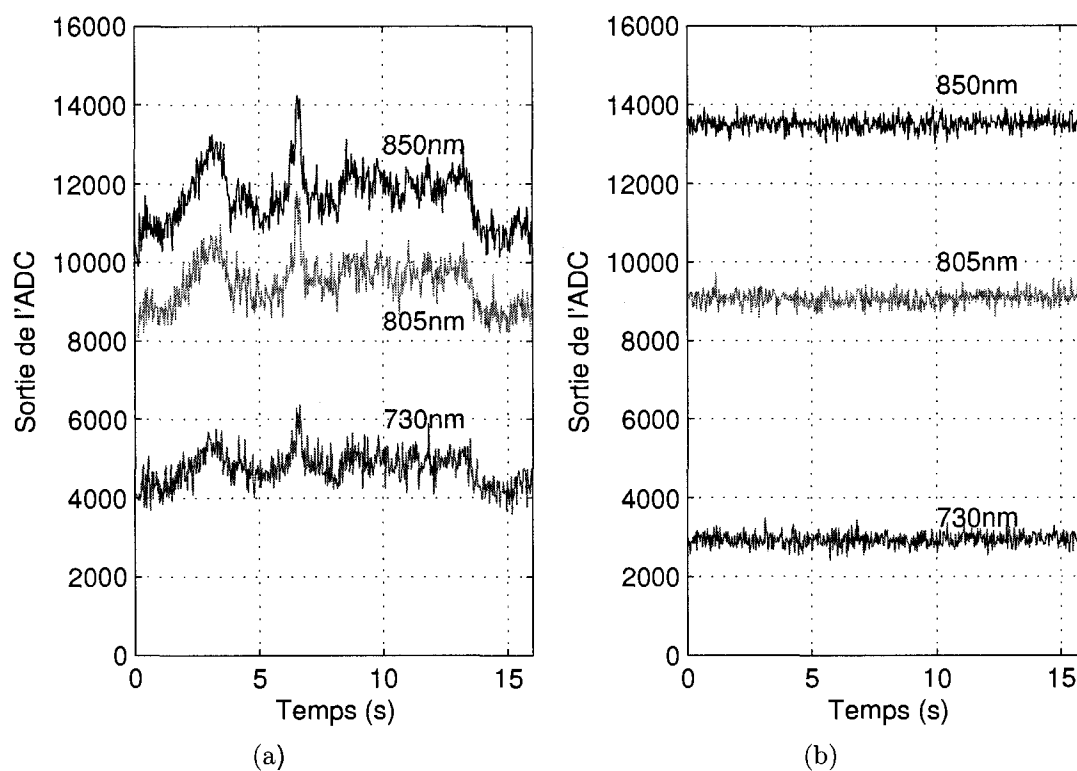


FIG. 4.5 Calibration du fantôme pour l'atténuation du cortex préfrontal. (a) Résultats obtenus à partir du front d'un sujet. (b) Adaptation de la concentration d'encre pour approcher l'atténuation mesurée en (a).

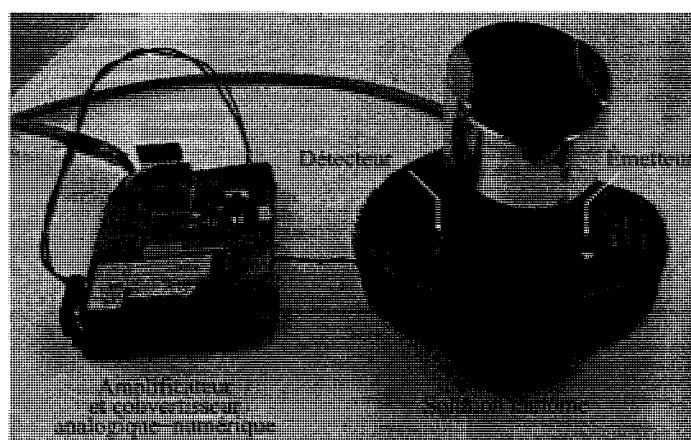


FIG. 4.6 Fantôme utilisé pour évaluer les caractéristiques du circuit.

variations d'absorption d'une personne à une autre.

4.3.2 Amélioration du rapport signal/bruit

Comme on le voit à la figure 4.5, le bruit est plus grand que la précision requise pour détecter les changements hémodynamiques, soit 1% de la composante continue du signal. Il est donc important de réduire ce bruit avant de continuer les autres tests.

La première solution à la réduction du bruit a été de rapprocher les condensateurs de découplage du convertisseur analogique-numérique de façon à ce qu'ils soient le plus près possible. À cet effet, comme le convertisseur est monté sur un adaptateur DIP, les condensateurs ont été placés sous le convertisseur, soit de l'autre côté de l'adaptateur. De plus, le filtre passe-bas à l'entrée de l'ADC a aussi été approché. Ce filtre sert à éliminer les très hautes fréquences générées entre autres par les circuits numériques.

L'amélioration du rapport signal-bruit a été immédiate, mais une technique supplémentaire de réduction du bruit a été utilisée, soit le suréchantillonnage. Ainsi, pour chaque échantillon de lumière détectée, huit conversions analogiques-numériques sont exécutées successivement, la valeur moyenne des conversions étant ensuite envoyée à l'ordinateur.

De plus, la puissance des sources a été doublée, en utilisant un courant de 145mA au lieu de 72mA. Ceci implique qu'il faut aussi doubler le délai de refroidissement des LED, afin de conserver leur température à un niveau sécuritaire pour le sujet.

La nouvelle opération du contrôleur est montrée à la figure 4.7, et sera utilisé pour le reste des expérimentations. Un diagramme temporel réel des conversions de l'ADC est montré en annexe à la figure B.1. Finalement, une moyenne mobile a

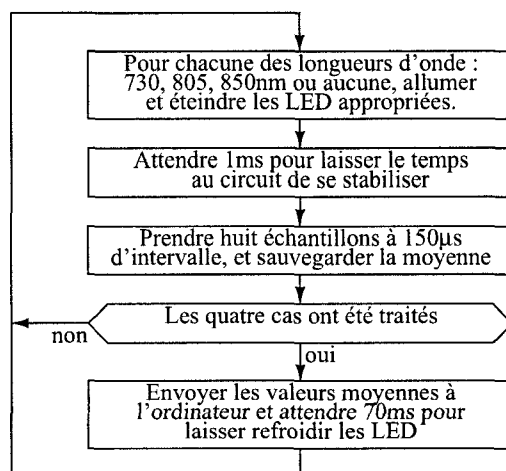


FIG. 4.7 Organigramme représentant le comportement du contrôleur, avec sur-échantillonnage et 70ms de délai de refroidissement.

été ajoutée aux fonctions de traitement de Matlab.

Le résultat de ces modifications est montré à la figure 4.8. Au premier regard, le bruit semble être réduit considérablement. Pour vérifier cette constatation de manière plus approfondie, une quantification de ce bruit sera réalisée lors de la caractérisation du système à la section 4.4.

4.3.3 Résultats sur le cortex préfrontal

Le test suivant a été exécuté sur cinq sujets adultes : quatre hommes et une femme. Le sujet était assis confortablement alors que l'optode était placée au milieu de son front, avec un espacement de 3,5cm entre l'émetteur et le détecteur. Le tout était bien serré à l'aide de bandes Velcro, comme montré à la figure 4.9. Afin de négliger la lumière ambiante, un revêtement opaque était placé sur toute la tête du sujet. Il était aussi demandé au sujet de ne pas bouger et d'éviter de parler, afin de limiter les artefacts de mouvement. Les résultats d'une de ces acquisitions, qui ont fait l'objet d'un article de conférence (Chénier et Sawan, 2007), sont montrés pour une

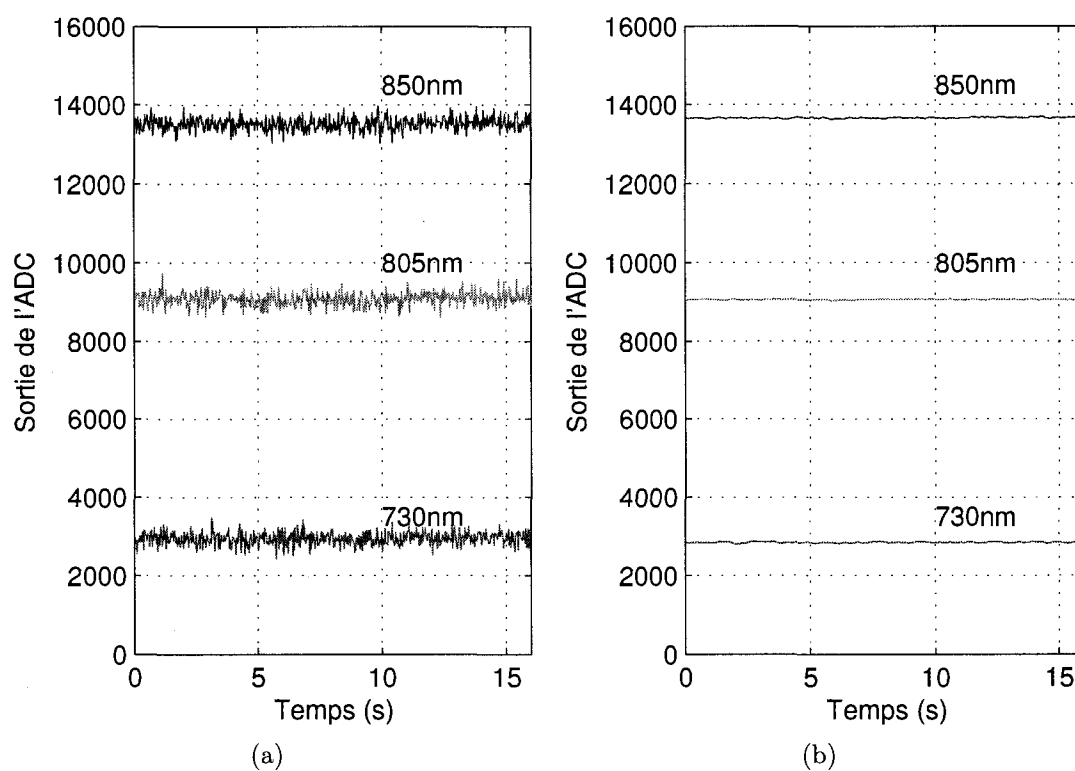


FIG. 4.8 Amélioration du rapport signal/bruit. (a) Avant l'amélioration du SNR. (b) Après l'amélioration du SNR. Une moyenne mobile sur quatre échantillons est exécutée après l'acquisition. Pour fin de comparaison, la sortie de l'ADC a été normalisée puis ramenée aux mêmes valeurs moyennes qu'en (a).

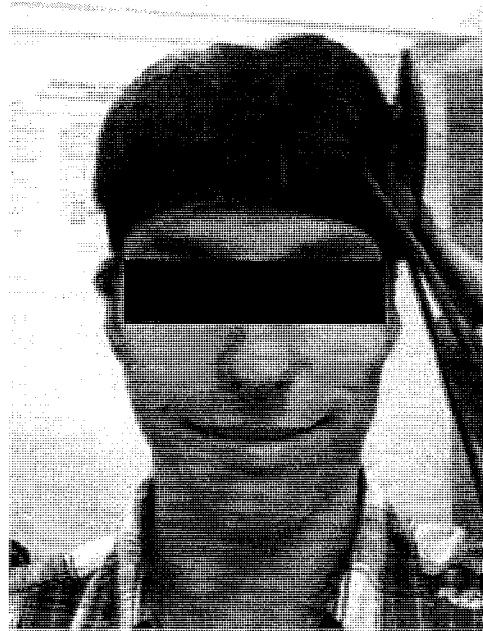


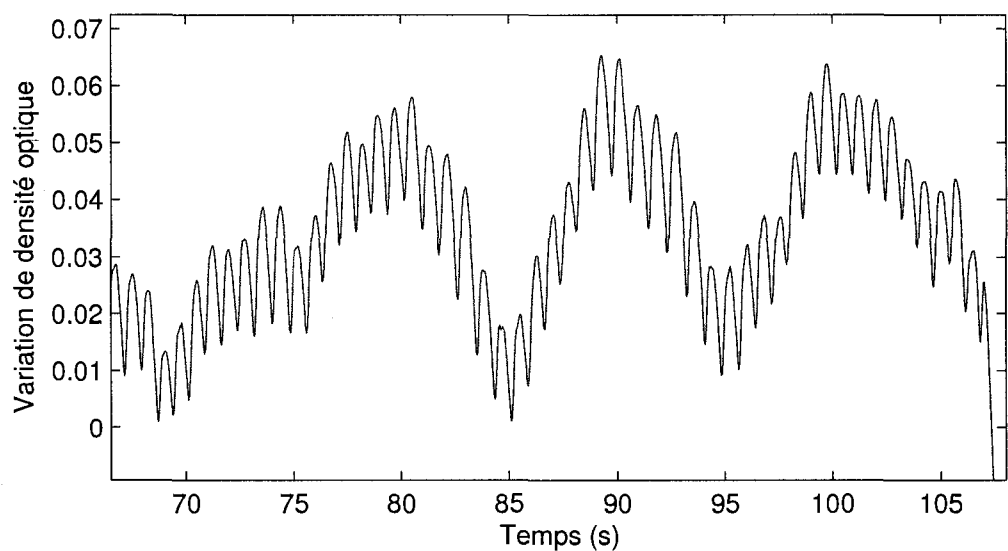
FIG. 4.9 Installation du prototype pour une acquisition du cortex préfrontal.

longueur d'onde à la figure 4.10, où la variation de la densité optique (*OD Change*) est calculée selon cette formule :

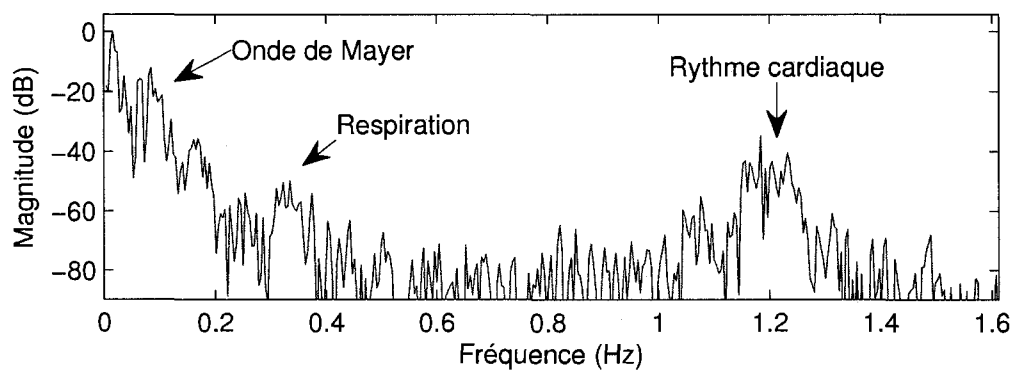
$$\Delta OD = \log \frac{\text{Valeur moyenne du signal}}{\text{Valeur instantannée du signal}} \quad (4.1)$$

Parmi les composantes de la courbe de la figure 4.10(a), deux sont plus faciles à isoler. La composante de haute fréquence est le battement cardiaque, alors que la basse fréquence est principalement l'onde de Mayer. La transformée de Fourier de ce signal est présentée à la figure 4.10(b), ce qui permet d'isoler une composante supplémentaire, qui est due à la respiration. Ces résultats sont fidèles à ceux de la figure 4.10(c), obtenue à partir d'un instrument plus complexe mais plus précis, soit le CW4 du laboratoire PMI de l'université Harvard (Siegel, 2004).

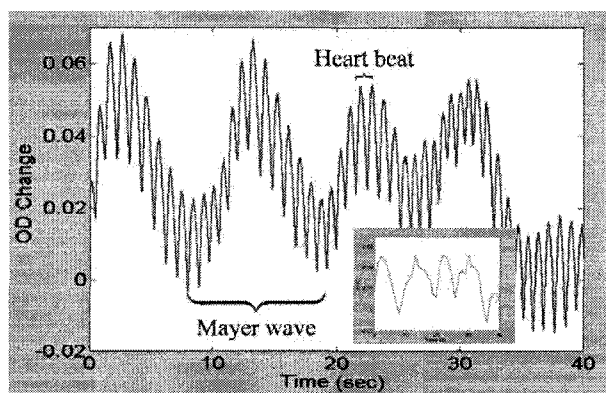
Il est à noter que chaque expérimentation ne donne pas toujours les résultats es-



(a)



(b)



(c)

FIG. 4.10 Données provenant d'une acquisition dans le cortex préfrontal. (a) Courbe temporelle de la variation de la densité optique. (b) Analyse fréquentielle des données en (a). (c) Courbe provenant de la littérature : (Strangman et al., 2002).

comptés. Parfois, l'optode est mal couplée avec la peau ; ceci est réglé en serrant davantage la bande Velcro sur laquelle reposent l'émetteur et le récepteur. En fait, plus la bande Velcro est serrée, moins la lumière est modulée par les variations physiologiques en surface, puisque le sang circule plus difficilement dans le scalp sous l'émetteur et le détecteur : les résultats reflètent alors davantage les variations à l'intérieur du cortex. Ceci a par contre l'inconvénient de générer un inconfort (Chance et al., 2007).

Il est toutefois facile de déterminer si une acquisition a été fructueuse ou non, seulement en observant la courbe résultante : l'absence de battement cardiaque indique qu'il faut recommencer l'acquisition.

4.4 Caractérisation du système

Dans la section précédente, des données ont été acquises à partir du cortex préfrontal. Il s'agit d'une étape importante ; toutefois, il est encore impossible de déduire les variations de concentrations d'oxy- et de désoxyhémoglobine à partir de ces acquisitions. Pour ce faire, il est nécessaire de caractériser précisément le prototype afin de vérifier sa linéarité, sa stabilité dans le temps et le niveau d'erreur qu'il induit. Les résultats de cette caractérisation sont montrés dans cette section.

4.4.1 Linéarité par rapport à l'intensité des sources

Un test de linéarité avait été réalisé pour vérifier le circuit de contrôle de courant des émetteurs ; par contre, il reste à vérifier si la boucle complète est linéaire. À cet effet, la même procédure qu'à la section 4.1.1 a été réalisée, à cette différence que le circuit a été utilisé tel quel et la sortie du système a été enregistrée par

l'ordinateur, à partir des données du convertisseur analogique-numérique.

La figure 4.11 montre la sortie de l'ADC pour les trois longueurs d'onde en fonction du courant dans les LED, avec une résistance de gain de $820\text{k}\Omega$ (résistance variable de la figure 3.12). On remarque deux phénomènes intéressants sur cette courbe. Premièrement, le circuit est bien linéaire pour chacune des longueurs d'onde, mais il existe un décalage de la courbe vers le bas d'une valeur d'environ 2000 unités. Ce décalage provient de deux imperfections des amplificateurs opérationnels opérant avec des tensions continues, soient la tension de décalage (V_e) et le courant de fuite à l'entrée de l'amplificateur (I_f). De plus, il faut compter le courant d'obscurité de la photodiode (I_{dark}), qui génère aussi un décalage de la courbe. La tension de décalage (V_s) à la sortie de l'amplificateur est donc donnée selon l'équation suivante :

$$V_s = V_e + R_g(I_f + I_{\text{dark}}) \quad (4.2)$$

où R_g est la résistance de gain de l'amplificateur.

Afin de corriger ce décalage, il faut caractériser V_e et $(I_f + I_{\text{dark}})$, ce qui peut être fait à l'aide d'une autre acquisition utilisant une résistance de gain différente. À cet effet, la même expérience avec une résistance de $3,3\text{M}\Omega$ a donné un décalage de la courbe de 5000 unités plutôt que de 2000. Le résultat de ces deux acquisitions est traité avec le système à deux inconnues suivant :

$$\frac{2000}{2^{18}} \times 5\text{V} = V_e + 820\text{k}\Omega \times (I_f + I_{\text{dark}}) \quad (4.3)$$

$$\frac{5000}{2^{18}} \times 5\text{V} = V_e + 3,3\text{M}\Omega \times (I_f + I_{\text{dark}}) \quad (4.4)$$

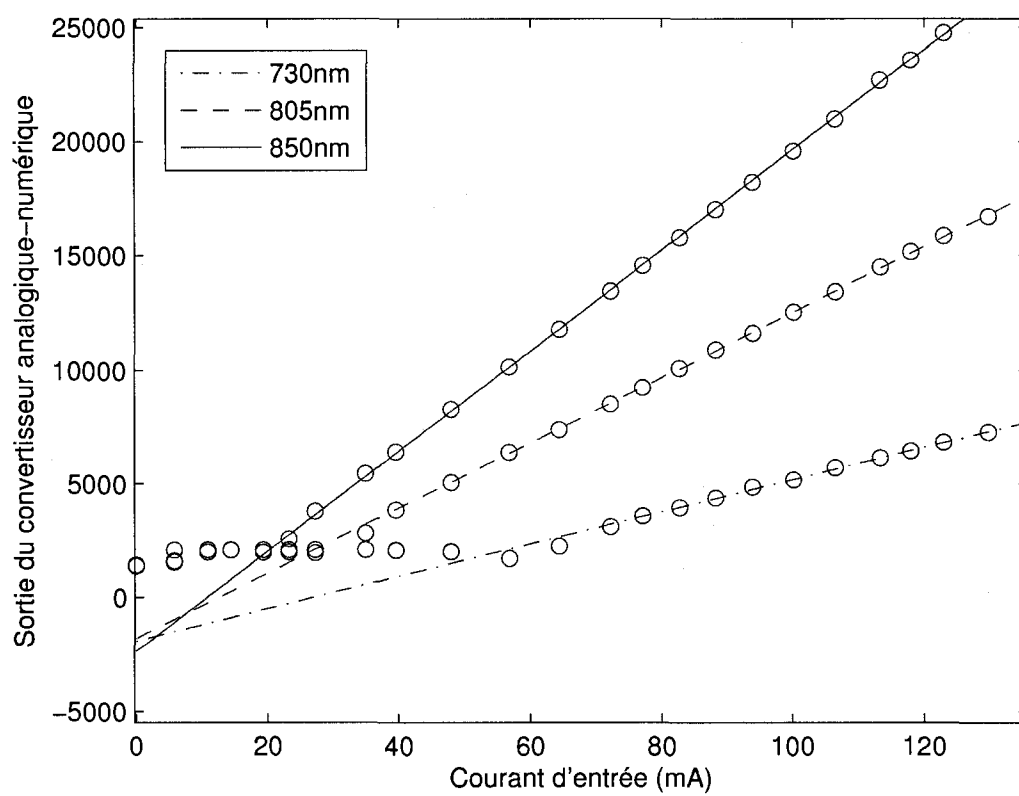


FIG. 4.11 Test de la linéarité du circuit en variant l'intensité des sources.

En résolvant ce système, on obtient $V_e = 19,2\text{mV}$ et $(I_f + I_{\text{dark}}) = 23,1\text{nA}$. Ainsi, pour chaque acquisition, on devra tenir compte de ces imperfections en ajoutant une constante (K_c) aux courbes, selon cette équation :

$$K_c = \frac{2^{18}}{5\text{V}} \times (19,2\text{mV} + R \times 23,1\text{nA}) \quad (4.5)$$

Mis à part ce problème, on observe aussi une limite inférieure au signal, qui est causée par la saturation de la sortie de l'amplificateur. Malheureusement, cet imprévu cause un problème important au niveau du rejet de la lumière ambiante. En effet, lors d'une acquisition normale, la lumière ambiante est très faible par rapport à la lumière détectée des sources ; or, comme le gain est le même pour chaque échantillon, la lumière détectée lors du dernier échantillon (lumière ambiante) n'est pas assez puissante pour générer une tension supérieure à ce palier. Ainsi, cet échantillon ne peut pas être soustrait des autres puisqu'il n'est pas valide.

Finalement, il est montré à l'annexe B.2 qu'à cause de la fréquence d'échantillonnage choisie pour ce prototype, l'échantillon de noir est beaucoup trop déphasé par rapport aux trois autres échantillons pour pouvoir éliminer la contribution de la lumière à 60Hz. Ainsi, dans le prochain chapitre, un prototype blindé contre ces trois problèmes est proposé. Pour l'instant par contre, il faudra contourner les problèmes de lumière ambiante, en continuant d'utiliser un couvre-chef opaque pour couvrir la tête du sujet.

4.4.2 Linéarité par rapport à la concentration du milieu

Selon l'équation de Beer-Lambert, l'intensité lumineuse transmise par un milieu varie de façon exponentielle inverse par rapport à sa concentration. Comme le système présenté se base sur cette équation, il est important de vérifier s'il se comporte de la sorte.

Pour vérifier ce comportement, une solution d'encre à 0,01% volumique a été utilisée dans le fantôme (cette solution a été obtenue en diluant 1,8ml d'une solution de 0,5% dans 90ml d'eau). Ensuite, la concentration d'encre a été augmentée par incréments de 0,1ml de la solution à 0,5%. Pour chaque incrément, une mesure d'intensité détectée pour chaque longueur d'onde a été relevée, jusqu'à ce que la sortie du convertisseur analogique-numérique reste stable lors de l'augmentation de la concentration.

La résistance de gain utilisée était de $820k\Omega$. Afin de compenser pour le décalage des courbes observé à la figure 4.11, la valeur de 2000 a donc été ajoutée aux lectures de l'ADC, puis les courbes résultantes ont été tracées logarithmiquement par rapport à la variation de concentration du milieu. Ces courbes sont présentées à la figure 4.12.

On observe que les valeurs de sortie après la compensation décroissent logarithmiquement en fonction de la concentration du milieu, comme prévu par l'équation de Beer-Lambert sous forme différentielle (équation 1.4).

4.4.3 Précision du système

La précision du système s'évalue sur deux aspects, soient son rapport signal/bruit et la déviation du signal à long terme. Pour calculer ces deux aspects, le fantôme

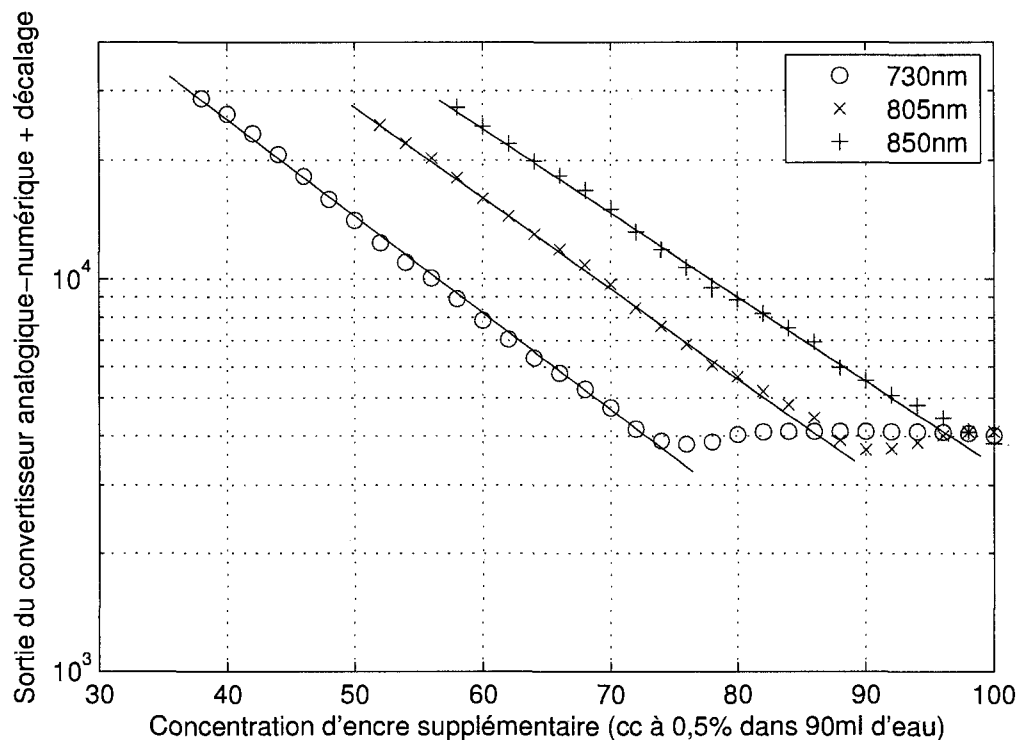


FIG. 4.12 Test de la linéarité du circuit en variant la concentration du milieu.

a été calibré selon l'absorption de la tête lorsque l'optode est située vis-à-vis le cortex moteur primaire (4.13). Cette zone a été choisie plutôt que le front puisque son absorption est plus grande.

La calibration du fantôme s'est exécutée comme précédemment pour le cortex frontal : le système a été installé sur la tête d'une personne, et l'absorption du fantôme a été ajustée pour rejoindre le plus possible celle de la tête.

a. Rapport signal/bruit

Le rapport signal/bruit dépend du niveau de filtrage qui est appliqué sur les courbes ainsi obtenues, donc des composantes fréquentielles qu'on veut observer.

En premier lieu, il est important de vérifier que les acquisitions sont valides, en

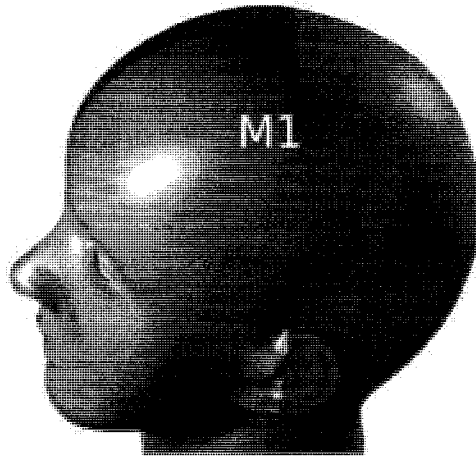


FIG. 4.13 Cortex moteur primaire (M1) : ce modèle provient de (Bomb, 2006).

vérifiant si le battement cardiaque est bien visible sur les courbes. Or, pour une fréquence cardiaque à 1,5Hz et un échantillonnage à 12Hz, un cycle cardiaque sera constitué de huit échantillons. Il est donc possible d'effectuer une moyenne mobile ayant une longueur de quatre échantillons, sans perdre le battement cardiaque. À cet effet, une moyenne mobile simple de forme rectangulaire centrée a été choisie.

En second temps, il n'est plus nécessaire de distinguer les battements cardiaques puisque la validité de l'acquisition a été démontrée. Comme les changements hémodynamiques se produisent sur un ordre de 5 à 20 secondes, il est possible de réaliser une moyenne mobile sur 200 échantillons au lieu de quatre. On gagne ainsi en précision sans sacrifier trop de bande passante.

Afin d'obtenir des valeurs numériques de rapports signal/bruit, le calcul suivant est utilisé :

$$\text{SNR (dB)} = 20 \log \frac{A_{\text{moy}}}{\Delta x_{\text{bruit}}} \quad (4.6)$$

où A_{moy} et Δx_{bruit} sont lues à partir des acquisitions sur le fantôme, selon le graphique de la figure 4.14.

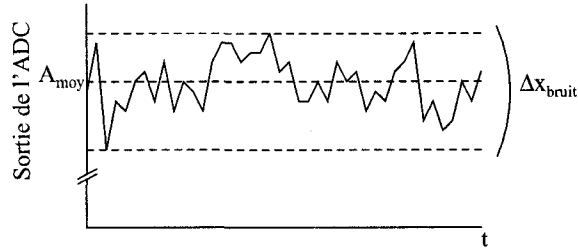


FIG. 4.14 Lecture de la valeur moyenne du signal et de la variation due au bruit pour le calcul du SNR.

Les variations du signal sont prises sur une période d'une minute, et les résultats sont présentés à la table 4.2.

b. Déviation maximale à long terme

Comme le système est conçu pour être porté pendant de très longues périodes de temps, il va sans dire que son fonctionnement doit être stable. C'est-à-dire qu'avec le temps, la lumière émise doit rester constante et le circuit de détection doit posséder le même gain. La déviation maximale du système a donc été calculée selon l'équation suivante :

$$D_{\max} = 100\% \times \frac{\Delta x_{\text{bruit}}}{A_{\text{moy}}} \quad (4.7)$$

où A_{moy} et Δx_{bruit} sont lues à partir des acquisitions sur le fantôme selon le graphique de la figure 4.14, sur une période d'une heure trente. La déviation maximale à long terme est aussi présentée à la table 4.2.

Il est toutefois important de se rappeler que ces valeurs sont prises sur un fantôme dont l'absorption est du même ordre de grandeur que la tête, mais sans toutefois être exactement la même. De plus, comme chaque tête a une composition et une géométrie quelque peu différente, il est difficile de généraliser ces valeurs. Ces

TAB. 4.2 Précision du système pour une lecture sur le cortex moteur primaire

	Rapport signal/bruit		Déviaton maximale à long terme
Moyennage	4 échantillons	200 échantillons	200 échantillons
Période	1 minute	1 minute	1h30
730nm	24dB	54dB	0,8%
805nm	27dB	55dB	0,5%
850nm	31dB	55dB	0,5%

mesures donnent donc une bonne indication sur la précision du système, sans caractériser rigoureusement celle-ci.

Finalement, les variations d'intensités qu'on veut isoler sont de l'ordre de 1% de la composante continue, donc de -40dB. Il est ainsi possible de les détecter avec un SNR de plus de 40dB, ce qui est le cas avec le système présenté, qui atteint plus de 50dB.

4.4.4 Énergie consommée par ce prototype

La table 4.3 montre l'énergie consommée par chacune des trois parties du prototype, soit le circuit de contrôle, l'émetteur et le récepteur. On constate que le contrôleur consomme le plus de courant ; par contre, il est important de noter qu'à ce stade du projet, la puissance consommée n'a pas vraiment été considérée. Par exemple, on sauverait beaucoup d'énergie en désactivant le MAX232 entre deux communications, car celui-ci consomme 50mW, soit les deux tiers de tout le circuit de contrôle.

TAB. 4.3 Énergie consommée par le prototype

Composante	Courant	Tension	Puissance
Circuit de contrôle	17mA	5V	85mW
Émetteur	1,3mA	15V	18,5mW
Récepteur	-	5V ; 1,8V	négligeable ($\approx 10\mu\text{W}$)

4.4.5 Comparaison avec d'autres prototypes

Les tables 2.1 et 2.2 du chapitre 2 ont été utilisées pour comparer entre eux les systèmes existants avant la conception de ce prototype. Ainsi, afin de bien situer les performances du prototype présenté par rapport aux autres systèmes, la table 4.4 montre le même résumé pour le système qui vient d'être testé.

4.5 Essai sur le cortex moteur primaire

Il a déjà été montré que le système présenté est adéquat pour identifier les changements hémodynamiques dans le cortex. Par contre, il serait très intéressant de montrer ce système en action, et obtenir directement des mesures d'activité cérébrale à partir de sujets humains.

Cet essai a été réalisé en utilisant le protocole du *Finger-Tapping* décrit dans la littérature (Strangman et al., 2002; Franceschini et al., 2006; Everdell et al., 2005). Le sujet était assis confortablement, avec l'optode installée sur la tête, vis-à-vis le cortex moteur primaire droit (M1). Afin d'obtenir le meilleur rapport signal/bruit possible, ses cheveux étaient rasés et l'optode était placée directement sur la peau. De plus, un couvre-chef opaque était utilisé pour recouvrir sa tête et ainsi réduire l'interférence lumineuse. Tout le long de l'expérimentation, aucune contrainte physique n'était appliquée sur le sujet.

TAB. 4.4 Résumé des caractéristiques du prototype présenté

Nombre d'émetteurs	1
Type d'émetteur	LED : 730nm, 805nm et 850nm
Nombre de détecteurs	1
Type de détecteur	Photodiode DIN au silicium avec ampli personnalisé
Usage	Toute la tête, adultes
Alimentation	Secteur, $\pm 15\text{VDC}^*$
Rapport signal/bruit	$>50\text{dB}$
Déviations à long terme	$<0,8\%$ en 1h30
Diaphonie	Théoriquement aucune
Bande passante	12Hz
Puissance émise	2,5mW par longueur d'onde (7,5mW au total)
Transmission des données	Avec fil*

*Les différents choix de design du prototype font en sorte que ces caractéristiques pourront être améliorées dans un avenir rapproché.

Il était demandé à la personne de continuellement taper l'index de sa main gauche contre son pouce, puis de relâcher, pendant 20 secondes. Ces 20 secondes étaient suivies de 20 secondes de repos. Le tout était repris en boucle pour un total de six minutes. Finalement, le sujet ne devait rien bouger d'autre que sa main gauche, incluant parler.

Nous nous attendions à percevoir une augmentation de l'oxygénation et du volume sanguin dans M1 lorsque le sujet commençait à taper son index contre son pouce, puis à une baisse lorsqu'il arrêta ce mouvement. À cet effet, une hausse d'oxygénation se traduit par une hausse de HbO_2 et une baisse de HbR , alors qu'une augmentation du volume sanguin se traduit par une hausse de la somme des deux concentrations (Hb_{total})

Une fois l'acquisition terminée et validée, les données obtenues ont premièrement été lissées grâce à une moyenne mobile rectangulaire centrée d'une longueur de 200 échantillons. Ensuite, six calculs de concentrations d'oxy- et de désoxyhémoglobine ont été réalisés, selon différentes combinaisons de longueur d'onde et selon différentes variations de DPF (Eq. 1.8) :

1. 730nm et 850nm, avec une erreur sur DPF de +20%
2. 730nm et 850nm, avec une erreur sur DPF de -20%
3. 730nm et 805nm, avec une erreur sur DPF de +20%
4. 730nm et 805nm, avec une erreur sur DPF de -20%
5. 805nm et 850nm, avec une erreur sur DPF de +20%
6. 805nm et 850nm, avec une erreur sur DPF de -20%

Ensuite, pour obtenir deux courbes (Δc_{HbO_2} et Δc_{HbR}) représentant le mieux ces calculs, la méthode du moindre carré a été utilisée. Or, comme les combinaisons 5

et 6 ne respectent pas le critère de la table 1.2 et représentent par conséquent moins bien les variations recherchées, un poids de $1/2$ a été assigné au carré de l'erreur pour ces combinaisons.

Les résultats de cette expérimentation sont donnés à la figure 4.15 et s'avèrent concluants : on observe bien les variations de HbO_2 , HbR et Hb_{total} souhaitées dans le cortex moteur primaire, ce qui permet de croire qu'un système similaire pourrait être utilisé pour détecter l'activité cérébrale sur tout le cortex. On note que dans certains cas, les courbes ne sont pas complètement synchronisées avec l'activité du sujet, ceci étant dû à d'autres comportement physiologiques. Toutefois, ceux-ci n'affectent pas la validité de la solution.

4.6 Récapitulation

Dans ce chapitre, différents tests effectués sur le prototype présenté au chapitre 3 ainsi que les résultats de ces tests ont été présentés. Voici donc un résumé de ces résultats :

1. L'émetteur contrôle adéquatement le courant dans les LED, linéairement en fonction de sa tension d'entrée, et ce indépendamment du type de diode utilisé.
2. L'utilisation du prototype sur le cortex préfrontal permet de bien identifier le rythme cardiaque et l'onde de Mayer.
3. Lorsqu'il est appliqué sur la tête (et non seulement sur le front), le rapport signal/bruit du prototype est de plus de 25dB pour visualiser une composante rapide comme le rythme cardiaque, et atteint plus de 54dB pour l'enregistrement des variations hémodynamiques.

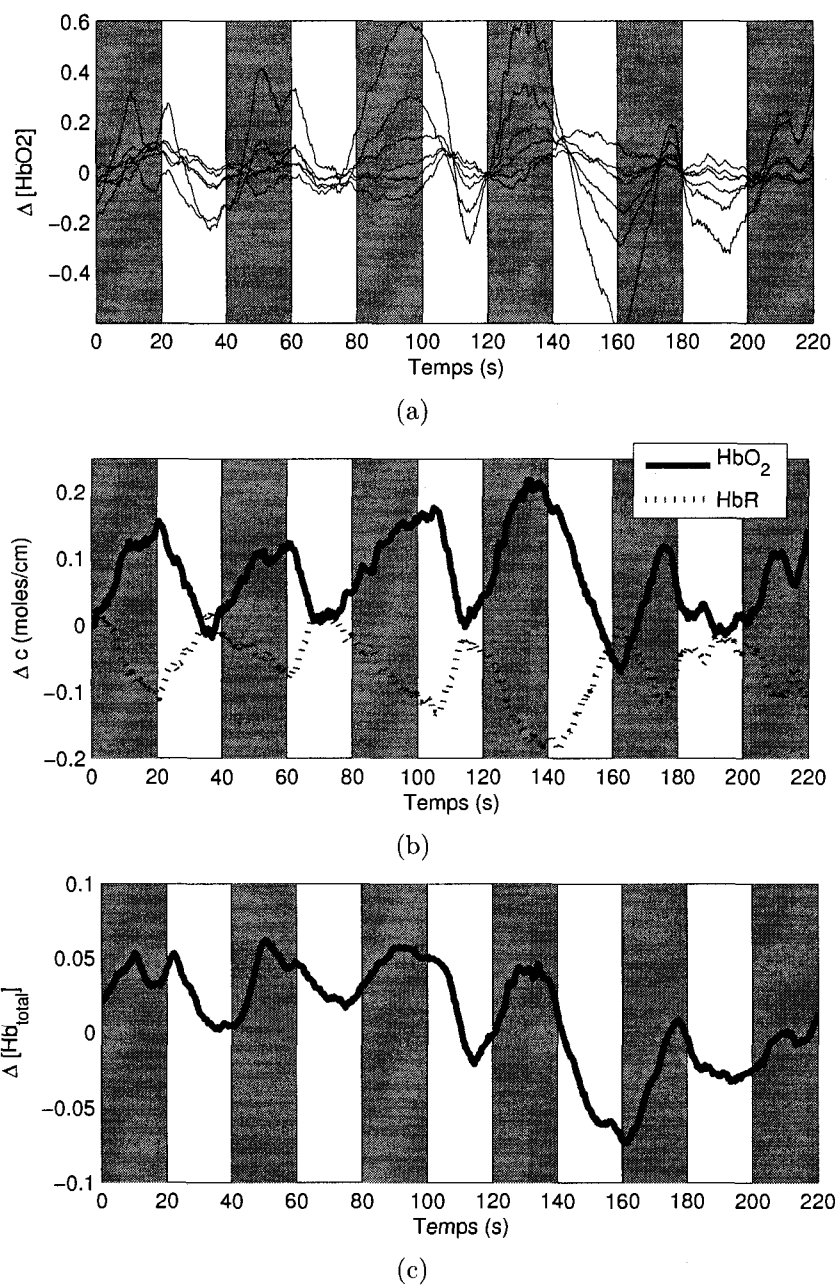


FIG. 4.15 Résultats de l'expérimentation sur le cortex moteur primaire : les zones blanches correspondent aux moments où les doigts du sujet étaient immobiles. (a) Courbes d'oxygénation selon les six combinaisons de longueurs d'onde et d'erreur sur DPF. (b) Variation des concentrations d'oxyhémoglobine et de désoxyhémoglobine (après l'application des moindres carrés). (c) Variation de la concentration totale d'hémoglobine (après l'application des moindres carrés).

4. La stabilité à long terme du système est excellente, sa déviation maximale étant de moins de 0,8% pendant une heure trente.
5. Lorsqu'il est appliqué sur le cortex moteur primaire, le prototype permet d'identifier les variations hémodynamiques causées par le mouvement ou non des doigts de la main.

Au niveau de la consommation énergétique, les émetteurs dissipent raisonnablement. Par exemple, une trentaine d'émetteurs dissipera environ 550mW. Ceci serait donc la plus grande dépense énergétique du système, ce qui permet d'estimer qu'avec une batterie à 7,2V au Ni-MH à 1000mAh, il serait possible au système d'être actif pendant dix heures, moyennant d'excellents convertisseurs DC/DC et un système de communication sans fil économe.

Les différents tests ont aussi permis de constater un problème au niveau du rejet de la lumière ambiante, ce qui a nécessité le port d'un couvre-chef opaque pour les expérimentations.

Ainsi, bien que le prototype présenté fonctionne bien, ses lacunes devront être corrigées avant l'intégration du récepteur sur un dé de silicium. À cet effet, l'amélioration du circuit et la miniaturisation du récepteur sont le sujet du prochain chapitre.

CHAPITRE 5

AMÉLIORATION ET MINIATURISATION

Au dernier chapitre, il a été montré que le prototype présenté est adéquat pour isoler les variations hémodynamiques dans le cortex d'un adulte. Par contre, celui-ci comportait quelques lacunes, comme le rejet inefficace de la lumière ambiante.

À cet effet, une amélioration corrigeant cette lacune sera présentée dans ce chapitre ; ceci sera suivi d'une proposition de mise en œuvre du récepteur de manière intégrée. Finalement, des résultats de simulation seront présentés afin de valider les circuits utilisés.

5.1 Améliorations du prototype

Rappelons tout d'abord que la lacune principale du système présenté au chapitre 3, qui était le rejet de la lumière ambiante, était causée par deux problèmes. Le premier était dû au fait que l'échantillon de lumière ambiante était trop faible pour dépasser la tension de saturation négative de l'amplificateur. Le deuxième était la vitesse trop lente à laquelle les échantillons étaient enregistrés.

Une autre lacune de ce système était la nécessité de faire une translation des courbes obtenues afin de tenir compte des imperfections en courant continu de l'amplificateur opérationnel.

Ces problèmes peuvent être réglés en introduisant un concept supplémentaire, qui consiste en une modulation des longueurs d'onde émises à une fréquence beaucoup

plus haute que 60Hz. De cette manière, le récepteur peut filter toute la lumière captée sauf une petite bande autour de la fréquence de modulation. En démodulant le résultat, on retrouve ainsi une mesure de l'atténuation de la lumière par la tête, tout en ayant rejeté efficacement toute la lumière ambiante.

De plus, on élimine le décalage de la courbe qui était observé à la figure 4.11 puisque ce décalage est causé par des imperfection de l'amplificateur en mode continu : ces imperfections seront en effet retenues par le filtre passe-bande et ne seront pas échantillonnées.

Finalement, il devient plus facile d'étendre un tel système pour plusieurs canaux, en choisissant une fréquence de modulation différente pour chaque canal.

Le nouveau comportement de l'émetteur est illustré à la figure 5.1, alors que le schéma-bloc de haut niveau de la figure 3.1 est développé à la figure 5.2.

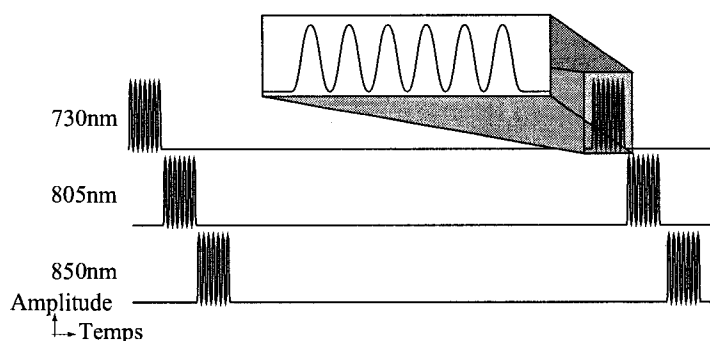


FIG. 5.1 Forme du signal lumineux émis par le nouveau prototype

5.2 Modules ajoutés

En comparant les figures 3.3 et 5.2, on remarque que trois blocs fonctionnels sont ajoutés, soient un oscillateur, un démodulateur et un filtre. Cette section abordera ces différentes blocs.

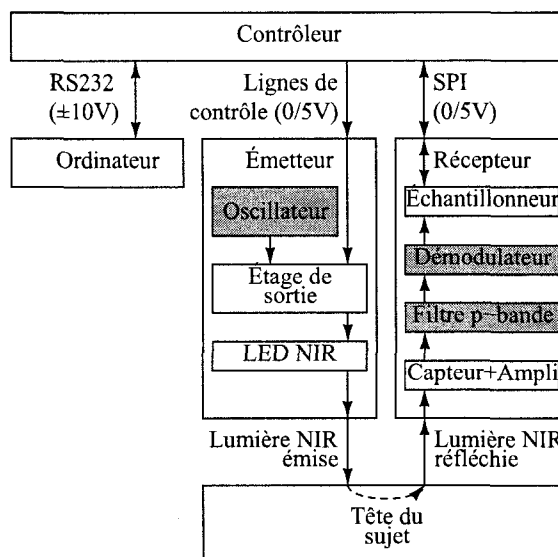


FIG. 5.2 Schéma-bloc du nouveau prototype : les blocs ajoutés par rapport au premier prototype sont ombragés.

5.2.1 Oscillateur

Le circuit de contrôle du courant dans les LED présenté à la figure 3.7 a été testé de manière approfondi : l'intensité générée par les LED est directement proportionnelle à la tension d'entrée du circuit. Ainsi, pour générer une onde sinusoïdale, il suffit de connecter un oscillateur de tension à cette entrée. Quelques aspects doivent toutefois être considérés, comme la plage d'amplitude de l'émission et la fréquence à utiliser.

a. Plage d'amplitude de l'émetteur

Tout d'abord, il faut spécifier que la sortie de l'oscillateur doit posséder une certaine tension de décalage, de manière à ce que les LED ne soient jamais complètement éteintes durant un cycle. La figure 5.3 montre pourquoi : si les LED oscillent sur toute leur plage dynamique, comme à la figure 5.3(a), il y aura une partie de la

période où la lumière réfléchie sera trop faible pour être détectable.

Or, en ajoutant une composante continue à la lumière émise, la lumière sera détectée sur toute sa période, comme à la figure 5.3(b). Par contre, il ne faut pas oublier que plus cette partie constante est grande, plus le circuit sera énergivore. De plus, moins la lumière émise pourra osciller sur une grande plage, ce qui se traduirait par une baisse du rapport signal/bruit.

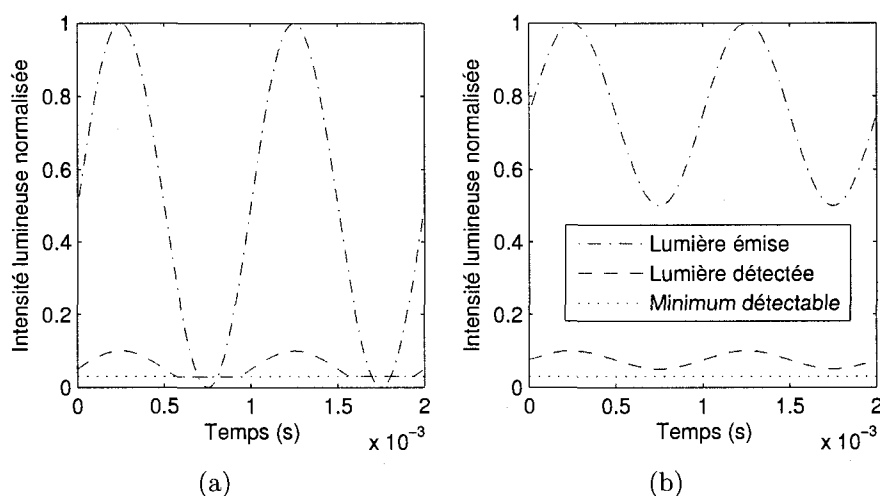


FIG. 5.3 Illustration du compromis nécessaire entre les parties alternative et constante de la lumière émise. (a) Toute la plage d'émission est utilisée. (b) Seulement la partie supérieure de la plage d'émission est utilisée.

b. Fréquence de modulation

Un autre point à discuter est le temps de réaction du filtre passe-bande. Comme les trois longueurs d'onde sont multiplexées temporellement, il est important d'activer chacune des LED pendant plusieurs périodes de la fréquence de modulation, ceci afin de laisser le temps au filtre passe-bande d'atteindre le régime permanent (figure 5.4).

Pour augmenter la vitesse d'échantillonnage du système complet, il est donc avan-

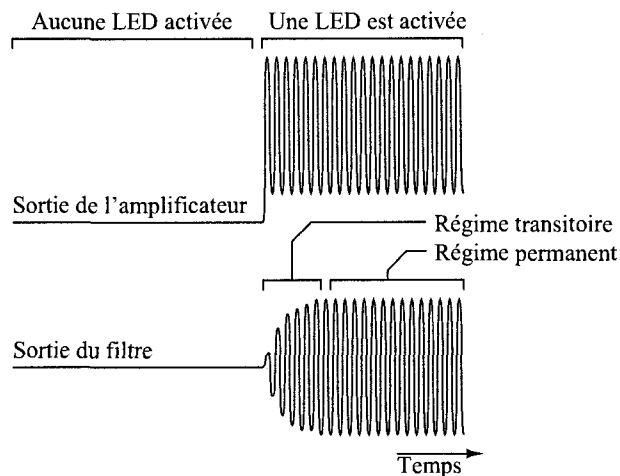


FIG. 5.4 Illustration du temps de réaction du filtre.

tageux de moduler l'intensité des LED à une fréquence élevée, de manière à réduire le temps passé en régime transitoire. Ceci dit, la limite supérieure de fréquence est déterminée par la bande passante de la photodiode et de l'amplificateur.

5.2.2 Démodulateur

Les changements hémodynamiques qu'on veut capter modulent l'amplitude du signal sinusoïdal émis. Ainsi, l'information qu'on cherche à isoler est obtenue en effectuant une démodulation AM. Afin de démoduler ce signal, nous aborderons premièrement la multiplication par la porteuse. En second lieu, il sera question d'une technique originale développée pour cette application particulière.

a. Multiplication par la porteuse

L'option la plus commune pour démoduler un signal AM est d'utiliser un mélangeur pour multiplier le signal avec sa porteuse, le tout étant suivi d'un filtre passe-bas qui sert à enlever la fréquence image. Par contre, comme mentionné dans le cha-

pitre 1, l'absorption moyenne peut varier sur plusieurs ordres de grandeur, ce qui implique que la plage dynamique du convertisseur analogique/numérique doit être très grande pour que le système puisse s'adapter à ces variations. Or, comme le système final sera réalisé de manière intégrée, il serait sage de limiter la précision requise par le convertisseur analogique-numérique. Nous allons donc nous concentrer sur une méthode qui serait compatible avec un ADC à plus faible résolution.

b. Translation, amplification et échantillonnage synchronisé sur la porteuse

Afin de réduire la résolution minimale de l'ADC, l'idée est de laisser tomber la composante continue et de n'échantillonner que la composante alternative. La partie continue serait régénérée une fois le signal acheminé à l'ordinateur.

Pour éliminer la composante continue, une première idée serait de faire passer le signal déjà démodulé dans un filtre passe-haut. Par contre, ceci n'est pas envisageable, car le système doit pouvoir s'adapter aux artefacts de mouvement, qui ont comme particularité de changer rapidement la composante continue du signal capté. Un filtre passe-haut devant couper à partir d'une période de 20 secondes sera beaucoup trop lent pour s'adapter à un soudain changement du niveau DC.

Ainsi, la solution consiste à effectuer un zoom sur le signal non démodulé, centré sur le sommet du sinus. Ensuite, en ne conservant que l'enveloppe du résultat, on obtient un signal démodulé qui est uniquement constitué de la composante alternative de l'atténuation.

Afin de simplifier cette solution, on sépare le tout en trois étapes. On conditionne tout d'abord le signal, en le ramenant à une amplitude moyenne normalisée de 0, 4V autour une tension en mode commun de 900mV (figure 5.5(a)). On applique en-

suite une translation au signal de 0,4V vers le haut, de manière à ne conserver que l'entourage d'un sommet du sinus ¹ (figure 5.5(b)). Finalement, on amplifie de nouveau le signal : le résultat est bien un zoom centré sur l'amplitude du signal original (figure 5.5(c)). Ainsi, on n'a plus besoin d'un convertisseur analogique-numérique de haute précision, puisque la plage dynamique nécessaire est maintenant diminuée du même facteur que la dernière amplification.

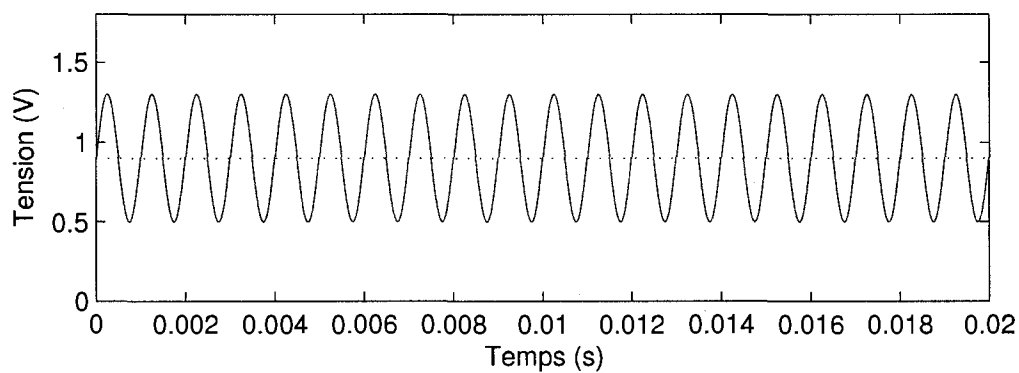
Il ne reste donc plus qu'à extraire l'enveloppe de ce signal. Pour ce faire, il suffit d'échantillonner le signal exactement au sommet du sinus. À cet effet, comme la porteuse est générée par le circuit d'émission, on se sert d'un signal provenant de l'oscillateur pour contrôler les instants d'échantillonnage.

En finale, on obtient alors une sortie qui est indirectement proportionnelle aux changements hémodynamiques. Une fois le signal recueilli par l'ordinateur, la courbe doit être décalée de nouveau : les mêmes fonctions de calcul qu'au chapitre précédent peuvent alors être utilisées.

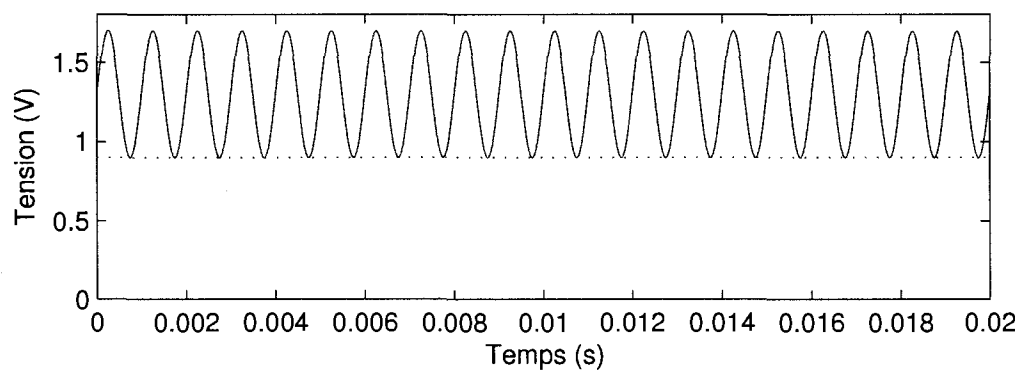
5.3 Intégration du récepteur

À la section précédente, il a été montré comment il est possible d'améliorer les performances du système en modulant l'intensité des sources au lieu de les activer de manière continue. Un récepteur intégré utilisant cette méthode sera maintenant présenté. Ce circuit, une fois complété, sera en mesure d'acheminer les variations d'intensité lumineuses au contrôleur principal à l'aide d'une interface complètement numérique.

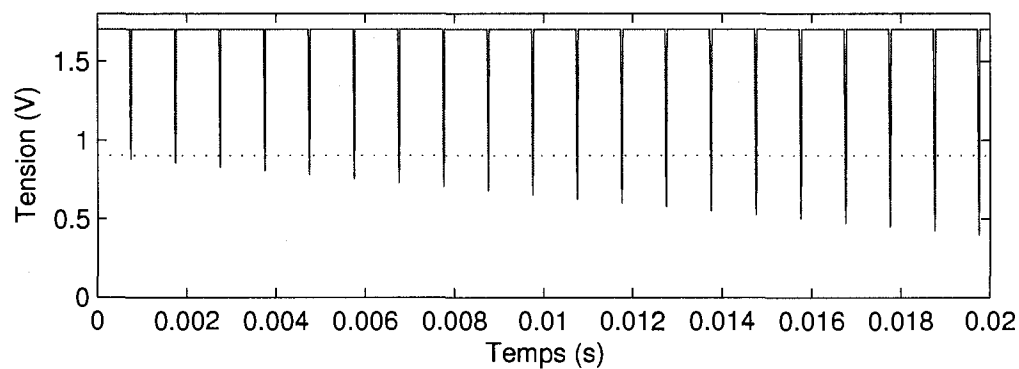
¹Ici, on a choisi arbitrairement le minimum du sinus. Notons qu'on doit choisir la partie où le rapport signal/bruit est le meilleur, c'est-à-dire la moitié du cycle où la lumière captée est la plus intense.



(a)



(b)



(c)

FIG. 5.5 Conditionnement, translation et gain du signal pour obtenir un zoom localisé. (a) Exemple d'un signal capté : la porteuse est très faiblement modulée par les variations d'absorption de la lumière par la tête. Le signal est conditionné pour avoir une amplitude moyenne de 0,4V autour de la tension en mode commun (900mV, ligne pointillée). (b) Translation du signal en (a) de 0,4V vers le haut. (c) Gain de 50dB appliqué sur le signal en (b), autour de la tension en mode commun. On retrouve la faible modulation due aux variations d'absorption.

De plus, comme la méthode utilisée pour le prototype du chapitre 3 aura été testée de manière plus approfondie et qu'il est certain qu'elle fonctionne bien, le récepteur intégré sera conçu de manière à fonctionner avec la lumière émise modulée ou non.

5.3.1 Fonctionnement global

Le schéma-bloc de la figure 5.6 montre un récepteur qui serait capable de traiter les deux cas présentés, soient la lumière émise étant modulée ou non. L'étage d'entrée a déjà été testé : il s'agit d'une photodiode et de l'amplificateur opérationnel développé par Achigui (Achigui et al., 2005b).

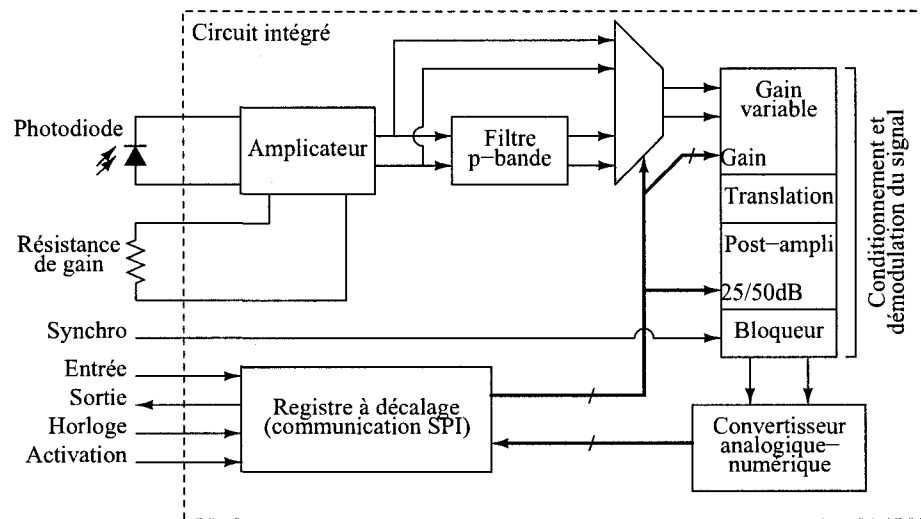


FIG. 5.6 Schéma de haut niveau du circuit intégré du récepteur

Le signal, qui est transporté de manière différentielle, passe ensuite ou non à travers un filtre passe-bande, selon le cas où la lumière émise est sinusoïdale ou continue. Le signal est ensuite acheminé dans un étage de conditionnement et démodulation tel que décrit à la section précédente. La sortie des échantillonneurs-bloqueurs, dont la synchronisation est assurée par un signal externe provenant de l'oscillateur, correspond alors au signal démodulé.

Cette tension différentielle est ensuite convertie en une donnée numérique, laquelle est envoyée au registre à décalage utilisé pour la communication SPI. Notons que ce même registre à décalage est utilisé en entrée pour déterminer les différents gains du système, ainsi que la configuration du multiplexeur à la sortie du filtre passe-bande.

La conception du filtre passe-bande, du convertisseur analogique-numérique et du module de communication SPI débordant du cadre de cette maîtrise, une proposition d'architecture pour le bloc de conditionnement et démodulation du signal sera présentée.

5.3.2 Conditionnement et démodulation du signal

La figure 5.7 montre le schéma global de ce module, dont l'entrée ($V_{\text{entrée}}$) possède une amplitude pouvant varier sur une grande plage, et dont la fréquence est de quelques kilohertz.

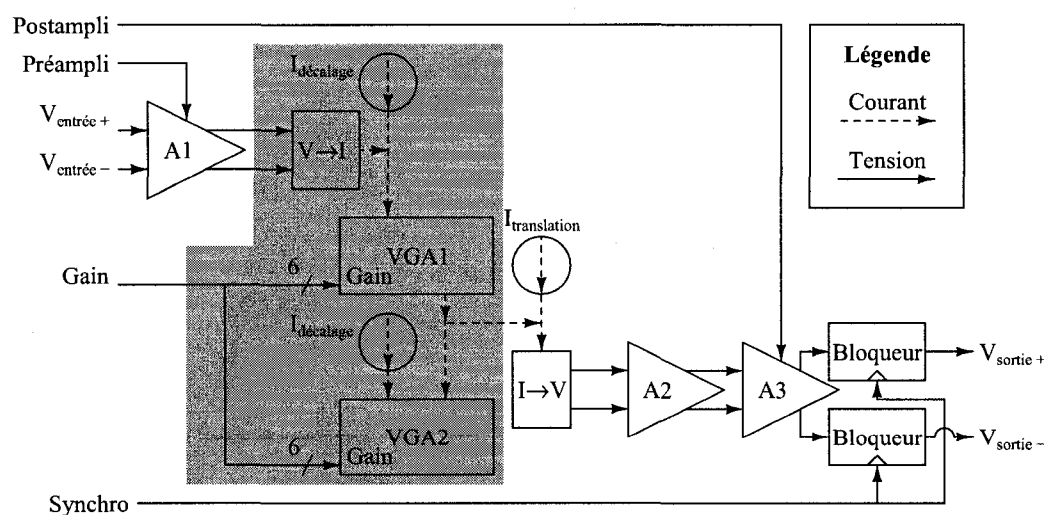


FIG. 5.7 Schéma-bloc du module de conditionnement et démodulation du signal

Afin de pouvoir s'adapter le plus possible à la variation d'absorption de la lumière,

une plage dynamique de 50dB a été choisie. Pour atteindre cette plage, on fait passer ou non le signal dans un amplificateur ayant un gain de 25dB (A1), puis dans un autre amplificateur dont le gain est ajustable linéairement en dB sur une plage de plus de 25dB (zone ombragée).

Cet amplificateur est basé sur un miroir de courant à gain variable; il est donc nécessaire de transformer la tension différentielle d'entrée en courant, à l'aide d'un convertisseur $V \rightarrow I$. Or, pour que le miroir de courant fonctionne bien, son courant d'entrée doit toujours être positif, ce qui est réalisé en appliquant un courant supplémentaire $I_{\text{décalage}}$ au courant de sortie du convertisseur $V \rightarrow I$. La sortie du miroir VGA1 correspond donc à :

$$I_{\text{Sortie VGA1}} = G_{\text{VGA1}} \times (I_{V \rightarrow I} + I_{\text{décalage}}) \quad (5.1)$$

Par contre, le signal souhaité ne devrait pas contenir de décalage (seulement $G_{\text{VGA1}} \times I_{V \rightarrow I}$). Pour retirer ce décalage, un miroir de courant identique (VGA2) est utilisé pour appliquer le même gain sur $I_{\text{décalage}}$ seulement; sa sortie est alors soustraite à la sortie de VGA1. À cette étape du circuit, l'amplitude du signal est maintenant normalisée, grâce au gain qu'on a assigné au miroir de courant.

Pour effectuer une translation de ce signal normalisé, un courant ($I_{\text{translation}}$) est ajouté à la sortie des miroirs. Le courant résultant est alors transformé en tension à l'aide d'un convertisseur $I \rightarrow V$.

Une dernière chaîne d'amplificateurs à 25dB (A2 et A3) permet de réamplifier ce signal par rapport à la tension en mode commun, sur 25 ou 50dB (au choix). Finalement, le résultat est échantillonné au moment où le signal instantané est à son minimum.

Les entrées Préampli, Postampli et Gain proviennent du module de communication SPI, alors que le signal de synchronisation de l'échantillonnage provient d'une entrée externe.

Comme ce système devrait pouvoir être utilisé dans des conditions variables, sa contrainte principale provient du changement de comportement des différentes composantes par rapport à la température. Afin de nous éclairer sur les étages nécessitant une attention particulière au niveau de la température, les équations 5.2 et 5.3 expriment le traitement effectué sur le signal à partir des gains G de chaque étage.

$$I_{\text{Sortie VGA}} = \text{Lum. émise} \times G_{\text{tête}} \times G_{\text{étage d'entrée}} \times G_{\text{filtre}} \times G_{A1} \times G_{V \rightarrow I} \times G_{\text{VGA}} \quad (5.2)$$

$$V_{\text{Sortie A3}} = (I_{\text{Sortie VGA}} + I_{\text{translation}}) \times G_{I \rightarrow V} \times G_{A2} \times G_{A3} \quad (5.3)$$

Pour les blocs fonctionnels de l'équation 5.2, le gain n'a pas à être indépendant de la température, en assumant que la température varie beaucoup plus lentement que les changements hémodynamiques que l'on veut détecter. En effet, l'absorption de la tête varie à long terme, et l'amplificateur à gain variable est là pour corriger ces variations. Il servira donc aussi à corriger les variations dues à la température.

Notons qu'il faut garder en considération que l'information importante est constituée du rapport entre la variation du signal et sa composante continue ; le gain de la chaîne n'a donc aucun effet sur cette information.

Les termes de l'équation 5.3, par contre, doivent être le plus indépendant possible

de la température, car à partir de cette étape, la composante continue du signal est perdue. Ainsi, le convertisseur $I \rightarrow V$ et les amplificateurs A2 et A3 devront être le moins sensible possible aux variations de température.

La prochaine section montre comment les différents blocs du circuit de la figure 5.7 peuvent être réalisés en tenant compte de ces contraintes.

5.3.3 Conception des différents blocs

a. Amplificateurs de tension (A1, A2 et A3)

Pour contrôler le gain des amplificateurs, il est possible d'utiliser des résistances de type HRI P-Poly lors de l'implémentation des masques du circuit intégré. Cette couche a l'avantage d'être très résistive, avec environ $1\text{k}\Omega$ par carré, mais les résistances ainsi formées possèdent des coefficients de température élevés. Par contre, comme le gain est contrôlé par des rapports de résistance, ces coefficients de températures sont presque annulés.

L'amplificateur différentiel utilisé a été conçu par Normandin (Normandin et al., 2005), et est utilisé avec les résistances nécessaires pour obtenir un gain de 25dB, tel que montré à la figure 5.8.

Pour A1 et A3, un multiplexeur et un démultiplexeur analogique sont ajoutés pour faire passer ou non le signal dans l'amplificateur ou pour le contourner.

b. Miroirs de courant à gain variable (VGA1, VGA2)

Tout au long de son parcours, la lumière est atténuée de façon exponentielle selon la distance et la concentration du milieu. Ainsi, pour normaliser l'amplitude du

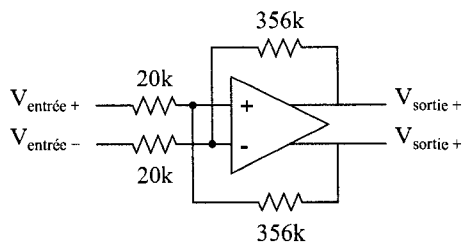


FIG. 5.8 Schéma électrique de l'amplificateur à 25dB

signal capté, ce miroir de courant doit être construit de manière à ce que son gain soit linéaire en dB, selon l'équation (5.4) :

$$\log G_{VGA} \propto a \quad (5.4)$$

où G_{VGA} est la gain de l'amplificateur et a est un nombre binaire à n bits qui commande le gain. À cet effet, la topologie proposée par Elwan (Elwan et al., 1998) est utilisée (fig. 5.9).

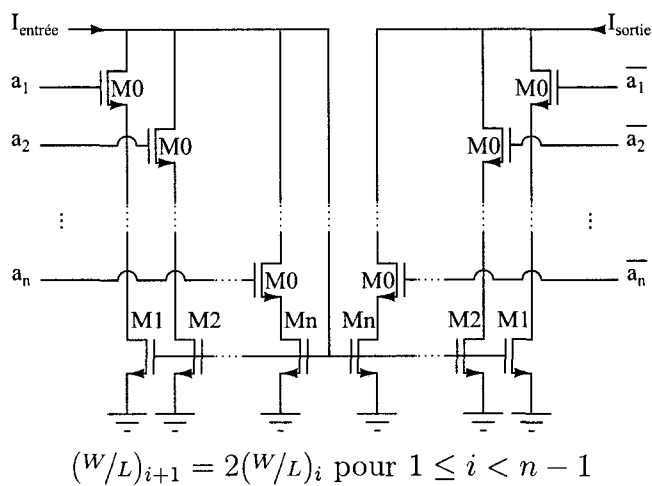


FIG. 5.9 Miroir de courant à gain variable

Il s'agit d'un miroir de courant dont les transistors d'entrée et de sortie sont formés d'une combinaison de plusieurs transistors avec des grandeurs pondérées. En combinant ces transistors selon un nombre binaire a , on change dynamiquement

les rapports de grandeur entre le transistor équivalent à l'entrée et celui à la sortie. Ainsi, l'équivalent de ce circuit correspond à l'équation :

$$I_{\text{sortie}} = \frac{(W/L)_{\text{sortie}}}{(W/L)_{\text{entrée}}} I_{\text{entrée}} = \frac{2^n - a}{a} I_{\text{entrée}} \quad (5.5)$$

En fixant le milieu de la plage de gain à la valeur de $a = 2^{n-1}$, on a :

$$G_{\text{VGA}} = \frac{2^{n-1} - \Delta a}{2^{n+1} + \Delta a} \quad (5.6)$$

Or, en utilisant l'approximation :

$$10^x \approx \frac{1+x}{1-x} \quad (5.7)$$

on obtient :

$$G_{\text{VGA}} \approx 10^{-\frac{\Delta a}{2^{n-1}}} \quad (5.8)$$

On a donc un gain qui varie de façon logarithmique, donc en dB, en fonction d'une entrée numérique a , selon l'équation :

$$\log G_{\text{VGA}} \approx -\frac{\Delta a}{2^{n-1}} \quad (5.9)$$

L'approximation de l'équation (5.7) est valide sur une plage d'un peu plus de 25dB. De plus, en utilisant $n = 6$, chaque incrément de a induit une différence de gain de

0,6dB.

c. Convertisseur $V \rightarrow I$

Pour générer l'entrée du miroir de courant à gain variable, on doit obtenir un courant proportionnel à la tension différentielle provenant de l'amplificateur A1. Aussi, pour conserver le courant généré dans un ordre raisonnable (quelques microampères) et pour ne pas faire saturer la sortie du miroir, la transconductance du convertisseur $V \rightarrow I$ doit être aussi faible qu'un ordre de $100\mu S$.

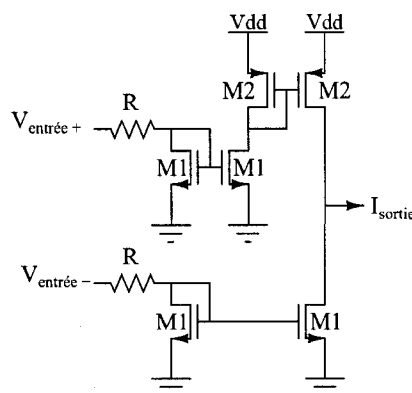


FIG. 5.10 Circuit du convertisseur $V \rightarrow I$

Le circuit de la figure 5.10 montre comment une telle transconductance peut être atteinte. On fait passer chacune des deux tensions d'entrée dans une résistance de l'ordre de $10k\Omega$; le courant généré est ensuite reflété dans un soustracteur de courant. Pour minimiser la non-linéarité, il est important d'utiliser un gros rapport w/L pour les transistors M1, de manière à négliger leur résistance par rapport à R. Comme ce bloc n'a pas besoin d'être blindé contre les variations de température, des résistances de type HRI P-Poly sont utilisées.

Le courant de sortie est alors exprimé par :

$$I_{\text{sortie}} = \frac{V_{\text{entrée}+} - V_{\text{entrée}-}}{R} \quad (5.10)$$

d. Convertisseur $I \rightarrow V$

Pour obtenir l'inverse de la transconductance du convertisseur $V \rightarrow I$, une transrésistance d'environ $10k\Omega$ est choisie. Cet ordre de résistance pourrait être atteint à l'aide de la couche HRI P-Poly, mais sa valeur serait alors hautement dépendante de la température, ce qui est inacceptable pour ce bloc.

Pour pallier à ce problème, on applique le modèle de transrésistance linéaire proposé par Wang (Wang, 1990), qui utilise la technique de différence de carrés pour obtenir une transrésistance directement proportionnelle à la géométrie des transistors : figure 5.11.

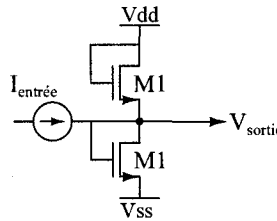


FIG. 5.11 Schéma électrique du convertisseur $I \rightarrow V$

Le principe de fonctionnement est le suivant :

Si les deux transistors sont polarisés en saturation, leurs courants de drain sont exprimés par :

$$I_{d1} = \frac{K}{2}(V_{dd} - V_{\text{sortie}} - V_t)^2 \quad (5.11)$$

$$I_{d2} = \frac{K}{2}(V_{\text{sortie}} - V_{\text{ss}} - V_{\text{t}})^2 \quad (5.12)$$

Considérons l'identité suivante :

$$(a + b)^2 - (a - b)^2 = 4ab \quad (5.13)$$

En assignant $V_{\text{ss}} = -V_{\text{dd}}$, $a = V_{\text{dd}} - V_{\text{t}}$ et $b = V_{\text{sortie}}$, on obtient :

$$I_{d2} - I_{d1} = 2K(V_{\text{dd}} - V_{\text{t}})V_{\text{sortie}} \quad (5.14)$$

En assumant qu'il n'y a pas de courant de sortie, cette équation se résume à :

$$V_{\text{sortie}} = \frac{I_{\text{entrée}}}{2K(V_{\text{dd}} - V_{\text{t}})} \quad (5.15)$$

La tension de sortie est donc proportionnelle au courant d'entrée. De plus, la trans-résistance s'ajuste simplement en variant K , qui est déterminé par la géométrie des transistors. La seule modification qui a été apportée à ce circuit a été de connecter V_{ss} à la masse plutôt qu'à $-V_{\text{dd}}$. La tension de sortie est donc référée à $V_{\text{dd}}/2$ au lieu de 0V.

Pour une technologie CMOS 180nm, un rapport W/L de $4\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ a été trouvé à l'aide d'un balayage des dimensions. On obtient alors l'équivalent d'une résistance de $11k\Omega$ dont une des bornes est connectée à $V_{\text{dd}}/2$.

e. Échantillonneur-bloqueur

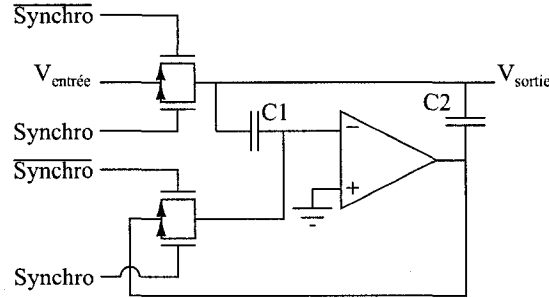


FIG. 5.12 Schéma de l'échantillonneur-bloqueur

L'échantillonneur-bloqueur présenté à la figure 5.12 est basé sur l'échantillonneur à capacités Miller décrit par Johns (Johns et Martin, 1997b). La justification de l'utilisation de ce circuit réside dans la vitesse à laquelle l'échantillon doit être pris : comme on doit échantillonner le signal au moment précis où le sinus est à son minimum, le temps d'échantillonnage doit être court. Or, avec ce circuit, la capacité équivalente à charger est beaucoup plus petite que la capacité de stockage, d'où un temps d'échantillonnage réduit :

$$C_{\text{à charger}} = C_1 + C_2 \quad (5.16)$$

$$C_{\text{stockage}} = (1 + A) \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \quad (5.17)$$

où A est le gain en tension de l'amplificateur opérationnel. Cet amplificateur est développé en annexe à la figure A.7.

5.4 Résultats de simulation

Dans cette section, le fonctionnement des différents circuits sera vérifié, puis le module de conditionnement et démodulation du signal sera testé au complet.

5.4.1 Simulations de blocs séparés

a. Amplificateur de tension

Le circuit de la figure 5.8 a été simulé avec un modèle de résistance possédant les bons coefficients de températures, sur une plage de 50°C. D'après le résultat à la figure 5.13, on observe une variation négligeable de 0,03dB sur cette plage.

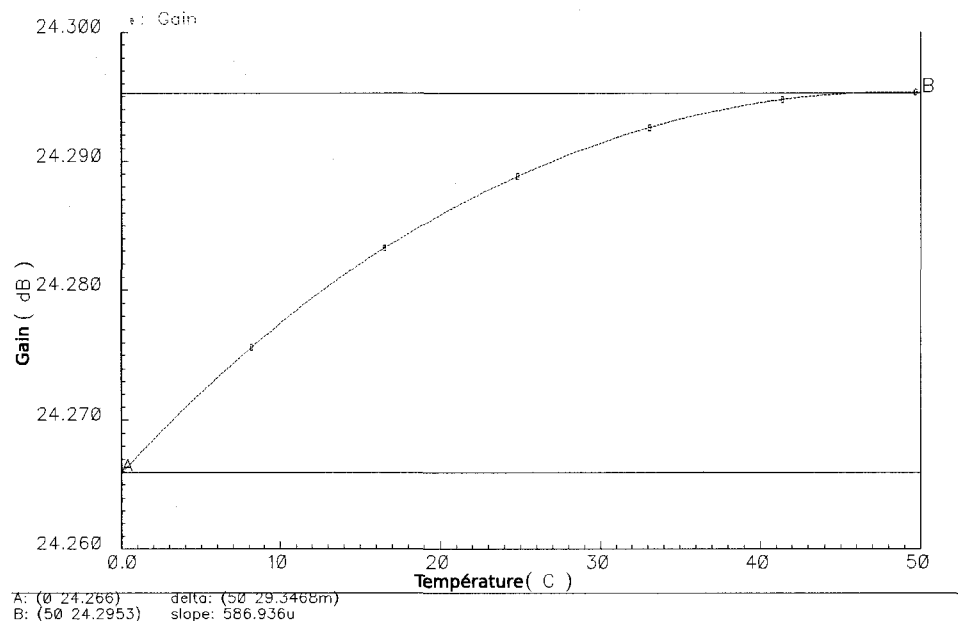


FIG. 5.13 Simulation du gain des amplificateurs A1, A2 et A3 : variation de la température de 0 à 50°C.

b. Miroir de courant à gain variable

Afin de tester le miroir de courant, celui-ci a été connecté à un compteur binaire s'incrémentant à chaque microseconde, avec une entrée de $1\mu\text{A}$ et une résistance de $1\text{k}\Omega$ vers l'alimentation positive en sortie. Le résultat, présenté à la figure 5.14, indique que la courbe est presque linéaire en dB entre les entrées 9 et 53 (sur une plage d'entrée de 0 à 63). Les artefacts entre chaque changement de gain sont causés par les changements d'état des bits du compteur. Ceci n'affecte pas le bon fonctionnement du circuit puisque le gain ne change que lorsque le niveau DC du signal s'est déplacé.

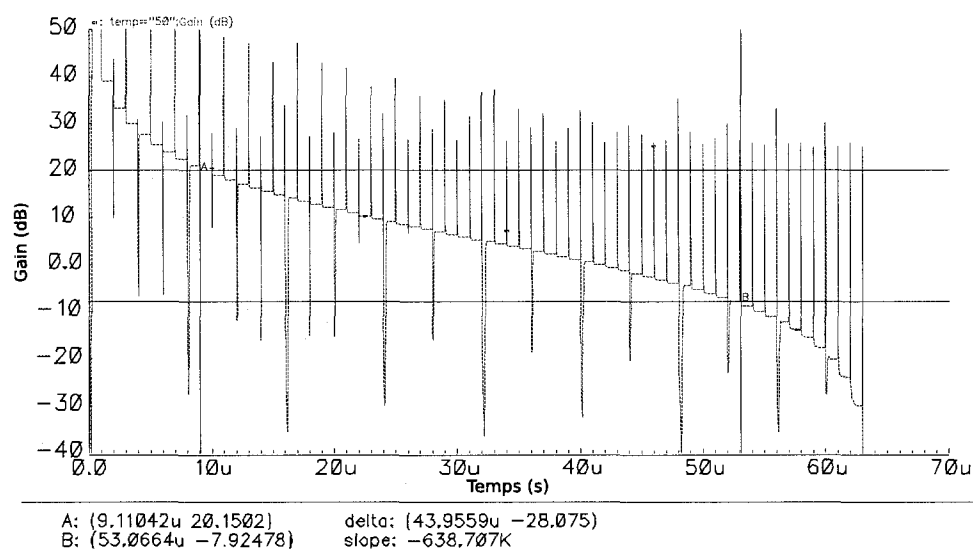


FIG. 5.14 Simulation du gain variable du miroir de courant.

c. Convertisseur $V \rightarrow I$

Pour vérifier le bon fonctionnement du convertisseur $V \rightarrow I$, la tension $V_{\text{entrée}+}$ a été variée sur toute sa plage. La figure 5.15 montre ce résultat pour 5 différentes tensions $V_{\text{entrée}-}$. On observe une transconductance de $85\mu\text{S}$ valide lorsque chacune

des entrées se situe entre 700mV et 1,8V. La limite inférieure est causée par la tension de grille minimale pour conserver les transistors NMOS en saturation.

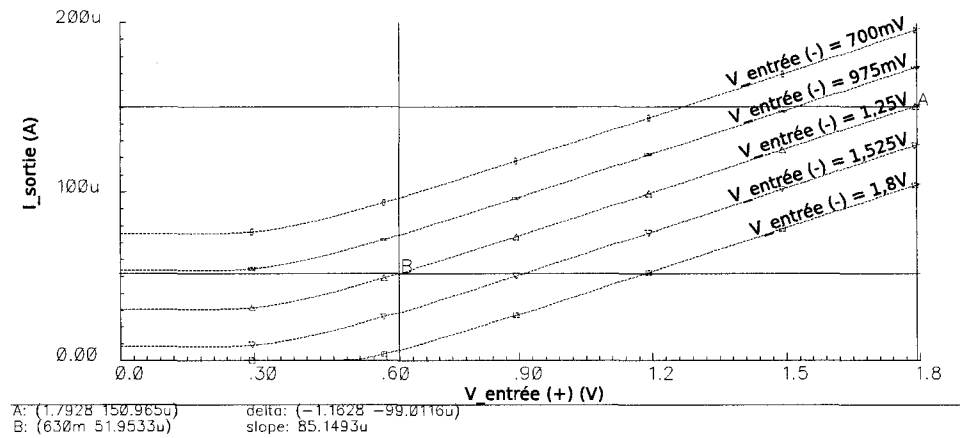


FIG. 5.15 Linéarité du convertisseur $V \rightarrow I$: Simulation du courant de sortie en fonction de la tension d'entrée +, pour 5 tensions d'entrée - de 700mV, 975mV, 1,25V, 1,525V et 1,8V.

Notons qu'il convient de modifier quelque peu les connexions entre la photodiode, la résistance de gain et l'amplificateur opérationnel, comme montré à la figure 5.16. De cette façon, la sortie sera toujours supérieure ou égale à 900mV, même quand le filtre passe-bande sera désactivé.

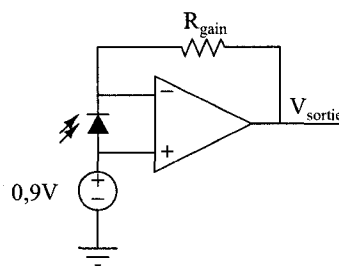


FIG. 5.16 Ajout d'une tension de décalage à l'étage d'entrée

d. Convertisseur $I \rightarrow V$

Afin de vérifier sa linéarité et sa faible dépendance aux changements de température, un balayage du courant d'entrée a été effectué pour trois températures. Le

résultat, présenté à la figure 5.17, est fidèle aux attentes, avec une transrésistance de $11,38\text{k}\Omega$.

Cette transrésistance monte à $11,7\text{k}\Omega$ pour 50°C et descend à $11,06\text{k}\Omega$ pour 0°C , ce qui correspond à une variation de $1,4\%$. Or, selon les spécifications de la couche HRI P-Poly, cette différence serait plutôt de $5,28\%$ en utilisant une résistance de ce type.

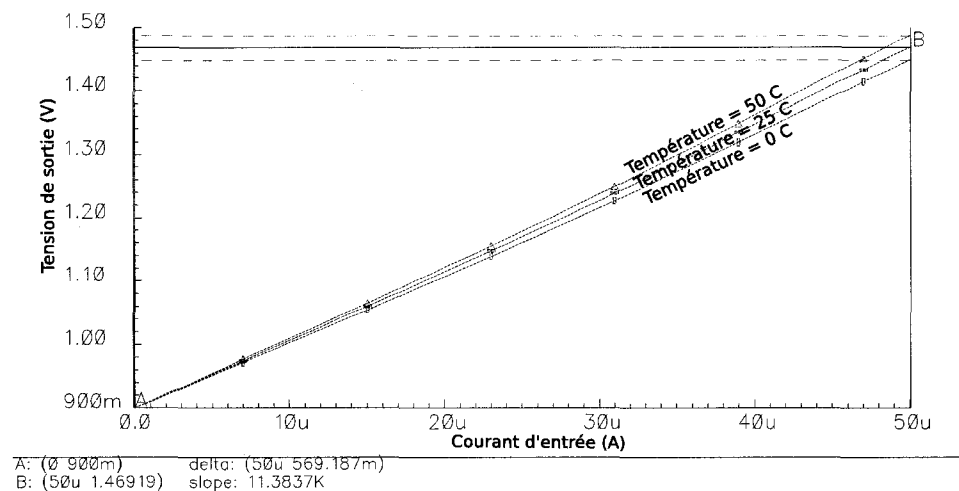


FIG. 5.17 Vérification du comportement du convertisseur $I \rightarrow V$: Simulation de sa tension de sortie en fonction de son courant d'entrée pour des températures de 0, 25 et 50°C .

5.4.2 Simulations de blocs combinés

a. Conditionnement et translation

Pour vérifier le bon fonctionnement des deux premiers étages du circuit, soient le gain variable et l'étage de translation, une tension sinusoïdale d'amplitude de 4mV à 1kHz , centrée sur 900mV a été appliquée à l'entrée du module de conditionnement et démodulation. Le premier amplificateur à 25dB était désactivé et le gain du miroir de courant a été réduit à chaque 10ms , ce gain étant maximal au démarrage

de la simulation.

La figure 5.18(a) montre la sortie du convertisseur $I \rightarrow V$ en fonction du temps. Par analogie avec la figure 5.5, on pourrait dire que cette tension correspond à la figure 5.5(b). De plus, la figure 5.18(b) montre la sortie du dernier amplificateur (A3), ce qui correspond à la figure 5.5(c).

On observe qu'entre 230 et 240ms, le gain du miroir est adéquat pour amener le minimum du sinus près de la tension de mode commun. Le dernier étage d'amplification peut alors amplifier ce sommet sans saturer.

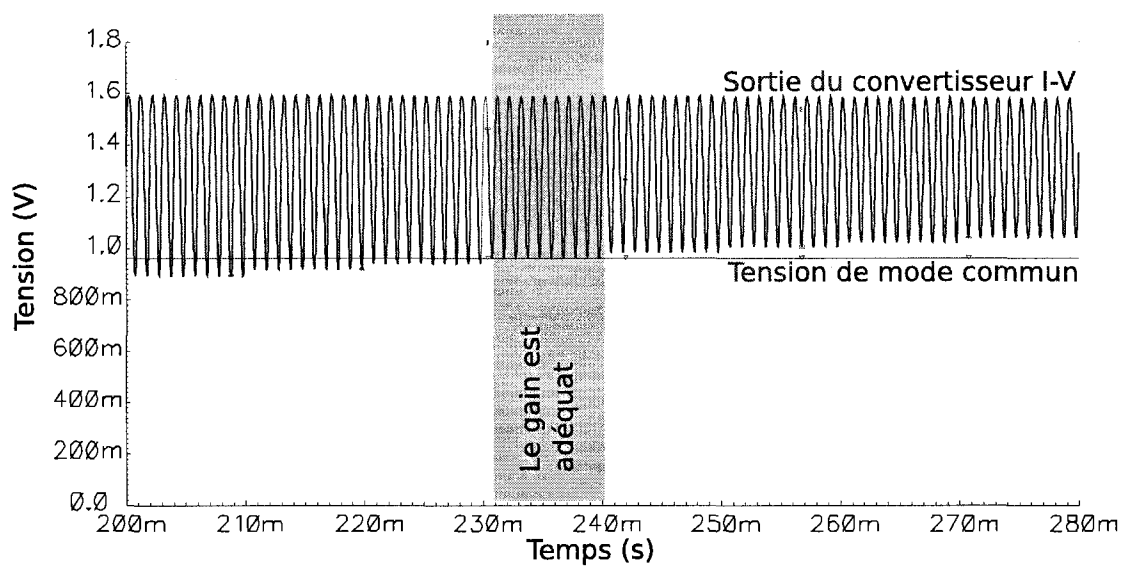
b. Module complet

À partir de la même simulation, l'entrée et la sortie d'un des deux échantillonneurs-bloqueurs sont montrées à la figure 5.19. La période choisie pour le signal de synchronisation de l'échantillonneur est de $5\mu s$. On constate que l'échantillonneur-bloqueur conserve adéquatement l'enveloppe du signal : il agit donc comme un démodulateur.

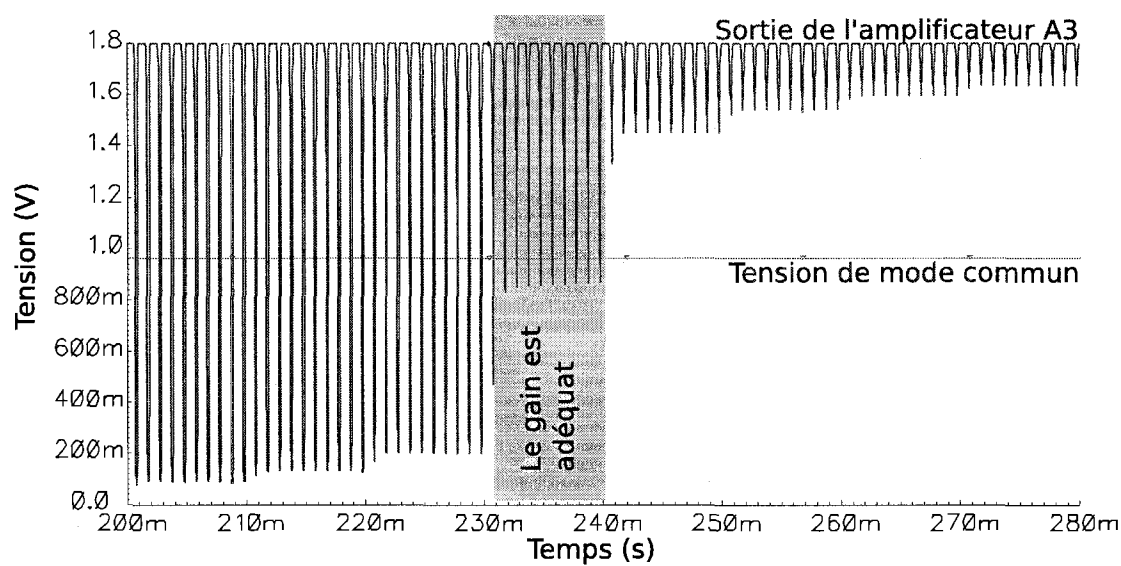
5.5 Récapitulation

Dans ce chapitre, il a été suggéré d'améliorer le prototype présenté au chapitre 3 en modulant la lumière émise avant de la multiplexer. De plus, une technique permettant de démoduler le signal reçu sans nécessiter un convertisseur analogique-numérique à haute résolution a été proposée, cette technique consistant à exécuter un zoom local sur la partie alternative du signal.

Des simulations schématiques d'un circuit intégré réalisant cette technique ont



(a)



(b)

FIG. 5.18 Vérification du fonctionnement des étages de conditionnement et de translation, alors que le gain du miroir de courant est progressivement diminué. (a) Simulation de la sortie du convertisseur $I \rightarrow V$. (b) Simulation de la sortie de l'amplificateur A3.

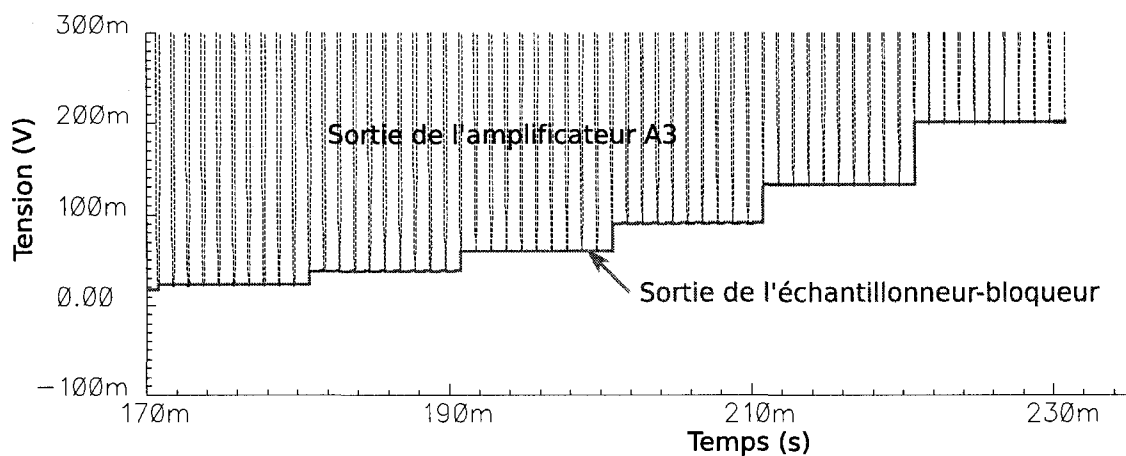


FIG. 5.19 Vérification du fonctionnement du module complet : Simulation de la sortie de l'échantillonneur-bloqueur et de son entrée (sortie de A3).

montré qu'il est possible, avec les connaissances actuelles, d'intégrer un récepteur complet de signaux NIRS réfléchis de la tête, dont l'interface serait entièrement numérique.

CONCLUSION

Cette maîtrise traite d'un système de spectrométrie en proche infrarouge pour la détection des variations d'activité cérébrale. L'optique du projet présenté dans ce mémoire était de réaliser un système complet à un canal, de manière à créer une nouvelle base pour les projets futurs. À cet effet, les composantes et le traitement du signal ont été réduits au strict minimum.

Même s'il est suffisant d'utiliser seulement deux sources, il a été convenu d'utiliser trois longueurs d'onde, de manière à faire des calculs sur deux combinaisons (730 et 850nm ; 730 et 805nm) et ensuite faire une moyenne de ces deux résultats. Ce faisant, la précision s'en trouve améliorée.

Toujours dans une optique de simplicité, et aussi pour maximiser la plage dynamique du système, la modulation des trois longueurs d'onde est basée sur une modulation par sources alternées. Les trois sources sont activées à tour de rôle de façon continue, le tout étant suivi d'un long délai de 68ms où le système est inactif, pour une période totale de 77,6ms. Ceci permet de :

1. Émettre une plus grande intensité lumineuse sans trop augmenter la température et sans endommager les LED.
2. Suspendre l'activité du système 87% du temps, de manière à multiplexer un électroencéphalographe sans induire d'interférence électromagnétique.
3. Consommer moins d'énergie.

Du côté du récepteur, le signal est détecté par une photodiode au silicium FFD-200 de *Perkin-Elmer* et par un amplificateur opérationnel développé par le laboratoire Polystim. La sortie de cet amplificateur est échantillonnée sur 18 bits par

un AD7691 de *Analog Devices*. La transmission des données s'effectue par un lien série vers un logiciel conçu spécialement pour ce prototype et le traitement de ces données est réalisé par Matlab.

Afin de quantifier les performances du prototype et ainsi le comparer avec ceux développés dans les autres laboratoires, un fantôme a été fabriqué. Il s'agit d'une solution d'encre dont la concentration est ajustée pour représenter l'absorption de la lumière par la tête. Un rapport signal/bruit de plus de 50dB à 12Hz a été obtenu à partir de ce fantôme, avec une dérivation maximale de moins de 0,5% en 30 minutes.

Une série d'expérimentations sur des humains a permis de renforcer les conclusions des tests sur le fantôme. Premièrement, des acquisitions sur le cortex préfrontal ont donné des résultats comparables avec les courbes trouvées dans la littérature : le battement cardiaque et l'onde de Mayer ont été détectées, et la respiration est parfois apparente. Une acquisition sur le cortex moteur primaire a aussi été tentée, en suivant le protocole du *Finger-Tapping* utilisé par plusieurs universités. Le résultat montre une relation entre l'activité cérébrale induite et l'activité détectée.

Finalement, une approche intégrée d'un récepteur a été abordée. Cette approche utilise une technique de modulation des sources modifiée afin de mieux rejeter la lumière ambiante : les sources sont toujours activées une après l'autre, mais sont préalablement modulées à une fréquence bien au-dessus de 60Hz. Le signal détecté peut alors être filtré avant d'être démodulé.

Bien que le système ait montré des résultats encourageants dans son état actuel, les recommandations suivantes risquent d'être utiles aux travaux de recherche ultérieurs :

Premièrement, en addition aux raisons de sécurité, il est important de vérifier que

la température du semi-conducteur ne s'élève pas trop, puisque la longueur d'onde principale d'une diode monte avec la température. Or, le spectre d'absorption de la désoxyhémoglobine varie sensiblement dans l'entourage de 730 à 770nm. Une trop grande augmentation de la température de la LED de 730nm risque donc de compromettre les calculs de variations de concentration d'hémoglobine.

De plus, une meilleure évaluation de la capacitance de la photodiode devrait être envisagée. En effet, si la méthode proposée au dernier chapitre est utilisée, il est important de vérifier que la fréquence de modulation des LED soit bien en-deça de la fréquence de coupure du détecteur.

Pour les travaux futurs, plusieurs voies peuvent être empruntées en parallèle. En premier lieu, il serait intéressant d'utiliser plusieurs combinaisons d'émetteurs et de récepteurs afin de vérifier si leur utilisation simultanée ne crée pas de problèmes de diaphonie entre les canaux. Pour ce faire, il s'agit d'évaluer le niveau de lumière reçue par un capteur en provenance de l'émetteur d'une autre optode. De plus, il serait aussi possible de déployer ces différents canaux sur plusieurs parties de la tête afin de faire des tests plus élaborés : par exemple, tester les cortex moteurs primaires gauche et droit en même temps.

La réalisation du circuit intégré complet est une autre avenue à considérer. À cet effet, au moment de la rédaction de ce mémoire, l'équipe Polystim travaille déjà sur l'intégration d'un convertisseur analogique-numérique qui sera adapté au design proposé au chapitre 5. D'autres travaux importants doivent aussi être envisagés, comme l'aspect sans fil du projet. Finalement, la conception du casque et son intégration avec un électroencéphalographe portable constitue un autre grand défi qui, à lui seul, impliquera plusieurs domaines de l'ingénierie.

Avec les progrès croissants dans le domaine de l'imagerie fonctionnelle cérébrale,

le traitement de plusieurs maladies est maintenant moins dangereux et devient de plus en plus concluant. C'est cette motivation qui aura poussé l'équipe Polystim à travailler sans compter, petit à petit, vers un dispositif qui contribuera à guérir des personnes épileptiques.

BIBLIOGRAPHIE

- Achigui, H., Sawan, M., et Fayomi, C. J. B. (2005a). A monolithic based nirs front-end wireless sensor. Soumis à SPIE J. Biomed. Opt.
- Achigui, H. F., Fayomi, C. J. B., et Sawan, M. (2005b). A 1 v low-power low-noise dtmos based class ab opamp. In *The 3rd International IEEE-NEWCAS Conference*, pages 307–10.
- Bomb, M. (2006). Tutorial - modelling a female face : http://bgdm.katorlegaz.com/lscm_tute/lscm_tute.htm.
- Bozkurt, A. et Onaral, B. (2004). Safety assessment of near infrared light emitting diodes for diffuse optical measurements. *BioMedical Engineering OnLine*, **3**(9).
- Bozkurt, A., Rosen, A., Rosen, H., et Onaral, B. (2005). A portable near infrared spectroscopy system for bedside monitoring of newborn brain. *BioMedical Engineering Online*, **4**.
- Chance, B., Anday, E., Nioka, S., Zhou, S., Hong, L., Worden, K., Li, C., Murray, T., Ovetsky, Y., Pidikiti, D., et Thomas, R. (1998). A novel method for fast imaging of brain function, non-invasively, with light. *Optics Express*, **2**(10), 411–423.
- Chance, B., Nioka, S., et Zhao, Z. (2007). A wearable brain imager. *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, **26**(4), 30–37.
- Chénier, F. et Sawan, M. (2007). A new brain imaging device based on fnirs. *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, pages 1–4.
- Coyle, S., Ward, T., et Markham, C. (2004a). An optical brain computer interface. In *Proceedings of the 2nd International Brain-Computer Interface Workshop and Training Course*. Biomedizinische Technik.

Coyle, S., Ward, T., et Markham, C. (2004b). Physiological noise in near-infrared spectroscopy : implications for optical brain computer interfacing. *Proc IEEE Eng Med Biol Soc*, **6**, 4540–3.

Drexel University Optical Brain Imaging Group (2005). Near-infrared based functional optical brain monitor : http://www.biomed.drexel.edu/fnir/Contents/brain_imaging/fNIR_Presentation_Nov7.pdf.

Duncan, A., Meek, J. H., Clemence, M., Elwell, C. E., Fallon, P., Tyszczuk, L., Cope, M., et Delpy, D. T. (1996). Measurement of cranial optical path length as a function of age using phase resolved near infrared spectroscopy. *Pediatric Research*, **39**(5), 889–894.

Elwan, H. O., Tarim, T. B., et Ismail, M. (1998). A digitally controlled db-linear cmos agc for low voltage mixed signal applications. *Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pages 423–425.

Everdell, N. L., Gibson, A. P., Tullis, I. D. C., Vaithianathan, T., Hebden, J. C., et Delpy, D. T. (2005). A frequency multiplexed near-infrared topography system for imaging functional activation in the brain. *Rev. Sci. Instrum.*, **76**, 5.

Firbank, M., Hiraoka, M., Essenpreis, M., et Delpy, D. T. (1993). Measurement of the optical properties of the skull in the wavelength range 650-950 nm. *Med. Biol.*, **38**, 503–510.

Franceschini, M. A. et Boas, D. A. (2004). Noninvasive measurement of neuronal activity with near-infrared optical imaging. *Neuroimage*, **21**(1), 372–86.

Franceschini, M. A., Joseph, D. K., Huppert, T. J., Diamond, S. G., et Boas, D. A. (2006). Diffuse optical imaging of the whole head. *Journal of Biomedical Optics*, **11**(5).

Frankle, W. G., Slifstein, M., Talbot, P. S., et Laruelle, M. (2005). Neuroreceptor imaging in psychiatry : Theory and applications. *International Review of Neurobiology*, **67**, 385–440.

- Gratta, C. D., Pizzella, V., Tecchio, F., et Romani, G. L. (2001). Magnetoencephalography—a noninvasive brain imaging method with 1 ms time resolution. *Rep. Prog. Phys.*, **64**, 1759–1814.
- Gratton, G. et Fabiani, M. (2001). Shedding light on brain function : the event-related optical signal. *Trends Cogn Sci*, **5**(8), 357–363.
- Hiraoka, M., Firbank, M., Essenpreis, M., Cope, M., Arridge, S. R., van der Zee, P., et Delpy, D. T. (1993). A monte carlo investigation of optical pathlength in inhomogeneous tissue and its application to near-infrared spectroscopy. *Phys. Med. Biol.*, **38**, 1859–1876.
- Izzetoglu, K., Bunce, S., Onaral, B., Pourrezaei, K., et Chance, B. (2004). Functional optical brain imaging using near-infrared during cognitive tasks. *Int. J. of Human-Comp.*, **17**(2), 211–227.
- Izzetoglu, M., Bunce, S., Izzetoglu, K., Onaral, B., et Pourrezaei, A. (2007). Functional brain imaging using near infrared technology for cognitive activity assessment. *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, **26**(4), 38–46.
- Johns, D. A. et Martin, K. (1997b). *Analog Integrated Circuit Design*. John Wiley & Sons, Inc.
- Klabunde, R. E. (2007). Cardiovascular physiology concepts : <http://www.cvphysiology.com/Heart%20Disease/HD002.htm>.
- Kohl, M., Nolte, C., Heekeren, H. R., Horst, S., Scholz, U., Obrig, H., et Villringer, A. (1998). Determination of the wavelength dependence of the differential pathlength factor from near-infrared pulse signals. *Phys. Med. Biol.*, **43**, 1771–1782.
- Kou, L., Labrie, D., et Chylek, P. (1993). Refractive indices of water and ice in the 0.65-2.5 μ m spectral range. *Appl. Opt.*, **32**, 3531–3540.
- Logothetis, N. (2001). Neurophysiological investigation of the basis of the fmri signal. *Nature*, **412**, 150–157.

- M.S. Michelle L. Johnson, J. (2007). Electroencephalography unit. *Encyclopedia of Nursing and Allied Health*.
- Nishimura, E., Stautzenberger, J., Robinson, W., Downs, T., et Downs, J. (2007). A new approach to functional near-infrared technology. *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, **26**(4), 25–29.
- Normandin, F., Sawan, M., et Faubert, J. (2004). Front-end of a non-invasive wireless real-time brain imaging system based on near-infrared spectrophotometry. In *IEEE BioCAS*, volume S3, pages 1–4.
- Normandin, F., Sawan, M., et Faubert, J. (2005). A new integrated front-end for a noninvasive brain imaging system based on near-infrared spectrophotometry. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, **52**(12), 2663–71.
- Okada, E. et Delpy, D. T. (2003). Near-infrared light propagation in an adult head model. i. modeling of low-level scattering in the cerebrospinal fluid layer. *Applied Optics*, **42**(16), 2906–2914.
- Onaral, B. et Pourrezaei, K. (2005). Functional optical brain imaging sensor : http://www.biomed.drexel.edu/ResearchPort/Contents/Biomedical_Optics/Overview/default.cfm?SLD=2.
- Prahl, S. (1999). Optical absorption of hemoglobin.
- Siegel, A., Marota, J., et Boas, D. (1999). Design and evaluation of a continuous-wave diffuse optical tomography system. *Optics Express*, **4**(8), 287 – 298.
- Siegel, A. M. (2004). *Investigating the Temporal Evolution of the Cerebral Hemodynamic Response Using Diffuse Optical Tomography*. PhD thesis, Tufts University.
- Simpson, C. R., Kohl, M., Essenpreis, M., et Cope, M. (1998). Near-infrared optical properties of ex vivo human skin and subcutaneous tissues measured using the monte carlo inversion technique. *Phys. Med. Biol.*, **43**, 2465–2478.

- Strangman, G., Boas, D. A., et Sutton, J. P. (2002). Non-invasive neuroimaging using near-infrared light. *Biol Psychiatry*, **52**(7), 679–93.
- Ultman, J. S. et Piantadosi, C. A. (1991). Differential pathlength factor for diffuse photon scattering through tissue by a pulse-response method. *Mathematical Biosciences*, **107**(1), 73–82.
- Uludağ, K., Steinbrinka, J., Villringer, A., et Obrig, H. (2004). Separability and cross talk : optimizing dual wavelength combinations for near-infrared spectroscopy of the adult head. *NeuroImage*, **22**(2), 583–589.
- van der Zee, P., Arridge, S. R., Cope, M., et Delpy, D. T. (1990). The effect of optode positioning on optical pathlength in near infrared spectroscopy of brain. *Adv. Exp. Med. Biol.*, **277**, 79–84.
- van der Zee, P., Essenpreis, M., et Delpy, D. T. (1993). Optical properties of brain tissue. In Alfano, R. R. et Chance, B., editors, *Photon Migration and Imaging in Random Media and Tissues*, volume 1888, pages 454 – 465. Proc. SPIE.
- Wang, Z. (1990). 2-mosfet transresistor with extremely low distortion for output reaching supply voltages. *Electronics Letters*, **26**(13), 951–953.

ANNEXE A

DÉTAILS DES CIRCUITS FABRIQUÉS

Dans le mémoire, plusieurs circuits sont décrits, mais certains ne sont pas montrés, faute d'espace. Cette annexe contient donc les schéma et les dessins de masque pour ces circuits.

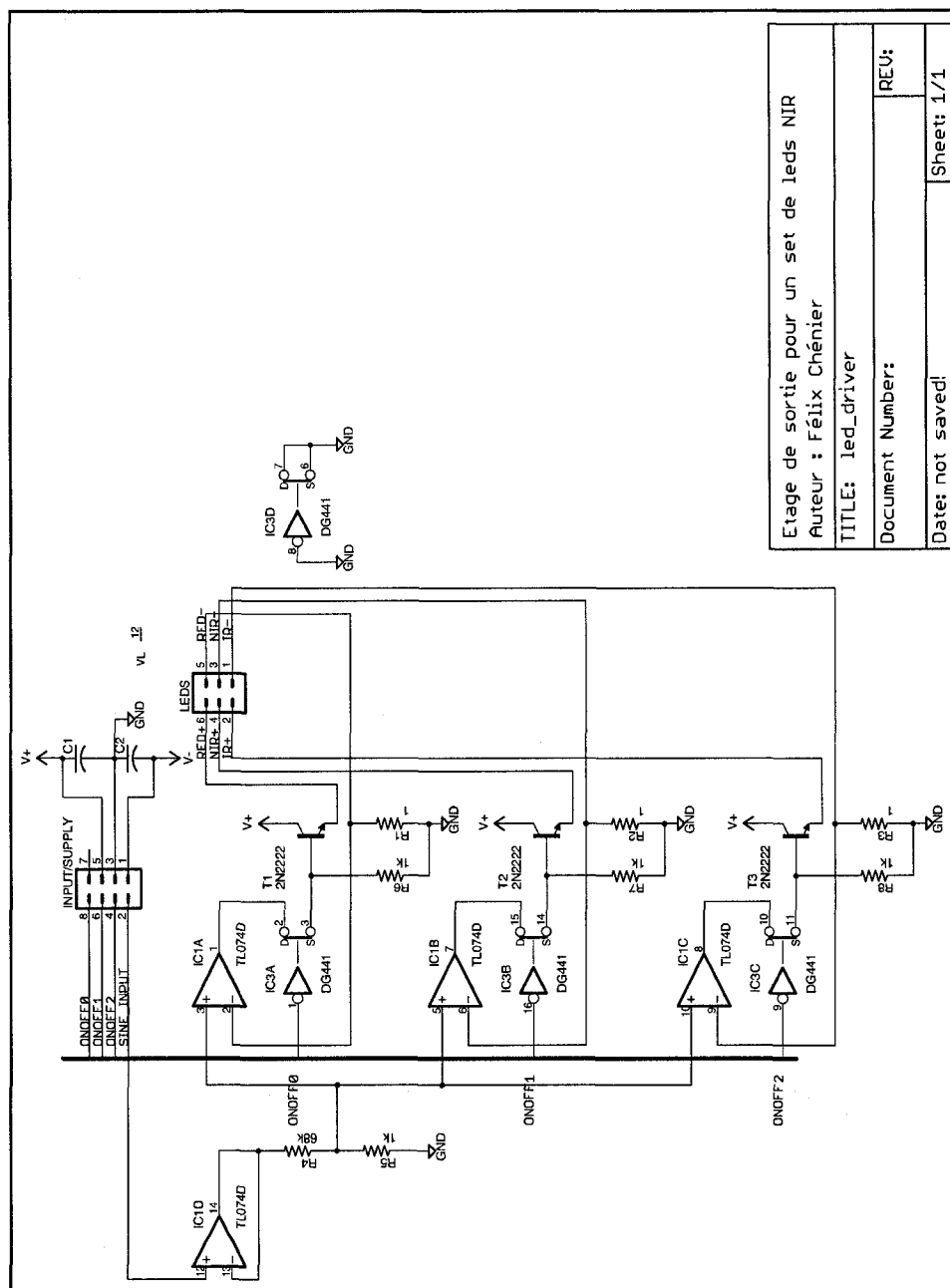


FIG. A.1 Schéma électrique du contrôleur de courant dans les LED

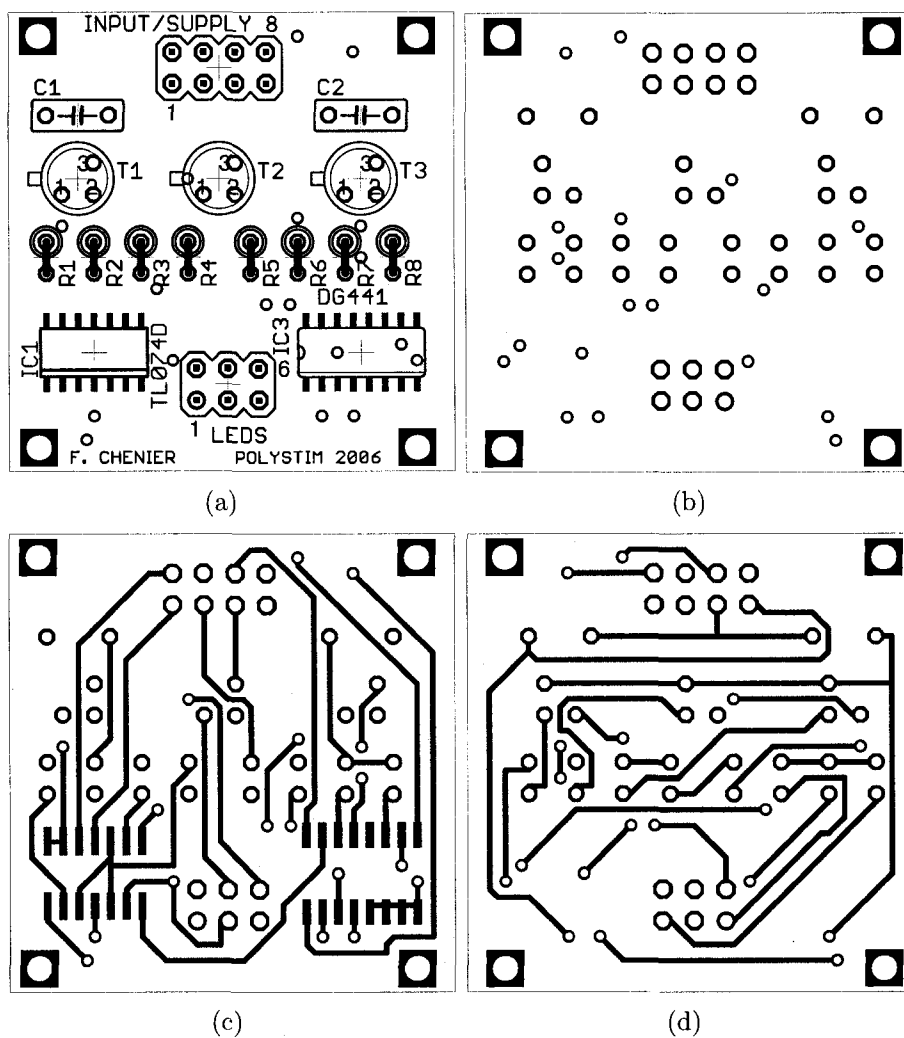


FIG. A.2 Circuit imprimé du contrôleur de courant dans les LED. (a) Composantes, dessus. (b) Composantes, dessous. (c) Traces, dessus. (d) Traces, dessous.

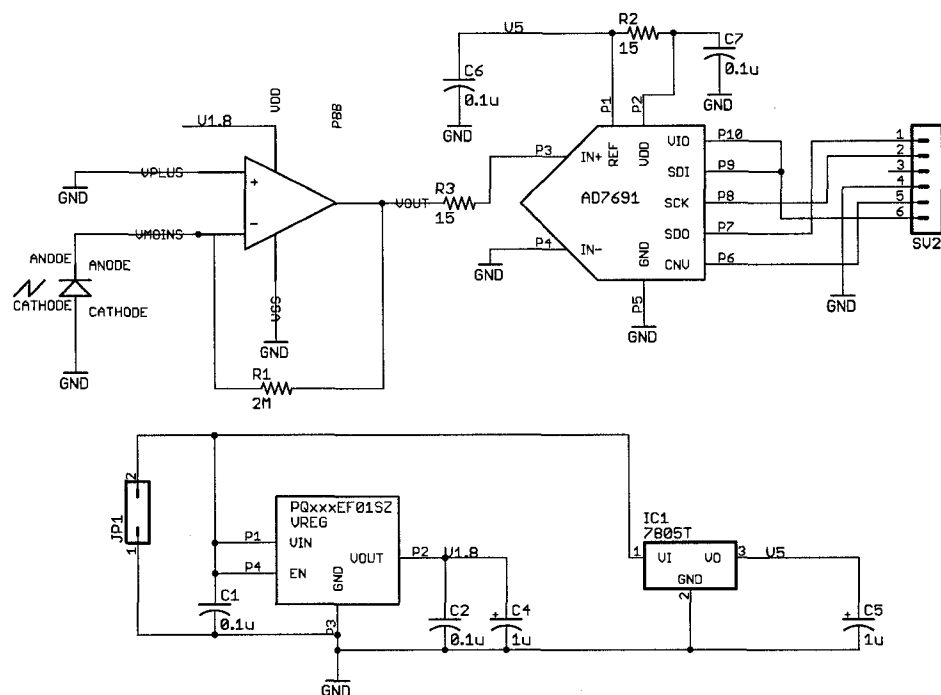


FIG. A.3 Schéma électrique du récepteur du prototype décrit au chapitre 3

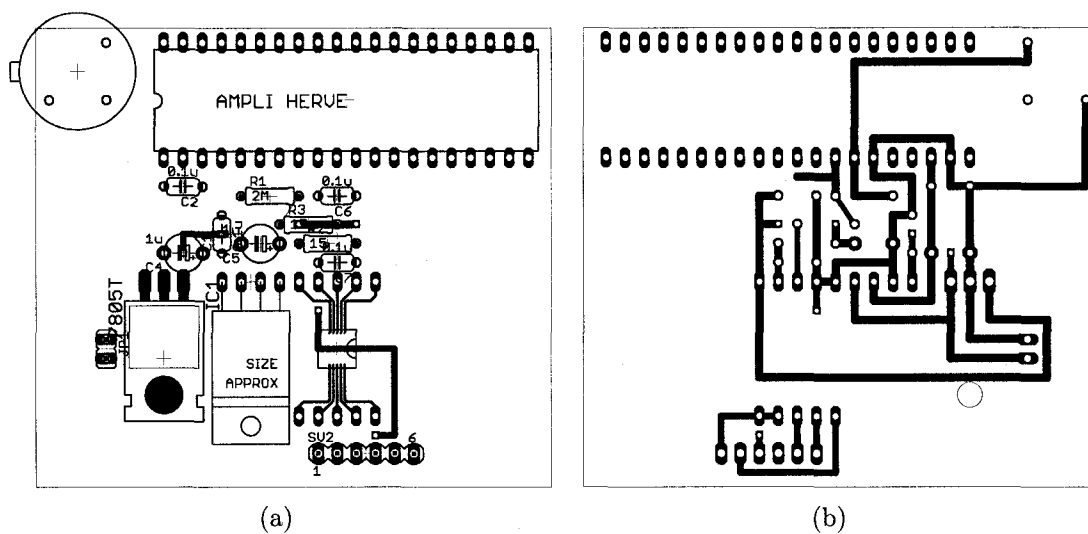


FIG. A.4 Circuit point à point du récepteur du prototype décrit au chapitre 3. (a) Composantes. (b) Traces d'étain.

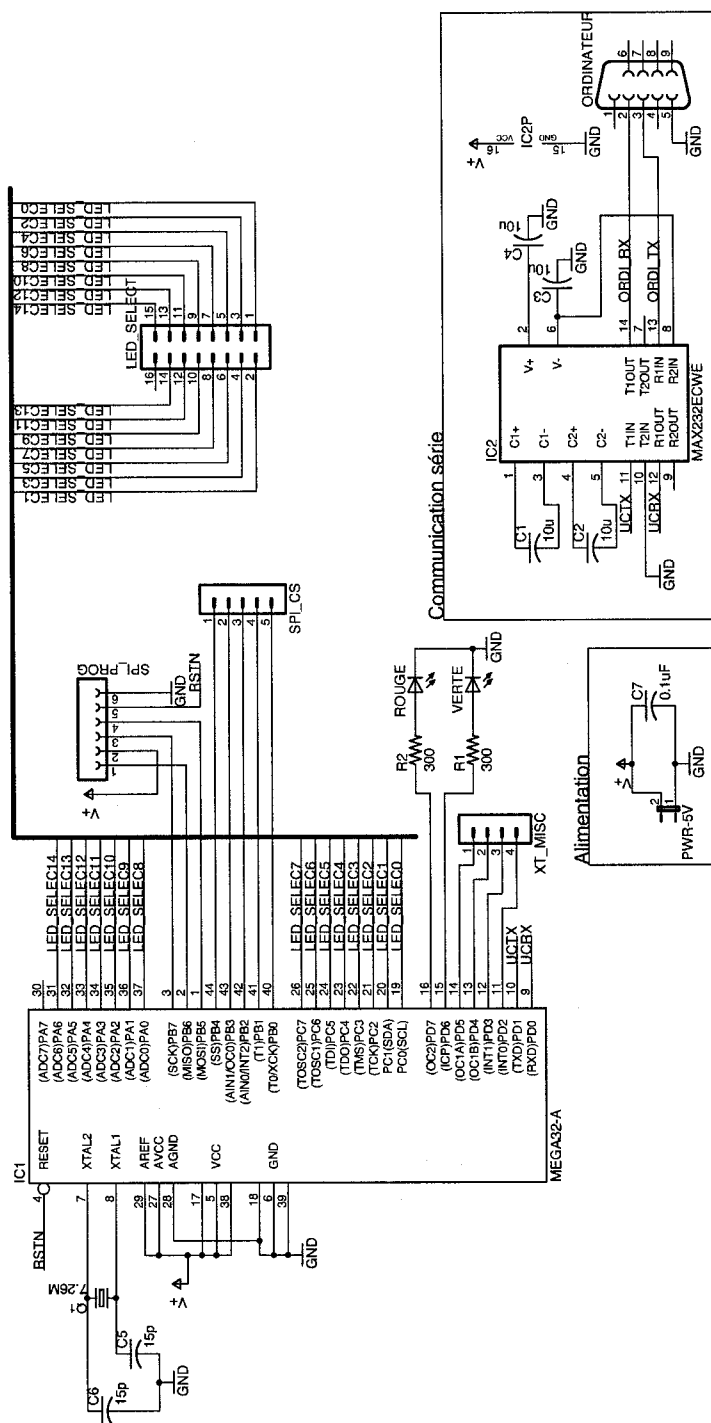


FIG. A.5 Schéma électrique du circuit de contrôle

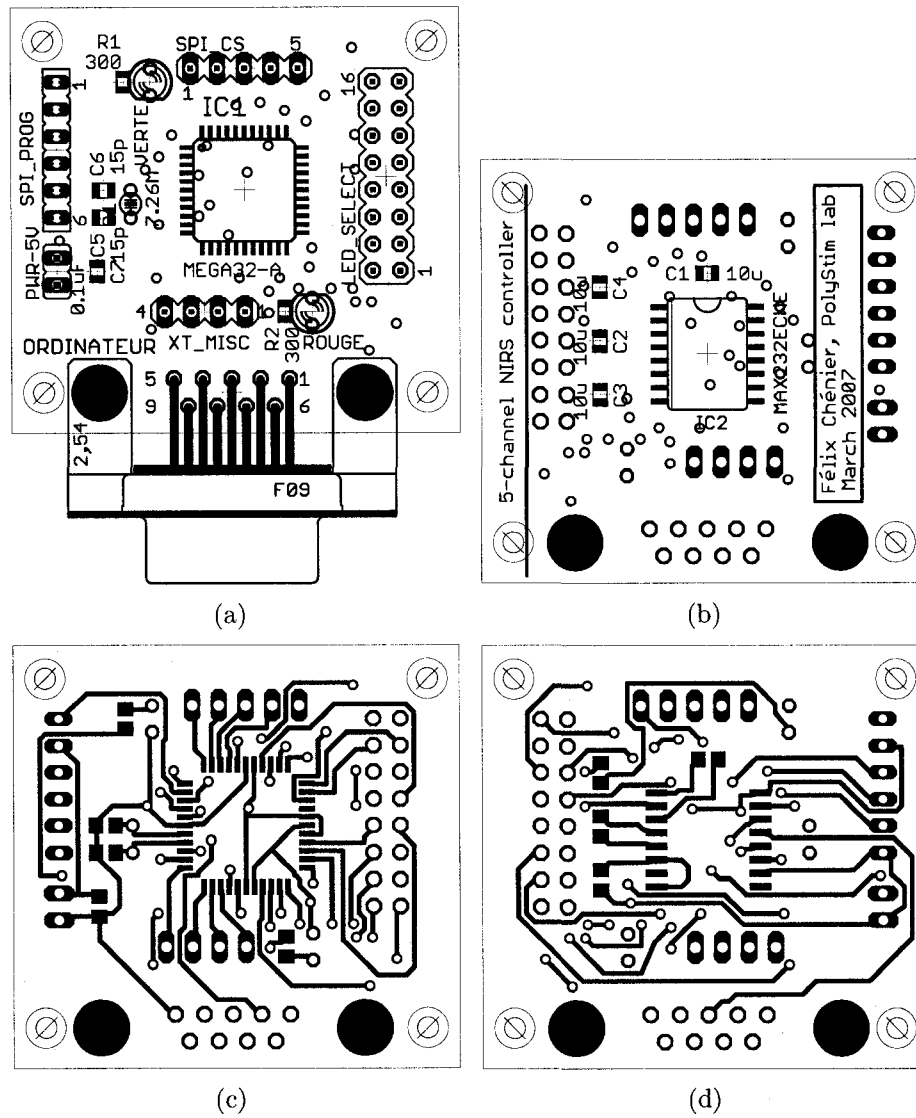


FIG. A.6 Circuit imprimé du contrôleur. (a) Composantes, dessus. (b) Composantes, dessous. (c) Traces, dessus. (d) Traces, dessous.

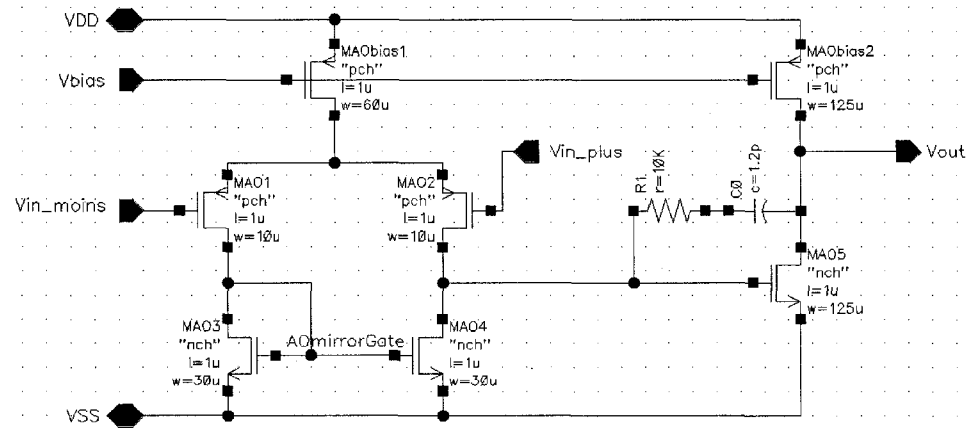


FIG. A.7 Schéma électrique de l'amplificateur opérationnel utilisé dans le circuit intégré.

ANNEXE B

PRÉCISIONS SUR LE FONCTIONNEMENT DE CERTAINS MODULES

B.1 Détail du fonctionnement de la librairie `CommSync`

B.1.1 Fonctionnement du module d'émission

1. On utilise la fonction `CommSyncAddByteToSend` pour ajouter un octet dans le module d'émission. Cette fonction prend l'octet à envoyer en argument. Pour une communication sur trois octets, on l'appelle donc trois fois.
2. Une fois que le module d'émission a reçu les octets à envoyer, les octets à transférer sur le bus de communication sont ajoutés dans un tampon de sortie. Pour assurer la détection et la correction d'erreurs, il y a plus d'octets sortant que d'octets entrant. Pour interroger le module afin de savoir si des octets sont prêts à être envoyés, on utilise la fonction `CommSyncBytesToSendLeft`, qui ne prend aucun argument. Tant que cette fonction retourne une valeur non nulle, on utilise `CommSyncGetByteToSend` pour retirer un octet du tampon de sortie. Cette fonction ne prend pas d'argument.
3. Comme la librairie `CommSync` est indépendante du matériel, il est du devoir du programme principal d'envoyer les octets sortants vers le module de communication, comme l'UART.

On montre ici un exemple de code exécutant les deux étapes à réaliser lors de l'émission avec la librairie `CommSync` :

```
CommSyncAddByteToSend(Octet1);  
CommSyncAddByteToSend(Octet2);  
CommSyncAddByteToSend(Octet3);  
  
while (CommSyncBytesToSendLeft()) {  
    WriteSerialPort(CommSyncGetByteToSend());  
}
```

La fonction `WriteSerialPort` ne fait pas partie de la librairie, et doit être codée en fonction du matériel utilisé.

B.1.2 Fonctionnement du module de réception

1. Pour chaque octet reçu par le module de communication, on doit ajouter celui-ci dans le tampon d'entrée du module de réception de la librairie `CommSync` à l'aide de la fonction `CommSyncAddReceivedByte`, qui prend l'octet reçu en argument. Cette fonction peut retourner trois valeurs :
 - (a) Valeur retournée = 0 : La donnée a été ajoutée au tampon d'entrée, mais la transaction n'est toujours pas complète. On doit donc ajouter d'autres octets.
 - (b) Valeur retournée = 1 : La donnée a été ajoutée au tampon d'entrée, et la transaction est terminée. On peut donc vider le tampon de sortie, qui contient maintenant chacun des trois octets originaux envoyés par l'émetteur.
 - (c) Valeur retournée = 2 : Il y a eu une erreur de communication qui n'a pas pu être corrigée. Le tampon d'entrée et le tampon de sortie sont maintenant vides et il est suggéré de forcer une resynchronisation des modules d'émission et de réception.

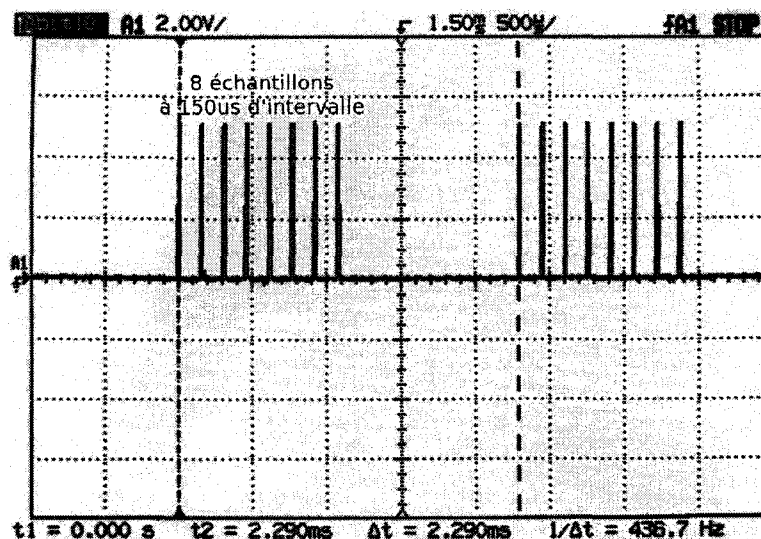
2. Lorsqu'une transaction est terminée, on peut accéder directement aux octets transigés par la fonction `CommSyncGetData`, qui prend l'index de l'octet en paramètre. Par exemple, pour savoir quel est le deuxième octet du paquet, on a :

```
deuxiemeoctet = CommSyncGetData(1) ;
```

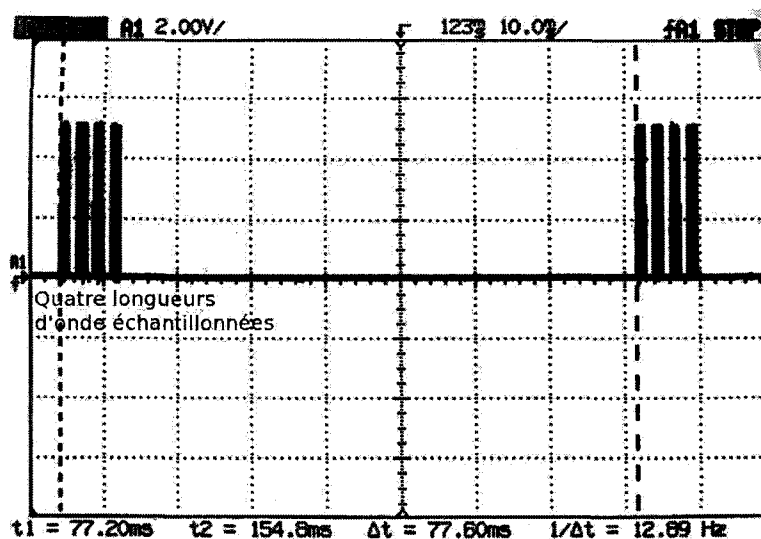
B.1.3 Synchronisation des deux périphériques

Si les deux périphériques ne sont pas synchronisés au début, ils devraient finir très vite par l'être, car la librairie s'occupe de bien gérer l'ordre des octets. Il peut par contre être bénéfique de définir une commande sans effet (par exemple 255), pour être certain que les deux périphériques sont synchronisés avant de commencer la communication.

Par exemple, pour une communication à 3 octets, on pourrait envoyer 255 1 1. Ceci permet à la librairie de se synchroniser premièrement sur les octets de parités (qui sont toujours pairs). Ensuite, on permet de se synchroniser sur le premier octet du message, qui est le seul à être plus grand que 127. Il est donc avantageux, au démarrage du système, de transmettre quelques fois cette série d'octets.



(a)



(b)

FIG. B.1 Comportement réel du contrôleur dans le temps : Les fronts montants de A1 correspondent à des conversions analogiques à numériques. (a) Les huit conversions par longueur d'onde sont montrées pour deux longueurs d'onde. (b) Deux ensembles de quatre échantillons sont montrés (trois longueurs d'onde et un échantillon de lumière ambiante). Ces ensembles sont séparés d'une période d'environ 70ms.

B.2 Rejet de la lumière ambiante du prototype décrit au chapitre 3

Afin de vérifier la robustesse du système contre la lumière ambiante, le capteur du prototype a été placé sur une table, sa photodiode pointant vers le haut de la pièce. La pièce ne possède pas de fenêtre, la lumière dominante provient de l'éclairage aux fluorescents et oscille à 60Hz. Nous croyons que cette pièce représente le pire environnement possible au niveau de l'élimination de la lumière ambiante, puisque pratiquement toute la lumière est oscillante.

Le gain de l'amplificateur a été ajusté pour obtenir une sortie dans la moitié de la plage dynamique du système, puis un enregistrement a été effectué. Les résultats sont présentés à la figure B.2, où les courbes ont été reconstruites à l'aide d'un filtre passe-bas à 6,445Hz (soit la moitié de la fréquence d'échantillonnage).

Selon ces résultats, on constate que la méthode de soustraction de la lumière ambiante ne fonctionne pas si elle est utilisée à si faible fréquence. En fait, selon la figure B.1(a), un échantillon pour une longueur d'onde est réalisé sur une période de 2,29ms. Les quatre échantillon seront donc pris sur une période de 9,16ms, soit plus de la moitié d'une période de l'éclairage ambiant (16,67ms). Pour qu'on puisse soustraire le quatrième échantillon des trois autres, il faudrait que ces quatre échantillons soit pris beaucoup plus en même temps. Une autre approche intéressante serait de prendre ces échantillons sur des périodes d'exactement 16,67ms ; ils seraient ainsi synchronisés avec le secteur.

Toujours sur la figure B.2, on observe que la composante échantillonnée a une période d'environ 4Hz ; il s'agit simplement d'une fréquence image, conséquence du sous-échantillonnage de la fréquence du secteur.

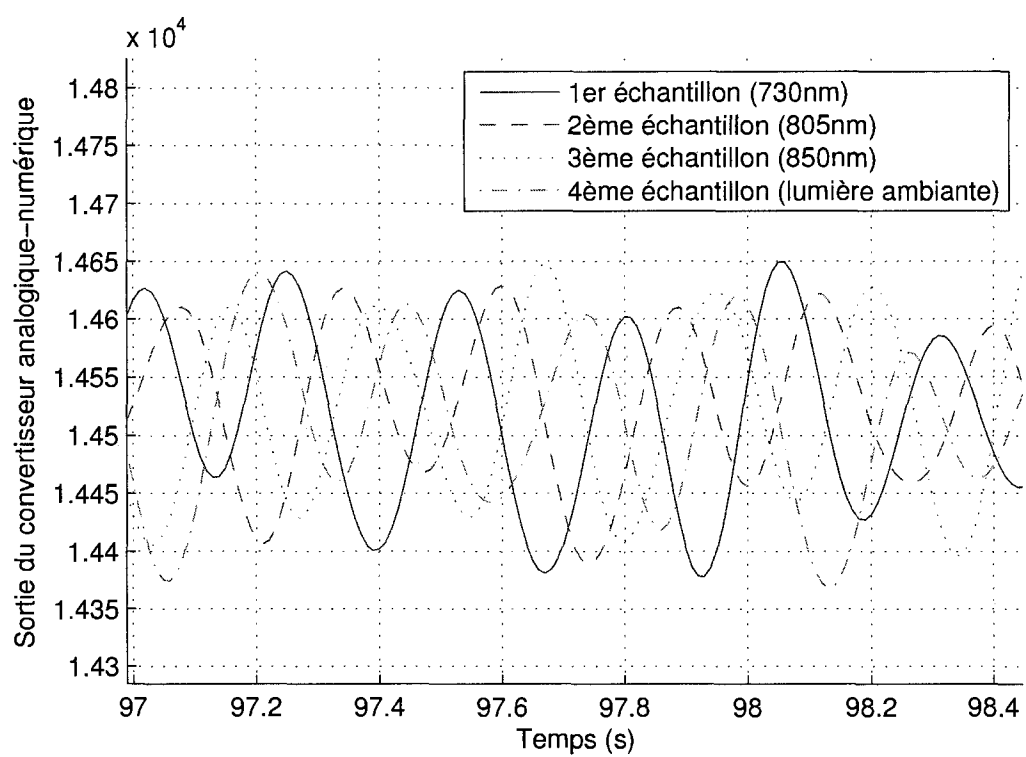


FIG. B.2 Sortie filtrée du convertisseur lorsque la photodiode est exposée uniquement à l'éclairage ambiant

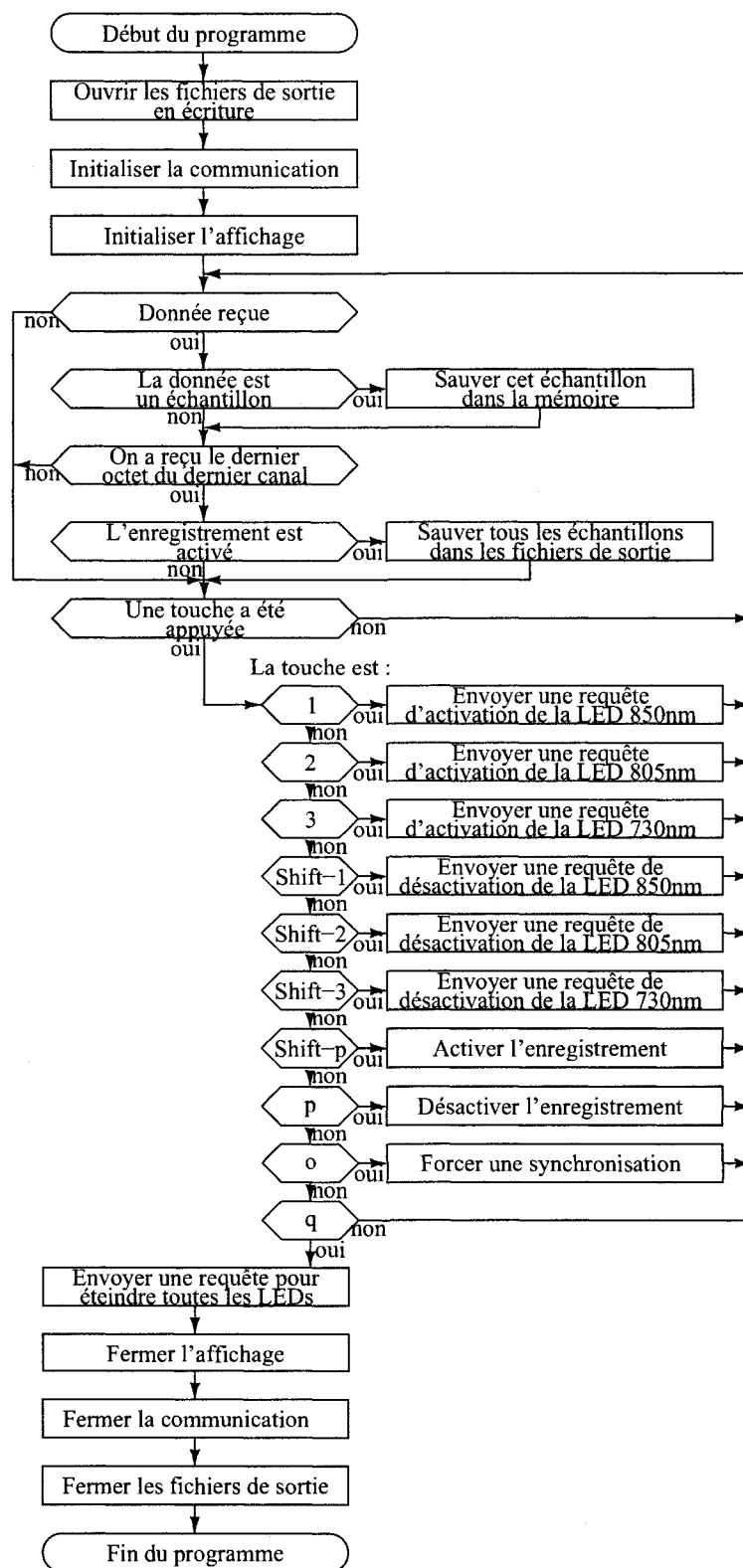


FIG. B.3 Organigramme conceptuel de l'interface utilisateur