

Titre: Conception d'amplificateurs opérationnels à basse tension pour des systèmes de dépistage de crises épileptiques
Title: Conception d'amplificateurs opérationnels à basse tension pour des systèmes de dépistage de crises épileptiques

Auteur: Hervé Facpong Achigui
Author:

Date: 2006

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Facpong Achigui, H. (2006). Conception d'amplificateurs opérationnels à basse tension pour des systèmes de dépistage de crises épileptiques [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/7697/>

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

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/7697/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Mohamad Sawan, & Christian J. B. Fayomi
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS À BASSE
TENSION POUR DES SYSTÈMES DE DÉPISTAGE DE CRISES
ÉPILEPTIQUES

Hervé FACPONG ACHIGUI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M. Sc. A.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

Mars 2006



Library and
Archives Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*
ISBN: 978-0-494-17927-7

Our file *Notre référence*
ISBN: 978-0-494-17927-7

NOTICE:

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

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

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

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

AVIS:

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

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

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

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

**
Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé

CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS À BASSE
TENSION POUR DES SYSTÈMES DE DÉPISTAGE DE CRISES
ÉPILEPTIQUES

Présenté par : ACHIGUI FACPONG Hervé,

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

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

M. SAVARIA Yvon, Ph.D, président

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

M. FAYOMI Christian J. B., Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. BRAULT Jean-Jules, Ph.D., membre

À la mémoire de Massi Laurentine

REMERCIEMENTS

Ce fut pour moi, un privilège d'être étudiant en maîtrise de la chaire de recherche sur les dispositifs médicaux intelligents (DMI), au sein de l'équipe Polystim neurotechnologies sous la direction du professeur Mohamad A. SAWAN de l'École Polytechnique de Montréal, et la codirection du professeur Christian J.-B. FAYOMI de l'Université du Québec À Montréal (UQÀM).

Tout d'abord, je tiens à remercier mon directeur de recherche, Mohamad A. SAWAN, pour m'avoir donné l'opportunité de découvrir le monde de la recherche. Ses années d'expériences dans la conception de circuits en microélectronique pour des applications biomédicales m'ont permis de m'initier sur les défis critiques et intéressants découlant des problèmes généralement rencontrés.

J'aimerais ensuite remercier mon codirecteur, Christian J.-B. FAYOMI, qui m'a permis de découvrir les merveilles du monde de la conception des circuits analogiques. Son expérience et expertise dans les méthodologies de conception de circuits hautement performants qui fonctionnent à basse alimentation m'ont été d'un apport très précieux.

J'aimerais également remercier les membres du jury, Mr Yvon Savaria et Mr. Jean-Jules Brault pour leurs critiques constructives dans le contenu de ce mémoire.

J'adresse aussi de vifs remerciements à tous les membres ma famille, pour leur support, toute la patience qu'ils ont su démontrer jusqu'ici, tout au long de mon parcours scolaire. Un merci spécial à ma maman Élise ACHIGUI, et mon frère Hugues JEAZET

ACHIGUI, qui chaque jour n'ont cessé de me motiver et me pousser à exceller dans ce travail. Un merci tout particulier à mon papa Benjamin ACHIGUI, à ma sœur Bertille Claire MAFOKOU, son époux et ses enfants, à mon frère Joseph MESSI ACHIGUI, à mes sœurs Barbette NONGNI ACHIGUI et Sylvie FOYET ACHIGUI et à mon frère Kuété ACHIGUI. Un merci spécial à mon père spirituel Paul NINGINI et époux de ma feu tante Laurentine MASSI, et à mes oncles Abel KANA et Jean NGUEZIM, à mon oncle Emmanuel DONGHO, son épouse et à ses enfants, à ma tante Louisette NONGNI et à sa fille Joséphine FOYET qui ont toujours cru en moi et qui m'ont toujours fait confiance. Un merci à tous mes oncles, à toutes mes tantes, ainsi qu'à tous mes cousins et cousines.

Je dirais également merci à tous mes grands parents, particulièrement à mon homonyme Maurice FAPONG et à ma grand-mère Jacqueline MEKEMTSA qui n'ont cessé de croire en l'éducation de leur enfants et petits enfants et qui ont toujours été une source de motivation tout au long de ce travail.

Un merci spécial à Mr. Jean Bosco ÉTOA ÉTOA, Paul GUIMEZAP, Joseph TCHOMBA, Pascal BAYL BALATA, Guy Bertrand TAMEGUÉ, Emmanuel BOUENDEU, Maurice WOBENG, Erick E. DJOUMESSI ainsi qu'à leurs épouses et enfants respectifs pour leur encadrement et leurs précieux conseils.

Merci à mes amis Paul Moreau SENDJO, Ndongo MEBOMETA, Pierre FOKAM, Simon E. CHEDOU, Habib D. G. EPASSA, Olivier B. TALA, Mama MBOUOMBUO, Ghislain DOMTUÉ, Arsène S. MELANOUÉ, Florence MAGNIFO,

Adeline N. F. AZANGUE, Véronique MANFOUMBI, Alain P. MEDENOU, Rolland MEWANOU, Ulrich A. DESSOUASSI, Ilham AMEZZANE, Melissa GEORGES, Walder ANDRÉ, Léonel DJOUMESSI, Hyppolite T. GUIMEZAP, Louis M. T. GUIAMATSIA, Zoé P. LEVASSEUR, Gabriel I. IVASCU, Abderraouf BAHRI, Hind RAKKAY, Racha BEN-ALI, Omar MANSOURI, Michel E. ABESSONG, Nadège AZAMBOU pour leur soutien quotidien.

Je n'oublierais pas mes collègues et amis du local **D6207** pour l'aide, l'appui et la bonne atmosphère qu'ils m'ont procurés pour progresser dans la conception et la réalisation de ce projet.

Un vif merci à tous les membres du comité IEEE-Poly, qui m'ont permis d'obtenir l'équilibre nécessaire et indispensable à travers l'implication parascolaire, ainsi que la réalisation de multiples activités, telle que des conférences, visites industrielles, tutorat, et les 5@7. J'aimerais enfin remercier les membres du comité Multicité/NSBE-Poly, qui travaillent avec moi pour la promotion de l'implication parascolaire au près des communautés en ingénierie.

RÉSUMÉ

Les récents progrès dans les techniques d'imagerie médicale résultent du besoin de diagnostiquer clairement les signaux annonciateurs des maladies chez des patients, leur(s) évolution(s) ainsi que la mesure de l'efficacité d'un traitement. Les techniques non invasives de neuroimagerie offrent aux spécialistes de la santé la possibilité d'étudier les activités fonctionnelles du cerveau. L'imagerie du cerveau par diffusion optique est une technique non invasive, qui consiste en l'utilisation de la lumière proche infrarouge comme sonde permettant de mesurer les changements des propriétés optiques des tissus corticaux en fonction des activités neuronales du cerveau.

Le présent mémoire vise à étudier la faisabilité de nouvelles techniques de conception qui permettraient la réalisation des circuits analogiques à très basse tension d'alimentation, afin de les appliquer à la construction d'un système sans fil de dépistage des signaux précurseurs de crises épileptiques. Nous avons étudié les contraintes inhérentes aux systèmes de tomographie optiques, puis examiné la manière d'optimiser les modules analogiques afin de construire un dispositif qui fait le traitement en continu des signaux lumineux émergeant du cortex. L'accent a été mis sur des solutions matérielles qui ne requièrent pas de modification du procédé de fabrication. Les contributions scientifiques suivantes découlent de notre travail :

- Une nouvelle approche de conception d'amplificateurs opérationnels analogiques pour de faibles tensions d'alimentation. Cette nouvelle

technique repose sur l'utilisation des transistors CMOS à tension de seuil dynamique : DTMOS - Dynamic Threshold MOSFET).

- Deux amplificateurs opérationnels de classe AB, capables de fonctionner avec de très faibles tensions d'alimentation et idéaux pour commander de grandes charges résistives et capacitives. Ces deux circuits étant des validations de principe. Le second circuit offre l'avantage d'avoir un faible niveau de bruit d'entrée et une consommation d'énergie très faible et est utilisé comme préamplificateur dans notre application biomédicale. Une version complètement différentielle du premier amplificateur de classe AB, qui repose sur l'utilisation d'un circuit de rétroaction en mode commun (CMFB - Common Mode Feedback Circuit) fonctionnant en mode continu.
- Un amplificateur de transimpédance ayant à la fois un niveau de bruit d'entrée et une consommation d'énergie très faibles, dédié aux applications biomédicales.
- Un préamplificateur de transconductance doté d'un étage d'entrée de type AB, un niveau de bruit d'entrée très faible et une consommation de puissance quasi nulle. Une version complètement différentielle et balancée de ce préamplificateur de transconductance permet d'accroître l'immunité des modules analogiques aux bruits et artéfacts. Cet amplificateur est également utilisé pour piloter adéquatement les entrées

différentielles des modules qui effectuent la conversion des signaux analogiques à numériques (ADC - Analog to Digital Converter)

Ces blocs analogiques ont permis de concevoir le récepteur frontal du capteur d'un instrument d'oxymétrie par spectroréflectométrie proche infrarouge.

Les contributions originales de ce mémoire par articles ont fait l'objet de trois articles qui ont été soumis pour publication dans les revues *IEEE Journal of Solid State Circuits*, et *SPIE Journal of Biomedical Optics*, et *SPRINGER Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing*.

ABSTRACT

Progress in medical imaging technology is driven by the desire to obtain earlier and more accurate assessment of disease occurrence, disease course and efficacy of treatment. It provides a portable, non-invasive means of monitoring and imaging brain function and biological tissues. Diffuse optical brain imaging is a technique that employs near-infrared light to non-invasively probe the brain for changes in its optical parameters related to brain functions.

This master thesis studies the feasibility of novel design techniques that would enable the design of fully operational low voltage analog circuits. These analog circuits would be implemented to build the front-end of a smart sensor of a battery powered, and wireless brain oxymeter apparatus, which is to be used to identify epileptics' seizures forerunner signal. We examine limitations of optical tomography systems and how analog circuits can be optimized to build a continuous wave measurement system. Emphasis is placed on circuit solutions that do not require process enhancements. The specific research contributions for this master thesis are:

- A novel design approach of building low voltage operational amplifiers. This new approach relies on the use of dynamic threshold voltage CMOS transistors: DTMOS.
- Two DTMOS-based class AB operational amplifiers suitable for low voltage operation, and capable of driving off-chip resistive loads. These

amplifier has been optimized and exhibits low noise and low power features. It has been implemented as a preamplifier for our biomedical application. One fully differential class AB amplifier, with a continuous time common mode feedback circuit (CMFB), which is the fully differential version of the first amplifier.

- A DTMOS-based transimpedance circuit with enhanced low noise, and low power consumption, which is dedicated for biomedical applications.
- A preamplifier transconductance, with class AB input stage for enhanced linearity, low noise, and low power. Fully differential and fully balanced version of this preamplifier has been proposed for superior noise immunity of the analog front-end module of the receiver. The latter is implemented to properly drive the differential analog-to-digital (ADC) inputs of the analog front-end part of a near infrared spectrophotometry (NIRS) receiver.

These analog circuits allowed us to implement the front-end of a smart sensor receiver of a near infrared spectrophotometry based wireless brain oximeter device.

The contributions and main conclusions of this manuscript-paper based master thesis led to three submitted journal manuscripts to *IEEE Journal of Solid State Circuits*, *SPIE Journal of Biomedical Optics*, and *SPRINGER Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing*.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	V
RÉSUMÉ	VIII
ABSTRACT.....	XI
TABLE DES MATIÈRES	XIII
LISTE DES TABLEAUX.....	XVI
LISTE DES FIGURES	XVII
LISTE DES ABRÉVIATIONS.....	XXI
LISTE DES SYMBOLES.....	XXV
1 INTRODUCTION.....	1
1.1 MOTIVATION	1
1.2 OBJECTIFS DE RECHERCHE.....	5
1.3 CONTRIBUTIONS	6
1.4 ORGANISATION DU MÉMOIRE.....	10
2 SPECTRORÉFLECTOMÉTRIE PROCHE INFRAROUGE.....	12
2.1 GÉNÉRALITÉS SUR LES PROPRIÉTÉS OPTIQUES DES TISSUS	12
2.1.1 Coefficient d'absorption	13

2.1.2	Coefficient de diffusion	14
2.1.3	Facteur d'anisotropie	16
2.1.4	Indice de réfraction	17
2.1.5	Absorption de l'eau.....	18
2.1.6	Absorption de l'hémoglobine	18
2.2	RECAPITULATIF DES PROPRIETES OPTIQUES DES TISSUS CORTICAUX	21
2.3	CRISES EPILEPTIQUES ET OXYGENATION DU CERVEAU.....	22
2.4	MODÉLISATION DU RÉCEPTEUR DES SIGNAUX NIR.....	23
2.4.1	Principe de fonctionnement	25
2.4.2	Description du récepteur frontal du système d'oxymétrie.....	32
2.4.3	Description des modules Verilog-A de la modélisation	33
3	TRAVAUX DE POINTE DANS LE DOMAINE	39
3.1	NEUROIMAGERIE NON INVASIVE UTILISANT LES SIGNAUX PROCHE INFRAROUGE .	40
3.2	CIRCUITS ANALOGIQUES BASSE ALIMENTATION ET FAIBLE PUISSANCE.....	47
3.3	DESCRIPTION DU TRANSISTOR DTMOS	55
4	CONCEPTION DE CIRCUIT ANALOGIQUE À BASSE ALIMENTATION	59
4.1	RESUME EN FRANÇAIS DE L'ARTICLE DE REVUE NO. 1	60

4.2 1 V DTMOS BASED CLASS AB OPERATIONAL AMPLIFIER: IMPLEMENTATION AND EXPERIMENTAL RESULTS (ARTICLE DE REVUE NO. 1)	61
4.3 RESUME EN FRANÇAIS DE L'ARTICLE DE REVUE NO. 2	86
4.4 1 V FULLY BALANCED DIFFERENTIAL AMPLIFIERS: IMPLEMENTATION AND EXPERIMENTAL RESULTS (ARTICLE DE REVUE NO. 2)	87
5 RÉCEPTEUR DE SIGNAUX PROCHE INFRAROUGE	102
5.1 IMPLÉMENTATION DU RÉCEPTEUR DE SIGNAUX NIRS	103
5.2 RESUME EN FRANÇAIS DE L'ARTICLE DE REVUE NO. 3	104
5.3 A MONOLITHIC BASED NIRS FRONT-END WIRELESS SENSOR (ARTICLE DE REVUE NO. 3)	105
5.4 DISCUSSION GÉNÉRALE	125
5.4.1 Compléments de résultats liés à l'application.....	125
6 CONCLUSION	129
6.1 CONTRIBUTIONS ORIGINALES DU MEMOIRE	130
6.2 RECOMMANDATIONS POUR DES TRAVAUX FUTURS.....	132
BIBLIOGRAPHIE GÉNÉRALE.....	133

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : Propriétés optiques des tissus cérébraux (<i>in-vivo</i>).....	21
Tableau 3.1 : Caractéristiques des trois principaux types d'imagerie par tomographie optique.....	44
Tableau 4.1 : Trends in Low-Voltage CMOS opamp.....	81

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 :	Atténuation d'un faisceau lumineux à travers un milieu qui ne diffuse pas la lumière.	14
Figure 2.2 :	Atténuation d'un faisceau lumineux à travers un milieu qui diffuse la lumière.	15
Figure 2.3 :	Fonction de phase Θ de diffusion.	17
Figure 2.4 :	Réfraction à la frontière de deux milieux ayant des indices de réfraction différents.	17
Figure 2.5 :	Absorption de la lumière proche infrarouge par l'eau (tiré de [HOL01]).	18
Figure 2.6 :	Absorption de la lumière proche infrarouge par l'oxy- et la desoxy-hémoglobine.....	20
Figure 2.7 :	Diagramme bloc émetteur-récepteur du système d'oxymétrie par spectroréflectométrie proche infrarouge.	26
Figure 2.8 :	(a) Illustration du parcours du faisceau lumineux dans le cortex, (b) procédure d'activation des sources luminescentes, (c) timbre de base sources et capteurs avec couche obstructive.....	27
Figure 2.9 :	Ensemble des éléments du système d'oxymétrie par spectroréflectométrie proche infrarouge.	29

Figure 2.10 : Interface Verilog-A de simulation du modèle du système d'oxymétrie par spectrorélectrométrie proche infrarouge.....	35
Figure 2.11 : Modélisation des éléments du module de traitement analogique du signal : (a) canal d'atténuation des faisceaux lumineux, (b) préamplificateur de transimpédance, (c) source aléatoire de bruit, (d) mélangeur, (e) préamplificateur opérationnel.....	37
Figure 3.1 : Comparaison des résolutions spatiales et temporelles de six techniques de neuroimagerie non invasives ou minimalement invasives.....	41
Figure 3.2 : Schématique du transistors MOSFET ayant une tension de seuil dynamique (DTMOS).....	56
Figure 4.1 : Schematic of the DTMOS-based opamp: (a) block diagram, (b) differential input stage for opamp-A, (c) differential input stage for opamp-B, (d) class AB output stage.....	67
Figure 4.2 : DTMOS transistor: (a) micrograph of the device, (b) test bench used, (c) measured total source current against source-gate voltage for various source-drain voltage.....	69
Figure 4.3 : Photomicrograph of the DTMOS based opamp-A.....	73
Figure 4.4 : Photomicrograph of the DTMOS based opamp-B.....	73
Figure 4.5 : Measured transient results: (a) step input response, and (b) sine response and with an input signal amplitude of 0.7 VP-P for opamp-A; (c) step	

input response and (d) sine response with an input signal amplitude of 0.6 VP-P for opamp-B.	76
Figure 4.6 : Measured step response for an input signal with low amplitude (0.1 VP-P); upper: input signal, lower: output signal; (a) opamp-A, (b) opamp-B.	77
Figure 4.7 : Measured DC transfers characteristics; upper: input signal, lower: output signal: (a) Opamp-A, (b) Opamp-B.	78
Figure 4.8 : Measured output spectrum: (a) Opamp-A with a sine input signal amplitude of 0.7 VP-P, (b) Opamp-B with a sine input signal amplitude of 0.6 VP-P.	80
Figure 4.9: Schematic of the DTMOS-based fully differential class AB opamp: (a) block scheme, (b) fully differential input stage, (c) common mode feedback circuit.	93
Figure 4.10: Schematic of the DTMOS-based fully balanced preamp: (a) block architecture, (b) schematic of one dual input DTMOS-based single ended preamplifier.	95
Figure 4.11: Photomicrograph of proposed DTMOS based circuits: (a) fully differential class AB opamp, (b) fully balanced preamplifier.	97
Figure 4.12: Measured transient results: (a) fully differential class AB opamp step input response, (b) step input response of the fully balanced preamplifier.	98

Figure 5.1:	NIRS emitter–receiver system: (a) Light propagation path, (b) Block diagram of one channel of the NIRS front-end receiver.....	109
Figure 5.2:	Main building block of the receiver: (a) TIA, (b) OTA.....	117
Figure 5.3:	Proposed DTMOS circuits: (a) layout of the TIA, (b) photomicrograph of the OTA preamplifier.....	120
Figure 5.4:	Post-layout simulation results of the TIA input referred noise.....	121
Figure 5.5:	Measured transient results for the OTA with an input signal amplitude of 0.58 V _{P-P} : (a) sine response; (b) step input response.	122
Figure 5.6:	Measured output spectrum for the OTA with an input signal of 0.5 V _{P-P}	122
Figure 5.7:	Diagramme bloc des modules de préamplification des signaux analogiques.	127
Figure 5.8:	Simulation temporelle: courant d’entrée différentiel d’amplitude 300 nA (courbe supérieure); tension de sortie différentielle du préamplificateur balancé d’amplitude 50 mV (courbe inférieure).	127
Figure 5.9:	Analyse du bruit des modules analogiques : (a) niveau de bruit équivalent référé à l’entrée de la transimpédance, (b) niveau de bruit équivalent bruit équivalent à la sortie des modules analogiques.	128

LISTE DES ABRÉVIATIONS

A/D	Analog-to-Digital (Analogique-à-numérique)
A/N	Analogique-à-Numérique
ADC	Convertisseur analogique numérique
ANSI	American National Standard Institute
BiCMOS	Bipolar CMOS Technology (Technologie CMOS bipolaire)
BJT	Bipolar Junction Transistor (Transistor bipolaire à jonctions)
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CM	Common Mode (Mode commun)
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CMFB	Common Mode Feedback (Tension de rétroaction en mode commun)
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor (Semi-conducteur complémentaire à l'oxyde de métal)
CMR	Common Mode Range (Gamme dynamique en mode commun)
D/A	Digital-to-Analog (Numérique à Analogique)
DAC	Digital-to-Analog Converter (Convertisseur numérique analogique)
dB	Decibel (Décibel)
DOT	Diffuse Optical Topography (Topographie par diffusion optique)

DR	Dynamic Range (Plage dynamique)
EEG	Electroencephalograph (Électroencéphalogramme)
fMRI	Functional Magnetic Resonance Imaging (Imagerie par résonance magnétique fonctionnelle)
FFT	Fast Fourier Transform (Transformation de fourrier rapide)
GBW	Gain Bandwidth (Produit gain bande passante)
Hb	Hémoglobine
HbO ₂	Oxyhémoglobine
IC	Integrated Circuit (Circuit intégré)
ICMR	Input Common Mode Range (Plage dynamique de la tension d'entrée)
JSS	Jonction PN de la source au substrat (Source Substrate PN Junction)
LCR	Liquide Céphalorachidien
MOS	Metal-Oxide Semiconductor (Métal-oxyde-semiconducteur)
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor (Transistor à effet de champ métal-oxyde semiconducteur)
MRI	Magnetic Resonance Imaging (Imagerie par résonance magnétique)
N/A	Numérique à Analogique
NIR	Near Infrared (Proche infrarouge)

NIRI	Near Infrared Imaging (Imagerie proche infrarouge)
NIRS	Near Infrared Spectroreflectometry (Spectroréflectométrie proche infrarouge)
NMOS	Transistor MOS de type N
NPN	Transistor Bipolaire de type N
O ₂	Molécule d'oxygène
OTA	Operational Transconductance Amplifier (Amplificateur opérationnel de transconductance)
Opamp	Ampli Op
PD-SOI	Partially Depleted Silicon on Insulator (Silicium sur isolant partiellement appauvri)
PET	Positron Emission Topography (Topographie par émission de positron)
PNP	Transistor Bipolaire de type P
PMOS	Transistor MOS de type P
PSD	Power Spectral Density (Densité du spectre de puissance)
PSRR	Power Supply Rejection Ratio (Taux de rejet d'alimentation)
S/H	Sample-and-Hold (Échantillonneur bloquer)
SC	Switched Capacitor (Capacité commuté)

SNDR	Signal-to-Noise-and-Distortion-Ratio (Rapport signal-bruit-distortion)
SoC	System-on-Chip (Système intégré sur Chip)
SOI	Silicon on Insulator (Silicium sur isolant)
SPECT	Single Photon Emission Computed Tomography (Tomographie par émission de photon unique)
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Company
VHDL	VHSIC Hardware Description Language (Langage descriptif de circuits intégrés à très grande vitesse)
VHSIC	Very High Speed Integrated Circuit (Circuits intégrés à très grande vitesse)
VLSI	Very Large Scale Integration (Intégration à très grande échelle)

LISTE DES SYMBOLES

ϵ_n	Coefficient d'atténuation des chromophores
μ_a	Coefficient d'absorption
μ_n	Facteur de mobilité des électrons
μ_p	Facteur de mobilité des trous
μ_s	Coefficient de diffusion
μ'_s	Coefficient réduit de diffusion
γ	Constance d'effet de substrat d'un transistor MOSFET
λ	Longueur d'onde du faisceau lumineux
σ^2	Variance
Θ	Fonction de phase
A_d	Gain différentiel en boucle ouverte
c_n	Concentrations de chromophores
c_i	Vitesse de la lumière dans un milieu "i"
C_G	Capacité de grille
C_L	Capacité de charge
C_{ox}	Capacité par unité de surface
f	Fréquence

g	Facteur d'anisotropie (facteur-g de Landé)
g_m	Transconductance
g_{ds}	Transconductance petit signal entre le drain et la source
I_D	Courant de drain
I_S	Courant de source
I_{SD}	Courant qui circule entre le drain source
K	Constance de Boltzman
L	Longueur du canal
L_{min}	Longueur minimal du canal
n_i	Indice de réfraction d'un milieu "i"
N	Nombre de bits
q	Charge d'un électron
R_L	Résistance de charge
T	Température absolue
t	Temps
t_{ox}	Épaisseur de l'oxyde
V_B	Tension de substrat
V_{BN}	Tension de polarisation pour un transistor NMOS

V_{BP}	Tension de polarisation pour un transistor PMOS
V_{BS}	Différence de potentiel entre le substrat et la source du MOSFET
V_D	Tension de drain
V_{DD}	Tension d'alimentation du circuit
V_{DS}	Différence de potentiel entre le drain et la source du MOSFET
$V_{DS, \text{sat}}$	Tension de saturation drain source du MOSFET
V_{eff}	Tension effective du MOSFET
V_G	Tension de grille du MOSFET
V_{GS}	Différence de potentiel entre la grille et la source du MOSFET
V_{off}	Tension de décalage en continu
V_{ref}	Tension de référence
V_S	Tension de source
V_{SB}	Différence de potentiel entre la source et le substrat du MOSFET
V_{SS}	Tension de référence (masse)
V_{th}	Tension de seuil d'un transistor MOS
V_T	Tension thermique
W	Largeur du canal
x	Épaisseur d'un milieu

Chapitre 1

INTRODUCTION

1.1 Motivation

L'épilepsie est généralement définie comme une affection neurologique caractérisée par une activation brutale des neurones, des attaques récurrentes sensorielles ou des défauts de fonctionnement psychique, qui peut parfois s'accompagner d'une perte de conscience et/ou de convulsions. Les crises épileptiques résultent d'un fonctionnement anormal de l'activité électrique dans le cerveau, pouvant être généralisées ou localisées dans le cortex. On distingue deux formes d'épilepsie : le grand mal, qui se traduit par une perte de connaissance et des convulsions pendant plusieurs minutes et le petit mal, caractérisé par des absences passagères. Dans les instants précédents chaque crise épileptique, le corps humain consomme une quantité remarquable d'énergie pour contenir la crise, on observe alors une très forte augmentation de la consommation d'oxygène dans le cerveau humain, telle que reportée dans [LIT01]. Ces résultats ont permis d'identifier la présence des signes précurseurs (débordement d'énergie) qui apparaissent de façon répétitive jusqu'à 8 heures avant le début des crises. Une mesure en continu des variations de la concentration d'oxygène dans les tissus cérébraux nous permettrait d'identifier de tels phénomènes.

Les récents progrès dans les techniques d'imagerie médicale résultent du besoin de diagnostiquer clairement les signaux avant-coureurs des maladies chez des patients, leur évolution ainsi que la mesure de l'efficacité d'un traitement. Les récentes techniques d'imagerie optique utilisent la lumière proche infrarouge (Near infrared - NIR), car elle offre l'avantage d'avoir un spectre d'absorption beaucoup plus faible que la lumière ambiante, parmi toutes les autres techniques d'imagerie existantes. La technique de spectroréflectométrie proche infrarouge (NIR spectroreflectometry - NIRS), qui consiste en l'usage de la lumière NIR, sera utilisée pour la mesure des variations de concentration de la quantité d'oxygène dans les tissus cérébraux. Cette technique repose sur la mesure des variations des intensités des signaux NIR réfléchis, ayant traversé les tissus cérébraux, en subissant l'absorption, la réfraction, l'anisotropie et la réflexion. L'intensité de ces signaux réfléchis dépend également du chemin optique que chaque photon aura parcouru à l'intérieur de chacune des zones homogènes du cerveau (*cuir chevelu, crâne, couche de liquide céphalorachidien (LCR), matière grise et matière blanche*). Le niveau d'oxygénation des tissus cérébraux est déterminé selon le principe de l'offre et de la demande (rapidité du débit sanguin et rapidité de son extraction par les tissus). Après que l'hémoglobine ait libéré son oxygène dans les cellules cérébrales qui participent à l'exécution de certaines tâches, il reste dans les globules rouges de la désoxy-hémoglobine, qui est dotée de propriété paramagnétique. La désoxy-hémoglobine modifie le signal et réfléchit les ondes lumineuses dans les veines et à proximité de celles-ci. Le sang désoxygéné fait donc office d'agent de contraste intra vasculaire que les chercheurs peuvent repérer et utiliser pour mesurer la variation de la

concentration d'oxygène durant une activité cérébrale spécifique. L'utilisation des signaux NIR, ayant des longueurs d'onde variant entre 600 nm et 950 nm, nous permet de mesurer les variations des concentrations d'oxygène dans les tissus cérébraux à des profondeurs pouvant atteindre jusqu'à 3.5 cm, lorsque nous maintenons une distance entre la source lumineuse et le capteur d'environ 4 cm.

Pour permettre un meilleur dépistage des signaux annonciateurs des crises épileptiques, un tel système doit être en mesure de couvrir entièrement la tête du patient. De plus, nous voulons que le système soit portable afin d'offrir une liberté de mouvement au patient, autonome et capable d'envoyer des signaux d'alerte au médecin ou au patient pour l'aviser du début d'une première et/ou prochaine crise d'épilepsie. Une couverture complète de la tête d'un patient adulte, lorsque la distance entre la source et le capteur est maintenue à 4 cm, nécessite d'avoir une soixantaine de capteurs géographiquement répartis sur la tête d'un patient. Le système NIRS est composé de deux parties, les émetteurs et les capteurs. La source émettrice est, un ensemble de trois diodes NIR ayant des longueurs d'onde discrètes, à savoir 735 nm, 840nm et 940 nm. Les capteurs sont composés de six capteurs intelligents identiques. Chaque capteur est constitué d'une photodiode, d'une transimpédance (TIA - Transimpedance Amplifier), d'un ou de plusieurs préamplificateurs opérationnels, d'un filtre et d'un mélangeur. Étant donné que tout le système sera alimenté par une batterie, tous les modules analogiques qui font le traitement en continu des signaux devraient nécessairement avoir une très faible consommation d'énergie, afin d'avoir un système dont l'autonomie est suffisante pour faire des mesures intensives sur de longues périodes de temps.

Notre choix technologique, ainsi que le choix de la méthode de conception des capteurs intelligents sera guidé par la nécessité d'avoir un système portable, sans fil et doté d'une très grande autonomie. La réduction d'échelle de la technologie CMOS, telle que dictée par la loi de Moore [MOO65] a toujours été le facteur stimulant de la croissance dans l'industrie de la microélectronique. Ainsi, de par ses performances, son coût de production très bas, et son usage à très grande échelle, la technologie CMOS est très convoitée dans la réalisation des applications biomédicales. Les concepteurs peuvent augmenter la densité de fonction et/ou application par unité de surface de silicium grâce à la capacité de réduction des dimensions des transistors jusqu'à l'échelle nanométrique (moins de 65 nm) de cette technologie d'une part, la grande stabilité, la qualité du dioxyde de l'interface silicium-silicium, ainsi que la grande capacité d'intégration d'autre part. Par ailleurs cette augmentation de la densité des fonctions désormais réalisable entraîne une augmentation de la puissance consommée et/ou dissipée pour la même surface équivalente de silicium. En effet, pour les circuits numériques, l'énergie totale consommée par un circuit est égale à la somme de la puissance consommée due à la commutation des portes logiques à une fréquence donnée, et de la puissance statique consommée du circuit, telle que donnée par l'équation (1.1) ci-dessous :

$$P = C_L V_{DD}^2 f + V_{DD} I \quad (1.1)$$

où C_L représente la charge capacitive, V_{DD} représente la tension d'alimentation du circuit, f représente la fréquence de commutation des portes logiques et I représente le courant consommé par le circuit au repos.

Une technique très souvent utilisée permettant la réduction de la puissance consommée par les circuits numériques consiste à réduire la valeur de la tension d'alimentation (V_{DD}). D'excellentes performances doivent cependant être maintenues. Ainsi pour le concepteur de circuits analogiques, l'utilisation d'une telle technique devient dès lors une nécessité. Toutefois, le concepteur doit typiquement maintenir les mêmes performances, bien que ces dernières dépendent fortement de la tension d'alimentation.

1.2 Objectifs de recherche

L'objectif principal de cette recherche est d'explorer de nouvelles techniques qui permettraient la réalisation des circuits analogiques à très basse alimentation afin de les appliquer à l'implémentation d'un système sans fil de dépistage des signaux précurseurs des crises épileptiques, reposant sur la technique de spectroréflectométrie proche infrarouge.

La démarche méthodologique que nous avons choisie pour atteindre nos objectifs est la suivante :

- ◆ Effectuer une revue des techniques de conception des circuits analogiques à basse alimentation et/ou faible puissance;
- ◆ Explorer les limites de chacune de ces techniques, qui sont imposées d'une part par la restriction de faible tension d'alimentation, et d'autre part par la faible consommation d'énergie;

- ◆ Développer une technique qui nous permettrait d'obtenir le meilleur compromis vis-à-vis des performances recherchées pour un système sans fil de dépistage des signaux précurseurs des crises épileptiques, ainsi que des limites potentielles;
- ◆ Appliquer cette technique pour construire les éléments et modules de conditionnement des signaux pour le récepteur frontal des signaux NIR, en utilisant la technologie TSMC CMOS 0.18 μm .
- ◆ Discuter et faire la synthèse des performances obtenues.

1.3 Contributions

Les contributions présentées dans ce mémoire ont été produites dans plusieurs articles de conférences et revues tels que résumé ci-dessous.

- ◆ [ACH05e] présente un nouvel étage d'entrée analogique dédié au récepteur sans fil d'un instrument d'oxymétrie du cerveau par spectroréflectométrie proche infrarouge (NIRS). Cet étage d'entrée du récepteur de signaux NIRS se sert du transistor CMOS ayant une tension de seuil dynamique (Dynamic threshold MOSFET - DTMOS) pour fonctionner avec une faible tension d'alimentation (1-V), tout en ayant une très faible consommation d'énergie et un niveau de bruit d'entrée très bas. Le circuit proposé se compose d'une transimpédance (Transimpedance amplifier - TIA) et d'un amplificateur opérationnel de transconductance (Operational transconductance amplifier - OTA). La paire

différentielle d'entrée de l'OTA utilise une configuration d'entrée de classe AB ainsi que des transistors DTMOS pour l'optimisation de la plage dynamique d'entrée. Ces circuits sont fabriqués en utilisant le procédé de fabrication TSMC CMOS 0.18 μm . Les résultats de simulation des dessins de masque sont présentés dans [ACH05a]. Les mesures expérimentales effectuées avec une charge capacitive de 5 pF révèlent pour l'OTA, un gain en boucle ouverte de 67 dB, une fréquence de gain unitaire est de 400 KHz, et les plages dynamiques d'entrée et de sortie sont respectivement de 0.58 V et 0.7 V. La consommation d'énergie est de 18 μW . Le niveau de bruit référé à l'entrée de $134 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 kHz, sans l'utilisation de techniques supplémentaires de réduction de bruit. Et pour le TIA, $208 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 kHz, comme niveau de bruit référé à l'entrée.

- ◆ [ACH05c] présente l'implémentation et les validations expérimentales d'une nouvelle famille d'amplificateurs opérationnels de classe AB (opamp-A, [ACH03] et opamp-B, [ACH05b]) réalisés à l'aide des transistors à tension de seuil dynamique (DTMOS) et dédié aux applications nécessitant une faible alimentation (1-V). Ces amplificateurs sont fabriqués en utilisant le procédé de fabrication TSMC CMOS 0.18- μm . Les mesures expérimentales sont effectuées avec une charge capacitive de 5 pF en parallèle avec une charge résistive de 10 $\text{k}\Omega$. Le gain en boucle ouverte mesuré de l'opamp-A est de 50.1 dB et la fréquence de gain unitaire est de 26.2 MHz. La mesure du taux de rejet en mode commun donne 78 dB, et les plages dynamiques d'entrée et de sortie sont

respectivement de 0.7 V et 0.9 V. L'opamp-B est optimisé pour les applications biomédicales et sert comme préamplificateur dans le récepteur frontal de signaux NIRS. Son gain en boucle ouverte mesuré est de 53 dB et la fréquence de gain unitaire est de 1.3 MHz. Les plages dynamiques d'entrée et de sortie sont respectivement de 0.6 V et 0.8 V. Le niveau de bruit référé à l'entrée de $107 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 KHz, tout en ayant une consommation d'énergie de 40 μW sans l'utilisation de techniques supplémentaires de réduction de bruit.

- ◆ [ACH05d] présente l'implémentation et les validations expérimentales de la version complètement différentielle de l'amplificateur opérationnel de classe AB, [ACH03], et complètement balancée et différentielle du préamplificateur de transconductance présenté dans [ACH05e]. L'architecture complètement différentielle et balancée offre l'avantage d'une meilleure immunité aux bruits en mode commun ainsi qu'aux bruits de fluctuation dans la tension d'alimentation.
- ◆ [ACH05a] présente un nouvel amplificateur opérationnel de classe AB réalisé à l'aide des transistors à tension de seuil dynamique (DTMOS) dédié aux applications nécessitant une faible alimentation (1-V), une faible consommation d'énergie tout en ayant un très faible niveau de bruit équivalent référé à l'entrée. L'amplificateur opérationnel est constitué de deux étages; la paire d'entrée différentielle qui utilise les transistors PMOS à tension de seuil dynamique pour maximiser la plage dynamique d'entrée, et l'étage de sortie qui est de classe AB. Les mesures expérimentales des designs antérieurs permettent de confirmer la

réalisation d'amplificateurs opérationnels qui fonctionnent sous une tension d'alimentation de 1 V, utilisant le procédé de fabrication TSMC CMOS 0.18- μ m. Les résultats de simulation des dessins de masque, avec une charge capacitive de 5 pF en parallèle avec charge résistive de 10 k Ω , donnent un niveau de bruit référé à l'entrée de $107 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 KHz, tout en ayant une consommation d'énergie du 33.1 μ W sans l'utilisation de techniques supplémentaires de réduction de bruit. Le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel est de 60 dB et la fréquence de gain unitaire est de 2.73 MHz. Le taux de rejet en mode commun est de 100 dB, et les plages dynamiques d'entrée et de sortie sont respectivement de 0.6 V et 0.8 V.

- ◆ [ACH03] présente la réalisation d'une nouvelle génération d'amplificateurs de transconductance (OTA), qui repose sur l'utilisation des transistors CMOS ayant une tension de seuil dynamique, dédiés aux applications nécessitant une très faible tension d'alimentation (1-V). L'amplificateur est composé de deux étages, dont une paire d'entrée différentielle suivie d'un étage de sortie de classe AB. Pour une charge composée d'une résistance de 10 k Ω en parallèle avec une capacité de 5pF, les résultats de simulation montrent que l'amplificateur a un gain en boucle ouverte de 67 dB, une marge de phase de 60° et une fréquence de gain unitaire de 28 MHz.

1.4 Organisation du mémoire

Le présent mémoire est organisé comme suit. Le chapitre 1 présente la motivation et l'objectif de la recherche.

Dans le chapitre 2, nous commençons par la définition de quelques notions de base des propriétés optiques des tissus ainsi que celle de la spectroréflectométrie proche infrarouge. Ensuite, nous présentons la modélisation qui nous permettra de définir les critères de performances souhaitées pour notre système.

Nous effectuons dans le chapitre 3, une revue des techniques d'imagerie optiques par spectroscopie proche infrarouge ainsi que l'état d'avancement des travaux de recherche dans la détection et l'identification des foyers et/ou signaux précurseurs des crises épileptiques. Par la suite, nous présentons les travaux de pointe dans la conception des circuits analogiques à basse alimentation.

Au chapitre 4, nous abordons une technique innovatrice qui nous permet de construire des circuits analogiques capables de fonctionner avec de très faibles tensions d'alimentation. Les circuits analogiques ainsi réalisés offrent l'avantage d'avoir une grande plage dynamique d'entrée, un niveau de bruit d'entrée très faible, et finalement une consommation d'énergie quasiment nulle. La première section de ce chapitre fait l'objet d'un article de revue qui a été soumis pour publication à *IEEE Journal of Solid State Circuits*. Dans la seconde section, nous avons réalisé et validé expérimentalement le fonctionnement des circuits analogiques complètement différentiels et balancés qui

permettent au récepteur frontal d'avoir une immunité accrue aux bruits et artéfacts. Cette seconde section a fait l'objet d'un second article de revue qui a été soumis pour publication à SPRINGER Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processsing.

Cette nouvelle méthodologie d'implémentation des circuits analogiques à très basse alimentation qui repose sur l'utilisation des transistors DTMOS sera utilisée au chapitre 5 pour construire les éléments du module analogique du récepteur frontal qui fait le traitement en continu des signaux. Ici nous verrons que le récepteur est la partie énergivore qui consomme à elle seule 90% de toute l'énergie du capteur. Ce chapitre fait l'objet d'un troisième article de revue qui a été soumis pour publication à SPIE Journal of Biomedical Optics.

Finalement au chapitre 6, nous faisons une synthèse des résultats obtenus, avec qu'un résumé des principales contributions et les recommandations pour un développement futur de ce travail.

Chapitre 2

SPECTRORÉFLECTOMÉTRIE PROCHE INFRAROUGE

L'une des récentes innovations en matière d'imagerie médicale est sans doute la tomographie optique, une technique interventionnelle qui consiste à utiliser la lumière proche infrarouge (600-950 nm) pour analyser un milieu. En effet, les tissus humains sont relativement transparents à ces longueurs d'ondes, ce qui a permis une plus grande expansion de la tomographie optique utilisée en imagerie médicale. Le principe de fonctionnement consiste en l'envoi d'un faisceau lumineux (de photons) à travers les tissus cérébraux. Les photons qui émergent sont collectés par un capteur intelligent. Ils donnent ainsi des informations sur les tissus qu'ils ont traversés. Ainsi le faisceau lumineux utilisé comme une sonde d'exploration permet d'obtenir une imagerie *in vivo* des tissus biologiques ainsi que de déceler les changements d'oxygénéation dans les tissus cérébraux jusqu'au niveau du cortex.

2.1 Généralités sur les propriétés optiques des tissus

La connaissance des propriétés optiques des tissus est un aspect important dans l'application des techniques de tomographie optiques en médecine. À cet effet, plusieurs

recherches ont été menées afin d'étudier les coefficients d'absorption et de diffusion des tissus cérébraux. Les propriétés optiques des éléments et constituants de chacune des zones homogènes du cerveau (*cuir chevelu, crâne, couche de liquide céphalorachidien (LCR), matière grise et matière blanche*) ont été caractérisées dans la littérature. Ces propriétés optiques font toujours allusion aux indices d'absorption, de diffusion, d'anisotropie, de réfraction et dépendent de la longueur d'onde du faisceau lumineux utilisé comme sonde d'exploration des tissus.

2.1.1 Coefficient d'absorption

Le coefficient d'absorption se définit généralement comme la probabilité d'absorption d'un photon par unité de longueur. Si un faisceau lumineux d'intensité I_{in} ayant une longueur d'onde λ traverse un milieu qui ne diffuse pas de la lumière, l'intensité du faisceau émergent sera donnée par l'équation (2.1) ci-dessous :

$$I_{out} = I_{in} e^{-\mu_a(\lambda)x} \quad (2.1)$$

dans laquelle, $\mu_a(\lambda)$ est le coefficient d'absorption du milieu, et x représente l'épaisseur de la région traversée par le faisceau lumineux, tel qu'illustré à la Figure 2.1. La valeur de μ_a pour les couches constituant le cerveau humain (*cuir chevelu, crâne, couche de liquide céphalorachidien (LCR), matière grise et matière blanche*) est fonction de la quantité et de la mixture des substances absorbantes (chromophores). En effet, en considérant que chacune des couches du cerveau humain est une mixture de chromophores, on peut alors exprimer le coefficient d'absorption de chaque couche

comme la somme des produits des concentrations de chromophores c_n et de leurs coefficients d'atténuation ϵ_n qui se représente la somme des coefficients d'absorption et de diffusion.

$$\mu_a(\lambda) = \sum_n \epsilon_n(\lambda) c_n \quad (2.2)$$

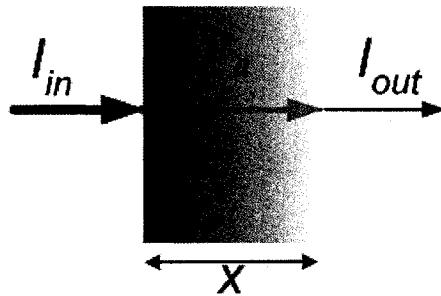


Figure 2.1 : Atténuation d'un faisceau lumineux à travers un milieu qui ne diffuse pas la lumière.

2.1.2 Coefficient de diffusion

La propriété de diffusion des tissus s'exprime par un coefficient de diffusion μ_s , et se définit comme étant la probabilité de diffusion d'un photon par unité de longueur. Le phénomène de diffusion dans les tissus cérébraux s'explique par une variation chaotique des indices de réfraction, tant à l'échelle microscopique qu'à l'échelle macroscopique, qui se produit à la fois à la frontière des membranes cellulaires ainsi qu'à l'intérieur de chaque cellule. Le chemin parcouru par les photons dans les tissus cérébraux n'est pas direct, si l'on fait une similitude avec la situation où le milieu ne diffuse pas la lumière.

Ce phénomène de diffusion explique pourquoi, tous les photons émergeant ne vont pas être collectés à la surface du capteur, à moins que ce dernier ne couvre tous les angles et ce, sur toute la surface de la tête d'un patient. En effet, la distance parcourue par chaque photon est fonction de la distance partielle parcourue entre deux points infinitésimaux à l'intérieur de chaque zone homogène. Une meilleure définition du coefficient d'absorption est donnée par la loi modifiée de Beer Lambert, équation (2.3) :

$$I_{out} = I_{in} e^{-\mu_a(\lambda)DPF \cdot x + G} \quad (2.3)$$

dans laquelle G représente la perte due à la géométrie, x est la largeur du milieu, DPF est le facteur de la distance partielle parcourue entre deux points infinitésimaux. DPF est une fonction du coefficient de diffusion μ_s , du coefficient d'anisotropie g , du coefficient d'absorption, et de la géométrie du milieu.

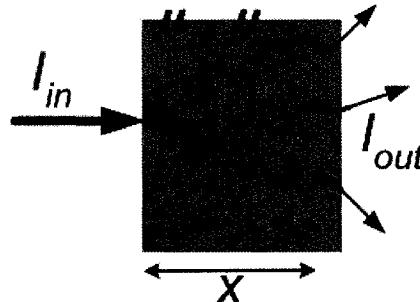


Figure 2.2 : Atténuation d'un faisceau lumineux à travers un milieu qui diffuse la lumière.

2.1.3 Facteur d'anisotropie

Les caractéristiques de diffusion des tissus biologiques s'expriment généralement par le coefficient réduit de diffusion μ'_s . Pour un même milieu, la valeur du coefficient de diffusion sera différente lorsque mesurée dans différentes directions. En effet, on observe généralement que pour un milieu donné, la lumière aura tendance à émerger selon un angle préférentiel, tout dépendant de l'angle d'incidence du faisceau tel qu'illustré à la Figure 2.3. On définit alors la fonction de phase Θ de diffusion comme une fonction de l'angle φ entre le faisceau lumineux incident et celui qui émerge. Une expression générale du facteur d'anisotropie est donnée par l'expression du facteur-g de Landé à l'équation (2.4) :

$$g = \frac{1}{4\pi} \int \Theta(\cos(\varphi)) \cos(\varphi) d\varphi \quad (2.4)$$

Le facteur d'anisotropie tel que défini à l'aide du facteur-g de Landé, nous permettra de simplifier l'influence des effets directionnels en utilisant le coefficient de diffusion réduit μ'_s donné par l'équation (2.5) :

$$\mu'_s = \mu_s(1 - g) \quad (2.5)$$

Le cosinus de la fonction de phase de diffusion ($\cos(\varphi)$) dépend de la taille, de la forme, et du mésappariement des indices de réfraction du milieu de dispersion. Lorsque $g = 0$ on dit que le milieu de dispersion est isotrope, et lorsque $g = 1$, on dit que le milieu de dispersion est anisotrope.

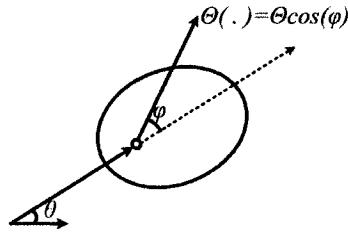


Figure 2.3 : Fonction de phase Θ de diffusion.

2.1.4 Indice de réfraction

L'indice de réfraction d'un milieu permet de décrire l'effet que ce milieu a sur la propagation d'un faisceau lumineux qui le traverse. En effet, on observe un changement de vitesse lorsqu'un faisceau lumineux traverse deux milieux ayant des indices de réfraction différents, ainsi qu'un changement d'angle tel qu'illustré à la Figure 2.4. Selon la loi de Snell, nous avons $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$, où n_i représente l'indice de réfraction du milieu i et θ_i l'angle entre la direction de propagation et la normale à la frontière du milieu i . La vitesse de la lumière dans le milieu s'exprime par l'équation (2.6) :

$$c_{milieu} = \frac{c_{vide}}{n_{milieu}} \quad (2.6)$$

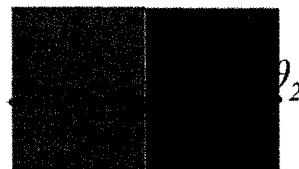


Figure 2.4 : Réfraction à la frontière de deux milieux ayant des indices de réfraction différents.

2.1.5 Absorption de l'eau

Bien que l'eau soit le constituant majeur des tissus humains, son spectre d'absorption de la lumière proche infrarouge pour des longueurs d'onde (600 nm – 950 nm) est assez faible. La Figure 2.5 représente le coefficient d'absorption de l'eau en fonction de la longueur d'onde du faisceau incident. Cependant, la variation de son coefficient d'absorption en fonction de la longueur d'onde, ainsi que son abondance, peuvent affecter les résultats des mesures lors de la spectrorélectrométrie, tel que décrit dans [HOL01] :

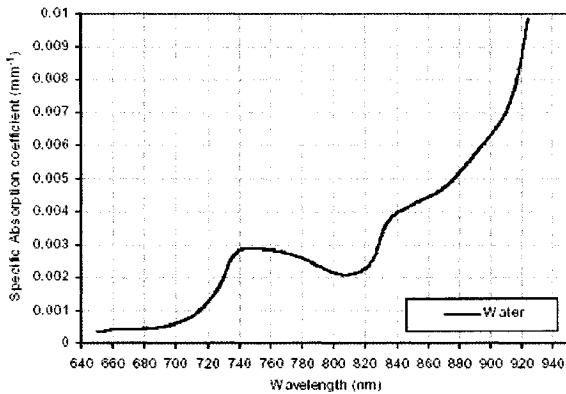


Figure 2.5 : Absorption de la lumière proche infrarouge par l'eau (tiré de [HOL01]).

2.1.6 Absorption de l'hémoglobine

Pour un adulte en santé, le sang est composé de :

- Plasma (~ 55% par volume)

- Globules blancs et plaquettes < 1% par volume (leucocytes – 1 pour 100 cellules de globules rouges)
- Cellules de globules rouges (~ 44% par volume – pour adulte) (1 cm³ sang = 5 milliards cellules de globules rouges)

Les globules rouges sont responsables de l'apport de l'oxygène nécessaire aux tissus en s'attachant aux molécules d'oxygène dans les poumons, et en devenant des oxyhémoglobines (HbO_2). Au niveau des tissus, la molécule d'oxygène se libère et le globule rouge devient la desoxy-hémoglobine (Hb). En mesurant la concentration relative des oxy- et desoxy- hémoglobines dans le sang, nous pouvons connaître exactement le niveau d'oxygénéation du sang. À cet effet, une mesure couramment utilisée pour caractériser l'oxygénéation du sang est la saturation en oxygène donnée par l'équation (2.7) :

$$SO_2 = \frac{[HbO_2]}{[HbO_2 + Hb]} \quad (2.7)$$

dans laquelle, $[i]$ représente la concentration de i .

La Figure 2.6 illustre les graphes du spectre d'absorption des oxy- et desoxyhémoglobines. Toutefois, il est important de noter que ces valeurs vont varier en fonction de l'âge, du sexe, de l'état de santé d'un individu ainsi que des tissus dans lesquels circule le sang. Pour une meilleure précision dans les mesures des concentrations relatives des oxy- et desoxy- hémoglobines, à des longueurs d'onde différentes, la mesure des coefficients d'absorption correspondant à chacune des longueurs d'onde, à l'aide des

coefficients d'atténuation des oxy- et desoxy- hémoglobines, $\epsilon_{HbO_2}(\lambda)$ et $\epsilon_{Hb}(\lambda)$ est indispensable. De plus, à ces longueurs d'ondes l'absorption des faisceaux lumineux par l'eau qui constitue environ 90 % du plasma sanguin tel qu'illustre à la Figure 2.5 est très faible. En utilisant l'équation (2.2) :

$$\begin{aligned}\mu_{735\text{ nm}} &= \epsilon_{HbO_2}(735\text{ nm}) \times c_{HbO_2} + \epsilon_{Hb}(735\text{ nm}) \times c_{Hb} \\ \mu_{840\text{ nm}} &= \epsilon_{HbO_2}(840\text{ nm}) \times c_{HbO_2} + \epsilon_{Hb}(840\text{ nm}) \times c_{Hb}\end{aligned}\quad (2.8)$$

Avec (2.8), l'équation (2.7) devient :

$$O_2 = \frac{\epsilon_{Hb}(735\text{ nm}) \times \mu_{840\text{ nm}} - \epsilon_{Hb}(840\text{ nm}) \times \mu_{735\text{ nm}}}{(\epsilon_{Hb}(735\text{ nm}) \times \mu_{840\text{ nm}} - \epsilon_{Hb}(840\text{ nm}) \times \mu_{735\text{ nm}}) + (\epsilon_{HbO_2}(840\text{ nm}) \times \mu_{735\text{ nm}} - \epsilon_{HbO_2}(735\text{ nm}) \times \mu_{840\text{ nm}})} \quad (2.9)$$

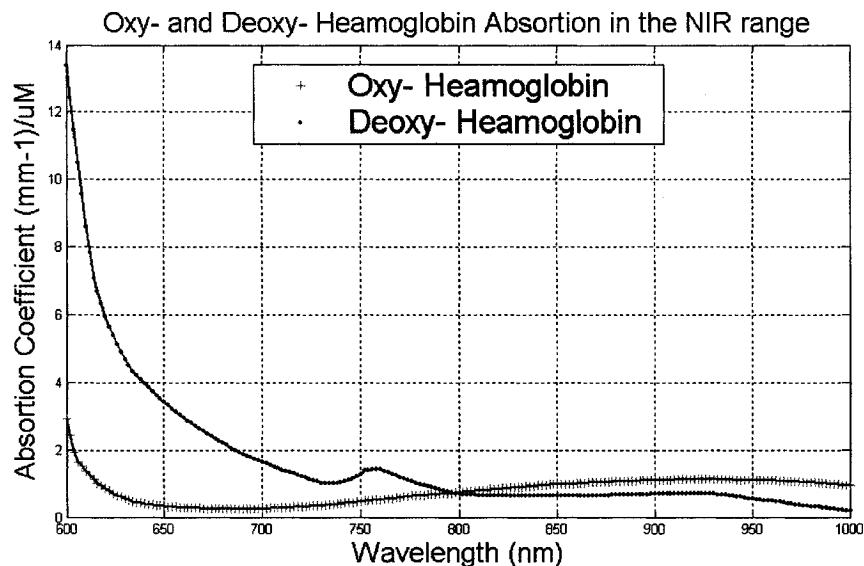


Figure 2.6 : Absorption de la lumière proche infrarouge par l'oxy- et la desoxy- hémoglobine.

2.2 Récapitulatif des propriétés optiques des tissus corticaux

Le Tableau 2.1 ci-dessous récapitule la liste des propriétés optiques des tissus cérébraux telles que présentées dans la littérature. Ces paramètres ont été mesurés *in-vivo* avec l'utilisation de diverses méthodes.

Tableau 2.1 : Propriétés optiques des tissus cérébraux (*in-vivo*).

Tissus	Coefficient d'absorption μ_a (mm ⁻¹)	Coefficient de diffusion réduit μ'_s (mm ⁻¹)	g
Sang (artériel) (Hillman et al., 2002)	0.398 (à 800 nm)	1 (à 800 nm)	—
Sang (veineux) (Hillman et al., 2002)	0.396 (à 800 nm)	1 (à 800 nm)	—
Sang partiellement oxygéné (Cheong et al., 1990)	1.55 (à 760 nm)	0.79 (à 760 nm)	0.9972
Cerveau (nouveau-né 24 sem.) (van-der-Zee. 1992)	0.0215 ± 0.02 (à 800 nm)	0.748 (à 800 nm)	0.718
Cerveau (nouveau-né 28 sem.) (van-der-Zee. 1992)	0.0373 ± 0.01 (à 800 nm)	0.673 (à 800 nm)	0.919
Cerveau (substance blanche, nouveau-né 40 sem.) (van-der-Zee. 1992)	0.0373 (à 800 nm)	0.659 (à 800 nm)	0.981
Cerveau (matière grise, nouveau-né 40 sem.) (van-der-Zee. 1992)	0.0460 (à 800 nm)	0.529 (à 800 nm)	0.983
Cerveau (matière grise adulte) (Cheong et al., 1990)	0.27 ± 0.02 (à 632.8 nm)	2.06 ± 0.2 (à 632.8 nm)	0.94 ± 0.004
Cerveau (substance blanche adulte) (Cheong et al., 1990)	0.22 ± 0.02 (à 632.8 nm)	9.1 ± 0.2 (à 632.8 nm)	0.82 ± 0.01

Tissus	Coefficient d'absorption μ_a (mm ⁻¹)	Coefficient de diffusion réduit μ'_s (mm ⁻¹)	g
liquide céphalorachidien (LCR) (Simpson et al., 1998)	0.0022 (à 800 nm)	~ 0	—
Peau : derme (avec épithélium) (Simpson et al., 1998)	0.013 (à 800 nm)	2 (à 800 nm)	—
Peau : sous derme (Simpson et al., 1998)	0.0008 (à 800 nm)	1.2 (à 800 nm)	—

2.3 Crises épileptiques et oxygénation du cerveau

L'épilepsie se définit comme un trouble neurologique. Les crises épileptiques sont généralement caractérisées par l'activation brutale des neurones, des attaques sensorielles récurrentes ou des défauts de fonctionnement psychique, qui parfois peuvent s'accompagner par une perte de conscience et/ou des convulsions. Les crises résultent d'un fonctionnement anormal de l'activité électrique dans le cerveau, pouvant être généralisées ou localisées dans le cortex. Dans les instants précédents le début de chaque crise épileptique, en moyenne deux heures avant, tel que le montre les résultats dans [LIT01], le corps du patient consomme une quantité remarquable d'énergie pour contenir la crise. En conséquence, on observe une très forte augmentation de la consommation d'oxygène dans le cerveau humain. Plus précisément, on observe aussi une forte augmentation du débit sanguin dans les vingt (20) à trente (30) minutes précédant la crise [LIT02]. Il a également été rapporté que durant la présence d'une crise épileptique, la consommation d'oxygène va augmenter d'environ 50 % de sa valeur moyenne. Il peut

arriver que certaines cellules nerveuses soient alors privées d'oxygène, ce qui pourrait entraîner chez certains individus des séquelles irréversibles. En effet, lors d'opérations chirurgicales des patients souffrant d'épilepsie, les chirurgiens ont toujours noté la présence de cellules mortes dans certaines zones du cortex.

Une mesure rigoureuse et exacte des changements de la consommation et/ou concentration d'oxygène dans les tissus cérébraux nous permettrait de dépister les signaux précurseurs des crises épileptiques. Le système sans fil d'oxymétrie par spectroréflectométrie pourrait être doté de capteurs intelligents qui vont générer des alertes au patient et/ou au spécialiste de la santé pour l'avertir de l'arrivée d'une crise. Une couverture complète de toutes les zones du cerveau du patient, à savoir le lobe frontal, le lobe pariétal, le lobe temporal, et le lobe occipital permettrait une meilleure identification du foyer d'origine de la crise, et nous permettrait de mieux comprendre cette maladie qui jusqu'à présent réserve encore des surprises aux spécialistes de la santé. De plus, il a été rapporté dans la littérature que l'utilisation de la NIRS permettrait de distinguer les différents types de crises chez un patient souffrant d'épilepsie [SOK00].

2.4 Modélisation du récepteur des signaux NIR

La technique de spectroréflectométrie consiste en l'utilisation des faisceaux lumineux proche infrarouge pour la mesure des variations de la concentration d'oxygène, du débit sanguin, ainsi que de l'état métabolique des tissus cérébraux [LIT02]. Cette technique offre la possibilité de contrôler de façon non invasive, à l'aide d'instruments

portables, les activités cérébrales et les tissus biologiques grâce à la grande absorption des signaux NIR par les oxy- et desoxy- hémoglobines comparativement à celle de l'eau, lorsque les faisceaux lumineux incidents ont une longueur d'onde comprise entre 600-950 nm, tel qu'illustré à la Figure 2.6, [VIL97], [WOB01], [STR02]. Dès lors, le principal avantage de cette propriété pour les systèmes d'imagerie par tomographie optique concernant les activités cérébrales est d'offrir la possibilité d'inspecter et de contrôler l'état de santé des tissus cérébraux qui se trouvent au niveau du cortex, soit à des profondeurs pouvant atteindre 3.5 cm. Le fonctionnement d'un tel système repose sur deux parties fondamentales : (1) une source émettrice des faisceaux lumineux NIR, et (2) un ou plusieurs capteurs intelligents capables de traiter et d'interpréter adéquatement les signaux lumineux qu'ils reçoivent. Étant donné que pour les faisceaux lumineux ayant une longueur d'onde inférieure à 800 nm, le coefficient d'absorption de l'oxyhémoglobine est plus faible que celui de la desoxy hémoglobine, tandis que pour des longueurs d'onde supérieures à 800 nm il redevient supérieur à celui-ci, nous déduisons que la réalisation d'un tel instrument nécessitera l'utilisation d'au moins deux sources lumineuses. Néanmoins, l'utilisation d'une troisième longueur d'onde nous permettra de réduire les contraintes décisionnelles au niveau du capteur chargé de collecter, d'analyser et d'interpréter adéquatement l'information contenue dans les signaux réfléchis à la surface de la tête d'un patient.

Notre objectif étant la réalisation d'un système dont le coût de production devra être le plus bas possible, il importe de choisir adéquatement les composants ainsi que la technologie à utiliser pour la fabrication des circuits intégrés tout en maximisant les

performances réalisables par ces derniers. À cet effet, les sources lumineuses utilisées lors de la réalisation du premier prototype du système sont des ensembles de trois diodes luminescentes ayant des longueurs d'onde de 735 nm, 840 nm et 940 nm chacune. Le choix de ces types de diodes se justifie par le fait qu'elles sont largement utilisées et se trouvent facilement sur le marché à des coûts abordables. De plus, la technologie de fabrication des semi-conducteurs CMOS 0.18 μm a été choisie, de par son coût de production faible comparativement à d'autres technologies utilisées pour la fabrication des circuits microélectroniques. Dans cette même perspective, nous opterons pour des solutions qui n'imposent aucune modification au procédé de fabrication mis à notre disposition.

2.4.1 Principe de fonctionnement

La Figure 2.7 présente le diagramme bloc du système d'oxymétrie que nous proposons et qui repose sur la technique de spectroréflectométrie pour le dépistage et la localisation des foyers des signaux précurseurs des crises épileptiques. Les faisceaux lumineux issus du module d'émission sont modulés par une source sinusoïdale stable dont la fréquence est comprise entre 10 et 50 kHz. Le faisceau de lumière incident issu des sources se propage au travers de la tête du patient avant d'être collecté à la surface de la tête de celui-ci par des capteurs. Les modules d'amplification des signaux que nous proposons permettront de garantir un meilleur conditionnement des signaux dans le récepteur frontal NIRS. Les signaux analogiques seront par la suite convertis en signaux numériques à l'aide du CAN avant d'être transmis au sans fil au système centrale.

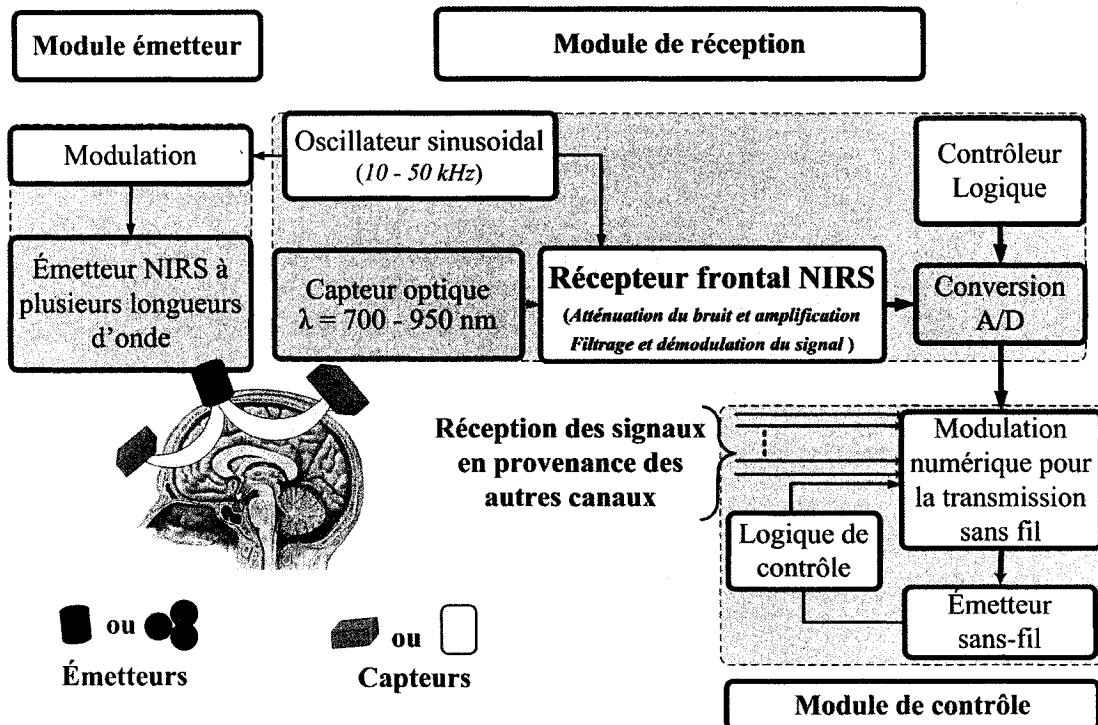


Figure 2.7 : Diagramme bloc émetteur-récepteur du système d'oxymétrie par spectroréflectométrie proche infrarouge.

Il a été démontré dans la littérature que le signal lumineux se propage sous forme elliptique [OKA03a] et [OKA03b], telle que présentée sur le diagramme bloc (Figure 2.7) et à la Figure 2.8 (a). Les sources lumineuses proche infrarouge (diodes NIR) du module d'émission sont placées sur le cuir chevelu du patient. Elles sont activées de façon séquentielle telle que présentée à la Figure 2.8 (b). La Figure 2.8 (c) présente un timbre qui est l'élément de base constitutif de l'ensemble du système d'oxymétrie illustré à la Figure 2.9. Partant de l'hypothèse que la tête d'un individu est presque sphérique, nous avons opté pour le choix d'une forme hexagonale pour chacun des timbres de base.

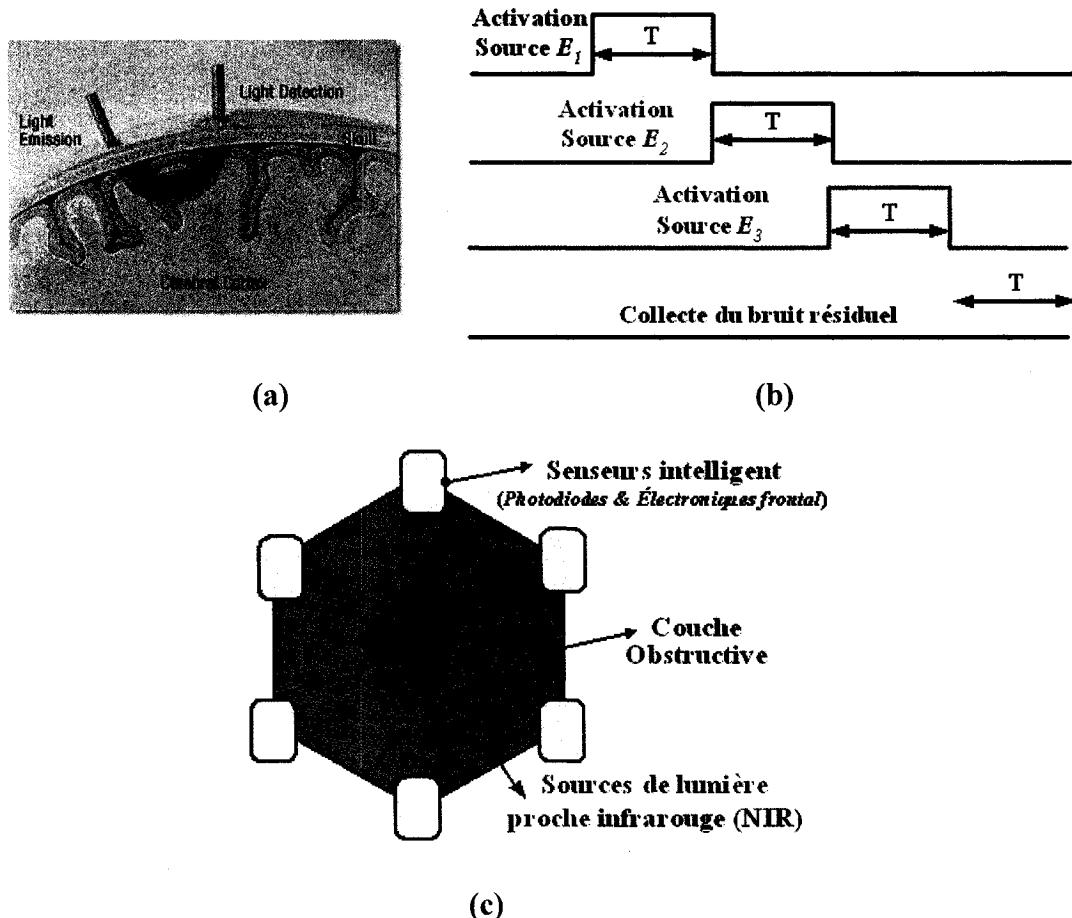


Figure 2.8 : (a) Illustration du parcours du faisceau lumineux dans le cortex, (b) procédure d'activation des sources luminescentes, (c) timbre de base sources et capteurs avec couche obstructive.

Pour construire le système final présenté à la Figure 2.9, les timbres sont posés de façon adjacente les uns aux cotés des autres. Les différentes couleurs sur la Figure 2.9 représentent les timbres de base qui sont activés simultanément par un module de contrôle du système d'oxymétrie. Toutes les sources E_1 , E_2 , et E_3 des éléments ayant la

même couleur (par exemple la couleur blanche identifiée par A_{44}) sont activées simultanément, selon la procédure présentée à la Figure 2.8 (b), tandis que les sources des autres éléments sont au repos. Les capteurs sont identifiés par les symboles C_i , D_j , et S_k . Les capteurs S_k sont ceux qui recevront les signaux en provenance d'un seul ensemble de sources lumineuses appartenant à un seul timbre de base. Les capteurs C_i (D_j) quant à eux recevront à leur surface les photons émergeant issus des deux (trois) timbres adjacents respectivement. Sur chaque timbre élémentaire, nous avons six capteurs situés à équidistance des sources lumineuses. La disposition hexagonale de ces capteurs permet aux faisceaux lumineux NIR de se propager jusqu'au cortex du patient, soit à une profondeur d'environ 3.5 cm. Le choix d'une forme hexagonale pour chaque timbre de base se justifie aussi par la nécessité d'avoir un système qui, non seulement sera portable, mais en plus pourra recouvrir la tête du patient. Un tel choix nous permet d'utiliser de façon optimale les capteurs identifiés par C_i (et/ou D_j) qui peuvent recevoir des signaux lumineux réfléchis en provenance de deux (et/ou trois) sources respectivement. La source dans chaque module de base est constituée d'un ensemble de trois diodes correspondant aux trois longueurs d'ondes choisies, et d'un ensemble de six capteurs identiques, électriquement et optiquement isolés entre eux. Ces diodes sont activées l'une après l'autre de façon séquentielle telle que présentée à la Figure 2.8 (b). Le contrôleur logique présenté dans le diagramme bloc (Figure 2.7) se responsable de la gestion des séquences d'activation des sources d'une part, de l'activation des mécanismes d'acheminement des informations collectées par les capteurs de chacun des timbres dont les sources sont actives d'autre part.

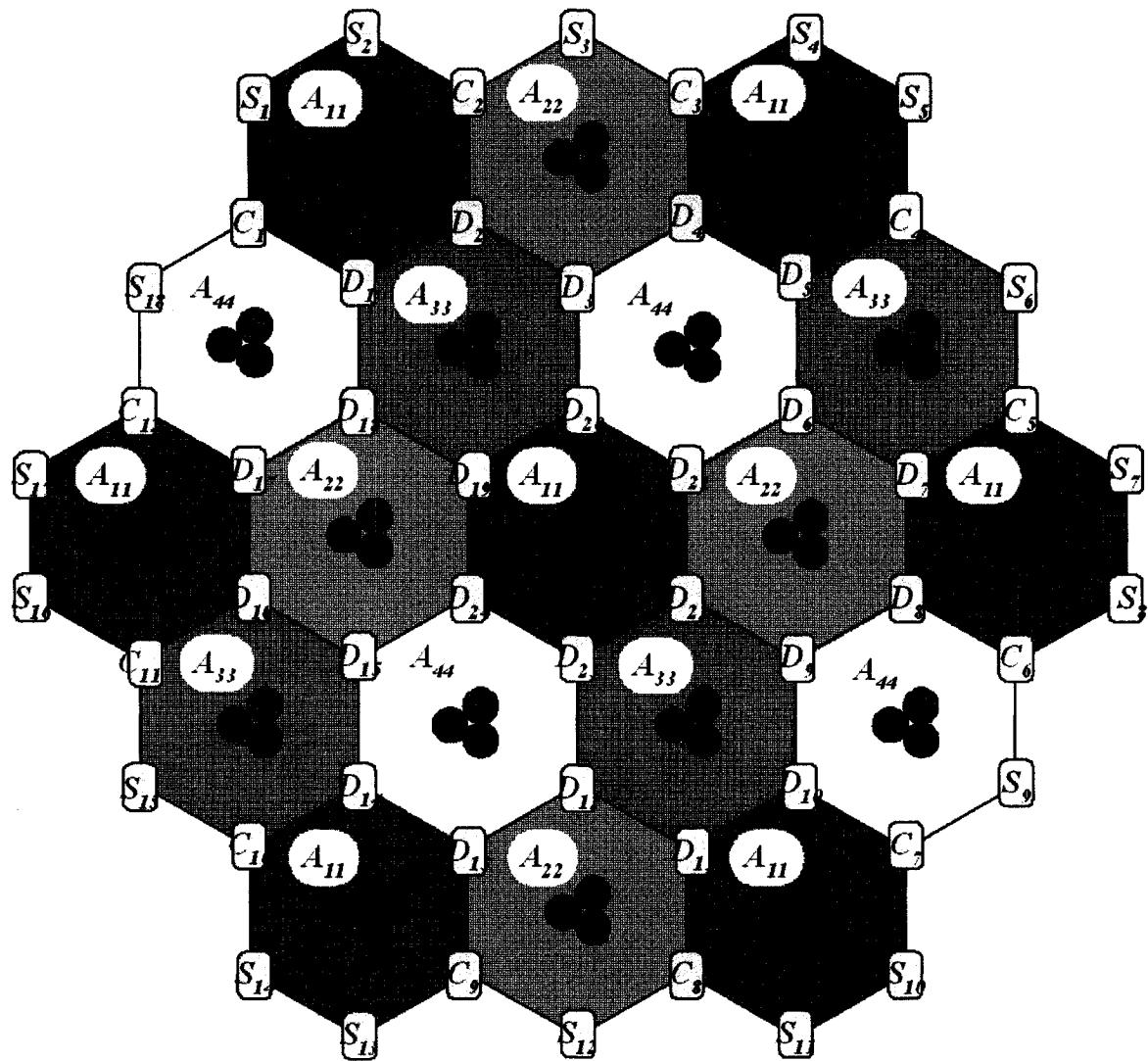


Figure 2.9 : Ensemble des éléments du système d'oxymétrie par spectroréflectométrie proche infrarouge.

Suite à l'activation d'une source, les faisceaux lumineux qui sont collectés à la surface de chaque capteur sont pour la plupart ceux qui se sont propagés à travers les 5 couches principales constituant le cerveau humain (*le cuir chevelu, le crâne, la couche de*

liquide céphalorachidien, ainsi que les matières grise et blanche). L'intensité de ces signaux ainsi réfléchis dépend du chemin optique que chaque photon a parcouru à l'intérieur de chacune des couches homogènes qui constituent les tissus cérébraux. En conséquence, l'intensité des faisceaux réfléchis à la surface de chacun des capteurs ne sera pas identique. De plus, le niveau d'atténuation des faisceaux lumineux lorsque la distance entre la source et le capteur est de 4 cm est donné par l'équation (2.10) ci-dessous [OKA03a] et [OKA03b].

$$5 \times 10^{-8} \leq \frac{I_{out}}{I_{in}} \leq 12 \times 10^{-8} \quad (2.10)$$

De façon beaucoup plus générale, compte tenu du fait que les coefficients d'atténuation et d'absorption vont varier d'un individu à un autre, nous pouvons dire que le facteur d'atténuation sera environ de 7 à 9 ordre de grandeur. Afin de pouvoir interpréter les informations contenues dans les signaux lumineux collectés à la surface de chaque capteur, ceux-ci devront être transformés en courant à l'aide d'une photodiode CMOS. Le courant est subséquemment transformé en tension à l'aide d'un préamplificateur d'adaptation d'impédance avant d'être amplifié par un préamplificateur opérationnel pour augmenter l'immunité aux bruits. Par la suite, les signaux de tension nécessitent d'être filtrés et démodulés par une porteuse ayant la même fréquence que le signal de modulation pour en extraire l'information utile. Finalement, l'information utile disponible jusqu'à ce point en continu sous forme de signaux analogiques est convertie en signaux numériques à l'aide du CAN pour faciliter sa synthèse et la prise de décision.

Pour construire notre modèle de base, nous faisons l'hypothèse que chaque couche du cerveau est un atténuateur homogène de lumière. Étant donné que l'atténuation varie d'une couche à une autre, il est permis de supposer que l'ensemble des tissus cérébraux traversés par le faisceau lumineux peut être représenté par un atténuateur de signaux lumineux, dont le rapport entre les amplitudes des intensités du faisceau incident et du faisceau réfléchi est compris dans un intervalle tel que donné par l'équation (2.10). Nous désignerons par canal, le chemin optique parcouru par l'ensemble des photons qui sont réfléchis à la surface d'un seul capteur, tel qu'illustré à la Figure 2.8 (a). Le choix d'adopter une dernière phase d'activation des sources, telle que présentée à la Figure 2.8 (a), au cours de laquelle toutes les diodes sont inactives, permettra aux sources lumineuses NIR de se refroidir. En effet les diodes sont constituées de jonctions de semi-conducteur qui s'échauffent en fonctionnement, de plus dans la construction du prototype nous n'avions aucune contrainte sur la consommation additionnelle pouvant être introduite par les diodes standard. Une telle optimisation va se faire dans une phase ultérieure du projet, car nous mettons l'emphase sur l'optimisation de la consommation des modules analogique qui sont utilisés pour amplifier et conditionner les signaux de très faible amplitude. Cette dernière séquence nous permet aussi de collecter la presque totalité du bruit dû aux interférences et autres artéfacts qui pourront être utilisées pour ajuster les informations obtenues dans les séquences précédentes; et subséquemment, augmenter l'exactitude des données ainsi que l'immunité du dispositif. De plus, les photons qui sont collectés à la surface de chaque capteur proviennent également de : (1) la lumière ambiante ayant traversé les tissus corticaux; (2) des photons réfléchis et/ou

réfractés en provenance des autres sources actives. De plus l'offset venant des composants électroniques pourrait également affecter les intensités des signaux internes à l'entrée et/ou sortie des modules analogiques. Chaque timbre de base sera constitué de six canaux. Dans chaque canal, la variation du coefficient d'atténuation d'amplitude du faisceau lumineux peut s'expliquer par le fait que l'épaisseur des tissus des couches superficielles du cerveau n'est pas uniforme et varie d'un individu à l'autre. Une distribution gaussienne a été utilisée pour modéliser cette variation presque aléatoire de l'amplitude du coefficient d'atténuation des signaux lumineux tant à l'intérieur de chaque canal qu'entre deux canaux différents.

2.4.2 Description du récepteur frontal du système d'oxymétrie

Tel qu'illustré à la Figure 2.9, le système complet sera composé de :

- ◆ 19 triplets identiques de sources luminescentes ayant des longueurs d'onde de 735 nm, 840 nm et 940 nm chacune;
- ◆ 60 capteurs identiques, dont chacun est constitué de :
 - une photodiode qui sera utilisée pour collecter les faisceaux lumineux réfléchis et les transformer en courant;
 - un amplificateur d'adaptation d'impédance qui sera utilisé pour transformer les signaux de courant en signaux de tension;
 - un ou plusieurs préamplificateurs opérationnels complètement différentiel et balancé;

- un filtre et un mélangeur pour démoduler le signal.

Compte tenu du grand nombre de capteurs, tel que géographiquement répartis et illustré à la Figure 2.9, de leur fonctionnement en continu et du fait que notre objectif principal est de construire un système portable qui sera alimenté à partir de batteries, il en ressort que la consommation de puissance du module analogique de traitement des signaux dont chaque capteur est constitué, devra nécessairement être maintenue à son niveau le plus bas possible. Par ailleurs, comme les sources luminescentes seront activées par intermittence l'une après l'autre, et qu'elles seront arrêtées une fois que la collecte des données aura été complétée, leur consommation de puissance sera ainsi réduite au minimum. Nous pourrions également doter le contrôleur d'autres politiques de gestion de la consommation d'énergie telles que couramment utilisées dans les réseaux de capteurs sans fils qui consisteraient par exemple à envoyer un signal pour éteindre les capteurs qui ne sont pas utilisés. Le processus de traitement du signal dans chaque module analogique a été modélisé en utilisant Verilog-A. La Figure 2.10 représente l'interface de simulation utilisée, et la Figure 2.11 présente les interfaces des modèles Verilog-A des éléments du module analogique de traitement des signaux. Ces interfaces sont utilisées pour ajuster et optimiser les paramètres de chacun des blocs et également garantissant les meilleures performances pour le système complet.

2.4.3 Description des modules Verilog-A de la modélisation

Les principaux modules utilisés pour modéliser le comportement des modules analogiques du récepteur frontal sont :

- ◆ « head_model » : est utilisé pour modéliser l'atténuation quasi-aléatoire que subi le faisceau lumineux de photons issus d'une source lumineuse, et qui émergent à la surface d'un capteur. Cette atténuation varie entre $[5 - 12] 10^{-8}$.
- ◆ « TIA » : est le module qui modélise le comportement de l'amplificateur de transimpédance. Le paramètre déterminant pour ce module est son gain. Nous avons négligé sa contribution en bruit sur l'ensemble du système.
- ◆ « noise_src » : la source de bruit nous permet d'introduire du bruit additionnel dans notre modèle. Ce bruit est considéré comme étant similaire à la somme des contributions des bruits additionnels pouvant être dus aux artefacts, à la lumière ambiante diffuse, aux signaux réfléchis en provenance des sources lumineuses avoisinantes. Cela nous permet d'avoir une meilleure estimation du niveau de bruit toléré par notre système final.
- ◆ « DOTA_1 » : le préamplificateur opérationnel est l'élément clé nous permettant d'avoir des meilleures performances pour le système. Nous évaluons les performances globales du système en fonction des paramètres du préamplificateur, en terme de gain, de la position des pôles nous permettant d'améliorer la stabilité du système, des impédances d'entrée et de sortie, de la consommation d'énergie, des tensions de décalages

d'entrée et de sortie, ainsi que des temps de réponses et des plages dynamiques d'entrée pour chacun des préamplificateurs.

- ◆ « mélangeur » : est le module qui nous permet de démoduler le signal et d'en extraire l'information utile comme dans tout système de communication.

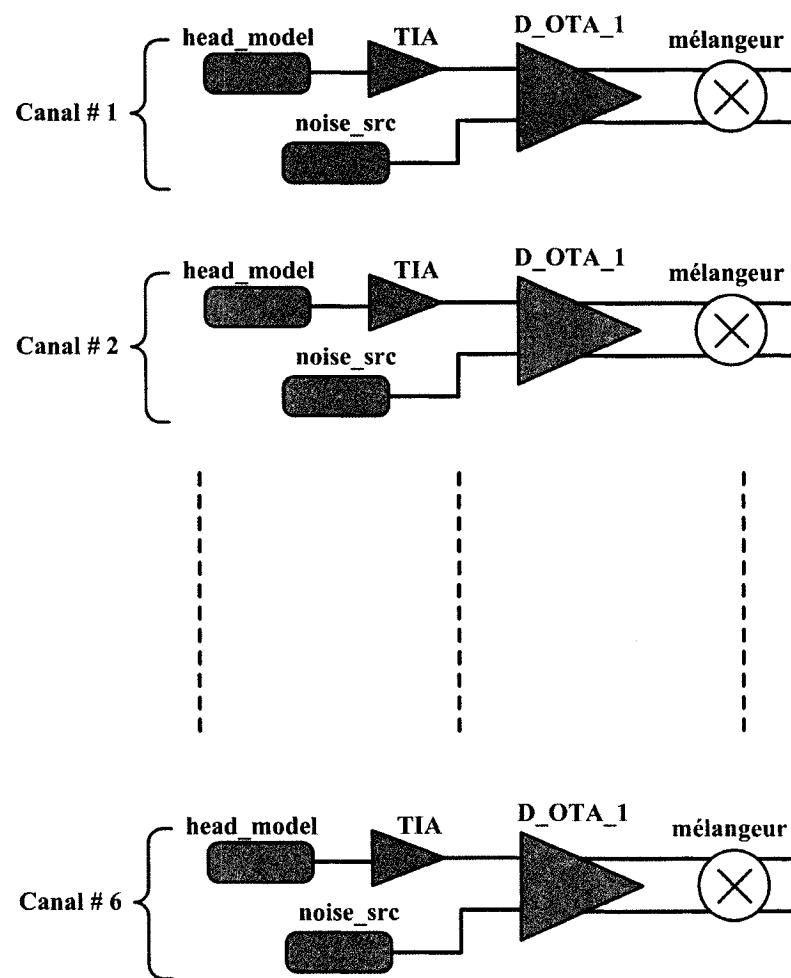
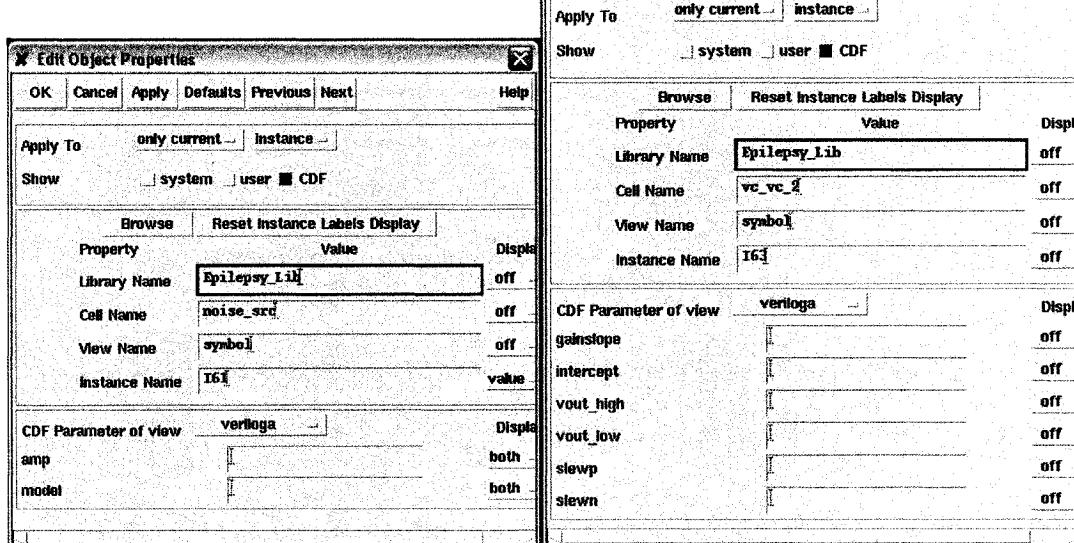
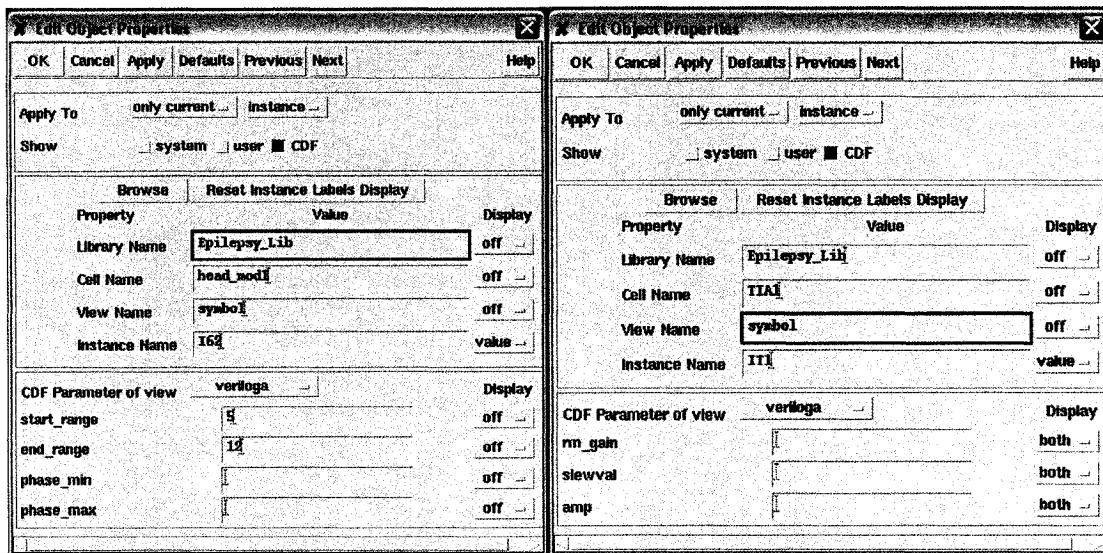
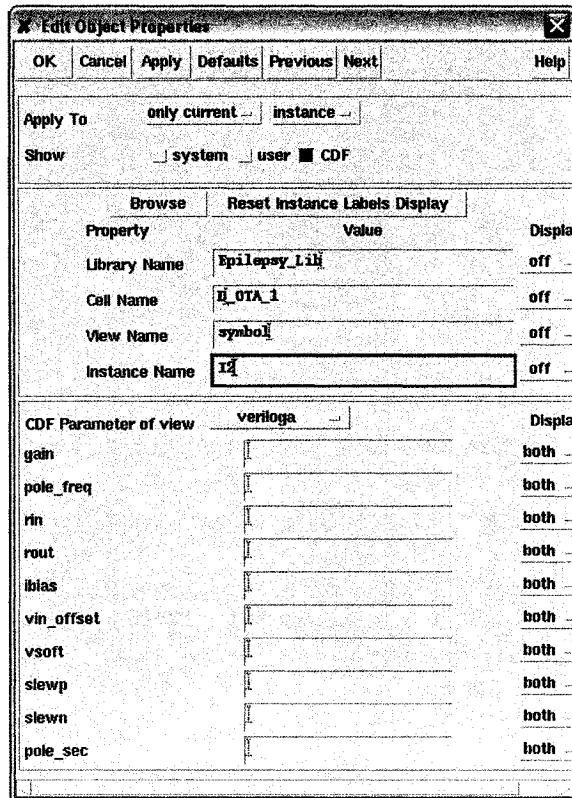


Figure 2.10 : Interface Verilog-A de simulation du modèle du système d'oxymétrie par spectrorélectrométrie proche infrarouge.





(e)

Figure 2.11 : Modélisation des éléments du module de traitement analogique du signal : (a) canal d’atténuation des faisceaux lumineux, (b) préamplificateur de transimpédance, (c) source aléatoire de bruit, (d) mélangeur, (e) préamplificateur opérationnel.

La modélisation de chacun des canaux du système avec Verilog-A en utilisant les interfaces présentées à la Figure 2.11 nous permet de trouver les performances requises pour chacun des préamplificateurs et amplificateurs, en terme de quantité de gain nécessaire, de fréquence de coupure, de temps de réponse, et surtout les performances en

bruit de chacun des préamplificateurs et amplificateurs. Nous avons ainsi pu également évaluer le niveau maximum de bruit que notre système est susceptible de supporter. Dans une perspective beaucoup générale, le produit final sera doté de mécanisme de calibration que l'utilisateur pourra ajuster selon sa convenance. Un tel mécanisme consiste à ajouter et/ou réduire les étages d'amplification des signaux collectés à surface des capteurs.

Dans la prochaine section nous présentons l'état d'art des travaux de recherche qui repose sur l'utilisation des signaux NIRS pour la tomographie optique chez l'humain. Nous continuons en présentant également les travaux de pointe dans la conception des circuits analogiques. De cette étude des travaux en cours dans les domaines optiques, électroniques et biomédical, nous allons proposer des circuits d'amplification et de conditionnement des signaux analogique qui permettent d'obtenir le meilleur compromis possible.

Chapitre 3

TRAVAUX DE POINTE DANS LE DOMAINE

Il existe de nos jours plusieurs techniques non invasives ou minimalement invasives de neuroimagerie offrant aux spécialistes de la santé la possibilité d'étudier les activités fonctionnelles du cerveau. Historiquement, l'électroencéphalogramme (EEG) fut la première technique explorée. Par la suite, on a assisté au développement d'autres techniques telles que la tomographie par émission de positron (PET - Positron Emission Tomography), la tomographie par émission de photon unique (SPECT - Single Photon Emission Tomography), la magnétoencéphalographie (MEG), l'imagerie par résonance magnétique (MRI - Magnetic Resonance Imaging) et plus récemment l'imagerie par résonance magnétique fonctionnelle (fMRI - functional MRI). Ces méthodes sont généralement classées selon qu'elles permettent d'effectuer des mesures directes ou indirectes des activités fonctionnelles du cerveau humain. D'une part, on distingue les méthodes dites directes à savoir, MEG et EEG qui permettent de mesurer directement les activités magnétiques du cerveau. L'EEG permet de mesurer les champs électriques générés par les activités neuronales tandis que la MEG permet de mesurer les variations du champ magnétique dues à de telles activités. D'autre part, la PET, la SPECT et la fMRI offrent des mesures indirectes du changement hémodynamique engendré par des

activités neuronales. Les techniques d'imagerie par PET et SPECT reposent sur la mesure de la désintégration radioactive des isotopes par diffusion hématogène lorsqu'ils traversent le cerveau. La technique d'imagerie par fMRI, quant à elle, permet de mesurer localement les changements des concentrations d'oxygène des tissus corticaux.

Dans la section suivante, nous présentons un aperçu des techniques d'imagerie optiques, ainsi qu'une revue de l'instrumentation requise pour chacune d'elles.

3.1 Neuroimagerie non invasive utilisant les signaux proche infrarouge

L'imagerie du cerveau par diffusion optique est une technique non invasive, qui consiste en l'utilisation de la lumière proche infrarouge comme sonde permettant de mesurer les changements des propriétés des tissus corticaux en fonction des activités neuronales du cerveau. Elle repose sur la mesure des propriétés optiques des tissus cérébraux, telles que l'absorption et la diffusion. L'utilisation de la lumière proche infrarouge pour la mesure des propriétés optiques des tissus cérébraux fut introduite pour la première fois par Jobsis, [JOB77]. Les techniques d'imagerie optique de mesure par spectroscopie proche infrarouge permettent d'effectuer des mesures intensives sur les tissus superficiels avec une bonne résolution temporelle [VIL97]. Pour une meilleure compréhension du fonctionnement de ces techniques, on compare très souvent leurs résolutions temporelles et/ou spatiales, selon qu'elles permettent de dépister des événements aussitôt qu'ils apparaissent (résolution temporelle), ou qu'elles facilitent la

localisation des événements (résolution spatiale). L'EEG et la MEG offrent une excellente résolution temporelle mais une faible résolution spatiale, tandis que la fMRI, la PET et la SPECT offrent d'excellentes résolutions spatiales, mais avec de faibles résolutions temporelles. Les techniques de tomographie optique par diffusion permettent d'obtenir un meilleur compromis, qui consiste à offrir une excellente résolution spatiale tout en présentant une très bonne résolution temporelle telle qu'illustrée à la Figure 3.1 ci-dessous :

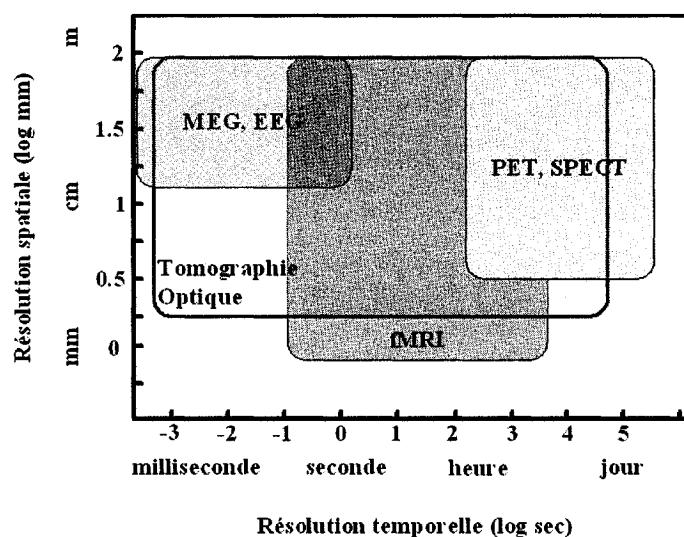


Figure 3.1 : Comparaison des résolutions spatiales et temporelles de six techniques de neuroimagerie non invasives ou minimalement invasives.

Les techniques d'imagerie optique ont également été utilisées avec succès dans la mesure des tuméfactions cellulaires qui se forment entre 50 à 300 ms après une décharge des neurones [GRA01]. L'un des principaux avantages de ces techniques est qu'elles

peuvent être réalisées à l'aide d'instruments portables, non obstructifs, très abordables, ayant une faible consommation d'énergie et ayant des performances assez robustes pour palier aux artéfacts de mouvement. De par cette portabilité, on est capable de construire des instruments qui permettent de faire des mesures au chevet du lit du patient [BOZ05], ou à la maison avec des systèmes sans fils dotés de capteurs intelligents qui permettront au patient de se mouvoir librement pendant que les mesures sont en cours [ACH05a]. Étant donné que la lumière proche infrarouge est une source non ionisante, elle ne cause pas l'échauffement des tissus qu'elle traverse tant et aussi longtemps que les intensités des faisceaux lumineux utilisés sur des patients sont dans les limites prescrites par les normes ANSI. Il n'y a donc aucune limite sur le nombre de fois que l'on peut l'utiliser pour effectuer des mesures ainsi que sur la durée de chacune de ces mesures [STR02].

On distingue trois principales catégories d'imagerie par tomographie optique selon que les mesures sont réalisées dans le domaine temporel, le domaine fréquentiel ou en mode continu tel que présenté au Tableau 3.1 :

- Le principe de fonctionnement des systèmes qui réalisent des mesures dans le domaine temporel consiste à injecter, dans les tissus humains à analyser, de très courtes impulsions lumineuses, ayant une durée de picosecondes, et d'effectuer une comparaison de la distribution des photons incidents et réfléchis afin de déduire les variations absolues de la concentration d'oxygène dans ces tissus.
- Le principe de fonctionnement des appareils qui font des mesures dans le domaine fréquentiel consiste à moduler l'amplitude des sources lumineuses à des

fréquences de l'ordre des dizaines ou centaines de mégaHertz. En mesurant les variations d'amplitude, ainsi que le déphasage (délai) entre les signaux incidents et réfléchis, on obtient les mesures de l'absorption et de la réfraction dans les tissus [CHA98].

- Pour les systèmes de mesure en mode continu, les sources luminescentes émettent de façon continue des faisceaux lumineux ayant une amplitude constante. La lumière incidente peut être modulée à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de kiloHertz. Ces derniers mesurent uniquement le changement d'amplitude entre les signaux lumineux incidents et réfléchis.

De façon générale, tout équipement de tomographie optique requiert minimalement trois éléments fondamentaux : une source de lumière proche infrarouge, un ou plusieurs capteurs et l'électronique pour les deux. Une source lumineuse idéale serait celle qui fournirait de la lumière NIR à des longueurs d'ondes discrètes, et chacune ayant un niveau de puissance ajustable indépendamment de celles des autres. Classiquement, on utilise plutôt des diodes discrètes ayant chacune une longueur d'onde et une puissance distincte. La puissance des sources émettrices est régie par les normes ANSI fixant les limites d'exposition sécuritaires des tissus humains aux sources de lumière NIR. Une autre préoccupation à laquelle on fait également attention lorsqu'on utilise les sources lumineuses NIR, qui sont des sources de lumière non ionisantes, est le réchauffement des tissus biologiques qu'elles traversent. Toutefois, la limite d'expositions à ces sources va dépendre de plusieurs facteurs, tels que : la longueur d'onde, la cohérence des faisceaux lumineux, la durée, ainsi que le point d'exposition

[ITO00]. Lorsque les sources sont des faisceaux cohérents, la limite varie entre 0.2 W/cm^2 pour une longueur d'onde de 630 nm et 0.4 W/cm^2 lorsque la longueur d'onde est de 850 nm.

Tableau 3.1 : Caractéristiques des trois principaux types d'imagerie par tomographie optique.

Types de mesures	Avantages	Inconvénients	Usage typique
Domaine temporel	Résolution spatiale; Profondeur de pénétration des faisceaux lumineux; Mesure des concentrations absolues.	Taux d'échantillonnage; Taille, et poids de l'instrumentation; Conditionnement, stabilisation du signal, et refroidissement des émetteurs; Dispendieux.	Imagerie oxygénation cérébrale; Imagerie du sein.
Domaine fréquentiel	Taux d'échantillonnage; Mesure des concentrations relatives.	Profondeur de pénétration des faisceaux lumineux.	Oxygénation des tissus musculaires; Imagerie du sein.
Mode continu	Taux d'échantillonnage; Mesure des concentrations relatives; Taille, poids et simplicité de l'instrumentation très réduite; Très peu dispendieux.	Difficulté de mesurer les concentrations absolues; Profondeur de pénétration des faisceaux lumineux moyenne.	Oxygénation du pouce; Imagerie fonctionnelle du cerveau.

L'une des premières applications cliniques de la tomographie optique pour l'imagerie fonctionnelle du cerveau a été la mesure de l'oxygénation ainsi que des activités fonctionnelles du cerveau chez des fœtus, des nouveau-nés, ou encore chez des

enfants, dans des cas d'asphyxie post-natales [STR02]. Plusieurs équipes travaillent dans l'application de ces techniques chez des patients adultes souffrant d'ischémie (d'une insuffisance de la circulation artérielle, et donc d'oxygénation dans un organe) et de crises hémorragiques. D'autres travaux montrent qu'il est possible d'utiliser ces techniques pour la détection de la maladie d'Alzheimer sur des adultes [ALL05]. Il est possible d'analyser des réponses hémodynamiques chez des patients souffrant d'épilepsie et ainsi identifier le foyer originaire des crises épileptiques lorsque la NIRS est combinée avec l'imagerie par SPECT [WAT00], [WAT98], ou avec l'EEG [FUR02].

Pour tout système d'imagerie optique, le récepteur constitue l'élément critique qui permet d'assurer et de garantir un conditionnement adéquat du signal utile. La détection des signaux lumineux qui émergent du cerveau humain avec une très faible amplitude requiert l'utilisation de capteurs ayant une très grande sensibilité à la lumière. En neuroimagerie, on rencontre souvent l'usage des photodiodes à avalanche lorsque les mesures visent la caractérisation des tissus en profondeur. Bien que cette catégorie de capteurs offre une très grande sensibilité aux rayons de lumière, elles ont une plage dynamique très réduite, et donc une difficulté de différencier entre le bruit prédominant dans de telles conditions et l'information utile recueillie. Les capteurs qui utilisent des photodiodes à silicium, bien qu'ayant une sensibilité réduite, ont l'avantage d'avoir une grande plage dynamique, et donc un meilleur discernement entre le bruit et le signal utile. De plus, elles sont peu dispendieuses, et s'intègrent facilement avec l'électronique pour un meilleur conditionnement et traitement en amont de l'information utile. En définitive, la taille de l'instrumentation sera fixée par la taille des capteurs et des sources d'une part,

ainsi que par les dimensions de l'unité chargée d'alimenter invariablement les sources et toute l'électronique d'autre part. Il existe une grande variété d'instruments commerciaux disponibles actuellement [COL97], [COP88], [FRA00], [GOM98], [KAW01], et [QUA00], ou utilisés par des équipes de recherche [GRO99], [KON00], [NTZ99], [POG97], [SCH00], et [SIE99]. Le choix du type de capteur détermine la sensibilité, le taux d'échantillonnage maximum, ainsi que la plage dynamique de l'instrument. Le reste des composants électroniques permettra de déterminer la bande passante, le type de filtrage et de traitement des données.

Tel que nous l'avons mentionné dans le Tableau 3.1, la principale limitation pour les systèmes de tomographie optique qui font des mesures dans le domaine temporel et fréquentiel est la taille de l'instrumentation requise pour effectuer de telles mesures. Ceci étant dû au fait de l'utilisation du laser, d'un dispositif additionnel de refroidissement, de stabilisation, et de conduction des signaux incidents et réfléchis. Par contre, de par leur mode de fonctionnement, les systèmes qui font des mesures en continu ont l'avantage de permettre l'implémentation des instruments ayant de tailles réduites. Les récents travaux montrent la réalisation d'un système semi portable qui est utilisé pour faire des mesures au chevet du lit du patient [BOZ05]. Toutefois, l'inconvénient majeur d'un tel dispositif est qu'il n'offre aucune liberté de mouvement au patient, lorsque les mesures sont en cours. Étant donné que nous visons la construction d'un appareil qui effectue les mesures des variations des concentrations d'oxygène dans les tissus, tout en permettant au patient de se mouvoir librement et de vaquer sans aucune contrainte à toutes ses occupations, sans que cela n'influence aucunement les mesures en cours. De plus, aucun des systèmes

existants n'est doté de capteurs intelligents offrant la possibilité de transmission sans fil des données collectées.

Dans la prochaine section, nous allons faire une revue des techniques de conception des circuits électroniques qui permettent d'accroître les performances globales des instruments, tout en rendant possible la réalisation des systèmes portables et sans fil pouvant être alimentés à partir des batteries.

3.2 Circuits analogiques basse alimentation et faible puissance

De nos jours, l'explosion du marché des dispositifs électroniques qui fonctionnent à base de batteries, pour les télécommunications, les applications biomédicales, les ordinateurs de poche, et les jouets amènent les consommateurs à exiger, davantage, une plus grande autonomie en terme de puissance d'alimentation. De plus, la nécessité d'avoir des performances améliorées, impose aux concepteurs la réduction de la tension d'alimentation des circuits, ce qui exige d'avoir de nouvelles techniques de conception permettant de repousser ainsi les limites. Par ailleurs, l'amplificateur opérationnel est sans aucun doute l'élément fondamental le plus utilisé pour le fonctionnement de tous les composants électroniques analogiques, ainsi que pour des opérations telles que les conversions analogiques numériques, les conversions numériques analogiques, les filtrages et amplifications de signal, la construction des

interfaces biomédicales en général, et l'implémentation du récepteur frontal du capteur intelligent en particulier tel que décrit au chapitre précédent.

La réduction d'échelle de la longueur du canal, pour les circuits intégrés à très grande échelle (ITGE), permet d'une part de diminuer les dimensions physiques des transistors, et d'autre part, d'intégrer un plus grand nombre de composants, d'ajouter davantage de fonctionnalités et/ou de blocs fonctionnels sur une même surface de silicium, d'où l'augmentation de la densité surfacique des circuits électroniques. Cette augmentation de la capacité d'intégration permet ainsi d'avoir une réduction du coût équivalent de production par fonctionnalité et par unité de surface de silicium. Pour les transistors de la technologie CMOS, la réduction d'échelle de la longueur du canal permet également d'avoir de faibles capacités parasites et des transconductances plus grandes. Ce qui a pour effet d'accroître leurs capacités de commande des charges, d'où l'obtention de performances temporelles améliorées. Cependant, avec cette réduction d'échelle technologique, on réduit également l'épaisseur d'oxyde, ce qui entraîne une réduction des barrières d'isolation, ainsi qu'une augmentation de l'influence du champ électrique induit lorsque les électrons circulent de la source au drain. Cet accroissement du champ électrique induit peut à certains égards entraîner le claquage de l'oxyde. Pour assurer et maintenir la fiabilité des transistors, une réduction de la tension d'alimentation devient dès lors une nécessité [BUL00]. Le second avantage de la réduction d'échelle technologique est la possibilité d'intégrer plusieurs composants sur la même puce. Par contre, une puce de silicium ne peut dissiper qu'une quantité limitée de puissance par unité de surface. Étant donné que l'augmentation de la densité des composants sur la

puce permet l'ajout des fonctionnalités par unité de surface, on devra nécessairement réduire simultanément la puissance et la tension d'alimentation. Cette réduction de la tension d'alimentation n'étant pas incontestablement un avantage pour le concepteur de circuits analogiques, car ce dernier va devoir utiliser des techniques spéciales dans la réalisation des circuits. En effet, pour les circuits numériques, l'énergie totale consommée par un circuit est égale à la somme de la puissance consommée durant la commutation des portes logiques à une fréquence donnée, et de la puissance statique dissipée par le circuit lorsqu'il est au repos, telle que donnée par l'équation (1.1). Ainsi, selon l'équation (1.1), une technique permettant la réduction de la puissance consommée par les circuits numériques consiste à réduire la valeur de la tension d'alimentation (V_{DD}). Par ailleurs, d'excellentes performances peuvent et doivent être maintenues en utilisant une telle technique. Subséquemment, la réduction de la tension d'alimentation devient dès lors une nécessité pour le concepteur de circuits analogiques. De ce fait, il doit inévitablement maintenir les mêmes performances tout en faisant fonctionner ses circuits avec une alimentation très faible, bien que ces performances dépendent fortement de la tension d'alimentation. Ces contraintes qui exigent du concepteur de maintenir d'excellentes performances sont encore plus critiques lorsque les circuits analogiques fonctionnent dans un environnement mixte, puisque dans un tel environnement, les circuits numériques qui occupent près de 90 % de l'espace disponible sur le silicium, doivent automatiquement fonctionner avec de très faibles tensions d'alimentation. En effet, dans un environnement mixte, bien que les paramètres des circuits analogiques sont optimisés pour mieux fonctionner avec les circuits numériques, leurs tensions de seuil

restent inchangées. En conséquence, le concepteur analogique devra trouver des moyens et méthodes de conception permettant de réduire la tension de seuil des transistors tout en tenant compte des conséquences souvent engendrées par de telles techniques, telle qu'une réduction de la marge d'immunité face au bruit qui s'accompagne très souvent d'une augmentation des courants de fuite.

De par leur nature et en particulier leurs modes de fonctionnement "ON" (en état de conduction) et "OFF" (lorsque bloqué), les circuits numériques ne souffrent pas autant de la réduction de leurs tensions d'alimentation. Des performances similaires, ou encore meilleures, peuvent être obtenues et ce en faisant de légères modifications. Tandis que pour les circuits analogiques dont les techniques de conception sont très différentes de celles des circuits numériques, les topologies et architectures des circuits qui fonctionnent à basse alimentation sont très différentes de celles des circuits fonctionnant avec des tensions élevées. Par exemple, pour des amplificateurs de transconductances et des amplificateurs opérationnels, lorsque la tension d'alimentation est suffisante, on peut se permettre de monter les étages en cascode, autrement dit, avoir des rangées ou empilement de 5 à 7 transistors, ce qui est impossible lorsque la tension d'alimentation est de 1-V par exemple.

Les amplificateurs opérationnels et/ou de transconductances sont les premiers éléments à être affectés par cette tendance de réduction de l'échelle de la tension d'alimentation et plus particulièrement leurs étages d'entrée. Ainsi, avec cette réduction d'échelle de la tension d'alimentation disponible, la plage dynamique d'entrée se retrouve

également restreinte. Autrement dit, la plage de voltage commun d'entrée de l'amplificateur opérationnel, (Input common mode range - ICMR) à l'intérieur de laquelle l'étage d'entrée permet à l'amplificateur d'avoir un comportement linéaire lorsque sont présents à son entrée des signaux différentiels ayant une amplitude très petite sera diminuée. Cette réduction de la plage dynamique d'entrée de l'amplificateur opérationnel est due au fait que le niveau minimal de la tension requis pour que la paire différentielle d'entrée soit « ON » reste inchangée, bien que le niveau de la tension d'alimentation soit devenu très faible. Ainsi de façon générale, on obtient une plage dynamique d'entrée qui représente environ moins de 60 % de la tension d'alimentation disponible. Une diminution de la tension d'alimentation pour les circuits analogiques devient dès lors une condition nécessaire, mais pas suffisante pour garantir une réduction de la consommation de puissance. Ceci est dû au fait que la réduction de la tension d'alimentation peut très souvent s'accompagner d'une augmentation de la puissance consommée, tout en fonction des autres paramètres de performance de conception. Étant donné que la majorité des stratégies de conception des circuits analogiques repose sur l'optimisation des paramètres des transistors pour le fonctionnement en mode DC du circuit, très souvent on aboutit à une consommation accrue de la puissance. Pour palier à cette limitation de la plage dynamique d'entrée des amplificateurs, plusieurs topologies à capacités commutées ont été proposées, permettant d'implémenter des circuits à faibles coûts, à l'aide de la technologie standard CMOS [CRO94]. L'amplificateur à capacités commutées quant à lui permet d'éliminer les problèmes critiques des commutateurs MOS, qui autrefois fixaient la borne inférieure de la tension d'alimentation. Cette

technique offre la possibilité d'implémenter des circuits à capacités commutées pour des tensions d'alimentation inférieures à 1-V, et résous ainsi le problème de fiabilité [SAU02]. D'autres techniques de conception permettent la réalisation d'amplificateurs opérationnels complètement différentiels qui fonctionnent en mode continu avec 1-V de tension d'alimentation, grâce à l'utilisation des circuits à capacités commutées pour le contrôle du mode commun.

Les techniques classiques de réalisations des amplificateurs opérationnels en mode continu se regroupent généralement sous trois catégories :

- La première consiste en l'utilisation des dispositifs de décalage du niveau de tension commun aux entrées différentielles de l'amplificateur [CHE03], [DUQ00], [FAR00], [FAY01], [FAY00], [FON89], [KAR01], [LEE00], [RAM00], [RAM01], et [SCH04]. Bien que cette technique permette d'avoir une paire différentielle qui fonctionne dans une région linéaire et en inversion forte, l'utilisation des capacités commutées, ainsi que des étages de conditionnement initial du signal d'entrée, mène à des circuits dont la consommation de puissance est beaucoup plus grande que normale. En conséquence, de telles techniques ne peuvent pas être utilisées pour des applications qui font un traitement en continu des signaux et qui requièrent de très faibles consommations d'énergie. Dans [RAM00], l'utilisation des transistors complémentaires N-P, bien que permettant d'avoir une plage dynamique d'entrée allant d'un seuil d'alimentation à l'autre, a l'inconvénient d'introduire une distorsion harmonique totale (THD) beaucoup

plus grande que celles obtenue avec une paire différentielle d'un seul type, tout en introduisant une tension de décalage additionnelle dans le signal commun aux entrées de l'amplificateur. Une autre technique consiste en l'utilisation de transistors CMOS dotés de plusieurs grilles [CHE03]. L'inconvénient est que les transistors qui en résultent ont une transconductance réduite. De ce fait, la plage dynamique d'opération de l'amplificateur ainsi que sa bande passante se retrouvent également réduites.

- La seconde technique couramment utilisée consiste à appliquer la tension du signal d'entrée directement sur le substrat du transistor CMOS au lieu de la grille comme cela se fait traditionnellement [GUZ87], [BLA98], et [GRE05], ou encore en mode courant [LEH01]. Toutefois, avec cette méthode, on obtient des transistors CMOS dont la transconductance est beaucoup plus faible. De plus elle varie du simple au double pour une même plage dynamique. Ceci se traduit par un niveau de bruit d'entrée beaucoup plus grand que pour un transistor CMOS ordinaire. De plus, sous certaines conditions d'opération, les transistors bipolaires parasites qui se trouvent intrinsèquement dans le transistor CMOS peuvent entrer en conduction, ce qui pourrait alors avoir pour conséquence des problèmes de verrouillage pour l'amplificateur opérationnel.

Ces différentes techniques permettent de pallier la limitation imposée par la valeur fixe de la tension de seuil des transistors dans la technologie CMOS. Néanmoins, elles n'offrent pas un compromis acceptable pour le dispositif dont nous avons besoin.

Ceci nous oblige à explorer les techniques de réduction de la tension de seuil des transistors. Cette réduction de tension de seuil devient dès lors une nécessité pour être en mesure de faire fonctionner les amplificateurs opérationnels sous de faibles tensions d'alimentation [HU93]. Une solution évidente aurait été l'utilisation d'une technologie dotée de plusieurs types de transistors, chacun ayant une tension de seuil différente. Avec une telle technologie, on utiliserait uniquement des transistors ayant des tensions de seuil réduites pour les sections du circuit qui nécessitent de tels transistors. Malheureusement, le procédé de fabrication des transistors pour ce type de technologie requiert plusieurs couches additionnelles, ce qui a pour effet d'augmenter le coût de production d'une part, et d'autre part, les performances obtenues peuvent varier grandement d'un lot fabriqué à un autre pour le même circuit. La technologie bipolaire, lorsque combinée avec la technologie CMOS, BiCMOS, pourrait permettre d'avoir des topologies qui offrent des performances de bruit d'entrée similaires ou légèrement supérieures, mais leur coût de production reste encore très dispendieux et hors de la portée de la majorité des équipes de recherche.

L'alternative, serait l'utilisation de transistors CMOS dont la tension de seuil varie dynamiquement en fonction de la tension du signal d'entrée. Depuis la première introduction des transistors DTMOS en 1994, [ASS94], plusieurs topologies de circuits pour de faibles tensions d'alimentation ont été proposées, mais la majorité réalise cette réduction de la tension de seuil en effectuant une modification du procédé de fabrication, par l'utilisation de la technologie SOI [JAM01]. Dans le prochain chapitre, nous allons exploiter l'avantage offert par l'utilisation des transistors DTMOS pour l'implémentation

d'amplificateurs opérationnels qui fonctionnent avec de très basses tensions d'alimentation.

3.3 Description du transistor DTMOS

Dans le procédé de fabrication TSMC CMOS 0.18 μm , les transistors PMOS sont fabriqués dans un caisson N-WELL. De part cette isolation des substrats de chacun des transistors PMOS, nous avons un degré de liberté additionnel qui nous permet de changer la tension du substrat. En effet, la technique de contrôle de la tension de substrat (caisson N-WELL) du transistor PMOS est couramment utilisée pour annuler l'effet de substrat lorsque le transistor PMOS est utilisé comme paire d'entrée différentielle d'un amplificateur ou lorsque utilisé dans des étages cascode. L'effet de substrat est reconnu comme ayant pour principale conséquence de doter certains transistors dans un circuit donné, d'une tension de seuil différente (plus élevée), compte tenu du fait que la jonction PN de la source au substrat est en polarisation inverse. Considérant que la réduction de la tension d'alimentation des circuits est nécessaire telle que régie par la réduction de l'échelle technologique, la principale limitation à l'implémentation des circuits analogiques hautement performant reste la réduction de la tension de seuil du transistor. Partant de l'équation qui définit la tension de seuil du transistor équation, tel que donné par l'équation (4.1), on constate que la tension de seuil d'un transistor peut être numériquement réduite en changeant le potentiel de son substrat. De ce fait, une polarisation directe partielle de la tension de la jonction PN de la source au substrat permet effectivement de réduire la valeur numérique de la tension de seuil du transistor

PMOS. Toute fois, une telle approche ne peut être appliquée aux transistors NMOS dans le procédé à notre disposition parce que le substrat de tous les transistors NMOS est connecté à V_{SS} par défaut.

Le transistor DTMOS est réalisé en connectant la grille et substrat d'un transistor PMOS ordinaire ensemble tel que illustré à la Figure 3.2, [ASS94]. De par cette connexion, la tension d'entrée appliquée à la grille du transistor polarise partiellement en direct la jonction PN de la source au substrat. Grâce à l'effet de substrat, la tension de seuil du transistor V_{th} est réduite lors que le transistor est à l'état passant et lorsqu'à l'état bloqué, la valeur de V_{th} retourne à valeur initiale, équivalente à celle d'un transistor PMOS ordinaire.

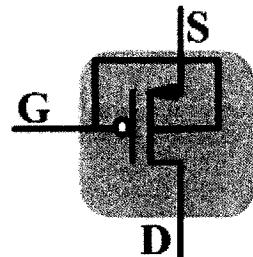


Figure 3.2 : Schématique du transistors MOSFET ayant une tension de seuil dynamique (DTMOS)

Cette polarisation directe partielle permet également d'améliorer l'opération du transistor puisque le champ électrique transversal ($E \perp$) est réduit, entraînant ainsi une dégradation de la mobilité des porteurs (μ_n, μ_p) dans le canal [ASS97]. Or nous savons qu'une plus grande mobilité des porteurs (μ_n, μ_p) permet d'avoir une disposition de

courant de conduction beaucoup plus élevée, et permettre d'avoir des vitesses d'opération élevées. Subsidiairement la polarisation directe a pour conséquence de réduire l'isolation entre les jonctions PN dans le procédé de fabrication et impose ainsi une limite maximale de 0.7 V à la différence de potentiel (V_{SG}) pouvant être appliquée en polarisation directe aux bornes des jonctions PN. Suite à cette réduction d'isolation lorsque la jonction PN est en polarisation directe partielle le premier transistor DTMOS fut fabriqué avec la technologie de silicium sur isolant partiellement appauvri (PD-SOI - Partially Depleted Silicon on Insulator). En 1996, le premier transistor DTMOS fut fabriqué en utilisant le procédé standard de fabrication à substrat doté d'une couche supplémentaire incrustée fortement dopée et ayant plusieurs caissons [KOT96]. Toute fois, la grande qualité ainsi que la forte concentration du dopage dans les procédés de fabrication moderne des technologies de silicium submicronique en général et en particulier la technologie CMOS submicronique permet d'avoir des jonctions PN de la source au substrat avec tension de mise en conduction assez élevée avoisinant 0.9 V. En maintenant la jonction PN de la source au substrat en polarisation directe partielle (V_{SB} , ≈ 0.5 V), seulement une très faible quantité de charges ioniques est injectée dans le substrat du transistor [DEL98]. En conséquence, les effets émanant de l'éventuelle détérioration des caractéristiques électriques du transistor deviennent alors négligeables. De plus, étant donné que la concentration du dopage du substrat dans les technologies CMOS submicroniques est très élevé et de très bonne qualité, cela nécessitera une plus grande valeur de tension de polarisation directe de la jonction PN de la source au substrat pour réduire le rapport entre la quantité des charges mobiles et des charges ioniques dans le canal. Cet effet est

d'autant plus accentué que la longueur minimale du canal du transistor est réduite. Dans notre cas, compte tenu de tous ces effets, et compte tenu des performances souhaitées pour nos circuits d'amplifications nous avons utilisé des transistors DTMOS ayant une longueur de canal de $0.72 \mu m$. Une tension de mise en conduction beaucoup plus réduite est obtenue pour les jonctions PN des transistors lorsque longueur du canal est beaucoup plus grande, conduisant ainsi à un effet plus accrue des porteurs mobiles pour des faibles tensions V_{SB} .

Chapitre 4

CONCEPTION DE CIRCUIT ANALOGIQUE À BASSE ALIMENTATION

Pour pallier aux difficultés reliées à la conception des circuits analogiques qui fonctionnent avec de très faibles tensions d'alimentation, telles que présentées au chapitre 3, nous proposons dans ce chapitre, une méthodologie de conception innovatrice qui permettra de construire des circuits analogiques en mesure de fonctionner avec de très faibles tensions d'alimentation. Les circuits analogiques ainsi réalisés offriront l'avantage d'avoir une grande plage dynamique d'entrée, un niveau de bruit d'entrée très faible, et finalement une consommation d'énergie quasiment nulle. Une revue plus détaillée de la technique proposée est présentée dans deux articles de revue qui ont été soumis pour publication à *IEEE Journal of Solid State Circuits* et à *SPRINGER Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. Ce chapitre est présenté en anglais telle sa version originale. Cependant, nous faisons un résumé en français de chacun des articles de revu présenté dans ce chapitre.

4.1 Résumé en français de l'article de revue no. 1

Cet article présente l'implémentation d'un nouvel amplificateur opérationnel (opamp) de classe AB qui fonctionne avec une faible tension d'alimentation et utilise des transistors MOSFET ayant une tension de seuil dynamique (DTMOS). L'opamp utilise une architecture standard composée de deux étages. Un étage d'entrée différentiel « folded cascode » suivit d'un étage de sortie de classe AB. Les transistors DTMOS, réalisés à partir des transistors PMOS ordinaires, sont utilisés dans la paire différentielle d'entrée et permettent de maximiser la plage dynamique de la tension d'entrée commune (ICMR - input common-mode range). Deux versions de cet opamp (opamp-A et opamp-B) ont été fabriquées en utilisant le procédé de fabrication TSMC CMOS 0.18 μ m CMOS. Les mesures expérimentales sont effectuées avec une charge capacitive de 5 pF en parallèle avec une charge résistive de 10 k Ω . Le gain dc en boucle ouverte de l'opamp-A mesuré est de 50.1 dB, avec une fréquence de gain unitaire de 26.2 MHz. Le taux de rejet en mode commun est de 78 dB. Les plages dynamiques d'entrée et de sortie sont de 0.7 V et 0.9 V respectivement. L'opamp-B quant à lui a été optimisé pour des applications biomédicales. En effet, il est utilisé comme module d'amplification dans le récepteur frontal de l'instrument de mesure des variations des concentrations d'oxygène dans le cerveau d'un patient qui utilise la technique de spectroréflectométrie proche infrarouge. Pour l'opamp-B, nous avons mesuré un gain dc de 53 dB et une bande passante de 1.3 MHz. Les plages dynamiques d'entrée et de sortie sont de 0.6 V et 0.8 V respectivement. De part son application cible, les performances du niveau

équivalent de bruit d'entrée ainsi que la consommation d'énergie de ce second amplificateur opérationnel ont été optimisées. Le bruit d'entrée est de $107 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à une fréquence de 1 kHz et l'amplificateur consomme uniquement une puissance de 40 μW .

4.2 1 V DTMOS Based Class AB Operational Amplifier: Implementation and Experimental Results (article de revue no. 1)

1 V DTMOS Based Class AB Operational Amplifier: Implementation and Experimental Results

Herve F. ACHIGUI¹, Christian J. B. FAYOMI², and Mohamad SAWAN¹

¹Polystim Neurotechnologies Laboratory, Electrical Engineering Department

Ecole Polytechnique de Montréal, Québec, Canada

² Computer Science Department, Université du Québec à Montréal

IEEE Journal of Solid-State Circuits

Status: Submitted on October 2005

ABSTRACT

In this paper, we describe novel low voltage class AB opamps based on dynamic threshold voltage MOS transistors (DTMOS). A DTMOS transistor being a device whose gate is tied to its substrate. DTMOS transistor pseudo PMOS differential input pairs are used for input common-mode range enhancement, followed by a single ended class AB output. Two versions of the proposed opamp (opamp-A and opamp-B) were fabricated in a standard CMOS 0.18 μ m CMOS process technology. Measurements under 5 pF and 10 k Ω load condition gave, for opamp-A, a DC open loop gain of 50.1 dB and a unity gain bandwidth (GBW) of 26.2 MHz. A CMRR of 78 dB, and input and output swings of 0.7 V and 0.9 V respectively were achieved. Opamp-B has been optimized for biomedical applications, and is implemented to build the analog front-end part of a near-infrared

spectroreflectometry (NIRS) receiver of a multi-wavelength wireless brain oximeter apparatus. A DC open loop gain of 53 dB, a GBW of 1.3 MHz, and input and output swings of 0.6 V and 0.8 V respectively were measured. The latter has a lower input referred noise of $107 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, and consumes only 40 μW .

Key Words: DTMOS, CMOS analog integrated circuit, low voltage operational amplifier, differential amplifier.

I. INTRODUCTION

Design of high performance analog ICs operating at low supply voltages has been gaining increasing importance in the last decade, especially for applications such as medical electronic implantable devices, as well as hand-held and battery powered electronic devices. Furthermore, the increasing use of mobile electronic products has directed the industry towards reducing the dissipated power, especially for analog and mixed signal circuits. In addition, large-scale integrations are predicted to target 1-V operation, and even less [1]. However, the trend towards lowering the power supply voltage of circuitries in mixed-signal (digital/analog) environments often sacrifices the speed, noise requirements, dynamic range, gain, bandwidth and linearity of their analog counterparts. This poses a great challenge to CMOS mixed-signal circuits design.

The reduction of threshold voltage is necessary for low voltage operation; on the other hand, the threshold voltage does not scale down with the supply voltage of future standard CMOS technologies [2]. An obvious solution could be the use of multi-process threshold technology, but unfortunately, this kind of technology is more expensive and

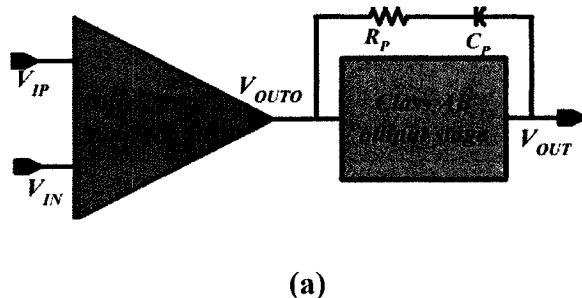
frequently not easy to reproduce. Some additional design advantages, such as low-noise structures, could be obtained by using BiCMOS technology, but at a higher cost. Several design techniques have been proposed for the implementation of 1-V opamp; in fact, some authors reported circuit techniques for facilitating 1-V operation based on bulk-driving architectures [3]-[5]. However, substantially smaller input transconductance (g_m) is obtained when compared to a conventional gate-driven MOS transistor, and furthermore, the equivalent input referred noise is larger. Other circuit topologies using a standard CMOS technology process were reported, [6]-[12]. The major drawback of the architectures of Duque-Carrillo et al. [7] is the increase in the total harmonic distortion (THD) related to the use of N-P complementary rail-to-rail input stage, which produces an offset voltage on the common mode input voltage swing. Since the introduction of dynamic threshold voltage MOSFET (DTMOS) in 1994 [13], several low-supply voltage circuits have been proposed, but most of them achieved low threshold voltage by modifying the fabrication process, using the SOI technology [14], or by using multiple-input floating-gate transistors [15].

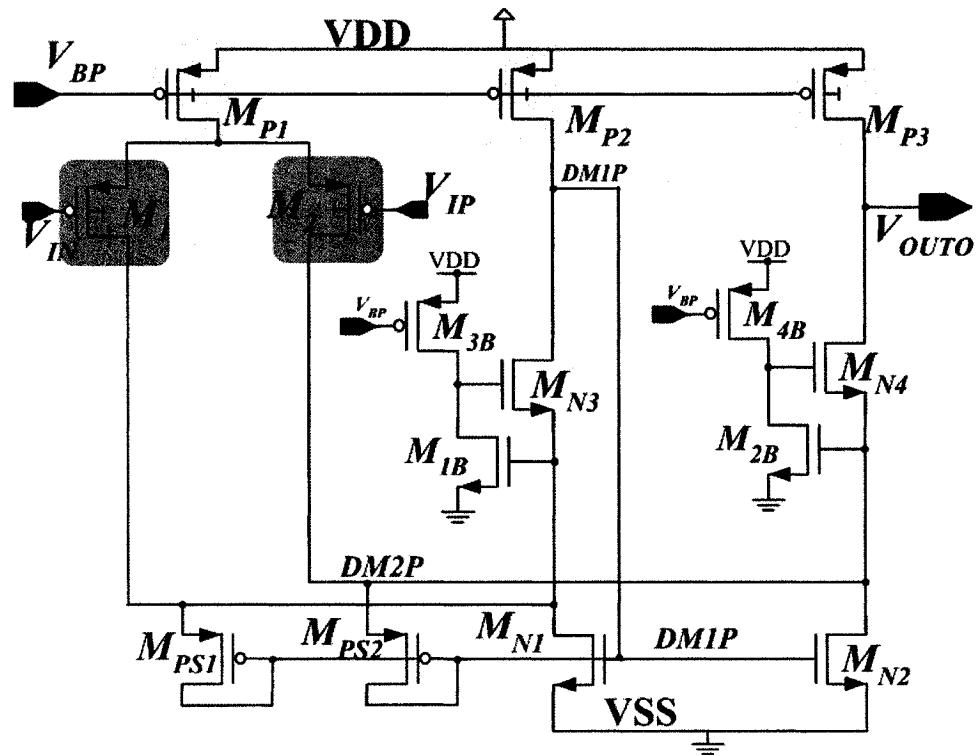
In this paper, novel class AB opamps for low-voltage, as well as low-power and low-noise applications have been fabricated and tested. The circuits make use of the DTMOS folded cascode differential input pairs to increase the input common mode range (ICMR). Standard Miller compensation is used for bandwidth enhancement. Section II describes the opamp architecture with a focus on the DTMOS transistor operation and measurements. Experimental results are reported along with the effectiveness of the proposed solution for the design of low-voltage low-power analog circuits.

II. LOW-VOLTAGE DTMOS BASED OPAMP

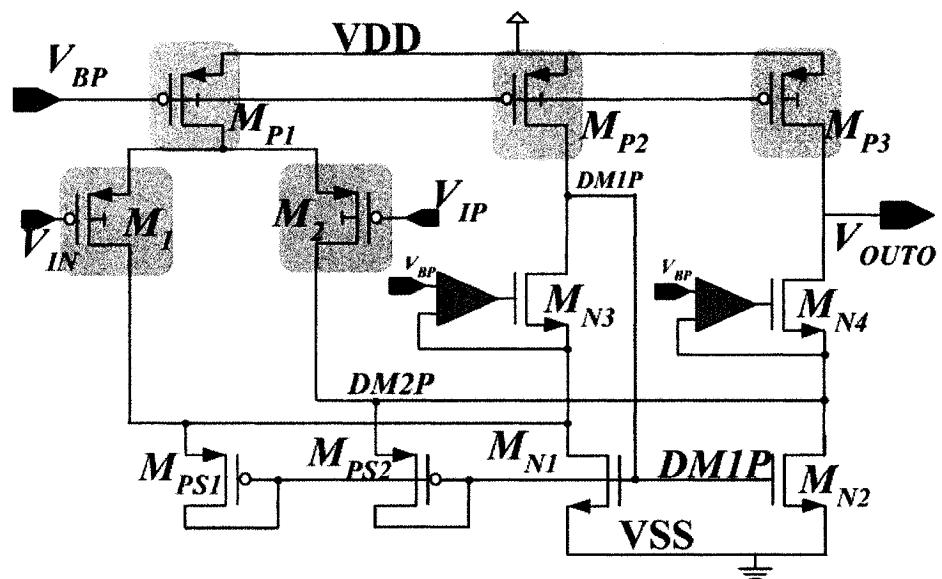
Various methods have been used to design opamps under low voltage operations. Table 4.1 gives a simplified overview of the methods used to overcome the main limitations when implementing 1-V opamp designs, along with their related performances. The proposed implementation makes use of DTMOS transistors. Matching of these transistors yields results twice that of their PMOS transistor counterparts. We achieved an average threshold voltage of -0.35 V for PMOS based DTMOS transistors, compared to -0.55 V for regular PMOS devices. Two versions of the proposed opamp (opamp-A and opamp-B) were implemented in a standard CMOS 0.18 μm CMOS process technology using the block diagram presented in Figure 4.1 (a).

The opamp consists of a differential input stage and a class AB output stage capable of driving an off chip resistive load of 10 k Ω in parallel with a capacitive load of 5 pF and (Figure 4.1 (a)). Biasing circuit consists of standard current source using a resistor and an NMOS transistor. A wide swing current mirror with high output impedance is used to produce bias voltages V_{BP} and V_{BN} as shown in Figure 4.1 (b), (c), and (d).





(b)



(c)

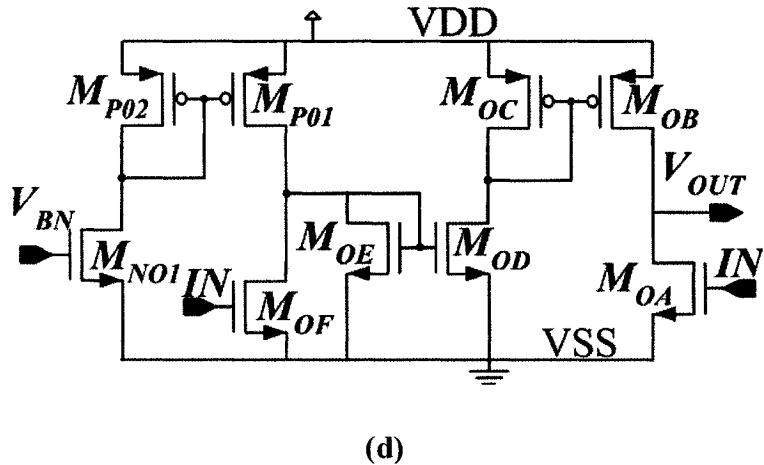


Figure 4.1 : Schematic of the DTMOS-based opamp: (a) block diagram, (b) differential input stage for opamp-A, (c) differential input stage for opamp-B, (d) class AB output stage.

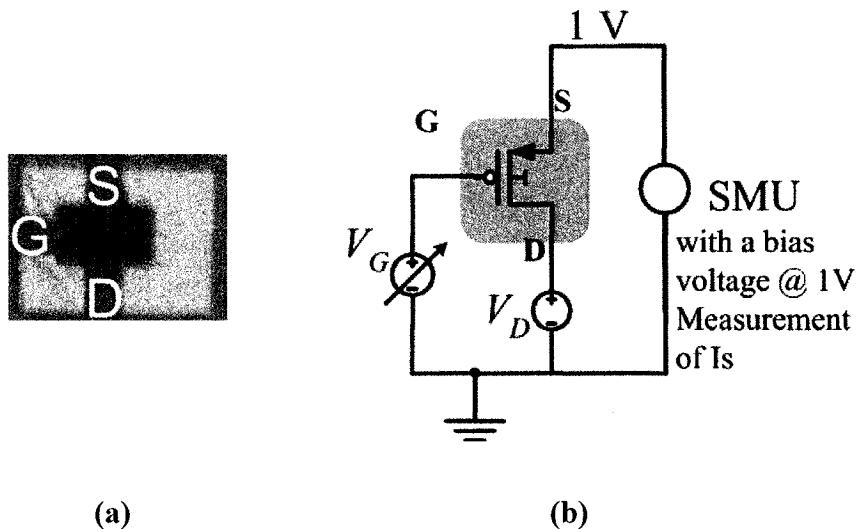
A. DTMOS transistor

A DTMOS transistor is a device whose gate is tied to its substrate. Therefore, the device can be seen either as a lateral bipolar PNP, or as PMOS with a dynamically regulated threshold. Consequently, the substrate voltage in DTMOS changes with the gate input voltage, and causes V_{th} to change accordingly as demonstrated in equation (4.1):

$$|V_{th,p}| = |V_{th0,p}| + \gamma_p \left(\sqrt{|2\Phi_F| + V_{BS}} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right) \quad (4.1)$$

where $V_{th0,p}$ is the zero bias threshold voltage, γ_p the bulk effect factor and Φ_F the Fermi potential. With the use of standard digital technology, we can only implement p-type

DTMOS as their n-well can be controlled. When the input voltage at the gate of a pseudo PMOS based DTMOS transistor is high, the transistor turns to the off-state, and it presents the same V_{th} , off-current (I_{off}), and sub-threshold slope as a regular PMOS (Figure 4.2 (a) and (b)). When the input voltage decreases, the transistor is in its on-state, and the bulk-to-source junction voltage (V_{BS}) is forward biased and thus reduces V_{th} of the DTMOS due to the body effect, resulting in higher source-drain current (I_{sd}) than that of regular PMOS. This phenomenon enables us to take advantage of the maximum input range, and makes the DTMOS a good choice for sub-threshold operation logic, without the need for any extra area [16], [17]. In addition, due to its gate-to-body tied structure, DTMOS operating in the sub-threshold region exhibit similar characteristics to a lateral bipolar PNP transistor, without requiring its relatively large base current to operate, and having lower flicker noise than a regular MOSFET [17].



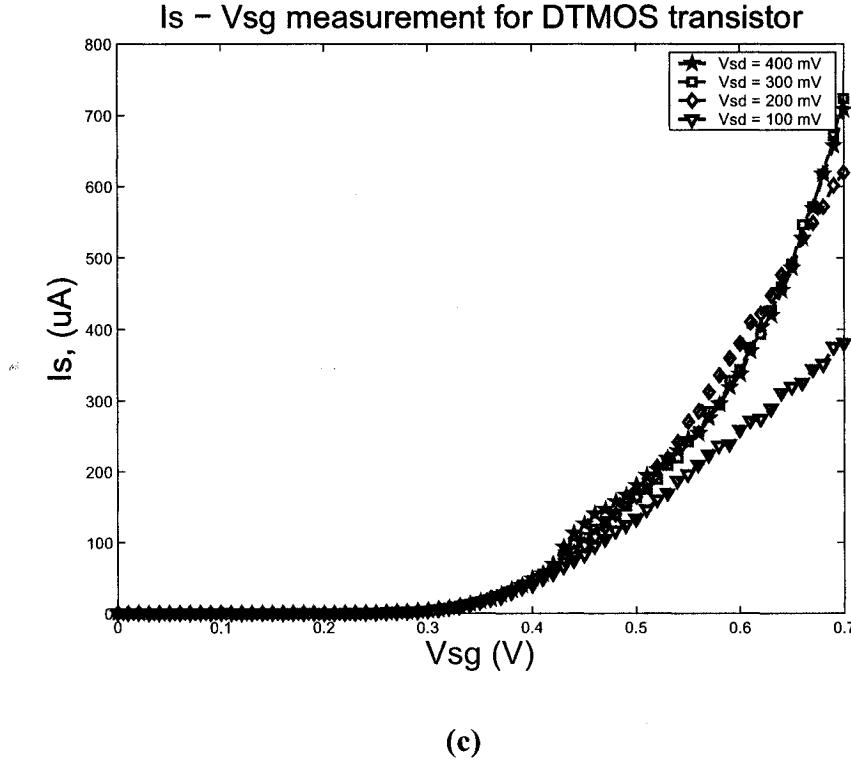


Figure 4.2 : DTMOS transistor: (a) micrograph of the device, (b) test bench used, (c) measured total source current against source-gate voltage for various source-drain voltage.

B. Input stage design

We recently proposed two folded cascode class AB opamp architectures [16], [17] which are illustrated in Figure 4.1 (b) and (c). Typically, PMOS threshold voltage is much larger than that of NMOS; consequently, to achieve 1-V operation or less, we used PMOS based DTMOS transistor pairs (M_1, M_2) in the differential input. In both proposed designs, input stage uses a folded cascode wide swing current mirror $M_{N1}-M_{N4}$. In addition, transistors M_{PS1} and M_{PS2} have been added to mitigate the slew-rate limitation of

the folded cascode configuration. When the opamp is slew-rate limited, these transistors prevent the drain of M_{N1} and M_{N2} from having large transients which change their small signal voltages to levels close to the positive power-supply voltage. DTMOS transistors M_{P1} – M_{P3} provide the required bias current for the differential input transistors and for the cascode current mirror. For the opamp-A, which is illustrated in Figure 4.1 (b), the usage of DTMOS differential pairs enables us to take advantage of the maximum input range, while having all transistors operating in the strong inversion region. Also, transistors M_{1B} , and M_{3B} (M_{2B} , and M_{4B}) are designed to provide adequate bias voltage to M_{N3} (M_{N4}) respectively. These transistors implement the gain boosting technique described in [18] for high DC gain enhancement.

The opamp-B circuit depicted in Figure 4.1 (c) has been optimized for biomedical applications, and is implemented to build the analog front-end part of a NIRS receiver of a multi-wavelength wireless brain oxymeter apparatus. The based DTMOS M_1 and M_2 devices of the input stage are operated between weak and moderate inversion regions. Such operation ensures transconductance efficiency (g_m / I_{SD}) for the lowest amount of input referred gate noise voltage at the minimum possible bias current. However, all other transistors are biased in the strong inversion region. Typically, CMOS transistors operating in sub-threshold are biased at very small drain currents (a few nano-amperes), but provide a limited gain-bandwidth (GBW). However, for CMOS transistors designed with large width-to-length (W/L) ratios, sub-threshold operation is possible at moderately large currents resulting in a lower input noise voltage and higher GBW product. The input devices M_1 and M_2 have a W/L ratio of 2733, to ensure sub-threshold voltage

operation under a bias current of $3.88\mu\text{A}$ per device. Furthermore, operational transconductance amplifiers (OTA) have been used to provide adequate bias voltages to M_{N3} and M_{N4} , and to enhance of small signal operation stability. Since the negative feedback needed to stabilize the active cascode devices M_{N3} (M_{N4}) in opamp-A is provided by transistors M_{1B} (M_{2B}) used in a common-source configuration, for M_{1B} (M_{2B}) to operate in their linear region, the minimum voltage at their gate should be higher than one threshold voltage; thus, for very low level signal amplitude, the feedback loop through M_{N3} (M_{N4}) becomes unstable. With the use of OTA in the feedback loop of active cascode devices M_{N3} (M_{N4}) in the opamp-B as depicted in Figure 4.1 (c), this requirement is no longer necessary. Consequently, opamp-B exhibits enhanced stability while processing signals with small amplitude.

C. Class AB output stage

The output stage is a key point in the design of low-voltage amplifiers since it greatly affects the final features of the amplifier itself. The low-voltage class AB output stage that we used is similar to the design reported in [19] and is shown in Figure 4.1 (d). The signal is split to the output by the output transistors M_{OA} , M_{OF} and current mirrors $M_{0E}-M_{0D}$ and $M_{0C}-M_{0B}$, which provide a low impedance signal path to the output. Quiescent current control is based on the current comparison performed at the drain of M_{P0I} .

III. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed opamps were fabricated in a standard $0.18\text{-}\mu\text{m}$ CMOS technology process with single poly, six metal, salicide and metal-to-metal (MiM) capacitors. Nominal values for the threshold voltages are approximately 0.47 V and -0.55 V for NMOS and PMOS transistors, respectively.

A. DTMOS measurements

A DTMOS device ($W/L = 72\text{ }\mu\text{m}/0.72\text{ }\mu\text{m}$) was fabricated and tested; its die micrograph is shown in Figure 4.2 (a). We have used the Keithley 236 Source-Measurement Unit (SMU), with the test setup as illustrated in Figure 4.2 (b), to measure the source current (I_S) against source-gate voltage (V_{SG}) for different values of the source-drain voltage (V_{SD}) of the DTMOS transistor (Figure 4.2 (c)). It is important to note that a large leakage current is generated for V_{SG} larger than 0.7 V , as the source-to-bulk pn junction diode becomes forward biased.

B. Opamps measurements

The die micrographs of the opamp-A and opamp-B using the input stage of the circuit presented in Figure 4.1 (b) and (Figure 4.1 (c)), are presented in Figure 4.3 and Figure 4.4 respectively. Measurements were taken using the Agilent 33250A function waveform generator and the Tektronix TDS7154 oscilloscope, with a 5 pF capacitive load in parallel with a $10\text{ k}\Omega$ load. The measured input and output common mode range voltages are 0.7 V and 0.9 V for opamp-A, and 0.6 V and 0.8 V for opamp-B respectively.

The measured transient results for a pulse input signal are shown in Figure 4.5 (a) for opamp-A (Figure 4.3) and in Figure 4.5 (c) for opamp-B (Figure 4.4); Figure 4.5 (b) and Figure 4.5 (d) depict the response to a $0.7 \text{ V}_{\text{P-P}}$ ($0.6 \text{ V}_{\text{P-P}}$) sinusoid input signal for the proposed opamp-A and opamp-B respectively.

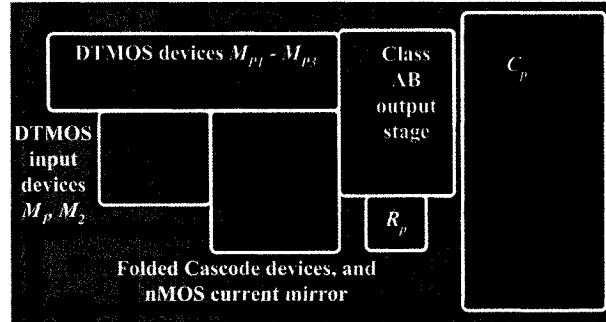


Figure 4.3 : Photomicrograph of the DTMOS based opamp-A.

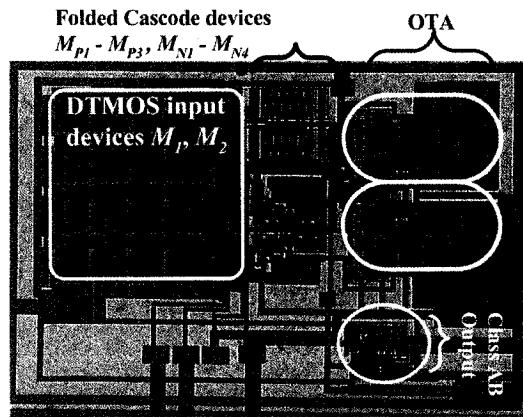
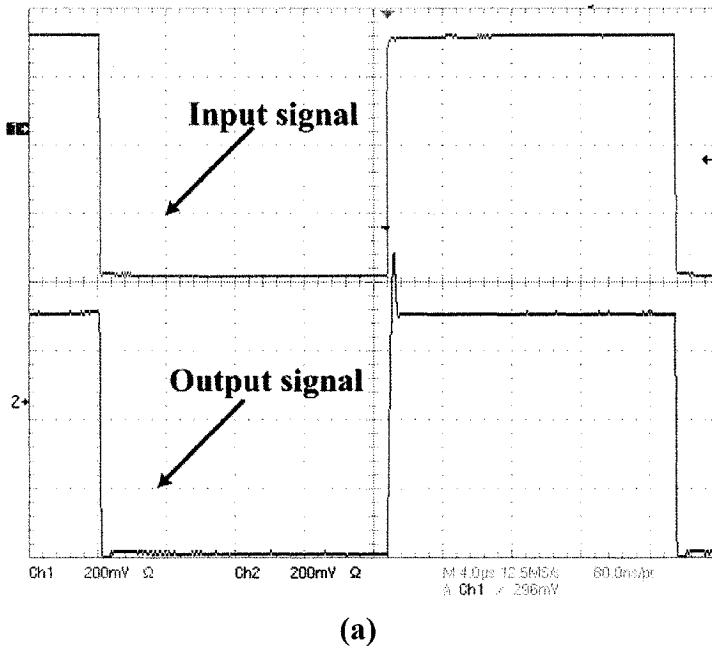


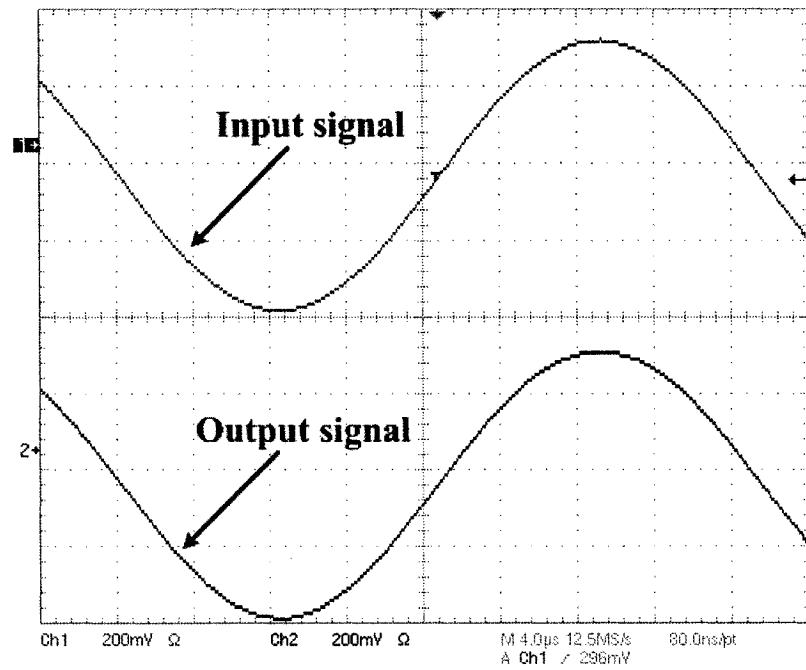
Figure 4.4 : Photomicrograph of the DTMOS based opamp-B.

For the opamp-A (Figure 4.3), the measured dc open loop gain is 50.1 dB with a GBW of 26.2 MHz, a CMRR of 78 dB, and power consumption of $550 \mu\text{W}$. Also, for the opamp-B (Figure 4.4), which has been optimized for biomedical applications, we measured a DC open loop gain of 53 dB, and a unity frequency of 1.3 MHz. The latter

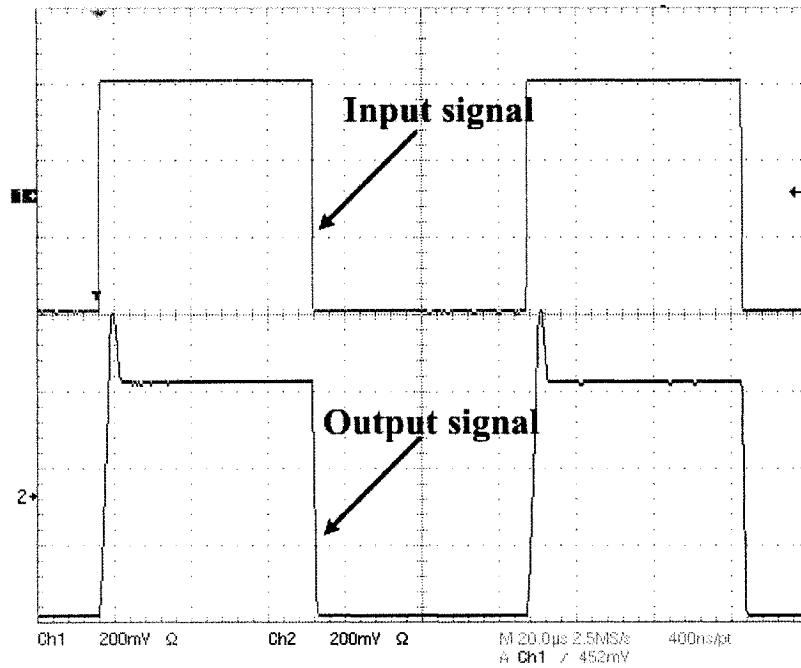
has a lower input referred noise of $107 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, with a power consumption of only $40 \mu\text{W}$.

The measured transient responses for a low amplitude pulse input signal of 100 mV_{P-P} are shown in Figure 4.6 (a) for opamp-A, where the use of gain boosted transistors $M_{IB}-M_{4B}$ introduced small oscillations, due to instability in the feedback loop through active cascode devices M_{N3} and M_{N4} as depicted in the graph of Figure 4.6 (a). The OTA used in the folded cascode at the input stage of opamp-B has enabled us to achieve higher stability when the inputs are processing a signal with small amplitude, as illustrated in Figure 4.6 (b). This ability for an opamp to linearly process small levels of input signal is a key requirement for the amplifier for modules of the analog front-end receiver as detailed in [17]. Moreover, Figure 4.7 (a) and Figure 4.7 (b) depict the DC transfers characteristic of opamp-A and opamp-B respectively.

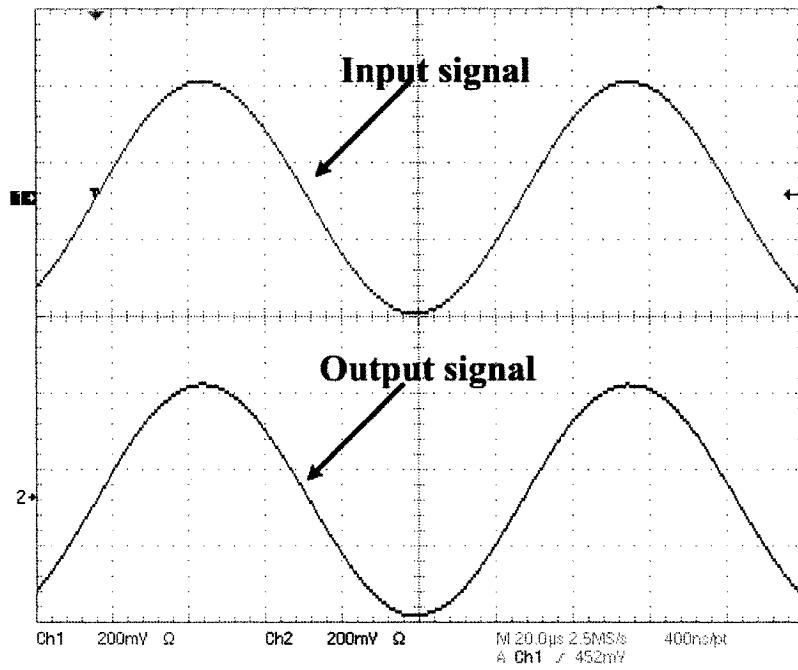




(b)

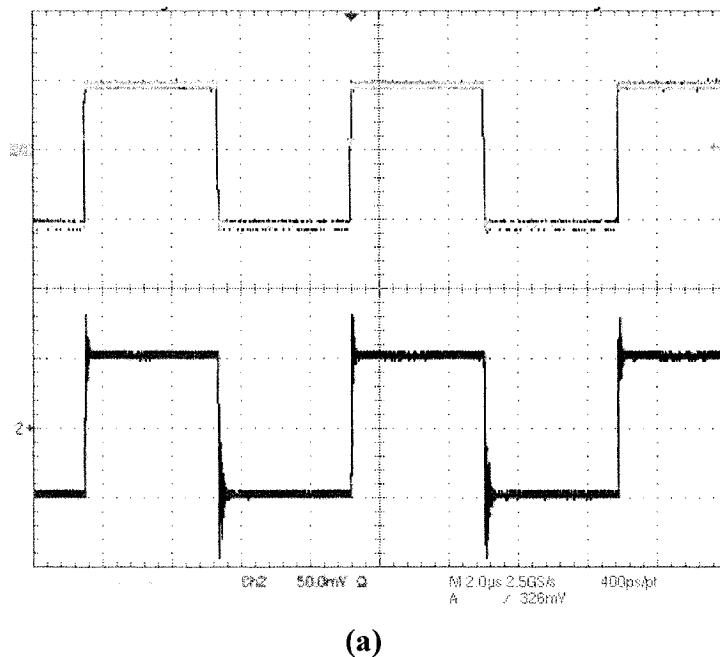


(c)

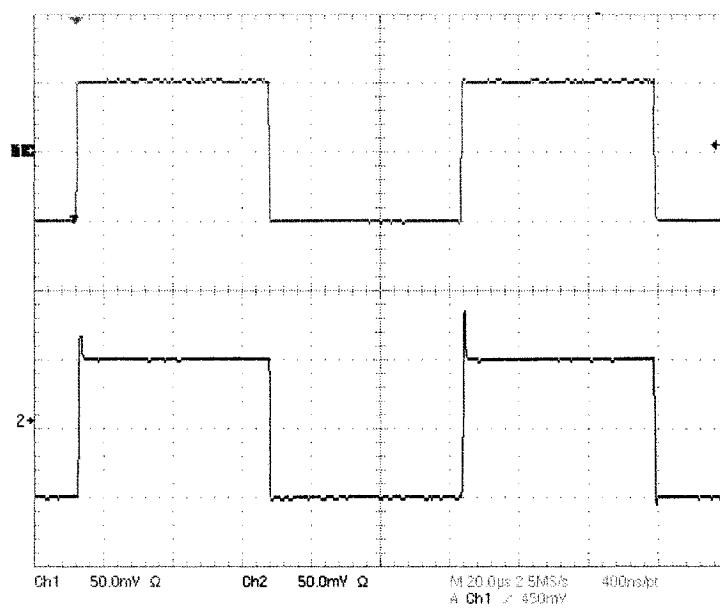


(d)

Figure 4.5 : Measured transient results: (a) step input response, and (b) sine response and with an input signal amplitude of 0.7 VP-P for opamp-A; (c) step input response and (d) sine response with an input signal amplitude of 0.6 VP-P for opamp-B.

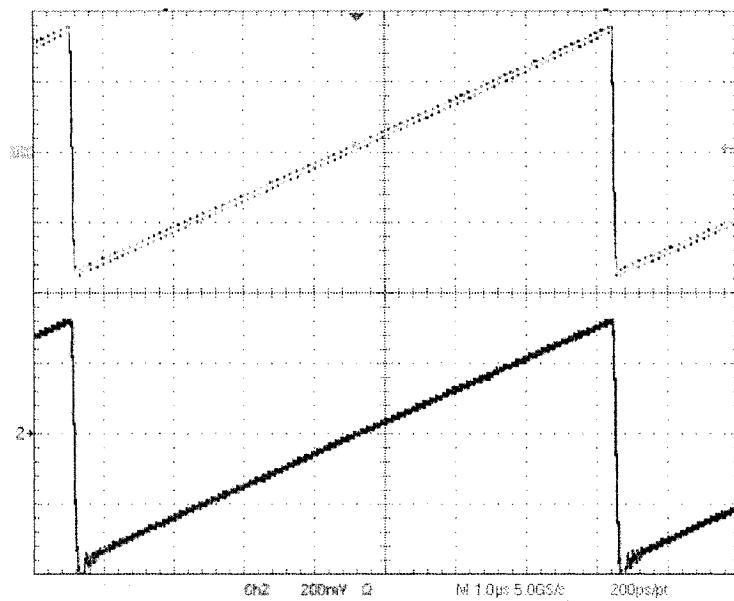


(a)

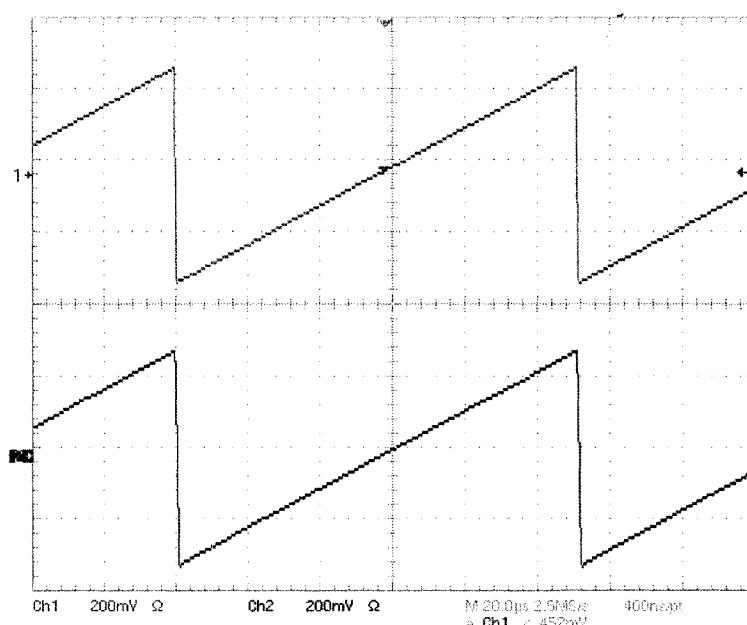


(b)

Figure 4.6 : Measured step response for an input signal with low amplitude (0.1 VP-P); upper: input signal, lower: output signal; (a) opamp-A, (b) opamp-B.



(a)

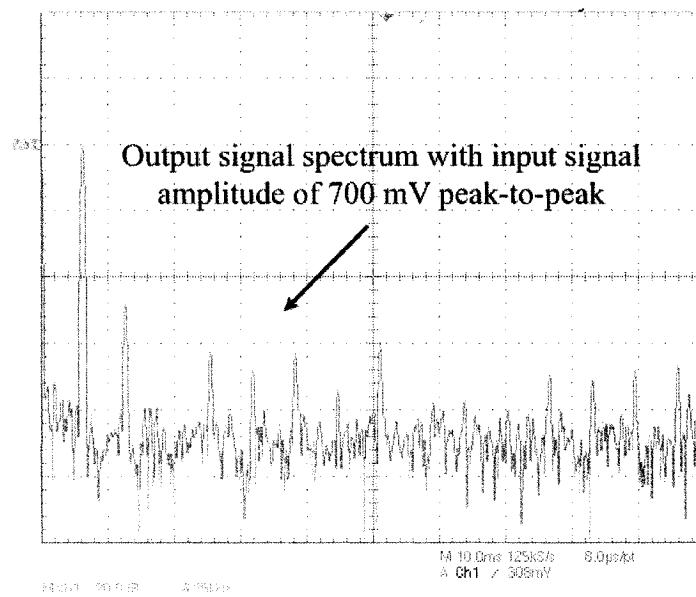


(b)

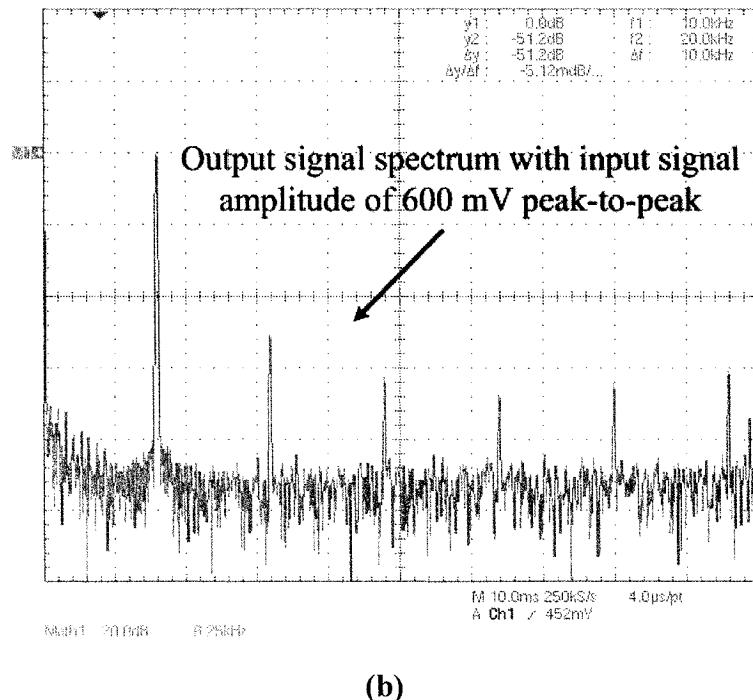
Figure 4.7 : Measured DC transfers characteristics; upper: input signal, lower: output signal: (a) Opamp-A, (b) Opamp-B.

C. *Harmonic Distortion Analysis*

With the use of a class AB output stage, it is important to outline how far the proposed opamps can dependably reproduce the signal applied at its input. Evaluation of the misshapen responses between the fundamental frequency at the input and at the output is done by calculating the harmonic and inter-modulation distortion levels between the sample data. An FFT analysis was performed, and the power spectral density of opamp-A (Figure 4.3) output signals are shown in Figure 4.8 (a), with an input sinusoidal signal frequency of 4.0 kHz, and an amplitude of 0.7 V_{P-P}. Figure 4.8 (b) depicts the measured output signal spectrum of the opamp-B (Figure 4.4) with an input sinusoidal signal frequency of 20 kHz and an amplitude of 0.6 V_{P-P}.



(a)



(b)

Figure 4.8 : Measured output spectrum: (a) Opamp-A with a sine input signal amplitude of 0.7 VP-P, (b) Opamp-B with a sine input signal amplitude of 0.6 VP-P.

IV. CONCLUSION

A novel opamp architecture was reported along with its experimental measurements. Two versions of this opamp were fabricated for 1-V applications using DTMOS transistor under standard 0.18- μ m CMOS process technology. Measurements show that the use of dynamic threshold PMOS transistors permits implementation of analog circuits at low supply voltage. For the first design (opamp-A), the circuit operates with a power supply as low as 1-V, while providing a DC open loop gain of 50.1 dB and a GBW of 26.2 MHz, under a load condition of 5 pF and 10 k Ω . This opamp consumes

550 μ W of power. Applications of this circuit could extend from sample-data systems to switched-capacitor filters and data converters, to name just a few. However, the second design (opamp-B) exhibits low power consumption of 40 μ W, while presenting a DC open loop gain of 53 dB, a GBW of 1.3 MHz, and an input referred noise of 107 nV/\sqrt{Hz} at 1 kHz. These features were measured under the same load condition than the opamp-A. Opamp-B was design to be used in the analog front-end part of a NIRS receiver of a multi-wavelength wireless brain oxymeter apparatus.

V. ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to acknowledge the financial support of the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada (NSERC), the Microelectronics Strategic Alliance of Quebec (ReSMiQ), and CMC Microsystems.

Tableau 4.1 : Trends in Low-Voltage CMOS opamp.

Method	Authors	Technology	V_{DD} (V)	DC gain (dB)	GBW (MHz)	Load C_L = load capacitor	Input / output range (V)	Power (μ W)
Multiple input floating gate	Ramírez-Angulo et. al [15]	0.8 μ m CMOS	1.2	-	5	50 pF	1.2 1.2	-
Bulk driven	Blalock et. al [3]	2 μ m CMOS	1	48	1.3	22 pF	- 0.96	300
	Grech et. al [5]	0.35 μ m CMOS	1 or less	63 - 70	0.371 - 0.450	0.5 pF	0.7	3.5 - 5

Method	Authors	Technology	V _{DD} (V)	DC gain (dB)	GBW (MHz)	Load C _L = load capacitor	Input / output range (V)	Power (μW)
Current driven bulk	Lehmann et. al [4]	0.5 μm CMOS	1 or less	62 - 69	2	20 pF	0.65 0.35-0.75	40
Common mode Level Shifting	Duque-Carrillo et. al [7]	1.2 μm CMOS	1	70.5 - 87	1.9 - 2.1	15 pF		208 - 410
	Lee [8]	1.2 μm CMOS	1	58	2.2	20 pF	0.56 0.8	400
	Ramírez-Angulo et. al [9]	0.8 μm CMOS	1.2	-	13	10 pF	1 1	70
	Schlogl et. al [10]	0.12 μm CMOS	1.4 or less	63.5 - 80	12.23 - 20.5	10 pF 750 kΩ	0.9 1.1	610 or less
	Cheung et. al [11]	0.35 μm CMOS	1	65	80	1 pF	0.4	300
	Karthikeyan et. al [12]	1.2 μm CMOS	1	2		20 pF	- 0.7	80
This work	Opamp-A	0.18 μm CMOS	1	50	26.2	5 pF 10 kΩ	0.7 0.9	550
	Opamp-B	0.18 μm CMOS	1	53	1.3	5 pF 10 kΩ	0.6 0.8	10

REFERENCES

- [1] Semiconductor Industry Association (SIA), International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS), 2004 Update.
- [2] C. Hu, "Future CMOS Scaling and reliability," *Proc. IEEE*, vol. 81, pp. 682-689, May 1993.

- [3] B. J. Blalock, P. E. Allen, and G. A. Rincon-Mora, "Designing 1-V Op Amps Using Standard Digital CMOS Technology," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol 45, no. 7, pp 769-780, Jul. 1998.
- [4] T. Lehmann, and M. Cassia, "1-V Power Supply CMOS Cascode Amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1082-1086, Jul. 2001.
- [5] I. Grech, et al., "A Low Voltage Wide-Input-Range Bulk-Input CMOS OTA," *Analog Integrated Circuits and Signal Process.*, vol. 43, no 2, pp. 127-136, May 2005.
- [6] C. J. B. Fayomi, M. Sawan, and G. W. Roberts, "Reliable Circuit Techniques for Low-Voltage Analog Design in Deep Submicron Standard CMOS: A Tutorial," *Analog Integrated Circuits and Signal Process.*, vol. 39, pp. 21 - 38, Apr. 2004.
- [7] J. F. Duque-Carrillo, et al., "1-V rail-to-rail operational amplifiers in standard CMOS technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 33-44, Jan. 2000.
- [8] E. K. F. Lee, "Low-Voltage Opamp Design and Differential Difference Amplifier Design Using Linear Transconductor with Resistor Input," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol 47, no. 8, pp 776-778, Aug. 2000.
- [9] J. Ramírez-Angulo, et al., "Low-Voltage CMOS Operational Amplifiers with Wide Input–Output Swing Based on a Novel Scheme," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol 47, no. 5, pp 772-774, May 2000.
- [10] F. Schlogl, and H. Zimmermann, "Low-voltage operational amplifier in 0.12 μ m digital CMOS technology," *IEE Proc .Circuits, Devices Syst.*, vol. 151, no. 5, pp. 395-398, Oct. 2004.

- [11] V. S. L. Cheung, et al., “A 1-V 3.5-mW CMOS Switched-Opamp Quadrature IF Circuitry for Bluetooth Receivers,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 5, pp. 805 -816, May 2003.
- [12] S. Karthikeyan, et al., “Design of Low-Voltage Front-End Interface for Switched-Opamp Circuits,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol 48, no. 7, pp 722-726, Jul. 2001.
- [13] F. Assaderaghi, et al., “A dynamic threshold voltage MOSFET (DTMOS) for ultra-low voltage operation,” *Proc. IEEE Tech. Dig. Electron. Dev.*, pp. 809 - 812, Dec. 1994.
- [14] B. K. James, and L. Shih-Chia, “*Low-Voltage SOI CMOS VLSI Devices and circuits*,” New York, Wiley 2001.
- [15] J. Ramírez-Angulo, et al., “Low-Voltage CMOS Op-Amp with Rail-to-Rail Input and Output Signal Swing for Continuous-Time Signal Processing Using Multiple-Input Floating-Gate Transistors,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol 48, no. 1, pp 111-116, Jan. 2001.
- [16] H. F. Achigui; C. J. B. Fayomi, and M. Sawan “A DTMOS-based 1 V opamp,” *Proc. Int. IEEE ICECS Conf.*, vol. 1, pp. 252–255, Dec. 2003.
- [17] H. F. Achigui; C. J. B. Fayomi, and M. Sawan, “A 1 V Low Power, Low Noise DTMOS based Class AB Opamp,” *Proc. Int. IEEE-NEWCAS Conf.*, pp 84-87, Jun. 2005.
- [18] K. Bult, and G. Geelen, “A fast settling CMOS Op Amp for SC circuits with 90 dB DC gain,” *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 1379 -1384, Dec. 1990.

- [19] F. Silveira, and D. Flandre, “Analysis and design of a family of low-power class AB operational amplifiers,” *Proc. IEEE Int. Symp. Circuit Syst*, pp. 94-99, 2000.

Dans la section précédente, nous avons développé et validé expérimentalement le fonctionnement d'une nouvelle architecture qui permet la réalisation d'amplificateurs opérationnels qui fonctionnent à des tensions d'alimentation aussi basse que 1-V.

Par la suite nous avons implémenté des versions complètement différentielles d'amplificateurs qui nous permettront d'offrir au récepteur frontal une meilleure immunité aux bruits et artéfacts. Nous avons également réalisé une version complètement balancée d'un préamplificateur devant être utilisé pour piloter les entrées différentielles des modules analogiques qui font la conversion des signaux analogiques à numériques. Nous présentons une revue plus détaillée de la technique de conception ainsi que des résultats obtenus dans un article de revue qui a été soumis pour publication à *SPRINGER Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing*.

4.3 Résumé en français de l'article de revue no. 2

Nous avons réalisé une nouvelle architecture complètement différentielle d'amplificateur opérationnel de classe AB ainsi qu'une nouvelle architecture de préamplificateur complètement balancé et différentiel en faisant l'usage des transistors MOSFET ayant une tension de seuil dynamique (DTMOS). Les transistors DTMOS réalisés à partir des transistors PMOS ordinaires sont utilisés dans la paire différentielle d'entrée et permettent de maximiser la plage dynamique de la tension d'entrée commune (ICMR - input common-mode range). Ces deux circuits ont été fabriqués en utilisant le

procédé de fabrication TSMC CMOS 0.18 μm CMOS. L'amplificateur complètement différentiel de classe AB est utilisé pour améliorer les performances de bruit des circuits à capacités commutés ayant une très grande précision et opérant avec des tensions d'alimentation réduite. Le préamplificateur quant à lui est implémenté pour alimenter les entrées différentielles des convertisseurs des signaux analogiques à numériques utilisés dans les modules analogiques du récepteur frontal de signaux proche infrarouge par spectroréflectométrie (NIRS) de l'instrument de mesure des variations des concentrations d'oxygène. La puissance consommée par le préamplificateur est de 80 μW uniquement. La tension d'alimentation minimale d'opération peut atteindre 0.8V.

4.4 1 V Fully Balanced Differential Amplifiers:

Implementation and Experimental Results (article de revue no. 2)

1 V Fully Balanced Differential Amplifiers: Implementation and Experimental Results

Herve F. Achigui¹, Mohamad Sawan¹, and Christian J. B. Fayomi²

¹Polystim Neurotechnologies Laboratory, Electrical Engineering Department

Ecole Polytechnique de Montréal, Québec, Canada

² Computer Science Department, Université du Québec à Montréal

Springer Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing

Status: Submitted on December 2005

ABSTRACT

We report a novel low voltage fully differential class AB operational amplifier and a fully balanced preamplifier, which are based on Dynamic Threshold voltage MOSFET (DTMOS) transistors. Pseudo P type DTMOS transistors are used to enhance the differential input common-mode range. The proposed circuits were fabricated using standard CMOS 0.18 μ m CMOS process technology. The fully differential class AB amplifier is implemented to enhance the noise performance of low voltage high precision switched capacitor circuits, the fully balanced preamplifier is implemented to drive the differential inputs of the analog to digital converter used in the analog front-end of a near-infrared spectrophotometry (NIRS) receiver of a multi-wavelength wireless brain oximeter apparatus. The power consumption of the proposed preamplifier is only 80 μ W. The minimum experimental supply voltage is roughly 0.8 V.

Key Words: DTMOS transistor, preamplifier, operational amplifier, low voltage circuits, fully differential, CMOS process.

I. INTRODUCTION

INCREASING demand for high performance, battery powered portable and handheld electronic devices with reduced size and weight, having a longer period of operation without replacing or charging the battery, has been the motivation towards lowering supply voltages and power consumption in mixed signal integrated circuits (IC). As technology feature size continues to scale down to the nanometre range, the supply voltage of mixed signal ICs must be reduced as well. This reduction in the supply voltage primarily affects the performance of analog circuits in terms of speed, linearity, dynamic range, noise, gain and bandwidth. Several design techniques have been proposed to circumvent these limitations and implement circuits capable of operating under supply voltage as low as 1 V, and have been presented and reviewed in previous works.

For high performance linear integrated circuits, fully differential architectures are becoming popular, especially in data acquisitions systems where they are used to provide the following stages with signal amplification and filtering, since a low pass active filter can easily be created by adding capacitors in the feedback path. In addition, they provide excellent impedance matching, as required at the input of high speed data converter systems. Fully differential circuits' structures provide a better immunity to common mode noise, as well as to power supply noise. They exhibit larger output signal swing due to the phase shift between the differential outputs, and reduced harmonic distortion. They

have improved dynamic range in comparison to their single ended counterparts. Differential amplifiers are mostly used for high common-mode rejection ratio (CMRR) and power supply rejection ratio (PSRR), and to enhance the performance of switched capacitors systems-based applications, as they provide higher rejection capabilities to clock feed-through charge injection errors. Class AB output stages have been adopted, since they enable the operational amplifier (opamp) to maximize the output swing under low voltage and low power operation.

In this paper, a novel DTMOS-based Class AB fully differential opamp circuit, and a fully balanced preamplifier based on a modified version of a single ended opamp and preamplifier, have been fabricated and tested for low voltage applications. The fully differential opamp circuit makes use of the DTMOS folded cascode differential input pairs to increase the input common mode range (ICMR), followed by class AB output stages. Standard Miller compensation is used for bandwidth enhancement. The fully balanced preamplifier is made of modified dual inputs of single ended preamplifiers. The experimental results are reported, along with the effectiveness of the proposed circuits, which verify the operation of the common mode feedback circuit dedicated to the design of low-voltage low-power analog circuits.

II. FULLY DIFFERENTIAL CLASS AB OPAMP DESIGN

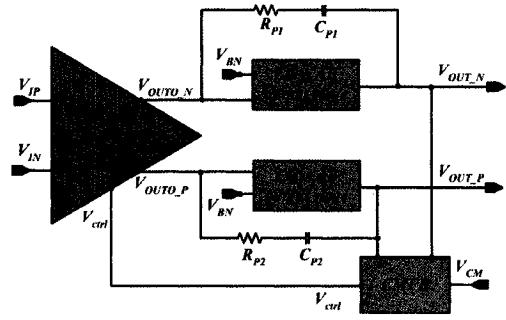
The proposed implementation makes use of DTMOS transistors for low voltage operation. Matching these transistors yields results which are nearly twice that of their PMOS transistor counterparts. More details on the operation of DTMOS transistors have

been presented in our previous work. The fully differential class AB opamp is the fully differential version of the single ended folded cascode class AB opamp presented in [1], and consists of differential input stages followed by class AB output stages capable of driving off chip resistive load, and a common mode feedback circuit as illustrated in the block diagram of Figure 4.9 (a). The biasing circuit consists of a standard current source using a resistor and an NMOS transistor. A wide swing current mirror with high output impedance is used to produce bias voltages V_{BP} and V_{BN} as shown in Figure 4.9 (a), Figure 4.9 (b), and Figure 4.10 (b). DTMOS transistors M_{P1} – M_{P3} provide the required bias current for the differential input transistors and cascode current mirror. The common mode feedback voltage, V_{ctrl} , is used to bias M_{N1} and M_{N2} , so that the output common mode voltage remains the same. Transistors M_{PS1} and M_{PS2} (Figure 4.9 (b)) have been added to enhance the slew-rate limitation of the folded cascode configuration. When the opamp is slew-rate limited, these transistors prevent the drain of M_{N1} and M_{N2} from having large transients, which would change their small signal voltages to levels close to the positive power-supply voltage.

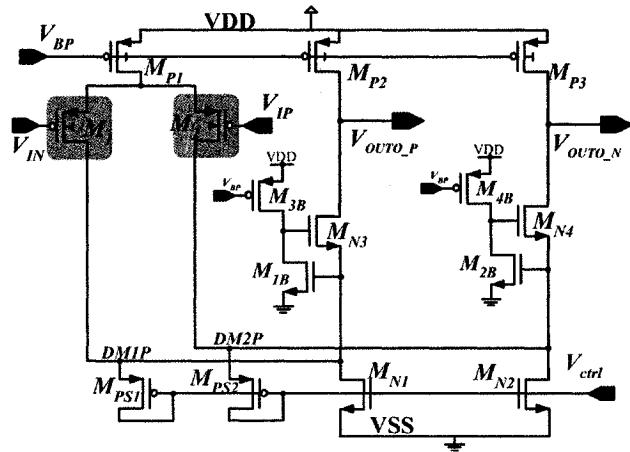
We recently proposed a folded cascode class AB opamp architecture [1], which has been modified to form the fully differential version illustrated in Figure 4.9 (b), as well as the class AB output stage depicted in Figure 4.1 (d). Typically, PMOS threshold voltage is much larger than that of NMOS; consequently, to achieve 1-V operation or less, we used PMOS based DTMOS transistor pairs (M_1 , M_2) in the differential input, which enables us to take advantage of the maximum input range, while having all transistors operating in the strong inversion region.

A. Common mode feedback circuit design

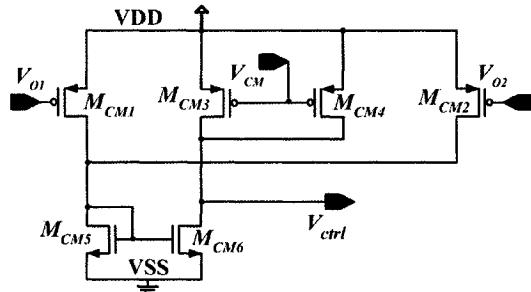
The continuous time common mode feedback (CMFB) circuit presented in Figure 4.9 (c), has been adopted from [2], and is fully operational under 1-V supply voltage. This circuit enables the opamp to have excellent linearity and large sensitivity to common mode (CM) voltage. The CMFB circuit is used to sense the CM output voltage, $V_{o, CM}$, and its output voltage, V_{ctrl} , is used to bias the amplifier and to adjust the DC current of the transistors M_{N1} and M_{N2} of the differential input stage, so that the output common mode voltage is maintained at a specific DC level. The voltage V_{CM} is the preset DC level. In the proposed CMFB circuit, two differential pairs (M_{CM1} , M_{CM3}) and (M_{CM2} , M_{CM4}) sum their currents into current mirror loads M_{CM5} and M_{CM6} . The CM voltage is held constant at a reference potential $V_{CM} = (V_{DD} + V_{SS})/2$ in order to maximize the output signal swing. The CMFB determines the CM output voltage $V_{o, CM} = (V_{O1} + V_{O2})/2$, which is subtracted from V_{CM} . Changes in the drain current of M_{CM1} ($I_{d, M_{CM1}}$) and M_{CM2} ($I_{d, M_{CM2}}$) caused by changes in $V_{o, CM}$, are balanced by corresponding changes in the drain current of M_{CM3} ($I_{d, M_{CM3}}$) and M_{CM4} ($I_{d, M_{CM4}}$), and the output voltage (V_{ctrl}) changes correspondingly until a new balance is reached.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.9: Schematic of the DTMOS-based fully differential class AB opamp:
 (a) block scheme, (b) fully differential input stage, (c) common mode feedback circuit.

III. FULLY BALANCED PREAMPLIFIER DESIGN

Fully balanced architectures have been widely used in audio systems, since their balanced nature leads to better power supply rejection, increased output dynamic range and reduced harmonic distortion. The circuit architecture shown in Figure 4.10 (a) is based on the single ended preamplifiers described in [3], which have been modified by splitting the input stage into two matched parts to form the two dual input amplifiers. Also, two matched dual resistors R are needed to close the CMFB loop at the output [4]. The proposed circuit does not require a CMFB circuit, and the CM output is defined by the symmetry axes. The schematic of one of the dual inputs single ended preamplifiers used to form the fully balanced and symmetric preamplifier is depicted in Figure 4.10 (b). Its power consumption and noise performances have been optimized for biomedical applications, and is implemented to properly drive the differential analog-to-digital (ADC) inputs of the analog front-end of a near infrared spectrophotometry (NIRS) receiver of a multi-wavelength wireless brain oximeter apparatus.

Input devices, PMOS based DTMOS M_{11} , M_{21} , M_{12} , and M_{22} , are operated between weak and moderate inversions to ensure transconductance efficiency (g_m / I_D) for the lowest amount of input referred gate noise voltage at the minimum possible bias current. M_{P1} - M_{P4} , M_{F21} , and M_{F22} are DTMOS transistors. Also, transistors M_{F11} , M_{F12} , M_{F21} , and M_{F22} implement the flipped voltage follower cell as described in [5], which provides the differential input pairs with adaptive biasing, high linearity, and a significantly enhanced slew rate and bandwidth. The input devices M_{11} , M_{21} , M_{12} , and

M_{22} have a W/L ratio of 984/0.72 each, to ensure sub-threshold voltage operation under a relatively large bias current of 4 μ A per device, for lower input noise voltage and higher GBW product enhancement.

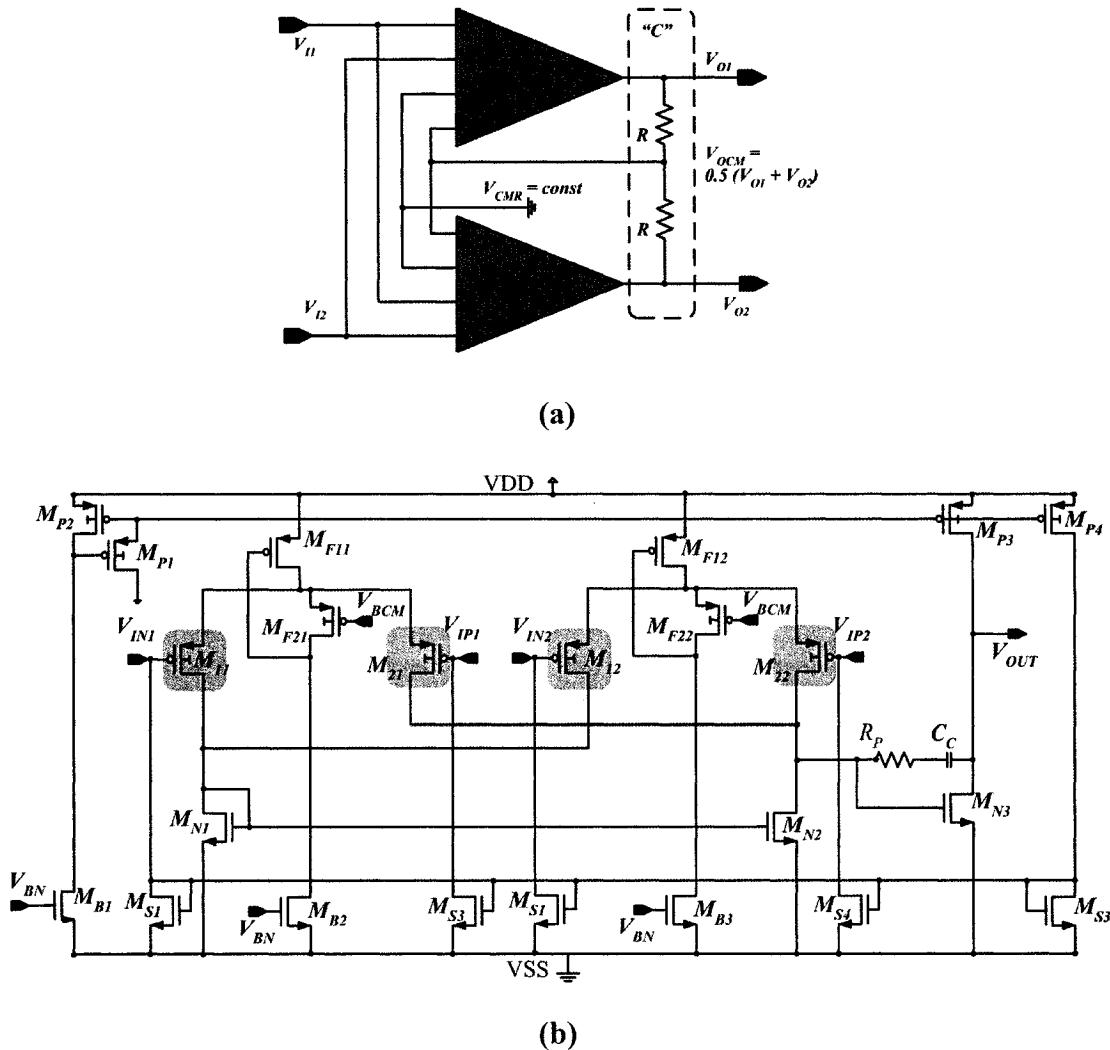


Figure 4.10: Schematic of the DTMOS-based fully balanced preamp: (a) block architecture, (b) schematic of one dual input DTMOS-based single ended preamplifier.

IV. MEASUREMENT RESULTS

The proposed circuits were fabricated in a standard 0.18- μm CMOS technology process with single poly, six metal, salicide and metal-to-metal (MiM) capacitors. Nominal values for the threshold voltages are approximately 0.47 V and -0.55 V for NMOS and PMOS transistors respectively. Measurements were taken using the Agilent 33250A function waveform generator and the Tektronix TDS7154 oscilloscope, with a 5 pF capacitive load in parallel with a 10 k Ω resistive load for the fully differential opamp, and a 5 pF capacitive load for the fully balanced preamplifier. All measurements were made single-endedly.

The die micrograph of the DTMOS-based class AB fully differential opamp is presented in Figure 4.11 (a). The measured transient results for a 0.6 V_{P-P} pulse input signal is shown in Figure 4.12 (a). The rising-time and falling-time for the proposed opamp are 12 ns and 14 ns respectively. The measured DC open loop gain is 50 dB with a GBW of 26 MHz, and the total power consumption for the circuit is 750 μW .

For the fully balanced OTA preamp, the die micrograph is presented in Figure 4.11 (b). The measured transient results for a 0.7 V_{P-P} pulse input signal is shown in Figure 4.12 (b). The rising-time and falling-time for the proposed preamplifier are 114ns and 131 ns respectively. The latter has a lower power consumption of only 80 μW , and its has been optimized for biomedical applications, to be used as preamplifier, and antialias filter for signal conditioning of the ADC with a differential input used in the front end of the NIRS receiver.

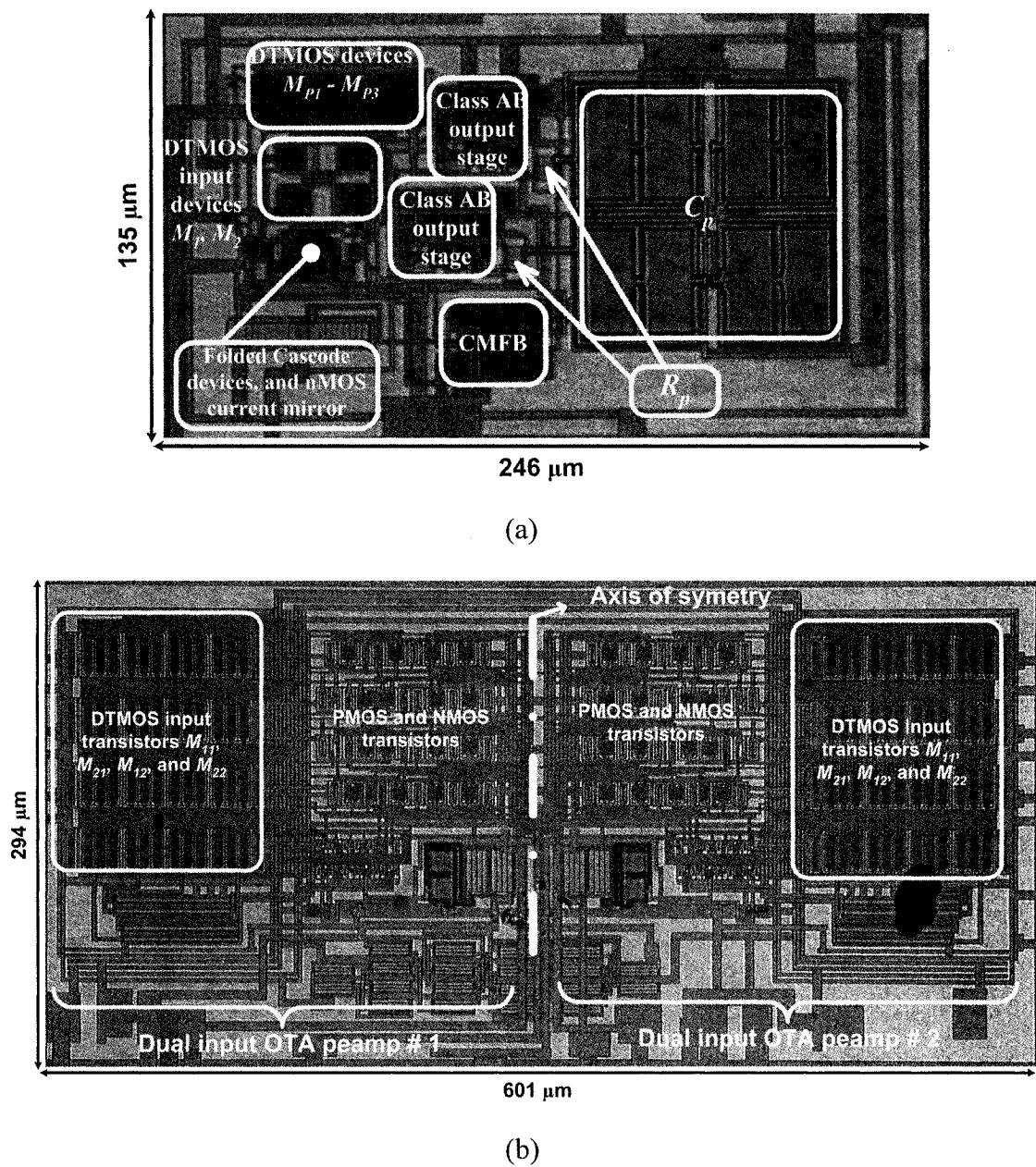


Figure 4.11: Photomicrograph of proposed DTMOS based circuits: (a) fully differential class AB opamp, (b) fully balanced preamplifier.

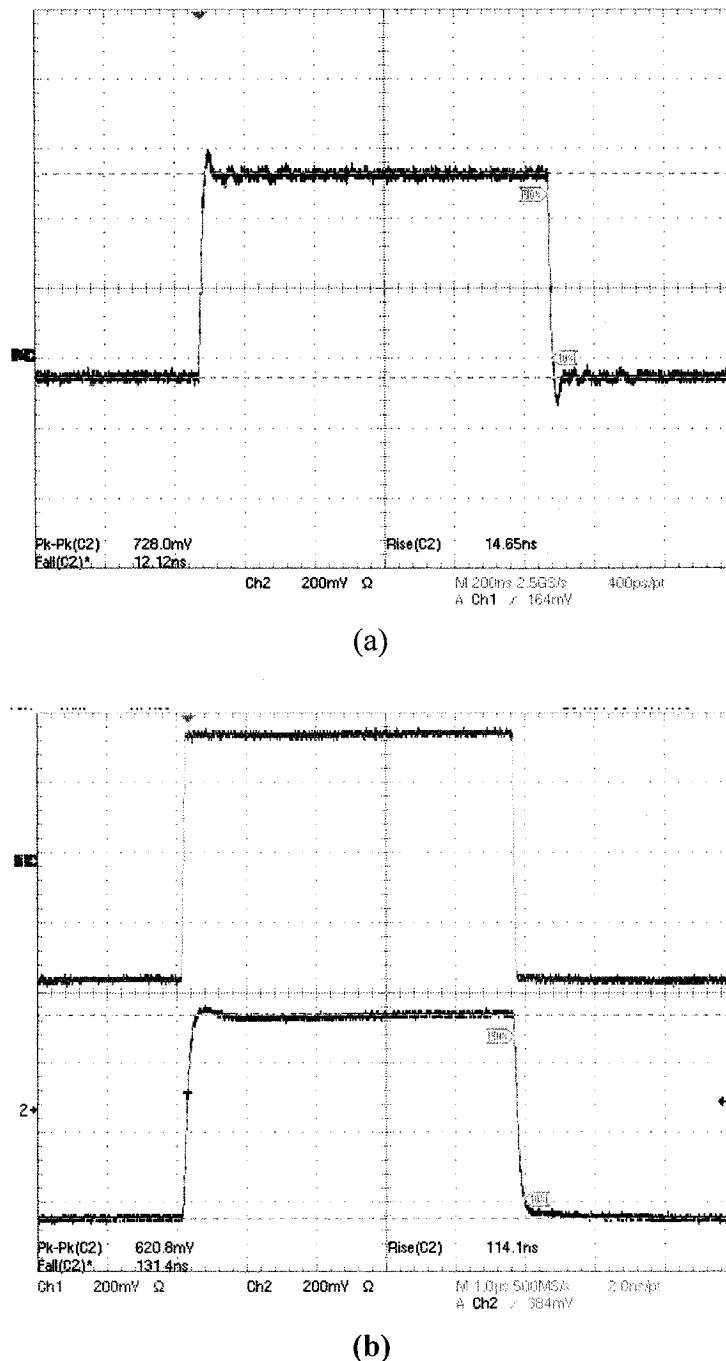


Figure 4.12: Measured transient results: (a) fully differential class AB opamp step input response, (b) step input response of the fully balanced preamplifier.

V. CONCLUSION

Novel DTMOS-based fully differential opamp and fully balanced preamplifier architectures were reported along with their experimental measurements. These circuits were fabricated and tested for 1-V applications under standard 0.18- μ m CMOS process technology. The proposed circuits work and exhibit good linearity for supply voltage as low as 0.8 V. Application for the fully differential class AB opamp circuit should extend from sample-data systems to switched-capacitor filters and data converters. Meanwhile, the fully balanced circuit is implemented to accurately drive the differential ADC inputs used in the analog front-end part of a near infrared spectroreflectometry (NIRS) receiver of a multi-wavelength wireless brain oxymeter apparatus.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to acknowledge the financial support of the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada (NSERC), the Microelectronics Strategic Alliance of Quebec (ReSMiQ), and CMC Microsystems.

REFERENCES

- [1] H. F. Achigui, C. J. B. Fayomi, and M. Sawan, “1 V DTMOS Based Class AB Operational Amplifier: Implementation and Experimental Results,” *Submitted to IEEE J. Solid-State Circuits*, Oct. 2005.

- [2] S. Mallya, and J. H. Nevin, “Design procedures for a fully differential folded-cascode CMOS operational amplifier,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 6, pp. 1737-1740, Dec. 1989.
- [3] H. F. Achigui, M. Sawan, and C. J. B. Fayomi, “A 1 V low power, low noise DTMOS based NIRS front-end receiver,” in *Proc. IIIS WMSCI conf.*, vol. 6, pp. 56-59, Jul. 2005.
- [4] Z. Czarnul, et al., “Design of fully balanced analog systems based on ordinary and/or modified single-ended opamps,” *Trans. IEICE*, vol. E82-A, no. 2, pp. 256-270, Feb. 1999.
- [5] A. J. López-Martín, A. Carlosena, and J. Ramirez-Angulo “Very Low Voltage MOS Translinear Loops Based on Flipped Voltage Followers”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 40, no. 1, pp. 71-74, Jul. 2004.

Dans ce chapitre, nous avons développé et vérifié expérimentalement le fonctionnement des nouvelles architectures qui permettent non seulement la réalisation d'amplificateurs opérationnels, mais aussi des amplificateurs complètement différentiels, ainsi que des préamplificateurs complètement balancés qui fonctionnent à des tensions d'alimentation aussi basse que 1-V. Tous ces circuits ont été fabriqués et validés expérimentalement nous permettant ainsi de confirmer que cette technique offre le meilleur compromis pour des applications qui nécessitent non seulement de très faibles consommations de puissance mais également un niveau de bruit d'entrée très bas.

Chapitre 5

RÉCEPTEUR DE SIGNAUX PROCHE INFRAROUGE

La conception des circuits analogiques qui offre l'avantage de fonctionner avec de très faibles tensions d'alimentation tout en ayant un niveau de bruit très faible et une faible consommation de puissance reste toujours un défi pour les applications biomédicales. Partant d'une exploration des techniques existantes de conception de circuits analogiques, nous avons proposé, vérifié et validé expérimentalement une nouvelle méthodologie d'implémentation des circuits analogiques au chapitre 4. Cette méthodologie repose sur l'utilisation de transistors MOSFET ayant une tension de seuil dynamique, et offre le meilleur compromis en terme de tension d'alimentation, versus la consommation de puissance, la plage dynamique d'entrée et de sortie, le niveau de bruit d'entrée équivalent, et la distorsion introduite dans le signal utile.

Dans ce chapitre, nous allons exploiter cette approche innovatrice d'implémentation des circuits analogiques à très basse alimentation, qui tire avantage de l'utilisation des transistors DTMOS, pour construire les éléments du module analogique du récepteur frontal chargé de faire le traitement en continu des signaux pour un dispositif d'oxymétrie par spectroréflectométrie proche infrarouge.

5.1 Implémentation du récepteur de signaux NIRS

Au chapitre 2, la Figure 2.9 présente la répartition géographique des capteurs et sources luminescentes pour le dispositif final devant être bâti. De par la nécessité d'avoir un dispositif portable qui sera alimenté à partir de batteries avec un fonctionnement en continu du grand nombre de capteurs, nous avons développé, implémenté et testé au chapitre 4, une nouvelle technique qui permet la réalisation des circuits à très basse alimentation, car nous voulons utiliser le système pour les mesures intensives et ce, sur de longues périodes de temps. Nous verrons dans les prochaines sections comment tirer avantage de la nouvelle méthodologie pour la réalisation des capteurs intelligents de telle sorte à avoir un dispositif biomédical dédié à la mesure des variations des concentrations d'oxygène dans le cortex.

Les circuits analogiques ainsi réalisés offriront l'avantage d'avoir une grande plage dynamique d'entrée, un niveau de bruit d'entrée très faible, et finalement une consommation d'énergie quasiment nulle. Une revue plus détaillée est présentée dans un article de revue qui a été soumis pour publication à *SPIE Journal of Biomedical Optics*. Ce chapitre est présenté en anglais telle sa version originale.

5.2 Résumé en français de l'article de revue no. 3

Dans cet article nous présentons la réalisation des modules analogiques d'un nouveau récepteur frontal sans fil d'un instrument de mesure des variations des quantités d'oxygène dans le cerveau d'un patient, qui repose sur l'utilisation de la technique de spectroréflectométrie proche infrarouge (NIRS). Le capteur est capable d'opérer avec des tensions d'alimentation aussi basses que 1 V, tout en ayant une consommation d'énergie très réduite et un niveau de bruit d'entrée très faible. Le module est constitué d'un amplificateur d'adaptation d'impédance (TIA - Transimpedance Amplifier) et d'un amplificateur de transconductance (OTA – Operational Transconductance Amplifier). Ces deux circuits (TIA et OTA) utilisent des transistors ayant une tension de seuil dynamique (DTMOS), réalisés à partir des transistors PMOS ordinaires. Des transistors DTMOS sont utilisés dans la paire différentielle d'entrée de l'OTA et permettent de maximiser la plage dynamique de la tension d'entrée commune (ICMR - input common-mode range). Ce circuit a été fabriqué en utilisant le procédé de fabrication TSMC CMOS 0.18 μ m CMOS. Les mesures expérimentales sont effectuées avec une charge capacitive de 5 pF. Le gain dc en boucle ouverte de l'OTA mesuré est de 67 dB, avec une fréquence de gain unitaire de 400 kHz. Le taux de rejection en mode commun est de 78 dB. Les plages dynamiques d'entrée et de sortie sont de 0.58 V et 0.7 V respectivement. De part son application cible, les performances du niveau de bruit d'entrée ainsi que la consommation d'énergie de ce second amplificateur opérationnel ont été optimisées. Le bruit d'entrée est de $134 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à une fréquence de 1 kHz et

l'amplificateur consomme uniquement une puissance de 18 μ W, sans l'utilisation de techniques supplémentaires de réduction de bruit. Ces circuits sont également dotés de la capacité de traiter adéquatement des signaux de très faible amplitude, tout en permettant d'obtenir de très bonnes résolutions et une très grande stabilité lorsque les opérations se font dans des milieux ayant une température élevée.

5.3 A Monolithic based NIRS Front-End Wireless Sensor (article de revue no. 3)

A Monolithic based NIRS Front-End Wireless Sensor

Herve F. ACHIGUI¹, Mohamad SAWAN¹, and Christian J. B. FAYOMI²

¹Polystim Neurotechnologies Laboratory, Electrical Engineering Department

Ecole Polytechnique de Montréal, Québec, Canada

² Computer Science Department, Université du Québec à Montréal

SPIE Journal of Biomedical Optics

Status: Submitted on November 2005

ABSTRACT

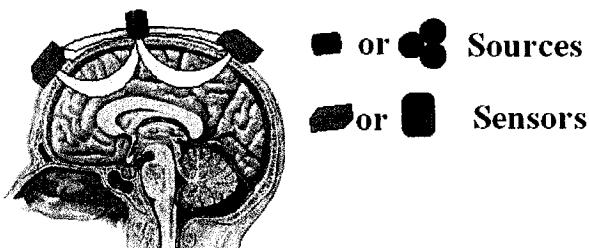
This paper concerns a novel analog front-end of a wireless brain oxymeter smart sensoring instrument based on near-infrared spectroreflectometry (NIRS). The NIRS sensor makes use of dynamic threshold transistors (DTMOS) for low voltage (1-V), low power and low noise enhancement. The design is composed of a transimpedance amplifier (TIA) and an operational transconductance amplifier (OTA). The OTA differential input pairs use DTMOS devices for input common-mode range enhancement. It was fabricated using a standard 0.18 μ m CMOS process technology. Measurements under a 5 pF capacitive load for the OTA gave a DC open loop gain of 67dB, unity frequency gain bandwidth of 400 kHz, input and output swings of 0.58 V and 0.7 V, a power consumption of 18 μ W, and an input referred noise of $134 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, without any extra noise reduction techniques. The achieved features of the proposed oxymeter front-end will allow ultra low-light level measurements, high resolution and good temperature stability.

Keywords: Near infrared spectroreflectometry (NIRS), low noise, low power, CMOS, DT莫斯 operational amplifier, transimedance.

I. INTRODUCTION

NEAR-INFRARED SPECTROREFLECTOMETRY (NIRS) requires light in the near infrared (NIR) range to determine cerebral oxygenation, blood flow, and metabolic status of the brain. [1]. It provides a non-invasive, monitoring and portable means to image brain function and biological tissues because of the relatively low absorption of water and high absorption of oxy- and deoxyhemoglobin in the NIR range of 600–950 nm. Due to these properties, the NIR light can penetrate biological tissues in the range of 0.5–3 cm, offering the possibility of investigation deep tissues, and the ability to differentiate between healthy and diseased tissues. Among existing imaging systems, NIR light offers the advantage of having much lower absorption than visible light. This explains why the application of optical techniques in biology and medicine is gaining importance, providing researchers with means of using NIR light as a probe for tissue examination and inspection. NIRS has been commonly used in combination with other biomedical imaging techniques such as electroencephalogram (EEG) or functional magnetic resonance imaging (fMRI) to help identify epileptic foci on patient suffering from epilepsy [2]-[4]. Not only are video recordings of EEG still needed, but they are only suitable for the most known form of the epilepsy disease, temporal lobe epilepsy, and the patient is not free to move during these analyses. Nevertheless the NIRS technique may contribute to important advances in epileptic seizure precursor signature detection; it has

been reported that these signals begin several hours in advance of the clinical onset of a seizure [5]. An overview of the techniques used in optical tomography outline that optical measurements are achieved by means of three fundamentally different approaches based on time domain, frequency domain or continuous wave techniques [6]. The proposed NIRS device uses the continuous wave approach, since the emitters provide light signal with constant amplitude, and is composed of two parts: the emitter and the smart sensors. Changes in the reflected light amplitude are used to calculate changes in concentrations of blood oxygen. Additionally, a continuous wave based system offers the advantage of building very light and simple monitoring devices. The drawback of such a system as presented in [7] is that it is not a standalone cerebral hemodynamic monitoring device, and the patient cannot move while measurements are being taken; the patient has to be lay down.



(b)

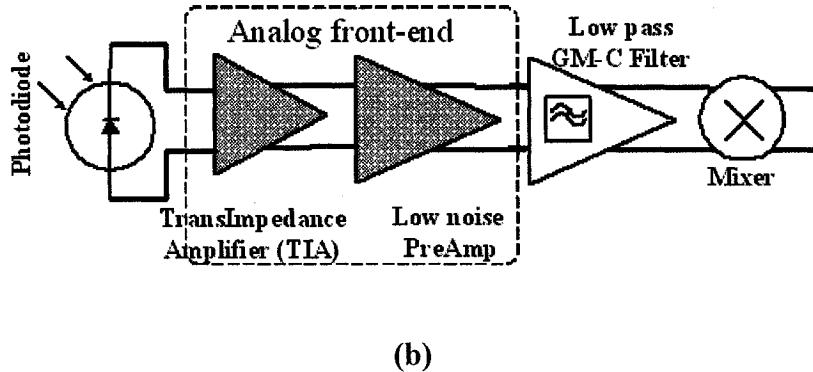


Figure 5.1: NIRS emitter-receiver system: (a) Light propagation path, (b) Block diagram of one channel of the NIRS front-end receiver.

II. DESCRIPTION AND MODELING OF THE NIRS FRONT-END RECEIVER

For the smart sensor of the wireless oxymeter apparatus, the emitter consists of three discrete light emitting diodes, corresponding to the three selected wavelengths, and a set of identical detector modules as depicted in Figure 2.8 (c). NIR light sources emit photons that propagate through the cortical tissues, and some of the injected photons are reflected to the surface of the sensors' photodiodes. When these photons travel through cortical tissues, the light transmission is dependent on the reflectance, scattering, and absorption that occurs in each particular tissue. A fraction of the injected photons survive to return and exit the skin surface after being strongly scattered inside the scalp, skull and brain, following the banana shaped path illustrated in Figure 5.1 (a). The amount of reflected photons depends on the power of the light sources and the source-to-receiver distance. The level of attenuation with a source-to-receiver distance of 4 cm, for a five

layer head model (*scalp, skull, cerebrospinal fluid (CSF) layer, gray and white matters*), can be approximated by Equation (2.10) as reported in [8],

Equation (2.10) outlines the need for a receiver which is capable of processing ultra low-amplitude light signals. Moreover, for noise immunity enhancement of the overall system, we proposed an activation sequence as depicted in Figure 2.8 (b), in which emitters, E_1 , E_2 , and E_3 are activated simultaneously during a period of time “ T ”. Then, for the same amount of time, all emitters are turned OFF, and the collected noise data are used to adjust the previously collected data.

In this paper, a new analog front-end of a smart sensor for the NIRS wireless oxymeter instrument is proposed, which includes TIA and OTA building blocks based on DTMOS transistors for low voltage (1-V), low noise and low power operation. Section 2 focuses on the model design and extracted requirements needed for analog signal processing blocks. Section 3 depicts the TIA and OTA, and in section 4 we report the obtained post layout simulation results for the TIA, and the experimental results for the OTA.

The light sources are three NIR laser diodes emitting light at discrete wavelengths of 735 nm, 840 nm and 940 nm. The NIR lights are modulated by a stabilized sinusoidal current at a frequency varying between 10 and 50 kHz. The sources are placed on the scalp of the subject, and are activated one at a time as described in Figure 2.8 (b). The light from each source propagates through the cortical tissues, and is reflected to the surface. The system has six separate identical smart sensor modules which are optically

and electrically isolated from each other. The sensor in each module consists of a CMOS photodiode with a built-in current-to-voltage converter, voltage preamp, filter and mixer, as shown in Figure 5.1 (b). Data from each NIRS module are digitized using an analog-to-digital converter (ADC). The intensity of the reflected light is dependent on the optical path length that the detected light travels within each homogenous region (*scalp, skull, CSF layer, grey and white matter*). Thus, the amount of captured photons at the surface of each sensor will vary from one sensor to another within each hexagonal patch element. The CMOS photodiode transforms the reflected light into a current. The DTMOS-based transimpedance is used to transform the currents extracted from the photodiodes into voltages, and the low voltage, low noise, low power, DTMOS-based OTA preamplifier is used to selectively amplify the low amplitude signal before it is filtered and then demodulated, as described in the block diagram of Figure 5.1 (b). The model for each light source, detector, preamplifier, transimpedance, filter, mixer and ADC was developed using Verilog-A, and simulated using spectreS under Cadence.

A channel is used to describe the light photons' path traveling from one source to a single sensor. The light source in each channel is modeled by a sinusoidal current signal. Also, in each channel, an attenuator with added random noise and a varying attenuation level is used to model light propagation through the head. Since the thickness and the structure of superficial tissues, such as the scalp and the skull, vary from one individual to another, this will affect the NIR measurements. Therefore, in each channel and for each layer, the optical path length of the photons traveling into the head varies, resulting in a variation of the intensity of the reflected light on the surface of the sensor

module. A Gaussian distribution function is used to model this variation in the amplitude attenuation level of the reflected light signal in each channel.

Models for transimpedance and preamp have been developed and implemented. According to Equation (2.10), the light intensity, which is modeled as a photodiode current, would be in the order of a few nano-amperes. This imposes a requirement for the transimpedance input referred noise of the order of pico-amperes per square root of hertz. The gain of the current-to-voltage conversion module (V_{out}/I_{in}) is set to approximately 1000. This block provides the following stages with a voltage signal amplitude of a few microvolts. The useful voltage signal will still be embedded in additional noise generated by various mechanisms (such as a non-uniform optical path length, variation of the incident light angle, and TIA transistors electronic noises). The preamplifier is the most critical part in noise performance for the proposed NIRS instrument. The preamplifier's characteristics (input and output resistances, dc gain, dominant and second pole frequencies, and positive and negative slew rates) are chosen to significantly match the operation of the DTMOS amplifier, as reported in [9], and are optimized for overall system performance, as are power consumption and ability to amplify microvolt signal.

III. ANALOG FRONT-END DESIGN

The amplification of microvolt signals imposes severe noise conditions. On the other hand, a major concern in conventional analog CMOS-based circuits operating at low frequency is the flicker noise ($1/f$), which is very harmful in low-frequency applications such as the present one, because of its power spectrum and voltage offset.

The equivalent input gate referred $1/f$ noise is independent of the bias voltage and current, and is inversely proportional to the product of the active gate area and the gate oxide capacitance per unit area as given by Equation (5.1), which is valid for both strong and weak inversion operations.

$$\overline{v_n^2} = \frac{Kf\Delta f}{2\mu C_{ox}^2 WLf} \quad (5.1)$$

where Kf is the flicker noise coefficient, a process dependent parameter, μ is the electron (or hole) mobility for NMOS (PMOS), C_{ox} is the gate capacitance per unit area, W and L are the gate width and length, and Δf is the bandwidth at frequency f .

Noise analysis of the OTA circuit in Figure 5.2 (b) is calculated by taking into account only transistors in the signal path (M_1 , M_2 , M_{N1} , and M_{N2}), and is given by general Equation (5.2).

$$\overline{v_n^2} = \frac{KF_p\Delta f}{\mu_p C_{ox}^2 W_{M_2} L_{M_2} f} \left[1 + \frac{KF_n}{KF_p} \left(\frac{L_{M_2}}{L_{M_{N2}}} \right)^2 \right] \quad (5.2)$$

Second stage transistors (M_{N3} and M_{P3}) noise is neglected because when referred to the input, it is divided by the square of the first stage gain. W_{M_2} and $L_{M_{N2}}$ are independent parameters, therefore increasing either will decrease the $1/f$ noise, and the minimum achievable noise is obtained by choosing $L_{M_{N2}}$ and L_{M_2} according to Equation (5.3).

$$\frac{\partial \overline{v_n^2}}{\partial L_{M_2}} = 0 \quad \rightarrow \quad L_{M_2} = \sqrt{\frac{KF_p}{KF_n}} L_{M_{N2}} \quad (5.3)$$

Since the entire system consists of a large number of sensors (sixty), the power consumption for each sensor must also be minimized. As in digital circuits, the delivered power is proportional to the square of the supply voltage; the first step in minimizing power would be to reduce the supply voltage. However, scaling down the supply voltage results in poor dynamic range (DR), low-biasing current, and limited bandwidth and slew-rate for analog circuits. Therefore, to maintain the same DR under low supply voltage conditions, the thermal noise in the circuit must also be reduced proportionally. However, a trade-off has to be made between noise and power consumption. Because of this trade-off, and under certain conditions, the power consumption will increase as the supply voltage decreases. As a result, for a given DR and bandwidth, the power consumption P is inversely proportional to the supply voltage V_{DD} as shown in Equation (5.4). On the other hand, DTMOS devices are used for input common mode range enhancement [9], resulting in a maximum achievable input range for this circuit topology, while preserving the minimum power consumption.

$$P \propto kT \cdot DR \left(\frac{V_{GS} - V_{th}}{\alpha^2 V_{DD}} \right) \quad (5.4)$$

A. Transimpedance design

The low voltage TIA is similar to the design reported in [10], and is shown in Figure 5.2 (a). The dc transimpedance gain is given by Equation (5.5):

$$\frac{v_{out}}{i_{in}} = -\frac{g_{M_{N2}} R_f - 1}{g_{M_{N1}} + g_{M_{N2}}} \quad (5.5)$$

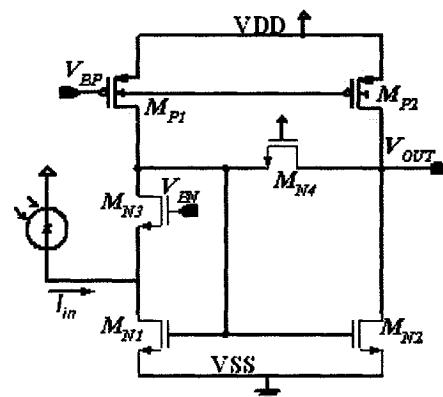
where $g_{M_{N1}}$ and $g_{M_{N2}}$ are the transconductance of transistors M_{N1} , M_{N2} , and R_f is the feedback resistance implemented by M_{N4} biased in the linear region. M_{P1} and M_{P2} are DTMOS transistors, which enable the front-end to fully operate the circuit at 1 V, while having all devices except M_{N4} working in strong inversion, without the need for any dynamic gate biasing by means of a charge pump as in [10].

B. OTA preamp design

The DTMOS based OTA is presented in Figure 5.2 (b), and is a fundamental building block in the sensor. This circuit is adopted from to the one in [11]; however it is fully based on CMOS devices instead of BiCMOS, which is a much more expensive technology. Input devices, PMOS based DTMOS M_1 and M_2 , are operated between weak and moderate inversions to ensure transconductance efficiency (g_m / I_D) for the lowest amount of input referred gate noise voltage at the minimum possible bias current. M_{P1} , M_{P2} , M_{P3} , M_{P4} , and M_{F2} are DTMOS transistors. Class AB operation of the differential input pair is made possible with the use of the flipped voltage follower cell formed by transistors M_{F1} and M_{F2} . This cell provides the differential input pair with adaptive biasing, high linearity, and a significantly enhanced slew rate and bandwidth [12].

A DTMOS device is a transistor whose gate is tied to its substrate. Consequently, the substrate voltage in DTMOS changes with the gate input voltage, and causes the threshold voltage (V_{th}) to change accordingly. When the input signal at the gate of DTMOS devices (M_1 , M_2) is high, in the off-state, it has the same V_{th} , off-current (I_{off}), and sub-threshold slope as a regular PMOS transistor. When the input signal decreases, in

the on-state, the bulk-to-source junction voltage (V_{bs}) is forward biased, and thus reduces V_{th} of DTMOS, resulting in higher on-current (I_{on}) than that of regular PMOS. This phenomenon enables us to take advantage of the maximum input range, and makes DTMOS the choice for sub-threshold operation logic, without the need for any extra area. In addition, due to its gate-to-body tied structure, DTMOS operating in the sub-threshold region exhibits similar characteristics to a bipolar transistor, without requiring its relatively large currents to operate, and having lower flicker noise than regular MOS. In [9], authors provide a more detailed characterization of the DTMOS device operation. Typically, MOS operating in sub-threshold are biased at very small drain currents (a few nano-amperes), but provide a limited gain-bandwidth (GBW). However, for MOS designed with large width-to-length (W/L) ratios, sub-threshold operation is possible at moderately large currents, thus resulting in lower input noise voltage and higher GBW product. The input devices M_1 and M_2 have a W/L ratio of 2733, to ensure sub-threshold voltage operation under a bias current of 4 μ A per device.



(a)

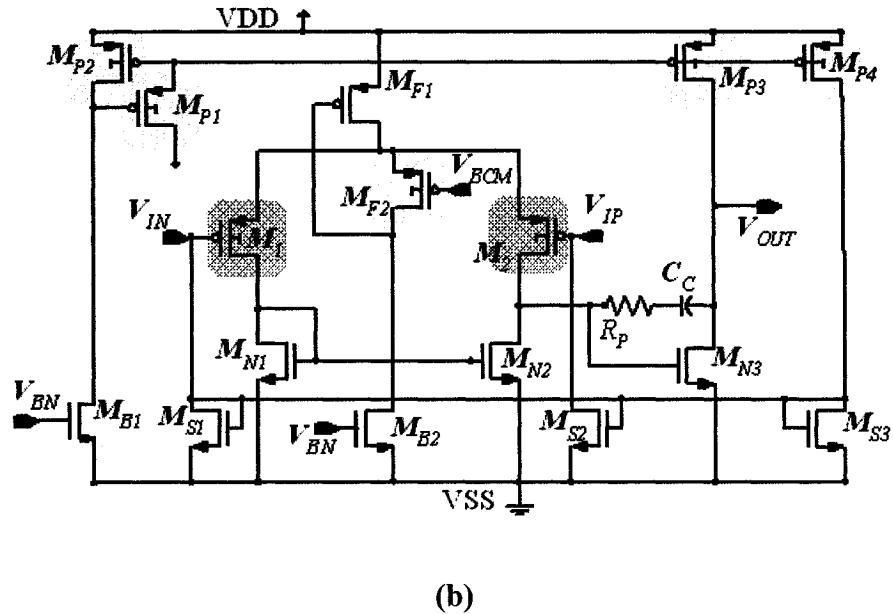


Figure 5.2: Main building block of the receiver: (a) TIA, (b) OTA.

IV. SIMULATED AND EXPERIMENTAL RESULTS

The TIA and OTA preamp circuit's schematic implantation were simulated using Hspice, and fabricated in a standard commercially available $0.18 \mu\text{m}$ CMOS technology process with a single poly, and six metal salicide and metal-to-metal (MiM) capacitors. Nominal values for the threshold voltage are approximately 0.47 V and -0.55 V for NMOS and PMOS transistors respectively. The common centroid technique has been used to minimize the effects of threshold and process mismatch on differential input pairs and on current mirrors for both TIA and OTA preamp. The layout and the die micrograph of the TIA and OTA are shown in Figure 5.3 (a) and Figure 5.3 (b) respectively. The post-layout simulation for both TIA and OTA was conducted using a load of 5 pF , as

reported in [13]. Measurements were taken using the Agilent 33250A function waveform generator and the Tektronix TDS7154 oscilloscope with a 5 pF capacitive load.

The post-layout noise performance of the TIA is presented in Figure 5.4, with an input referred noise of $208 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz. The TIA DC gain is 71.4 dB (Ω) while having a power consumption of only $10.9 \mu\text{W}$.

Concerning the OTA, the measured input and output common mode range voltages are 0.58 V and 0.7 V respectively. The measured transient results for a sine and a pulse input signal are shown in Figure 5.5 (a) and (b) respectively. The power consumption is only $18 \mu\text{W}$, five times lower than measurements presented in [11]; where authors used BiCMOS technology, which is much more expensive than CMOS process. The measured DC open loop voltage gain is 67 dB, and the gain bandwidth (GBW) is 400 kHz, with an input referred noise of $134 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, without using additional noise reduction technique.

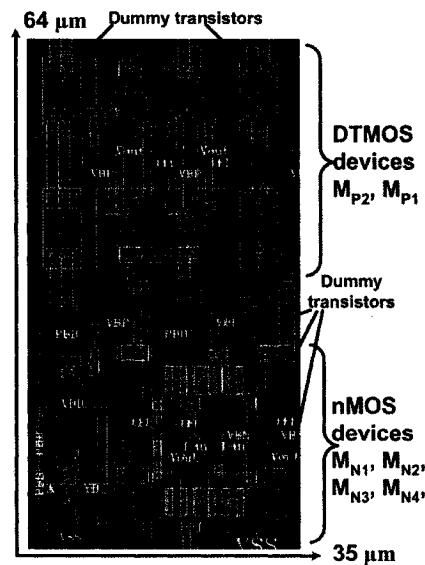
For such applications, it is important to determine how closely the preamp can realistically reproduce the signal applied at its input. An estimate of the amount of harmonic and inter-modulation distortion that can be introduced into the useful signal of interest is done by calculating the misshapen response between the fundamental frequency at the input, and at the output. A FFT analysis was performed, and the power spectral density of the preamp output signal is shown in Figure 5.6, with an input sinusoidal signal amplitude of $0.5 \text{ V}_{\text{P-P}}$.

V. CONCLUSION

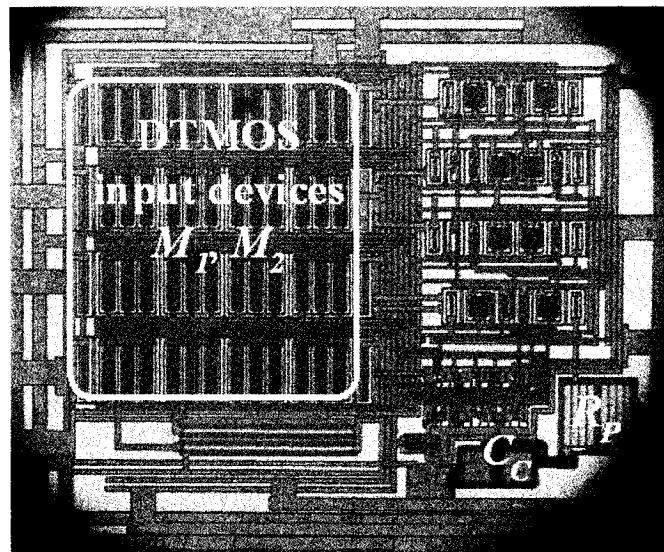
Novel DTMOS-based OTA preamplifier for 1-V applications has been proposed, fabricated under a standard 0.18 μ m CMOS process technology, and tested. The new DTMOS-based transimpedance circuit is under fabrication. These circuits are used to implement the analog front-end part of the NIRS smart sensor of a multi-wavelength brain oxymeter apparatus. The entire NIRS sensor is capable of operating with a supply voltage as low as 1 V. Post-layout simulation for the TIA gives an input referred noise of 208 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, and a power consumption of 10.9 μ W. Measured performances for the OTA are a DC gain of 67 dB, a GBW of 400 kHz, an input and output swing of 0.58 V and 0.7 V respectively, and an input referred noise of $134 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz with a power consumption of only 18 μ W. Applications for the proposed system could extend from a wireless multi-wavelength brain oxymeter to a real-time imaging handheld device of brain activity of patients suffering from epilepsy and similar diseases.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to acknowledge the financial support of the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada (NSERC), the Microelectronics Strategic Alliance of Quebec (ReSMiQ) and CMC Microsystems.



(a)



(b)

Figure 5.3: Proposed DTMOS circuits: (a) layout of the TIA, (b) photomicrograph of the OTA preamplifier.

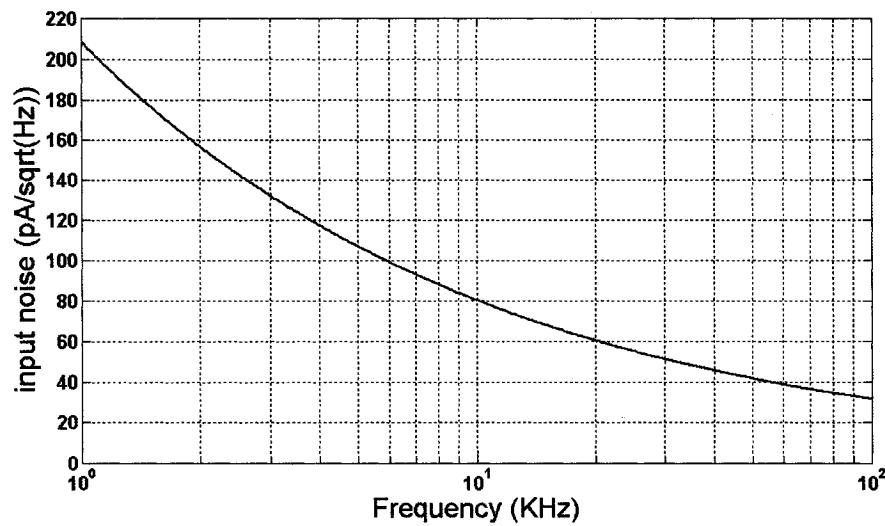
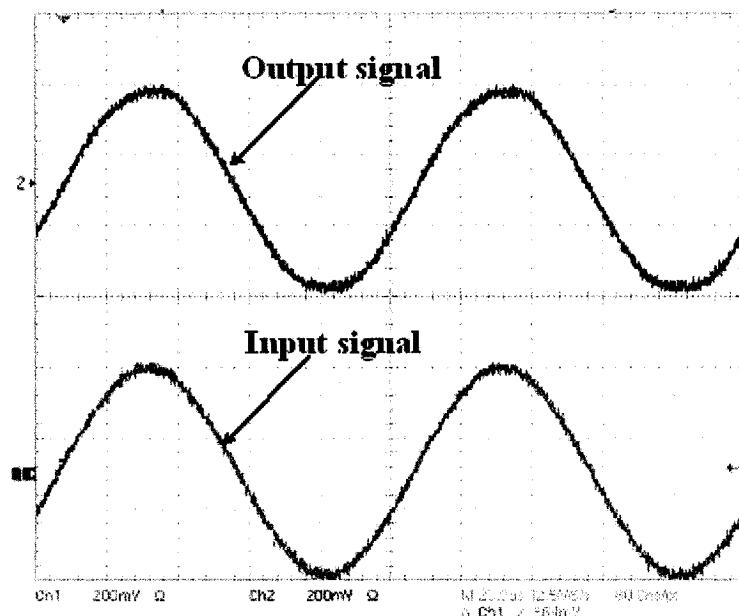
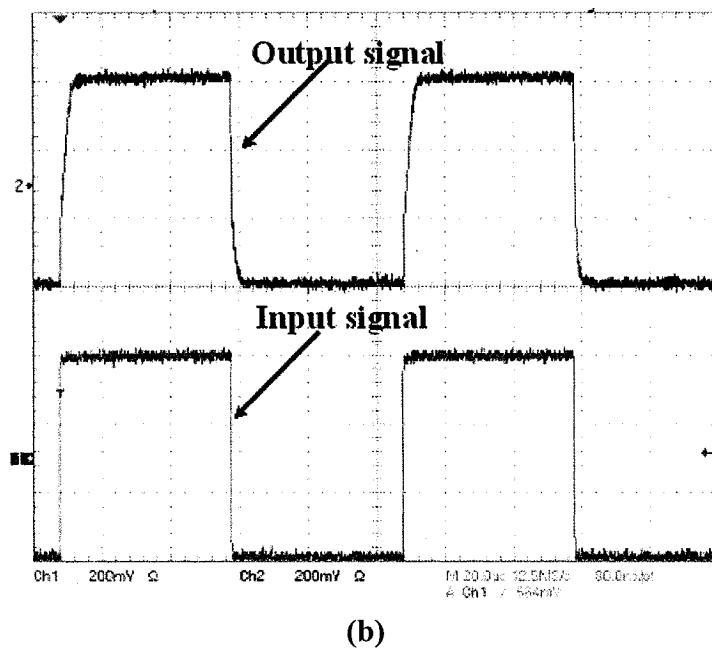


Figure 5.4: Post-layout simulation results of the TIA input referred noise.



(a)



(b)

Figure 5.5: Measured transient results for the OTA with an input signal amplitude of 0.58 V_{P-P}: (a) sine response; (b) step input response.

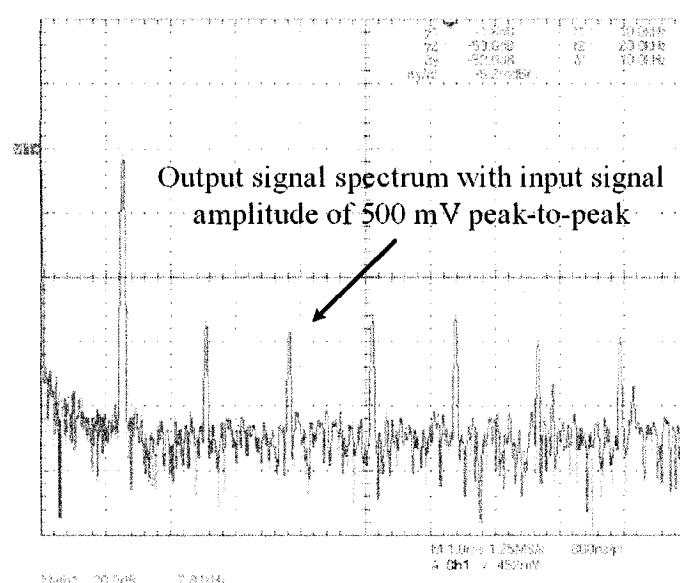


Figure 5.6: Measured output spectrum for the OTA with an input signal of 0.5 V_{P-P}.

REFERENCES

- [1] P. Wobst, et al., "Linear aspects of changes in deoxygenated hemoglobin concentration and cytochrome oxidase oxidation during brain activation," *NeuroImage*, vol. 13, no. 3, pp. 520–530, Mar. 2001.
- [2] B. J. Steinhoff, G. Herrendorf, and C. Kurth, "Ictal near infrared spectroscopy in temporal lobe epilepsy: a pilot study," *Seizure*, vol 5, no. 2, pp. 97-101, Jun. 1996.
- [3] J. Furusho, et al., "Simultaneous study of interictal EEG and near-infrared spectroscopy in a boy with epilepsy," *International Congress Series*, vol. 1232, pp. 673-676, Apr. 2002.
- [4] E. Watanabe, et al., "Noninvasive cerebral blood volume measurement during seizures using multichannel near infrared spectroscopic topography," *Journal of Epilepsy*, vol. 11, no. 6, pp. 335-340, Nov.-Dec. 1998.
- [5] B. Litt, et al, "Epileptic seizures may begin hours in advance of clinical onset : a report of five patients," *Neuron*, vol. 30, pp. 51–64, Apr. 2001.
- [6] G. Strangman, D. A. Bois, and J. P. Sutton, "Non-invasive neuroimaging using near-infrared light," *Biological Psychiatry*, vol. 52, no. 7, pp. 679-693, Oct. 2002.
- [7] A. Bozkurt, et al., "A portable near infrared spectroscopy system for bedside monitoring of newborn brain," *Biomed. Eng. Online*, vol. 4, no. 1, pp. 29, Apr. 2005.

- [8] E. Okada, D. T. Delpy, “Near-infrared light propagation in an adult head model. II : Effect of superficial tissue thickness on the sensitivity of the near-infrared spectroscopy signal,” *Applied Optics*, vol. 42, no. 16, pp. 2915-2922, Jun. 2003.
- [9] H. F. Achigui, C. J. B. Fayomi, and M. Sawan, “1 V DTMOS Based Class AB Operational Amplifier: Implementation and Experimental Results,” *Submitted to IEEE J. Solid-State Circuits*, Oct. 2005.
- [10] K. Phang and D. A. Johns, “A 1V, 1mW CMOS front-end with on-chip dynamic gate biasing for a 75Mb/s Optical Receiver,” *IEEE ISSCC Dig. of Tech. Papers*, pp. 218-219, Feb. 2001.
- [11] R. Rieger, et al, “Design of a low noise preamplifier for nerve cuff electrode recording,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol 38, pp. 1373 – 1379, Aug. 2003.
- [12] J. Ramirez-Angulo, et al, “The flipped voltage follower: a useful cell for low-voltage low-power circuit design,” *Proc. IEEE ISCAS*, vol. 3, pp. 615 - 618 May 2002.
- [13] H. F. Achigui, M. Sawan, C.J.B. Fayomi, “A 1 V low power, low noise DTMOS based NIRS front-end receiver,” in *Proc. IIIS WMSCI conf.*, vol. 6, pp. 56–59, Jul. 2005.

5.4 Discussion générale

Nous avons montré l'opération des modules analogiques qui font le traitement en continu du signal dans le récepteur frontal d'un capteur dédié à un dispositif de spectroréflectométrie proche infrarouge. Cette réalisation tire avantage de la technique d'implémentation des circuits analogiques à basse alimentation telle que présentée au chapitre 4.

5.4.1 Compléments de résultats liés à l'application

Pour démontrer le fonctionnement du système, nous faisons une implémentation des modules analogiques du système à l'aide des configurations complètement différentielles et balancées. L'avantage d'une telle configuration est d'augmenter l'immunité des circuits aux bruits et artéfacts, de réduire les distorsions harmoniques impaires, et d'accroître la linéarité (doubler la gamme dynamique des modules analogiques) pour le fonctionnement du système. On ajouterait également l'avantage d'implémenter les filtres passe bas, tel que présenté dans le diagramme bloc de la Figure 5.2 (b), et de piloter adéquatement les entrées différentielles des convertisseurs de signaux analogiques à numérique.

Pour ce faire, nous avons réalisé le banc d'essai de l'architecture du système présenté à la Figure 5.7, dans lequel nous avons interfacé le module d'adaptation d'impédance (Figure 5.3 (a)) et l'amplificateur complètement différentiel et balancé (Figure 4.11). Nous avons fait des analyses temporelles qui nous permettent d'étudier le

comportement transitoire de l'architecture proposée. Nous avons modélisé la photodiode par une source de courant idéale, connectée à un miroir de courant dont le courant de sortie sert à alimenter la transimpédance. Les résultats des simulations temporelles de la Figure 5.8 montrent que la tension de sortie a une amplitude différentielle de 50 mV lorsque l'amplitude différentielle du signal de courant AC utilisé est de 300 nA. De plus, les résultats des simulations fréquentielles révèlent un niveau de bruit en courant référé à l'entrée du système de $19 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$ à la fréquence de 1 kHz, et un niveau total de bruit en tension référé à la sortie du système de $325 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Étant donné que lors des simulations, tout comme pour le montage final du système, l'amplificateur est utilisé en boucle fermé dont la valeur du gain est fixée par les résistances de rétroactions, ces résistances contribuent à l'augmentation du niveau de bruit dans l'ensemble du système. Le gain de la transimpédance donné par l'équation (5.5) est fixé à 50 dB, tandis que le gain du préamplificateur différentiel balancé est fixé à 2 dB.

Les résultats ainsi obtenus nous permettent de confirmer que les modules analogiques que nous avons proposés dans ce mémoire doteront le système complet d'excellentes performances par rapport aux rejections des bruits, tout en permettant d'avoir de très grandes amplifications des signaux lumineux réfléchis à la surface des capteurs. De plus, comme nous l'avons montré à la Figure 4.12, le temps de réponse des modules analogiques est assez rapide ($\approx 150 \text{ ns}$), ce qui nous permet de prédire que le temps total de réponse du système complet restera très inférieur à 100 ms, et nous

permettra de mettre sur le marché le premier système de réception des signaux NIRS qui fonctionne en continu avec un temps de réponse est inférieur à 90 ms.

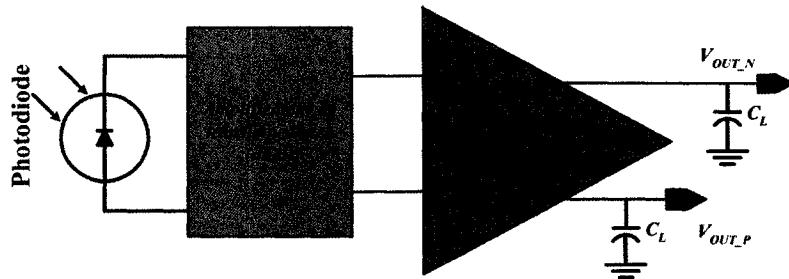


Figure 5.7: Diagramme bloc des modules de préamplification des signaux analogiques.

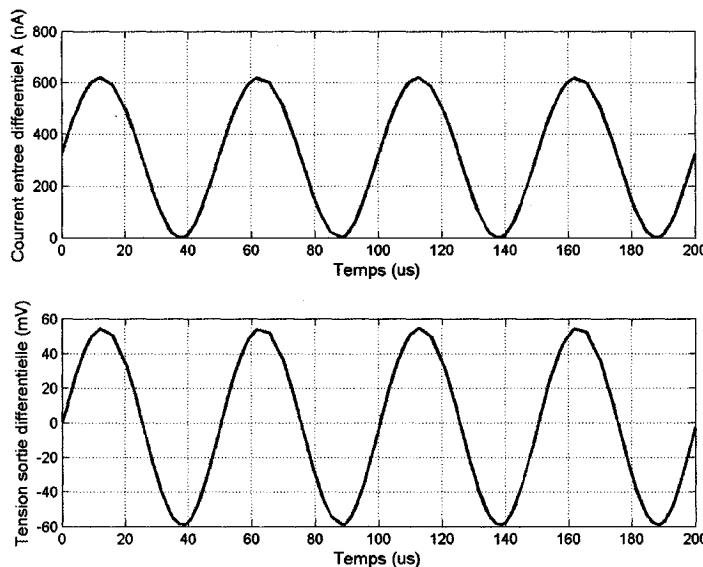


Figure 5.8: Simulation temporelle: courant d'entrée différentiel d'amplitude 300 nA (courbe supérieure); tension de sortie différentielle du préamplificateur balancé d'amplitude 50 mV (courbe inférieure).

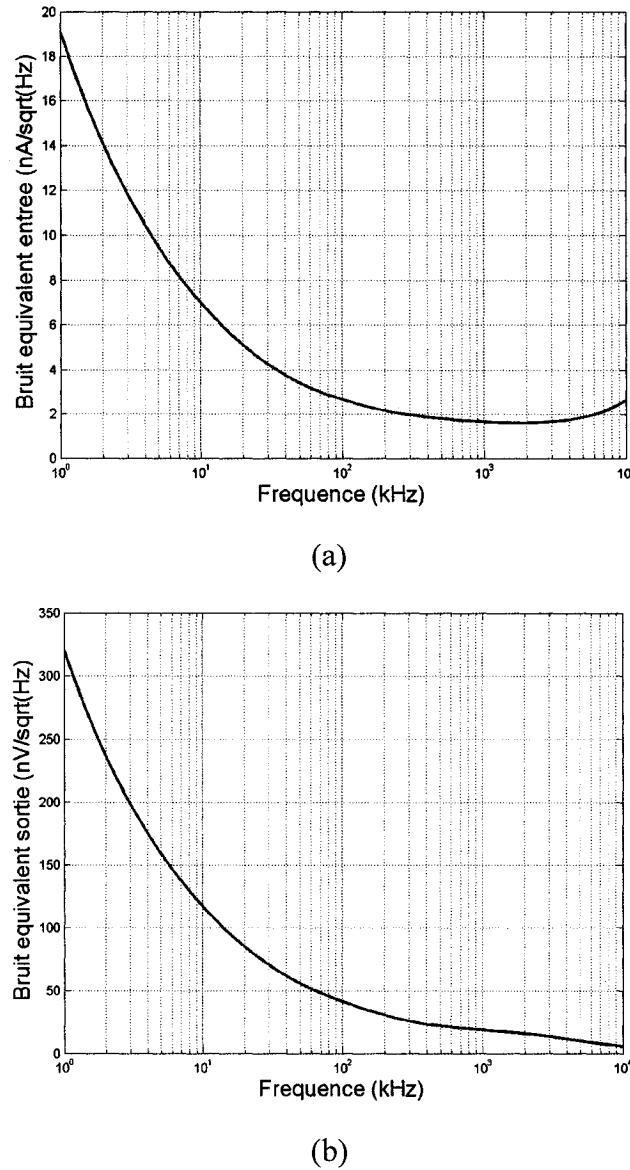


Figure 5.9: Analyse du bruit des modules analogiques : (a) niveau de bruit équivalent référé à l'entrée de la transimpédance, (b) niveau de bruit équivalent bruit équivalent à la sortie des modules analogiques.

Chapitre 6

CONCLUSION

La grande acceptation par le public ainsi que le succès des dispositifs électroniques médicaux intelligents, tels que le stimulateur cardiaque et autres dispositifs électroniques implantables dans le corps humain, amène les spécialistes de la santé, les chercheurs et concepteurs à innover dans la mise en oeuvre de nouvelles solutions préventives et/ou curatives comme outils d'accompagnement et/ou alternative à la médecine conventionnelle. Les progrès en microélectronique ainsi que dans les techniques d'imagerie permettent actuellement de réaliser des microsystèmes d'une complexité croissante. Il est effectivement possible de capter les signaux du système nerveux et de les traiter de façon électronique afin de pouvoir observer en temps réel les activations de chacune des zones du cerveau humain. La tomographie optique par spectroréflectométrie proche infrarouge offre l'avantage d'utiliser la lumière proche infrarouge pour inspecter les tissus biologiques. Elle rend également possible la mesure des variations des concentrations d'oxygène ainsi que le débit sanguin dans le cortex humain.

Ces mesures peuvent être exploitées pour observer l'activité cérébrale chez des patients souffrant de maladies neuronales qui affectent le cortex, telles que l'épilepsie, ou

d'autres maladies similaires. Des études réalisées par d'autres équipes de recherche ont permis de confirmer que les manifestations des symptômes et signaux avant-coureurs chez des patients souffrant d'épilepsie sont fortement reliées à une consommation accrue de l'oxygène dans les tissus corticaux, et à une forte augmentation du débit sanguin.

Notre objectif était de rechercher et de développer des nouvelles techniques et architectures permettant la réalisation de circuits analogiques à très basse alimentation afin de les appliquer à la construction d'un récepteur frontal sans fil de dépistage des signaux précurseurs des crises épileptiques, reposant sur la technique de spectroréflectométrie proche infrarouge. Ce travail nous a permis d'établir les bases de la construction d'un dispositif biomédical sans fil, qui pourra être utilisé pour mesurer les variations des concentrations d'oxygène dans le cerveau humain. Les résultats préliminaires, présentés dans ce mémoire, nous permettent d'appréhender que le produit final une fois sur le marché sera le premier système de réception des signaux NIRS qui fonctionne en mode continu et avec un temps de réponse inférieure à 90 ms. Les principales contributions de notre recherche suivies de quelques recommandations pour des travaux futurs sont résumées ci-dessous.

6.1 Contributions originales du mémoire

Nous énumérons ci-dessous nos principales contributions :

- ◆ Une nouvelle approche de conception d'amplificateurs opérationnels analogiques pour des faibles tensions d'alimentation, qui repose sur

l'utilisation des transistors CMOS à tension de seuil dynamique : DTMOS.

- ◆ Deux versions d'amplificateurs opérationnels de classe AB, fonctionnant avec une tension d'alimentation pouvant atteindre 0.8 V, qui sont utilisés pour commander des grandes charges résistives et capacitives. La première version étant une preuve de concept, la seconde quant à elle présente l'avantage d'avoir un faible niveau de bruit d'entrée et une consommation d'énergie très faible ($< 30 \mu\text{W}$).
- ◆ Un préamplificateur de transconductance doté d'un étage d'entrée de type AB, un niveau de bruit d'entrée très faible et une consommation de puissance quasi nulle. Une version complètement différentielle et balancée de ce préamplificateur de transconductance, qui permet d'accroître l'immunité du système complet aux bruits et artéfacts.
- ◆ Des amplificateurs complètement différentiels et complètement balancés qui nous permettent de doter le système complet d'une plus grande immunité aux artéfacts et sources de bruits divers pouvant nuire à l'intégrité du signal.
- ◆ Un amplificateur de transimpédance ayant à la fois un niveau de bruit d'entrée et une consommation de puissance très faible consacré aux applications biomédicales.

6.2 Recommandations pour des travaux futurs

L'une des recommandations pour des futurs travaux est la construction et la réalisation des autres éléments (mélangeur et filtre), et d'un convertisseur analogique numérique (CAN, ayant une résolution d'au moins 4 bits) pour chaque capteur intelligent qui sera responsable de la conversion directe des informations collectées. D'autres axes de développements pourraient être :

- La mise en place d'une stratégie de gestion de la puissance consommée qui pourrait consister à activer un signal PDB 'Power Down Button' et mettre à "OFF" (arrêter) les modules qui ne sont pas en utilisation. Le concepteur d'un tel système devrait prendre soin de s'assurer de la réduction effective de la puissance consommée de l'ensemble du dispositif biomédical.
- Le montage du système au complet avec tous les éléments suscités, et des tests chez des patients.

BIBLIOGRAPHIE GENERALE

- [ACH03] ACHIGUI, H., FAYOMI, C. J. B., and SAWAN, M., "A DTMOS-based 1-V opamp," *Proc. IEEE ICECS*, vol. 1, pp. 252-255, Dec. 2003.
- [ACH05a] ACHIGUI, H., SAWAN, M., and FAYOMI, C. J. B., "A 1 V low power, low noise, DTMOS-Based NIRS front-end receiver", in *Proc. WMSCI*, vol. 6, pp. 56-59, July 2005.
- [ACH05b] ACHIGUI, H., FAYOMI, C. J. B., and SAWAN, M., "A 1 V low-power low-noise DTMOS based class AB opamp", *Proc. IEEE NEWCAS*, pp. 84-87, June 2005.
- [ACH05c] ACHIGUI, H., FAYOMI, C. J. B., and SAWAN, M., "1 V DTMOS Based Class AB Operational Amplifier: Implementation and Experimental Results," *Submitted to IEEE J. Solid-State Circuits*, Oct. 2005.
- [ACH05d] ACHIGUI, H., SAWAN, M., and FAYOMI, C. J. B., "1 V Fully Balanced Differential Amplifiers: Implementation and Experimental Results," *Submitted to Springer J. of Analog Integrated Circuits and Signal Process.*, Dec. 2005.
- [ACH05e] ACHIGUI, H., SAWAN, M., and FAYOMI, C. J. B., "A Monolithic based NIRS Front-End Wireless Sensor," *Submitted to SPIE J. Biomed. Opt.*, Nov. 2005.

- [ALL05] ALLEN, M. S., et al., “Trends in brain oxygenation during mental and physical exercise measured using near-infrared spectroscopy (NIRS) - Potential for early detection of Alzheimer's disease,” *Progr. Biomed. Opt. Imaging Proc. SPIE conf.*, vol. 5693, pp. 396-405, Jan. 2005.
- [ASS94] ASSADERAGHI, F., et al., “A dynamic threshold voltage MOSFET (DTMOS) for ultra-low voltage operation,” *Proc. IEEE Tech. Dig. Electron. Dev.*, pp. 809 - 812, Dec. 1994.
- [ASS97] ASSADERAGHI, F., et al., “Dynamic threshold-voltage MOSFET (DTMOS) for ultra-low voltage VLSI,” *IEEE Trans Electron. Dev. Model.*, vol. 44, pp. 414-422, Mar. 1997.
- [BLA98] BLALOCK, B. J., ALLEN, P. E., and RINCON-MORA, G. A., “Designing 1-V op amps using standard digital CMOS technology,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol. 45, no. 7, pp 769-780, Jul. 1998.
- [BOZ05] BOZKURT, A., et al., “A portable near infrared spectroscopy system for bedside monitoring of newborn brain,” *Biomed. Eng. Online*, vol. 4, no. 1, pp. 29, Apr. 2005.
- [BUL00] BULT, K., “Analog design in deep sub-micron CMOS,” in *Proc. European Solid-State Conf.*, pp. 126 -132, Sep. 2000.

- [BUL90] BULT, K., and GEELEN, G., “A fast settling CMOS op amp for SC circuits with 90 dB DC gain,” *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 1379 -1384, Dec. 1990.
- [CHA98] CHANCE, B., et al., “Phase measurement of light absorption and scatter in human tissue,” *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 69, no. 10, pp. 3457-3481 Oct. 1998.
- [CHE03] CHEUNG, V. S. L., et al., “A 1-V 3.5-mW CMOS switched-opamp quadrature IF circuitry for bluetooth receivers,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 5, pp. 805 -816, May 2003.
- [COL97] COLIER, W. N. J. M., et al., “Age dependency of cerebral oxygenation assessed with near infrared spectroscopy,” *J. Biomed. Optics*, vol. 2, no. 2, pp. 162-170, Apr. 1997.
- [COP88] COPE, M., and DELPY, D. T, “System for long-term measurement of cerebral blood and tissue oxygenation on newborn infants by near infrared transillumination,” *Med. Bio. Eng. Comput.*, vol. 26, no. 3, pp. 289-294, May 1988.
- [CRO94] CROLS, J., and STEYART, M., “Switched-opamp: an approach to realize full CMOS switched-capacitor circuits at very low power supply voltages,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 8, pp. 936–942, Aug. 1994.

- [CZA99] CZARNUL, Z., et al., “Design of fully balanced analog systems based on ordinary and/or modified single-ended opamps,” *Trans. IEICE*, vol. E82-A, no. 2, pp. 256-270, Feb. 1999.
- [DEL98] DE LA HIDALGA W, et al., ‘Effect of the forward biasing the source-substrate junction in n-MOS transistors for possible low power CMOS integrated circuits applications’, *J. Vac. Sci. Technol B*. vol. 16, no. 4, pp. 1812–1817, Jul. 1998.
- [DUQ00] DUQUE-CARRILLO, J. F., et al., “1-V rail-to-rail operational amplifiers in standard CMOS technology,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 33-44, Jan. 2000.
- [FAY04] FAYOMI, C. J. B., SAWAN, M., and ROBERTS, G. W., “Reliable circuit techniques for low-voltage analog design in deep submicron standard CMOS: a tutorial,” *Analog Integrated Circuits and Signal Process.*, vol. 39, pp. 21 - 38, Apr. 2004.
- [FAY01] FAYOMI, C. J. B., SAWAN, M., and ROBERTS, G. W., “A design strategy for a 1-V rail-to-rail input/output CMOS opamp,” *IEEE ISCAS conf.*, vol. 1, pp. 639–642, May 2001.
- [FAY00] FAYOMI, C. J. B., ROBERTS, G. W., and SAWAN, M., “Low-voltage CMOS analog switch for high precision sample-and-hold circuit.” *IEEE Midwest conf.*, vol.2, pp. 710-713, Aug. 2000.

- [FON89] FONDERIE, J., et al., “1-V operational amplifier with rail-to-rail input and output stages,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 12, pp. 1551–1559, Dec. 1989.
- [FRA00] FRANCESCHINI, M. A., et al., “On-line optical imaging of the human brain with 160-ms temporal resolution,” *Optics Express*, vol. 6, no. 3, pp. 49-57, Jan. 2000.
- [FUR02] FURUSHO, J., et al., “Simultaneous study of interictal EEG and near-infrared spectroscopy in a boy with epilepsy,” *Int. Congress Series*, vol. 1232, pp. 673-676, Apr. 2002.
- [GOM98] GOMERSALL C. D., et al., “A comparison of the Hamamatsu NIRO 500 and the INVOS 3100 near-infrared spectrophotometers,” *Anaesth. Intensive Care.*, vol. 26, no. 5, pp. 548-57, Oct. 1998.
- [GRA01] GRATTON, G., FABIANI, M., “Shedding light on brain function: The event-related optical signal,” *Trends in Cogn. Sci.*, vol. 5, no. 8, pp. 357-363, Aug. 2001.
- [GRE05] GRECH, I., et al., “A low voltage wide-input-range bulk-input CMOS OTA,” *Analog Integrated Circuits and Signal Process.*, vol. 43, no 2, pp. 127-136, May 2005.

- [GRO99] GROSENICK, D., et al., "Development of a time-domain optical mammograph and first in vivo applications," *Appl. Opt.*, vol. 38, no. 13, pp. 2927-2943, May 1999.
- [GUZ87] GUZINSKI, A., BIALKO, M., and MATHEAU, J. C., "Body-driven differential amplifier for application in continuous-time active- C filter," Proc. European Conf. Circuit Theory Design, pp. 315-320, Sep. 1987.
- [HU93] HU, C., "Future CMOS scaling and reliability," *Proc. IEEE*, vol. 81, pp. 682-689, May 1993.
- [HOL01] HOLLIS, V. S., and DELPLY, D. T., "Noninvasive monitoring of brain tissue temperature by near-infrared spectroscopy," *Proc. SPIE*, vol. 4250, p 470-481, June 2001.
- [ITO00] ITO, Y. et al., "Assessment of heating effects in skin during continuous wave near infrared spectroscopy," *J. Biomed. Opt.*, vol. 5, no. 4, pp. 383-390, Oct. 2000.
- [JAM01] JAMES, B. K., and SHIH-CHIA, L., "Low-voltage SOI CMOS VLSI devices and circuits," New York, Wiley 2001.
- [JOB77] JOBSIS, F. F., "Noninvasive infrared monitoring of cerebral and myocardial sufficiency and circulatory parameters," *Science*, vol. 198, no. 4323, pp. 1264-1267, Dec. 1977.

- [KAR00] KARTHIKEYAN, S. et al., “Low-voltage analog circuit design based on biased inverting opamp configuration.” *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Analog Digit. Signal Process.*, vol. 47, no. 3, pp. 176–184, 2000.
- [KAR01] KARTHIKEYAN, S., et al., “Design of low-voltage front-end interface for switched-opamp circuits,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Analog Digit. Signal Process.*, vol 48, no. 7, pp 722-726, Jul. 2001.
- [KAW01] KAWAGUCHI, F., et al., “Clinically available optical topography system,” *Hitachi Rev.*, vol. 50, no. 1, pp. 18-22, Apr. 2001.
- [KON00] KONISHI, I., et al., “Development of OMM-2000 optical multichannel monitor,” *Shimadzu Rev. (Japan)*, vol. 57, no. 1-2, pp. 141-151, 2000.
- [KOT96] Kotaki, H., et al., “Novel bulk dynamic threshold voltage MOSFET (B-DTMOS) with advanced isolation (SITOS) and gate to shallow-well contact (SSS-C) processes for ultra low power dual gate CMOS,” *Proc. IEEE Tech. Dig. Electron. Dev.*, pp. 459 - 462, Dec. 1996.
- [LEE00] LEE, E. K. F., “Low-voltage opamp design and differential difference amplifier design using linear transconductor with resistor input,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol 47, no. 8, pp 776-778, Aug. 2000.
- [LEH01] LEHMANN, T., and CASSIA, M., “1-V power supply CMOS cascode amplifier,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1082-1086, Jul. 2001.

- [LIT01] LITT, B., et al, “Epileptic seizures may begin hours in advance of clinical onset : a report of five patients,” *Neuron*, vol. 30, pp. 51-64, April 2001.
- [LIT02] LITT, B., and ECHAUZ, J., “Prediction of epileptic seizures,” *Lancet Neurol.*, vol. 1, pp. 22-30, May 2002.
- [LOP04] LÓPEZ-MARTÍN, A. J., CARLOSENA, A., and RAMIREZ-ANGULO, J., “Very Low Voltage MOS Translinear Loops Based on Flipped Voltage Followers”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 40, no. 1, pp. 71-74, Jul. 2004.
- [MAL89] MALLYA, S., and NEVIN, J. H., “Design procedures for a fully differential folded-cascode CMOS operational amplifier,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 6, pp. 1737-1740, Dec. 1989.
- [NTZ99] NTZIACHRISTOS, V., et al., “Multichannel photon counting instrument for spatially resolved near infrared spectroscopy,” *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 70, no. 1 pt.1-2, pp. 193-201, Jan. 1999.
- [OKA03a] OKADA, E., and DELPY, D. T., “Near-infrared light propagation in an adult head model. I. Modeling of low-level scattering in the cerebrospinal fluid layer,” *Applied Optics*, vol. 42, no. 16, pp. 2906-2914, June 2003.
- [OKA03b] OKADA, E., and DELPY, D. T., “Near-infrared light propagation in an adult head model. II. Effect of superficial tissue thickness on the

- sensitivity of the near-infrared spectroscopy signal," *Applied Opt.*, vol. 42, no. 16, pp. 2915-2922, June 2003.
- [PHA01] PHANG, K., and JOHNS, D.A., "A 1V, 1mW CMOS front-end with on-chip dynamic gate biasing for a 75Mb/s optical receiver," *IEEE ISSCC Dig. of Tech. Papers*, pp. 218-219, Feb. 2001.
- [POG97] POGUE, B. W., et al., "Instrumentation and design of a frequency-domain diffuse optical tomography imager for breast cancer detection, *Opt. Express*, vol. 1, no. 13, pp. 391-403, Dec. 1997.
- [QUA00] QUARESIMA, V., et al., "Noninvasive measurement of cerebral hemoglobin oxygen saturation using two near infrared spectroscopy approaches," *J. Biomed. Opt.*, vol. 5, no. 2, pp. 201-205, Apr. 2000.
- [RAM00] RAMÍREZ-ANGULO, J., A. et al., "Low-voltage CMOS operational amplifiers with wide input-output swing based on a novel scheme," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol 47, no. 5, pp 772-774, May 2000.
- [RAM01] RAMÍREZ-ANGULO, et al., "Low-voltage CMOS op-amp with rail-to-rail input and output signal swing for continuous-time signal processing using multiple-input floating-gate transistors," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol 48, no. 1, pp 111-116, Jan. 2001.

- [RAM02] RAMÍREZ-ANGULO, J., et al, “The flipped voltage follower: a useful cell for low-voltage low-power circuit design”, *Proc. IEEE ISCAS*, vol. 3, pp. 615-618, May 2002.
- [RIE03] RIEGER, R., et al, “Design of a low noise preamplifier for nerve cuff electrode recording” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol 38, pp. 1373-1379, Aug. 2003.
- [SAU02] SAUERBREY, J., et al., “A 0.7-V MOSFET-only switched-opamp $\Sigma\Delta$ modulator in standard digital CMOS technology,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12, pp. 1662–1669, Dec. 2002.
- [SCH00] SCHMITZ, C. H., et al., “Instrumentation and calibration protocol for imaging dynamic features in dense-scattering media by optical tomography,” *Appl. Opt.*, vol. 39, no. 34, pp. 6466-8646, Dec. 2000.
- [SCH04] SCHLOGL F., and ZIMMERMANN, H., “Low-voltage operational amplifier in 0.12 μm digital CMOS technology,” *IEE Proc .Circuits, Devices Syst.*, vol. 151, no. 5, pp. 395-398, Oct. 2004.
- [SIA04] Semiconductor Industry Association (SIA), International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS), 2004 Update.
- [SIE99] SIEGEL, A. M., MAROTA, J. J. A., and BOAS, D. A., “Design and evaluation of a continuous-wave diffuse optical tomography system,” *Opt. Express*, vol. 4, no. 8, pp. 287-298, Apr. 1999.

- [SIL00] SILVEIRA, F., and FLANDRE, D., “Analysis and design of a family of low-power class AB operational amplifiers,” *Proc. IEEE Int. Symp. Circuit Syst.*, pp. 94-99, May 2000.
- [SOK00] SOKOL, D. K., et al., “Near infrared spectroscopy (NIRS) distinguishes seizure types,” *Seizure*, vol. 9, no. 5, pp. 323-327, Jul. 2000.
- [STE96] STEINHOFF, B. J., HERRENDORF, G., and KURTH, C., “Ictal near infrared spectroscopy in temporal lobe epilepsy: a pilot study,” *Seizure*, vol 5, no. 2, pp. 97-101, Jun. 1996.
- [STR02] STRANGMAN, G., BOAS, D. A., and SUTTON, J. P., “Non-invasive neuroimaging using near-infrared light,” *Biol. Psychiatry*, vol. 52, no. 7, pp. 679-693, Oct. 2002.
- [SUT02] SUTO, T., et al., “Temporal characteristics of cerebral blood volume change in motor and somatosensory cortices revealed by multichannel near-infrared spectroscopy,” *Int. Congress Series*, vol. 1232, pp. 383–388, Apr. 2002.
- [VIL97] VILLRINGER, A., and CHANCE, B., “Non-invasive optical spectroscopy and imaging of human brain function” *Trends Neurosci.*, vol. 20, no. 10, pp. 435-442, Oct. 1997.
- [WAT00] WATANABE, E., et al., “Noninvasive cerebral blood volume measurement during seizures using multichannel near infrared

- spectroscopic topography,” *J. Biomed. Opt.*, vol. 5, no. 3, pp. 287-290, Jul. 2000.
- [WAT98] WATANABE, E., et al., “Noninvasive cerebral blood volume measurement during seizures using multichannel near infrared spectroscopic topography,” *J. Epilepsy*, vol. 11, no. 6, pp. 335-340, Nov.-Dec. 1998.
- [WOB01] WOBST, P. et al., “Linear aspects of changes in deoxygenated hemoglobin concentration and cytochrome oxidase oxidation during brain activation,” *NeuroImage*, vol. 13, no. 3, pp. 520-530, Mar. 2001.