HAL
open science

Conception d'un système pour l'acquisition sélective de signaux neurophysiologiques. Électrode multipolaire, prétraitement analogique et circuit d'amplification

Lionel Gouyet

▶ **To cite this version:**

Lionel Gouyet. Conception d'un système pour l'acquisition sélective de signaux neurophysiologiques. Électrode multipolaire, prétraitement analogique et circuit d'amplification. Informatique [cs]. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2008. Français. NNT : . tel-00366380

HAL Id: tel-00366380

https://theses.hal.science/tel-00366380v1

Submitted on 6 Mar 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université Montpellier II
Science et technique du Languedoc

Thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'université Montpellier II

Discipline : systèmes automatiques et micro-électroniques

École doctorale : information, structures et systémes

Présentée et soutenue publiquement

par

Lionel Gouyet

le 17 Décembre 2008

Titre

Conception d'un système pour l'acquisition sélective de signaux neurophysiologiques

Électrode multipolaire, prétraitement analogique et circuit d'amplification

JURY

Président	Michel Vignes	Professeur de l'université Montpellier II
Directeur de thèse	Yves Bertrand	Professeur de l'université Montpellier II
Rapporteurs	Dominique Durand	Professeur de l'université Case Western Reserve - Cleveland - USA
	Marc Belleville	Responsable Scientifique - CEA LETI
Examinateurs	Guillaume Rosanis	Responsable Recherche et Développement Société Neurelec - MXM
	Guy Cathébras	Professeur de l'université Montpellier II
	Fabien Soulier	Maître de conférences de l'université Montpellier II
	Serge Bernard	Chargé de recherche - CNRS
	David Guiraud	Directeur de Recherche - INRIA

Remerciements

Je tenais à débuter cette page en condensant toute la chaleur de mes remerciements à Yves Bertrand et Guy Cathébras, tous deux restant l'idée la plus proche de ce que j'aime dans l'humanité. Je ne disposerai jamais d'assez de temps en une vie pour leur témoigner et leur rendre le bien que j'ai reçu de leur part, aussi je demande à toute personne qui m'aurait en sympathie, de leur offrir tout le bien qu'elle pourra. Dans la même lignée de remerciements, je m'adresse à ma compagne Véronique, à Julien Mellier, ainsi qu'à nos trois familles qui m'auront tant soutenu quand il l'a fallu. Je termine cette première salve par Jean-Baptiste Lerat qui, même à plus de cinq cent kilomètres de Montpellier, a aussi bien contribué à l'avancement de mes travaux qu'au soutien amical les jours de tempête. Sur un plan moins personnel, je souhaite que Messieurs Marc Belleville et Dominique Durand reçoivent ici ma reconnaissance pour leur investissement en tant que rapporteurs de ce manuscrit de thèse, tout comme je salue l'intérêt et les échanges constructifs amenés par Guillaume Rosanis durant et après mon jury de thèse. J'ai une pensée particulière pour Michel Vignes dont la gentillesse, les compétences et la disponibilité, m'ont permis de rendre ce travail pluridisciplinaire. Je ne pourrai oublier Serge Bernard dont le souffle aura su me porter, et Fabien Soulier pour toutes ces choses qu'il aura su me transmettre avec la simplicité qui le caractérise tant. J'adresse mon estime à David Guiraud pour sa responsabilité de père de famille du projet DEMAR, rôle que je ne peux décrire différemment. Enfin, pour terminer cette page, j'ai également une pensée pour Annie Aliaga, David Andreu, Christine Azevedo, ainsi que pour tous les doctorants dont les implications rendent tout simplement le projet DEMAR agréable.

Sommaire

Remerciements **2**

Introduction générale **9**

1 État de l'art **13**

1.1 Introduction physiologique 13

1.1.1 Vue d'ensemble du système nerveux 13

1.1.2 Fonctions du système nerveux 14

1.1.3 Histologie du tissu nerveux 15

1.1.4 Fonctionnement du neurone 17

1.1.5 Les nerfs 22

1.2 Acquisition de signaux neurophysiologiques 24

1.2.1 Les électrodes 25

1.2.2 Acquisition des signaux 34

1.2.3 Méthodes de traitement du signal 35

1.3 Conclusion et Cahier des charges 44

2 Développement théorique et matériel de l'électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale **49**

2.1 Développement théorique 49

2.1.1 Du tripole au multipolaire 49

2.1.2 Réjection des signaux parasites 53

2.1.3 Positionnement et nombre de pôles 55

2.1.4 Étude comparative des trois motifs 58

2.1.5 Étude approfondie du motif hexagonal 66

2.2 Développement matériel 69

2.3 Conclusion 70

3 Développement théorique et matériel de l'amplificateur faible-bruit **73**

3.1 Préamplificateur 73

3.1.1 Choix de la structure d'entrée du préamplificateur - fonctionnalité de moyenne pondérée 73

3.1.2 Charges actives et diodes ajusteuses de niveaux 77

3.1.3 Sources de courant cascodées à large excursion 79
3.1.4 Bande passante 81
3.1.5 Étude du bruit 82
3.1.6 Dimensionnement de la structure 85
3.1.7 Définition d'une métrique pour la réjection des signaux parasites . . 88
3.1.8 Simulations 88
3.1.9 Dessin des masques des transistors d'entrées du préamplificateur . . 90
3.1.10 Nouvelle structure de préamplificateur proposée 91
3.2 Amplificateur d'instrumentation à gain variable 94
3.2.1 Structure générale d'un AI 94
3.2.2 Gains variables à contrôle numérique 95
3.2.3 Simulations 102
3.3 Sources de référence 105
3.4 Amplificateur complet 106
3.4.1 Schéma et dessin des masques de l'amplificateur complet 108
3.4.2 Caractéristiques 108
3.5 Conclusion 110

4 Expérimentations 113
4.1 Mesure de l'impédance des pôles de l'électrode cuff à distribution hexagonale 113
4.1.1 Modèle d'impédance utilisé 113
4.1.2 Mesure des paramètres du modèle — Voltampérométrie 114
4.2 Tests des amplificateurs 117
4.2.1 Carte de test 117
4.3 Expérimentations en perspective 131
4.3.1 Épreuve de sensibilité 131
4.3.2 Épreuve de séparabilité 132
4.3.3 Épreuve de réjection des signaux parasites 132
4.4 Étude menée sur l'algorithme *FastICA* 133
4.4.1 Méthode *FastICA* 133
4.5 Conclusion 136

Conclusion générale et perspectives 139

A Carte de test 157

B Cage de Faraday 161

C Code VHDL du composant générant la commande des gains des amplificateurs 163
C.1 Composant "Commande Circuit" 163
C.2 Composant "Horloge" 167

C.3 Composant “Interface” 168
C.4 Composant “Code” 170
C.5 Composant “Recup Scan Out” 173

Introduction générale

Énumérer les progrès de la médecine depuis sa naissance se révélerait être un travail titanesque, et pourtant de nombreux troubles d'origine neurale restent aujourd'hui sans solution. Le système nerveux étant le centre de communication et de régulation de l'organisme, son dysfonctionnement peut entraîner des pathologies aussi bien bénignes que mortelles. Ces pathologies peuvent être d'origine accidentelle, génétique, ou encore induites par certains facteurs environnementaux. Citer certaines d'entres elles suffit à rappeler leurs diverses conséquences : paralysies liées à des lésions de la moelle épinière (monoplégie, diplégie, paraplégie, hémiplégie, quadriplégie), épilepsie, maladie de Parkinson, sclérose en plaques, etc.

La stimulation électrique fonctionnelle (SEF), consistant à produire des contractions artificielles de groupements musculaires par stimulation électrique sur les voies nerveuses ou sur les muscles, est un des axes de recherche explorés afin d'apporter une solution palliative à certaines des pathologies évoquées. Cette technique, au-delà de l'intérêt qu'elle peut présenter pour la stimulation des groupements musculaires, peut aussi être utile pour rétablir un contrôle sur certaines glandes.

Il serait difficile de dater avec précision les premières expérimentations de SEF sur l'être humain, cependant il est probable que Luigi Galvani l'ait inventé en 1786, en constatant la contraction des muscles d'une cuisse de grenouille lorsque celle-ci était mise en contact avec des métaux ou branchée sur une machine électrostatique.

Depuis cette ancienne collaboration hominien-batracien, de nombreuses réalisations utilisant la SEF ont vu le jour. La plus célèbre d'entre elles est le stimulateur cardiaque ; de nos jours, plusieurs centaines de milliers de patients reçoivent un implant de stimulation cardiaque chaque année. Moins répandu, l'implant cochléaire, permettant une amélioration considérable des fonctions d'audition défectueuses, évolue toujours vers des solutions plus précises et plus esthétiques. Afin de s'affranchir des problèmes d'incontinence liés à certaines pathologies, des stimulateurs dédiés au contrôle de la vessie sont également implantés, et les recherches visant à améliorer ces implants sont poursuivies en laboratoire. Le traitement de la maladie de Parkinson par stimulation sous-thalamique (stimulation en cerveau profond) est un autre exemple d'application de la SEF. Enfin, l'exploitation de la SEF pour rétablir partiellement ou totalement la motricité de patients atteints de paralysies dues à des lésions médullaires, est une voie sur laquelle plusieurs équipes de recherche à travers le monde se mobilisent. Des résultats dans ce dernier thème de recherche

permettraient, au-delà de la locomotion, d'éviter les problèmes d'escarres de décubitus liés aux insuffisances d'irrigation des tissus d'un patient restant trop longtemps assis ou couché (d'une manière générale, les patients souffrant de telles paralysies dénoncent ce problème comme plus important que celui de ne plus pouvoir se mouvoir à l'aide de leurs jambes).

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre du projet DEMAR (DEambulation et Mouvement ARtificiel) créé en Janvier 2004 après une période de réflexion scientifique de deux ans sur la restauration de fonctions motrices à l'aide de la SEF. Proposé et dirigé par David Guiraud, ce projet piloté par l'INRIA s'enrichit de la collaboration du CNRS, de l'Université Montpellier II, ainsi que de l'Université Montpellier I et s'organise autour des deux axes majeurs que sont la modélisation-commande du système sensori-moteur et les interfaces vivant-artificiel. Ces axes ont pour objectifs la compréhension et la quantification objective des désordres moteurs d'une part, et la recherche de solutions palliatives des déficiences motrices d'autre part.

L'activité Microélectronique du projet se situe principalement à l'interface vivant-artificiel et repose sur le développement de stimulateurs et de capteurs implantables. Les travaux décrits dans ce rapport complètent ceux de J-D. Técher [TEC05], dont le sujet de thèse était la réalisation d'un stimulateur implantable. En abordant la SEF du point de vue de l'automaticien, un stimulateur seul est un système en boucle ouverte. L'utilisation des signaux physiologiques du système nerveux afférent pour permettre de réaliser une stimulation contrôlée en boucle fermée est une des solutions envisagées par le projet DEMAR. Ainsi, le travail de recherche mené durant cette thèse avait pour but le développement d'un capteur d'informations nerveuses sensorielles et de sa chaîne de traitement.

Une chaîne d'acquisition peut être schématisée par la figure 1. Bien que ce maillon ne soit pas traité dans ce travail de thèse, le premier élément sur lequel une réflexion a été menée est celui du traitement du signal. Le problème consistait à répondre à deux questions successives : "Quel traitement du signal permettrait de recueillir le maximum d'informations sensorielles exploitables pour contrôler un système de stimulation électrique fonctionnelle en boucle fermée ?" et "À partir de la réponse à cette première question, quels sont les besoins pour un fonctionnement optimal du traitement du signal choisi ?"

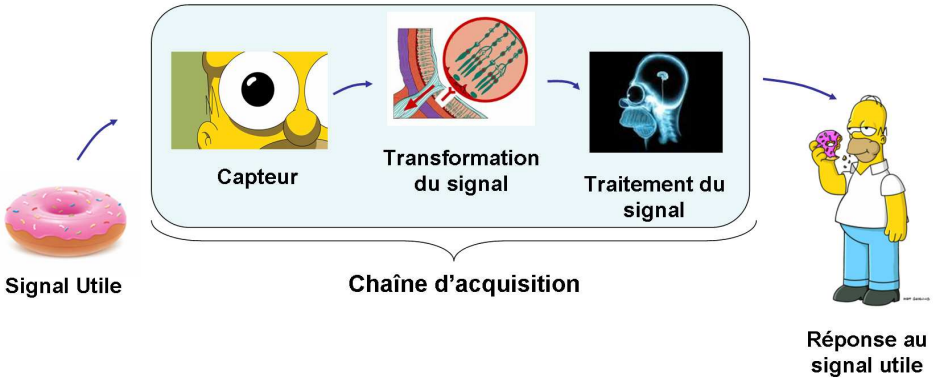


FIG. 1 – Structure générale d'une chaîne d'acquisition.

Au cours de notre recherche bibliographique, les analyses en composantes indépendantes sont apparues comme le traitement du signal le plus adéquat à ce que nous cherchions à faire, c'est-à-dire, séparer un maximum de sources neurales sensorielles. Ce traitement est donc devenu le point de départ pour le développement de notre chaîne d'acquisition, et si une part de doute subsistait quant à la possibilité d'implémenter un algorithme d'analyses en composantes indépendantes, part de doute qui nous est restée après une étude menée sur l'algorithme *FastICA* (et dont nous discuterons au quatrième chapitre de ce rapport de thèse), elle fut écourtée par cette remarque qui nous est venue :

"Quand bien même les analyses en composantes seraient inexploitables, une électrode fournissant un grand nombre d'enregistrements exploitables par n'importe quel autre traitement du signal sera une évolution positive pour le domaine de l'acquisition d'influx nerveux..."

Le premier chapitre de ce rapport présente le contexte général du domaine de l'acquisition des signaux physiologiques. La première partie donnera au lecteur les quelques notions d'anatomie et de physiologie indispensables pour aborder les contraintes du domaine de l'enregistrement de signaux physiologiques. En seconde partie, les différentes techniques d'acquisition d'électroneurogrammes (ENG) existantes seront présentées. Pour chaque technique, nous verrons les types d'électrode de recueil utilisés ainsi que les systèmes d'amplification et de traitement du signal. Dans le second chapitre, nous exposerons les aspects théoriques du développement de l'électrode multipolaire à distribution hexagonale. L'électrode y sera décrite ainsi que les modèles utilisés pour valider théoriquement ses différentes sensibilités. Un amplificateur faible bruit adapté à la structure de l'électrode de recueil sera présenté en troisième chapitre. Au delà de l'amplification des signaux, cet amplificateur présente la particularité de réaliser une technique de réjection des signaux d'origine extérieure au nerf et parasitant considérablement le signal nerveux. Les caractéristiques mesurées de l'électrode et de l'amplificateur seront données au quatrième chapitre. Ce chapitre s'intéresse aux résultats technologiques recherchés afin de répondre au cahier des charges de ce projet. Nous y présenterons également l'ensemble des protocoles de manipulation sur l'animal que nous avions prévus et qui, dans le futur, seront nécessaires à la validation de ce travail. Enfin, avant de donner les remarques conclusives de ce travail, des perspectives découlant des résultats présentés seront proposées pour une poursuite de cet axe de recherche.

Chapitre 1

État de l'art

Les travaux de cette recherche visent à proposer un dispositif implantable de recueil de signaux physiologiques. Ainsi, avant de présenter l'état de l'art de ce domaine, nous exposerons une introduction à la physiologie nerveuse humaine afin de mieux appréhender les contraintes ayant influencé notre travail. Cette introduction physiologique débutera par une vue générale du système nerveux, décrivant ses fonctions ainsi que son organisation, puis, en seconde partie, une approche microscopique expliquera le fonctionnement et les contraintes de ce système.

1.1 Introduction physiologique

1.1.1 Vue d'ensemble du système nerveux

Structure du système nerveux

Le système nerveux accompagne le système endocrinien pour veiller au maintien de l'homéostasie dans le corps (état d'équilibre physiologique dynamique de l'organisme). Ces deux systèmes agissent différemment pour atteindre cet objectif : le système nerveux réagit rapidement aux stimulus en transmettant des influx nerveux (potentiels d'action), tandis que le système endocrinien, réagissant plus lentement mais très efficacement, libère des hormones. Constitué par les deux grands types de cellules que sont les axones et les gliocytes (cellules gliales), le système nerveux est à la base de tous les mouvements volontaires, il dirige l'ensemble des perceptions, des comportements ainsi que la mémoire. Il est constitué de :

- L'encéphale : logé dans le crâne et contenant environ cent milliards de neurones.
- Les nerfs crâniens et leur ramifications : numérotés de I à XII et émergeant de la base de l'encéphale. (Des informations complémentaires sur la constitution des nerfs seront données plus loin).
- La moelle épinière : contenue dans la colonne vertébrale, elle est en contact avec l'encéphale au travers du foramen magnum du crâne et est constituée de 100 millions de neurones.

- Les nerfs spinaux ou rachidiens et leurs ramifications : provenant de la moelle épinière, ils innervent chacun une région particulière du côté droit ou gauche du corps.
- Les ganglions : situés à l'extérieur de l'encéphale et de la moelle épinière. Ces petites masses de tissus nerveux contiennent essentiellement des corps cellulaires de neurones et sont étroitement liés aux nerfs crâniens et spinaux.
- Les plexus entériques : situés sur les parois de certains organes du tube digestif, ce sont des réseaux de neurones contribuant à réguler l'activité digestive.
- Les récepteurs sensoriels : ce sont soit des dendrites de neurones sensitifs (certains spécialistes considèrent qu'il s'agit plutôt d'axones), soit des cellules spécialisées distinctes détectant les variations d'état des milieux intérieur et extérieur.

1.1.2 Fonctions du système nerveux

Les trois fonctions du système nerveux sont de détecter et de transmettre les stimulus internes et externes (fonction sensorielle), de traiter ces informations sensorielles (fonction intégrative), et d'élaborer une réponse adéquate aux stimulus reçus (fonction motrice).

- La fonction sensorielle est assurée par des récepteurs sensoriels (permettant la détection des stimulus), et par des neurones sensitifs ou afférents (transportant les influx nerveux vers la moelle épinière et l'encéphale).
- La fonction intégrative est en partie réalisée par les interneurones (ou neurones d'association). Ces neurones analysent et emmagasinent une partie de l'information sensorielle pour décider des réponses appropriées à transmettre à la fonction motrice.
- La fonction motrice consiste à mettre en œuvre les décisions à caractère intégratif. A cette fin, les neurones moteurs, ou neurones efférents, transmettent les informations provenant de l'encéphale et de la moelle épinière vers les cellules et organes effecteurs tels que les fibres musculaires ou les cellules glandulaires.

Organisation du système nerveux

Le système nerveux est séparé en deux sous-systèmes complémentaires : le système nerveux central (SNC) et le système nerveux périphérique (SNP).

Le SNC comprend l'encéphale et la moelle épinière. Ce système est le siège des pensées, des émotions, des souvenirs et de la plupart des influx nerveux provoquant la contraction des muscles et l'activité sécrétrice des glandes de l'organisme ; c'est le centre de régulation et d'intégration du système nerveux, il interprète l'information sensorielle et élabore les réponses motrices.

Le SNP se subdivise en trois autres sous-systèmes : les systèmes nerveux somatique (SNS), autonome (SNA) et entérique (SNE). Ces trois sous-systèmes sont tous composés de neurones sensitifs et moteurs, seules les destinations de leurs influx nerveux diffèrent. Les neurones sensitifs des trois sous-systèmes transmettront leurs messages au SNC (excepté certains neurones sensitifs du SNE qui communiquent directement avec des neurones moteurs en boucle autonome). Les neurones moteurs appartenant au SNS transmettront

leurs influx nerveux aux muscles squelettiques, tandis que ceux du SNA dirigerons les leurs vers les muscles lisses, au muscle cardiaque, aux glandes et aux tissus adipeux. Pour finir, les neurones moteurs du SNE transmettront les messages nerveux aux muscles lisses, glandes et cellules endocrines du tube digestif. Ainsi, le SNP permet la communication entre le SNC et tout le reste du corps. Il comprend deux types de voies dites *afférentes* ou *efférentes* selon qu'elles transportent l'information des récepteurs sensoriels vers le SNC ou du SNC vers les organes effecteurs. Dans le cadre de ce travail, c'est ce sous-système que nous étudions, et plus particulièrement, l'ensemble des fibres afférentes.

1.1.3 Histologie du tissu nerveux

Le tissu nerveux est complexe et très dense, il n'est pourtant composé que de deux grands types de cellules, les neurones et les gliocytes. Les neurones sont des cellules excitables qui produisent et transmettent les signaux électriques tandis que les gliocytes, plus petits, nourrissent et protègent les neurones tout en maintenant l'homéostasie dans le liquide interstitiel dans lequel ils baignent.

Les gliocytes

Les six types de gliocytes ne sont pas revus en détail ici. Néanmoins, si chaque type remplit une fonction particulière, leur fonction reste en général d'isoler électriquement les neurones de leur voisins, ou encore de produire des neurotropes guidant et favorisant la croissance et l'intégrité des jeunes neurones vers les réseaux auxquels ils sont destinés. Quatre des six types de gliocytes existent dans le SNC contre deux dans le SNP.

Les neurones

Les neurones sont les cellules qui forment la structure du système nerveux, ils assurent sa fonctionnalité en permettant la transmission des messages par influx nerveux entre les différentes parties du corps (figure 1.1). Présentant certaines variations, ce sont des cellules longues et complexes comprenant un corps cellulaire (constituant le centre biosynthétique de la cellule), dont sont issus plusieurs fins prolongements. La plupart des neurones ont trois structures fonctionnelles en commun : une structure réceptrice, une structure conductrice (engendrant et transmettant le potentiel d'action), et une structure sécrétrice (libérant des neurotransmetteurs). Les prolongements neuronaux sont les entrées et la sortie de l'information dans la cellule, et sont respectivement différenciés en tant que "dendrites" et "axone". Les dendrites (entrées du neurone) forment la structure réceptrice, qui est la première des trois structures fonctionnelles énoncées plus haut, en transmettant les signaux électriques au corps cellulaire. La sortie du neurone (unique pour chacun d'entres eux) s'appelle donc l'axone. De diamètre constant sur toute leur longueur qui est variable (un mètre ou plus), les axones constituent les deux autres structures fonctionnelles évoquées. Ils propagent les influx nerveux et les transmettent à un autre neurone, à une fibre musculaire ou à une cellule glandulaire (structure conductrice). La transmission aux effecteurs est possible grâce

aux corpuscules nerveux terminaux qui sont situés sur les terminaisons axonales (en bout d'axone) ; ces derniers sécrètent des neurotransmetteurs (substances chimiques emmagasinées dans les vésicules des corpuscules nerveux terminaux) qui excitent ou inhibent les autres neurones (ou les cellules effectrices) avec lesquels l'axone est en contact étroit (structure sécrétrice). Tout prolongement d'un neurone, que ce soit un dendrite ou un axone, est désigné par le terme général de *fibre nerveuse*. Il existe différents types de neurones selon leurs fonctionnalités (unipolaires -neurones sensitifs-, bipolaires, multipolaires, ainsi qu'une famille d'interneurones).

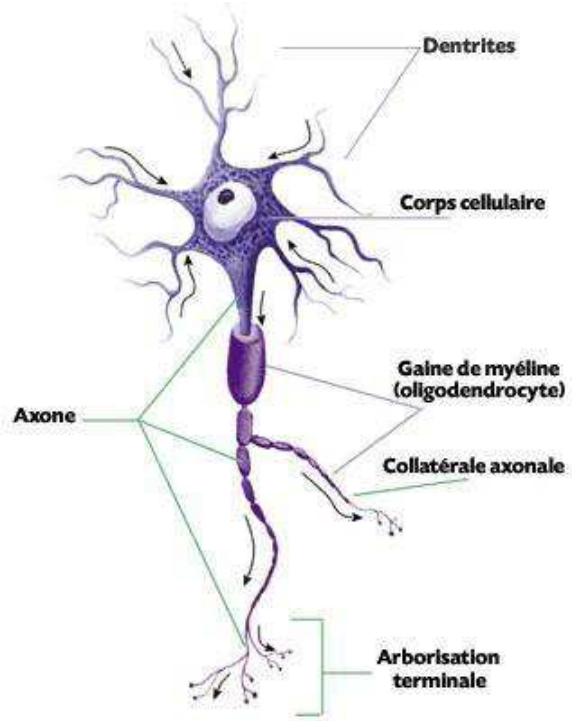


Fig. 1.1 – Neurone.

Myélinisation

Les axones de la plupart des neurones des mammifères sont entourés d'une enveloppe lipidique et protéinique disposée en plusieurs couches. Cette gaine, produite par les cellules gliales (cellule de Schwann dans le SNP et oligodendrocytes dans le SNC) et appelée *gaine de myéline*, isole électriquement l'axone et augmente la vitesse de propagation des potentiels d'action par la *conduction saltatoire*. Dans le SNP, chaque cellule de Schwann s'enroule plusieurs fois sur elle-même autour d'un segment d'axone d'environ 1 mm de long, et l'ensemble de ces cellules forme ainsi une gaine présentant des intervalles appelés *nœuds de Ranvier*. Contrairement aux cellules de Schwann, un unique oligodendrocyte myélinise certaines parties de plusieurs axones à la fois dans le SNC. La *Sclérose en plaques* est une pathologie témoignant des conséquences de la dégénérescence progressive des gaines de myéline autour des axones du SNC (les gaines de myéline des patients atteint par cette

maladie se sclérosent et forment des plaques ou cicatrices durcies).

1.1.4 Fonctionnement du neurone

Les neurones, comme les fibres musculaires, sont des cellules excitables électriquement. Les messages nerveux sont véhiculés par deux types de signaux électriques : le *potentiel d'action* (pour les communications sur distances courtes et longues) et le *potentiel gradué* (uniquement pour les communications sur distances courtes). La membrane plasmique du neurone possède, comme la plupart des cellules de l'organisme, un *potentiel de membrane* qui se définit comme la différence de potentiel existant entre l'intérieur et l'extérieur de la membrane. Chez le neurone et les autres cellules excitables, cette différence de potentiel est appelée *potentiel de repos* en absence d'activité. Un message nerveux (potentiel d'action ou potentiel gradué) sera observé comme une variation de la différence de potentiel membranaire par rapport au potentiel de repos.

Canaux ioniques

La production ainsi que la propagation des potentiels d'action et des potentiels gradués sont rendues possibles grâce à la présence de canaux ioniques dans la membrane plasmique du neurone. Ces canaux permettent la migration d'ions de part et d'autre de la membrane plasmique du neurone et sont à l'origine des variations de potentiel observées lors du passage d'un message nerveux. La bicouche lipidique de la membrane plasmique étant un bon isolant électrique, le courant lié à la migration ionique emprunte surtout les canaux ioniques pour traverser la membrane. Les canaux ioniques sont séparés en deux grandes catégories : les *canaux à fonction passive* et les *canaux à fonctionnement commandé*.

Les canaux à fonction passive (ou canaux de fuite), restent toujours ouverts et les membranes plasmiques sont généralement plus perméables aux ions potassium (K^+) qu'aux ions sodium (Na^+).

Les canaux à fonctionnement commandé s'ouvrent et se referment en réponse à un certain stimulus. La propriété d'excitabilité électrique des neurones et des fibres musculaires est directement liée à la présence de ces canaux sur leurs membranes plasmiques. Selon le type de stimulus auquel ils réagissent, les canaux ioniques à fonctionnement commandé sont dits *voltage-dépendants*, *ligand-dépendants* ou *mécanique-dépendants*. Les canaux ioniques à fonctionnement commandé voltage-dépendants répondent à une variation du potentiel de membrane et interviennent dans la production et la propagation des potentiels d'action. Les canaux ioniques à fonctionnement commandé ligand-dépendants répondent à un stimulus chimique particulier. Les canaux ioniques à fonctionnement commandé mécanique-dépendants répondent à une stimulation mécanique sous forme de vibrations (telle une onde acoustique), de pressions (comme le toucher) ou d'étirements des tissus. Ce dernier type de canal est présent dans les récepteurs auditifs, cutanés du toucher, ou encore les récepteurs détectant les étirements de l'estomac. Les canaux ioniques à fonctionnement commandé ligand-dépendants et mécanique-dépendants sont responsables de la produc-

tion des potentiels gradués.

Potentiels gradués

Les potentiels gradués, ou potentiels électrotoniques, sont une faible déviation du potentiel membranaire ayant pour but d'augmenter ou de diminuer la polarisation de la membrane (selon le cas, les potentiels gradués sont qualifiés d'hyperpolarisant ou de dépolarisant). Leur amplitude dépend de la force du stimulus qui les crée, et est directement corrélée au nombre de canaux ioniques qui se sont ouverts et à leurs durées d'ouverture. L'ouverture et la fermeture de ces canaux ioniques ne produisent qu'un courant localisé se propageant sur quelques micromètres le long de la membrane plasmique avant de disparaître (communications sur de courtes distances). Rarement présents sur les axones, les canaux ioniques à fonctionnement commandé ligand-dépendants et mécanique-dépendants se trouvent essentiellement sur les dendrites des neurones sensitifs ou sur les dendrites et corps cellulaires des interneurones et des neurones moteurs.

Potentiels d'action

Le but de cette étude étant d'étudier les possibilités d'enregistrements de signaux nerveux au plus près des nerfs et, comme il est décrit dans la suite de ce rapport, le nerf étant essentiellement constitué d'axones, les électroneurogrammes enregistrés sur la surface ou dans un nerf seront surtout des images électriques des potentiels d'action (et non des potentiels gradués qui ne se propagent pas). Aussi, nous approfondirons l'étude des potentiels d'action et laisserons de côté les potentiels gradués. Le potentiel d'action, ou influx nerveux, est une succession rapide d'événements faisant varier la différence de potentiel entre l'intérieur et l'extérieur de la membrane d'un axone (figure 1.2). Au cours du passage d'un potentiel d'action, cette différence de potentiel va augmenter jusqu'à une amplitude maximum, puis diminuera jusqu'à sa valeur de repos.

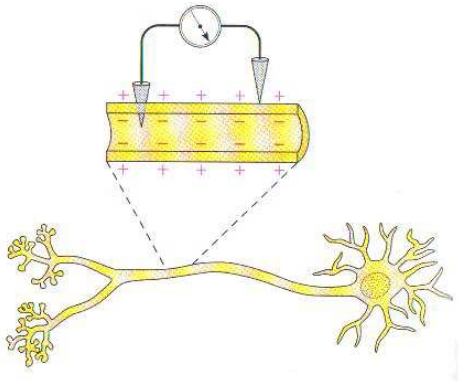


Fig. 1.2 – Différence de potentiels membranaires.

Déclenchement du potentiel d'action Le neurone ne déclenche un potentiel d'action sur l'axone que lorsque la somme des informations fournies par les dendrites (informations

excitatrices moins les informations inhibitrices) est supérieure ou égale à un certain potentiel de membrane appelé *seuil d'excitation.* Cette somme peut être soit spatiale (le corps cellulaire somme les informations excitatrices moins les informations inhibitrices à un instant donné), soit temporelle (un même dendrite fournit plusieurs informations excitatrices rapprochées dans le temps)(figure 1.3). Une fois déclenché dans sa zone gâchette (en général au niveau du cône d'implantation de l'axone), le potentiel d'action sera toujours de même amplitude sur un axone donné. Il en découle que l'information portée par un axone est de type "tout ou rien" et que seule la fréquence des potentiels d'action a un sens en termes d'information.

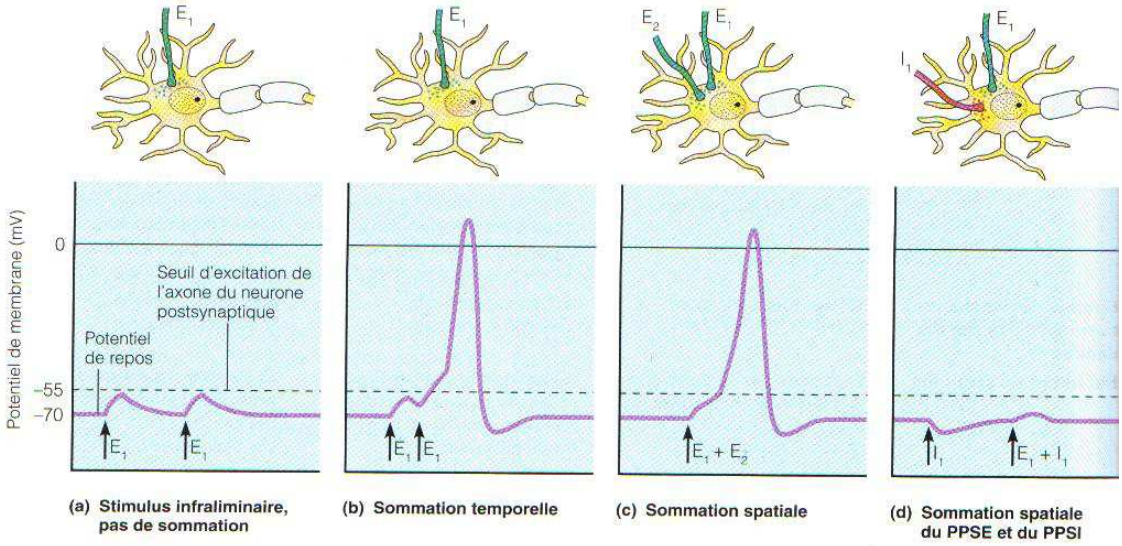


FIG. 1.3 – Fonctionnement du neurone.

Phases d'un potentiel d'action La production d'un potentiel d'action repose sur des modifications de la perméabilité membranaire des ions sodium et potassium qui se succèdent tout en étant liées. Ces modifications sont dues à l'ouverture et à la fermeture des canaux ioniques à fonctionnement commandé (canaux à Na^+ et K^+ voltage-dépendants). Temporellement, deux phases se succèdent : la *phase de dépolarisation* et la *phase de repolarisation* (figure 1.4).

Le phénomène de dépolarisation se produit si un potentiel gradué ou quelque autre stimulus pousse la dépolarisation de la membrane de son seuil de repos (environ $-70\,\mathrm{mV}$) jusqu'à son seuil d'excitation (environ $-55\,\mathrm{mV}$). Un accroissement transitoire de la perméabilité membranaire des ions sodium sera causé par l'ouverture des canaux à Na^+ voltage-dépendants, et favorisés par les gradients électrique et chimique, les ions Na^+ pénétreront dans l'axone via leurs canaux. Cet afflux d'ions Na^+ amorce la phase de dépolarisation du potentiel d'action et continuera jusqu'à ce que la différence entre les potentiels interne et externe de la membrane atteigne $+30\,\mathrm{mV}$ (phase ascendante du potentiel d'action). La phase de dépolarisation ouvre simultanément les canaux à Na^+ et

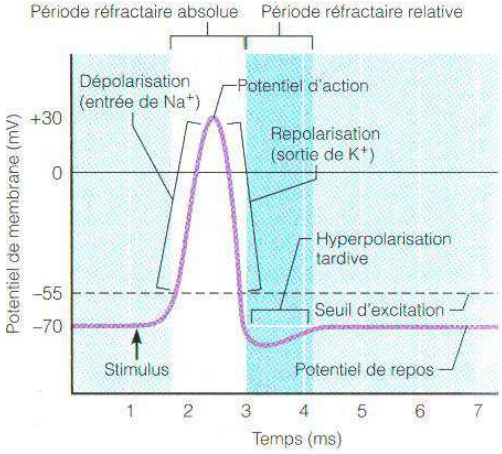


FIG. 1.4 – Potentiel d'action.

à K^+ voltage-dépendants, cependant, l'ouverture des canaux à K^+ étant plus lente, elle coïncide approximativement avec la fermeture des canaux à Na^+. Cette ouverture lente des canaux à K^+ et la fermeture des canaux à Na^+ provoquent la phase de repolarisation du potentiel d'action.

Avec la fermeture des canaux à Na^+ et l'ouverture des canaux à K^+ (qui permettront une migration des ions K^+ à l'extérieur de la cellule), la différence entre les potentiels interne et externe de la membrane repasse de $+30\,\text{mV}$ à $-70\,\text{mV}$. Durant cette phase, les canaux à Na^+ étant fermés, aucun autre potentiel d'action ne peut être déclenché ; ce laps de temps porte le nom de *période réfractaire absolue* (une seconde période réfractaire, dite *relative*, suit la période réfractaire absolue et ne permet le déclenchement d'un potentiel d'action que par un stimulus supraliminaire, c'est-à-dire dépassant le seuil d'excitation). Lors de la phase de repolarisation, le flux d'ions K^+ peut être suffisamment prononcé pour entraîner une phase d'hyperpolarisation tardive qui fera descendre la différence entre les potentiels interne et externe de la membrane jusqu'à $-90\,\text{mV}$. Après fermeture des canaux à K^+, la différence de potentiel de la membrane reviendra à son seuil de repos soit $-70\,\text{mV}$.

Les valeurs des seuils de repos et d'excitation données précédemment sont respectivement de $-70\,\text{mV}$ et $-55\,\text{mV}$, cependant, ces valeurs varient selon le type de neurone et peuvent par exemple être comprise entre $-40\,\text{mV}$ et $-90\,\text{mV}$. Ainsi, le potentiel d'action est créé par un échange d'ions sodium et potassium entre les surfaces interne et externe de la membrane de l'axone, générant une variation de la différence de potentiel d'environ $100\,\text{mV}$. La durée du phénomène ne dépasse pas quelque millisecondes.

Propagation des potentiels d'action Le phénomène de période réfractaire lors du passage d'un potentiel d'action implique que l'influx nerveux, une fois provoqué, ne peut se propager que dans un sens unique. Puisque le déclenchement des potentiels d'action se produit au niveau du cône d'implantation de l'axone (c'est-à-dire au début de l'axone), les

neurones sont strictement dédiés à une conduction afférente ou efférente (figure 1.5).

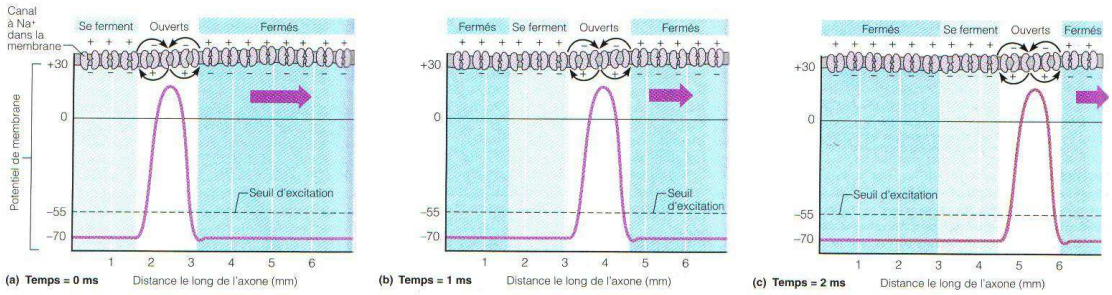


FIG. 1.5 – Sens de conduction des potentiels d'action.

La vitesse de propagation de l'influx nerveux dans les axones varie considérablement selon le diamètre de l'axone et son degré de myélinisation. Le phénomène de propagation expliqué jusque là est valable pour les fibres musculaires et les axones amyélinisés. Il s'agit d'une dépolarisation séquentielle des parties de la membrane plasmique qui porte le nom de *conduction continue*.

La conduction des potentiels d'action sur les axones myélinisés est différente. Les canaux ioniques voltage-dépendants sont rares sous les gaines de myéline et en grand nombre aux nœuds de Ranvier. La membrane se dépolarise aux nœuds de Ranvier et les courants créés par les migrations d'ions Na^+ et K^+ circulent dans le liquide extracellulaire entourant la gaine de myéline et dans le cytosol (portion fluide du cytoplasme ; le cytoplasme étant tout le contenu cellulaire compris entre la membrane et le noyau), d'un nœud de Ranvier à l'autre. Ces courants ioniques ouvrent les canaux à Na^+ voltage-dépendants d'un nœud à l'autre en propageant ainsi l'influx nerveux. Chaque nœud se repolarise après s'être dépolarisé et le potentiel d'action se déplace beaucoup plus rapidement que sur un axone amyélinisé car, le courant ne passant à travers la membrane qu'aux nœuds de Ranvier, l'influx paraît sauter d'un nœud à l'autre à mesure que les régions nodales se dépolarisent et atteignent le seuil d'excitation. À cause de cette impression de "sauts" dans la propagation des potentiels d'action sur les axones myélinisés, cette conduction de l'influx nerveux porte le nom de *conduction saltatoire* (figure 1.6).

Trois types de fibres sont définis selon leurs tailles et vitesses de conduction. Les fibres de type A sont les plus rapides et transmettent certains influx nerveux sensitifs tels que le toucher, la pression ou encore certaines sensations thermiques, ainsi que les informations efférentes transmises aux muscles squelettiques ; elles ont un diamètre compris entre 5 et 20 μm et sont toutes myélinisées. Ce type de fibres a une période réfractaire absolue courte et achemine les influx nerveux à des vitesses allant de 12 à 130 m/s. Les fibres de type B, plus lentes, sont également myélinisées mais ont un diamètre inférieur à celui des fibres A (2 à 3 μm) ; leur vitesse maximum est de 15 m/s. Ces fibres sont essentiellement utilisées dans le système autonome. Le dernier type de fibres, le type C, est le plus lent avec des vitesses allant de 0,5 à 2 m/s pour des diamètres compris entre 0,5 et $1,5\,\mu$m. Ces axones sont amyélinisés et ont les plus longues périodes réfractaires absolues ; ils transmettent des

informations associées au système nerveux autonome ainsi que certains influx sensitifs liés à la douleur, au toucher, à la pression, à la chaleur et au froid provenant de la peau, et à la douleur provenant des viscères.

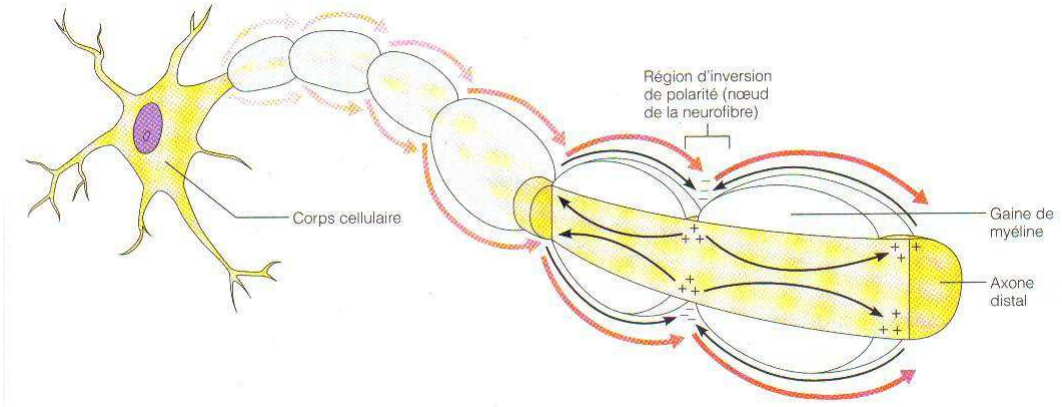


FIG. 1.6 – Conduction saltatoire sur un axone myélinisé.

Codage de l'information nerveuse Les influx nerveux sur un même axone ayant tous la même amplitude, l'information est non seulement codée par la fréquence des potentiels d'action, mais aussi par le nombre de fibres recrutées pour transmettre une information (fréquence des potentiels d'action et nombre de fibres recrutées proportionnels à l'intensité).

1.1.5 Les nerfs

Les nerfs sont des organes en forme de cordons dont la taille varie et qui appartiennent au SNP. Ils sont composés de faisceaux parallèles d'axones périphériques (myélinisés et amyélinisés) entourés d'enveloppes superposées de tissu conjonctif. Chaque axone est entouré d'une mince couche de tissu conjonctif lâche appelé endonèvre. Les axones sont groupés en fascicules par une enveloppe également composée de tissu conjonctif, plus épaisse que la première et qui forme le périnèvre. L'ensemble des fascicules est à son tour enveloppé d'une gaine fibreuse résistante s'appelant l'épinèvre. Le périnèvre et l'épinèvre comprennent également de nombreux vaisseaux sanguins destinés à nourrir les nerfs (figures 1.7 et 1.8).

Le SNP comprenant des voies afférentes et des voies efférentes, les nerfs sont classés en trois types :

- les nerfs sensitifs (afférents),
- les nerfs moteurs (efférents),
- les nerfs mixtes (afférents et efférents).

Les deux premiers types de nerfs sont extrêmement rares et la quasi-intégralité des nerfs appartient au dernier type. En effet, si l'on considère par exemple les nerfs spinaux à la base de la moelle épinière, il est possible de voir que les voies afférentes se dirigent vers la corne dorsale de la moelle épinière tandis que les voies efférentes proviennent de la corne

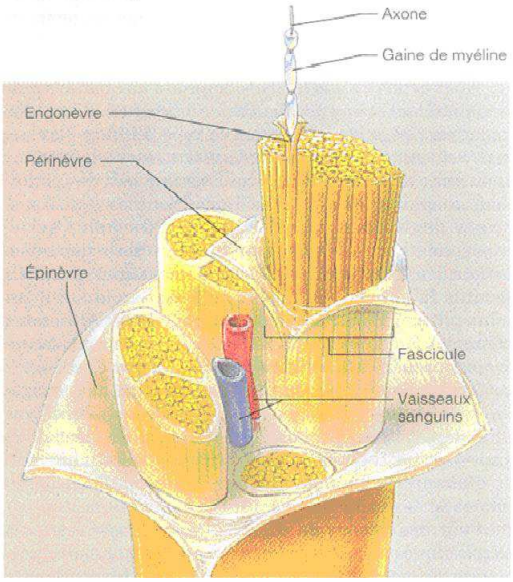


FIG. 1.7 – Structure d'un nerf.

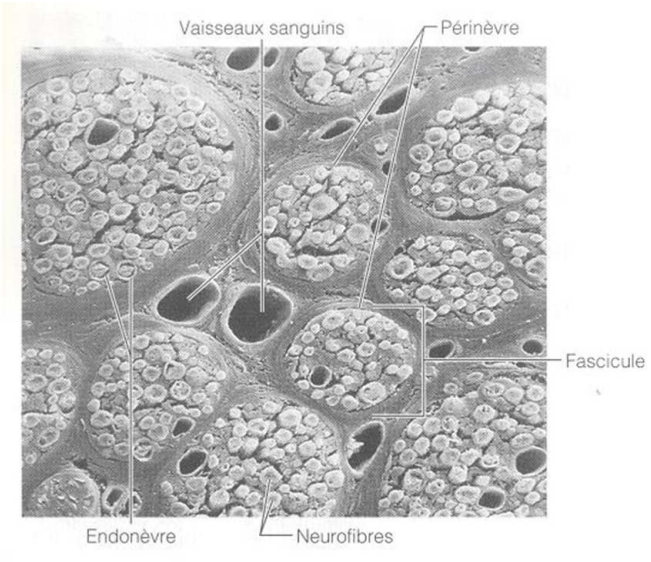


FIG. 1.8 – Vue microscopique du nerf.

ventrale. Cette séparation n'a lieu qu'à la jointure des nerfs spinaux sur la moelle épinière, au-delà, les deux voies afférentes-efférentes sont présentes dans les nerfs (figure 1.9).

En résumé, il faut retenir que l'information circulant dans un nerf est le potentiel d'action et qu'il se propage en sens unique dans un complexe de fibres nerveuses. L'amplitude du potentiel d'action est constante sur un même axone et sa vitesse est fonction du degré de myélinisation de l'axone ainsi que de son diamètre. L'intensité du stimulus remontant vers le SNC est codée par la fréquence des potentiels d'action ainsi que par le nombre de fibres recrutées pour transmettre le message. Enfin, un nerf est en général mixte, c'est à dire que les neurones dont les axones le composent peuvent être sensitifs (information

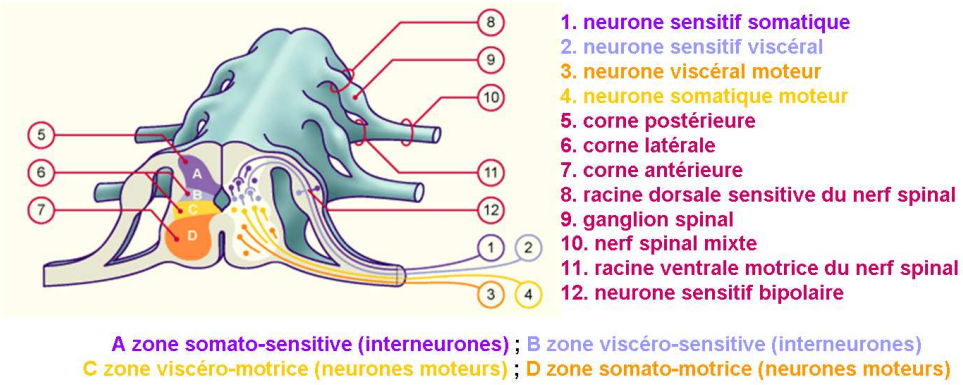


FIG. 1.9 – Coupe transversale de la moëlle épinière.

afférente) ou moteurs (information efférente).

1.2 Acquisition de signaux neurophysiologiques

L'état de l'art de ce travail de thèse est présenté en deux grands domaines :

- Les électrodes et leurs systèmes d'amplification.
- Les traitements applicables aux signaux afin d'en extraire une information pertinente et exploitable.

Avant de débuter la première partie de l'état de l'art, nous voulions rajouter que les électrodes forment une grande famille, et que toutes n'ont pas vocation à permettre le recueil de signaux physiologique sur nerfs ; toutes les électrodes s'écartant de ce rôle ont été mises de côté pour cet état de l'art, mais nous souhaitions y faire allusion pour que le lecteur sache qu'elles existent (un exemple serait l'électrode pour la stimulation cérébrale profonde montrée en figure 1.10).

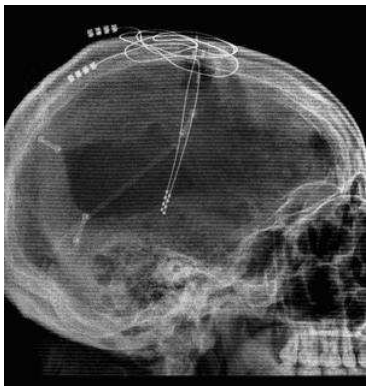


FIG. 1.10 – Électrode de stimulation en cerveau profond.

1.2.1 Les électrodes

La pose d'implants en milieu physiologique est un domaine confronté à de nombreuses contraintes. Au delà du rejet possible de corps que l'organisme reconnaît comme étrangers, le volume et la forme de ces corps sont dépendants de l'espace disponible et de l'élasticité du milieu. Dans le cas de l'acquisition de signaux nerveux, le choix d'électrodes adéquates est un compromis entre les possibilités et la stabilité d'implantation, qui peuvent, avec le temps, impliquer des dérives dans les données recueillies. Nous ne présentons dans la suite de cet état de l'art que les électrodes exploitées couramment pour le recueil d'informations neurales. Les signaux enregistrés dépendent des électrodes utilisées et n'ont pas la même forme que les potentiels d'action précédemment vus. Ainsi, pour la suite, nous définissons le terme d'*ENG* (électroneurogramme), comme l'image électrique de l'influx nerveux (signal composite créé par les potentiels d'action captés par une électrode). De même, les signaux liés à l'activité musculaire et qui sont captés par une électrode, ont une image électrique appelée *EMG* (électromyogramme) ; dans la suite de ce manuscrit, ces deux acronymes seront largement employés, et particulièrement celui de l'électroneurogramme qui est, nous le rappelons, le signal dont nous cherchons à faire l'acquisition. L'un des principaux problèmes posés par le recueil de signaux nerveux est le parasitage des ENG par les EMG. Ces derniers sont en effet d'un ordre de grandeur mille fois supérieur à celui des signaux nerveux enregistrés (des mV pour les EMG contre des μV pour les ENG).

Les électrodes cuff

L'électrode *cuff* (nous conservons ici exceptionnellement son nom anglais car d'une part, cette appellation est largement répandue et connue des chercheurs dans ce domaine, et d'autre part, cette électrode n'a pas à proprement parler de nom définitivement choisi en français. Le lecteur pourra ainsi entendre les termes d'électrode cylindrique, gouttière, manchette, etc. En attendant donc la normalisation pour un nom français, je m'excuse auprès de mes contemporains francophones qui, sensibles à ces détails, pourraient s'irriter en lisant le terme "cuff") ; l'électrode cuff est donc l'électrode la plus fréquemment citée dans la littérature. Il en existe plusieurs structures mais d'une manière générale, le terme "cuff" définit un enroulement ; les sites d'enregistrement ou de stimulation d'une électrode cuff rentrent donc en contact avec le nerf en l'entourant. Ces électrodes peuvent être à anneaux, à chambres (figure 1.13) ou hélicoïdales (figure 1.12). La plus utilisée dans les études publiées est l'électrode cuff tripolaire (à anneaux) montrée en figure 1.11.

Le premier rapport sur l'enregistrement de signaux nerveux à partir d'une électrode cuff a été publié en 1974 par J. A. Hoffer [HOF74]. Cette architecture d'enroulement autour du nerf a été employée afin d'augmenter l'amplitude du signal enregistré en restreignant l'espace extracellulaire ; historiquement, cela se faisait par l'utilisation d'huile de paraffine ou en soulevant le nerf pour qu'il soit à l'air libre (R. B. Stein et al. [STE71]).

FIG. 1.11 – Électrode cuff tripolaire.

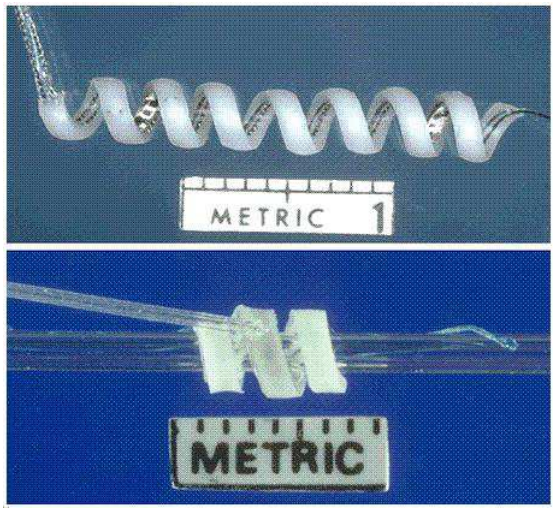


FIG. 1.12 – Électrode cuff hélicoïdale (Huntingdon).

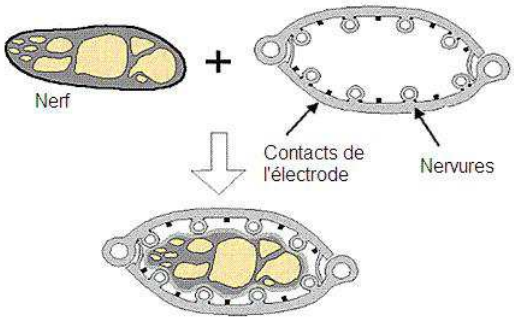


FIG. 1.13 – Électrode cuff à chambres.

Composition de l'électrode cuff L'électrode cuff est composée de matériaux biocompatibles. Le corps de l'électrode est généralement fait à partir de caoutchoucs médicaux à base de silicone, et les contacts sont le plus souvent en platine (le nombre de contacts, ou pôles, est variable selon l'électrode). Ces électrodes sont conçues pour s'adapter parfaitement autour du nerf. Une bonne implantation sur le nerf nécessite une bonne fixation empêchant l'électrode de se déplacer tout en conservant un contact proche sans être trop serrée. Il a en effet été constaté qu'une implantation d'électrode trop serrée autour d'un nerf finit par "l'étouffer", aussi existe t'il une gamme d'électrodes cuff adaptée aux différents calibres de nerfs. Des recherches menées à l'Ecole Polytechnique de Montréal ont par ailleurs étudié la possibilité d'utiliser une armature en alliage à mémoire de forme, alliant une rigidité importante à une grande capacité de déformation élastique (M-A Crampon [CRA99]).

Avantages et inconvénients de l'électrode cuff Le premier avantage de l'électrode cuff est d'être implantable pour des durées pouvant aller jusqu'à plusieurs années. Les données qu'elle délivre dérivent relativement peu avec le temps contrairement à d'autres électrodes, cette aptitude étant due à sa bonne fixation et au fait qu'elle n'endommage pas le nerf lors de son utilisation.

Certaines configurations, comme par exemple les multipolaires, permettent de déterminer le sens et la vitesse des potentiels d'action circulant dans le nerf (nous reviendrons sur ces méthodes de détermination en section 1.2.3). Cette dernière propriété est très intéressante puisque, comme nous l'avons expliqué, un nerf étant composé d'axones afférents et efférents, il est indispensable de pouvoir séparer les deux types de fibres pour une analyse sur les neurones sensitifs ou moteurs.

Un dernier avantage, mais non le moindre, de certaines configurations de l'électrode cuff est la possibilité d'atténuer le parasitage des EMG sur le signal neural. Une distribution de charges suffisamment éloignées devant la longueur et le diamètre de l'électrode produit un champs électrique que l'on peut considérer comme uniforme à l'intérieur de l'électrode. Le potentiel y varie donc linéairement en fonction de la position du point considéré [STR95a]. Cet effet de linéarisation est représenté (figure 1.14) sur le modèle électrique à base d'impédances équivalentes de l'électrode cuff. Sur ce modèle, Z_{t1} et Z_{t2} représentent les impédances des tissus à l'intérieur de l'électrode, Z_{t0} est l'impédance des tissus à l'extérieur de l'électrode et Z_{e1}, Z_{e2}, Z_{e3} sont les impédances des contacts électrode-tissus (sur la figure 1.14, il s'agit d'une électrode tripolaire). $I_{EMG}(t)$ représente les courants d'interférence (liés à l'activité musculaire) circulant dans l'électrode, $V_{ENG}(t)$ modélise les variations de potentiel provoquées par le passage des potentiels d'action.

Typiquement, ces impédances valent : $Z_{t0} = 200\,\Omega$, $Z_{t1,2} = 1,25\,\mathrm{k}\Omega$ et $Z_{e1,2,3} = 1\,\mathrm{k}\Omega$ et peuvent être considérées comme purement résistives aux fréquences d'enregistrement. Ainsi, il apparaît que les potentiels d'EMG entre les nœuds a et b et les nœuds c et b sont en anti-phase tandis que les potentiels respectifs d'ENG sont en phase. Etant donné le gradient linéaire des potentiels de l'EMG, la distance égale entre les différents pôles de

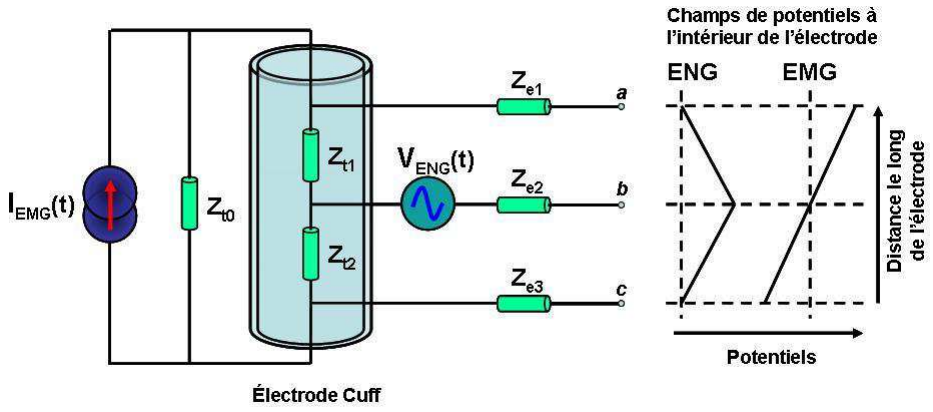


FIG. 1.14 – Modèle électrique à base d'impédances équivalentes de l'électrode cuff.

l'électrode et en supposant qu'il n'y ait pas de déséquilibres entre les différentes impédances, certaines structures simples d'amplification permettent de réduire les composantes d'EMG qui interfèrent avec les signaux d'ENG. Plus loin dans cet état de l'art, nous verrons qu'il existe quasiment tout le temps un déséquilibre entre les impédances internes à l'électrode, et une structure de compensation sera alors présentée.

L'inconvénient majeur de l'électrode cuff est de fournir un signal représentatif de l'activité d'un très grand nombre d'axones (de quelques centaines à quelques milliers) difficilement différentiables. Un des traitements qui lui est d'ailleurs souvent associé est la récupération de l'enveloppe du signal, donnant plus une idée globale de la proportion d'axones excités que le détail de ce qui s'y passe vraiment.

Qualité de la mesure en fonction de la longueur de l'électrode cuff Une étude menée par L.N.S. Andreasen et al. [AND02] montre que la longueur de l'électrode cuff est un élément important, jouant sur la qualité de l'extraction en amplitude et en forme des ENG. Il y est rapporté que plus l'électrode est longue, plus la qualité de l'extraction est bonne. Ceci s'explique par le fait qu'une électrode cuff longue englobera davantage de nœuds de Ranvier, et verra donc davantage le passage de potentiels d'action.

L'une de leurs expérimentations fut d'enregistrer l'activité d'un même nerf ($10\,\mu$m de diamètre) avec des électrodes cuff de différentes longueurs (de 5 mm à 50 mm). Les enregistrements obtenus ont été normalisés par rapport à l'enregistrement de l'électrode cuff de 50 mm (considéré comme le meilleur que l'on puisse obtenir pour cette expérience) ; sur l'ensemble des expérimentations menées pour cette étude, il a été fait une comparaison entre le signal "crête à crête" et les valeurs RMS de ce même signal (racine carrée de la moyenne des carrés des échantillons). L'amplitude enregistrée normalisée en fonction de la taille de l'électrode cuff montre bien la corrélation qu'il y a entre la longueur de l'électrode et l'amplitude de l'ENG enregistré. Il faut cependant noter qu'au-delà d'une certaine longueur, il apparaît rapidement une saturation de l'amplitude normalisée comme le montre la figure 1.15. Cette propriété est très intéressante pour les contraintes spatiales des implants médicaux car nous pouvons voir pour ce cas, qu'une réduction de la longueur

de l'électrode de 50 mm à 30 mm (correspondant à 40 % de réduction), n'entraîne que 5 % de perte d'informations ; l'idéal parraissant évidemment de choisir la taille de l'électrode telle qu'elle permette de se situer au début de la saturation de l'amplitude normalisée. Cette longueur d'électrode à partir de laquelle l'amplitude normalisée sature est bien entendu fonction de la taille du nerf.

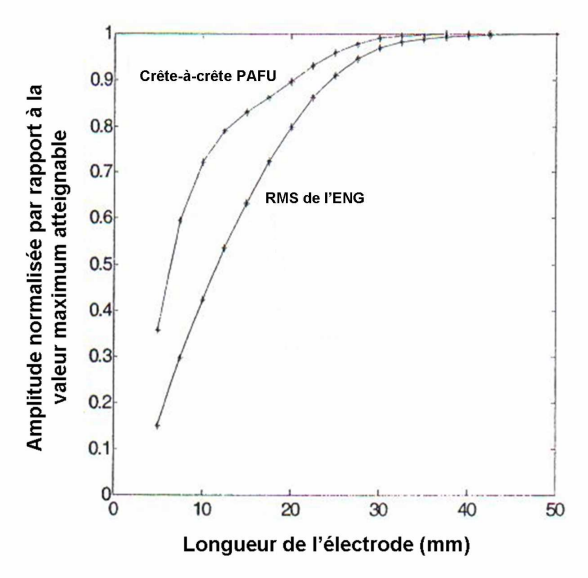


FIG. 1.15 – Amplitude normalisée en fonction de la longueur de l'électrode cuff (PAFU : Potentiel d'Action sur Fibre Unique)[AND02].

De même, l'expérience montre qu'il existe une relation linéaire entre le diamètre des fibres et la longueur des électrodes à utiliser pour obtenir des signaux d'amplitude équivalente. Les formes et amplitudes d'ENG enregistrées sont directement liées au nombre de nœuds de Ranvier présents sous l'électrode (figure 1.16). Ces expérimentations se basent sur un enregistrement global de l'activité nerveuse, elles concluent donc logiquement que l'augmentation de sources d'ENG (nœuds de Ranvier) sous l'électrode contribuera à améliorer l'amplitude du signal recueilli.

Électronique d'acquisition et réduction des interférences causées par les EMG
L'une des plus grandes contraintes du recueil d'influx nerveux est le très faible niveau d'amplitude des signaux à enregistrer. En sortie d'électrode, les ENG sont de l'ordre du μV tandis que l'activité musculaire génère des signaux (EMG) de l'ordre du mV, noyant complètement l'activité nerveuse. Certaines structures d'amplification permettent de réduire les interférences amenées par des phénomènes parasites, tels que l'activité musculaire, se produisant alentour de l'électrode de recueil, tout en mettant en évidence le passage de potentiels d'action à proximité des pôles de l'électrode.

Sur une électrode cuff tripolaire, la première technique utilisée pour réduire cet impact des signaux parasites, appelée Quasi-Tripole par R. Riso et al. [RIS96] et proposée par R. Stein et al. [STE75] et J. Hoffer [HOF75], est donnée en figure 1.17. Le court-circuit

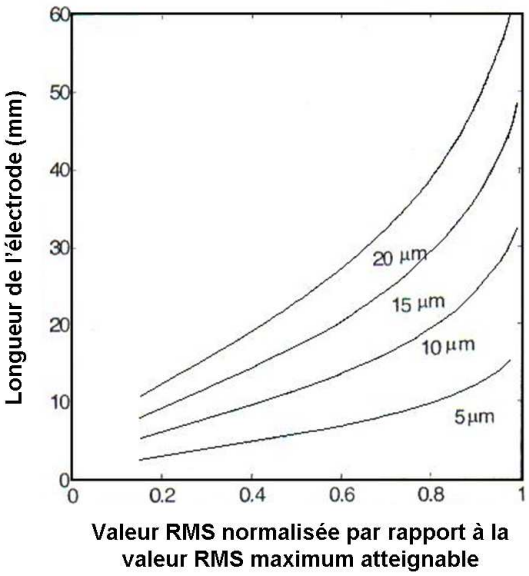


FIG. 1.16 – Longueur de l'électrode cuff en fonction de la valeur RMS enregistrée [AND02].

entre les pôles extérieurs de l'électrode a pour but de moyenner leurs potentiels captés. En termes de potentiels extérieurs, cette moyenne est égale au potentiel capté par l'électrode centrale. Ainsi, une simple différence de ces enregistrements élimine la composante externe à l'électrode. En considérant que le champ des EMG soit linéaire dans l'électrode cuff (c'est-à-dire en ignorant les effets de bords), et en supposant que $Z_{e1} = Z_{e3} = Z_a$, que $Z_t = Z_{t1} + Z_{t2}$, que G=1, il est aisé de voir que la tension résiduelle des EMG en sortie d'amplificateur vaut :

$$V_{qt} \approx I_{EMG} \frac{Z_{t0}(Z_{t2} - Z_{t1})}{2Z_{t0} + 2Z_t + \frac{Z_t Z_{t0}}{Z_a}} \tag{1.1}$$

La réjection des EMG par cette structure sera sensible aux décalages entre les impédances Z_{t1} et Z_{t2} ainsi qu'entre les impédances Z_{e1} et Z_{e3}. N'ayant pas a priori de contrôle sur ces impédances (Z_{t1} et Z_{t2} représentant les impédances inter-électrodes tandis que Z_{e1} et Z_{e3} représentent les impédances du contact électrode-nerf), cette structure se montrera limitée en cas de variations de toutes ces impédances.

Une amélioration est apportée par la structure True-Tripole (figure 1.18). Cette structure connecte les pôles de l'électrode cuff par paires à deux amplificateurs différentiels, puis somme les sorties de ces amplificateurs (sur la figure 1.18, G_0, G_1 et G_2 sont respectivement les gains du sommateur et des amplificateurs différentiels). En considérant toujours que le champ des EMG soit linéaire dans l'électrode, la tension résiduelle des EMG en sortie d'amplificateur sera :

$$V_{tt} \approx I_{EMG} \frac{Z_{t0}}{Z_{t0} + Z_t} [G_1 Z_{t1} - G_2 Z_{t2}] \tag{1.2}$$

Ainsi, cette structure ne sera plus sensible qu'aux variations des impédances Z_{t1} et Z_{t2} (ces impédances doivent être égales pour une bonne réjection des signaux EMG). À gains

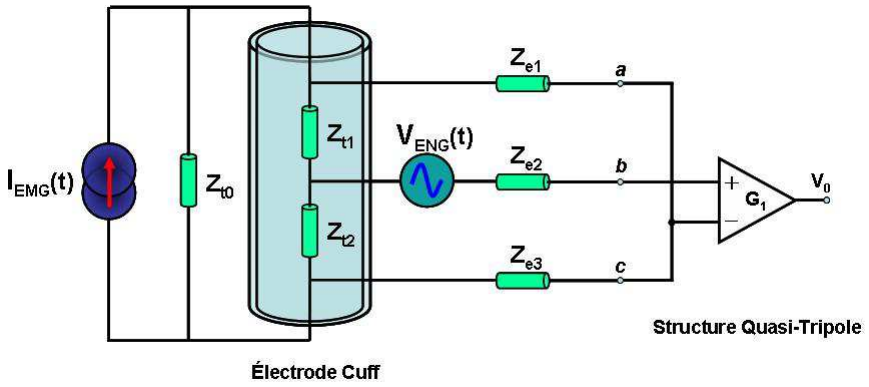


FIG. 1.17 – Structure Quasi-tripole.

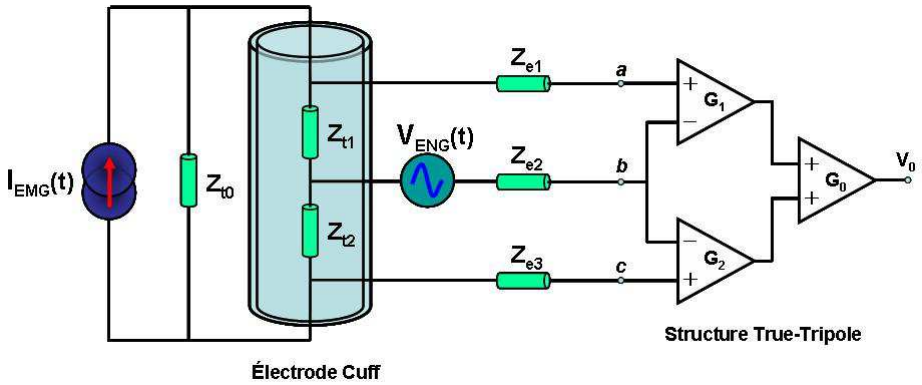


FIG. 1.18 – Structure True-Tripole.

égaux pour tous les amplificateurs, le gain de la structure True-Tripole sera double de celui de la structure Quasi-Tripole, mais l'avantage principal de la structure True-Tripole sur la Quasi-Tripole est la possibilité de jouer sur les gains des amplificateurs pour compenser les décalages entre Z_{t1} et Z_{t2}. Les décalages entre ces impédances peuvent être liés à d'éventuels défauts de fabrication mais le plus souvent, durant la période post-implantation, ce sont des tissus organiques poussant entre le nerf et l'électrode cuff qui créent ce décalage, que l'on définit par :

$$X_{imb} = (\frac{Z_{t1} - Z_{t2}}{Z_{t1} + Z_{t2}}) \times 100\%; X_{imb} < 100\% \tag{1.3}$$

Afin de compenser ce décalage d'impédance, la structure True-Tripole offre la possibilité de faire varier les gains des amplificateurs différentiels et donc, d'ajuster les niveaux de tension avant le sommateur. Dans cette voie, une structure adaptative nommée Adaptive-Tripole, a été proposée par Demosthenous et al. [DEM05](figure 1.19).

L'entrée du système est composée de deux préamplificateurs faible-bruit possédant chacun un gain fixe A (les préamplificateurs faible-bruit en entrée permettent ici de relever suffisament le rapport signal sur bruit (SNR) pour que le niveau de bruit généré par le reste de la structure deviennent négligeable). Ces préamplificateurs sont suivis de deux amplificateurs opérationnels à transconductance (OTA) à gains variables (G_{m1} et G_{m2}) contrôlés

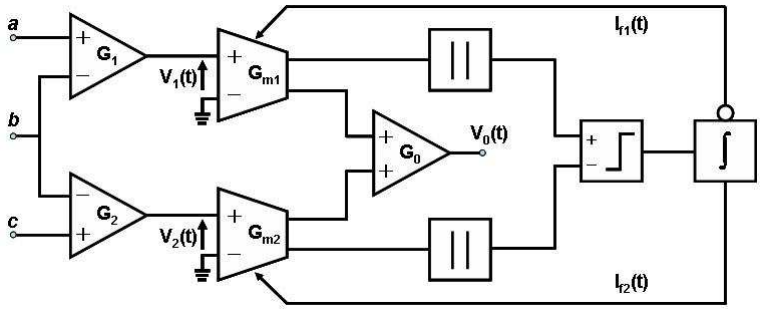


FIG. 1.19 – Structure adaptive tripole.

en boucle fermée par les courants différentiels $I_{f1}(t)$ et $I_{f2}(t)$. L'utilisation d'OTA est non seulement une manière simple d'implémenter des amplificateurs à gain variable (le gain dépendant du courant de polarisation), mais permet également, par leurs sorties en courant, de simplifier les structures des étages suivants ces amplificateurs. L'étage de contrôle calcule les modules des courants en sortie des OTAs pour les soumettre à un comparateur de courant qui indiquera le plus grand des deux. La tension de sortie du comparateur est ensuite transmise à un intégrateur à grande constante de temps qui génère $I_{f1}(t)$ et $I_{f2}(t)$. Un sommateur dont l'entrée est en tension récupère les niveaux régulés, chacun issu d'une seconde sortie présente sur les OTA. Dans l'idéal, les gains variables des OTAs compensent les éventuels déséquilibres d'impédance de l'électrode cuff pour égaliser les amplitudes des composantes EMG à leurs sorties. Il en résulte que le système se rééquilibre tel qu'il serait sans décalage d'impédance, et que les composantes EMG (égales et en opposition de phase) s'annulent. Selon l'étude réalisée pour cette structure d'acquisition, le dispositif aurait été validé pour pouvoir compenser plus de 40 % de déséquilibre entre les impédances et conserverait un rapport signal sur interférence de sortie supérieur à 6 dB (≈ 2) même pour 40 % de déséquilibre.

D'une manière générale, les signaux parasites d'origines musculaires sont atténués à l'aide d'une électrode cuff en calculant la moyenne des enregistrements des pôles extérieurs, et en soustrayant cette valeur à l'enregistrement du pôle central. Une deuxième approche, qui est équivalente, est de calculer les différences entre les enregistrements du pôle central et de chacun des pôles extérieurs. Ces deux approches se résument par l'équation 1.4 (dans cette équation, V_0 est l'enregistrement du pôle central et le couple $\{V_1; V_2\}$ regroupe ceux des pôles extérieurs.

$$V_{rec} = \frac{(V_0 - V_1) + (V_0 - V_2)}{2} = V_0 - \frac{V_1 + V_2}{2} \tag{1.4}$$

Les électrodes intrafasciculaires

Les électrodes *intrafasciculaires* ne sont utilisées aujourd'hui que lors d'expérimentations de courtes durées sur animal et n'ont jamais été utilisées sur l'homme. Ces électrodes, assimilables à des aiguilles (figure 1.20), sont implantées dans le nerf en traversant un ou plusieurs fascicules, et le signal enregistré est alors une image de l'activité des axones en

contact avec l'électrode. Le nombre de ces axones est bien évidement fonction de l'électrode, mais aussi de la technique d'implantation qui est utilisée. L'intérêt de cette électrode est de réaliser des enregistrements représentant l'activité d'un petit nombre d'axones. Si elles présentent l'avantage d'offrir des enregistrements d'ENG ne comprenant la contribution que de quelques fibres nerveuses, ces enregistrements présentent malheureusement une dérive dans le temps liée à des déplacements de l'électrode ([DJI06] et [DJI07]).

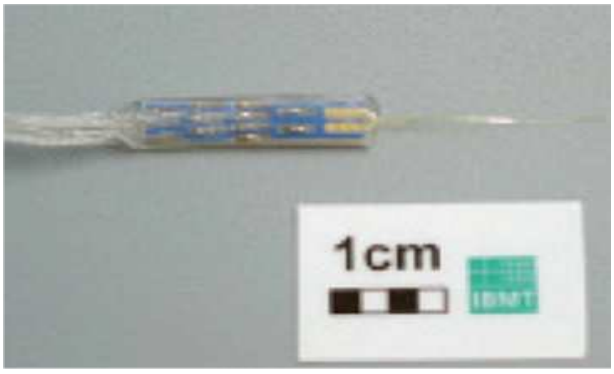


FIG. 1.20 – Électrode intrafasciculaire.

Les électrodes sieve

Le nom *sieve*, signifiant "passoire" ou "tamis" en anglais, est particulièrement bien choisi pour caractériser la structure de cette électrode (figure 1.21).

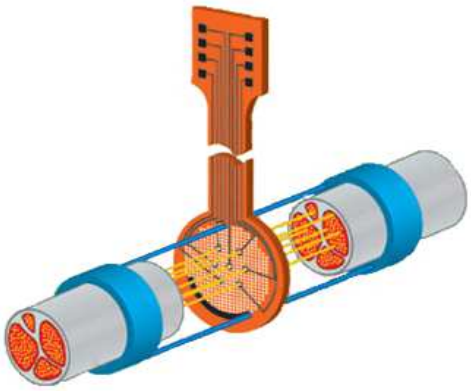


FIG. 1.21 – Électrode sieve.

L'implantation de ces électrodes est assez singulière puisqu'elle consiste à couper le nerf, à insérer l'électrode entre les deux bouts de nerfs et à attendre que ce dernier se reconstitue en laissant passer les axones dans les trous de l'électrode. Cette technique d'acquisition d'ENG est assez controversée pour des problèmes éthiques et, de plus, il semble impossible, à l'heure actuelle, de maîtriser la "repousse" des neurones qui se fera de manière anarchique dans le nerf en empruntant n'importe quel canal d'axones ([KAW04]). L'électrode sieve est un excellent outil de recherche mais est peu envisageable dans le cadre d'une neuroprothèse, aussi, pour la suite de cet état de l'art, seuls les éléments liés aux

électrodes cuff et intrafascuculaires seront étudiés car elles apparaissent comme les seules exploitables dans ce travail de thèse.

1.2.2 Acquisition des signaux

Cette section a pour but de définir les contraintes à prendre en compte lors de l'acquisition de signaux neurophysiologiques. Dans ce but, nous y passons en revue les bandes passantes, les niveaux d'amplification ainsi que les fréquences d'échantillonnage que nous avons retenu lors de notre recherche bibliograhique. Par la suite, ces données seront essentielles pour aborder le problème des traitements du signal applicables post-enregistrement.

Bande passante

Les travaux de T. Gordon et al. [GOR80] montrent que les composantes fréquentielles des EMG et des ENG ne sont pas dans les mêmes bandes. En effet, les potentiels d'action enregistrés étant plus brefs, leurs composantes contiennent des fréquences plus élevées que celles des potentiels liés à l'activité musculaire. Ces travaux ont été confirmés par ceux de M. K. Haugland et al. [HAU94], qui placent la bande fréquentielle des ENG approximativement entre 300 Hz et 3 kHz (figure 1.22), tandis que la bande des EMG se situe entre 1 Hz et 500 Hz (ces deux recherches utilisent des électrodes cuff tripolaires, celle de la figure 1.22 étant une électrode cuff de 40 mm de long).

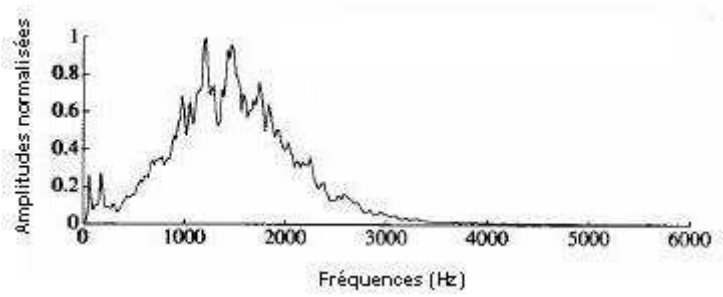


FIG. 1.22 – Densité spectrale de puissance des ENG [HAU94].

L'ensemble des travaux publiés sur le recueil d'informations sensorielles à partir d'électrode cuff ou intrafasciculaire donnent généralement des structures de filtres passe-bande avec des fréquences de coupures larges comprises entre 500 Hz et 5 kHz (E. Cavallaro et al. [CAV03] et W. Jensen et al. [JEN02]), jusqu'à des bandes plus précises entre 800 Hz et 1,3 kHz (M. Hansen et al. [HAN02], [HAN03]). Plus rarement (K. D. Strange et al. [STR95b]), le filtrage peut n'être que de type passe-haut avec une fréquence de coupure aux alentours de 1 kHz. Couper les basses fréquences permet de s'affranchir des parasites du secteur (50 Hz, 60 Hz et 120 Hz), d'une faible partie des EMG, ainsi que du bruit de scintillation de l'étage d'entrée (bruit en $\frac{1}{f}$).

Amplification

Les signaux physiologiques étant de faible amplitude, il est indispensable d'utiliser des amplificateurs faible-bruit. Les gains sont en général variables et vont de 0 dB (L.N.S. Andreasen et al. [AND03] et S. Jezernik [JEZ99]) jusqu'à 120 dB (W. Jensen et al. [JEN02]), cependant de plus nombreuses études choisissent des gains avoisinant les 100 dB (K. D. Strange et al. [STR95b], M. Hansen et al. [HAN03], H. Nakatani et al. [NAK99] et E. Cavallaro et al. [CAV03]) pour amplifier un signal recueilli à l'aide d'une électrode cuff. La moyenne des gains utilisés pour amplifier le signal obtenu avec une électrode intrafasciculaire est de l'ordre de 80 dB. Ce décalage de gain entre l'amplification des signaux issus des électrodes cuff (100dB) et des électrodes intrafasciculaires (80dB) confirme la meilleure sensibilité des électrodes intrafasciculaires.

Échantillonnage

La quasi-intégralité des travaux publiés utilise une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz (K. D. Strange et al. [STR95b], E. Cavallaro et al. [CAV03], W. Jensen et al. [JEN02], M. Hansen et al. [HAN03], et H. Nakatani et al. [NAK99]). Un potentiel d'action s'étirant sur une à deux millisecondes, l'échantillonnage par cette fréquence donne 10 à 20 échantillons par potentiel d'action. Rarement inférieure à cette fréquence (8 kHz pour l'expérimentation menée par S. Jezernik dans [JEZ99]), elle est parfois fixée à 20 kHz (L.N.S. Andreasen et al. [AND03], et L. Fiore et al.[FIO03]), ramenant ainsi le nombre d'échantillons par potentiel d'action entre 20 et 40.

1.2.3 Méthodes de traitement du signal

Les différents types de traitement du signal existants sont en général applicables pour les électrodes cuff et intrafasciculaire, cependant, lorsque ça ne sera pas le cas, nous préciserons à quel type d'électrode est associé le traitement développé.

Redressement et Intégration par Période (RBI) (électrode cuff)

Le traitement le plus répandu pour l'électrode cuff consiste à redresser le signal, puis à l'intégrer sur des périodes plus ou moins longues (RBI : Rectification and Bin Intégration). Durant cette opération, le signal est lissé en le moyennant sur une durée donnée (10ms à 200ms) après avoir été redressé, fournissant ainsi une enveloppe du signal.

Structure du RBI. Lors d'une transformation RBI, les échantillons du signal subissent le traitement suivant :

$$RBI = \frac{1}{G} \sum_{i=1}^{G} \mid S_i \mid \tag{1.5}$$

où G est le nombre total d'échantillons sur une période d'intégration et où S_i est l'amplitude de chaque échantillon i.

Les travaux de thèse de A. Harb [HAR04] présentent l'implémentation d'une architecture permettant une transformation RBI à partir de capacités commutées. Cette structure RBI utilise un échantillonneur bloqueur à sorties toujours valides, un redresseur double alternance et un étage d'intégrations par périodes (le lecteur intéressé pourra consulter ces structures dans [HUD59], [JEZ97], [JOH97] et bien sûr, dans le mémoire de thèse de A. Harb [HAR04]). Bien que ce traitement ne fournisse qu'une enveloppe du signal et donc, une information liée à l'activité globale des différents fascicules du nerf, nous verrons par les travaux de M. K. Haugland et al. [HAU94], présentés dans la prochaine section, que l'interprétation de cette enveloppe fournit de nombreuses données sur les informations sensorielles.

Interprétation L'idée ayant abouti au RBI reposait sur l'hypothèse qu'il était possible de faire un lien entre un ENG enregistré et l'évènement ayant généré celui-ci. Afin d'illustrer cela, M. K. Haugland et al. [HAU94] ont implanté des électrodes cuff sur le nerf tibial de chats adultes, et les enregistrements issus de cette expérience ont profité de conditions de mesure très pointilleuses, telles que le rasage des poils alentour de la zone où étaient appliquées les forces, ou encore la régulation de la température autour des animaux afin de rester dans des conditions d'enregistrement identiques. Les forces ont été appliquées au centre de la patte implantée de chaque chat anesthésié et les ENG enregistrés étaient de l'ordre de $\pm\ 10\,\mu$V (correspondant à une amplitude similaire à celle qui serait enregistrée pour des chats marchant sur un tapis roulant). Les résultats de cette expérience montrent que pour l'application d'une force quelconque, la réponse type de l'enveloppe est telle que :

- A l'état de repos, on enregistre un niveau continu attribué partiellement aux différents bruits physiologiques et de l'électronique. Ce niveau continu est à prendre en compte lorsqu'une activité neurale sera enregistrée.
- Lorsqu'une force est appliquée, l'ENG répond initialement par un pic à grande amplitude bref qui décroît rapidement vers un nouveau niveau. Ce niveau est supérieur à celui de repos mais continue de décroître lentement pendant le maintien de la force.
- Lors de la phase d'arrêt d'application de la force, l'ENG répond à nouveau par un pic d'activité et décroît rapidement jusqu'au niveau de repos.
- Les pics de début et de fin d'application de la force seront d'autant plus grands en amplitude et plus pointus que la force sera grande et appliquée ou retirée avec de fortes pentes.

La figure 1.23 illustre très bien les liens existant entre les forces appliquées et les formes d'enveloppe d'ENG qui sont enregistrées. Sur ces figures, *l'indentation* correspond à la déformation subie par la peau des chats lors de l'application des différentes forces (plus la peau sera déformée, plus il y aura de capteurs sensoriels cutanés excités, et donc plus il y aura de fibres sensorielles recrutées pour transmettre l'influx nerveux).

Les pics de début et de fin d'application de la force sont ici très nets sur la transformation RBI de l'ENG (dernier graphe de la figure 1.23).

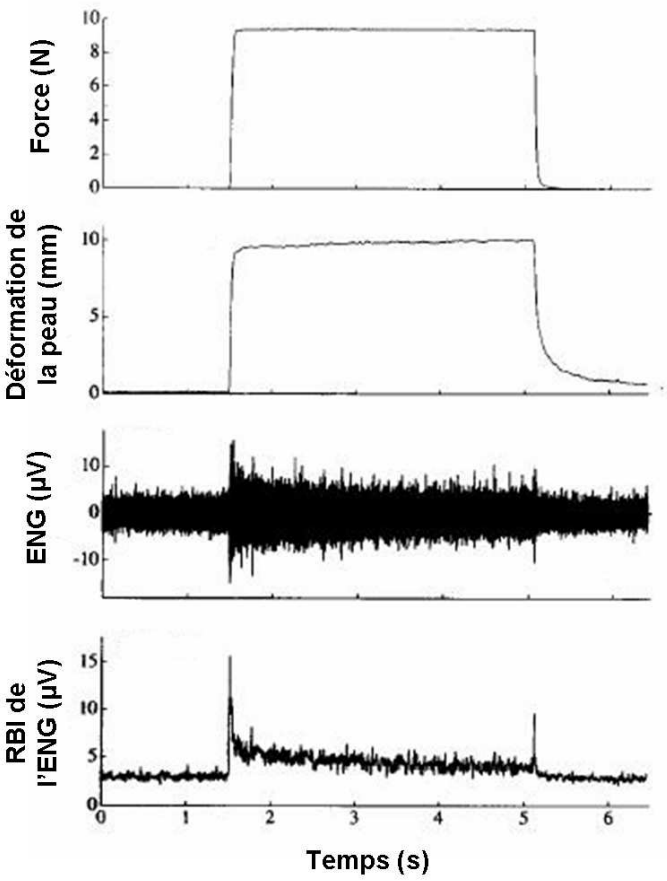


Fig. 1.23 – Déformation de la peau, ENG, et RBI en fonction de la force [HAU94].

Les graphes suivants montrent les liens existant entre l'amplitude des pics de l'enveloppe des ENG et le type de forces appliquées sur la patte des chats. Nous avons recoloré cette figure pour montrer que plus la pente de la force sera grande (couleur rouge), plus le premier pic de la transformation RBI sera grand (figure 1.24).

Sur la figure 1.25, plus la force appliquée est importante et plus l'amplitude de la transformation RBI de l'ENG est grande.

M. K. Haugland et al. [HAU94] confirme également que l'ENG n'est qu'indirectement lié aux forces qui sont appliquées, c'est évidement la déformation de la peau qui génère l'ENG dans ce cas. Il est indiscutable que la force soit responsable de la déformation de la peau. Cependant, cette déformation n'est pas forcément linéaire avec la force. L'exemple suivant le montre avec une application de la force progressive et en escalier ; la déformation qui en résulte ne suit pas l'allure de la force lors de sa décroissance (cette différence se justifie par l'élasticité de la peau) et les pics du RBI de l'ENG dénoncent incontestablement les variations de cette déformation (figure 1.26).

La figure 1.27 termine l'illustration de la richesse des informations extractibles de l'enveloppe d'un signal d'ENG en fonction de différents jeux de forces.

L'ensemble de ces expérimentations se sont déroulées sur plusieurs semaines, fournissant des résultats exploitables dans le temps (l'électrode cuff fournissant des enregistrements suffisamment stables durant la durée de cette étude). Dans le domaine du recueil de signaux neurophysiologiques, le RBI est l'un des traitements du signal les plus commodes compte tenu de la simplicité de sa mise en œuvre et de la quantité d'informations sensorielles qu'il fournit à partir de l'enregistrement global de l'activité d'un nerf, c'est-à-dire, à partir d'enregistrements issus d'électrodes cuff. Pour cette raison, nous avons tenu à le décrire en détail afin de mettre en avant les contraintes d'un traitement du signal en termes d'implémentation et d'interprétation des signaux recueillis. Dans la suite de ce manuscrit, nous présenterons de manière plus succincte les autres traitements du signal abordés dans notre recherche bibliographique, en abordant simplement leurs principe et intérêt pour notre travail de recherche.

L'analyse fractionnée en amplitude

L'analyse fractionnée en amplitude est une technique basée sur une découpe en bande de l'amplitude du signal. Lorsqu'un pic du signal est repéré, sa position est marquée dans le temps ainsi que le seuil d'amplitude auquel il appartient. Une matrice de corrélations croisées est ensuite calculée donnant une représentation du signal similaire à la représentation que nous aurions eu avec une transformée en ondelettes (représentation 3D), affichant des groupes de potentiels d'action et les délais existants entre deux groupes de potentiels d'action (L. Fiore et al. [FIO03]).

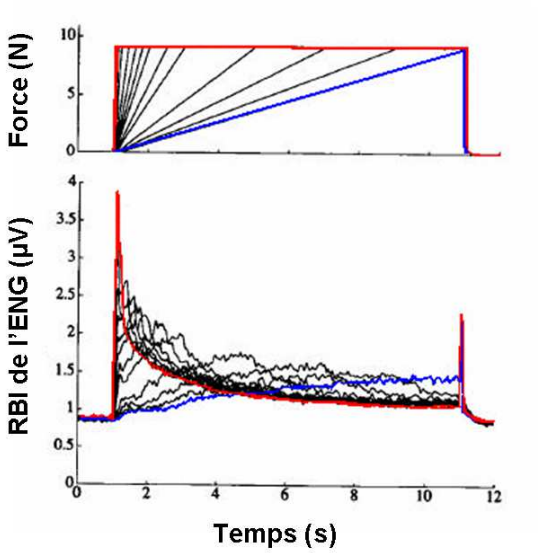


FIG. 1.24 – RBI en fonction de la vitesse d'application de la force [HAU94].

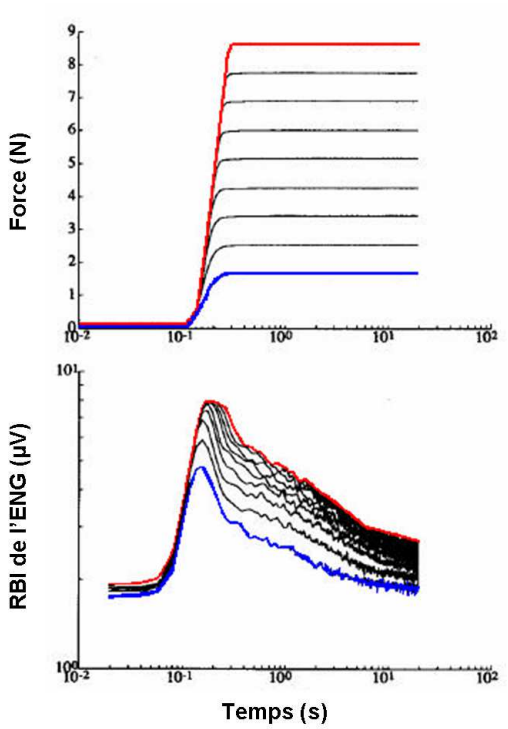


FIG. 1.25 – RBI en fonction de l'amplitude de la force [HAU94].

Utilisation d'un convertisseur fréquence-tension

K. Yoshida et al.[YOS96] ont utilisé un convertisseur fréquence-tension pour obtenir une image exploitable de l'activité nerveuse comme information de retour pour le contrôle de la position d'une cheville. Durant l'expérimentation, l'information nerveuse était enregistrée à l'aide d'une électrode intrafasciculaire (LIFE - Longitudinal IntraFascicular Electrode) implantée dans les fascicules des nerfs innervant le tibialis antérieur ainsi que le gastrocnemius latéral. L'extension de la cheville était effectuée par stimulation neurale par une électrode LIFE dans un fascicule du nerf tibial (innervant le gastrocnemius). Même lorsqu'un nerf est au repos, les électrodes enregistrent toujours un niveau d'activité non nul (attribué partiellement aux différents bruits physiologiques et de l'électronique). Afin d'utiliser un convertisseur fréquence-tension pour interpréter les ENG, un seuil de tension a été fixé au dessus du signal issu de l'électrode lorsqu'aucune activité nerveuse n'était attendue, puis, en retenant un pulse à chaque fois que le signal franchit ce seuil, une fréquence a été ainsi conservée pour être convertie. La tension ainsi produite était inversement proportionnelle au délai situé entre deux pics d'activité nerveuse croisant le seuil prédéfini. En utilisant une électrode intrafasciculaire, les pôles de l'électrode sont très proches des axones et le signal recueilli est directement corrélé à la fréquence des potentiels d'action, et non à leur amplitude. Ainsi, au cours de cette expérience, le convertisseur fréquence-tension a permis de récupérer l'information de la fréquence des potentiels d'action en amplitude de tension et nous pouvons, dans une certaine mesure, associer ce traitement aux traitements de type RBI.

La transformée en ondelettes

La transformée en ondelettes, pour le recueil d'informations sensorielles, consiste à chercher à faire une localisation temporelle des différents potentiels d'action présents sur un ENG enregistré. Cette interprétation des ENG a déjà été le sujet d'étude de travaux publiés par Peter J. Slot et al. [SLO96] et Kyung H. Kim et al. [KIM03]. La difficulté de ce type de traitement est de trouver l'ondelette mère adéquate, choisie selon la forme des ENG générés au travers des électrodes. La base des ondelettes filles, résultant d'une série de dilatations et de translations de l'ondelette mère (variations des paramètres α et A, et translation sur l'axe temporel sur la figure 1.28), sera par la suite utilisée pour localiser les potentiels d'action dans le signal nerveux (corrélations successives faites entre le signal enregistré et les ondelettes filles). Selon Kyung H. Kim et al. [KIM03], bien que le signal cible ne soit pas complètement connu (il faudrait pour cela réaliser l'enregistrement de l'activité d'une unique fibre nerveuse), les signaux en "dents de scie" biphasique ou triphasique (figure 1.28) s'accordent bien aux formes des potentiels d'action et donnent un rapport de détection d'influx nerveux supérieur à 80 %. Par ailleurs, M. Djilas [DJI08] exploite la transformée en ondelettes continues (CWT) à partir d'ondelettes complexes pour détecter et classer les impulsions neurales enregistrées à partir d'électrodes intrafasciculaires. Les enregistrements issus des électrodes intrafasciculaires étant un mélange de signaux provenant d'un faible

nombre d'axones, il devient possible d'utiliser la transformée en ondelettes dans le but de faire de la séparation de sources et de classer les contributions des différentes fibres nerveuses.

Conclusion sur les traitements simples

Les traitements RBI, analyse fractionnée en amplitude, le convertisseur fréquence-tension et la transformée en ondelettes rentrent dans le cadre de ce que nous avons appelé, peut-être injustement, les traitements simples ; nous entendons par là qu'il s'agit de traitements relativement simples à mettre en œuvre, contrairement à ceux qui seront abordés au delà de cette section. Dans cette "conclusion sur les traitements simples", nous souhaitions évoquer une étude réalisée par l'équipe de C. Choi (C. Choi et al. [CHO07]). Ce travail propose l'utilisation de plusieurs traitements successifs afin d'extraire le maximum d'informations afférentes à partir d'une unique électrode cuff tripolaire. Les traitements choisis pour cette expérience sont le RBI, le calcul de la longueur d'onde des signaux et la transformée en ondelettes. Trois jeux de traitements ont été essayés pour déterminer quel était le nombre optimal de traitements successifs (RBI seul - RBI et calcul de la longueur d'onde - RBI, calcul de longueur d'onde et transformée en ondelettes). Pour terminer, les résultats des trois jeux de traitements ont finalement été comparés à l'aide d'un réseau de neurones artificiel à double couche. Le nombre d'entrées et de sorties du réseau de neurones artificiels dépendait de la combinaison de traitements utilisée. Les résultats constatés montrent que si la fenêtre d'intégration des différents traitements est large, un seul traitement peut être suffisant pour obtenir un taux de détection des signaux afférents acceptable. Lorsque la fenêtre d'intégration doit être raccourcie, pour par exemple réduire les temps de calculs et disposer d'un système plus réactif, plusieurs traitements successifs sont nécessaires (aucun commentaire n'est donné quant au nombre optimal de traitements successifs pour ce cas). Enfin, puisque nous venons d'y faire allusion, nous ne pouvions terminer cette section sans aborder les réseaux de neurones artificiels.

"*Un réseau de neurones artificiel (ou Artificial Neural Network en anglais) est un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspirée du fonctionnement de vrais neurones (humains ou non). Les réseaux de neurones sont généralement optimisés par des méthodes d'apprentissage de type statistique, si bien qu'ils sont placés d'une part dans la famille des applications statistiques, qu'ils enrichissent avec un ensemble de paradigmes permettant de générer de vastes espaces fonctionnels, souples et partiellement structurés, et d'autre part dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle qu'ils enrichissent en permettant de prendre des décisions s'appuyant davantage sur la perception que sur le raisonnement logique formel*" [Wikipedia].

Le principe de fonctionnement d'un réseau de neurones est donc basé sur un entraînement du réseau pendant lequel est appliqué un certain nombre de jeux d'entrées-sorties se correspondant. Durant cette phase, le réseau apprend à associer des sorties pour des entrées précises. Lorsque des valeurs non comprises dans les jeux de l'entraînement sont

présentées en entrée du réseau, ce dernier fournit des sorties s'approchant des sortie attendues. L'utilisation des réseaux de neurones artificiels amène des résultats significatifs qui tendent à donner près de 75 % des résultats attendus dans les pires cas jusqu'à 98 % de réussite dans les meilleurs cas (K. Mirfakhraei et al. [MIR94]). Les jeux d'entraînement sont d'une manière générale des signaux ENG enregistrés lors d'expérimentations précédentes ou sont créés virtuellement par logiciel en fonction d'un certain nombre de données et de connaissances caractérisant les ENG. Bien entendu, ce type de traitement pourrait amener au domaine de l'interprétation des signaux sensoriels neuraux, la possibilité de reconnaître différentes signatures sensorielles sur les enregistrements ; nous entendons par signatures, les origines et les raisons des influx nerveux sensoriels.

Distinction des voies afférentes et efférentes - vitesses de conduction (électrode cuff)

Le problème de la différenciation des fibres afférentes et efférentes (revenant à déterminer leur sens de conduction) reste primordial pour le recueil d'influx nerveux. R. Rieger et al. [RIE04] [RIE06] et J. Taylor et al. [TAY04] [TAY06] présentent une technique théoriquement simple permettant cette différentiation. Le procédé, montré en figure 1.29, utilise des électrodes cuff multipolaires (plus de 5 pôles) sur lesquelles on applique des structures d'amplification True-Tripole afin de pouvoir amplifier les ENG en rejetant les EMG (les sorties sont donc prises trois par trois par des amplificateurs différentiels). Un même signal fournira donc la même forme d'onde sur toutes les sorties mais décalée dans le temps. Les distances séparant les pôles d'une électrode étant les mêmes, en effectuant une corrélation entre deux sorties, le maximum d'amplitude donne la durée de décalage qu'il y a entre ces deux sorties. Connaissant alors ce décalage et la distance qu'il y a entre deux pôles de l'électrode, il devient simple de calculer la vitesse de propagation du signal. Le sens de conduction est aussi simple à déduire puisqu'il est relatif au signe du décalage temporel. La méthode semble très pratique et convaincante, cependant son application nécessite des ENG représentant l'activité d'un faible nombre d'axones, impliquant une implantation sur des nerfs périphériques de très petits diamètres.

Séparation de sources en aveugle (BSS)

W. Tesfayesus et al. [TES04] ont expérimenté les séparations de sources en aveugle (B.S.S : Blind Source Separation) et plus particulièrement, les analyses en composantes indépendantes (ICA : Independant Component Analysis) afin de retrouver l'activité des différents fascicules d'un nerf. Ce problème, communément appelé *cocktail party problem* (aisément traduisible par "problème de l'apéro"), consiste à enregistrer sur un certain nombre de bandes sonores lors du dit apéritif, puis à séparer les voix de chacun des convives afin de pouvoir écouter les discours pris séparément. La technique est applicable si les sources recherchées sont indépendantes entre elles (ce qui est le cas de la voix humaine), et que le nombre d'enregistrements est supérieur à celui des convives (condition identique à celle

d'avoir au moins n équations pour résoudre un système linéaire à n inconnues).

En réécrivant cela sous un style plus mathématique, soit x_i, le i^{me} enregistrement parmi les différents microphones placés pour l'expérience. En supposant qu'il y ait n invités, chacun d'entre eux aura une présence différentes sur chacun des enregistrements aussi, chacun des signaux x_i sera un composé des différentes sources s_i plus ou moins bruitées (notion de mixage des différentes composantes des signaux enregistrés), en fonction d'une grande quantité de paramètres (distance par rapport aux microphones, bruit ambiant, etc.). Mathématiquement donc, chaque signal x_i sera donc de la forme :

$$x_i = a_{i1}s_1 + a_{i2}s_2 + \cdots + a_{in}s_n \tag{1.6}$$

ou encore :

$$x_i = \sum_{i=1}^{n} a_{in}s_n \tag{1.7}$$

En utilisant une écriture plus générale, nous avons un vecteur X qui sera le vecteur résultat des enregistrements du vecteur S (différentes sources) mélangé par la matrice A (justement appelée matrice de *mélange*, et comprenant tous les paramètres de mixage aboutissant aux enregistrements). Nous obtenons ainsi :

$$X = AS \tag{1.8}$$

Le principe de l'analyse est de faire une estimation suffisamment correcte de A pour pouvoir en calculer l'inverse et obtenir alors le vecteur S, sujet recherché :

$$S = A^{-1}X \tag{1.9}$$

A. Hyvärinen et al. [HYV00], détaille de manière exhaustive les conditions d'utilisation des algorithmes d'analyses en composantes indépendantes (ACI) ainsi que certains outils d'estimation. Les définitions, estimations et prétraitements associés aux ACI y sont passés en revue. Avant de mettre en avant les applications de ces analyses et notamment, la séparation des artefacts dans les données magnétoencéphalographiques (technique non invasive dans laquelle l'activité des neurones corticaux peut être mesurée avec une très bonne résolution temporelle et une résolution spatiale modérée), les auteurs exposent l'algorithme *FastICA* qu'ils présentent comme une méthode de calcul très efficace.

W. Tesfayesus et al. [TES04] montrent théoriquement l'efficacité de cette technique. Pour cette étude, un nerf ainsi qu'une électrode FINE (Flat Interface Nerve Electrode - il s'agit d'une électrode cylindrique présentant une structure applatie - figure 1.30) ont été modélisés à l'aide d'un logiciel de modélisation à éléments finis (ANSOFT). Les activités de quatre fascicules nerveux ont également été simulées (par génération stochastique de potentiels d'action superposés), puis enregistrées virtuellement par le modèle d'électrode. Les résultats montrent qu'à partir de six enregistrements, l'analyse en composantes indépendantes permet de séparer l'activité des quatre fascicules (figure 1.31).

1.3 Conclusion et Cahier des charges

Le but premier de cette étude était de créer un dispositif d'acquisition original fournissant des images les plus précises possibles de l'activité nerveuse se propageant sur un nerf en temps réel, afin d'en extraire le maximum d'informations exploitables pour le contrôle d'un stimulateur électrique fonctionnel en boucle fermée. La chaîne d'acquisition que nous avons développée dans ce travail de thèse a pour vocation d'être implantée. Aussi, le choix d'utiliser une électrode de type cuff s'est imposé pour plusieurs raisons. Tout d'abord, les nombreuses expérimentations menées avec ce type d'électrode prouvent, comme nous l'avons vu dans l'état de l'art, son aptitude à fournir des résultats exploitables dans le temps. En effet, ces électrodes sont les plus employées depuis les dix dernières années. Elles présentent l'avantage d'être facilement implantables, de ne pas être invasives pour le nerf, et la stabilité de leur implantation offre la possibilité d'expérimentations chroniques. Ces électrodes enregistrent les ENG comme la différence de potentiel créée sur leurs pôles par les charges associées aux potentiels d'action se propageant sur les fibres nerveuses. La plus répandue des électrodes cuff est la *cuff tripolaire* ; cette électrode est constituée de trois anneaux séparés d'une distance égale (figure 1.32).

Lors de l'enregistrement des signaux nerveux à partir de ce type d'électrode, un prétraitement classique pour rejeter les signaux parasites consiste à calculer la moyenne des différences de potentiel vues entre le pôle central et chacun des pôles extérieurs (équation 1.4, que nous redonnons).

$$V_{rec} = \frac{(V_0 - V_1) + (V_0 - V_2)}{2} = V_0 - \frac{V_1 + V_2}{2} \tag{1.10}$$

En utilisant la technique ci-dessus de réjection des signaux parasites, l'enregistrement issu d'une électrode cuff tripolaire sera un unique signal représentatif de la superposition de l'ensemble des potentiels d'action se propageant sur les différentes fibres nerveuses.

Parmi les traitements du signal vus dans notre état de l'art, les analyses en composantes indépendantes nous semblent les plus appropriées pour extraire et séparer le maximum d'informations neurales sensorielles. Comme nous l'avons vu, la principale contrainte des analyses en composantes indépendantes est que l'électrode fournissent un nombre d'enregistrements supérieur au nombre de sources que l'on souhaite séparer. Ainsi, en considérant le choix porté sur les électrodes de type cuff et la nécessité pour notre électrode de fournir un nombre d'enregistrements fonction de la taille du nerf, nous proposons une électrode originale capable de répondre à ces critères.

D'autres contraintes incontournables dans le développement de dispositifs médicaux implantables sont leur consommation, leur volume ainsi que leur robustesse et leur fiabilité. En restant dans des proportions raisonnables pour la consommation et le volume occupé, nous n'avons pas chercher à optimiser ces contraintes ; l'objectif étant tout d'abord de valider le fonctionnement d'un prototype de chaîne d'acquisition. Une étude complète sur la fiabilité et la robustesse du dispositif devra être réalisée ultérieurement, ces aspects

nécessitant en eux même un travail trop large pour que nous ayons pu, en plus du développement de la chaîne d'acquisition, l'intégrer à ce travail de thèse.

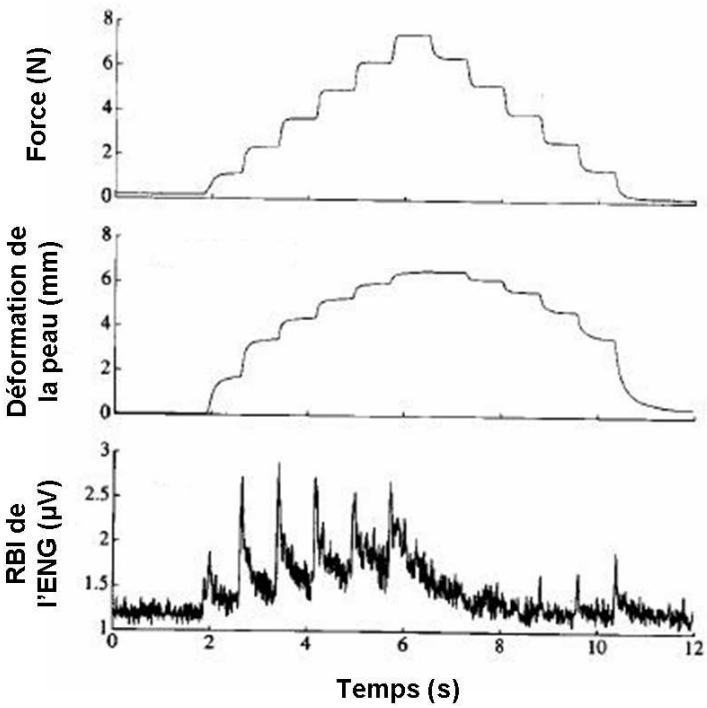


FIG. 1.26 – Déformation de la peau et ENG [HAU94].

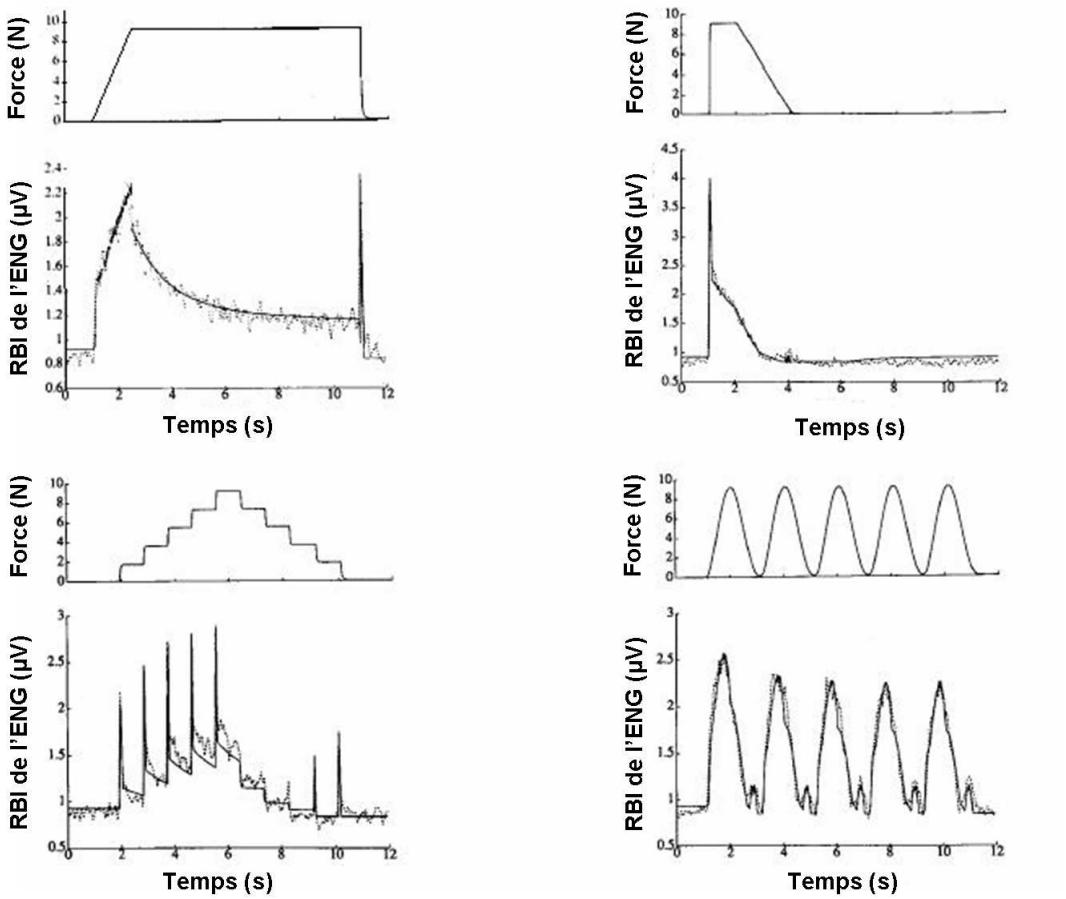


FIG. 1.27 – RBI en fonction de plusieurs types de forces [HAU94].

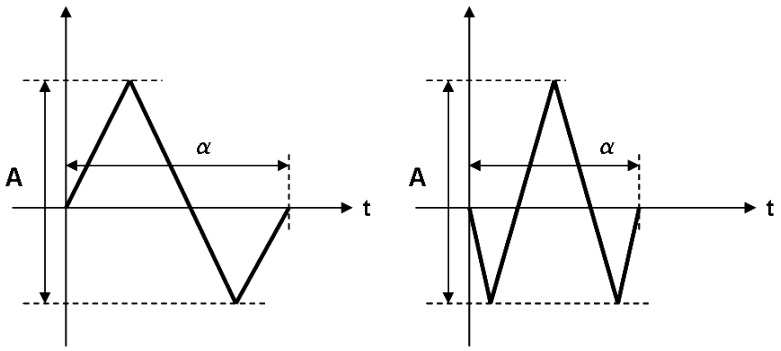


FIG. 1.28 – Ondelettes mères biphasique et triphasique.

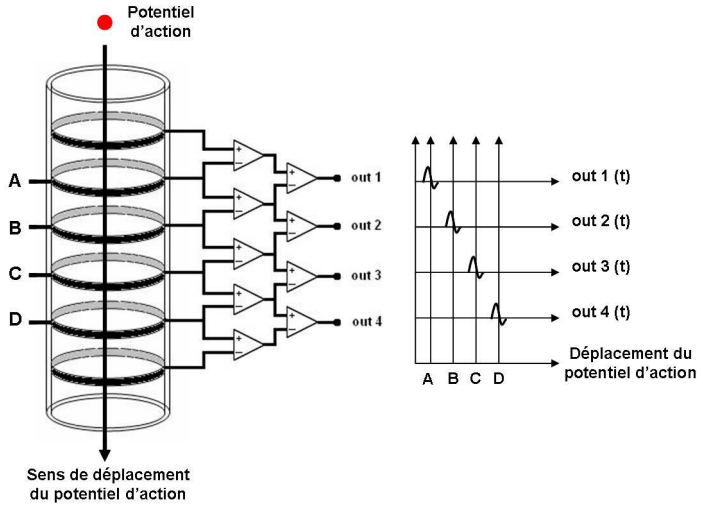


FIG. 1.29 – Technique de différentiation des fibres afférentes et efférentes.

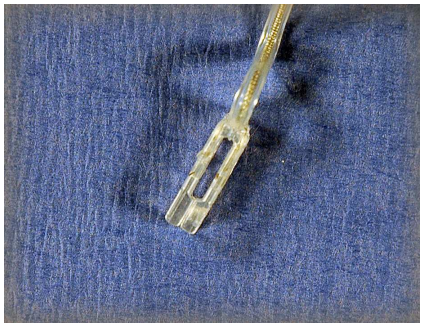


FIG. 1.30 – Électrode FINE.

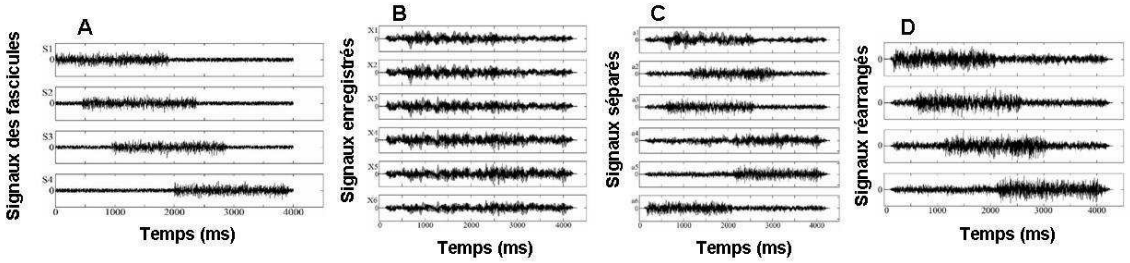


FIG. 1.31 – Séparation des signaux de chaque fascicule [TES04].

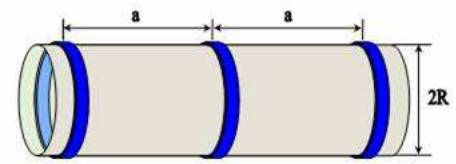


FIG. 1.32 – Modèle d'Électrode cuff tripolaire.

Chapitre 2

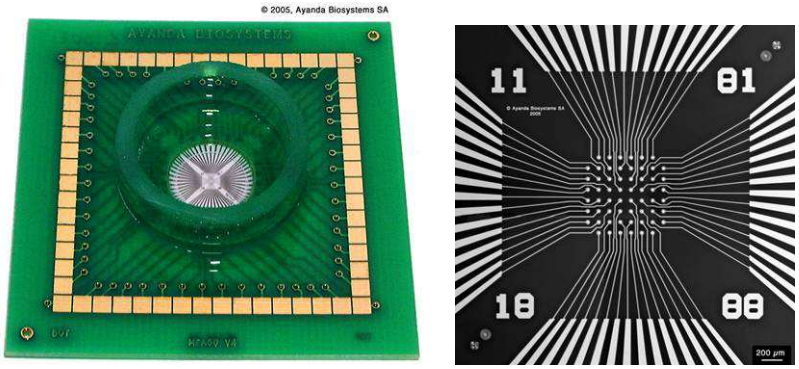
Développement théorique et matériel de l'électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale

Nous avons présenté les contraintes que pose le choix des analyses en composantes indépendantes en tant que traitement du signal pour notre chaîne d'acquisition. Ainsi, afin de répondre à ces contraintes, nous avons développé une structure d'électrode cuff multipolaire originale et, dans ce chapitre, nous présentons son développement théorique ainsi que les données concernant sa fabrication.

2.1 Développement théorique

2.1.1 Du tripole au multipolaire

En appliquant un traitement de réjection des signaux parasites extérieurs, l'électrode cuff tripolaire ne fournit qu'un enregistrement global des influx nerveux se propageant sur les fibres internes à l'électrode. Un algorithme d'analyse en composantes indépendantes nécessitant un nombre d'enregistrements supérieur au nombre de sources recherchées, la solution la plus évidente pour satisfaire cette contrainte est d'augmenter le nombre de pôles de l'électrode pour en extraire le plus grand nombre d'enregistrements possible. Une première idée fut de rajouter des anneaux à la structure tripolaire usuelle de l'électrode cuff. Cette configuration a déjà été étudiée par R. Rieger et al. [RIE04] et J. Taylor et al. [TAY04], dans le but de fournir une méthode de séparabilité des fibres afférentes et efférentes. Les contraintes de surfaces impliquées dans le développement d'implants médicaux limitent le nombre de pôles pour cette configuration. Aussi, afin de profiter au maximum de la surface de l'électrode cuff, notre solution est d'abandonner la structure des pôles en anneaux pour une structure à pôles circulaires submillimétriques distribuée sur toute la surface de l'électrode. Cette structure présentant une diminution considérable des distances séparant les pôles et le dispositif développé ayant pour vocation d'être implanté en milieu



(a) (b)

FIG. 2.1 – Électrode AYANDA MEA60 100 Au ; a) photographie ; b) dessin de la matrice.

physiologique, c'est-à-dire en contact étroit avec du liquide physiologique, nous avons mené une expérience pour s'assurer que ces conditions d'utilisation ne causeraient pas de courts-circuits entre les pôles de l'électrode, empêchant ainsi tout enregistrement. L'expérience a été réalisée au Département de Biochimie de l'Université Montpellier II avec l'aide des Professeurs M. Vignes et S. Herbuté.

L'électrode utilisée au cours de cette expérience était une électrode AYANDA MEA60 100 Au (figure 2.1) ; il s'agit d'une électrode plane de 60 pôles (distribués sur une matrice en 8x8) utilisée usuellement pour stimuler et enregistrer l'activité électrique extracellulaire de tissus biologiques excitables (groupement de neurones, cellules du muscle cardiaque, tranches de cerveau, de moelle épinière, etc.). Les pôles de cette électrode ont un diamètre de $30\,\mu$m, sont distants de $100\,\mu$m et ont une impédance comprise entre $1\,\mathrm{M}\Omega$ et $1,3\,\mathrm{M}\Omega$ (surface dorée) à 1 kHz.

Le nerf avec lequel nous avons travaillé a été extrait d'une ratte (rattus norvegicus albinos) âgée de 2 mois et pesant 280 g (figure 2.2 (a)). L'animal a été anesthésié avec une préparation d'Equithésine (pour 100 ml : chloral hydrate ($4,6$ g), sulfate de magnésium ($2,12$ g), pentobarbital 6 % (16 ml), propylène glycol ($42,8$ ml), alcool à 95 ° ($10,8$ ml) et solution de NaCl à $0,9$ % - complétant les 100 ml). Le nerf n'a pas été nettoyé des diverses fibres organiques restées accrochées après l'extraction afin de se positionner dans une condition d'acquisition la plus réaliste (figure 2.2 (b)). Durant toute l'expérience (une demi-heure), le morceau de nerf a été baigné dans un liquide physiologique continûment renouvelé par un système de pompage, permettant ainsi de conserver ses propriétés physiologiques. Le système de pompage de visible à droite sur la figure 2.2 (c) ; l'électrode de stimulation (implantée en intrafasciculaire) se trouve à gauche sur cette même figure. La figure 2.2 (d) est une photo prise au travers d'un microscope et montrant le nerf au fond de la cuve de l'électrode. En se souvenant des échelles de l'électrode (pôles de $30\,\mu$m de diamètre et séparés de $100\,\mu$m entre eux), nous pouvons calculer que ce nerf avait un diamètre compris entre 1 mm et $1,2$ mm.

Le point de masse du dispositif était une électrode externe en argent (figure 2.2 (c)). Le nerf a été stimulé par un courant biphasique (succession de deux stimulations, négative

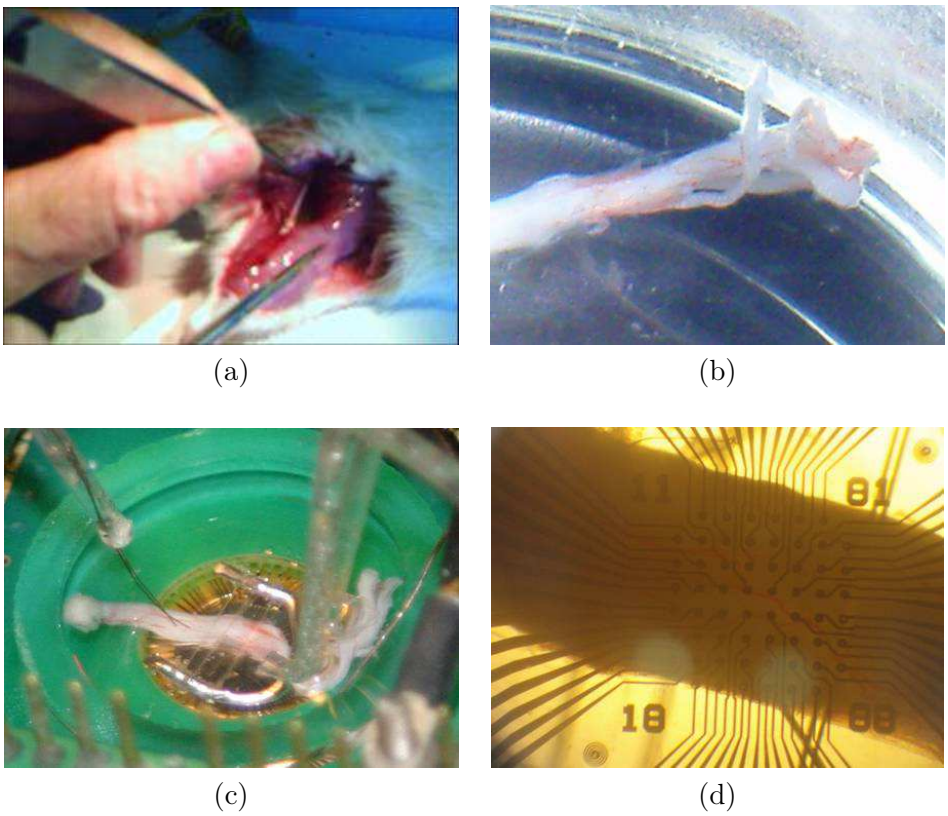


FIG. 2.2 – Photographies de l'expérimentation : a) extraction du nerf ; b) nerf non nettoyé ; c) et d) nerf au fond de la cuve durant l'expérience (vues macroscopique et microscopique).

puis positive) ; le profil de stimulation est donnée sur la figure 2.3. Le gain du système d'acquisition était de 1200 et les signaux acquis ont été filtrés en passe bas avec une fréquence de coupure de 25 kHz.

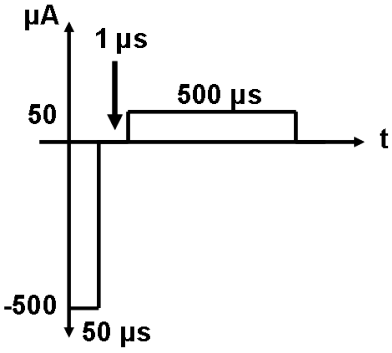


FIG. 2.3 – Profil de la stimulation biphasique appliquée

Trois phases ont été essentielles au cours de notre expérimentation. Durant la première phase, nous avons stimulé le nerf pour observer sa réponse physiologique. Lors d'expérimentations telles que celle-ci, les enregistrements issus de cette première phase fournissent un signal couplant le signal nerveux et l'artefact de stimulation. En ajoutant du tétrodotoxine (TTX - la tétrodotoxine est une neurotoxine puissante bloquant de manière très selective

le pore des canaux sodium voltage-dépendants) pour la deuxième phase de l'expérimentation, l'activité des canaux sodiques est inhibée durant la phase ascendante du potentiel d'action ; ceci permet de bloquer l'influx nerveux et de n'enregistrer que les artefacts de stimulation. En soustrayant ou en comparant l'enregistrement d'un pôle après ajout du TTX à un enregistrement du même pôle avant ajout du TTX, il est possible d'observer la réponse physiologique du nerf. Au cours de la troisième phase, le TTX est bloqué, puis le nerf est rincé par le liquide physiologique. L'objectif de cette dernière phase étant de retrouver le signal physiologique nerveux. Tout au cours de l'expérience, nous avons réalisé 780 stimulations (une stimulation toutes les 5 s - 144 avant TTX, 264 après TTX et 372 après rinçage du TTX).

Les figures 2.4 et 2.5 donnent respectivement l'ensemble des enregistrements au cours de l'expérience pour les 100e et 200e stimulations (avant et après ajout du TTX).

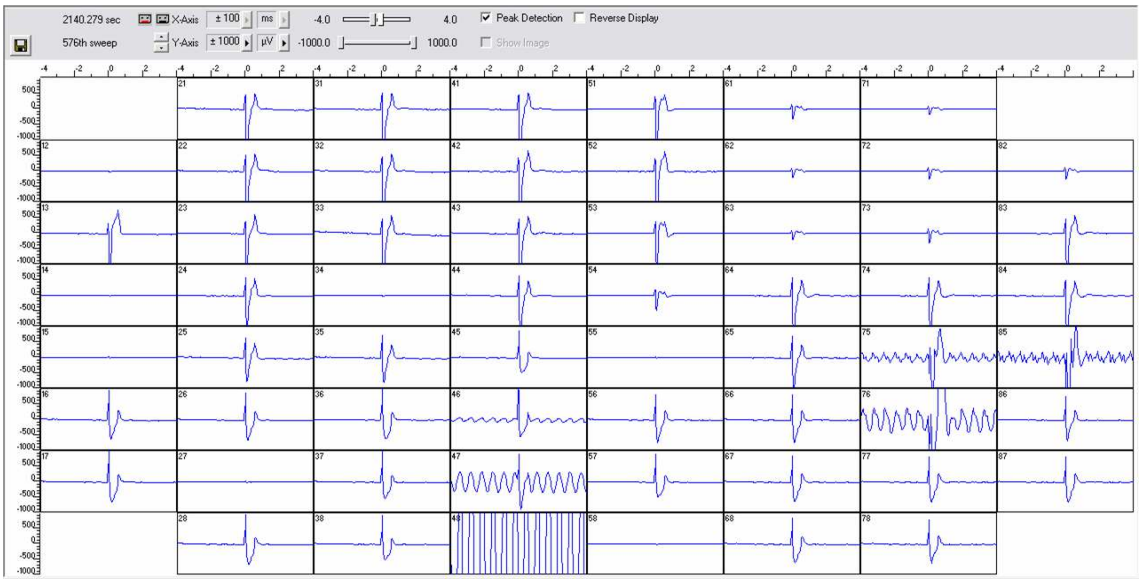


Fig. 2.4 – Enregistrements à la 100e stimulation

En focalisant l'observation de ces enregistrements à 300 μs après la stimulation, les résultats montrent qu'une composante des signaux se réduit après ajout du TTX. Les parties (a) et (b) de la figure 2.6 montrent ce phénomène pour les électrodes 31, 32, 33, 41, 42, 43, 51, 52 et 53.

Afin d'avoir une meilleure vue de la disparition de cette composante, la figure 2.7 montre l'ensemble des points recueillis à 300 μs après stimulation sur l'électrode 53 tout au long de l'expérience. Les trois phases sont ainsi visibles (avant TTX en jaune, pendant TTX en rouge et après rinçage du TTX en bleu). Cette figure permet d'apprécier les niveaux d'amplitude de la composante enregistrée, qui apparaît sur la première phase, se réduit considérablement sur la seconde phase, puis réapparaît moins fortement sur la troisième phase. Cette réapparition d'amplitude moins élevée peut s'expliquer par un effet persistant du TTX, ou encore par le fait que le nerf extrait était manipulé depuis plus d'une heure au moment de ces mesures et qu'il commençait donc à devenir inerte. Les variations

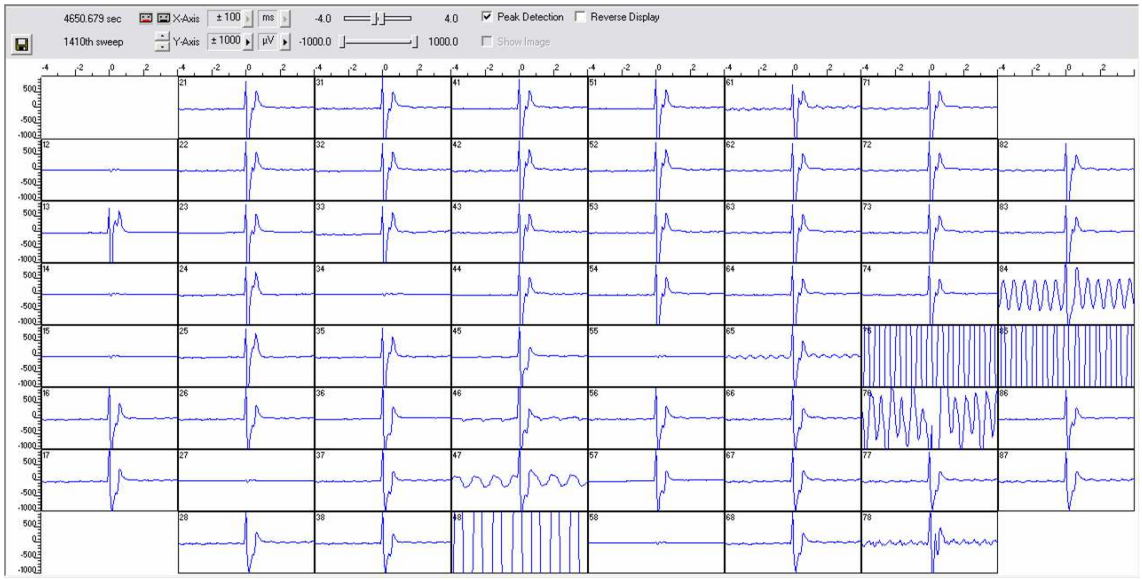
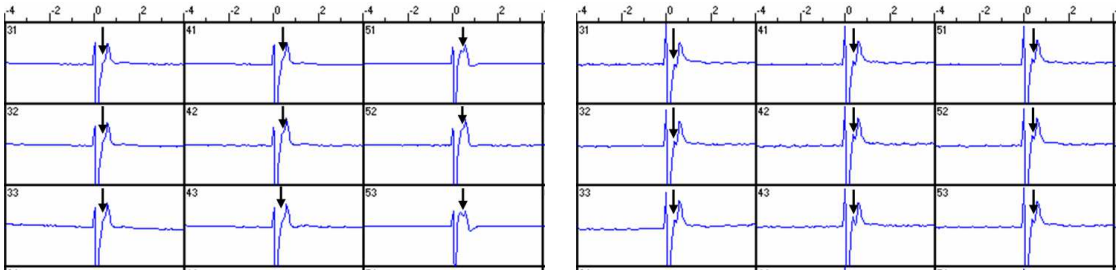


FIG. 2.5 – Enregistrements à la 200e stimulation



(a) (b)

FIG. 2.6 – Enregistrements des électrodes 31, 32, 33, 41, 42, 43, 51, 52 et 53 avant (a) et après (b) ajout du TTX.

d'amplitude de cette composante enregistrée étant directement corrélées avec l'ajout et la suppression de TTX, elles démontrent que cette composante est bien un influx nerveux.

Les résultats de cette première expérience montrent que l'enregistrement d'ENG à partir d'une électrode à distribution matricielle de pôles est possible. La suite de ce travail de recherche s'est intéressée à la réjection des signaux parasites à partir de ce type d'électrode.

2.1.2 Réjection des signaux parasites

L'équation 1.4 exprime deux opérations successives :

- moyenner les signaux enregistrés sur les deux pôles extérieurs, c'est-à-dire de leur appliquer un filtre spatial passe-bas,
- faire la différence entre le résultat de cette moyenne et le signal enregistré sur le pôle central. Cette dernière opération ne conservera que les fréquences spatiales hautes.

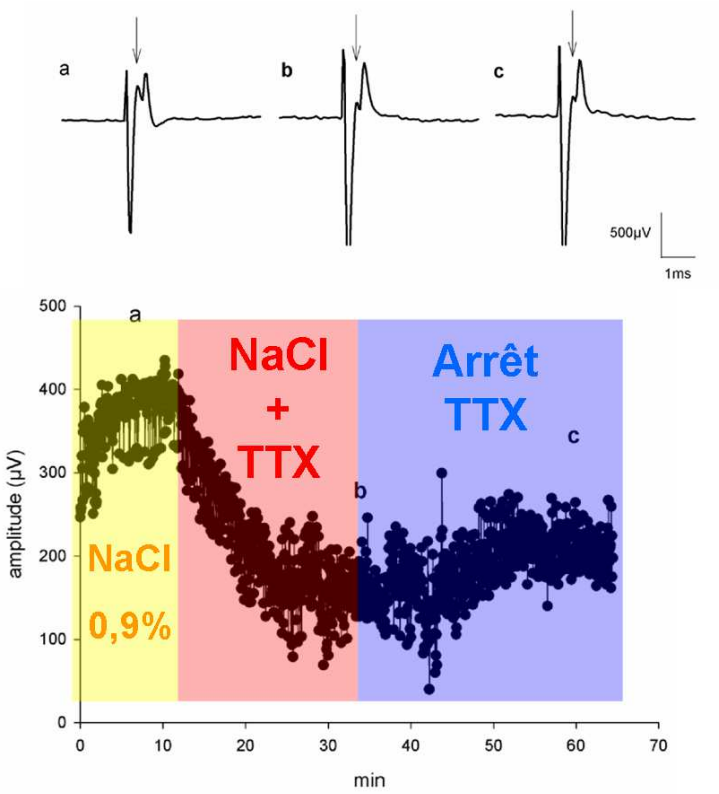


FIG. 2.7 – Traces de l'influx nerveux en fonction du temps au cours de l'expérience (électrode 53)

Le signal V_{rec} enregistré peut donc être considéré comme traversant un filtre spatial passe-haut. Plus précisément, ce filtre est du second ordre et considère que les expressions :

$$\frac{1}{a}(V_2 - V_0) \qquad \text{et} \qquad \frac{1}{a}(V_0 - V_1) \tag{2.1}$$

évaluent la dérivée première $\frac{dV}{dx}$ (expression dans laquelle a est la distance située entre deux pôles de l'électrode cuff tripolaire montrée en figure 1.11). Ainsi, la différence :

$$\frac{1}{a}(\frac{(V_2 - V_0)}{a} - \frac{(V_0 - V_1)}{a}) = -\frac{2}{a^2}(V_0 - \frac{V_1 + V_2}{2}) \tag{2.2}$$

montre la dérivée seconde $\frac{d^2V}{dx^2}$, expression dans laquelle nous pouvons identifier l'équation 1.4 au facteur multiplicatif près $-2a^{-2}$, et qui est le Laplacien unidimensionnel du potentiel.

Sous sa version locale, le théorème de Gauss nous enseigne que :

$$\text{div } \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \tag{2.3}$$

où ρ est la densité de charge et ϵ_0 est la permittivité du vide.

Le champs $\vec{E}$ étant égal au gradient du potentiel V :

$$\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}}V \tag{2.4}$$

Nous avons :

$$\text{div } -\overrightarrow{\text{grad}}V = \frac{\rho}{\epsilon_0} \tag{2.5}$$

Ainsi, le Laplacien du potentiel V est localement égal à $\frac{\rho}{\epsilon_0}$. Transposé au filtre évoqué plus haut, ceci se traduit par le fait que les signaux dont les sources sont lointaines (EMG) seront filtrés, tandis que les signaux dont les sources sont locales (ENG) seront conservées. En effet, les filtres Laplaciens peuvent rejeter les potentiels à la fois homogènes et variant linéairement tels que ceux créés par les sources lointaines (le potentiel électrique créé par une charge en un point de l'espace variant inversement avec la distance le séparant de cette charge, si la charge est suffisamment éloignée, la décroissance de ce potentiel peut être considérée comme linéaire - figure 2.8). Ainsi, en utilisant la technique classique de réjection des signaux parasites, nous construirons un filtre Laplacien bidimensionnel en utilisant davantage de pôles d'enregistrement pour obtenir une réjection isotropique.

2.1.3 Positionnement et nombre de pôles

Comme nous l'avons déjà écrit, l'utilisation d'une structure multipolaire à distribution matricielle permettrait d'enregistrer davantage de signaux différents, augmentant ainsi la quantité d'informations neurales, et ouvrant un champ plus large quant au choix de traitements du signal applicables pour séparer les différentes sources d'ENG. Afin d'obtenir un nombre et un placement optimal de pôles d'enregistrements, nous avons été attentifs à trois contraintes :

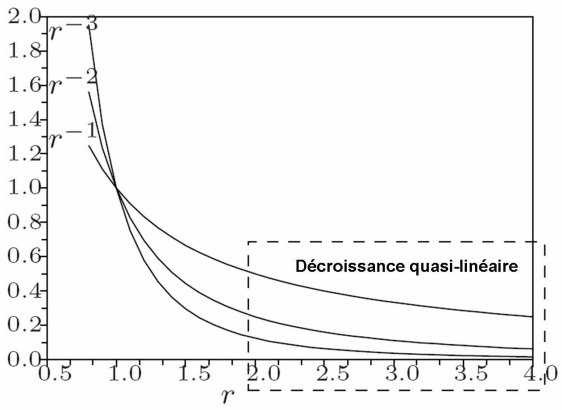


FIG. 2.8 – Décroissance du potentiel avec la distance.

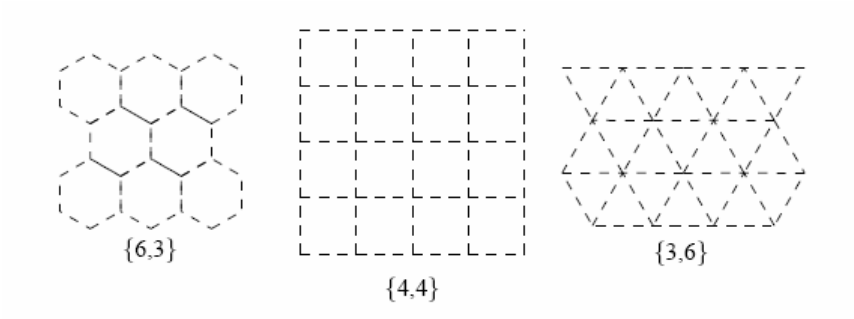


FIG. 2.9 – Pavages réguliers dans le plan.

- L'électrode sera implantée autour du nerf et les pôles seront distribués sur toute sa surface.
- Les pôles doivent être équidistants pour simplifier le dimensionnement de la structure de prétraitement analogique (cette contrainte sera justifiée au troisième chapitre de ce manuscrit).
- Le motif décrit pour un site d'enregistrement (pôle central et pôles périphériques utilisés pour la technique classique de réjection des signaux parasites) doit pouvoir se superposer avec d'autres motifs ; cette condition permet une utilisation maximum de tous les pôles de l'électrode. En cas d'éventuels problèmes diaphoniques constatés lors d'enregistrements futurs, cette disposition sera toujours exploitable en ne superposant pas les motifs d'enregistrement.

La structure cylindrique d'une électrode cuff résultant de l'enroulement d'une surface initialement plane, les conditions précitées impliquent de rechercher un maillage régulier du plan pour les positions des pôles et, plus particulièrement, des maillages composés de polygones réguliers réalisant une mosaïque symétrique sur le plan. Comme nous allons le démontrer tout de suite, il n'existe que trois types de pavages réguliers tels que ceux décrits, pouvant être représentés par les symboles de Schläfli ($\{3,6\}$, $\{4,4\}$ et $\{6,3\}$) (figure 2.9).

Dans le symbole $\{m,n\}$ de Schläfli, m décrit le dessin du motif en donnant le nombre d'arrêtes du polygone décrit (maillages *triangulaire* (3), *carré* (4) et *hexagonal* (6)), et n

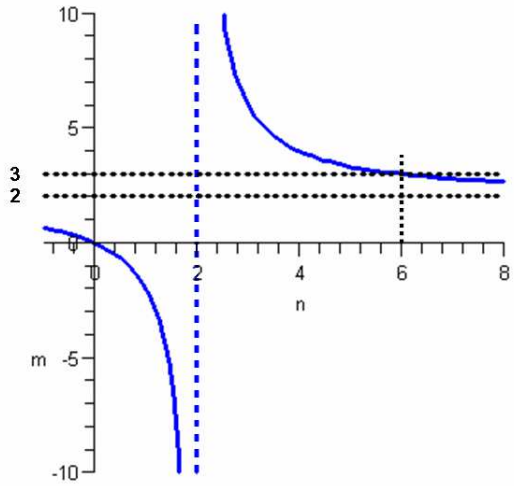


FIG. 2.10 – Graphe de m(n).

donne le nombre de sommets voisins équidistants pour chaque sommet. Si l'on considère donc un polygone régulier représenté par le symbole de Schläfli $\{m, n\}$, et l'angle α compris entre deux arrêtes consécutives, nous avons :

$$\begin{cases} n\alpha = 2\pi \\ m(\pi - \alpha) = 2\pi \end{cases} \tag{2.6}$$

De ces deux premières équations, nous obtenons par le calcul :

$$m(n) = \frac{2n}{n-2} \tag{2.7}$$

Ainsi, en cherchant les valeurs de n pour lesquelles m est positif et entier, nous constatons déjà que n doit être supérieur ou égal à 3 pour que m soit positif. Ensuite, en calculant la dérivée de la fonction $m(n)$ donnée en équation 2.7, et sa limite lorsque n tend vers l'infini, nous obtenons :

$$m'(n) = -\frac{4}{(n-2)^2} < 0 \tag{2.8}$$

$$\lim_{n \to +\infty} m(n) = 2 \tag{2.9}$$

Puisque $m(n)$ est strictement décroissante et que cette fonction tend vers 2 lorsque n tend vers l'infini, le nombre de polygones réguliers sera limité. En effet, pour que m reste entier, il faut que n reste inférieur ou égal à 6 (figure 2.10).

Ces premiers éléments nous amènent à conclure que pour respecter la condition de m positif et entier, n est limité aux valeurs comprises entre 3 et 6. Pour ces valeurs, nous

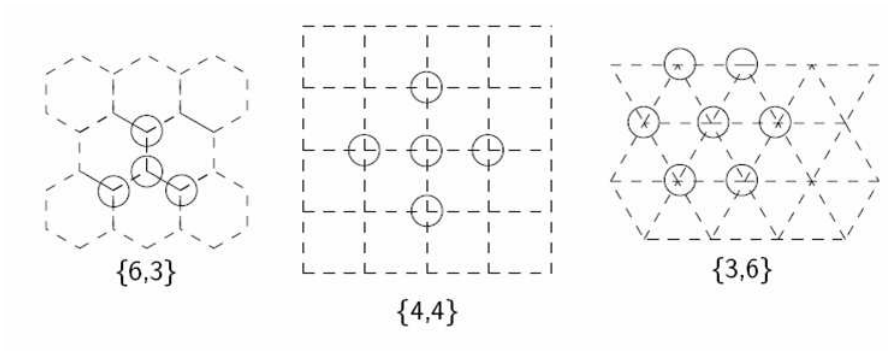


FIG. 2.11 – Motifs triangulaire, carré et hexagonal.

avons :

$$\begin{cases} \text{si n=3} \Rightarrow \text{m=6 (motif hexagonal)} \\ \text{si n=4} \Rightarrow \text{m=4 (motif carré)} \\ \text{si n=5} \Rightarrow \text{m n'est pas entier (aucun motif associé)} \\ \text{si n=6} \Rightarrow \text{m=3 (motif triangulaire)} \end{cases} \tag{2.10}$$

Il n'existe donc bien que trois motifs possible de pavages par polygones réguliers. Sur la figure 2.9, chaque sommet correspond à un pôle de l'électrode et de ces maillages, nous pouvons construire trois types d'électrode différents que nous appellerons :

- électrode triangulaire 4 pôles (symbole $\{6, 3\}$),
- électrode carré 5pôles (symbole $\{4, 4\}$),
- électrode hexagonale 7 pôles (symbole $\{3, 6\}$).

Les trois motifs de ces électrodes sont représentés sur la figure 2.11. Afin de rejeter les signaux parasites extérieurs, les expressions de leurs Laplaciens respectifs seront :

motif triangulaire - $\{6, 3\}$:

$$V_{rec} = \frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3}(V_0 - V_i) = V_0 - \sum_{i=1}^{3}\frac{V_i}{3} \tag{2.11}$$

motif carré - $\{4, 4\}$:

$$V_{rec} = \frac{1}{4}\sum_{i=1}^{4}(V_0 - V_i) = V_0 - \sum_{i=1}^{4}\frac{V_i}{4} \tag{2.12}$$

motif hexagonal - $\{3, 6\}$:

$$V_{rec} = \frac{1}{6}\sum_{i=1}^{6}(V_0 - V_i) = V_0 - \sum_{i=1}^{6}\frac{V_i}{6} \tag{2.13}$$

2.1.4 Étude comparative des trois motifs

Le choix de l'un ou l'autre de ces motifs nécessitait une étude comparative permettant d'évaluer la structure offrant les caractéristiques optimales d'enregistrement, et pour cela,

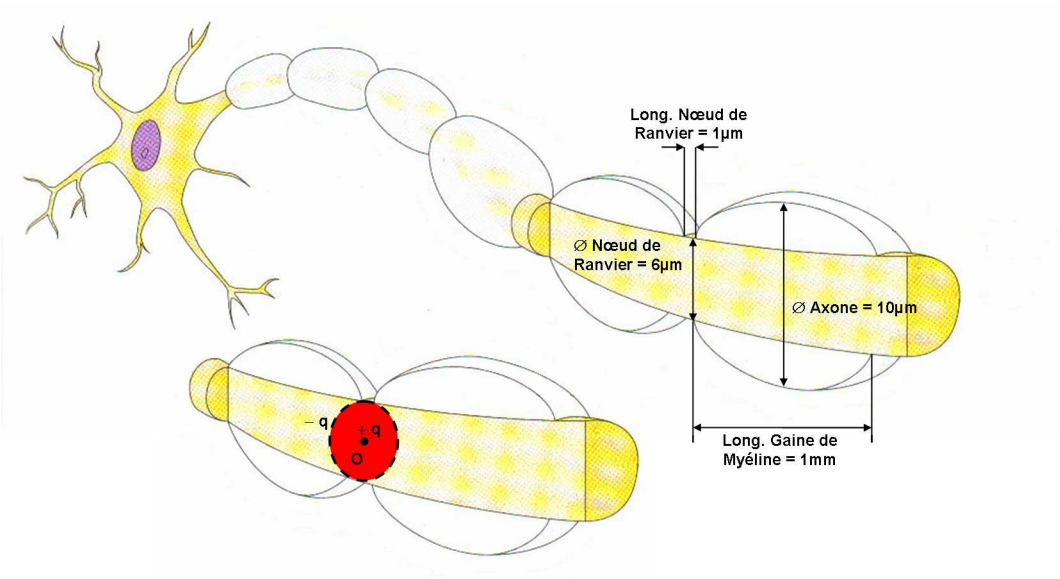


FIG. 2.12 – Modèle utilisé pour l'étude comparative

nous avons utilisé un modèle du champ électrique extracellulaire créé par un potentiel d'action. Ce modèle considère un axone myélinisé de 10 μm de diamètre. Les nœuds de Ranvier de cet axone ont une longueur de 1 μm pour 6 μm de diamètre et sont espacés entre eux de 1 mm (ces valeurs ont été choisies comme moyenne des valeurs des dimensions trouvées dans la littérature pour des fibres de type A et B ; nous avons écarté les fibres de type C qui ne sont pas myélinisées). Le centre de notre repère (cylindrique) sera le centre d'un nœud de Ranvier, centre que nous appellerons O . Lorsqu'un potentiel d'action est présent en ce point, nous le modélisons comme un cercle de 6 μm de diamètre, perpendiculaire à l'axe de l'axone, et possédant une charge positive $+q$ en son centre (O) ainsi qu'un charge négative $-q$ distribuée sur toute sa circonférence (figure 2.12).

En un point M quelconque de l'espace situé à une distance très supérieure au rayon de l'axone, le potentiel créé par une charge q représentant l'influx nerveux peut être approximé par l'expression :

$$V(M) = \frac{qr^2}{8\pi\epsilon_0\epsilon_r d^3}\left(1 - \frac{3}{2}\sin^2\psi\right) \tag{2.14}$$

dans laquelle r est le rayon du nœud de Ranvier (3 μm), d est la distance entre O et M, tandis que ψ est l'angle compris entre l'axe de l'axone et $\overrightarrow{OM}$ (figure 2.13). En effet, nous modélisons le potentiel d'action comme une distribution de charges telle que l'on ait :

- une charge q située à l'origine des coordonnées du système,
- une charge linéaire $-q$, distribuée de manière homogène le long d'un cercle de rayon r égal au rayon du nœud de Ranvier (la densité de charge λ est égale à $\frac{q}{2\pi r}$) et perpendiculaire à l'axe Oz.

Le potentiel électrostatique créé par cette distribution de charges sur un point M est

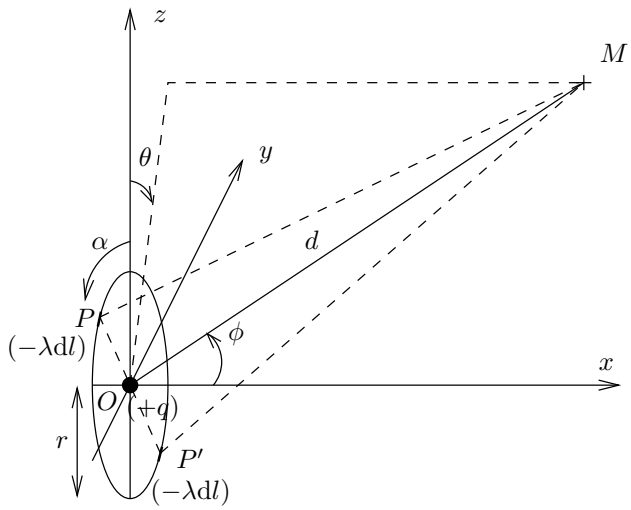


FIG. 2.13 – Modèle de description du potentiel d'action.

donné par :

$$\begin{aligned} V(M) &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0}\left(\frac{q}{OM} - \int \frac{\lambda \mathrm{d}l}{PM}\right) \\ &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0}\left(\frac{q}{OM} - \int_0^{2\pi} \frac{\lambda a \mathrm{d}\alpha}{PM}\right) \\ &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0}\left(\frac{q}{OM} - \frac{q}{2\pi}\int_0^{2\pi} \frac{\mathrm{d}\alpha}{PM}\right). \end{aligned} \tag{2.15}$$

et en faisant apparaître la symétrie des charges :

$$\begin{aligned} V(M) &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0}\left(\frac{q}{OM} - \frac{q}{2\pi}\int_0^{\pi}\left(\frac{\mathrm{d}\alpha}{PM} + \frac{\mathrm{d}\alpha}{PM'}\right)\right) \\ &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0}\left(\frac{q}{2\pi}\int_0^{\pi}\frac{2\mathrm{d}\alpha}{OM} - \frac{q}{2\pi}\int_0^{\pi}\left(\frac{\mathrm{d}\alpha}{PM} + \frac{\mathrm{d}\alpha}{PM'}\right)\right) \\ &= \frac{q}{8\pi^2\epsilon_0}\int_0^{\pi}\left(\frac{2}{OM} - \frac{1}{PM} - \frac{1}{PM'}\right)\mathrm{d}\alpha \end{aligned} \tag{2.16}$$

En utilisant les coordonnées cartésiennes des points M, P et P', nous pouvons écrire :

$$M = \begin{pmatrix} d\sin\phi\cos\theta \\ d\sin\phi\sin\theta \\ d\cos\phi \end{pmatrix}, \qquad P = \begin{pmatrix} r\cos\alpha \\ r\sin\alpha \\ 0 \end{pmatrix}, \qquad P' = \begin{pmatrix} -r\cos\alpha \\ -r\sin\alpha \\ 0 \end{pmatrix}. \tag{2.17}$$

Ainsi,

$$OM = d, \tag{2.18}$$

$$PM = \sqrt{(d\sin\phi\cos\theta - r\cos\alpha)^2 + (d\sin\phi\sin\theta - r\sin\alpha)^2 + (d\cos\phi)^2}, \tag{2.19}$$

$$P'M = \sqrt{(d\sin\phi\cos\theta + r\cos\alpha)^2 + (d\sin\phi\sin\theta + r\sin\alpha)^2 + (d\cos\phi)^2}. \tag{2.20}$$

En développant la quantité PM, nous obtenons :

$$PM = \sqrt{d^2 - (2\sin\alpha\sin\phi\sin\theta + 2\cos\alpha\sin\phi\cos\theta)rd + r^2} \tag{2.21}$$

et

$$\frac{1}{PM} = \frac{1}{d}\left(1 - (2\sin\alpha\sin\phi\sin\theta + 2\cos\alpha\sin\phi\cos\theta)\frac{r}{d} + \left(\frac{r}{d}\right)^2\right)^{-1/2} \tag{2.22}$$

Puisque r est supposé petite devant d, nous utilisons la série de Taylor pour approximer la quantité $\frac{1}{PM}$.

$$\begin{aligned}\left(1 - (2\sin\alpha\sin\phi\sin\theta + 2\cos\alpha\sin\phi\cos\theta)\frac{r}{d} + \left(\frac{r}{d}\right)^2\right)^{-1/2} \\ = 1 + \sin\phi(\sin\alpha\sin\theta + \cos\alpha\cos\theta)\left(\frac{r}{d}\right) \\ + \frac{1}{2}(3\sin^2\alpha\sin^2\phi\sin^2\theta + 6\cos\alpha\sin\alpha\sin^2\phi\cos\theta\sin\theta \\ + 3\cos^2\alpha\sin^2\phi\cos^2\theta - 1)\left(\frac{r}{d}\right)^2 + o\left(\left(\frac{r}{d}\right)^2\right)\end{aligned} \tag{2.23}$$

En utilisant le même développement pour la quantité $\frac{1}{P'M}$, nous trouvons les mêmes termes pour les ordres 0 et 2, mais un terme de signe opposé pour l'ordre 1. Finalement, en reportant ces termes dans l'intégrande de l'équation 2.16, les termes d'ordre 0 (monopolaire) et 1 (bipolaire) s'annulent. Le premier terme non-nul restant est attribué au moment quadripolaire électrostatique (ordre 2).

$$\begin{aligned}&\frac{2}{OM} - \frac{1}{PM} - \frac{1}{P'M} \\ &\approx \frac{1}{d}(1 - 3\sin^2\alpha\sin^2\phi\sin^2\theta - 6\cos\alpha\sin\alpha\sin^2\phi\cos\theta\sin\theta - 3\cos^2\alpha\sin^2\phi\cos^2\theta)\left(\frac{r^2}{d^2}\right)\end{aligned} \tag{2.24}$$

Ainsi,

$$\begin{aligned}V(M) = \frac{qr^2}{8\pi^2\epsilon_0 d^3}\int_0^\pi (1 - 3\sin^2\alpha\sin^2\phi\sin^2\theta - 6\cos\alpha\sin\alpha\sin^2\phi\cos\theta\sin\theta \\ - 3\cos^2\alpha\sin^2\phi\cos^2\theta)\mathrm{d}\alpha\end{aligned} \tag{2.25}$$

En remplaçant $\sin^2\alpha$ par $\frac{1-\cos 2\alpha}{2}$, $\cos^2\alpha$ par $\frac{1+\cos 2\alpha}{2}$ et $\sin\alpha\cos\alpha$ par $\frac{\sin 2\alpha}{2}$, et en considérant que $\int_0^\pi \sin 2\alpha\mathrm{d}\alpha = \int_0^\pi \cos 2\alpha\mathrm{d}\alpha = 0$, l'équation devient :

$$V(M) = \frac{qr^2}{8\pi^2\epsilon_0 d^3}\left(\pi - \frac{3\pi}{2}\sin^2\phi\right) = \frac{qr^2}{8\pi\epsilon_0 d^3}\left(1 - \frac{3}{2}\sin^2\phi\right) \tag{2.26}$$

Cette approximation est valide pour $d \gg r$, condition qui se vérifie pour notre contexte de travail. Enfin, les charges q peuvent être facilement estimées à partir des caractéristiques

des nœuds de Ranvier. En effet, nous évaluons une surface de $18,85\,\mu\text{m}^2$ pour un nœud de Ranvier avec les dimensions données plus haut (un rayon de $3\,\mu$m et une longueur de $1\,\mu$m), et avec une valeur moyenne de la capacité membranaire donnée à $1\,\mu\text{F/cm}^2$ dans la littérature, nous calculons pour une différence de potentiels de 100 mV lors du passage d'un potentiel d'action, une charge q équivalente à $18,85$ fC soit approximativement 20 fC.

La figure 2.14 montre l'estimation donnée par ce modèle de l'allure des équipotentielles créés autour d'un nœud de Ranvier au moment du passage d'un potentiel d'action. Ce schéma rejoint celui donné par R. B. Stein dans [STE80].

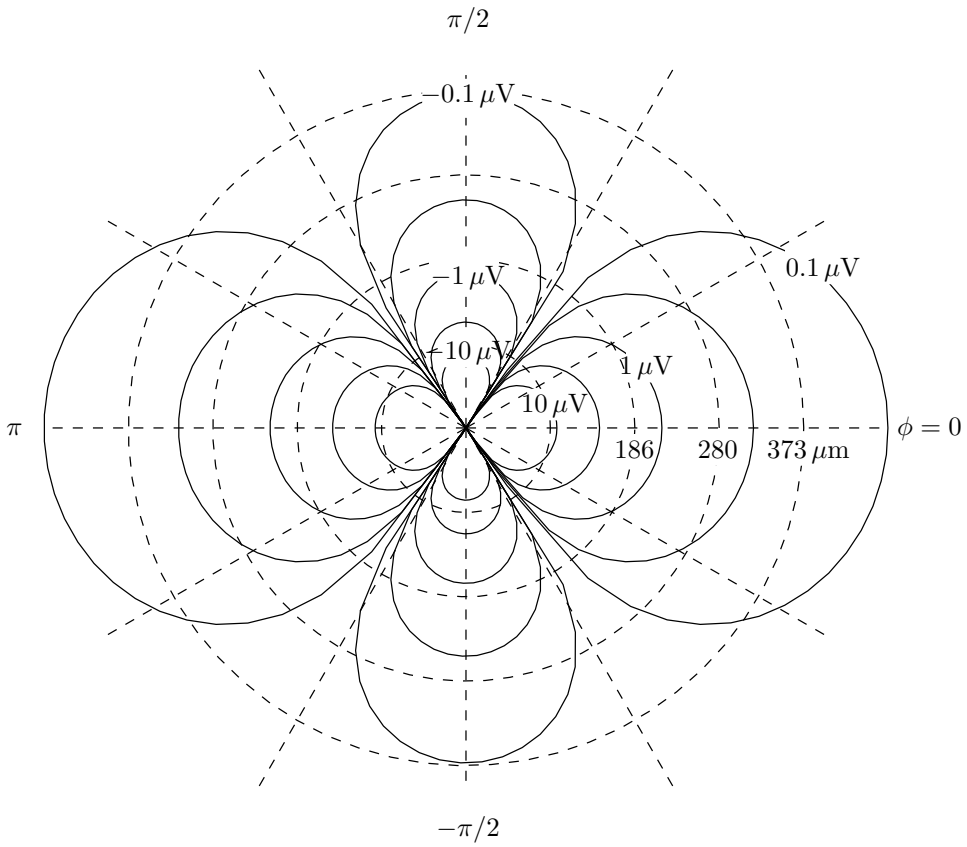


FIG. 2.14 – Courbes des équipotentielles du potentiel d'action.

À partir de ce modèle, nous avons évalué les sensibilités des trois motifs triangulaire, carré et hexagonal en leur appliquant leurs Laplaciens respectifs (équations 2.11, 2.12 et 2.13).

Ces différents modèles ont été générés à l'aide des logiciels *Maple* et *Scilab* en décrivant le positionnement de chaque pôle dans un repère tridimensionnel. Pour tous les calculs et les résultats qui suivront, les coordonnées sont fixées telles que : l'origine O est le centre de chaque électrode cuff. L'axe Ox est l'axe du nerf (et donc celui de chaque électrode), l'axe Oy passe par le centre des motifs d'enregistrement, et l'axe Oz est placé de telle façon qu'il forme un trièdre direct avec Ox et Oy(figure 2.15).

La figure 2.16 montre les motifs triangulaire (a), carré 1 (b) (diagonale du motif dans l'axe de l'électrode), carré 2 (c) (rotation du motif précédent de $\frac{\pi}{4}$) et hexagonal (d).

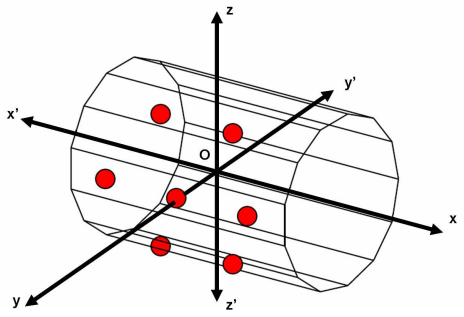


FIG. 2.15 – Repère Oxyz des électrodes.

Les sensibilités calculées pour ces motifs (figures 2.18 (a)(b)(c) et (d)) montrent le comportement des électrodes pour un potentiel d'action se déplaçant dans un plan parallèle au plan *Oxz* (sensibilité longitudinale et transversale — figure 2.17 a et c), situé à 80 % du rayon du nerf sur l'axe *Oy*. Nous ne cherchions pas à montrer les sensibilités radiales (figure 2.17 b) des différentes électrodes ; ces sensibilités étant les mêmes pour tous les motifs, mais plutôt à observer le comportement des pôles extérieurs sur l'enregistrement de chaque motif.

Nos calculs montrent que ces électrodes permettent des enregistrements d'activités nerveuses localisées sous le pôle central de chaque motif, et que la distribution de pôles à coefficients négatifs du motif hexagonal permet, comme attendu, de donner moins de poids aux potentiels d'action situés sous les pôles de bord du motif. Ceci permet au motif hexagonal d'enregistrer des potentiels d'action situés plus profondément dans le nerf sous le pôle central que les autres motifs d'enregistrement. La figure 2.19 montre cette particularité ; si l'on fait l'approximation grossière que la charge associée à un potentiel d'action (petit cercle bleu sur la figure) génère un champ électrique suivant une décroissance en $\frac{1}{r}$ (nous savons déjà que cette décroissance se fait en $\frac{1}{r^3}$, mais pour une pédagogie plus simple dans ce que nous souhaitons montrer, admettons quelques instants qu'elle se fait en $\frac{1}{r}$), les potentiels d'action captés par la couronne de pôles négatifs auront une présence plus atténuée par le motif hexagonal que par le motif triangulaire.

Conclusion et choix du motif hexagonal

Comme nous ne le présentions lors des simulations de sensibilités, l'électrode à motifs hexagonaux localise davantage l'activité nerveuse sous chaque pôle central des motifs d'enregistrement, et une distribution de plusieurs motifs hexagonaux permettrait de faire des enregistrements différents de l'activité nerveuse ; ces enregistrements pourront alors être traités par une *séparation de source en aveugle - B.S.S.* Pour ces particularités promettant des enregistrements de l'activité nerveuse plus précis que ceux donnés par une électrode cuff tripolaire, nous avons porté notre choix d'électrode sur une électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale.

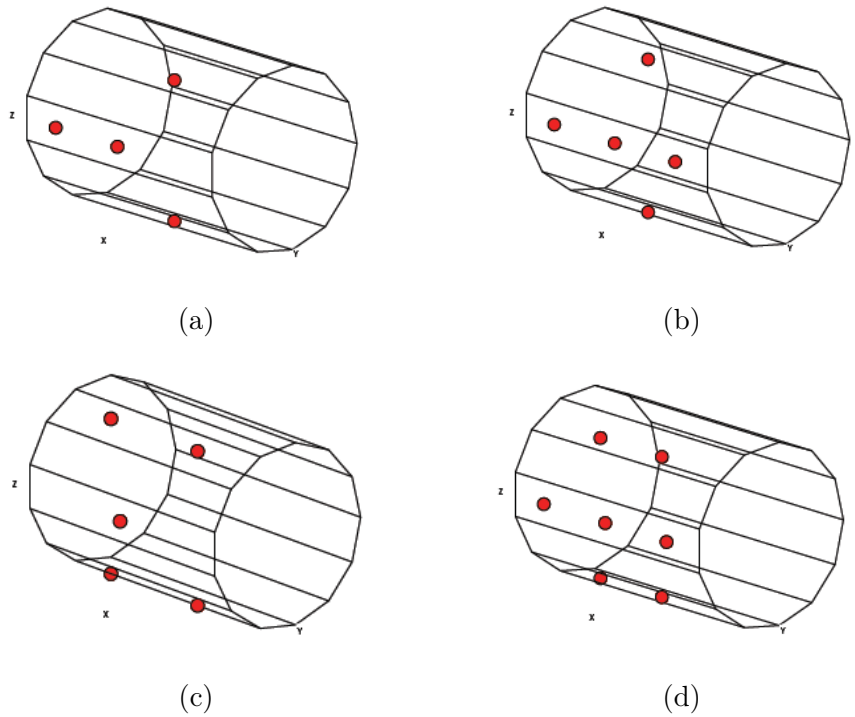


FIG. 2.16 – Motifs triangulaire, carré 1, carré 2 et hexagonal.

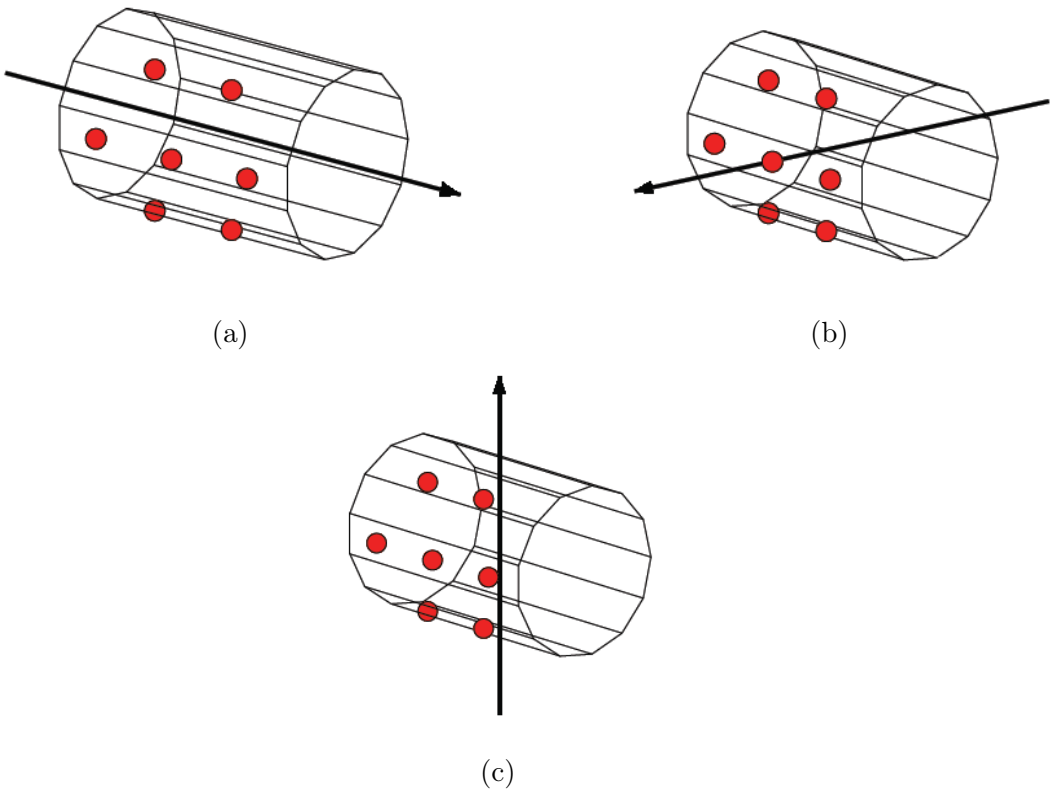


FIG. 2.17 – Sensibilités longitudinale (a), radiale (b) et transversale (c).

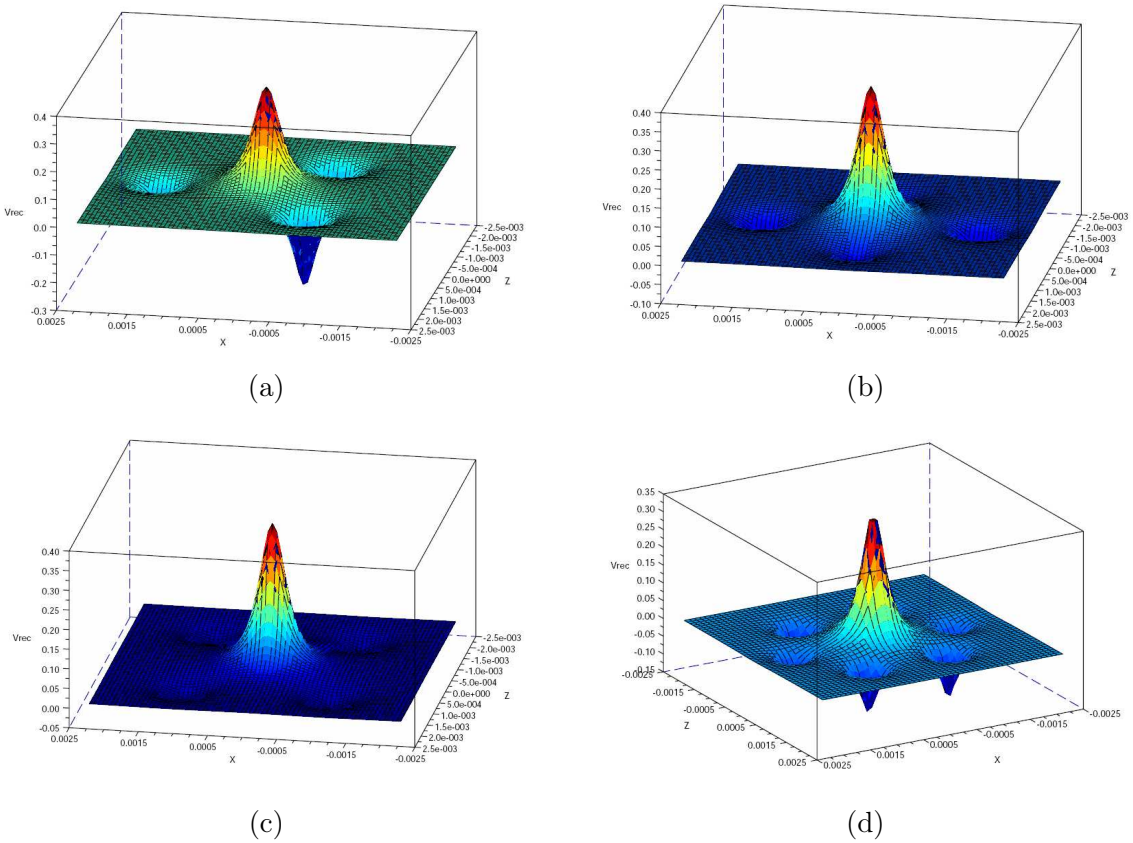


FIG. 2.18 – Sensibilité triangulaire (a), carré 1 (b), carré 2 (c) et hexagonale (d).

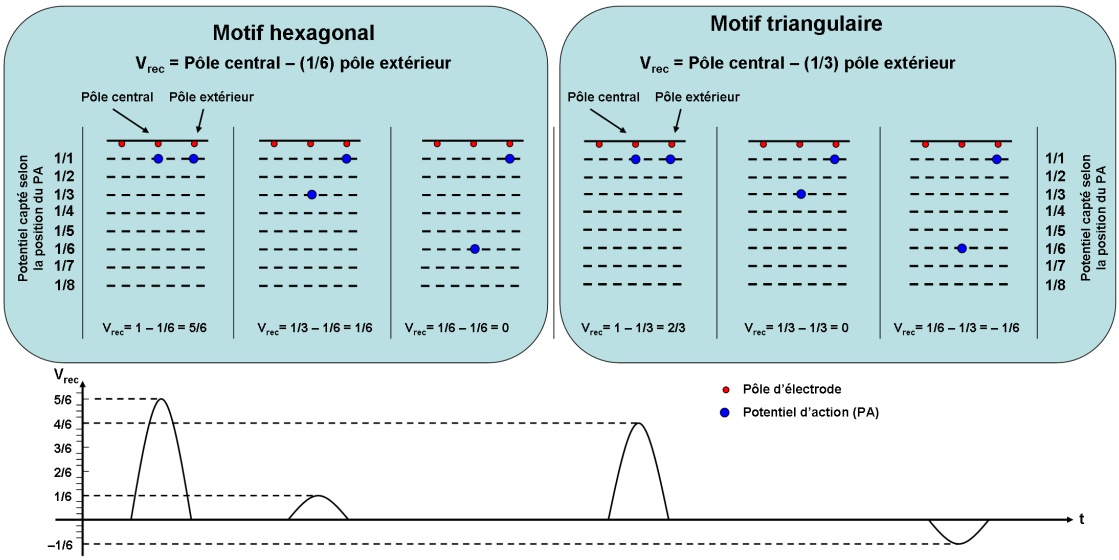


FIG. 2.19 – Comportement des électrodes à motifs hexagonal et triangulaire.

Position du potentiel d'action	Différence de sensibilité radiale
25 % R	≈ 8 dB
50 % R	≈ 18 dB
75 % R	≈ 25 dB
90 % R	≈ 40 dB

TAB. 2.1 – Différence de sensibilité radiale en fonction de la position du potentiel d'action sur le rayon R du nerf.

2.1.5 Étude approfondie du motif hexagonal

Notre étude compare les sensibilités de deux électrodes. La première est une électrode cuff tripolaire avec un diamètre de $2R = 3$ mm et un espacement des anneaux de $a = 4R$. Le calcul des potentiels induits pour cette électrode est obtenu en différenciant la valeur du potentiel du pôle central et la valeur de la moyenne des potentiels sur chaque anneau extérieur. L'autre électrode est à configuration hexagonale avec un diamètre égal à celui de l'électrode cuff tripolaire pour obtenir des résultats comparables et un espacement des pôles de $d = R$. Ces pôles étant de très petite taille, la valeur des potentiels induits par les potentiels d'action sont facilement calculés. Les deux électrodes sont représentées sur la figure 2.20.

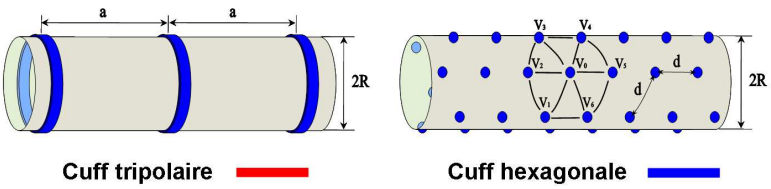


FIG. 2.20 – Électrodes étudiées.

Les repères utilisés pour les deux études de sensibilités sont les mêmes que celui présenté dans la section 2.1.4 et nous utilisons le même modèle de champ électrique extracellulaire créé par un potentiel d'action pour évaluer les sensibilités internes des deux électrodes. Sur les diagrammes de sensibilité suivants (figure 2.21, 2.22, 2.23 et 2.24), les couleurs rouge et bleue sont respectivement associées aux courbes des électrodes cuff tripolaire et cuff hexagonale (figure 2.20).

Sensibilité interne

La figure 2.21 montre la sensibilité radiale des deux électrodes étudiées (l'axe vertical donne les valeurs des potentiels enregistrés en dBμV). Ce graphe nous apprend que la sensibilité radiale de l'électrode cuff à motifs hexagonaux est supérieure à celle de l'électrode cuff tripolaire dès que le potentiel d'action se situe à 10 % du rayon du nerf. Nous avons ainsi relevé que pour une position allant de 25 % à 90 % du rayon du nerf, la différence de sensibilité s'étale approximativement de 8 dB à 40 dB en faveur de l'électrode à motifs hexagonaux (les résultats mesurés sont répertoriés dans le tableau 2.1).

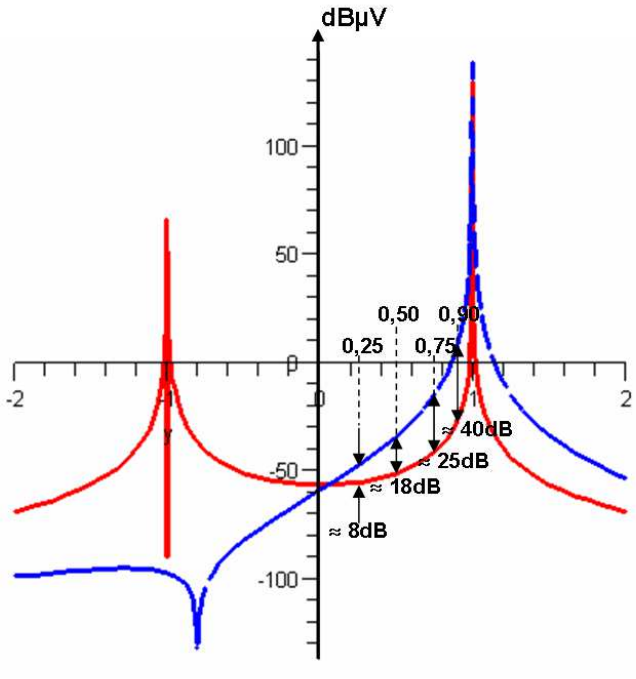


FIG. 2.21 – Sensibilité radiale des électrodes étudiées.

La figure 2.22 montre les sensibilités longitudinales des deux électrodes. Sur la figure *a*, la sensibilité est calculée pour un potentiel d'action situé sur l'axe Ox (au centre du nerf), tandis que les autres figures représentent les sensibilités pour un potentiel d'action se trouvant respectivement à 50 % du rayon R (figure b), à 75 % de R (figure c) et à 90 % de R (figure d). Sur les dernières figures, nous notons une augmentation progressive de la sensibilité lorsque le potentiel d'action se rapproche du rayon du nerf (ces résultats confirment ceux trouvés lors du calcul de la sensibilité radiale). Par ailleurs, ces deux figures montrent également que la sensibilité de l'électrode cuff à configuration hexagonale est supérieure à celle de l'électrode cuff tripolaire, et qu'elle est bien localisée sous le motif d'enregistrement (particulièrement sous le pôle central du motif).

Sensibilité externe

Bien que les EMG proviennent de potentiels d'action créant des champs électriques similaires, nous ne pouvons faire aucune hypothèse sur la valeur de l'angle ψ de notre modèle. Aussi, l'évaluation de la réjection de ces signaux par les électrodes, c'est-à-dire l'étude de la sensibilité externe des électrodes, sera faite à partir d'un modèle en $\frac{1}{r^3}$, incapable de donner des valeurs absolues de différences de potentiels, mais suffisant pour comparer ces sensibilités. Sur les figures 2.23 et 2.24, l'unité des abscisses est le rayon des électrodes comparées.

La figure 2.23 montre les sensibilités externes des deux électrodes étudiées pour un potentiel d'action situé sur l'axe Ox (figure *a*) et sur l'axe Oz (figure *b*). Comme précisé, il

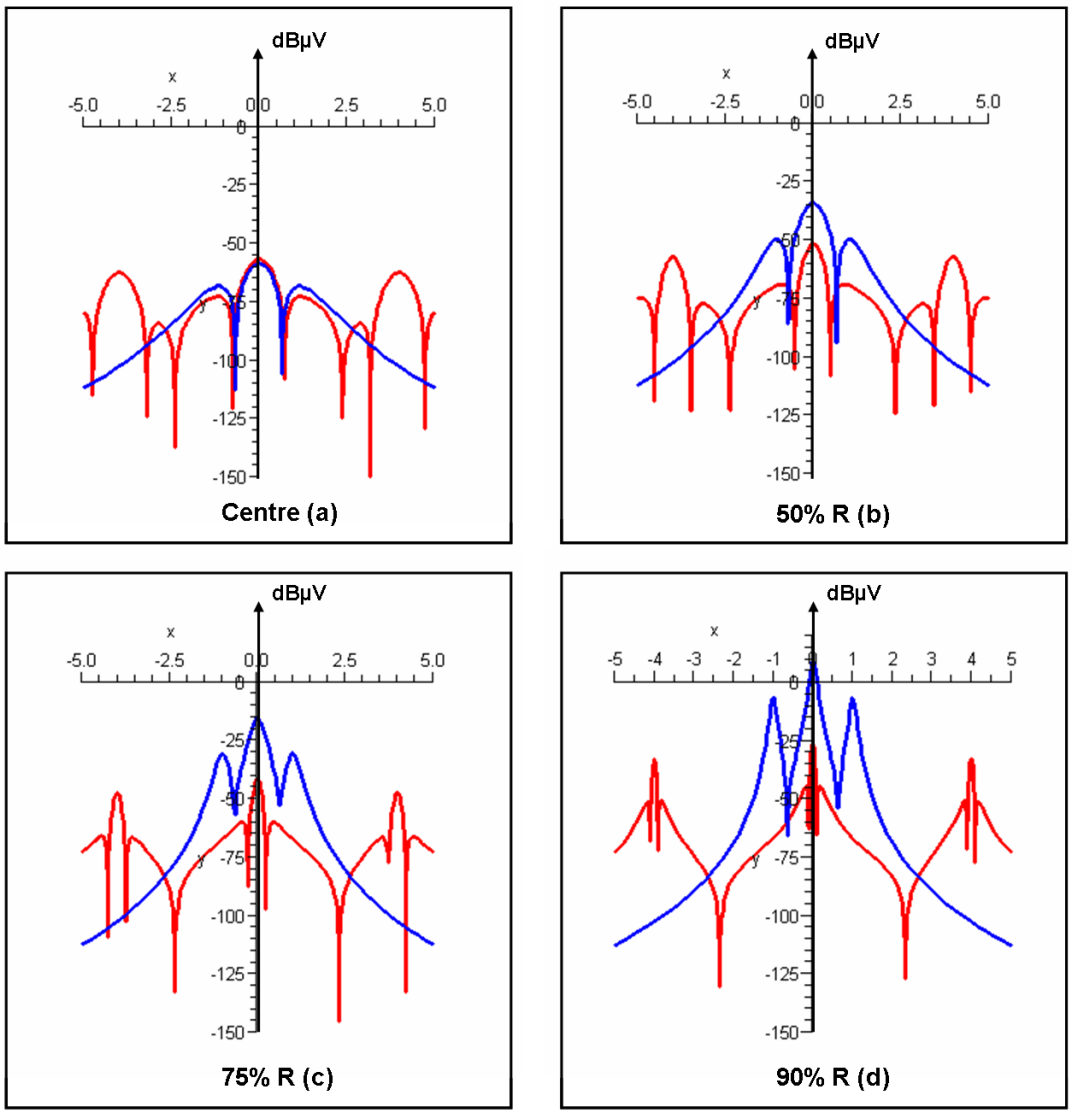


FIG. 2.22 – Sensibilités longitudinales (centre, 50 % R, 75 % R et 90 % R).

ne s'agit pas d'une différence de potentiels, mais les résultats sont homogènes à l'inverse du cube de la distance séparant le signal parasite des pôles de l'électrode. Ainsi, nous pouvons constater sur ces deux graphes, que les électrodes cuff à configuration hexagonale proposent une meilleure réjection des signaux parasites que celle de l'électrode cuff tripolaire. L'amélioration est de 32 dB sur l'axe Ox et de 20 dB sur l'axe Oz.

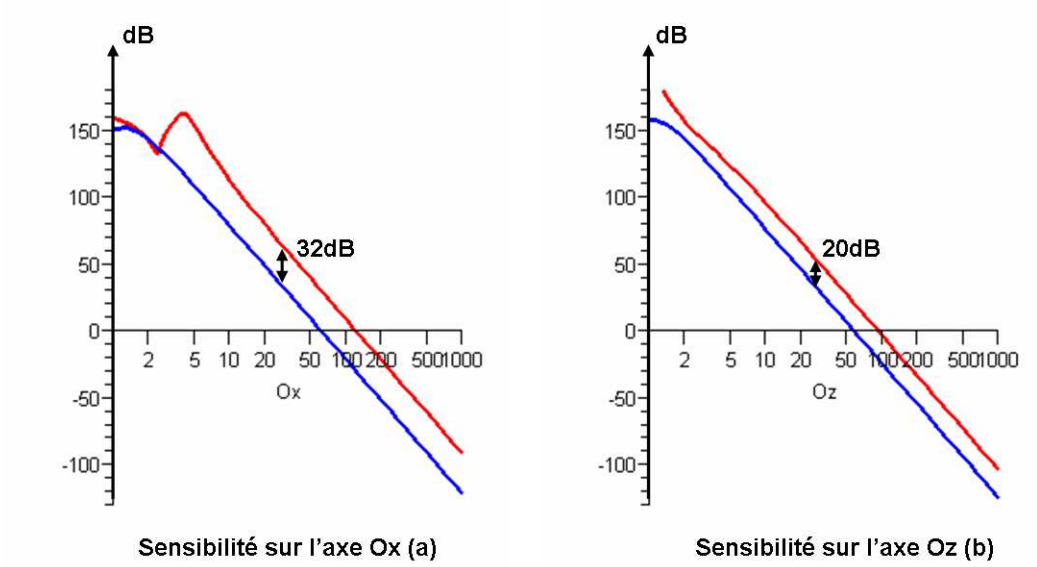


FIG. 2.23 – Sensibilité relative externe le long de Ox et Oz.

La figure 2.24 donne la sensibilité externe des deux électrodes de part et d'autre de l'électrode sur l'axe Oy (Oy passe par le centre du motif d'enregistrement tandis que l'axe $y'O$ passe par le côté de l'électrode opposé au motif d'enregistrement). La même étude de sensibilité externe menée sur l'axe Oy montre malheureusement que la sensibilité externe de l'électrode à configuration hexagonale, bien qu'initialement moins élevée, décroît moins vite que celle de l'électrode cuff tripolaire. Les sensibilités des deux électrodes se croisent approximativement à 50 fois le rayon des électrodes.

Les résultats présentés sur ces quatre dernières figures montrent que l'électrode multipolaire à distribution hexagonale donne une meilleure sensibilité, une meilleure sélectivité spatiale ainsi qu'une meilleure réjection des signaux parasites qu'une électrode tripolaire classique. Ces résultats théoriques nous ont encouragés à fabriquer une électrode cuff à configuration hexagonale, en vue de futures expérimentations animales.

2.2 Développement matériel

Notre électrode cuff hexagonale a été fabriquée avec l'aide de la société MXM. La silicone utilisée est la 8750 Daw Corning Silastic RX-50 Medical Grade Tubing et les contacts (pôles) sont réalisés par une superposition Cuivre-Nickel-Or (les surfaces de contacts avec

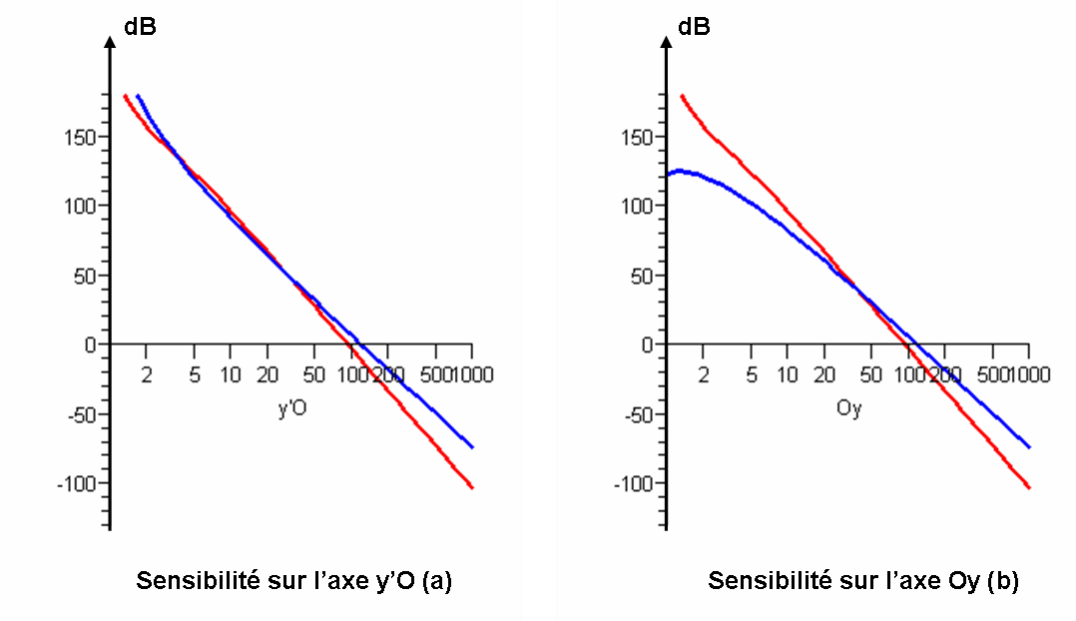


FIG. 2.24 – Sensibilité relative externe le long de l'axe Oy.

le nerf étant en Or). L'espacement choisi entre les pôles est de $1,55\,\text{mm}$ et le diamètre de chaque pôle est de $400\,\mu\text{m}$ (figure 2.25). Cette électrode d'expérimentation, destinée à être implantée in-vivo, communique avec le reste de l'appareillage par une nappe équipée d'un connecteur FH23-39 (figure 2.26). Sur les figures 2.25 et 2.26, les côtes sont en millimètres et la figure 2.27 est un ensemble de photographies montrant l'électrode cuff à configuration hexagonale fabriquée.

2.3 Conclusion

Nous avons développé une structure originale d'électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale offrant une meilleure sensibilité interne ainsi qu'une meilleure réjection des signaux parasites extérieurs (EMG) que l'électrode cuff tripolaire classique. La technique de réjection des signaux parasites extérieurs est basée sur le calcul de moyenne pondérée donné dans l'équation 2.13, et afin de pouvoir profiter de cette réjection lors d'enregistrements d'ENG, nous avons développé un amplificateur faible-bruit réalisant, au niveau transistors, cette fonctionnalité de moyenne pondérée.

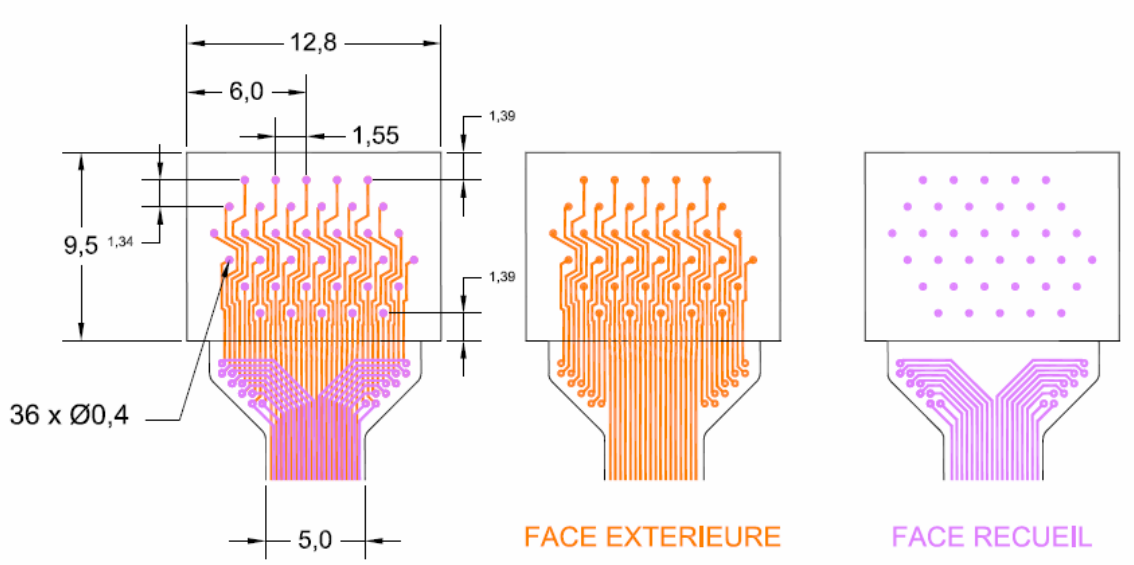


FIG. 2.25 – Dimensions de la zone de recueil de l'électrode fabriquée.

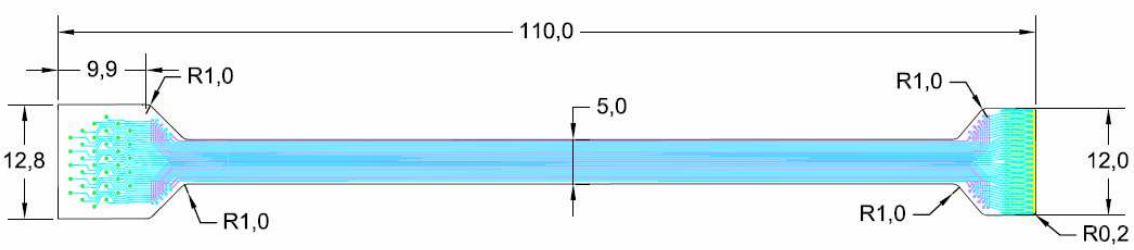


FIG. 2.26 – Dimensions de l'électrode fabriquée.

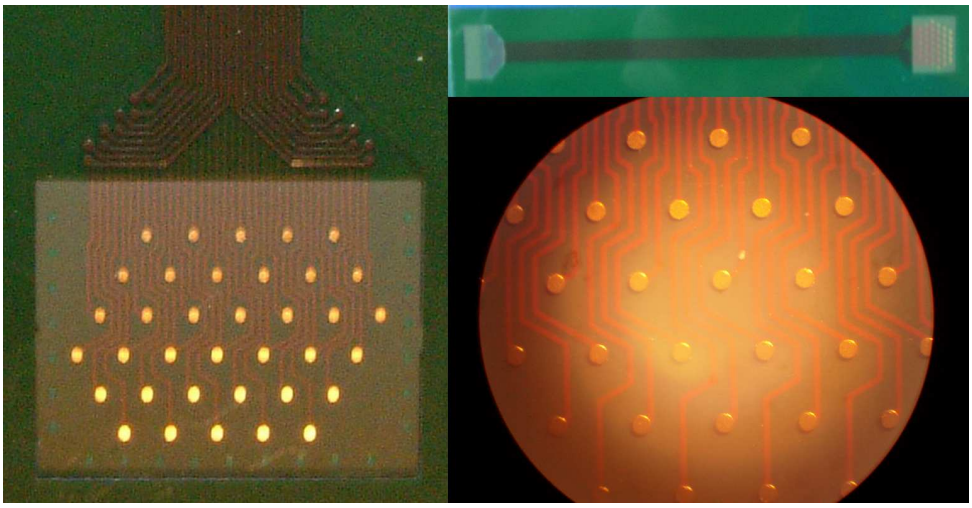


FIG. 2.27 – Électrode fabriquée.

Chapitre 3

Développement théorique et matériel de l'amplificateur faible-bruit

Le point de départ du travail sur l'amplification des signaux recueillis a bien entendu été de pouvoir adapter la fonction de moyenne pondérée sur l'électrode multipolaire à distribution hexagonale. Comme nous l'avons présenté dans l'état de l'art, cette technique de réjection des signaux parasites était essentiellement utilisée sur des électrodes cuff tripolaires et donc, seuls les deux potentiels des pôles extérieurs étaient moyennés avant d'être différenciés avec le potentiel du pôle central. Les techniques quasi-tripole ou true-tripole, abordées dans le chapitre 1, paraissent simples à mettre en œuvre puisque seuls quelques amplificateurs opérationnels (AOP) y sont utilisés. Cependant, en augmentant le nombre de pôles présents sur la surface de l'électrode et en utilisant dès lors des motifs d'enregistrement à sept pôles, l'utilisation d'AOP pour différentier les pôles deux à deux, tel que c'est le cas dans la technique True-Tripole, fait très rapidement croître la complexité du système et rend cette solution non viable. Dans la suite de ce chapitre, nous aborderons les solutions sur lesquelles nous avons travaillé puis la solution retenue. Nous débuterons par le préamplificateur faisant l'interface entre l'électrode et le reste de la chaîne d'acquisition, puis, nous poursuivrons avec l'Amplificateur d'Instrumentation (AI) à gain variable permettant d'ajuster au mieux le gain total de la structure selon les besoins.

3.1 Préamplificateur

3.1.1 Choix de la structure d'entrée du préamplificateur - fonctionnalité de moyenne pondérée

Nous rappelons une dernière fois que pour s'adapter à l'électrode multipolaire à distribution hexagonale, notre système d'amplification doit réaliser la fonction suivante :

$$V_{rec} = \frac{1}{6}\sum_{i=1}^{6}(V_0 - V_i) = V_0 - \sum_{i=1}^{6}\frac{V_i}{6} \tag{3.1}$$

La première solution, fort peu élégante, consiste à utiliser un différenciateur classique à base de résistances et d'un AOP (figure 3.1).

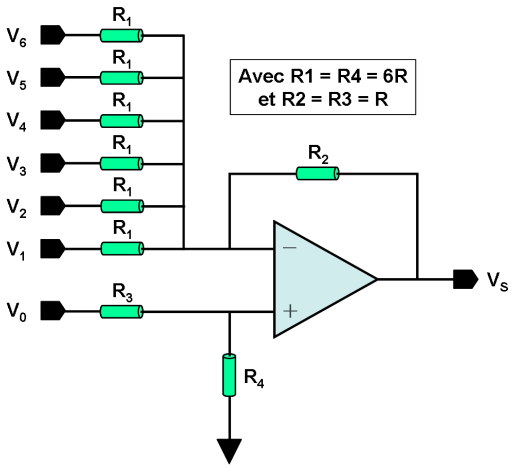


FIG. 3.1 – Différenciateur.

L'optimisation de cette structure en termes de surface, de bruit et de consommation aurait été très difficile si l'on souhaitait bénéficier d'une forte impédance d'entrée. La contrainte d'une forte impédance d'entrée sur le différenciateur nous aurait en effet contraints à placer des AOP montés en suiveurs sur chaque entrée de la structure. La surface disponible limitée pour un implant dans le corps humain, les problèmes que posent les moyens de recharges électriques, ainsi que les niveaux fort bas des signaux enregistrables (de l'ordre du μV) imposant une optimisation indispensable du niveau de bruit ramené par l'électronique, rendent ces trois points primordiaux pour la réalisation de notre dispositif. Cette solution a donc été écartée.

Nous avons alors étudié la possibilité d'intégrer cette fonctionnalité au niveau transistor dans un AOP classique. Pour ce faire, nous proposons une structure comparable à celle d'un AOP, mais pour laquelle l'entrée inverseuse a été divisée en six entrées inverseuses faites de transistors six fois plus petits que celui de l'entrée non-inverseuse (figure 3.2).

Pour illustrer la solution proposée, étudions le modèle petits-signaux de cette structure pour une entrée inverseuse divisée en deux transistors deux fois plus petits que le transistor de l'entrée non-inverseuse (figure 3.3). Nous obtenons les expressions des potentiels $out_{1;2inv}$ et $out_{2;2inv}$ (potentiels de sortie 1 et 2 pour une structure dont l'entrée inverseuse est réalisée par deux transistors) :

$$out_{1;2inv} = \frac{gm_0}{gd_0 + gd_7} v_{gs_0} \tag{3.2}$$

et

$$out_{2;2inv} = \frac{gm_1 v_{gs_1} + gm_2 v_{gs_2}}{(gd_1 + gd_2) + gd_8} \tag{3.3}$$

dans lesquelles les gm_i, gd_i et v_{gs_i} sont respectivement la transconductance, l'inverse de l'impédance de sortie et la tension petit-signal Grille-Source du transistor associé au numéro i (i pouvant prendre la valeur 0, 1, 2, 7 ou 8) :

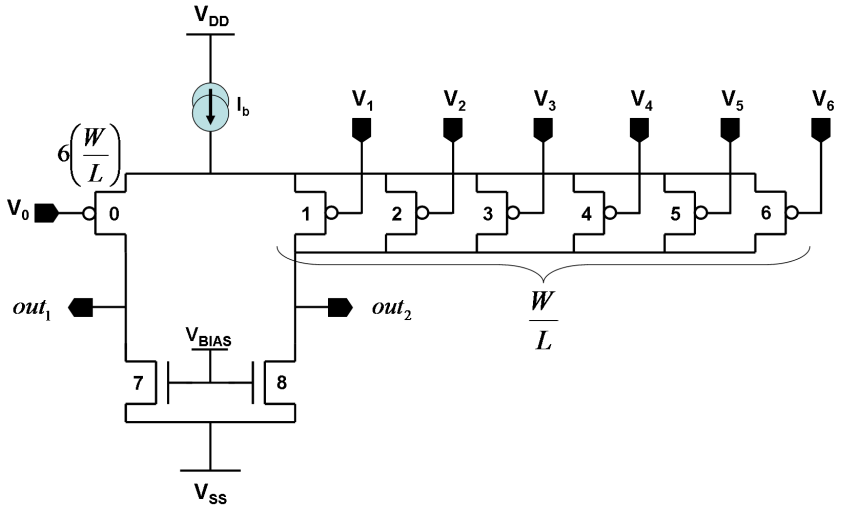


FIG. 3.2 – Schéma du préamplificateur.

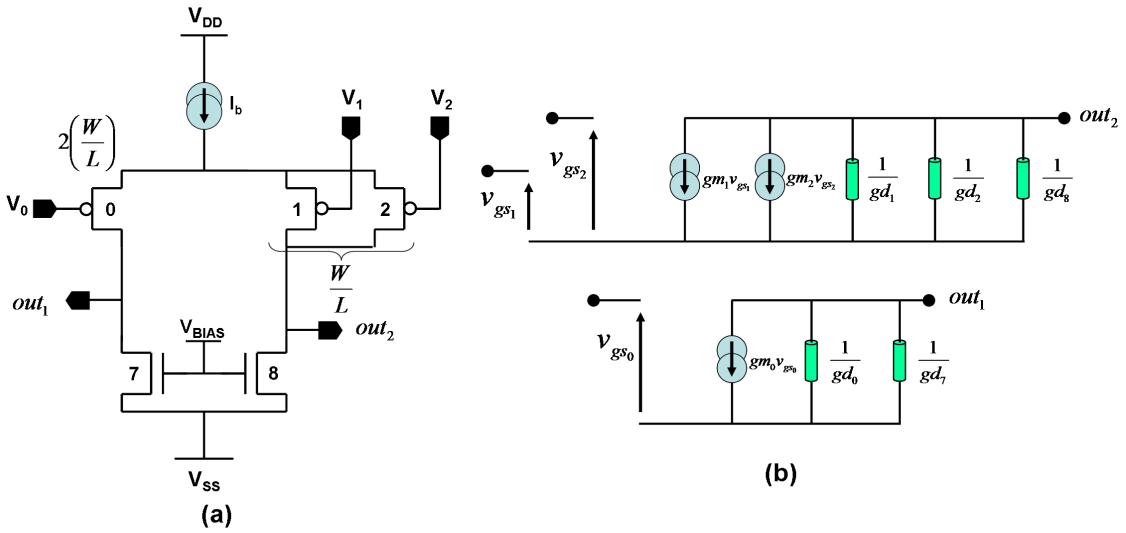


FIG. 3.3 – Schéma et modèle petits-signaux pour une structure ramenée à deux entrées inverseuses.

En étendant la structure à une entrée inverseuse divisée en six transistors six fois plus petits que le transistor de l'entrée non-inverseuse, le modèle petits-signaux permet également de retrouver les expressions des potentiels out_1 et out_2 :

$$out_{1;6inv} = \frac{gm_0}{gd_0 + gd_7} v_{gs_0} \tag{3.4}$$

et

$$out_{2;6inv} = \frac{gm_1 v_{gs_1} + gm_2 v_{gs_2} + gm_3 v_{gs_3} + gm_4 v_{gs_4} + gm_5 v_{gs_5} + gm_6 v_{gs_6}}{(gd_1 + gd_2 + gd_3 + gd_4 + gd_5 + gd_6) + gd_8} \tag{3.5}$$

La transconductance gm d'un transistor MOS est définie par :

$$gm = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \tag{3.6}$$

où I_D est le courant de drain et V_{GS} est la tension grille-source du transistor. Pour un transistor MOS de type N, le courant de drain I_D vaut (dans les équations suivantes, nous utiliserons les modèles du transistor MOS de type N, mais ces équations restent valables, au signe près, pour les transistors MOS de type P) :

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{eff})^2 \tag{3.7}$$

expression dans laquelle μ_n, C_{ox}, le couple (W, L) et V_{eff} sont respectivement la mobilité des porteurs de charge, la capacité grille-oxyde du transistor par unité de surface, les dimensions du transistor et la différence entre les tensions Grille-Source (V_{GS}) et la tension de seuil du transistor (V_{tn}).

Ainsi en dérivant cette expression par rapport à V_{GS}, nous obtenons :

$$gm = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{eff}) \tag{3.8}$$

De même, la conductance de sortie gd d'un transistor MOS de type N est définie par :

$$gd = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \tag{3.9}$$

En prenant cette fois l'expression du courant I_D incluant l'effet de modulation de longueur du canal :

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{eff})^2 \left[1 + \lambda \left(V_{DS} - V_{eff}\right)\right] \tag{3.10}$$

où λ, V_{DS} et V_{eff} sont respectivement la constante d'impédance de sortie, la tension Drain-Source du transistor et la différence entre les tensions Grille-Source (V_{GS}) et la tension de seuil du transistor (V_{tn}), nous obtenons l'expression :

$$gd = \lambda \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{eff})^2 \tag{3.11}$$

Par les expressions 3.8 et 3.11, nous savons qu'à V_{eff} égal, les gm et gd des transistors dépendront de leurs dimensions W et L. Ainsi, le rapport de dimensions entre le transistor 0 et les transistors 1 à 6 de la figure 3.2 étant de :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_0 = 6\left(\frac{W}{L}\right)_{1..6} \tag{3.12}$$

il vient que :

$$gm_0 = 6gm_{1..6} \tag{3.13}$$

et

$$gd_0 = 6gd_{1..6} \tag{3.14}$$

Les dimensions des transistors formant la charge active du préamplificateur étant égales, nous en déduisons que :

$$gd_7 = gd_8 \tag{3.15}$$

En reportant 3.13, 3.14 et 3.15 dans 3.4 et 3.5, nous avons :

$$out_{1;6inv} = \frac{gm_0}{gd_0 + gd_7} v_{gs_0} \tag{3.16}$$

$$\begin{aligned} out_{2;6inv} &= \frac{\frac{gm_0}{6}v_{gs_1} + \frac{gm_0}{6}v_{gs_2} + \frac{gm_0}{6}v_{gs_3} + \frac{gm_0}{6}v_{gs_4} + \frac{gm_0}{6}v_{gs_5} + \frac{gm_0}{6}v_{gs_6}}{(\frac{gd_0}{6} + \frac{gd_0}{6} + \frac{gd_0}{6} + \frac{gd_0}{6} + \frac{gd_0}{6} + \frac{gd_0}{6}) + gd_7} \\ &= \frac{gm_0}{gd_0 + gd_7}\frac{v_{gs_1} + v_{gs_2} + v_{gs_3} + v_{gs_4} + v_{gs_5} + v_{gs_6}}{6} \end{aligned} \tag{3.17}$$

Pour finir, la différence $out_{1;6inv} - out_{2;6inv}$ nous donne :

$$out_{1;6inv} - out_{2;6inv} = \frac{gm_0}{gd_0 + gd_7}\left[v_{gs_0} - \frac{v_{gs_1} + v_{gs_2} + v_{gs_3} + v_{gs_4} + v_{gs_5} + v_{gs_6}}{6}\right] \tag{3.18}$$

Soit la fonctionnalité de moyenne que nous recherchions dans l'équation 3.1 pour améliorer la réjection des signaux parasites extérieurs à l'électrode.

3.1.2 Charges actives et diodes ajusteuses de niveaux

Hormis la contrainte de la fonctionnalité de moyenne que nous venons de traiter, le préamplificateur ayant des sorties différentielles, l'utilisation d'un système à contre réaction de mode commun semblait s'imposer afin de réguler les niveaux de sortie. L'obstacle que représente le bruit dans le développement de cet amplificateur nous a amené à réfléchir la structure de telle manière qu'elle ait le moins de transistors possible, c'est-à-dire le moins de sources de bruit possible. Les structures les plus simples de compensation de mode commun sont constituées, au minimum, par une dizaine de transistors qui représentait une source de bruit trop grande, aussi avons nous écarté ce type de structure (figure 3.4).

La solution que nous avons retenue pour réduire le nombre des transistors utilisés dans l'ajustement des niveaux de sortie du préamplificateur est d'ajouter deux transistors montés

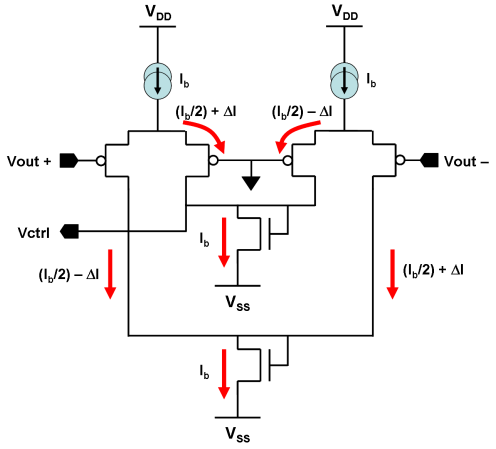


FIG. 3.4 – Exemple de structure de compensation de mode commun.

en diode en parallèle sur ses charges actives (figure 3.5). A un courant de polarisation donné, il paraissait simple de dimensionner ces transistors pour avoir des niveaux de sortie au centre de la plage de fonctionnement du préamplificateur. Cependant, le modèle petit signal d'un transistor monté en diode (figure 3.6-b) nous montre qu'une telle configuration rend le transistor équivalent à une résistance en $\frac{1}{gm}$.

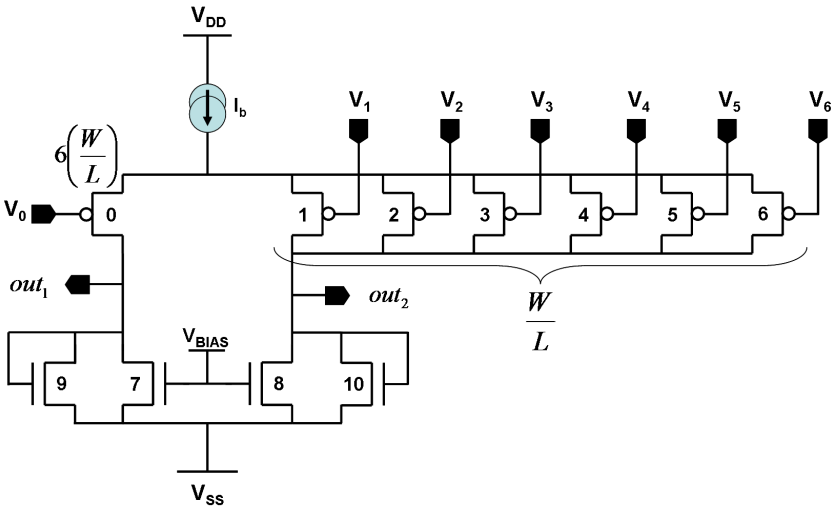


FIG. 3.5 – Préamplificateur avec deux diodes en parallèle sur les charges actives.

Typiquement, la transconductance gm d'un transistor étant très supérieure à sa conductance de sortie gd, les impédances équivalentes $\frac{1}{gm}$ de ces diodes seront beaucoup plus faible que les impédances de sortie $\frac{1}{gd}$ des transistors avec lesquels elles sont en parallèles (en petit-signal, ces transistors sont aussi bien les transistors de charges actives 7 et 8 que les transistors d'entrée). Le gain total en tension du préamplificateur sera donc davantage impacté par les impédances des diodes. L'expression de la différence des deux sorties out_1

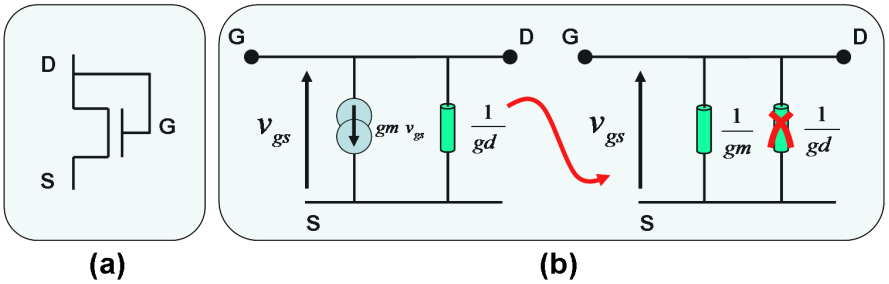


FIG. 3.6 – Transistor monté en diode ; a) schéma ; b) modèle petit-signal.

et out_2 ne sera plus celle de l'équation 3.18, mais :

$$out_{1;6inv} - out_{2;6inv} \approx \frac{gm_0}{gm_9}\left[v_{gs_0} - \frac{v_{gs_1} + v_{gs_2} + v_{gs_3} + v_{gs_4} + v_{gs_5} + v_{gs_6}}{6}\right] \tag{3.19}$$

où gm_9 est la transconductance du transistor 9 monté en diode ; égale à la transconductance gm_{10} du transistor 10 (figure 3.5). La transconductance gm d'un transistor ayant un ordre de grandeur supérieur à la conductance de sortie gd, le gain $\frac{gm_0}{gm_9}$ sera très inférieur à $\frac{gm_0}{gd_0+gd_7}$. Ce comportement peut être vu comme contraignant, mais hormis le principe de moyenne que nous avons si souvent évoqué jusque là, le préamplificateur a aussi pour but d'améliorer le rapport signal sur bruit des signaux enregistrés. Ainsi, un faible gain en tension (compris entre 50 et 100) semble suffisant pour remplir cette fonction sur un premier étage d'amplification. Bien entendu, l'amplification fournie par ce premier étage est insuffisante pour relever la faible amplitude des ENG, et un second étage doit être ajouté pour amplifier les signaux aux amplitudes voulues. L'utilisation de transistors montés en diode pour compenser le mode commun est un choix qui s'avérera limitatif et un amplificateur implantable nécessitera probablement une structure classique de réjection de mode commun, cependant, pour ce prototype, ce choix reste pertinent pour la plage de fonctionnement prévue.

3.1.3 Sources de courant cascodées à large excursion

Le miroir de courant montré sur la figure 3.7 est une structure bien connue. Afin de présenter la structure de source de courant que nous avons choisie, nous reviendrons quelques lignes sur le fonctionnement de ce premier miroir de courant pour en relever les limitations. Une fois ces limitations présentées, nous aurons moins de difficultés à présenter les raisons nous ayant amenés à choisir un miroir de courant à structure cascodée à large excursion.

En admettant que les deux transistors du miroir de courant classique soient de même taille, en zone de saturation, et que leurs impédances de sortie soient infinies, alors ces transistors auront le même courant de drain puisqu'ils ont la même tension grille-source V_{GS}.

Cependant, en prenant en compte la *modulation de longueur de canal* variant avec la

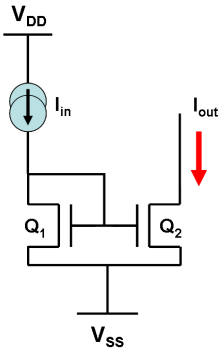


FIG. 3.7 – Miroir de courant.

tension drain source V_{DS}, l'impédance de sortie des transistors n'est plus infinie et un transistor ayant un V_{DS} supérieur sera traversé par un plus grand courant (l'impédance de sortie de la branche débitant le courant au reste du circuit est rds_2).

Ces premières remarques permettent de comprendre qu'une telle structure ne saurait offrir une recopie du courant très précise. Ayant fait le choix d'utiliser des transistors connectés en diodes pour ajuster les niveaux de tension sur les sorties du préamplificateur, et les diodes ayant une tension à leurs bornes variant de manière non négligeable avec le courant les traversant, une bonne maîtrise de ce courant devient importante. Les miroirs de courant cascodés permettent d'augmenter l'impédance de sortie de ces transistors par un facteur $gm.rds$, et donc d'atténuer la différence de courant entre la I_{in} et I_{out} (figure 3.8).

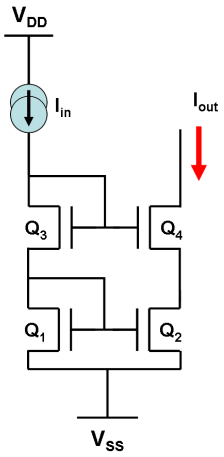


FIG. 3.8 – Miroir de courant cascodé.

L'expression de l'impédance de sortie d'une telle source de courant étant bien connue, nous nous contentons de la donner sans la redémontrer :

$$r_{out} = rds_4 \left[1 + rds_2 \left(gm_4 + gds_4\right)\right] \approx rds_4 \left(rds_2 gm_4\right) \tag{3.20}$$

L'inconvénient bien connu de ce type de structures est qu'il réduit l'excursion des signaux de sortie d'une valeur de tension de seuil *Vt*. La technologie utilisée pour développer ce préamplificateur (*CMOS* $0,35\,\mu$m *d'AustriaMicroSystems*) étant une technologie acceptant une alimentation de $3,3$ V, la perte d'une tension de seuil sur l'excursion de sortie limiterait considérablement notre préamplificateur. Aussi, afin d'augmenter l'impédance de sortie de la source de courant tout en contournant le problème de limitation de l'excursion de sortie, nous nous sommes tournés vers la structure d'un miroir de courant cascodé à large excursion (figure 3.9). L'idée de base de cette structure est de polariser les tensions V_{DS} des transistors Q_2 et Q_3 à la limite de leur zone linéaire de fonctionnement et de limiter ainsi leur impact sur l'excursion de sortie. Les explications concernant le dimensionnement d'une telle structure ne sont pas reportées ici car elles sont accessibles dans la littérature liée aux sources de courant ; cette structure est en effet devenue le miroir de courant CMOS le plus populaire et est utilisé de nos jours dans un grand nombre d'AOP [JOH97] (pp 256-259).

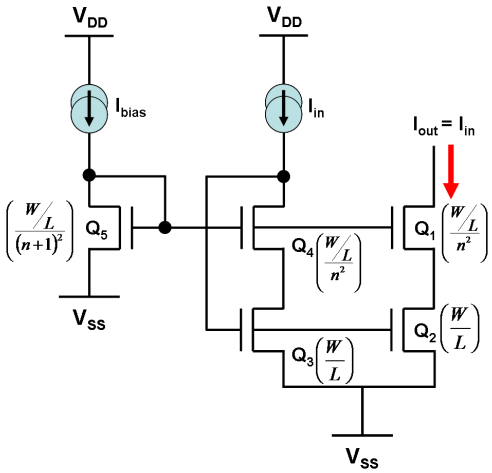


FIG. 3.9 – Miroir de courant cascodé à large excursion.

3.1.4 Bande passante

Dans le chapitre 1, nous avons vu que les études menées par T. Gordon et al. [GOR80] et M. K. Haugland et al. [HAU94] rapportent que les ENG ont une densité spectrale de puissance située entre 300 Hz et 3 kHz. Nous avons gardé cette bande de fréquence comme bande passante minimum pour le cahier des charges de notre amplificateur. Toutefois, en changeant d'électrode, nous avons eu un doute quant au spectre des signaux que nous recueillerions. En considérant l'apparition d'un potentiel d'action sur un nœud de Ranvier, la fréquence du signal enregistré est directement corrélée à la vitesse à laquelle l'échange ionique transmembranaire se fait. Ainsi, le principe d'acquisition étant le même (nous réalisons la différence entre l'enregistrement du pôle central et celui de la moyenne des pôles voisins), nous pourrions conclure que la bande fréquentielle des signaux nerveux sera la même que celle trouvée lors des enregistrements faits à l'aide d'électrodes cuff tripolaires.

Cependant, ne pouvant affirmer que la structure hexagonale ne modifiera pas cette bande, nous avons pensé judicieux de prévoir une bande plus large (supérieure à 100 kHz). Par la suite nous prévoyons d'évaluer expérimentalement la bande passante minimum à considérer pour l'électrode développée et de donner les contraintes fréquentielles précises pour une nouvelle version d'amplificateur.

3.1.5 Étude du bruit

Nous rappelons que les signaux ENG présentent un niveau d'amplitude très faible (de l'ordre du μV). Il va de soi que le développement d'un amplificateur rajoutant un niveau de bruit supérieur au niveau des ENG n'aurait aucun sens. Nous avons donc porté une grande attention au niveau de bruit amené par notre structure dans la chaîne d'acquisition. Au-delà des techniques de dimensionnement des transistors pouvant limiter le niveau de bruit ramené par chaque élément d'une structure électronique, nous avons également considéré des structures de compensation telles que l'*Autozero* ou la *Chopper Stabilization* [ENZ96].

Autozero

La technique d'Autozero consiste à échantillonner une quantité de signal indésirable (bruit et offset), puis à la soustraire du signal contaminé. La figure 3.10 montre les deux phases ϕ_1 et ϕ_2, nécessaires à l'Autozero. Durant la phase ϕ_1, les entrées de l'amplificateur sont déconnectées du chemin du signal pour être court-circuitées à un niveau de tension de mode commun approprié. Les valeurs de la tension d'offset (V_{of}) et du bruit (V_{br}) seront échantillonnées pour être exploitées, via l'entrée N, par le système de contrôle en boucle fermée β, dont le but est de faire tendre la sortie de l'amplificateur vers une valeur minimum. Paramétré pour ces nouvelles valeurs d'offset et de bruit minimums, l'Autozero rentrera dans la seconde phase ϕ_2, durant laquelle les entrées de l'amplificateur seront reconnectées aux entrées du système pour l'amplification des signaux. Cette opération consiste en fait à adapter le niveau de tension de sortie d'un étage de l'amplificateur et peut donc être appliquée à l'entrée, à la sortie ou sur un nœud intermédiaire d'un AOP.

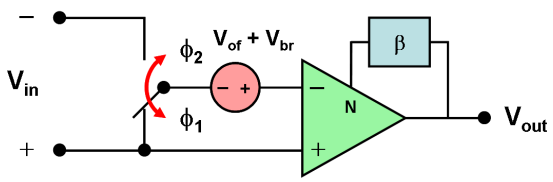


FIG. 3.10 – Structure d'Autozero.

L'Autozero sera efficace pour un bruit constant (tel un offset), et permettra de réduire considérablement le bruit basse fréquence (bruit de scintillation par exemple). Cependant, si la tension d'offset peut être considérée comme constante, le bruit ramené par l'amplificateur, et particulièrement son bruit thermique, est aléatoire et variant dans le temps ; de plus, le niveau moyen de bruit augmentera quelque peu à cause du recouvrement dû à

l'échantillonnage. L'efficacité de l'Autozero sera donc fortement dépendante de la corrélation entre le niveau de bruit échantillonné et le niveau de bruit instantané duquel il sera soustrait. Ainsi, l'Autozero sera très efficace pour éliminer le bruit à très basse fréquence, et s'avèrera limité pour le bruit thermique et les composantes de bruit de scintillation échappant au filtre passe-haut réalisé par cette technique. Bien que l'Autozero présente des avantages indiscutables pour éliminer le bruit à très basse fréquence, la physiologie du nerf nous permet de penser que l'interface nerf-électrode aura un comportement de type filtre passe-haut. En effet, le passage d'un influx nerveux résultant d'un échange de concentrations d'ions qui tendront à s'équilibrer dans le liquide interstitiel, la variation de concentration liée à un potentiel d'action lent sera diffuse et compensée près de l'axone. Une électrode, située à une trop grande distance d'un axone donné, ne pourra pas capter d'influx nerveux causant de telles variations dans la concentration ionique du liquide interstitiel. Restant limités à la surface de l'épinèvre du nerf, nous ne pourrons rapprocher l'électrode des axones à volonté, et plus les axones seront proches du centre du nerf, plus les influx nerveux lents seront filtrés naturellement. Le couplage des amplificateurs (couplage qui sera fait en externe par l'ajout de capacités pour ce prototype) permettra de plus de s'affranchir des composantes continues. Ainsi, en prenant en compte ces raisons et le nombre de sites d'enregistrement de l'électrode cuff à distribution hexagonale, l'intégration de nombreuses structures d'Autozero occuperait une surface sur l'amplificateur que nous pensions injustifiée.

Chopper Stabilization

La Chopper Stabilization (figure 3.11) n'échantillonne pas le signal mais le module pour le transposer à une fréquence plus haute où le bruit de scintillation est négligeable.

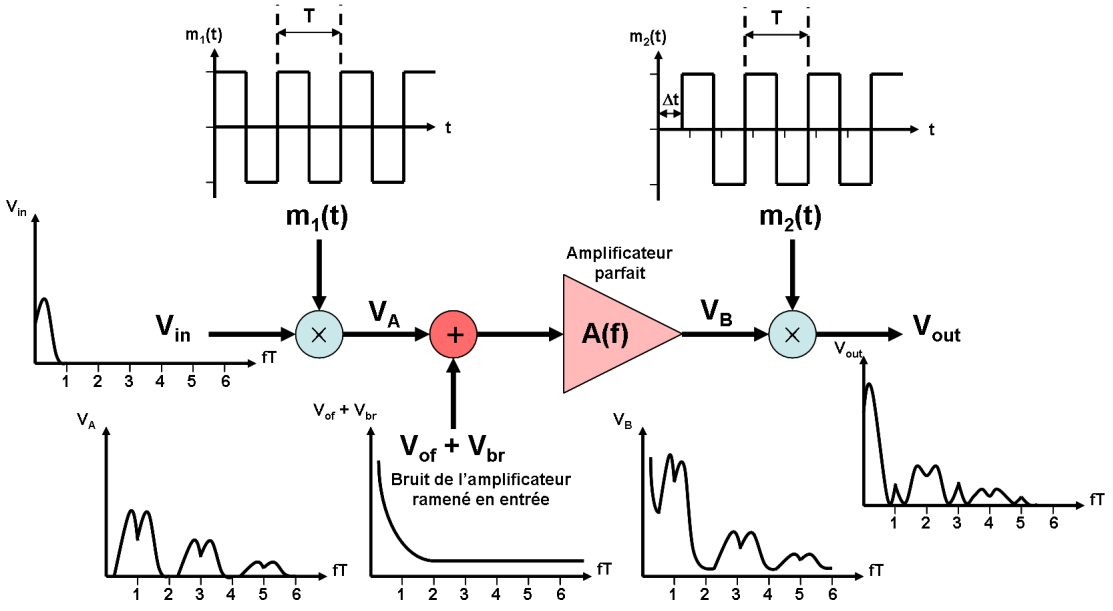


Fig. 3.11 – Structure d'une Chopper Stabilization.

En supposant que le signal d'entrée ait un spectre limité à la moitié de la fréquence de modulation (et donc qu'il n'y ait pas de recouvrement du signal), il sera multiplié par le carré du signal de porteuse $m_1(t)$. En sortie de modulateur, le signal est transposé aux fréquences harmoniques impaires du signal de modulation. Il est alors amplifié puis démodulé vers sa bande de fréquence initiale. Tout l'intérêt de cette structure est bien entendu de déplacer la bande de fréquence du signal d'entrée vers une bande de fréquence dans laquelle le bruit de scintillation de l'amplificateur sera négligeable, et ne parasitera donc pas le signal amplifié. La modulation du signal est réalisée à partir de structures de type *cellule de Gilbert* (figure 3.12), dans laquelle le signal est modulé par mixage des voies à la fréquence ϕ.

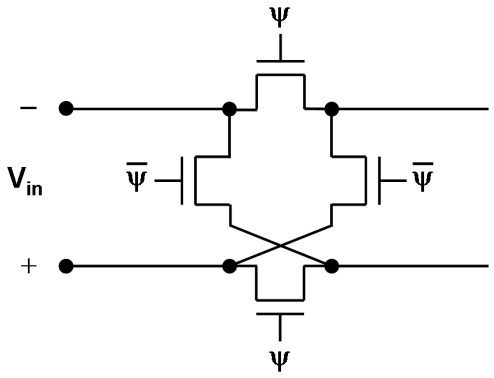


FIG. 3.12 – Cellule de Gilbert.

A l'instar de l'Autozero, la Chopper Stabilization présente des avantages intéressants. Cependant, la structure de notre préamplificateur ne permettant pas d'inverser le chemin des signaux entre l'unique entrée non-inverseuse et les six entrées inverseuses, la Chopper Stabilization a été écartée.

Ne pouvant intégrer une Chopper Stabilization entre les pôles de l'électrode et le préamplificateur, nous avons pris en compte les critères de dimensionnement des transistors MOS permettant de réduire leur contribution en bruit.

Critères de dimensionnement des transistors

Les sources de bruit dominantes dans les transistors MOS sont les bruits de scintillation et thermique. Le bruit de scintillation peut être modélisé par une source de tension en série avec la grille du transistor et est exprimé par :

$$V_g^2(f)_{sc} = \frac{K}{WLC_{ox}f} \tag{3.21}$$

où K est une constante dépendante de la technologie, f est la fréquence du signal, et W, L et C_{ox} sont respectivement les largeur, longueur et capacité de grille par unité de surface. Le bruit de scintillation est donc inversement proportionnel aux dimensions W et L du transistor. Typiquement, les transistors à canal P ont une contribution en bruit de

scintillation inférieure à celle des transistors à canal N [JOH97](pp 200, 232) ; nous avons donc choisi ce type de transistor pour les entrées du préamplificateur. Le bruit thermique dans les transistors MOS est dû à leur résistance de canal et peut être modélisé par une source de courant entre le drain et la source. En zone de fonctionnement linéaire, ce modèle est exprimé par :

$$I_d^2(f)_{th} = \frac{4kT}{rds} \tag{3.22}$$

où k est la constante de Boltzman $(1,38.10^{-23}JK^{-1})$, T est la température en Kelvin, et rds est la résistance du canal du transistor. En zone de fonctionnement active (zone dans laquelle nous utilisons les transistors), le canal ne peut être considéré comme homogène et le bruit thermique se calcule en intégrant plusieurs petites portions du canal. Pour $V_{DS} = V_{GS} - V_T$, cette intégration vaut :

$$I_d^2(f)_{th} = 4kT\frac{2}{3}gm \tag{3.23}$$

Nous rappelons que gm est la transconductance du transistor et vaut :

$$gm = \mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_{eff}) = \frac{2I_D}{V_{eff}} \tag{3.24}$$

Afin de retrouver la tension de bruit équivalente causée par ce courant de drain, nous écrivons :

$$I_d(f) = gm.V_g(f) \tag{3.25}$$

où V_g est la tension de grille, puis il en résulte :

$$V_g^2(f)_{th} = 4kT\left(\frac{2}{3}\right)\frac{1}{gm} \tag{3.26}$$

Ainsi, le bruit thermique sera minimisé par un grand gm, soit un grand $\frac{W}{L}$. Ces relations nous amènent à conclure que la densité spectrale de bruit totale amenée par un transistor MOS peut être évaluée par :

$$V_g^2(f) = \frac{K}{WLC_{ox}f} + 4kT\left(\frac{2}{3}\right)\frac{1}{gm} \tag{3.27}$$

Les modèles présentés dans cette section sont valides à fréquences basses et modérées en supposant que le courant de grille soit nul (à hautes fréquences, un courant circulera à travers la capacité de jonction grille-source C_{GS} et les modèles ne seront plus valides).

3.1.6 Dimensionnement de la structure

Comme nous l'avons écris pour clore le premier chapitre, le cahier des charges de la structure amplificatrice de cette chaîne d'acquisition était particulièrement léger puisqu'il n'y avait qu'un niveau de bruit à ne pas dépasser (ce bruit intrinsèque à la structure ne devant pas dépasser le microvolt), et une bande passante supérieure à 100 kHz. La

consommation, comme la surface occupée ne rentraient que dans un registre de contraintes secondaires qui prendrait plus d'importance lors du travail pour un second circuit. Par commodité, dimensionné la structure a été dimensionnée en considérant les six transistors des entrées inverseuses comme un seul transistor six fois plus gros, égal en dimensions au transistor de l'entrée non-inverseuse ; nous utiliserons la figure 3.13 pour suivre le dimensionnement du préamplificateur.

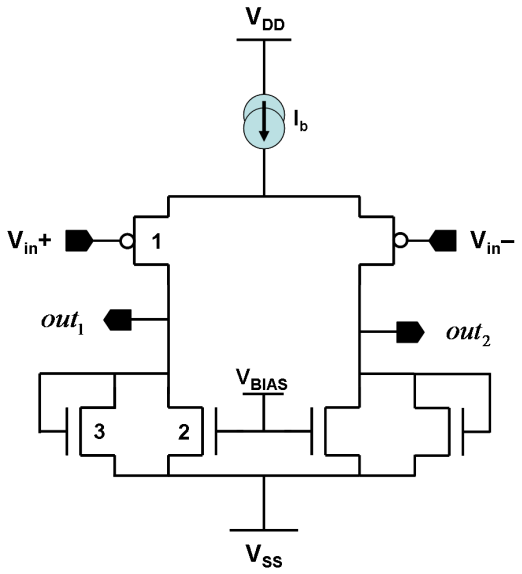


FIG. 3.13 – Structure utilisée pour le dimensionnement.

Ayant choisi un courant de $20\,\mu$A pour polariser cet étage d'entrée (donnant donc $10\,\mu$Apar branche de la paire différentielle) et les K_{P_p} et K_{P_n} étant respectivement de $58.10^{-6}\,\mathrm{A.V^{-2}}$ et $170.10^{-6}\,\mathrm{A.V^{-2}}$, pour une tension V_{eff} de $200\,\mathrm{mV}$, nous avons calculé les $\frac{W}{L}$ suivants à partir de l'équation 3.7 :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{1,p} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-6}}{58 \times 10 \times 10^{-6}\,(200 \times 10^{-3})^2} \approx 8,60 = \frac{43}{5} \tag{3.28}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{2,n} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-6}}{170 \times 10 \times 10^{-6}\,(200 \times 10^{-3})^2} \approx 2,94 = \frac{50}{17} \tag{3.29}$$

Par la suite, ayant déjà vu que le bruit de scintillation d'un transistor est inversement proportionnel au produit $W.L$, et que son bruit thermique est inversement proportionnel au rapport $\frac{W}{L}$, nous avons réalisé des simulations de ma structure en bruit, en intégrant la bande de fréquence allant de $1\,\mathrm{Hz}$ à $3\,\mathrm{kHz}$. N'étant pas à un niveau de bruit acceptable ($6,21\,\mu$V sur la bande $\{1\,\mathrm{Hz}$ — $3\,\mathrm{kHz}\}$), nous avons ensuite fait varier en simulations successives les tailles des transistors de la structure jusqu'à passer sous le seuil du microvolt de contribution en bruit ramené en entrée. Les tailles finales des transistors sont donc devenues :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{1,p} = \frac{300}{7,5} \tag{3.30}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{2,n} = \frac{55}{40} \tag{3.31}$$

L'opération suivante fut d'ajouter les transistors montés en diode en parallèles des charges actives de la paire différentielle. Afin de dimensionner ces transistors, nous avons reconsidéré le gain différentiel de la structure de la figure 3.5 qui, comme nous l'avons vu plus haut, est $\frac{gm_0}{gm_9}$ en négligeant les impédances de sortie (gd) des transistors en charges actives, soit :

$$A_d = \frac{gm_0}{gm_9} = \frac{\sqrt{2 \times K_{p_p} \times \left(\frac{W}{L}\right)_0 \times I_0}}{\sqrt{2 \times K_{p_n} \times \left(\frac{W}{L}\right)_9} \times I_9} \tag{3.32}$$

Pour ne pas nous écarter de la zone de polarisation des transistors en charges actives, nous avons séparé le courant de chaque branche ($10\,\mu$A) en un rapport $\frac{1}{10}$, avec bien entendu $1\,\mu$A pour les transistors montés en diodes et $9\,\mu$A pour les transistors de charges actives. En choisissant un gain de 100, gain que nous avons considéré comme suffisant pour relever le rapport signal sur bruit de la structure, nous avons un rapport $\left(\frac{W}{L}\right)_9$ égal à :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_9 = \frac{1}{A_d^2}\frac{K_{p_p}}{K_{p_n}}\frac{I_0}{I_9}\left(\frac{W}{L}\right)_0 = \frac{1}{100^2}\frac{58.10^{-6}}{170.10^{-6}}\frac{10.10^{-6}}{1.10^{-6}}\frac{300}{7,5} \approx 0,136 = \frac{17}{125} \tag{3.33}$$

Nous avons ensuite resimulé la structure pour ajuster le niveau de sortie du préamplificateur à 1,65V par rapport au point le plus bas de l'alimentation. Les différentes simulations qui suivirent nous amenèrent à dimensionner les transistors montés en diodes à :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{3,n} = \frac{2}{164,3} \tag{3.34}$$

cette taille nous donnant une gain différentiel calculé de 105,88. Au cours de cet ajustement de la taille des transistors montés en diodes, nous avons par ailleurs dû nous préoccuper de revoir également les dimensions des transistors de la charge active afin d'ajuster la séparation des courants (c'est en fait à cette étape que nous avons retenu les tailles données prématurément un peu plus haut). Le courant de polarisation a été rabaissé à $12\,\mu$A par la suite pour relever le V_{eff} des transistors de la paire d'entrée qui, par leur taille, se trouvaient en régime de très faible inversion. Le bruit ramené en entrée de la structure pour ces tailles de transistors est de $0,672\,\mu$V entre 1 Hz et 3 kHz. Ce niveau de bruit ne sera probablement pas obtenu car nos simulations ont été réalisées sur une découpe des transistors telle que celle représentée sur la figure 3.5. Par la suite, lors du dessin des masques de notre amplificateur, nous avons manqué d'attention en partitionnant le transistor de l'entrée non-inverseuse en six transistors six fois plus petits, montés en parallèle, dans le but d'appliquer une technique de barycentre géométrique (ces éléments sont abordés dans la section 3.1.9), et les transistors de la structure étant donc plus petits que ceux simulés, il est à prévoir un peu plus de bruit de scintillation.

Transistors	Dimensions $\frac{W}{L}$ (μm)
Q1	$\frac{300}{7{,}5}$
Q2	$\frac{55}{40}$
Q3	$\frac{2}{164{,}3}$

TAB. 3.1 – Taille des transistors du préamplificateur.

3.1.7 Définition d'une métrique pour la réjection des signaux parasites

Une métrique a été définie afin d'évaluer les performances de réjection des signaux parasites du préamplificateur. Ayant besoin de valider le fait que la structure calcule correctement l'équation 3.1 tout en rejetant les composantes parasites, nous avons exprimé les sept signaux d'entrée du préamplificateur comme sept combinaisons de sept composantes fondamentales U_d, U_c, U_{d1}, U_{d2}, U_{d3}, U_{d4} et U_{d5}. Par définition, U_d et U_c sont respectivement les tensions d'entrée différentielle et de mode commun :

$$U_d = \frac{1}{2}\left(V_0 - \frac{\sum_{i=1}^{6} V_i}{6}\right) \tag{3.35}$$

$$U_c = \frac{1}{2}\left(V_0 + \frac{\sum_{i=1}^{6} V_i}{6}\right) \tag{3.36}$$

Les tensions $U_{di;i\in[1;5]}$ sont des composantes différentielles caractérisant des distributions de potentiels entre les entrées $V_{i;i\in[1;6]}$ telles qu'elles s'annulent si la fonctionnalité de moyenne pondérée du préamplificateur est vérifiée ; ces tensions doivent être rejetées par la structure. Les équations suivantes définissent les transformations liant les U_{di} aux signaux appliqués sur les entrées V_i :

$$U_m = U_c - U_d \tag{3.37}$$

$$\begin{pmatrix} U_m \\ U_{d1} \\ U_{d2} \\ U_{d3} \\ U_{d4} \\ U_{d5} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \end{pmatrix} \tag{3.38}$$

3.1.8 Simulations

En utilisant la métrique vu en section 3.1.7, nous simulons la fonction de transfert entre chaque composante U_{di} et la tension différentielle de sortie du préamplificateur. La figure 3.14 montre les simulations en fréquence du préamplificateur à l'aide des transformations que nous venons d'aborder. Nous retenons que le gain différentiel du préamplificateur est de 40 dB pour une bande passante de 200 kHz (nous rappelons que la bande requise calculée

est de 50 kHz), que le taux de réjection de chaque signal U_{di} par rapport à U_d est supérieur à 60 dB sur la bande utile, et que le taux de réjection du mode commun est supérieur à 30 dB sur cette même bande (90 dB à basse fréquence jusqu'à approximativement 30 dB à 50 kHz).

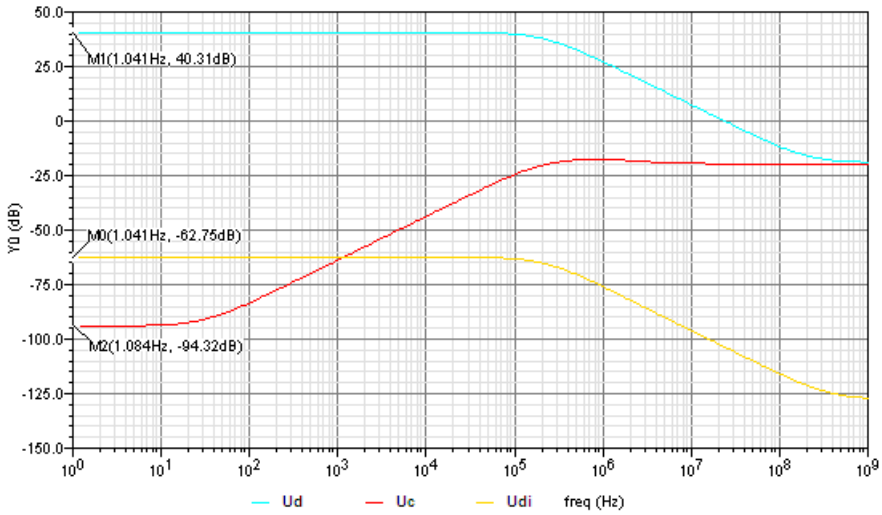


FIG. 3.14 – Fonction de transfert en fréquence du préamplificateur.

Le préamplificateur a également été soumis à une analyse de Monte-Carlo sur 1000 simulations ainsi qu'à une analyse des pires cas de fonctionnements (corner analysis). La figure 3.15 donne les résultats obtenus sur l'analyse des pires cas. Cette analyse nous montre que les différentes fonctions de transfert des pires cas de fonctionnement, pris un à un, sont très proches les unes des autres.

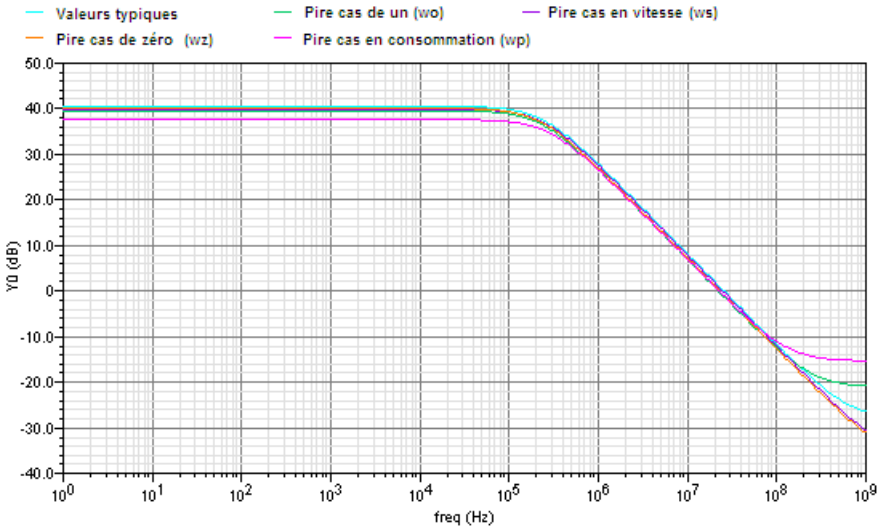


FIG. 3.15 – Résultats de l'analyse des pires cas.

L'analyse de Monte-Carlo nous donne une idée plus concrète du pourcentage de cir-

cuits rentrant dans une fourchette de fonctionnement acceptable si ce circuit simulé était lancé en fabrication. Il va de soi que plus l'analyse de Monte-Carlo aura de simulation, plus le résultat statistique sera précis (en première approximation car cette précision doit probablement tendre vers une asymptote horizontale...). La figure 3.16 donne les résultats de l'analyse de Monte-Carlo réalisé sur le gain du préamplificateur.

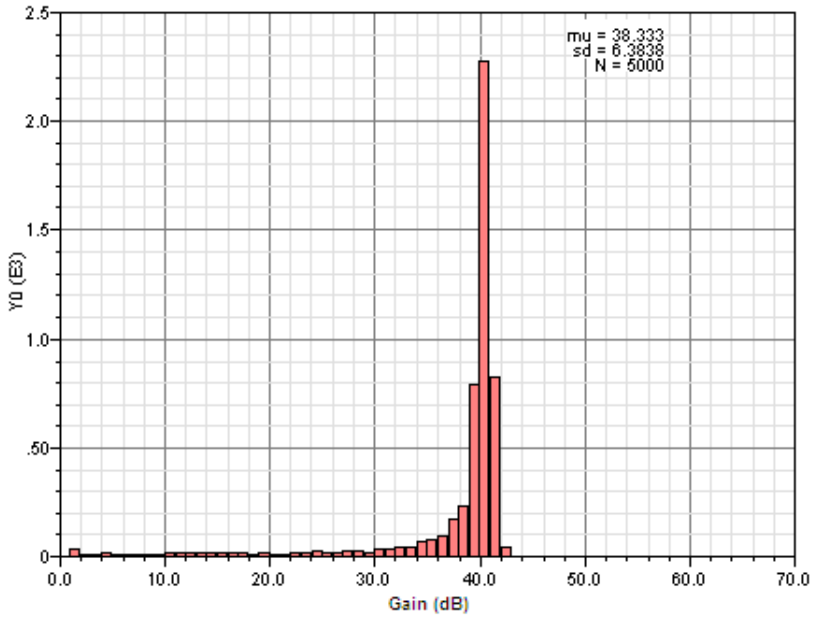


FIG. 3.16 – Analyse de Monte-Carlo sur le gain du préamplificateur.

Ces résultats nous montrent qu'approximativement 4120 circuits sur 5000 ont un gain compris entre 38 et 42 dB (gains que l'on considère comme acceptables puisqu'ils ne s'écartent que de 2 dB des 40 dB attendus) soit $82,4\,\%$.

La figure 3.17 donne les analyses statiques du préamplificateur. Nous pouvons y lire que les gains différentiels $Y_0(U_{di})$ ($< 50.10^{-3}$) sont négligeables devant le gain différentiel de la structure (≈ 100) dans une bande comprise entre -5 mV et 5 mV autour du point de polarisation. Cette bande peut sembler étroite, cependant, puisque les pôles de l'électrode sont proches les uns des autres, la différence enregistrée entre chaque signal parasite U_{di} devrait être très faible, c'est-à-dire, dans la bande mentionnée (en considérant une décroissance des potentiels en $\frac{1}{r}$, la distance séparant les pôles de l'électrode étant de $1,5$ mm, pour une même source parasite, la différence entre les potentiels captés par deux pôles consécutifs serait de $1,5$ mV).

Le gain associé au mode commun est de 20.10^{-6}, c'est-à-dire quasiment nul, ce qui est attendu et souhaité pour une structure différentielle.

3.1.9 Dessin des masques des transistors d'entrées du préamplificateur

Cet amplificateur étant destiné in fine au domaine de la mesure, il était important de considérer l'homogénéité des variations pouvant être subies par les diverses composantes

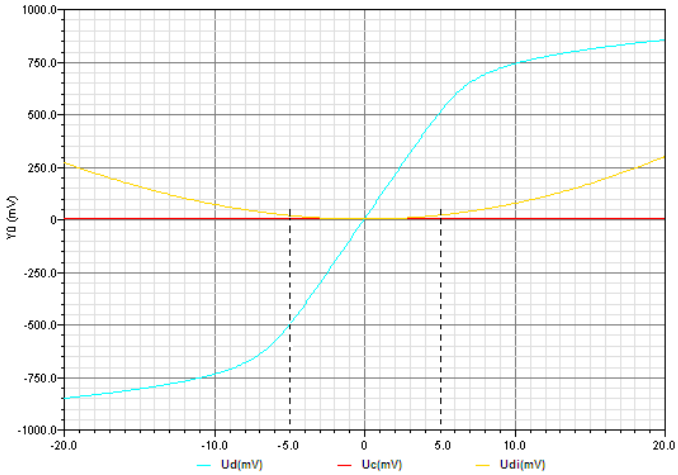


FIG. 3.17 – Fonction de transfert statique du préamplificateur.

de la structure lors du procédé de fabrication. Le procédé de fabrication peut en effet produire certaines variations donnant des propriétés différentes à des composants identiques. La technique que nous appellerons du *barycentre géométrique* (plus couramment appelée *common-centroïd*), consiste à disposer les différentes composantes d'une structure de façon à ce que chacune subisse le même effet de la dispersion du procédé de fabrication ; cette disposition se fera par des lois de symétries telles que les barycentres des différents composants tendront vers le centre de la structure. La figure 3.18 montre, par les différents chiffres attribués aux transistors, comment la structure d'entrée du préamplificateur a été dessinée pour appliquer une technique de barycentre géométrique.

3.1.10 Nouvelle structure de préamplificateur proposée

Avant de terminer ce travail de recherche et bien que le préamplificateur ait déjà été fabriqué, nous avons cherché à améliorer la fonction de transfert statique des signaux parasites U_{di}. Ainsi, la structure que nous décrivons ici (figure 3.19) est proche de celle fabriquée et permet d'obtenir une réjection des signaux parasites sur une bande plus large que celle évoquée plus haut ($-5\,\mathrm{mV}$; $5\,\mathrm{mV}$). Contrairement au premier préamplificateur, ce montage isole les courants consommés par chaque paire différentielle (six sources de courant débitant chacune un courant six fois plus petit que la source du premier préamplificateur). En supposant qu'une entrée $V_{i;i\in[1;6]}$ varie tandis que toutes les autres restent constantes, la variation de courant induite ne coulera qu'au travers du transistor P de l'entrée non-inverseuse associée (par exemple, si seule l'entrée V_3 change, la variation de courant circulera uniquement dans le transistor (0,3)). Si cette même situation était appliquée sur la première structure, la variation de courant se serait dissipée dans tous les transistors de la paire différentielle, influant ainsi sur les différences de potentiels mesurées.

Nous avons simulé cette nouvelle structure en utilisant le même dimensionnement des transistors que celui utilisé sur la première structure. Du point de vue du dessin physique du montage, le transistor P de l'entrée non-inverseuse du premier préamplificateur ayant

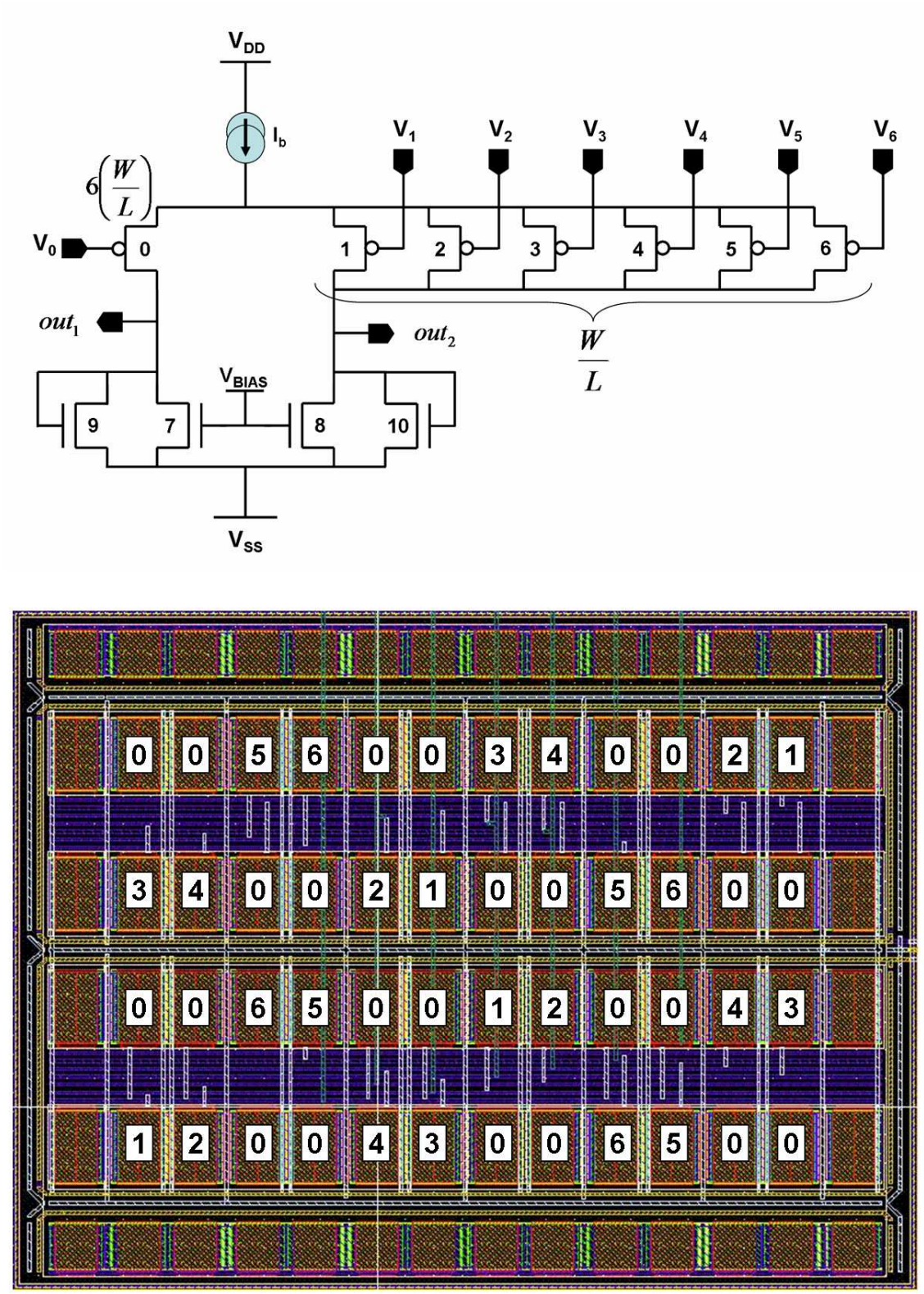


FIG. 3.18 – Dessin des masques illustrant la technique du “barycentre géométrique” utilisée sur les entrées du préamplificateur.

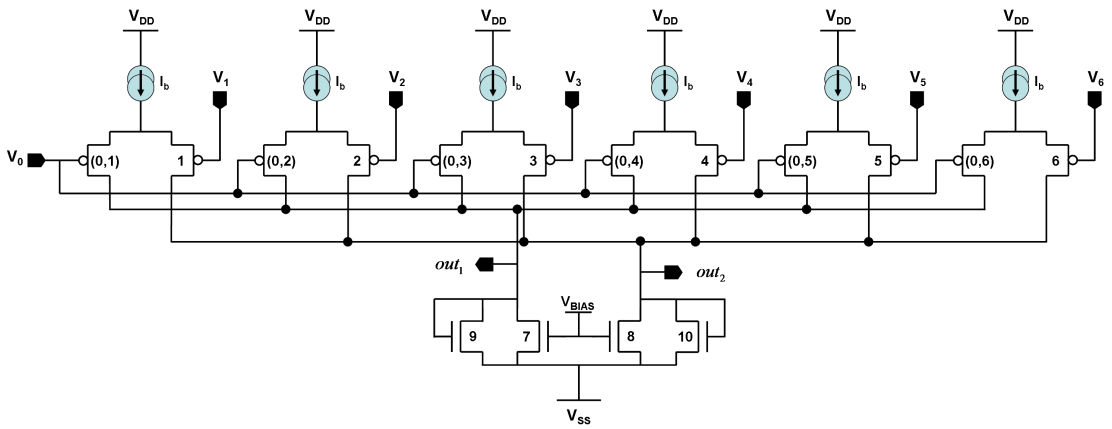


FIG. 3.19 – Nouvelle structure de préamplificateur proposée.

été séparé en autant de transistors aux mêmes dimensions que les transistors des entrées inverseuses, le dessin de la nouvelle structure ne consiste finalement qu'à réarranger certaines connexions entre transistors (en d'autres mots, les composants sont strictement les mêmes, mais connectés différemment). La fonction de transfert en fréquence de cette structure est donnée en figure 3.20. Nous pouvons y noter un progrès de $9,58\,\text{dB}$ sur la réjection du mode commun (réjection de U_c), mais l'amélioration la plus intéressante concerne la réjection des U_{di} qui est augmentée de $48,25\,\text{dB}$. Comme attendu, le gain différentiel est le même que pour le premier préamplificateur ($\approx 40\,\text{dB}$).

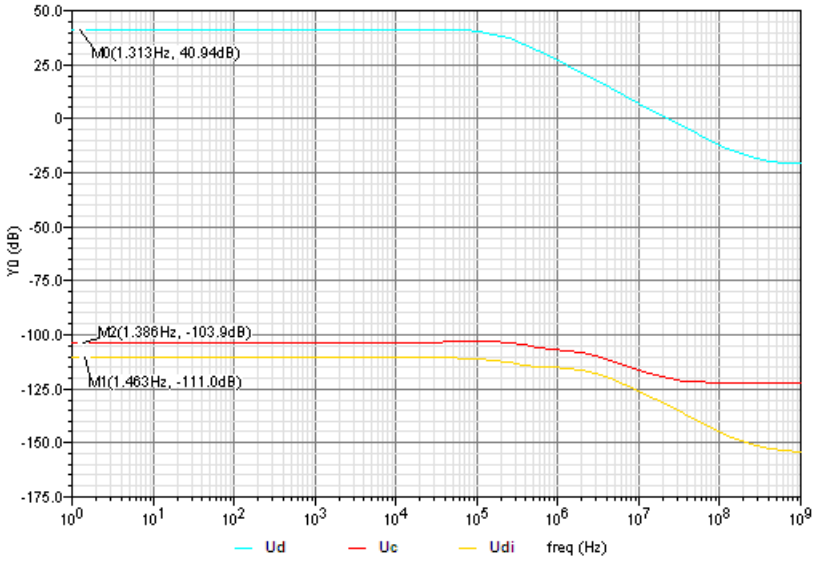


FIG. 3.20 – Fonction de transfert en fréquence de la nouvelle structure de préamplificateur.

La figure 3.21 montre l'amélioration apportée par ce réarrangement sur la fonction de transfert statique de la structure. La courbure des tensions U_{di} observée sur cette figure est toujours présente mais considérablement atténuée, permettant ainsi de conclure que la

bande de tensions sur laquelle ces signaux sont rejetés a été élargie. Nous pensons que cet effet de courbure est lié aux transistors montés en diodes qui, n'ayant pas de courbes de transfert linéaires, sont très sensibles aux variations de courant. Le remplacement de ces diodes par un système de contre réaction de mode commun pourrait s'avérer judicieuse et une étude comparative plus approfondie sur l'impact du bruit amené par de telles structures devrait être menée. Dans l'avenir, cette structure pourrait être utilisée afin de poursuivre les recherches dans le domaine de l'acquisition de signaux physiologiques.

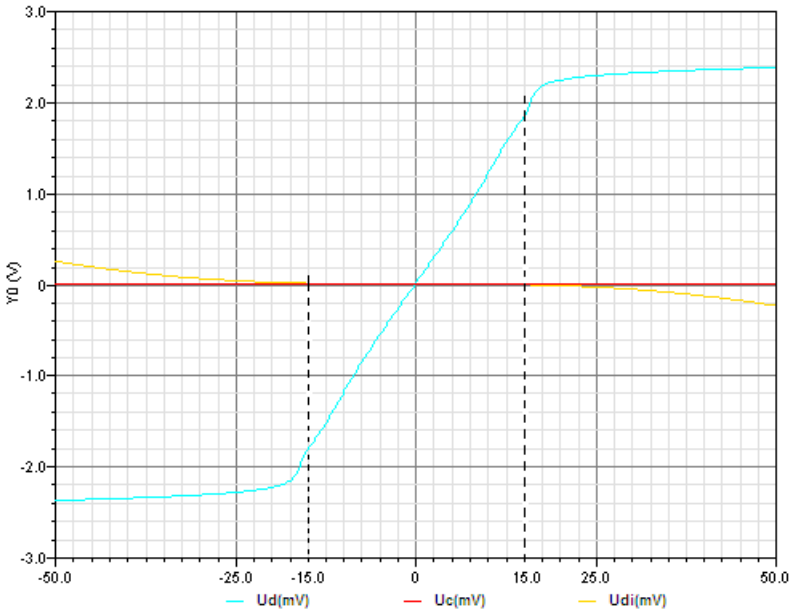


FIG. 3.21 – Fonction de transfert statique de la nouvelle structure de préamplificateur.

3.2 Amplificateur d'instrumentation à gain variable

Nous avons déjà vu que le préamplificateur, au-delà de son aspect fonctionnel pour le calcul de moyenne pondérée qu'il effectue, présente aussi l'avantage d'améliorer le rapport signal sur bruit des signaux enregistrés. Le gain de ce premier étage n'étant que de 100, nous avons rajouté un amplificateur d'instrumentation (AI) dont le gain peut être adapté par contrôle numérique pour ajuster le gain total de la structure.

3.2.1 Structure générale d'un AI

L'AI à trois AOP est un montage très connu et utilisé couramment dans le domaine de la mesure. Comportant deux étages pour lesquels nous rappelons les gains (équations 3.39 et 3.40), cet amplificateur nous permet d'amplifier le signal différentiel en sortie du préamplificateur et de le référencer par rapport à un potentiel choisi (figure 3.22).

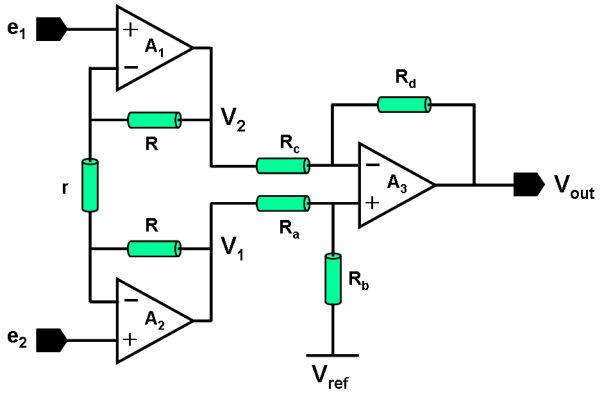


FIG. 3.22 – Amplificateur d'instrumentation.

Le gain du premier étage est :

$$\frac{V_2 - V_1}{e_1 - e_2} = \frac{(2R + r)}{r} \tag{3.39}$$

tandis que la fonction de transfert du second étage est :

$$V_{out} = \left(\frac{R_b}{R_a + R_b} \frac{R_c + R_d}{R_c} \right) V_1 - \frac{R_d}{R_c} V_2 \tag{3.40}$$

Ce second étage aura un gain de k lorsque $k = \frac{R_b}{R_a} = \frac{R_d}{R_c}$. Pour la suite, nous considérerons que le gain du second étage de l'amplificateur d'instrumentation répond à cette égalité et nous avons donc :

$$\frac{R'}{r'} = \frac{R_b}{R_a} = \frac{R_d}{R_c} \tag{3.41}$$

Notre AI a été réalisé à partir d'AOP existant dans la bibliothèque de la technologie $0,35\,\mu$m de *AMS* (AOP *OP_ WB*). Ce composant étant une propriété intellectuelle de *AMS* ; nous ne reportons ni le schéma de sa structure, ni le dimensionnement de ses transistors. Ne pouvant retranscrire toutes les caractéristiques de cet AOP, nous nous contenterons de donner les quelques données le concernant les plus importantes pour notre application, et qui sont en libre accès sur le site internet de *AMS* (tableau 3.2 et 3.3 — figure 3.23).

3.2.2 Gains variables à contrôle numérique

En faisant varier la valeur des résistances de l'AI par voie numérique, nous souhaitions répartir le gain total de la structure sur ses deux étages tel que l'on ait :

- les gains 2, 10 et 100 sur le premier étage,
- les gains 1, 10 et 100 sur le second étage

Par cette répartition, les gains possibles sur l'ensemble de l'AI seraient : 2, 10, 20, 100, 200, 1000 et 10.000.

Couplé au préamplificateur, cet AI nous permet d'échelonner les gains de la structure de 200 à 1.000.000. Les résistances variables du premier et du second étage ont été réalisées

Paramètre	Minimum	Typique	Maximum	Unité
Tension d'alimentation	3,0	3,3	3,6	Volts
Courant I_{BIAS}	7,3	11,4	19,5	μ Amp.
Produit Gain-Bande	34,58	49,78	75,37	MHz

TAB. 3.2 – Caractéristiques de l'AOP OP_WB.

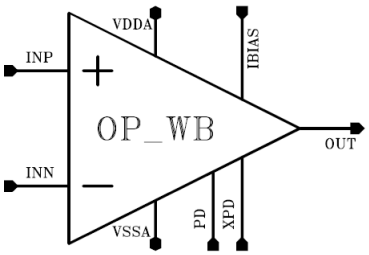


FIG. 3.23 – Symbol de l'AOP OP_WB.

Plot	Description	Type
OUT	Tension de sortie	Analogique
INP	Tension de l'entrée non-inverseuse	Analogique
INN	Tension de l'entrée inverseuse	Analogique
XPD	Mise en veille complémentée	Numérique
PD	Mise en veille	Numérique
VDDA	Alimentation positive en tension	Alimentation
VSSA	Alimentation négative en tension	Alimentation
IBIAS	Courant d'entrée	Analogique

TAB. 3.3 – Liste des plots de l'AOP OP_WB.

à l'aide de réseaux de résistances dont les chemins vers les entrées des AOP sont contrôlés par des portes de transmission (figure 3.24).

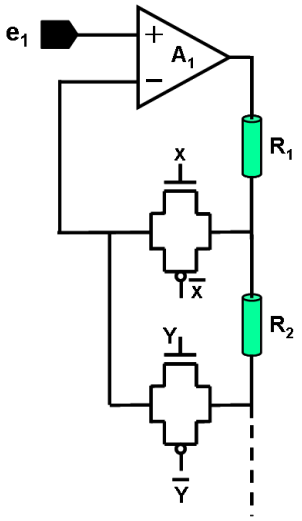


FIG. 3.24 – Contrôle des réseaux de résistances.

Étant donné qu'aucun courant (en première approximation) ne traverse les grilles des transistors d'entrées des AOP, le V_{DS} des transistors des portes de transmission sera nul. Ainsi, en activant ces portes par un code judicieusement choisi, nous pouvons faire varier les résistances vues entre les différents AOP. Les trois gains du premier étage sont réalisés à partir de sept résistances (figure 3.25) tandis que ceux du second étage, dont l'expression est plus simple, sont réalisés à l'aide de deux jeux identiques de quatre résistances (figure 3.26).

Afin de choisir les valeurs des résistances à implanter sur le premier étage, nous avons repris l'équation 3.39 pour écrire un système de trois équations à quatre inconnues (les coefficients attribués aux résistances dans les équations 3.42, 3.43 et 3.44, sont les mêmes que ceux attribués sur la figure 3.25) :

$$\frac{2(R_1+R_2+R_3)+R_4}{R_4} = 100 \quad \text{avec } R = (R_1+R_2+R_3) \text{ et } r = R_4 \tag{3.42}$$

$$\frac{2(R_1+R_2)+R_4+2R_3}{R_4+2R_3} = 10 \quad \text{avec } R = (R_1+R_2) \text{ et } r = R_4+2R_3 \tag{3.43}$$

$$\frac{2R_1+(R_4+2R_3+2R_2)}{(R_4+2R_3+2R_2)} = 2 \quad \text{avec } R = R_1 \text{ et } r = R_4+2R_3+2R_2 \tag{3.44}$$

En choisissant la valeur de $1\,\mathrm{k\Omega}$ pour la résistance R_4, la résolution du système nous donne les valeurs : $R_1 = 25\,\mathrm{k\Omega}$, $R_2 = 20\,\mathrm{k\Omega}$ et $R_3 = 4,5\,\mathrm{k\Omega}$.

Nous avons procédé de manière identique pour trouver les valeurs des résistances du second étage. Ainsi, en s'appuyant sur l'équation 3.41, nous avons écrit, puis résolu un système de trois équations à quatre inconnues (les coefficients attribués aux résistances

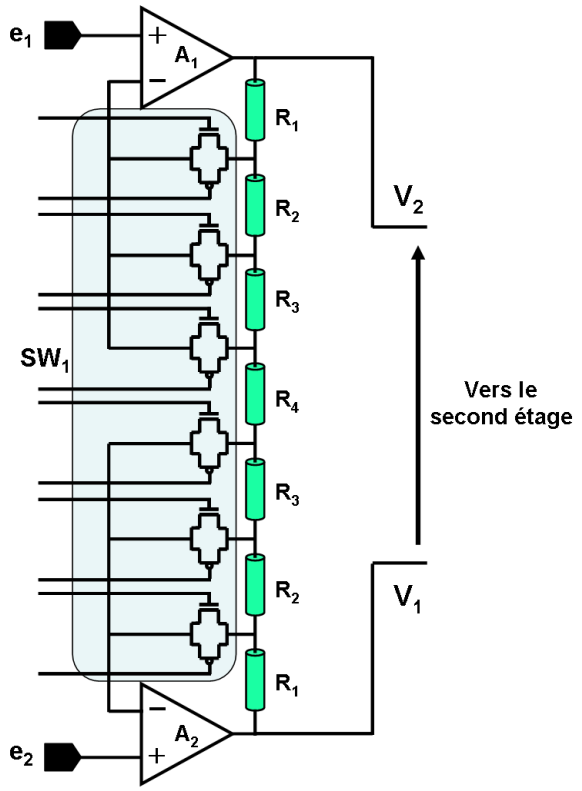


FIG. 3.25 – Premier étage de l'amplificateur d'instrumentation.

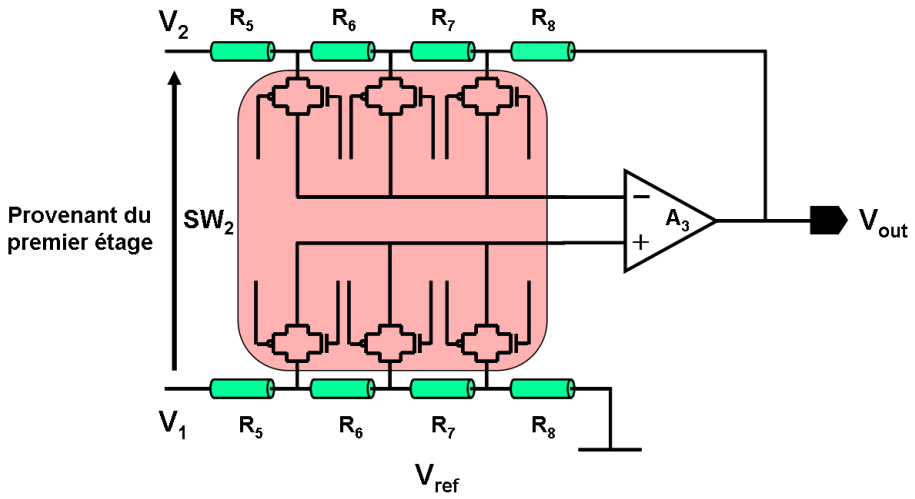


FIG. 3.26 – Second étage de l'amplificateur d'instrumentation.

dans les équations sont les mêmes que ceux attribués sur la figure 3.26 :

$$\frac{R_6+R_7+R_8}{R_5} = 100 \quad \text{avec } R' = R_6 + R_7 + R_8 \text{ et } r = R_5 \tag{3.45}$$

$$\frac{R_7+R_8}{R_5+R_6} = 10 \quad \text{avec } R' = R_7 + R_8 \text{ et } r = R_5 + R_6 \tag{3.46}$$

$$\frac{R_8}{R_5+R_6+R_7} = 1 \quad \text{avec } R' = R_8 \text{ et } r = R_5 + R_6 + R_7 \tag{3.47}$$

En choisissant la valeur de $1\,\mathrm{k}\Omega$ pour la résistance R_5, la résolution du système nous donne les valeurs : $R_6 = \frac{90}{11}R_1 \approx 8,18\,\mathrm{k}\Omega$, $R_7 = \frac{909}{22}R_1 \approx 41,318\,\mathrm{k}\Omega$ et $R_8 = \frac{101}{2}R_1 \approx 50,5\,\mathrm{k}\Omega$.

Lors de la réalisation des masques de l'amplificateur d'instrumentation, nous nous sommes rapprochés au mieux des valeurs de résistances susmentionnées en utilisant deux types de polysiliciums (*rpoly2* et *rpolyh* fournis par la bibliothèque de la technologie $0,35\,\mu$m d'AMS). Le *rpoly2* est plus dopé que le *rpolyh* et est donc moins résistif ; ce polysilicium est utilisé dans notre structure pour les résistances de plus faibles valeurs (de l'ordre du $k\Omega$) Le tableau 3.4 donne les valeurs des résistances calculées et les valeurs des résistances implantées :

	valeurs calculées	valeurs implantées
R_1	$25000\,\Omega$	$25233,3\,\Omega$ (*rpolyh*)
R_2	$20000\,\Omega$	$20033,3\,\Omega$ (*rpolyh*)
R_3	$4500\,\Omega$	$4000\,\Omega$ (*rpoly2*)
R_4	$1000\,\Omega$	$1000\,\Omega$ (*rpoly2*)
R_5	$1000\,\Omega$	$1000\,\Omega$ (*rpoly2*)
R_6	$8181,81\,\Omega$	$8178,57\,\Omega$ (*rpoly2*)
R_7	$41318,18\,\Omega$	$41333,3\,\Omega$ (*rpolyh*)
R_8	$50500\,\Omega$	$50500\,\Omega$ (*rpolyh*)

TAB. 3.4 – Valeurs des résistances calculées et implantées

Lors de l'étape de dessin des masques de l'amplificateur, une faute de frappe s'est glissée dans la valeur de la résistance R_3 qui ne fait que $4000\,\Omega$ au lieu de $4500\,\Omega$. Cette erreur n'aura qu'une conséquence assez limitée sur nos résultats, cependant, si cette structure devait être réutilisée par la suite, il faudra penser à redonner la valeur correcte à cette résistance. La figure 3.27 montre le schéma de l'amplificateur d'instrumentation complet.

Description du bloc de contrôle numérique

La partie numérique de l'amplificateur a été réalisée à partir d'un code VHDL décrivant le comportement du composant générant les signaux de contrôle des gains de l'AI. Ce composant, appelé *ProgJTAG* (figure 3.28), est constitué d'une chaîne de 51 bascules (chaîne de *SCAN*) et de 7 composants appelés *Décodeurs* (figure 3.29).

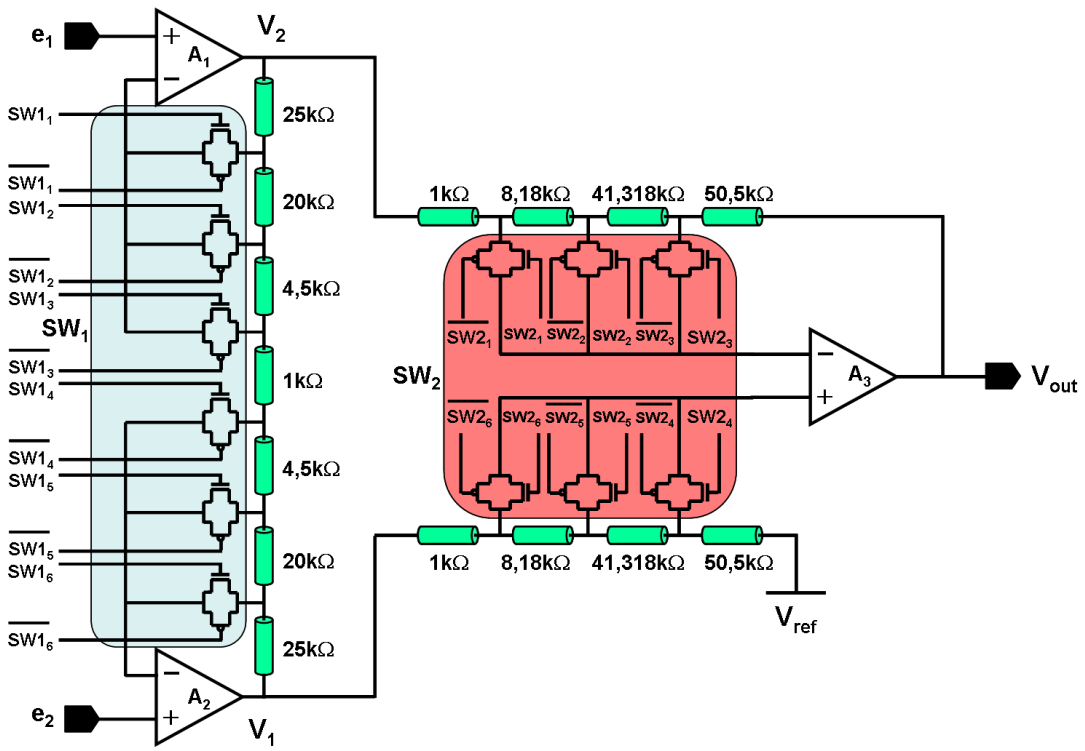


FIG. 3.27 – Amplificateur d'instrumentation complet.

Afin de générer tous les signaux de commande nécessaires (214 signaux), nous n'utilisons que 51 signaux codés. Ces 51 signaux sont partitionnés en 7 fois 7 signaux (49) réservés à la commande des gains de chaque amplificateur (7 signaux par amplificateur - 7 amplificateurs), plus 2 signaux commandant les sources de référence alimentant le pré-amplificateur et les AOP de l'AI. Chaque composant "*Décodeur*" permet, comme son nom l'indique, de décoder chaque groupe de 7 signaux associés à un amplificateur donné. En sortie du décodeur, les 7 signaux donneront 30 signaux par amplificateur, soit :

- 3 signaux commandant l'allumage ou la mise en veille des AOP de l'AI (AOP_X_PD). Chaque AI comprenant trois AOP, il y a un signal par AOP (un AOP est actif pour le signal PD à '0').
- 3 signaux complémentaires (inversés) des signaux précédents (AOP_X_XPD).
- 6 signaux commandant les portes de transmission du premier étage de l'AI (AOP_X_SW1).
- 6 signaux complémentaires des signaux précédents (AOP_X_XSW1).
- 6 signaux commandant les portes de transmissions du second étage de l'AI (AOP_X_SW2).
- 6 signaux complémentaires des signaux précédents (AOP_X_XSW2).

Les 2 signaux alloués aux sources de références sont complémentés et donnent donc 4 signaux supplémentaires aux 210 générés par les sept décodeurs. 5 signaux d'entrée permettent de réceptionner les 51 signaux de commande dans le circuit (ces signaux portent le même nom que les broches d'entrées du circuit qui les reçoivent) :

- L'horloge Clk_DR cadençant le système.

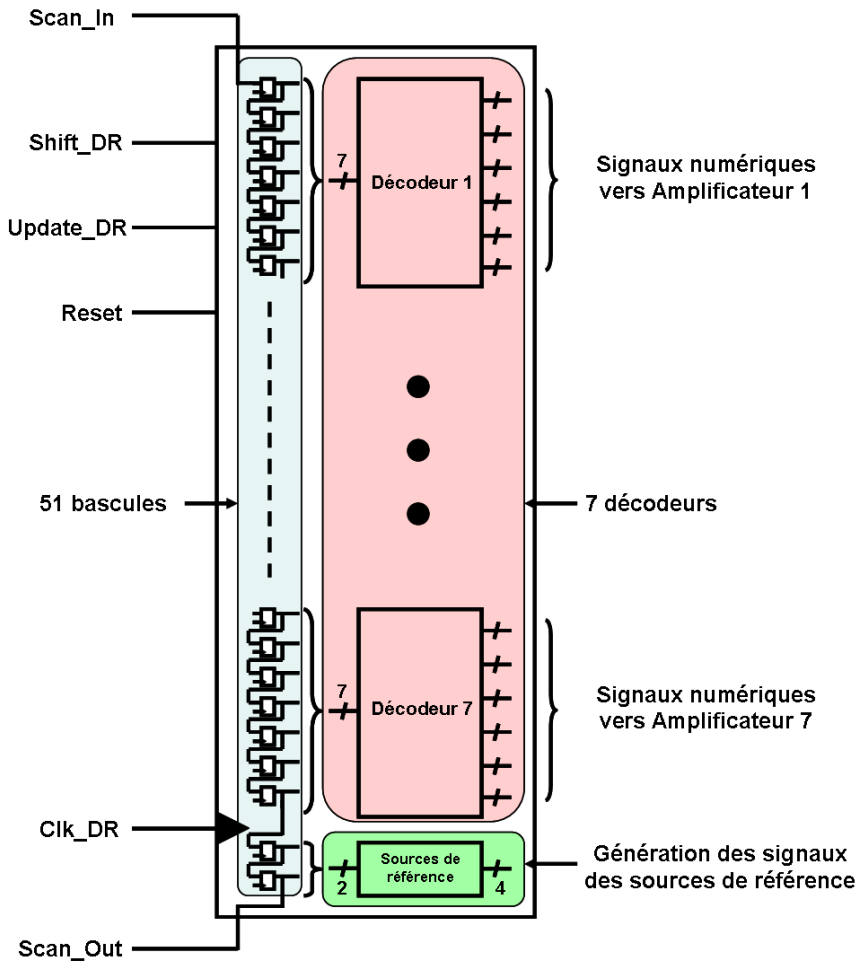


FIG. 3.28 – Composant Progjtag.

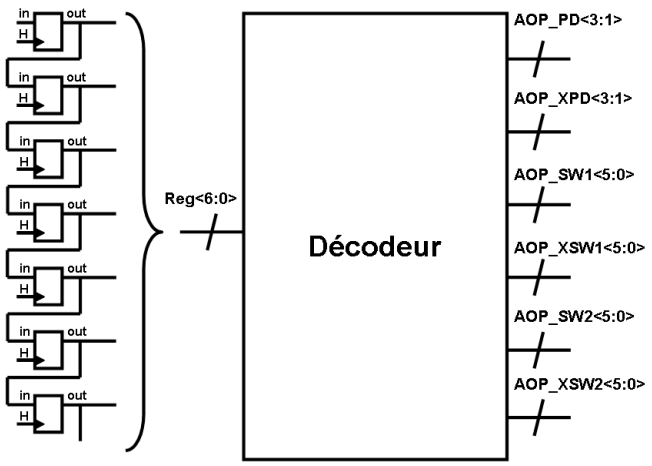


FIG. 3.29 – Composant décodeur.

- *Reset* qui permet la réinitialisation du système (actif à '0')
- *Scan_ In*, qui est l'entrée de la chaîne de SCAN.
- *Shift_ DR* qui autorise le décalage des signaux dans la chaîne de *SCAN* à chaque coup d'horloge.
- *Update_ DR* qui, lorsqu'il passe à '1', charge les 51 signaux de la chaîne dans les registres auxquels ils sont destinés. Ce signal ne passe évidement à '1' que lorsque tous les 51 signaux de commande ont été chargé par la broche *Scan_ In*.

Shift_ DR permet également, lorsqu'il est à l'état '0', de charger le contenu des registres vers la chaîne de *SCAN*. Cette particularité nous permet de vérifier le code qui a été précédemment chargé dans le circuit. Associé à cette particularité, le dernier signal de sortie, *Scan_ Out*, permet de récupérer et de lire, en série, les 51 signaux ayant traversé la chaîne de SCAN (comme précédemment pour les 5 signaux numériques d'entrée, la broche associée à ce signal porte le même nom). Les codes chargés sur les portes de transmission ainsi que leurs codes associés sont :

	code numérique	gain associé
SW1	001100	2
	010010	10
	100001	100
SW2	001100	1
	010010	10
	100001	100

Tab. 3.5 – Différents gains de l'amplificateur d'instrumentation associés à leurs codes numériques.

3.2.3 Simulations

Les figures 3.30 et 3.31 montrent les simulations en fréquence des deux étages de l'AI. Pour réaliser ces simulations, nous avons d'abord fixé le second étage à un gain de 1, puis nous avons fait varier le gain du premier étage (figure 3.30). Ensuite, par le même mode opératoire, nous avons fixé le gain du premier étage à 2 (qui est son gain minimal), puis nous avons fait varier le gain du second étage (figure 3.31) ; au lieu de trois courbes de gain aux valeurs 1, 10 et 100, il est donc tout à fait normal que nous ayons les valeurs 2, 20 et 200 sur cette dernière figure.

Les figures 3.32 et 3.33 montre respectivement la fonction de transfert en fréquence de l'AI pour un gain de 1000 (60 dB) et le résultat de son analyse de Monte-Carlo pour 5000 simulations. L'analyse de Monte-Carlo indique que la totalité des circuits simulés ont un gain compris entre $59,84$ et $59,91$ dB, ce qui est un résultat excellent puisque nous nous écartons de moins de 1 dB du gain attendu (60 dB).

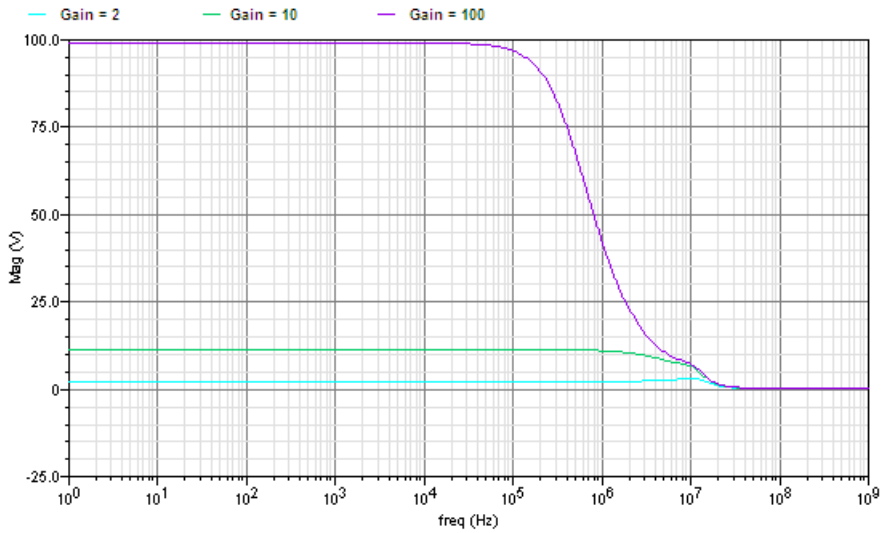


FIG. 3.30 – Fonction de transfert en fréquence du premier étage de l'AI.

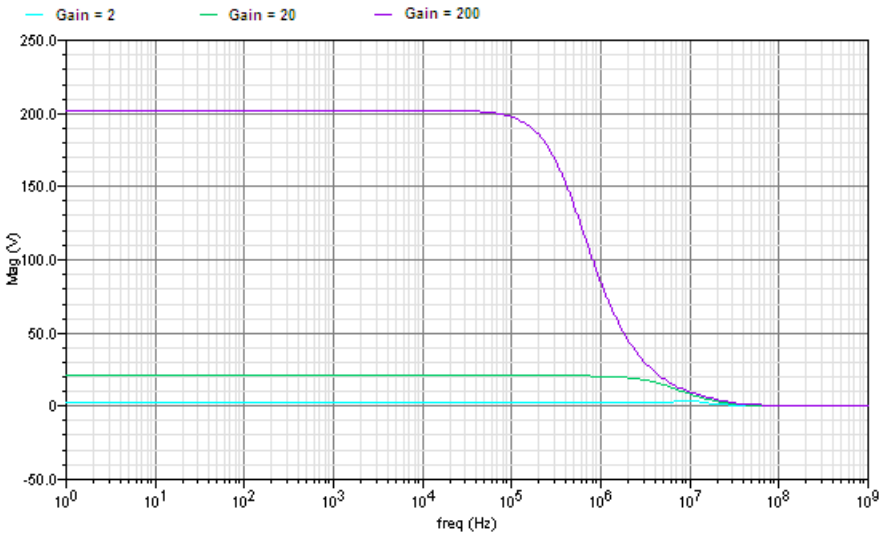


FIG. 3.31 – Fonction de transfert en fréquence du second étage de l'AI.

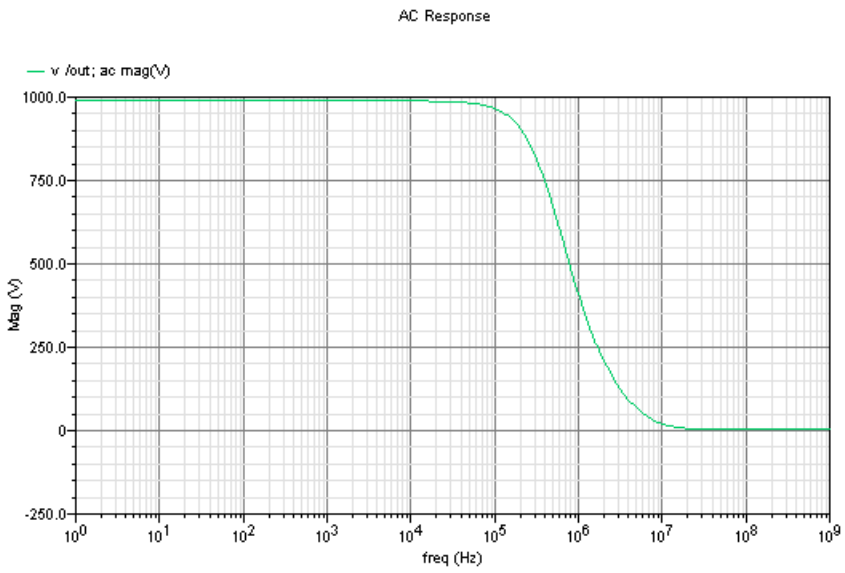


FIG. 3.32 – Fonction de transfert en fréquence de l'AI (gain de 60 dB).

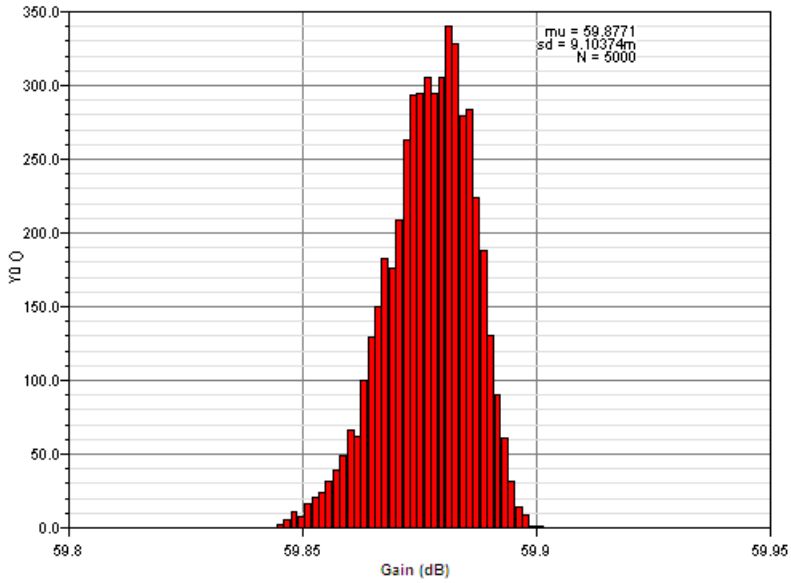


FIG. 3.33 – Analyse de Monte-Carlo sur l'AI (gain de 60 dB).

3.3 Sources de référence

L'alimentation des deux parties de notre amplificateur est réalisée à l'aide de deux sources de référence indépendantes. Ces deux structures sont déclinées d'une même et seule source de référence de base (figure 3.34) dont seuls les dimensions des transistors de sortie changent pour débiter le courant souhaité (12 μA pour le préamplificateur et 10 μA pour l'AI). La source de référence de base n'a pas été réalisée dans le cadre de ce travail de recherche, il s'agit d'une source de référence déjà réalisée dans le cadre du projet DEMAR pour l'alimentation de circuits de stimulations, aussi nous ne rentrerons pas dans le détail de son dimensionnement. Le tableau 3.6 donne les dimensions des transistors de la source de référence de base (transistors 1 à 21) qui ne changent pas.

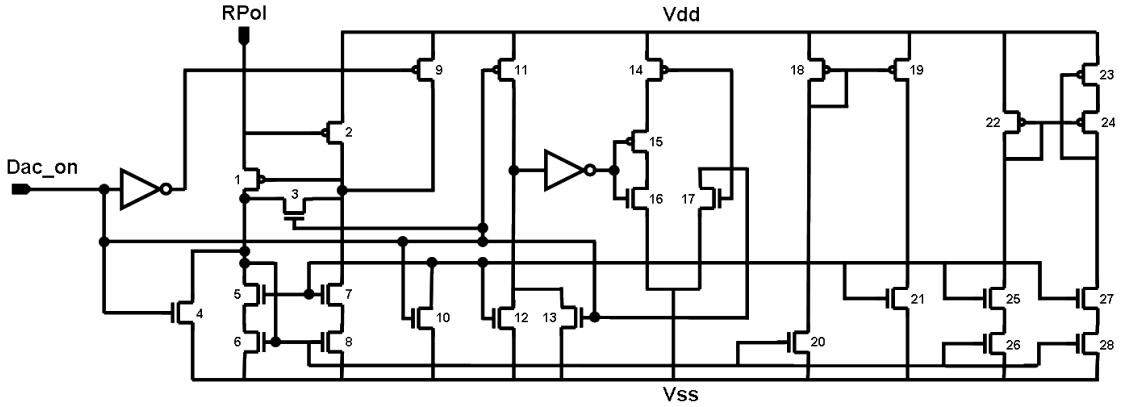


FIG. 3.34 – Schéma de la source de référence de base.

Transistors	Dimensions $\frac{W}{L}$ (μm)
1	$\frac{100}{0{,}35}$
2	$\frac{200}{0{,}35}$
3, 4, 9, 10, 12, 13, 14, 16, 17	$\frac{0{,}7}{0{,}35}$
5, 6, 7, 8	$\frac{40}{1{,}5}$
11	$\frac{0{,}4}{20}$
15	$\frac{2}{0{,}35}$
18, 19	$\frac{15}{1{,}5}$
20	$\frac{40{,}05}{1{,}5}$
21	$\frac{21}{3}$

TAB. 3.6 – Taille des transistors de la source de référence de base.

Pour le préamplificateur, les sorties de la source de référence sont en tension, et nous ne rajoutons donc pas de transistors pour dupliquer plusieurs branches de courant. Les potentiels des grilles des transistors 23 et 24 sont amenés directement sur les grilles des

transistors (identiques aux transistors 23 et 24) constituant la source de courant du préamplificateur. Les dimensions des transistors 22 à 28 sont données dans le tableau 3.7. La résistance de polarisation de cette source de référence vaut 14 kΩ et est traversée par un courant de 48 μA. Le courant débité sur le préamplificateur est de $12,05\,\mu$A.

La structure de préamplificateur présentée en section 3.1.10 a été simulée avec la même source de référence que celle du premier préamplificateur. Seuls les transistors de type P réalisant le miroir de courant au dessus des paires différentielles d'entrées ont été dimensionnées à la valeur de $\frac{14,7}{1}$ pour leur permettre de débiter un courant de $1,93\,\mu$A (nous cherchions en effet à utiliser le même courant de polarisation que celui du premier préamplificateur -12 μA-, mais séparé en six sources de courant indépendantes). Ainsi, la résistance de polarisation est la même et le courant la traversant est toujours de 48 μA.

Transistors	Dimensions $\frac{W}{L}$ (μm)
22	$\frac{12,6}{1}$
23, 24	$\frac{88,2}{1}$
25, 26, 27, 28	$\frac{10}{1,5}$

Tab. 3.7 – Taille des transistors de la source de référence du préamplificateur.

L'alimentation des AOP de l'AI se faisant en courant, nous avons dû rajouter trois branches de miroir de courant en sortie de la source de référence dédiée à l'AI (un AI comprenant trois AOP). Les transistors de ces branches sont de dimension égale à celle des transistors 23 et 24. Notre circuit complet contenant sept tranches d'amplificateurs (sept préamplificateur suivis de sept AI), la source de référence des AI a donc vingt et une branches de courant sur sa sortie. Les dimensions des transistors 22 à 28 sont données dans le tableau 3.8. La résistance de polarisation de cette source de référence vaut 9 kΩ et est traversée par un courant de $72,5\,\mu$A. Le courant débité sur chacun des AOP des AI est de $12,5\,\mu$A.

Transistors	Dimensions $\frac{W}{L}$ (μm)
22	$\frac{1,85}{1,5}$
23, 24	$\frac{14,8}{1,5}$
25, 26, 27, 28	$\frac{5}{1,5}$

Tab. 3.8 – Taille des transistors de la source de référence de l'AI.

3.4 Amplificateur complet

Les figures 3.35 et 3.36 donne la fonction de transfert en fréquence et l'analyse Monte-Carlo de l'amplificateur complet pour un gain de 100.000 100 dB (gain de 100 (20 dB) sur le préamplificateur et gain de 1000 (60 dB) sur l'AI).

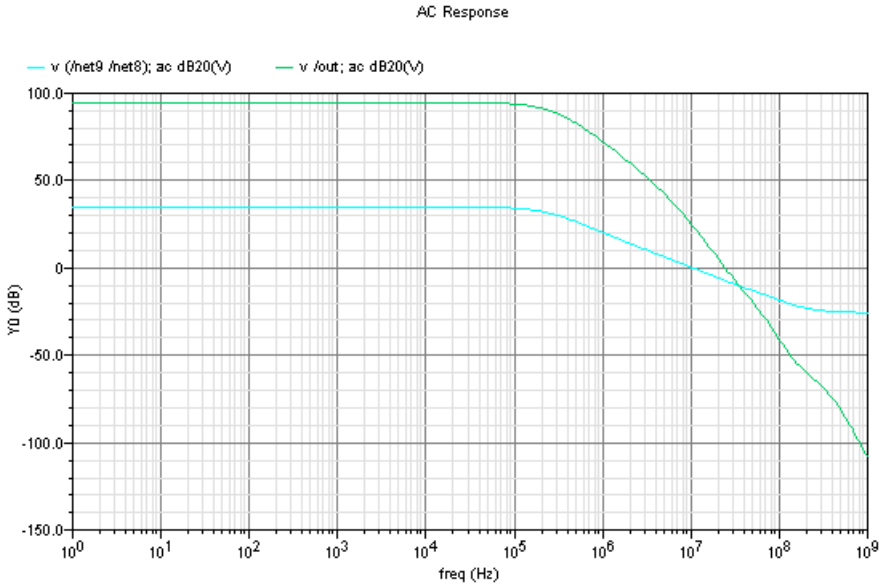


FIG. 3.35 – Fonction de transfert en fréquence de l'amplificateur complet (gain de 100 dB).

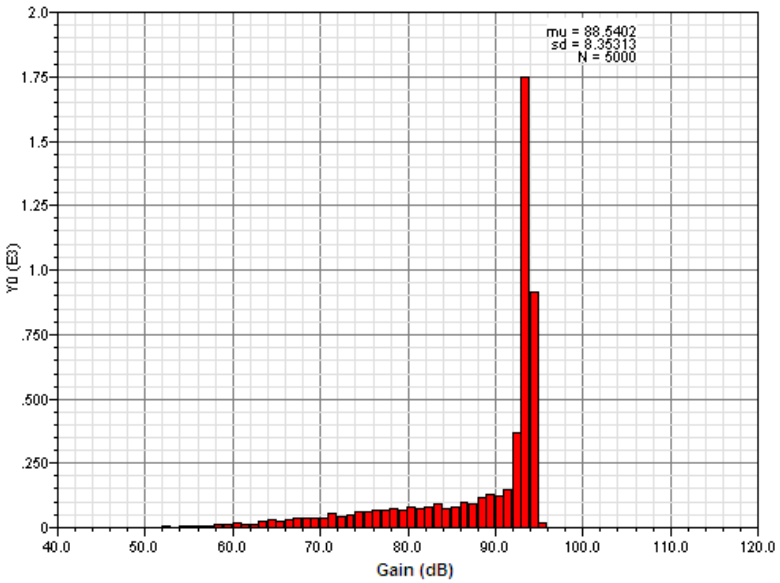


FIG. 3.36 – Analyse de Monte-Carlo sur l'amplificateur complet (gain de 100 dB).

Les résultats de ces analyses s'écartent un peu des résultats attendus puisque sur l'analyse de Monte-Carlo, nous retrouvons la majorité des circuits dans une gamme de gain comprise entre 85 dB et 95 dB. Ces résultats s'accordent avec la fonction de transfert en fréquence qui nous donne un gain en basses fréquences égal à 95 dB. Nous pensions que cet écart était probablement dû à la faute de frappe que nous avons fait lors du dimensionnement de la résistance R_3 (donné dans le tableau 3.4), mais cette faute devrait normalement augmenter le gain au lieu de le réduire. Bien que ne sachant pas d'où provient cette diminution du gain que nous attendions, l'amplificateur complet dispose tout de même d'un nombre de possibilité de gains différents suffisant pour pouvoir permettre l'expérimentation.

3.4.1 Schéma et dessin des masques de l'amplificateur complet

Par souci d'optimisation de surface, notre amplificateur complet (préamplificateur et amplificateur d'instrumentation montré en figure 3.37) a été dessiné en une bande, de telle façon que nous puissions arranger sept amplificateurs identiques en perdant le moins de place possible sur la surface totale que nous autorisait la couronne des plots d'entrées-sorties (figure 3.38).

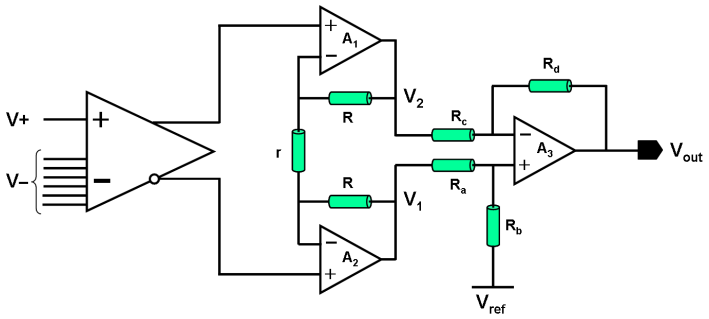


Fig. 3.37 – Amplificateur complet.

Compte tenu de la géométrie de notre électrode et avec la volonté de simplifier la connexion de toutes les entrées des préamplificateurs (49 entrées) avec l'électrode cuff à distribution hexagonale, nous avons décidé de connecter ces entrées en interne de telle manière que l'on puisse directement brancher un circuit complet de 7 amplificateurs sur un motif de 19 pôles de l'électrode (figure 3.39).

Nous n'excluons pas la possibilité que ce type de branchement puisse nous rendre victimes de couplages entre les différentes lignes des entrées du circuit, pouvant générer des interférences parasitant l'acquisition des ENG. Nous n'avons pas encore répondu à cette question qui reste l'une de nos perspectives prioritaires.

3.4.2 Caractéristiques

En fin de dimensionnement et de dessin des masques de notre circuit, nous avons simulé les différentes caractéristiques dont nous discutons dans cette section. Tout d'abord,

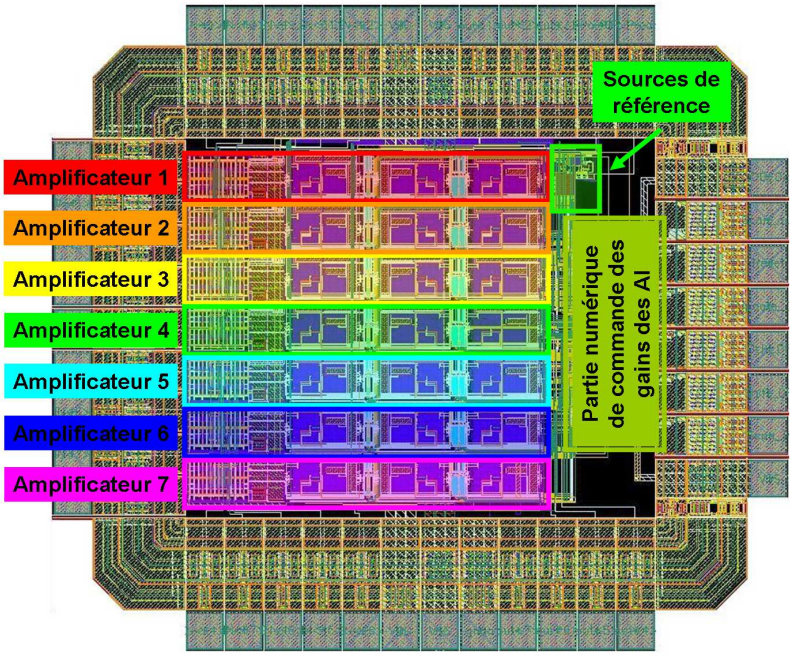


FIG. 3.38 – Dessin des masques du circuit (7 amplificateurs complets).

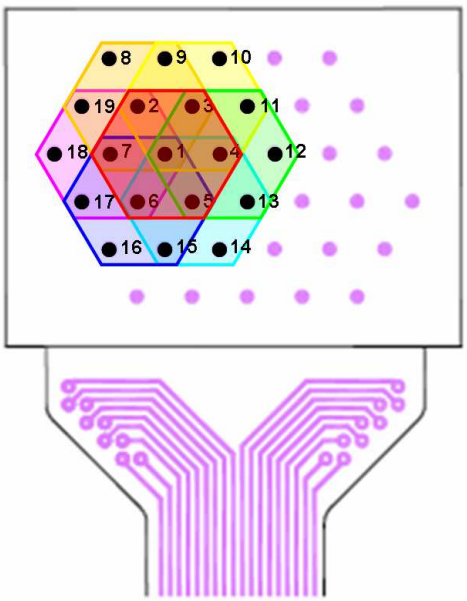


FIG. 3.39 – Connexion des sept amplificateurs d'un circuit sur un motif de 19 pôles.

la surface de silicium occupée par les sept amplificateurs, qui est de $1,16\,\mathrm{mm}^2$, est petite puisqu'elle n'occupe que $4,65\,\%$ de la surface d'un hexagone de 19 pôles ($24,96\,\mathrm{mm}^2$ pour un espacement des pôles égal à $1,55\,\mathrm{mm}$). Cette première remarque nous offre la possibilité de rajouter des structure de type *Chopper Stabilization* sur une nouvelle version de préamplificateur sans que la surface occupée ne devienne critique. Bien que nous n'y ayons pas porté une attention particulière, notre circuit présente une consommation de $138,6\,\mu\mathrm{W}$ par amplificateur (cette consommation n'intègre pas celles des sources de référence) ; cette consommation nous semble raisonnable pour un premier circuit d'amplification non optimisé sur cette caractéristique. Les gains des structures d'amplification sont ceux que nous avions choisi et la bande passante est suffisamment large pour permettre l'évaluation du spectre des ENG enregistrés à partir de l'électrode cuff à distribution hexagonale. Enfin, le niveau de bruit ramené en entrée du préamplificateur est inférieur au microvolt ($0,672\,\mu\mathrm{V}$) sur la bande de fréquence dans laquelle nous prévoyons d'enregistrer les ENG (1 Hz-3 kHz). Sur cette même bande, le préamplificateur permet de relever suffisamment le rapport signal-sur-bruit pour que, sans optimation, l'AI n'ait qu'une contribution en bruit de $0,005\,\mu\mathrm{V}$; le bruit ramené en entrée de l'amplificateur complet est de $0,677\,\mu\mathrm{V}$. Le tableau 3.9 rassemble les différentes caractéristiques de notre amplificateur complet.

Surface totale	$1,16\,\mathrm{mm}^2$
Tension d'alimentation	$3,3\,\mathrm{V}$
Courant de polarisation (préampli)	$12\,\mu\mathrm{A}$
Courant de polarisation (AI - 3 AOP)	$30\,\mu\mathrm{A}$
Gain en tension (préampli)	$40\,\mathrm{dB}$
Gain en tension (AI)	$6\,\mathrm{dB} \leq G \leq 80\,\mathrm{dB}$
Gain en tension (ampli. complet)	$46\,\mathrm{dB} \leq G \leq 120\,\mathrm{dB}$
Bruit ramené en entrée (préampli, 1 Hz-3 kHz)	$0,672\,\mu\mathrm{V}$
Bruit ramené en entrée (ampli complet, 1 Hz-3 kHz)	$0,677\,\mu\mathrm{V}$
Bande passante	$220\,\mathrm{kHz}$
Consommation (un ampli. complet) hors sources de ref.	$138,6\,\mu\mathrm{W}$

Tab. 3.9 – Caractéristiques de l'amplificateur.

La figure 3.40 est une photographie du circuit fabriqué.

3.5 Conclusion

Le circuit d'amplification faible-bruit développé au cours de ce travail de thèse permet, au niveau transistor, d'effectuer la moyenne pondérée des signaux enregistrés au voisinage d'un pôle d'enregistrement, et donc de calculer un filtre laplacien sur un motif d'enregis-

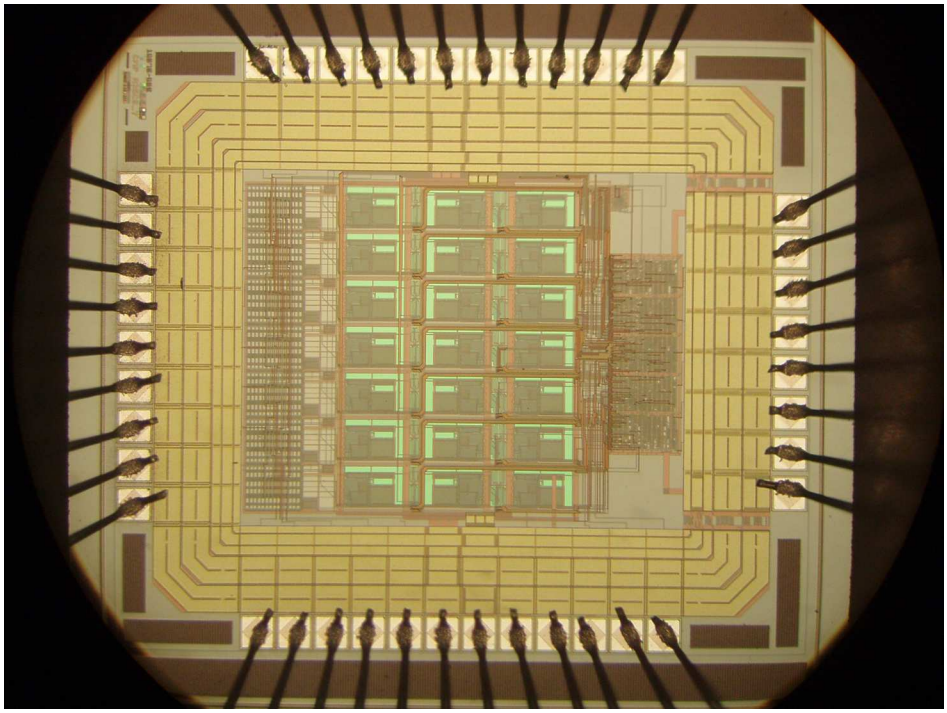


FIG. 3.40 – Photographie du circuit fabriqué.

trement à sept pôles pour s'affranchir des signaux parasites extérieurs. Cet amplificateur possède un gain variable contrôlé par voie numérique et peut être ajusté en cours d'utilisation. Ce circuit rentrant théoriquement dans notre cahier des charges en terme de fonctionnalité, nous en avons lancé la fabrication afin d'évaluer ses caractéristiques réelles ainsi que celles du couple {électrode-amplificateur}.

Chapitre 4

Expérimentations

La campagne de validation de l'électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale et de son amplificateur associé a été gênée par un dysfonctionnement d'un des blocs de l'amplificateur. Ne pouvant réaliser d'expérimentations sur animal avec un matériel partiellement défaillant, nous ne reportons dans ce quatrième chapitre que les résultats obtenus sur banc de test pour l'électrode et l'amplificateur. Avant de conclure ce chapitre, nous présentons les expérimentations que nous avions prévues pour valider le fonctionnement de notre chaîne d'acquisition, ainsi que nos conclusions concernant des tests effectués sur l'algorithme *FastICA*.

4.1 Mesure de l'impédance des pôles de l'électrode cuff à distribution hexagonale

N'ayant pu, comme nous le verrons plus loin, utiliser notre électrode en expérimentation sur animal pour cause de problème fonctionnel sur l'amplificateur, nous ne pouvons présenter ici que les résultats que nous avons obtenus sur la mesure d'impédance de ses pôles ; le but de ces mesures étant de montrer que cette impédance est faible devant l'impédance d'entrée de l'amplificateur. Avant d'exposer et de commenter ces résultats, nous discuterons du modèle d'impédance ainsi que de la technique de mesure que nous avons utilisés. Toutes les démonstrations liées au modèle de l'impédance ne sont pas passées en revue et nous ne nous contenterons que de donner les informations nécessaires à la compréhension de nos résultats, cependant, le lecteur pourra retrouver toutes les justifications de ce modèle dans le recueil de H. H. Girault [GIR07] dont nous avons puisé une connaissance substantielle sur le sujet.

4.1.1 Modèle d'impédance utilisé

Lors d'une réaction rédox sur une électrode, le courant est la somme d'un courant faradique (lié au transfert d'électrons) et d'un courant capacitif (lié à la charge d'une zone de charge d'espace d'une épaisseur limitée à quelques nanomètres créée autour d'une élec-

trode métallique lorsque celle-ci est plongée dans une solution ionique ou mise en contact avec des électrolytes ; cette zone est couramment appelée "double couche"). Ces courants en parallèle forment un modèle d'impédance communément appelé *circuit de Randles-Ershler* (figure 4.1). Dans ce modèle :

- la résistance R_S représente la chute ohmique entre l'extérieur de la double couche et l'électrode de référence,
- la capacité C_{dc} est la capacité de la double couche,
- la résistance R_{tc} est la résistance équivalente au transfert de charge électronique entre les espèces red et ox si l'on suppose que les activités de celles-ci sont constantes (cette résistance informe sur les cinétiques redox),
- l'impédance W, appelée impédance de *Warburg*, caractérise l'évolution du courant faradique en fonction des variations de concentration (ou d'activité) des espèces (elle traduit en quelque sorte l'influence du transport de matière vers l'électrode).

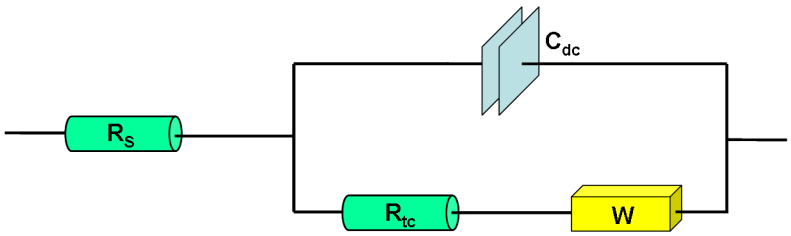


FIG. 4.1 – Circuit de Randles-Ershler

4.1.2 Mesure des paramètres du modèle — Voltampérométrie

La mesure d'impédance électrique aux systèmes électrochimiques fait classiquement appel au principe *Voltampérométrique*. Cette technique consiste à appliquer un potentiel de contrainte sur une électrode et à observer la réponse du système en courant. L'obtention des caractéristiques électrochimiques est basée sur l'analyse de la variation de ce courant en fonction de la valeur du potentiel d'électrode imposé. La méthode *Voltampérométrique* la plus utilisée est celle du *Potentiostat* (figure 4.2). L'idée de cette technique est de contrôler automatiquement la différence de potentiels appliquée entre deux électrodes (l'électrode de travail ET et l'électrode de référence ER) à l'aide d'une troisième électrode (la contre-électrode CE). Lors d'une mesure d'impédance, il n'est pas convenable de faire passer du courant électrique à travers l'électrode de référence, car cela ferait varier la différence de potentiels entre cette électrode et la solution la contenant ; la conséquence étant que le potentiel de l'électrode de référence ne serait plus constant (comme c'est le cas pour une mesure d'impédance à deux électrodes). Dans le principe du potentiostat, aucun courant (ou un courant négligeable) ne parcourt l'électrode de référence, celle-ci étant connectée à une très forte impédance (entrée de l'AOP). L'AOP régulera sa sortie pour maintenir V_- égal à V_+, et l'électrode de référence sera ainsi toujours au potentiel E_i que nous contrôlons à l'aide d'un générateur de signaux. En mesurant la chute de potentiels aux

bornes de la résistance R_m, nous en déduisons le courant I traversant l'électrode de travail et la contre-électrode.

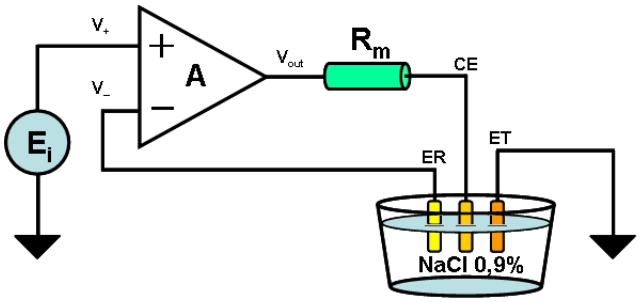


FIG. 4.2 – Schéma de principe d'un potentiostat.

Notre potentiostat a été réalisé à l'aide d'un AOP TL081C. Ce composant a une impédance d'entrée de l'ordre de $10^{12}\,\Omega$ et une bande passante de 3 MHz (sa très grande impédance d'entrée a permis de garantir que seul un courant négligeable parcourait l'électrode de référence, et l'impédance des pôles de l'électrode a pu être évaluée sur un spectre suffisamment large grâce à sa bande passante), et la résistance R_m utilisée valait 100 kΩ. Les figures 4.3, 4.4 et 4.5 donnent respectivement les résultats que nous avons obtenus pour le module, la phase et le diagramme de Nyquist de l'impédance des pôles de notre électrode.

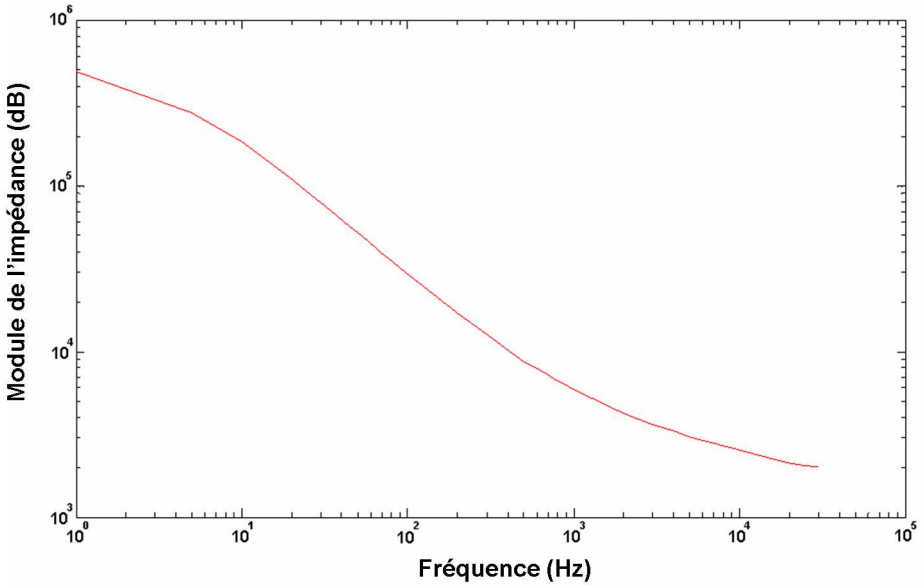


FIG. 4.3 – Module de l'impédance en fonction de la fréquence.

Nous rappelons que la densité spectrale de puissance des ENG se situe dans une bande comprise entre 300 Hz et 3 kHz. Dans cette bande, le module de l'impédance est inférieur à $10^4\,\Omega$. L'impédance de l'étage d'entrée du préamplificateur étant de l'ordre de $10^{12}\,\Omega$,

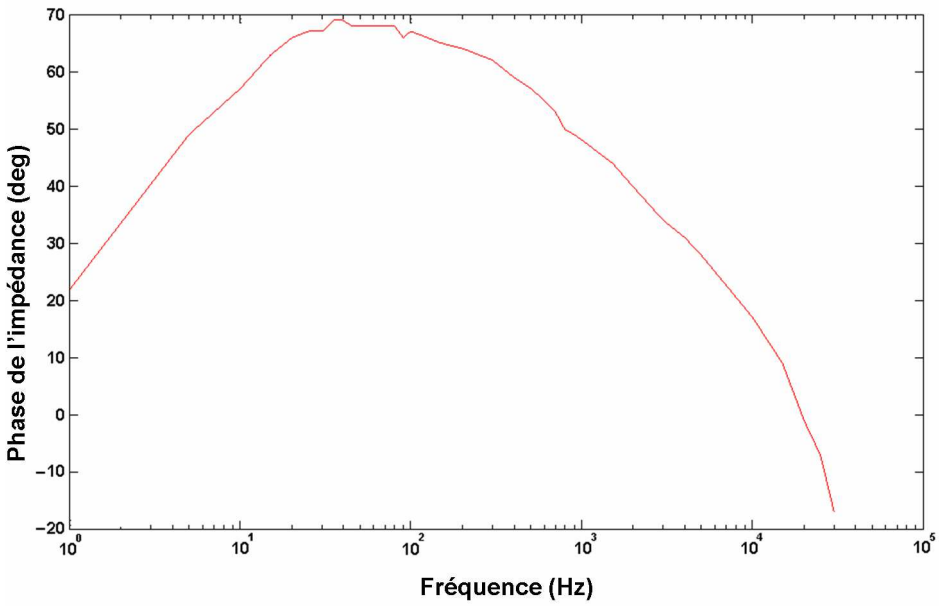


FIG. 4.4 – Phase de l'impédance en fonction de la fréquence.

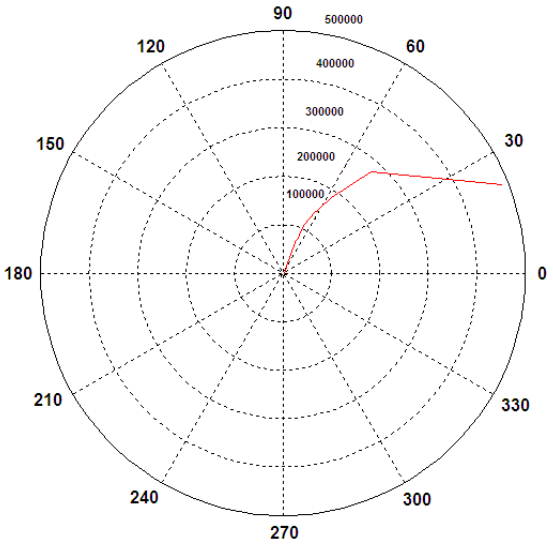


FIG. 4.5 – Diagramme de Nyquist de l'impédance.

nous pouvons considérer que l'impédance des pôles de l'électrode est faible devant celle de l'entrée de l'amplificateur.

4.2 Tests des amplificateurs

Afin de tester et valider les amplificateurs réalisés, deux cartes de test ont été développées. La première, relativement simple dans sa conception, ne permettait que d'évaluer les fonctionnalités de nos amplificateurs. Lors de l'utilisation de cette carte, des problèmes liés à l'atténuation des signaux d'entrées nous ont amenés à développer la seconde carte de test, carte que nous présentons dans la suite de ce manuscrit puisqu'elle seule représente un intérêt pour le lecteur. Par souci de gain de temps, des fonctions prévues pour l'utilisation des circuits et de l'électrode en expérimentation sur l'animal ont été intégrées en plus de celles permettant le test des amplificateurs. Adaptée à cette carte de test, une cage de Faraday a été fabriquée dans le but de s'affranchir autant que possible des rayonnements électriques extérieurs pouvant parasiter nos mesures en expérimentation. Cette cage a été réalisée avec l'aimable collaboration de Fabien Pascal et Fabrice Cano de l'IES (Université Montpellier 2).

4.2.1 Carte de test

Description de la carte de test

Partie de test des amplificateurs

Notre carte de test avait plusieurs objectifs. Le premier était évidemment de permettre les tests où la première carte susmentionnée s'était montrée limitée. Sans rentrer dans les détails de ces limitations, afin de prévenir tout problème supplémentaire au sujet de l'atténuation des stimuli, un atténuateur intégré à la carte dont le gain est réglé en jouant sur des valeurs de résistances a été ajouté.

Les accès aux entrées des amplificateurs se font via des connecteurs *BNC*. Deux modes de fonctionnement sont possibles pour acheminer les signaux d'entrée :

- Premièrement, deux connecteurs *BNC* sont suivis par notre atténuateur, et les six entrées inverseuses de chaque amplificateur reçoivent le même signal.
- Deuxièmement, sept connecteurs *BNC* permettent, par placement de cavaliers, d'acheminer les stimuli de sept générateurs de signaux sur les entrées de l'amplificateur que l'on souhaite tester ; ce mode permet de tester la fonctionnalité de moyenne pondérée des amplificateurs.

L'observation des signaux de sortie se fait à l'aide d'un connecteur *BNC*.

Partie pour l'expérimentation animale

Comme nous l'avons écrit à la section 3.4.1 du troisième chapitre de ce manuscrit, chaque amplificateur est connecté en interne pour pouvoir être directement branché sur un motif d'électrode hexagonal à 19 pôles. En considérant le nombre et la disposition des pôles

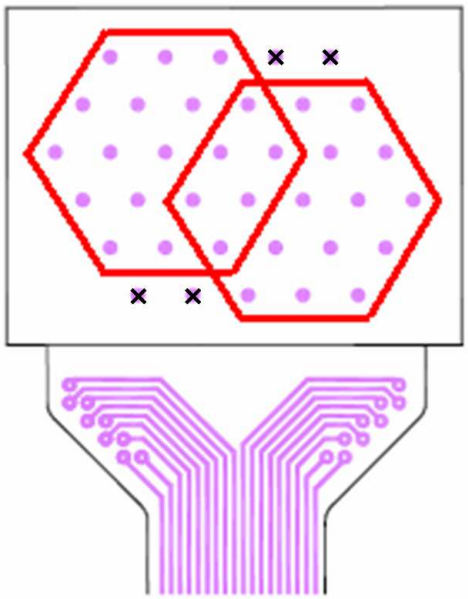


FIG. 4.6 – Couverture des pôles exploités par deux circuits d'amplification.

de l'électrode fabriquée, l'utilisation de deux circuits permet une exploitation optimale des données recueillies (figure 4.6), puisque seuls quatre pôles restent inexploités.

Ainsi, un support *PGA* à 68 broches supplémentaire a été intégré pour brancher un second circuit sur la carte de test. Les entrées de ce dernier circuit sont isolées des chemins de test que nous avons présentés précédemment, et tout circuit branché sur ce support devra d'abord être testé sur le premier support. Le second circuit d'amplification est directement connecté à un support de type *DIL* à 40 broches, qui permet de connecter l'électrode au reste de la carte. Bien entendu, les entrées du premier circuit sont également connectées à ce connecteur *DIL*.

Un connecteur *BNC* a été également rajouté pour récupérer les signaux de sortie du second circuit. Tout comme pour le premier circuit, nous sélectionnons une sortie parmi sept à l'aide de cavaliers. Enfin, l'ensemble des sorties des 14 amplificateurs intégrés dans nos deux circuits est observable grâce à un connecteur *HE10* à 34 broches. Chaque chemin de sortie est encadrée par deux lignes reliée au plan de masse afin d'éviter autant que possible les couplages entre les sorties des amplificateurs. Ainsi, 14 lignes portent les signaux de sortie des amplificateurs et 15 lignes sont reliées au plan de masse, soit 29 lignes ramenées sur le connecteur *HE10* ; le connecteur *HE10* à 34 broches était le connecteur commercialisé se rapprochant le plus du nombre de broches nécessaires.

Les signaux numériques permettant de commander les gains des amplificateurs d'instrumentation sont envoyés vers la carte par un connecteur *HE10* à 16 broches. Ces signaux sont générés à l'aide d'un composant virtuel développé en *VHDL* (ce composant est constitué de cinq sous-composants communiquant entre eux ; l'ensemble de ce composant représente un code d'un peu plus de 500 lignes qui sont données en annexe C), et qui est

chargé sur une carte de développement de *FPGA Cyclone® II 2C35 Altera* (carte *DE2*).

Afin d'expérimenter dans un environnement le plus déparasité possible (nous pensons ici particulièrement aux signaux parasites de type 50 Hz), une cage de Faraday adaptée à la seconde carte de test a été fabriquée (figure 4.9).

Toujours dans cette même logique d'isoler le matériel d'expérimentation, l'alimentation de la carte a été réalisée en interne par des batteries et des régulateurs de tension(*LM1086CT* $3,3\,\mathrm{V}$), et les signaux numériques provenant du kit de développement de FPGA sont découplés du système par des optocoupleurs (*HCPL 273L*). Enfin, les nappes prévues pour le transport des signaux numériques de commande et des signaux de sortie sont des nappes blindées. La figure 4.7 est une photographie montrant la carte rassemblant le circuit d'alimentation et la zone d'optocouplage des signaux numériques.

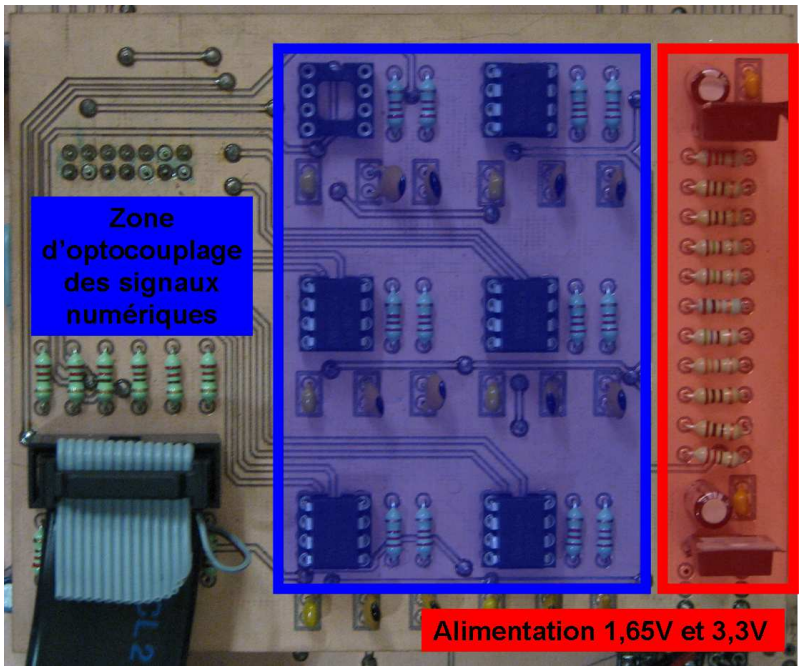


FIG. 4.7 – Carte d'alimentation et d'optocouplage des signaux numériques.

Les schémas et dessins des cartes de ce dispositif d'expérimentations sont données en annexe A. Les côtes de la cage de Faraday sont données en annexe B.

Tests effectués à l'aide de la carte de test

Les gains attendus n'ont pu être relevés durant cette seconde série d'expérimentation de tests (les gains obtenus étant plus bas que prévus). De plus, le même niveau de bruit (celui qui était observé lors des manipulations avec la première carte) s'est représenté sur cette seconde carte. La figure 4.11 montre l'enregistrement de ce bruit (d'une fréquence approximative de $12,5\,\mathrm{MHz}$), observé en sortie du premier amplificateur du circuit testé, lorsque ses entrées sont nulles. Ce même phénomène à été observé pour les autres amplificateurs du même circuit et pour ceux d'un second circuit.

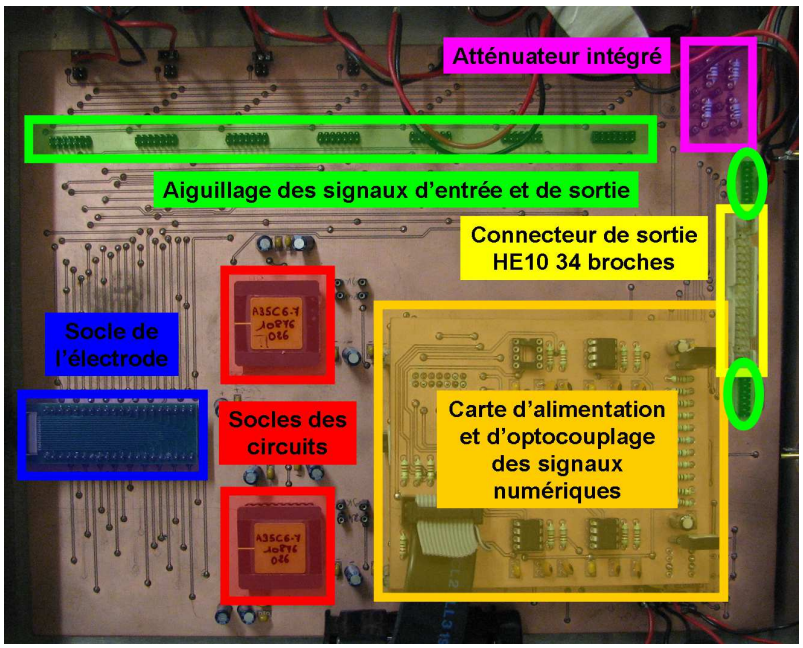


FIG. 4.8 – Carte de test.

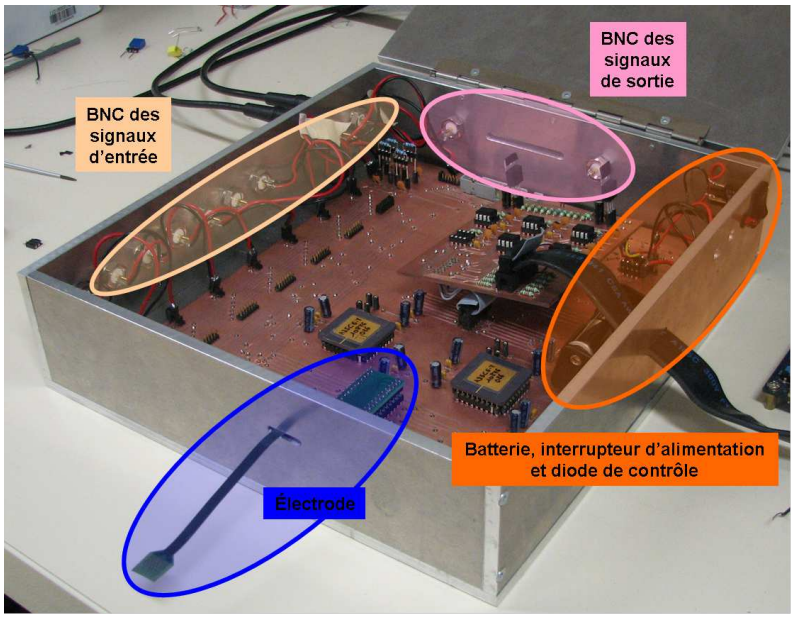


FIG. 4.9 – Cage de Faraday renfermant la carte de test.

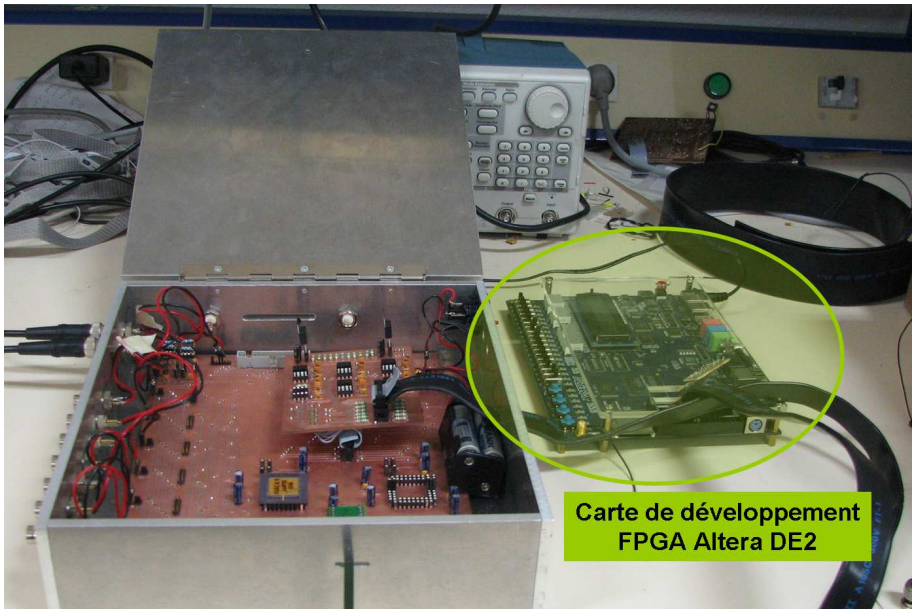


FIG. 4.10 – Carte de développement de FPGA DE2 et communication avec la carte de test par nappe blindée.

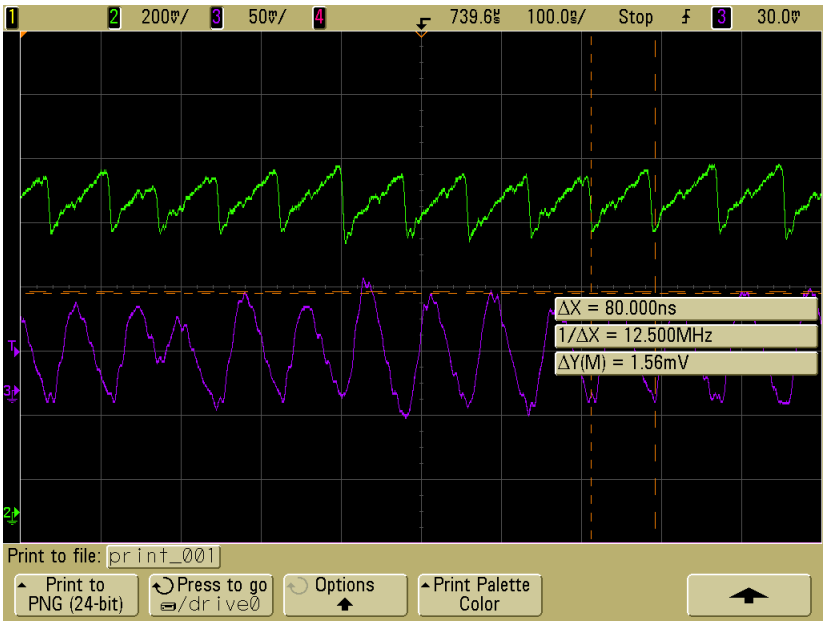


FIG. 4.11 – Bruit observé en sortie des amplificateurs pour des entrées nulles.

Le circuit a été resimulé sous Cadence et le dysfonctionnement est réapparu. Si le circuit fonctionnait correctement sans sa couronne de plots d'entrées/sorties, ce n'était plus le cas lorsque cette dernière était rajoutée. Il s'agit là d'une erreur de débutant, mais considérant son fonctionnement comme acquis, le circuit n'a pas été simulé avec ses plots d'entrées/sorties...Par ailleurs, tout à la recherche de l'origine de ce problème, alors que notre équipe travaillait en parallèle au test d'un convertisseur numérique-analogique destiné à être intégré dans un stimulateur nerveux, le même phénomène d'instabilité oscillatoire s'est représenté ; la conclusion d'un problème lié à la seule structure présente sur les deux types de circuits a rapidement été faite, c'est-à-dire la source de référence.

Prévue pour être implantée dans le corps humain, par sécurité, cette source de courant a été dimensionnée pour palier aux variations de l'alimentation pouvant se produire. La température interne de l'humain étant constante (les variations de température dans le corps sont soit très limitées, soit définitives...), la structure n'est pas celle d'une source de référence indépendante de la température. Les variations de l'alimentation sont compensées à l'aide d'un système de régulation du courant d'entrée. Ce système est représenté sur la figure 4.12.

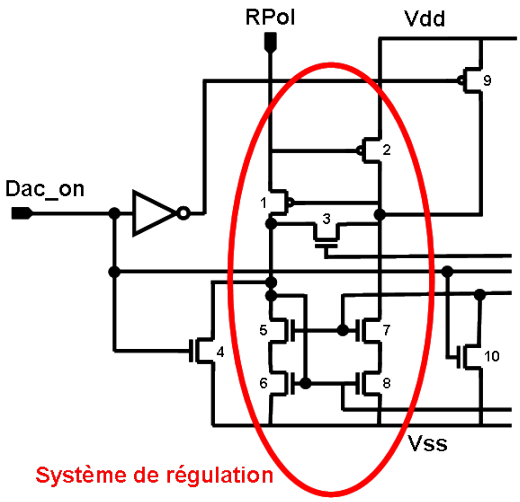


FIG. 4.12 – Structure de régulation de la source de référence.

L'ajout des plots d'entrées/sorties lors de la finalisation du circuit d'amplification a, par les diodes de protection contre les décharges électrostatiques, rajouté une capacité sur la rétroaction de la structure de régulation. Cette capacité crée une instabilité provoquant le phénomène oscillatoire, sujet de nos déboires.

Ce circuit n'étant qu'un prototype non destiné à l'implantation dans le corps humain, une réparation des sources de référence, en court-circuitant le système de régulation, a été tentée avec l'aide gracieuse du laboratoire LAMIPS (laboratoire commun entre le CNRS, l'ENSI CAEN, l'Université de CAEN Basse-Normandie et la société NXP), (figure 4.13). L'opération consistait à effectuer un "pontage" entre le plot d'entrée *Rpol* donnant sur la résistance de polarisation de la structure et le drain du transistor de type N (Q5) du miroir de courant cascodé à large excursion.

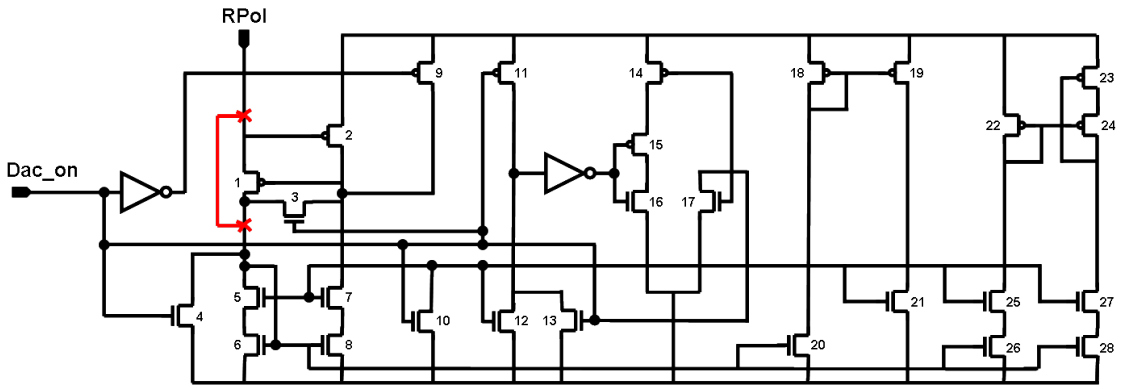


FIG. 4.13 – Réparation des sources de référence

Comme nous l'avons déjà dit, même si les sorties des sources de référence de ce circuit sont différentes, elles sont issues de la même structure de base et ont strictement les mêmes étages de régulation. La seule différence que l'on puisse noter entre elles à cet endroit est leur disposition en symétrie axiale l'une par rapport à l'autre dans le dessin de leurs masques, aussi, pour la suite, nous ne montreront les réparations effectuées que sur un seul schéma de source de référence. La figure 4.14 permet de faire le lien entre les localisations des transistors Q1, Q2, Q3, Q5 et Q6 sur le schéma et sur le dessin des masques de la source de référence de base.

Quatre phases ont été proposées pour cette opération de réparation :

1. Coupure du *Métal 2* permettant la jonction entre le drain du transistor rouge et la grille du transistor vert.
2. Coupure d'un segment de *Métal 3* qui permettrait d'isoler la source du transistor violet et de déconnecter le drain du transistor rouge.
3. Coupure de *Métal 3* permettant d'isoler le petit transistor de type N situé à gauche du transistor bleu sur le schéma.
4. Rajout d'une zone de *Métal 3* (avec les vias permettant la jonction) entre la source du transistor rouge et la ligne de *Métal 3* débouchant sur le drain du transistor bleu.

La figure 4.15 montre ces proposition sur une vue ne conservant que les niveaux de métaux *Métal 1* (bleu), *Métal 2* (blanc) et *Métal 3* (jaune), ainsi que leurs vias.

Cette réparation n'a pas eu un résultat concluant car seule une source de référence sur les deux a montré un comportement fonctionnel correct. D'autres tentatives seront faites, mais à l'heure de la rédaction de ce manuscrit de thèse, nous n'avons pour la suite que les résultats obtenus à partir de circuits aux sources de référence oscillantes. Afin de filtrer les oscillations parasites des sources de référence, l'acquisition des signaux a été faite en les moyennant avec l'oscilloscope sur des fenêtres de huit échantillons.

Malgré le problème que posent les sources de référence, le comportement de l'amplificateur est rassurant. En effet, en appliquant deux signaux identiques déphasés sur les entrées des amplificateurs (les six entrées inverseuses sont court-circuitées entre elles), les signaux

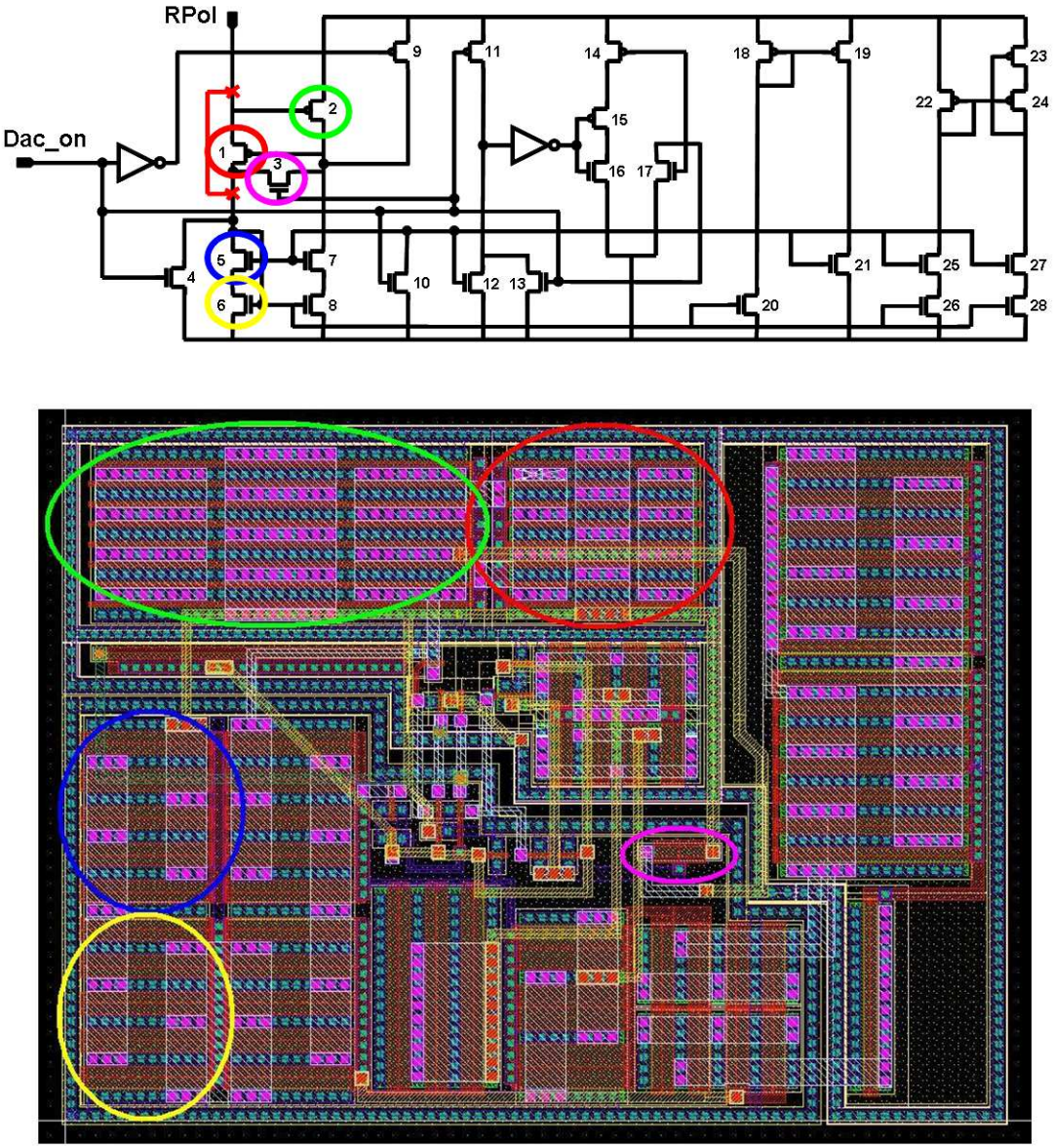


FIG. 4.14 – Correspondance des transistors entre le shéma et le dessin et des masques.

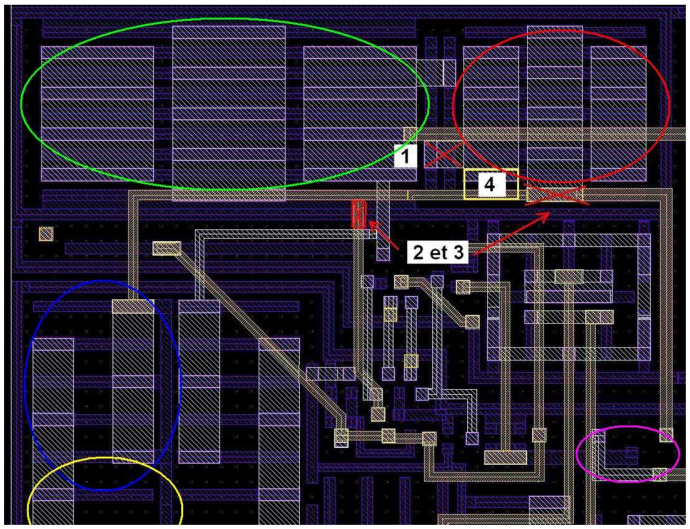


FIG. 4.15 – Réparation proposée.

de sorties sont ceux attendus. Les signaux d'entrées avaient une amplitude crête-à-crête d'approximativement 100 mV (93 mV) et une fréquence de 1 kHz. Ils ont été atténués d'un facteur 100 par l'atténuateur implanté sur la carte de test. Pour toutes les expérimentations suivantes, les amplificateurs n'ont été utilisés qu'au gain de 200 (un gain de 100 sur le préamplificateur et un gain de 2 sur l'AI), l'intérêt de ces expérimentations étant juste de montrer le comportement de la structure (le dysfonctionnement des sources de référence empêchant de relever les caractéristiques pour lesquelles les amplificateurs ont été dimensionnés).

Les figures 4.16, 4.17, 4.18 et 4.19 montrent le signal de sortie pour un déphasage allant de 0 à 180 ° (amplification de 2 sur l'AI, donc une amplification de 200 au total attendue). Sur ces quatre figures, le signal le plus haut (violet) est la sortie de l'amplificateur, les deux signaux du bas superposés (jaune et vert) sont respectivement les entrées non-inverseuse et inverseuse de l'amplificateur, et le signal intermédiaire est la différence entre les deux signaux d'entrée calculée par l'oscilloscope. Les signaux d'entrée ont été acquis avant l'atténuateur, leurs amplitudes étant difficilement visibles à l'oscilloscope après atténuation (le bruit thermique des résistances de l'atténuateur contribuant à noyer quelque peu le signal, après avoir vérifier l'amplitude des signaux atténués, nous avons poursuivi en faisant l'acquisition des signaux d'entrée avant l'atténuateur).

Le déphasage nul entre les signaux identiques d'entrée indique que l'amplificateur voit bien une différence nulle à amplifier.

Pour un déphasage entre les signaux d'entrée allant de 45 à 180 °, nous avons noté les résultats dans le tableau 4.1.

Comme nous l'écrivions au début de cette section, le gain obtenu n'est pas celui attendu (le gain est approximativement atténué d'un rapport 2,9), mais nous sommes tout de même heureux de le mesurer comme constant ($68,13 \approx 36,66$ dB). Nous pensons que ce décalage entre les gains attendus et mesurés est probablement lié aux oscillations des sources de

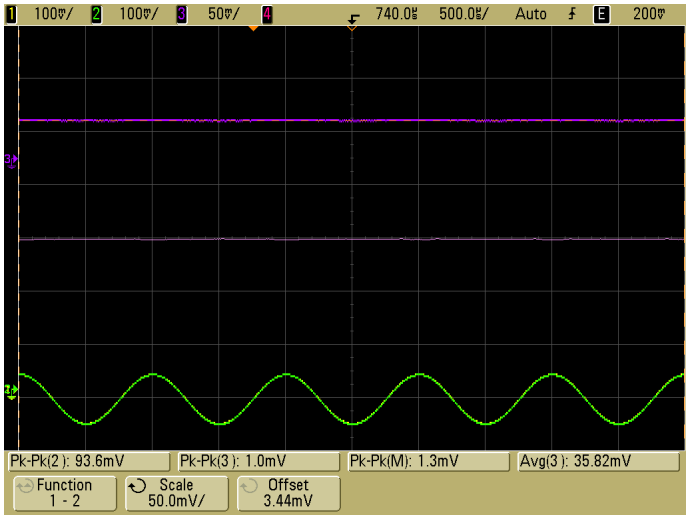


FIG. 4.16 – Amplification de la différence entre les mêmes signaux non déphasés.

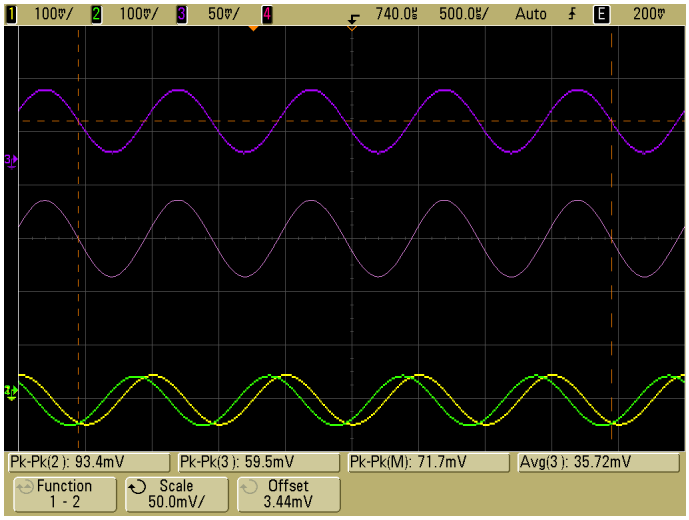


FIG. 4.17 – Amplification de la différence entre les mêmes signaux déphasés de 45 degrés.

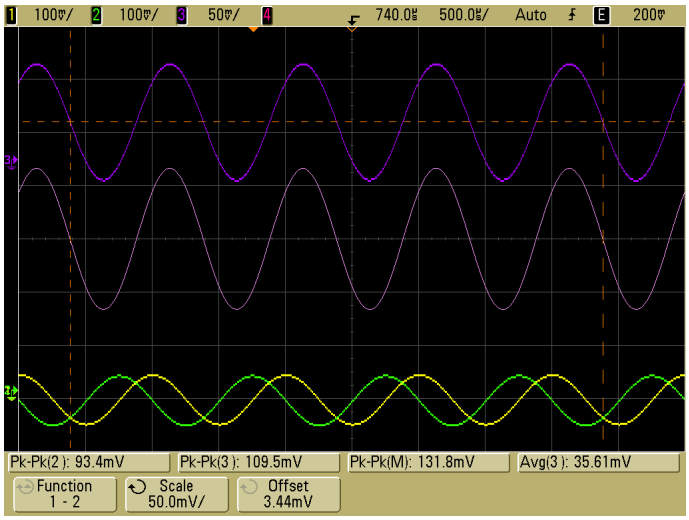


FIG. 4.18 – Amplification de la différence entre les mêmes signaux déphasés de 90 degrés.

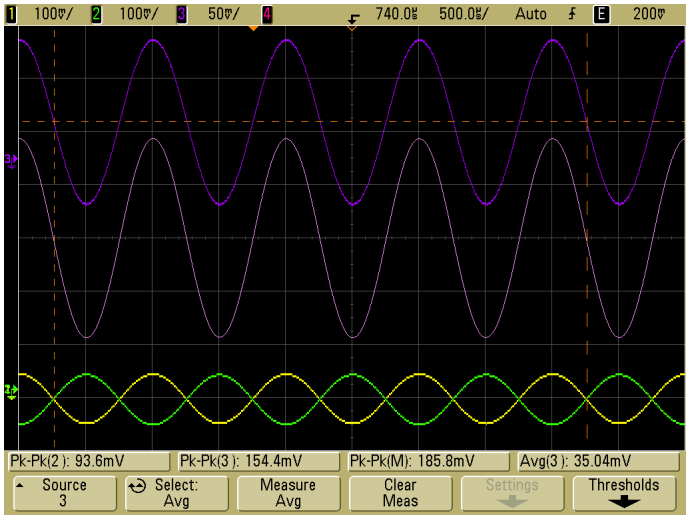


FIG. 4.19 – Amplification de la différence entre les mêmes signaux déphasés de 180 degrés.

Déphasage	Différence entre les signaux d'entrée	Signal de sortie	Gain
45 °	$71,7\,\mathrm{mV}$	$48,8\,\mathrm{mV}$	68,12
90 °	$131,8\,\mathrm{mV}$	$89,8\,\mathrm{mV}$	68,13
180 °	$185,8\,\mathrm{mV}$	$126,6\,\mathrm{mV}$	68,14

TAB. 4.1 – Signaux de sortie en fonction du déphasage des signaux d'entrée.

référence.

Nous avons également tracé le diagramme de bode du gain différentiel sur une gamme de fréquence allant de 1 Hz à 1 MHz (figure 4.20) ; ce diagramme nous confirme un gain différentiel à basses-fréquence de $36,66\,\mathrm{dB}$ et donne une fréquence de coupure de 350 kHz. Nous avions préalablement tracé la simulation de l'amplificateur complet pour ce gain (le gain valait $40,47\,\mathrm{dB}$ et la bande passante était de 240 kHz — figure 4.21).

La deuxième étape de cette campagne de tests réalisés sur l'amplificateur fut d'évaluer la fonctionnalité de moyenne pondérée. Afin d'évaluer cette fonctionnalité, la matrice de mélange des signaux U_{di} donnée en équation 3.38 a été réutilisée (nous la redonnons) :

$$\begin{pmatrix} U_m \\ U_{d1} \\ U_{d2} \\ U_{d3} \\ U_{d4} \\ U_{d5} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \end{pmatrix} \tag{4.1}$$

En calculant la matrice inverse de mélange, nous avons pu connaître les coefficients à appliquer sur chaque entrée de l'amplificateur pour nous remettre dans les mêmes conditions que celles utilisées pour les simulations présentées en section 3.1.8. Cette matrice inverse

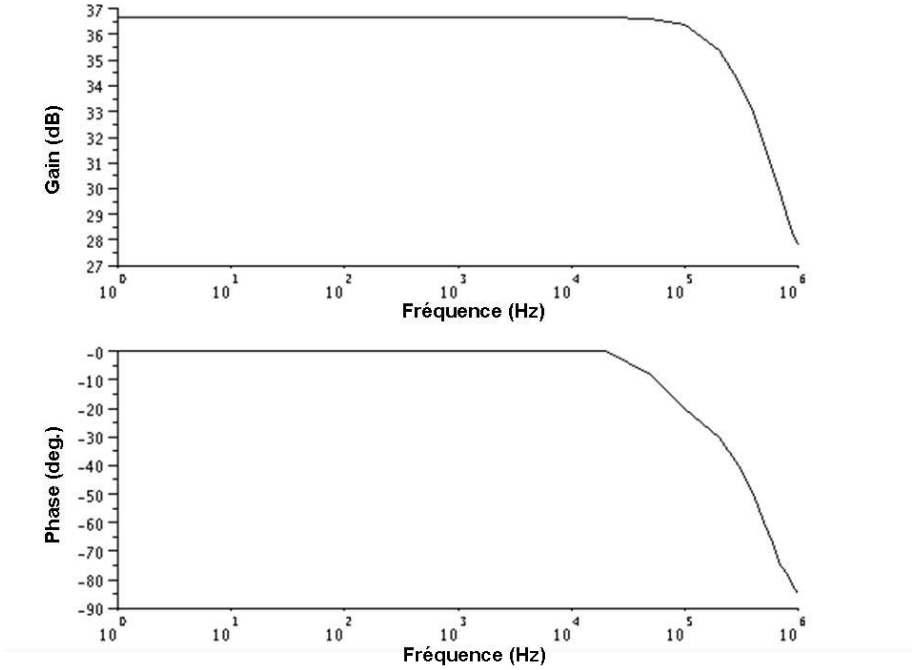


FIG. 4.20 – Diagramme de Bode du gain différentiel.

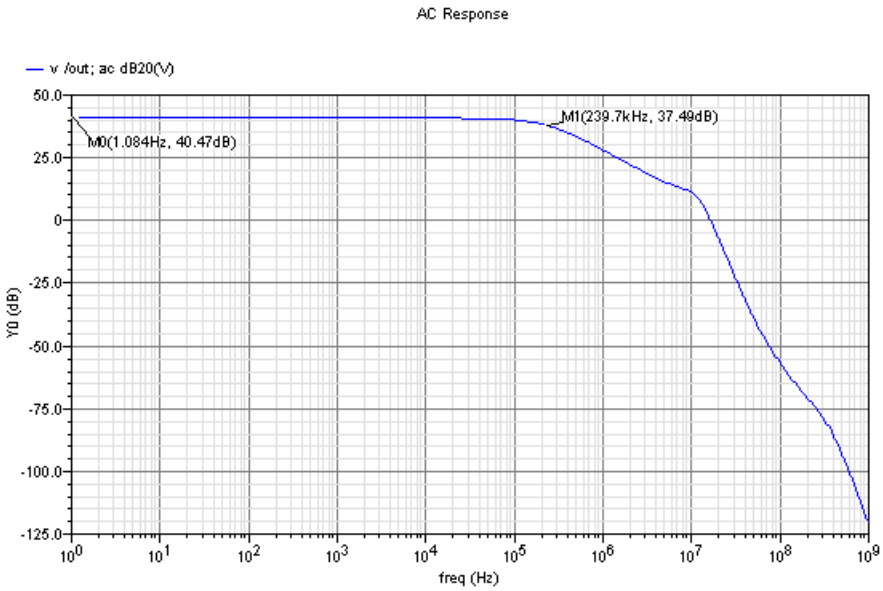


FIG. 4.21 – Simulation de l'expérience réalisée.

est donnée par l'équation 4.2.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -2 & 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -2 & 1 & -2 \\ 1 & -2 & 1 & 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 & 1 & 1 & -2 \\ 1 & -2 & 1 & -2 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_m \\ U_{d1} \\ U_{d2} \\ U_{d3} \\ U_{d4} \\ U_{d5} \end{pmatrix} \tag{4.2}$$

Ainsi, en utilisant par exemple un potentiel V pour U_{d1} tandis que tous les autres U_{di} restent à 0, il nous fallait mettre respectivement les entrées de l'amplificateur $V_{i;i\in[1;6]}$ à :

Entrées	Coefficient $\times V$
V_1	$1 \times V$
V_2	$1 \times V$
V_3	$1 \times V$
V_4	$-2 \times V$
V_5	$1 \times V$
V_6	$-2 \times V$

TAB. 4.2 – Coefficients à donner au potentiel V pour recréer la tension différentielle U_{d1}.

La réjection des signaux parasites a donc été évaluée avec le vecteur du tableau 4.2 en mesurant le diagramme de bode. La tension V était une sinusoïde de 40 mV d'amplitude et de fréquence 1 kHz. Nos résultats, illustrés par les figures 4.22 et 4.23 montrent que les harmoniques à 1 kHz ont bien été atténuées, cependant nous notons l'apparition d'une composante à 2 kHz (apparition que nous avons bien du mal à justifier).

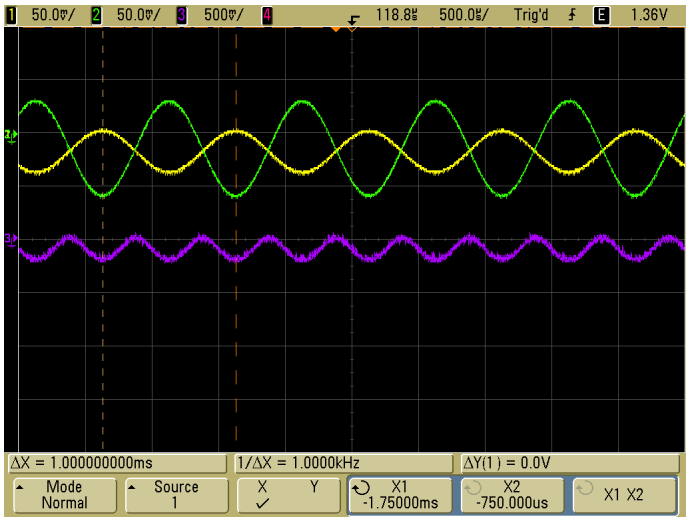


FIG. 4.22 – Atténuation du signal différentiel parasite U_{d1}(temporel).

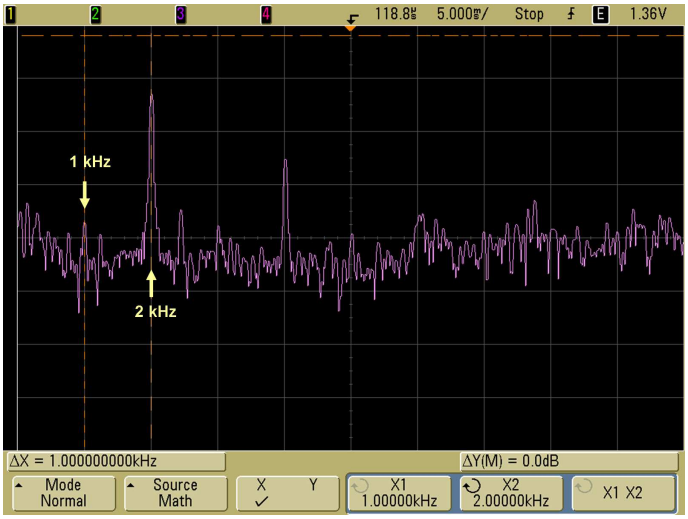


FIG. 4.23 – Atténuation du signal différentiel parasite U_{d1}(FFT).

Par ailleurs, pour un signal différentiel d'entrée sinusoïdal d'amplitude 40 mV et de fréquence 1 kHz (réparti en 1/3 et −2/3 pour respecter le vecteur du tableau 4.2), nous récupérons un signal de sortie de $57,1$ mV, soit une atténuation de 47,72 (en considérant le gain moyen de 68,13 que nous avons trouvé auparavant pour une amplification de 200 attendue), représentant une réjection de $33,57$ dB. Bien que nous attendions -62 dB, ce résultat reste très encourageant puisqu'avec des sources de références oscillantes, nous pouvons tout de même observer une réjection approchant les 35 dB(figure 4.24).

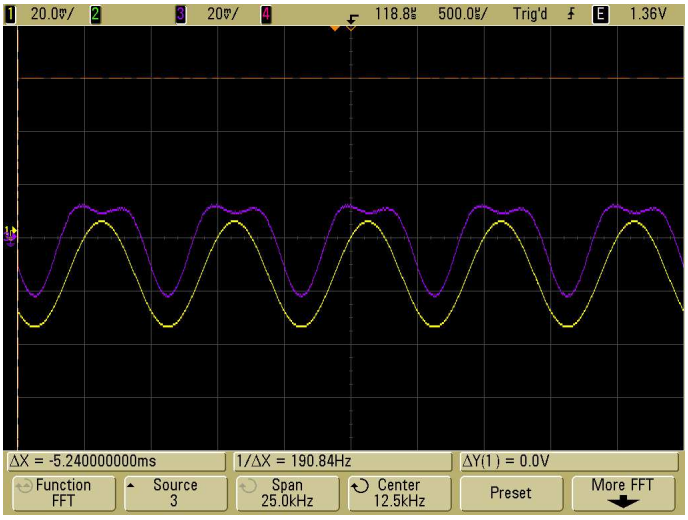


FIG. 4.24 – Réjection du signal parasite U_{d1}.

De même que nous l'avons fait pour le gain différentiel, nous avons tracé le diagramme de Bode pour observer la réjection des signaux parasites en fonction de la fréquence. Cette analyse indique, comme nous venons de le voir, une réjection de $-33,57$ dB à basse fréquence (figure 4.25). Il faut pourtant noter que nous ne nous attendions pas à ce que la réjection diminue au delà de 10 kHz. Cela n'est pas confirmé par notre diagramme de Bode,

cependant, la densité spectrale de puissance des ENG se situant entre 300 et 3 kHz, cette diminution n'est pas contraignante.

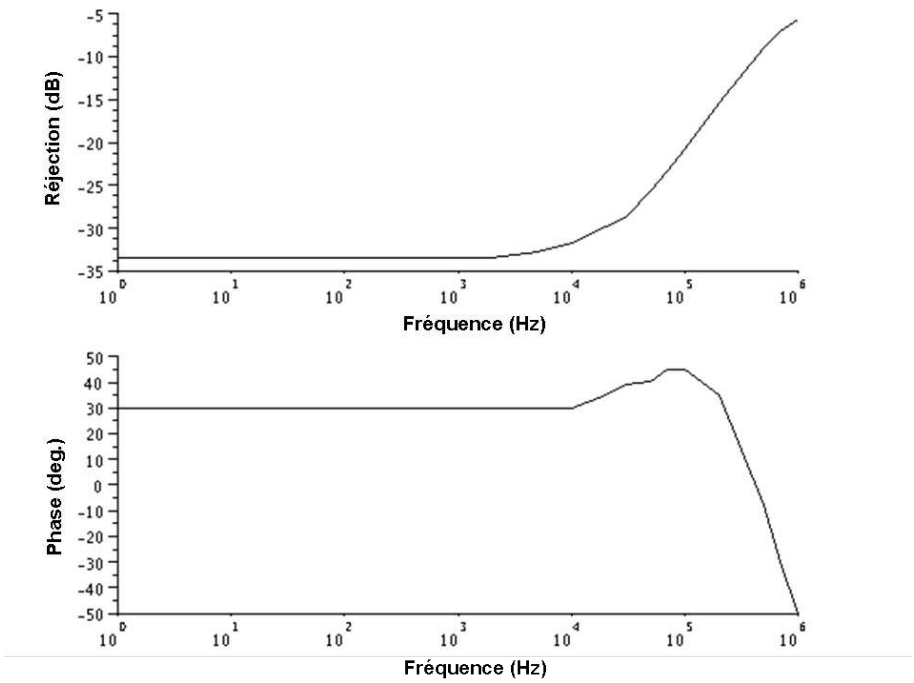


FIG. 4.25 – Diagramme de Bode de la réjection des signaux parasites.

Ces expérimentations nous ont donné des résultats encourageant quant à la fonctionnalité de moyenne pondérée des amplificateurs. Pour autant, un nouveau circuit devra être réalisé afin de pouvoir relever les caractéristiques que nous attendions sur ce premier circuit. Du point de vue de l'expérimentation animale, expérimentations que nous n'avons pas tenté avec des sources de référence oscillantes pour des raisons éthiques évidentes, nous avions prévu trois épreuves destinées à caractériser l'ensemble {électrode-amplificateurs}.

4.3 Expérimentations en perspective

Les expérimentations présentées ici concernent principalement les deux premières parties de notre chaîne d'acquisition que sont l'électrode et l'amplificateur. En effet, elles consistent à évaluer les critères de sensibilité et de séparabilité des ENG, ainsi que la réjection des composantes parasites de type EMG du couple {électrode - amplificateurs}.

4.3.1 Épreuve de sensibilité

La première expérimentation, l'épreuve de sensibilité, est une expérience ex-vivo strictement identique à celle menée avec les professeurs M. Vignes et S. Herbuté présentée en section 2.1.1. À partir d'un nerf vivant extrait (diamètre compris entre 1 mm et 3 mm) et conservé dans un bain de liquide physiologique, l'expérience se résume à stimuler le nerf

et à faire l'acquisition des signaux nerveux ainsi générés à partir de l'électrode cuff à distribution hexagonale. La difficulté principale de cette épreuve est d'arriver à différencier les signaux récupérés des artefacts de simulation. Ces test devraient fournir davantage de résultats concluants en stimulant le plus loin possible de l'électrode ; le problème revenant à être confronté à la physiologie de l'animal utilisé, et à fortiori, à la longueur du nerf sur lequel nous pourrions expérimenter (figure 4.26).

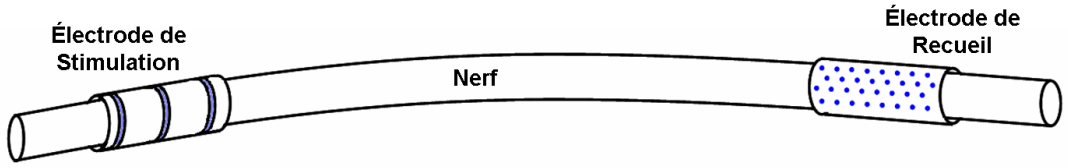


FIG. 4.26 – Épreuve de sensibilité.

4.3.2 Épreuve de séparabilité

L'épreuve de séparabilité est également ex-vivo. Cette expérience consiste à extraire un nerf (même diamètre que pour l'épreuve de sensibilité) présentant une ramification, et à stimuler de manière indépendante chaque branche de la ramification. Le but de cette épreuve est de montrer, à partir des enregistrements résultants, la capacité de l'électrode à différencier l'origine des stimulations. Les difficultés que présente cette épreuve sont d'une part de différencier les signaux récupérés des artefacts de simulation, et d'autre part, de parvenir à extraire un nerf présentant une ramification aux branches suffisamment longues pour permettre une pareille expérience (figure 4.27).

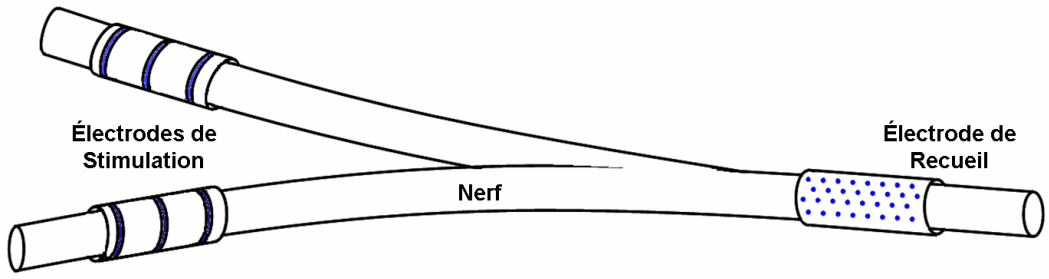


FIG. 4.27 – Épreuve de séparabilité.

4.3.3 Épreuve de réjection des signaux parasites

La dernière épreuve proposée est une expérience in vivo consistant à évaluer la réjection des signaux parasites du type EMG. Comme nous l'avons vu, les signaux EMG sont liés à l'activité musculaire. Il est donc évident que l'évaluation de la réjection de ces signaux

ne peut se faire sans une implantation dans le milieu physiologique. La difficulté pour cette expérience est de réussir une implantation stable, le moins invasive possible, qui puisse permettre à l'animal d'avoir une activité musculaire (figure 4.28). A ce stade, deux solutions sont possibles :

- les membres de l'animal peuvent être manipulés pour générer une activité musculaire artificielle (solution la plus simple),
- l'implantation peut se faire à plus long terme et l'activité musculaire sera authentique. Bien que plus intéressante, cette solution est quelque peu utopique car les matériaux utilisés pour fabriquer l'électrode ne sont pas suffisamment biocompatibles pour permettre une implantation à long terme (la surface des pôles de l'électrode sont en Or) ; de plus, l'animal implanté serait toujours connecté au système d'amplification.

FIG. 4.28 – Épreuve de réjection des signaux parasites.

4.4 Étude menée sur l'algorithme *FastICA*

Nous avons déjà évoqué les *ACI* et l'algorithme *FastICA* dans la section 1.2.3. Comme nous l'écrivions en conclusion de l'état de l'art, nous avons retenu les analyses en composantes indépendantes comme point de départ pour le développement de notre chaîne d'acquisition. L'algorithme *FastICA* ayant déjà été présenté par A. Hyvärinen et al. [HYV00], et étant un algorithme librement téléchargeable sur Internet (`http://www.cis.hut.fi/projects/ica/fastica/code/dlcode.html`) durant le temps de ce travail de recherche, nous avons essayé de le mettre superficiellement à l'épreuve (de vrais tests en profondeur nécessitant un temps à accorder à ce travail que nous n'avions pas).

4.4.1 Méthode *FastICA*

La méthode *FastICA* (*Fast Independent Component Analysis*) est basée sur le principe de l'algorithme d'apprentissage itératif à point fixé (*fixed point algorithm*), et est appli-

quée sur des mélanges de sources que nous pouvons, pour des raisons physiques, supposer mutuellement statistiquement indépendantes. Cette méthode est plus rapide que d'autres algorithmes d'*ACI* car elle nécessite un nombre moins élevé de paramètres devant être estimés pour la mise à jour de son algorithme. Afin de tester cet algorithme, nous avons effectué trois types de mélanges :

- mélange d'un signal sinusoïdal et d'un signal en "dents de scie",
- mélange d'un signal sinusoïdal, d'un signal en "dents de scie" et d'un signal tangente,
- mélange de deux signaux sonores.

Les signaux mélangés, et notamment les signaux sonores, ont été générés et enregistrés séparément dans des conditions d'enregistrement différentes ; nous vérifions ainsi l'hypothèse d'indépendance mutuelle des sources. Tous les mélanges ont été réalisés à l'aide de matrices de mélange à coefficients réels aléatoirement générés (l'intérêt d'un choix aléatoire de coefficients provenant du fait que rien ne nous informe sur la provenance des sources ou sur la distance les séparant des différents capteurs). Les premiers résultats de séparation de sources, pour lesquels nous avons tenté de séparer deux enregistrements issus des mélanges de deux sources (sinusoïdale et en "dents de scie"), n'ont pas fournis de signaux convenablement restitués ; les signaux traités n'étaient pas restitués dans le même ordre et nous observions des déphasages ainsi que des variations en amplitude entre les signaux sources et les signaux traités par l'algorithme ; ces différences étant probablement dues de notre part à un manque de maîtrise des paramètres de l'algorithme (figure 4.29 sur les trois premiers graphes).

Bien que nous n'étions pas sensés connaître les sources que nous cherchions à séparer, nous avons souhaité corriger les erreurs observées entre les signaux d'origine et les signaux traités par l'algorithme. Dans ce but, nous avons utilisé la puissance de l'erreur (exprimée par l'équation 4.3) pour définir le coefficient de correction.

$$\text{Puissance de l'erreur} = \int [\text{signal d'origine} - (\text{coefficient optimal} \times \text{signal récupéré})]^2 \tag{4.3}$$

L'utilisation de ce critère nous a ainsi permis de replacer dans le bon ordre les signaux traités, tout en corrigeant les problèmes de déphasage et d'amplitude entre les signaux sources et les signaux restitués par le calcul du coefficient optimal (figure 4.29 sur le dernier graphe). L'algorithme a séparé les deux sources en 1 s.

Nous avons poursuivi notre étude en tentant la séparation de trois signaux (sinusoïdal, en "dents de scie" et tangente). Le temps de calcul a été augmenté ($1,6$ s contre 1 s pour la séparation de deux sources) et l'ajout du nombre de sources à séparer semble entraîner une dégradation de plus en plus importante des signaux récupérés (figure 4.30).

Nous avons ensuite chercher à respecter un peu plus les conditions d'utilisation d'un algorithme *ICA* en ayant un nombre d'enregistrements supérieur à celui des sources à séparer. Pour ce faire, nous avons créé trois signaux mélangés à partir de deux signaux sources (sinusoïdal et "dent de scie"). Les résultats obtenus (figure 4.31) donnent une meilleure restitution des signaux sources que celle obtenue lors du premier essai (séparation des mêmes

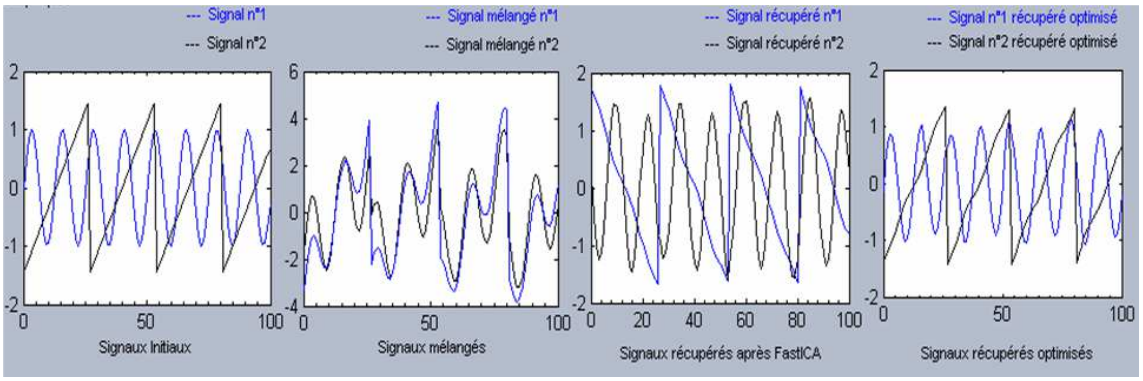


FIG. 4.29 – Premiers résultats donnés par l'algorithme *FastICA* ; résultats bruts, puis corrigés.

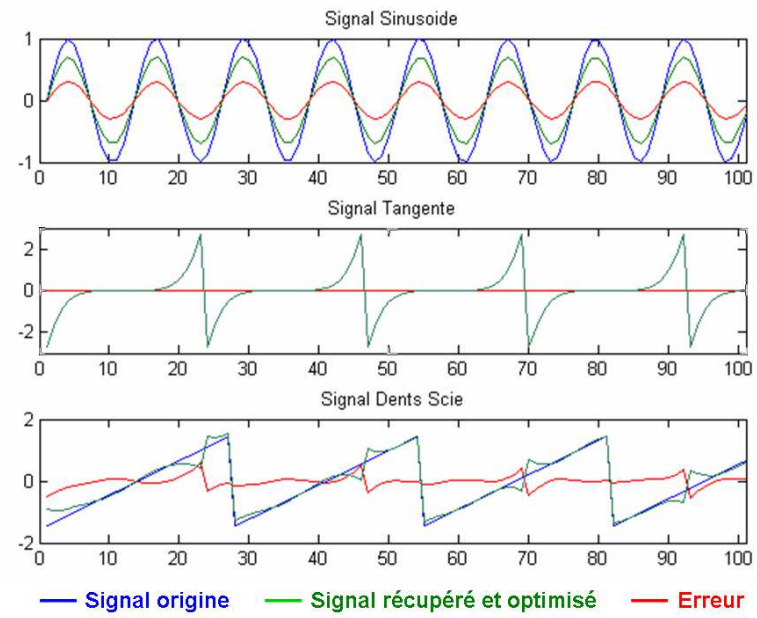


FIG. 4.30 – Séparation de trois signaux (sinusoïdal, "dents de scie" et tangente).

sources à partir de deux enregistrements — figure 4.29).

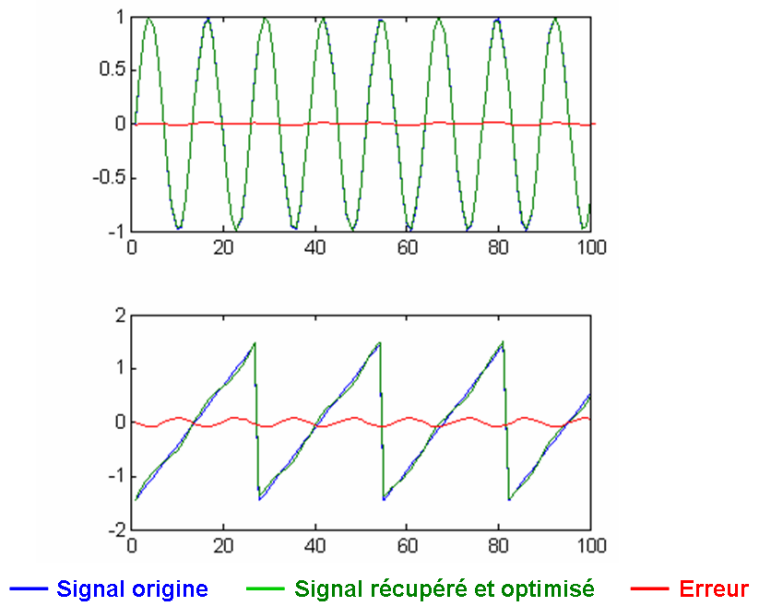


FIG. 4.31 – Séparationde deux signaux (sinusoïdal et “dents de scie”) à partir de trois enregistrements.

Pour finir, nous avons enregistré deux signaux vocaux que nous avons par la suite mélangés. Cette dernière séparation s’est avérée concluante avec une erreur quasiment nulle (figure 4.32). De plus, les signaux vocaux étant des signaux plus complexes que les signaux de type sinusoïdal, en “dents de scie” ou tangente, nous nous attendions à un temps de calcul supérieur à celui obtenu ($\approx 2\,\mathrm{s}$).

Les résultats obtenus en termes de séparabilité des signaux sources et de temps de calculs avec l’algorithme *FastICA* sont encourageants. Pour autant, et cela nécessiterait un travail de recherche plus complet sur la question, il nous faudrait davantage de recul pour maîtriser cet outil auquel nous avons dû apporter quelques corrections pour retrouver les signaux sources séparés. Les essais menés ici en surface ne peuvent permettre de conclure pour l’instant quant à une validation effective de cet algorithme, ils avaient juste pour but de nous faire une idée, même approximative, de son intérêt pour le traitement de séparation des signaux nerveux. L’expérience devra être approfondie à partir de signaux nerveux (enregistrés dans un voisinage proche et à l’aide de plusieurs électrodes ; signaux que nous possédions pas lors de ces tests) pour pouvoir valider cet algorithme dans notre contexte de travail.

4.5 Conclusion

La mesure d’impédance réalisée sur les pôles de l’électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale nous ont montré que cette impédance est faible devant celle de l’entrée de

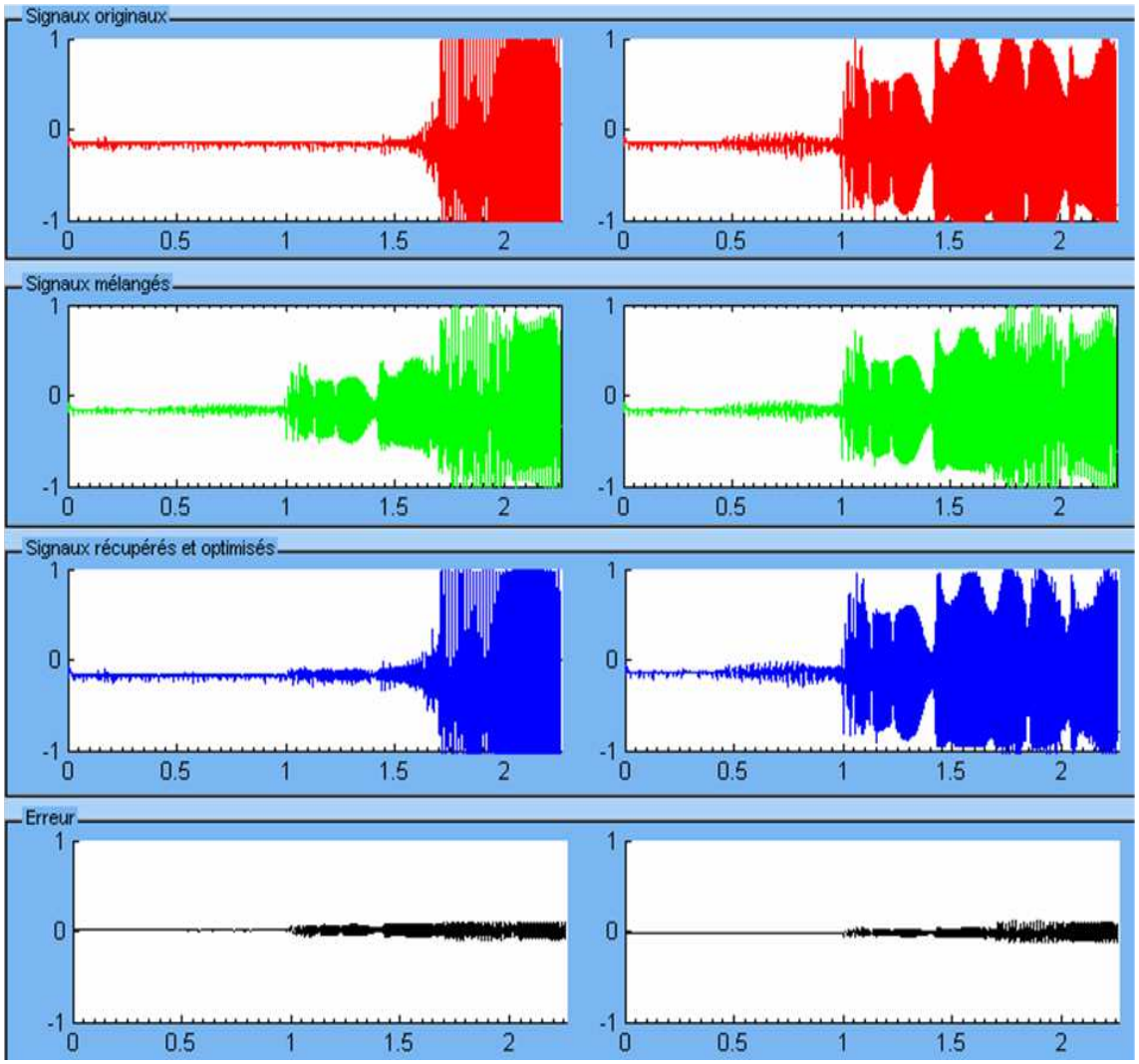


FIG. 4.32 – Séparation de signaux vocaux.

l'amplificateur. Les résultats obtenus sur l'amplificateur, bien que dégradés par l'oscillation des sources de référence, restent encourageants et nous laissent penser qu'un nouveau circuit, réalisé notamment avec le préamplificateur présenté en section 3.1.10 ainsi qu'avec des sources de référence stables, nous permettra de poursuivre et compléter ce travail de recherche.

Conclusion générale et perspectives

Les progrès techniques réalisés dans le domaine des implants médicaux proposent, d'années en années, davantage de solutions aux personnes souffrant de pathologies diverses. À ce titre, la stimulation électrique fonctionnelle permet déjà d'améliorer la vie de patients atteints de surdité ou encore d'incontinence urinaire. Cependant, comme pour tout système contrôlé, une régulation permettrait une optimisation des stimulations électriques et avec elle, la possibilité d'élargir le champs des applications de cette technique. Parvenir à recueillir les influx sensoriels revient à connaître des informations telles que la posture du corps (liée aux pressions ressenties par les propriocepteurs), la douleur, l'imminence d'une crise d'épilepsie, la détection d'une vessie pleine, ou encore certains déséquilibres de l'homéostasie.

Ce travail de thèse s'inscrit dans le domaine de l'acquisition des signaux neurophysiologiques sensoriels, dans le but de contrôler un système de stimulation électrique fonctionnelle en boucle fermée. Plusieurs équipes de recherche travaillent depuis plus de vingt ans à cet aspect des neurosciences et, avec l'aide de la microélectronique, des capteurs peuvent aujourd'hui être développés et implantés avec toute leur chaîne de traitement. Notre travail de recherche s'est donc porté sur le développement d'un dispositif de recueil d'influx sensoriels comportant une électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale, ainsi qu'un amplificateur adapté, calculant une moyenne pondérée des signaux enregistrés permettant d'atténuer l'impact des signaux parasites liés à l'activité musculaire.

Le premier chapitre de ce manuscrit de thèse a présenté l'état de l'art du domaine du recueil des influx nerveux ainsi qu'une introduction à la physiologie et à l'anatomie du système nerveux. Les second et troisième chapitres ont respectivement traités du développement de l'électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale et de l'amplificateur à calcul de moyenne pondérée pour la réjection des signaux parasites. Enfin, le quatrième et dernier chapitre a donné les résultats auxquels nous avons pu aboutir.

Au cours de cette thèse, l'avancée de nos travaux a été ralentie par un dysfonctionnement de l'amplificateur ; problème induit par des sources de référence instables. Pourtant, les premiers résultats de cette étude sur la fonctionnalité de notre amplificateur sont encourageants et incitent au développement d'un second circuit d'amplification. Nous proposons par ailleurs un nouvel étage d'entrée offrant un calcul de la moyenne pondérée sur une plage de tension d'entrée plus large que celle du premier amplificateur. Les sources de référence ont été revues puis corrigées, et sont prêtes pour cette nouvelle version de notre

circuit d'amplification. L'électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale donne théoriquement une meilleure sensibilité interne ainsi qu'une meilleure réjection des signaux parasites extérieurs qu'une électrode cuff tripolaire classique. À cause du dysfonctionnement de l'amplificateur, cette électrode n'a pu être testée en expérimentation sur animal, mais nous avons tout de même présenté les trois protocoles que nous avions prévus ; ces protocoles restent pertinents pour une campagne d'expérimentations lorsque le second circuit d'amplification sera disponible.

Nous laissons deux grands points en perspectives de cette thèse qui nous apparaissent comme incontournables pour l'avenir de ce travail de recherche. Le premier concerne bien sûr le traitement du signal qui nécessite une validation des analyses en composantes indépendantes ou, selon les résultats, imposera de proposer un autre traitement du signal adéquat. Ensuite, si au cours du temps, l'impédance des différents pôles de l'électrode change, un circuit de régulation sur l'amplification permettra de compenser les éventuels décalages enregistrés ; ce système pourrait s'inspirer de celui développé par A. Demosthenous et al. ([DEM05]) en régulant les six sources de courants de polarisation du nouvel étage d'entrée proposé. Un troisième point peut être ajouté concernant l'observabilité des signaux en phase de test du circuit. En effet, l'ajout de plots de sortie, dans la mesure ou la couronne des plots d'entrées-sorties le permet, permettrait de visualiser les signaux intermédiaires entre les préamplificateurs et les amplificateurs d'instrumentation ; ces plots auraient été d'une grande utilité sur ce premier circuit.

Nous tenions également à laisser une réflexion qui, ne trouvant pas sa place dans la rédaction de cette thèse, se retrouve dans ce paragraphe conclusif. Les fascicules afférents et efférents possèdent respectivement des couleurs de surface permettant leur distinction (rose/jaune pour les afférents et blanc pour les efférents). Au cours de quelques échanges avec le Professeur en médecine et chirurgien gynécologique Marc Possover, nous avons discuté de la possibilité d'inciser l'épinèvre d'un nerf spinal pour suturer des électrodes de type cuff directement sur le périnèvre des fascicules, puis de refermer l'épinèvre en laissant les électrodes sur site sans que cela n'étouffe les fascicules. Selon le Pr Possover, cette opération serait possible sur les nerfs fémoral et sciatique ainsi que sur les racines sacrées S1, S2 et peut-être S3. Ainsi, ce type d'implantation permettrait de stimuler ou de faire du recueil sur des fascicules uniquement efférents ou afférents, simplifiant considérablement le traitement et l'interprétation des signaux, puisque les influx circuleraient tous dans le même sens. Les électrodes cuff multipolaires à distribution hexagonale seraient, pour ce type d'implantation, d'une grande utilité, car situées sur des racines de grandes sections, les fascicules regrouperont de nombreuses fibres qui se sépareront aux diverses ramifications des nerfs spinaux ; la séparation de sources proposée à l'aide de notre dispositif d'acquisition de signaux neurophysiologiques sensoriels permettra ainsi d'obtenir des images plus précises de l'activité nerveuse que celles enregistrées jusque là avec des électrodes de type cuff tripolaire. Cette dernière réflexion nous permet de souligner l'intérêt majeur de l'échange entre les différents protagonistes du domaine médical.

Le recueil des informations neurophysiologiques sensorielles prendra, dans l'avenir, une

part croissante et complémentaire de la stimulation électrique fonctionnelle sur voies nerveuses. L'objectif de cette thèse était de proposer une solution originale pour l'acquisition de signaux physiologiques. Nous avons partiellement atteint notre objectif en proposant les deux premiers étages (électrode de recueil et système d'amplification adapté) d'une chaîne d'acquisition permettant de réaliser, en même temps, les enregistrements de l'activité d'un nerf sur plusieurs canaux parallèles. Nous avons laissé nos perspectives pour la continuité de ce travail de recherche et qui devraient mener à la réussite complète de nos objectifs initiaux, c'est-à-dire, réaliser l'acquisition de signaux neurophysiologiques sensoriels permettant de contrôler un système de stimulation électrique fonctionnelle en boucle fermée.

Bibliographie

[AND02] L.N.S. Andreasen and J. J. Struijk, *Signal Strength Versus Cuff Length in Nerve Cuff Electrode Recordings*, IEEE Trans. On Biomed Eng, vol49 n° 9 ; September 2002.

[AND03] L. N. S. Andreasen and J. J. Struijk, *Skin Contact Forces Extracted From Human Nerve Signals - A Possible Feedback Signal for FES - Aided Control of Standing*, IEEE Trans. On Biomed Eng, vol50 n° 12 ; December 2003.

[CAV03] E. Cavallaro, S. Micera, P. Dario, W. Jensen and T. Sinkjaer, *On the Intersubject Generalization Ability in Extracting Kinematic Information From Afferent Nervous Signals*, IEEE Trans. On Biomed Eng, vol50 n° 9 ; September 2003.

[CHO07] C. Choi, J. Carpaneto, N. Lago, J. Kim, P. Dario, X. Navarro and S. Micera, *Classification of Afferent Signals Recorded with a Single Cuff Electrode*, Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS ; Cité internationale, Lyon, France, August 23-26, 2007.

[CRA99] M-A. Crampon, *Conception et réalisation d'électrodes neuronales dédiées à des stimulateurs électroniques implantables*, Mémoire de maitrise ès sciences appliquées, génie électrique, École Polytechnique de Montréal, Mars 1999.

[DEM05] A. Demosthenous and I. Triantis, *An Adaptive ENG Amplifier for Tripolar Cuff Electrodes*, IEEE Journal of solid-state circuits, vol 40 n° 2 ; February 2005.

[DJI06] M. Djilas, C. Azevedo Coste, K. Yoshida, and G. Cathébras, *Interpretation of ENG signal for FES closed-loop control*, IFESSŠ06 : 11th Annual Conference of the International Functional Electrical Stimulation Society, Miyagi-Zao, Japan, 12-15 Sep. 2006, pp.85Ű87.

[DJI07] M. Djilas, K. Yoshida, M. Kurstjens and C. Azevedo-Coste, *Improving the signal-to-noise ratio in recordings with thin-film longitudinal intra-fascicular electrodes using shielding cuffs*, Neural Engineering, 2007. CNE '07. 3rd International IEEE/EMBS Conference on 2-5 May 2007 Page(s) :167 - 170.

[DJI08] M. Djilas, *Interpretation of sensory information from skeletal muscle receptors for external control*, Thèse de doctorat des systèmes automatiques et microélectroniques ; soutenue le 13 Octobre 2008.

[ENZ96] C. C. Enz and G. C. Temes, *Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections : autozeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization*, Proceedings of the IEEE, vol. 84, n° 11, November 1996.

[FIO03] L. Fiore, W. Lorenzetti, G. Ratti and L. Geppetti, *Fractionated analysis of paired-electrode nerve recordings*, Journal of neuroscience Methods 131, 185-194 ; 2003.

[GIR07] H. H. Girault, *Électrochimie physique et analytique*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2007.

[GOO91] E. V. Goodall, T. M. Lefurge and K. W. Horch, *Information Contained in Sensory Nerve Recordings Made with Intrafascicular Electrodes*, IEEE Trans On Biomedical Eng, vol 38 n° 9 ; September 1991.

[GOR80] T. Gordon, J. A. Hoffer, J. Jhamandas and R. B. Stein, *Long-term effects of axotomy on neural activity during cat locomotion*, J. Physiol., vol. 303, pp. 159-165 ; 1980.

[HAN02] M. Hansen, M. K. Haugland, T. Sinkjaer and N. Donaldson, *Real Time Foot Drop Correction Using Machine Learning and Natural Sensors*, International Neuromodulation Society Neuromodulation, vol 5 n° 1 ; 2002.

[HAN03] M. Hansen, M. K. Haugland and F. Sepulveda, *Feasibility of Using Peroneal Nerve Recordings for Deriving Stimulation Timing in a Foot Drop Correction System*, International Neuromodulation Society Neuromodulation, vol 6 n° 1 ; 2003.

[HAR04] A. Harb, *Conception, réalisation et tests d'une interface intégrée pour l'acquisition et l'analyse des signaux nerveux*, Thèse de doctorat génie électrique ; soutenue en Mai 2004.

[HAU94] M. K. Haugland, J. A. Hoffer and T. Sinkjaer, *Skin Contact Force Information in Sensory Nerve Signals Recorded by Implanted Cuff Electrodes*, IEEE Trans. On Rehab. Eng., vol 2 n° 1 ; March 1994.

[HOF74] J. A. Hoffer, W. B. Marks, and W. Z. Rymer, *Nerve fiber activity during normal movements*, Soc. Neurosci., vol. 4, p.300, 1974.

[HOF75] J. Hoffer, *Long-term peripheral nerve activity during behavior in the rabbit : The control of locomotion*, University Microfilms, Ann Arbor, MI, Publication n° 76-8530, 1975.

[HUD59] D. H. Hudel, *Single Unit Activity in Striate Cortex of Unrestrained cats*, Journal of Physiol. (London) ; Vol.147, pp. 226-238 ; 1959.

[HYV00] A. Hyvärinen and E. Oja, *Independant Component Analysis : Algorithms and Applications*, Neural Networks Research Centre ; Helsinki University of Technology ; P.O. Box 5400, FIN-02015 HUT, Finland ; Neural Networks, 13(4-5) :411-430, 2000.

[JEN02] W. Jensen, T. Sinkjaer and F. Sepulveda, *Improving Signal Reliability for On-Line Joint Angle Estimation From Nerve Cuff Recordings of Muscle Afferents*, IEEE Trans. On Neural Systems and Rehabilitation Eng, vol 10 n° 3 ; September 2002.

[JEZ97] S. Jezernik, J. Wen, N. J. Rijkhoff, M. Haugland, J. C. Djurhuus and T. Sinkjear, *Whole Nerve Cuff Recordings From Nerves Innervating the urinary bladder*, Journal of Physiol. (London) ; IFESS and NP ; pp. 45-46 ; 1997.

[JEZ99] S. Jezernik, *Wiener Filtering and Classification of Neurographics Recordings*, Proceedings of the first joint BMES/EMBS Conference Serving Humanity, Advancing Technology ; Atlanta, GA, USA ; 13 - 16 October 1999.

[JOH97] D. A. Johns and K. Martin, *Analog integrated circuit design*, John Wiley & Sons ; New York ; 1997.

[KAW04] T. Kawada, C. Zheng, S. Tanabe, T. Uemura, K. Sunagawa and M. Sugimachi, *A sieve electrode as a potential autonomic neural interface for bionic medicine*, Engineering in Medicine and Biology Society, 2004. IEMBS '04. 26th Annual International Conference of the IEEE Volume 2, 1-5 Sept. 2004 Page(s) :4318 - 4321.

[KIM03] K. H. Kim and S. J. Kim, *A Wavelet-Based Method for Action Potential Detection From Extracellular Neural Signal Recording With Low Signal-to-Noise Ration*, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 50 n° 8, August 2003.

[MIR94] K. Mirfakhraei and K. Horch, *Classification of Action Potentials in Multi-Unit Intrafascicular Recordings Using Neural Network Pattern-Recognition Techniques*, IEEE Trans On Biomedical Eng, vol 41 n° 1 ; January 1994.

[NAK99] H. Nakatani, T. Watanabe, S. Ohba, R. Futami, N. Hoshimiya and Y. Handa, *Classification of Action Potentials Recorded from Peripheral Nerves with Cuff Electrodes*, Proceedings of the first joint BMES/EMBS Conference Serving Humanity, Advancing Technology ; Atlanta, GA, USA ; 13 - 16 October 1999.

[RIE04] R. Rieger, J. Taylor, E. Comi, N. Donaldson, M. Russold, C.M.O. Mathony, J.A. McLaughlin, E. McAdams, A. Demosthenous and J.C. Jarvis, *Experimental determination of compound action potential direction and propagation velocity from multi-electrode nerve cuffs*, Medical Engineering & Physics 26, pp 531-534 ; 2004.

[RIE06] R. Rieger, M. Schuettler, D. Pal, C. Clarke, P. Langlois, J. Taylor and N. Donaldson, *Very Low-Noise ENG Amplifier System Using CMOS Technology*, IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, vol. 14 n° 4, December 2006.

[RIS96] R. Riso and C. Pflaum, *Performance of alternative amplifier configurations for tripolar nerve cuff recorded ENG*, in IEEE-EMBS Annual Meeting, Amsterdam, Oct. 31-Nov. 4, 1996.

[SLO96] P. J. Slot, R. Riso and T. Sinkjaer, *Time-Frequency Analysis of Mechanically Evoked ENG*, 18th Annual International Conference of the IEEE Eng. In Medicine and Biology Society ; Amsterdam ; 5.7.5 : Nerve and Muscle Action Potentials ; 1996.

[STE71] R. B. Stein and K. G. Pearson, *Predicted amplitude and form of action potentials recorded from unmyelinated nerve fibers*, J. Theor. Biol., vol. 32, pp 539-558, 1971.

[STE75] R. Stein, C. Davis, J. Jhamandas, A. Mannard and T. Nichols, *Principles underlying new methods for chronic neural recording*, J. Can. Sci. Neurol., vol. 2, pp. 235-244, 1975.

[STE80] R. B. Stein, *Nerve and Muscle*, Plenum Press, 1980, p.81.

[STR95a] J. J. Struijk and M Thomsen, *Tripolar Nerve Cuff Recording : Stimulus Artefact, EMG and the Recorded Nerve Signal*, IEEE-EMBC and CMBEC, Theme 5 : Neuromuscular Systems/Biomech, 1995.

[STR95b] K. D. Strange and J. A. Hoffer, *Using Cutaneous Neural Signals to Predict Cat Forelimb Muscle Activity During Walking*, IEEE ; 1995.

[TAY04] J. Taylor, N. Donaldson and J. Winter, *Multiple-electrode nerve cuffs for low-velocity and velocity-selective neural recording*, Med. Biol. Eng. Comput. 42, pp 634-643 ; 2004.

[TAY06] J. Taylor, D. Masanotti, V. Seetohul and S. Hao, *Some Recent Developements in the Design of Biopotential Amplifiers for ENG Recordings Systems*, IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, APCCAS 2006, 4-7 Dec. 2006 Page(s) :486 - 489.

[TEC05] J-D. Techer, *Conception d'un stimulateur implantale dédié à la stimulation électrique fonctionnelle*, Thèse de doctorat des systèmes automatiques et microélectroniques ; soutenue le 09 Novembre 2005.

[TES04] W. Tesfayesus, P. Yoo, M. Moffitt and D. M. Durand, *Blind Source Separation of Nerve Cuff Recordings*, Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS ; San Francisco, CA, USA ; September 1-5 2004.

[YOS96] K. Yoshida and K. Horch, *Closed-Loop Control of Ankle Position Using Muscle Afferent Feedback with Functional Neuromuscular Stimulation*, IEEE Trans On Biomedical Eng. ; February 1996.

Références relative à l'étude

Conférences Internationales

L. Gouyet, G. Cathébras, S. Bernard, F. Soulier, D. Guiraud et Y. Bertrand, "Low-noise Averaging Amplifier Dedicated to ENG Recording with Hexagonal Cuff Electrode", International IEEE NEWCAS-TAISA conference 2008 (22- 25 Jun 08 - Montréal Québec Canada).

F. Soulier, L. Gouyet, G. Cathébras, S. Bernard, D. Guiraud and Y. Bertrand, "Considerations on improving the Design of Cuff Electrode for ENG Recording", Biodevices 2008 International Conference on Biomedical Electronics and Devices (Jan 08 - Funchal Madeira Portugal).

S. Bernard, L. Gouyet, G. Cathébras, F. Soulier, D. Guiraud and Y. Bertrand, "Low-noise ASIC and New Layout of Multipolar Electrode for both High ENG Selectivity and Parasitic Signal Rejection", 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (Dec 07 - Marrakech Maroc) Papier invité.

L. Gouyet, G. Cathébras, S. Bernard, D. Guiraud and Y. Bertrand, "A new Configuration of Multipolar Cuff Electrode and Dedicated IC for Afferent Signal Recording", 3rd International IEEE EMBS Conference on Neural Engineering (May 2007 - Kohala Coast Hawaii).

Workshop international

L. Gouyet, G. Cathébras, S. Bernard, D. Guiraud and Y. Bertrand, "A Cuff Electrode dedicated to ENG Recording with Multipolar Configuration for both Efficient Sensitivity and High Rejection of EMG Parasitic Signals", 9th Vienna International Workshop on Functional Electrical Stimulation (Sept 07 - Vienna Austria).

Publications en revues

F. Soulier, L. Gouyet, G. Cathébras, S. Bernard, D. Guiraud and Y. Bertrand, "Multipolar Electrode and Preamplifier Design for ENG-Signal Acquisition", Best papers of Biomedical Engineering Systems and Technologies ; Springer (2008).

L. Gouyet, G. Cathébras, S. Bernard, D. Guiraud and Y. Bertrand, "A New Layout

of Multipolar Recording Cuff Electrode for High Electroneurograms Spatial Selectivity", Artificial Organs, August 2007, Vol 31 n° 8, Abstract 17.

Conférences Nationales

L. Gouyet, G. Cathébras, S. Bernard et Y. Bertrand, "Nouvelle Configuration d'Electrode Cuff et Système d'Amplification Adapté", Premier Colloque National du GDR SOC-SIP , Paris, France, Juin 2007.

L. Gouyet, G. Cathébras, S. Bernard et Y. Bertrand, "Dispositif pour l'acquisition de signaux physiologiques nerveux", Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique, Lille, 14, 15 et 16 Mai 2007.

Liste des figures

1 Structure générale d'une chaîne d'acquisition. 10

1.1 Neurone. 16
1.2 Différence de potentiels membranaires. 18
1.3 Fonctionnement du neurone. 19
1.4 Potentiel d'action. 20
1.5 Sens de conduction des potentiels d'action. 21
1.6 Conduction saltatoire sur un axone myélinisé. 22
1.7 Structure d'un nerf. 23
1.8 Vue microscopique du nerf. 23
1.9 Coupe transversale de la moëlle épinière. 24
1.10 Électrode de stimulation en cerveau profond. 24
1.11 Électrode cuff tripolaire. 26
1.12 Électrode cuff hélicoïdale (Huntingdon). 26
1.13 Électrode cuff à chambres. 26
1.14 Modèle électrique à base d'impédances équivalentes de l'électrode cuff. . . . 28
1.15 Amplitude normalisée en fonction de la longueur de l'électrode cuff (PAFU : Potentiel d'Action sur Fibre Unique)[AND02]. 29
1.16 Longueur de l'électrode cuff en fonction de la valeur RMS enregistrée [AND02]. 30
1.17 Structure Quasi-tripole. 31
1.18 Structure True-Tripole. 31
1.19 Structure adaptive tripole. 32
1.20 Électrode intrafasciculaire. 33
1.21 Électrode sieve. 33
1.22 Densité spectrale de puissance des ENG [HAU94]. 34
1.23 Déformation de la peau, ENG, et RBI en fonction de la force [HAU94]. . . . 37
1.24 RBI en fonction de la vitesse d'application de la force [HAU94]. 39
1.25 RBI en fonction de l'amplitude de la force [HAU94]. 39
1.26 Déformation de la peau et ENG [HAU94]. 46
1.27 RBI en fonction de plusieurs types de forces [HAU94]. 47
1.28 Ondelettes mères biphasique et triphasique. 47
1.29 Technique de différentiation des fibres afférentes et efférentes. 48

1.30 Électrode FINE. 48
1.31 Séparation des signaux de chaque fascicule [TES04]. 48
1.32 Modèle d'Électrode cuff tripolaire. 48

2.1 Électrode AYANDA MEA60 100 Au ; a) photographie ; b) dessin de la matrice. 50
2.2 Photographies de l'expérimentation : a) extraction du nerf ; b) nerf non nettoyé ; c) et d) nerf au fond de la cuve durant l'expérience (vues macroscopique et microscopique). 51
2.3 Profil de la stimulation biphasique appliquée 51
2.4 Enregistrements à la 100e stimulation 52
2.5 Enregistrements à la 200e stimulation 53
2.6 Enregistrements des électrodes 31, 32, 33, 41, 42, 43, 51, 52 et 53 avant (a) et après (b) ajout du TTX. 53
2.7 Traces de l'influx nerveux en fonction du temps au cours de l'expérience (électrode 53) 54
2.8 Décroissance du potentiel avec la distance. 56
2.9 Pavages réguliers dans le plan. 56
2.10 Graphe de m(n). 57
2.11 Motifs triangulaire, carré et hexagonal. 58
2.12 Modèle utilisé pour l'étude comparative 59
2.13 Modèle de description du potentiel d'action. 60
2.14 Courbes des équipotentielles du potentiel d'action. 62
2.15 Repère Oxyz des électrodes. 63
2.16 Motifs triangulaire, carré 1, carré 2 et hexagonal. 64
2.17 Sensibilités longitudinale (a), radiale (b) et transversale (c). 64
2.18 Sensibilité triangulaire (a), carré 1 (b), carré 2 (c) et hexagonale (d). 65
2.19 Comportement des électrodes à motifs hexagonal et triangulaire. 65
2.20 Électrodes étudiées. 66
2.21 Sensibilité radiale des électrodes étudiées. 67
2.22 Sensibilités longitudinales (centre, 50 % R, 75 % R et 90 % R). 68
2.23 Sensibilité relative externe le long de Ox et Oz. 69
2.24 Sensibilité relative externe le long de l'axe Oy. 70
2.25 Dimensions de la zone de recueil de l'électrode fabriquée. 71
2.26 Dimensions de l'électrode fabriquée. 71
2.27 Électrode fabriquée. 71

3.1 Différenciateur. 74
3.2 Schéma du préamplificateur. 75
3.3 Schéma et modèle petits-signaux pour une structure ramenée à deux entrées inverseuses. 75
3.4 Exemple de structure de compensation de mode commun. 78

3.5 Préamplificateur avec deux diodes en parallèle sur les charges actives. 78
3.6 Transistor monté en diode ; a) schéma ; b) modèle petit-signal. 79
3.7 Miroir de courant. 80
3.8 Miroir de courant cascodé. 80
3.9 Miroir de courant cascodé à large excursion. 81
3.10 Structure d'Autozero. 82
3.11 Structure d'une Chopper Stabilization. 83
3.12 Cellule de Gilbert. 84
3.13 Structure utilisée pour le dimensionnement. 86
3.14 Fonction de transfert en fréquence du préamplificateur. 89
3.15 Résultats de l'analyse des pires cas. 89
3.16 Analyse de Monte-Carlo sur le gain du préamplificateur. 90
3.17 Fonction de transfert statique du préamplificateur. 91
3.18 Dessin des masques illustrant la technique du "barycentre géométrique" utilisée sur les entrées du préamplificateur. 92
3.19 Nouvelle structure de préamplificateur proposée. 93
3.20 Fonction de transfert en fréquence de la nouvelle structure de préamplificateur. 93
3.21 Fonction de transfert statique de la nouvelle structure de préamplificateur. . 94
3.22 Amplificateur d'instrumentation. 95
3.23 Symbol de l'AOP OP_WB. 96
3.24 Contrôle des réseaux de résistances. 97
3.25 Premier étage de l'amplificateur d'instrumentation. 98
3.26 Second étage de l'amplificateur d'instrumentation. 98
3.27 Amplificateur d'instrumentation complet. 100
3.28 Composant Progjtag. 101
3.29 Composant décodeur. 101
3.30 Fonction de transfert en fréquence du premier étage de l'AI. 103
3.31 Fonction de transfert en fréquence du second étage de l'AI. 103
3.32 Fonction de transfert en fréquence de l'AI (gain de 60 dB). 104
3.33 Analyse de Monte-Carlo sur l'AI (gain de 60 dB). 104
3.34 Schéma de la source de référence de base. 105
3.35 Fonction de transfert en fréquence de l'amplificateur complet (gain de 100 dB). 107
3.36 Analyse de Monte-Carlo sur l'amplificateur complet (gain de 100 dB). 107
3.37 Amplificateur complet. 108
3.38 Dessin des masques du circuit (7 amplificateurs complets). 109
3.39 Connexion des sept amplificateurs d'un circuit sur un motif de 19 pôles. . . 109
3.40 Photographie du circuit fabriqué. 111

4.1 Circuit de Randles-Ershler 114
4.2 Schéma de principe d'un potentiostat. 115
4.3 Module de l'impédance en fonction de la fréquence. 115

4.4 Phase de l'impédance en fonction de la fréquence. 116
4.5 Diagramme de Nyquist de l'impédance. 116
4.6 Couverture des pôles exploités par deux circuits d'amplification. 118
4.7 Carte d'alimentation et d'optocouplage des signaux numériques. 119
4.8 Carte de test. 120
4.9 Cage de Faraday renfermant la carte de test. 120
4.10 Carte de développement de FPGA DE2 et communication avec la carte de test par nappe blindée. 121
4.11 Bruit observé en sortie des amplificateurs pour des entrées nulles. 121
4.12 Structure de régulation de la source de référence. 122
4.13 Réparation des sources de référence 123
4.14 Correspondance des transistors entre le shéma et le dessin et des masques. . 124
4.15 Réparation proposée. 125
4.16 Amplification de la différence entre les mêmes signaux non déphasés. 126
4.17 Amplification de la différence entre les mêmes signaux déphasés de 45 degrés. 126
4.18 Amplification de la différence entre les mêmes signaux déphasés de 90 degrés. 126
4.19 Amplification de la différence entre les mêmes signaux déphasés de 180 degrés. 127
4.20 Diagramme de Bode du gain différentiel. 128
4.21 Simulation de l'expérience réalisée. 128
4.22 Atténuation du signal différentiel parasite U_{d1}(temporel). 129
4.23 Atténuation du signal différentiel parasite U_{d1}(FFT). 130
4.24 Réjection du signal parasite U_{d1}. 130
4.25 Diagramme de Bode de la réjection des signaux parasites. 131
4.26 Épreuve de sensibilité. 132
4.27 Épreuve de séparabilité. 132
4.28 Épreuve de réjection des signaux parasites. 133
4.29 Premiers résultats donnés par l'algorithme *FastICA* ; résultats bruts, puis corrigés. 135
4.30 Séparation de trois signaux (sinusoïdal, "dents de scie" et tangente). 135
4.31 Séparationde deux signaux (sinusoïdal et "dents de scie") à partir de trois enregistrements. 136
4.32 Séparation de signaux vocaux. 137

A.1 Schéma de la carte de test. 157
A.2 Dessin de la carte de test. 158
A.3 Schéma de la carte d'alimentation et d'optocouplage. 159
A.4 Dessin de la carte d'alimentation et d'optocouplage. 160

B.1 Côtes de la cage de Faraday. 161

Crédit des figures

Figure 1.1 :
http://www.lexpress.fr/info/sciences/dossier/neurodon/dossier.asp?ida=384045.

Figures 1.3, 1.2, 1.4, 1.5, 1.6, 1.7 et 1.8 : "Anatomie et physiologie humaines" ; Elaine N. Marieb ; De Boeck Université (1999).

Figure 1.9 : http://www.embryology.ch/francais/vcns/moelle03.html (retravaillée).

Figure 1.10 : http://www.cosmosmagazine.com.

Figure 1.12 : http://www.cwru.edu/groups/ANCL/pages/05/05_33.htm.

Figure 1.13 : http://www.cwru.edu/groups/ANCL/pages/05/05_36.htm.

Figures 1.14, 1.17, 1.18 et 1.19 : Inspirées de la publication "An Adaptive ENG Amplifier for Tripolar Cuff Electrodes" ; Andreas Demosthenous and Iasonas F. Triantis ; IEEE Journal of solid-state circuits, vol 40 n° 2 ; February 2005.

Figures 1.15 et 1.16 : tirées de la publication "Signal Strength Versus Cuff Length in Nerve Cuff Electrode Recordings" ; Lotte N.S. Andreasen and Johannes J.Struijk ; IEEE Trans. On Biomed Eng, vol49 n° 9 ; September 2002.

Figure 1.20 : Ken Yoshida.

Figure 1.21 : http://static.howstuffworks.com/gif/biomechatronics-5.jpg.

Figures 1.22, 1.23, 1.24, 1.25, 1.26 et 1.27 : "Skin Contact Force Information in Sensory Nerve Signals Recorded by Implanted Cuff Electrodes" ; Morten K. Haugland, J. Andy Hoffer and Thomas Sinkjaer ; IEEE Trans. On Rehab. Eng., vol 2 n° 1 ; March 1994.

Figure 1.29 : Inspirée de la publication "Experimental determination of compound action potential direction and propagation velocity from multi-electrode nerve cuffs" ; R. Rieger, J. Taylor, E. Comi, N. Donaldson, M. Russold, C.M.O. Mathony, J.A. McLaughlin, E. McAdams, A. Demosthenous and J.C. Jarvis ; Medical Engineering & Physics 26, pp 531-534 ; 2004.

Figure 1.30 :
http://www.aptcenter.research.va.gov/aptcenterresearch/images/OnEnd.JPG.

Figure 1.31 : Blind Source Separation of Nerve Cuff Recordings ; W. Tesfayesus, P. Yoo, M. Moffitt and D. M. Durand ; Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS ; San Francisco, CA, USA ; September 1-5 2004.

Figure 1 : figure réalisée par l'auteur à l'aide d'images d'Homer Simpson (créé par Matt Groening) téléchargées sur Internet - "The Simpons" est une marque déposée - l'utilisation de ces images dans le cadre de ce manuscrit est à but non lucratif.

Figure 2.1 : `http://www.ayanda-biosys.com` - "Ayanda Biosystems SA" est une marque déposée - l'utilisation de ces images dans le cadre de ce manuscrit est à but non lucratif.

Figure 2.12 : figure réalisée par l'auteur sur la base de la figure 1.6.

Figures 2.25 et 2.26 : figures fournies par la société MXM.

Figures 3.4, 3.7, 3.8 et 3.9 : inspirées de "Analog integrated circuit design" ; D. A. Johns and K. Martin, John Wiley & Sons ; New York ; 1997.

Figures 3.10 et 3.11 : inspirées de "Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections : autozeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization" ; C. C. Enz and G. C. Temes ; Proceedings of the IEEE, vol. 84, n° 11, November 1996.

Figure 3.23 : tirée des caractéristiques de l'OP_WB dans
`http://asic.austriamicrosystems.com/databooks/c35_a/op_wb_c35_revc.pdf`

Figure 4.28 : figure réalisée par l'auteur à l'aide d'une image d'un "Lapin Crétin" téléchargée sur Internet - Les "Lapins Crétins" est une marque déposée - l'utilisation de cette image dans le cadre de ce manuscrit est à but non lucratif.

Figures 2.4, 2.5 et 2.6 : captures d'écran lors de l'utilisation du logiciel MC_Rack.

Figures 1.11, 1.28, 1.32, 2.2, 2.3, 2.7, 2.8, 2.9, 2.10, 2.11, 2.13, 2.14, 2.15, 2.16, 2.17, 2.19, 2.18, 2.20, 2.21, 2.22, 2.23, 2.24, 2.27, 3.1, 3.2, 3.3, 3.5, 3.6, 3.12, 3.13, 3.14, 3.15, 3.16, 3.17, 3.18, 3.19, 3.20, 3.21, 3.22, 3.24, 3.25, 3.26, 3.27, 3.28, 3.29, 3.30, 3.31, 3.32, 3.33, 3.34, 3.35, 3.36, 3.38, 3.39, 4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.14, 4.15, 4.16, 4.17, 4.18, 4.19, 4.20, 4.21 4.22, 4.23, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.29, 4.30, 4.31, 4.32 : images appartenant à l'auteur de ce manuscrit

Liste des tableaux

2.1 Différence de sensibilité radiale en fonction de la position du potentiel d'action sur le rayon R du nerf. 66

3.1 Taille des transistors du préamplificateur. 88
3.2 Caractéristiques de l'AOP OP_WB. 96
3.3 Liste des plots de l'AOP OP_WB. 96
3.4 Valeurs des résistances calculées et implantées 99
3.5 Différents gains de l'amplificateur d'instrumentation associés à leurs codes numériques. 102
3.6 Taille des transistors de la source de référence de base. 105
3.7 Taille des transistors de la source de référence du préamplificateur. 106
3.8 Taille des transistors de la source de référence de l'AI. 106
3.9 Caractéristiques de l'amplificateur. 110

4.1 Signaux de sortie en fonction du déphasage des signaux d'entrée. 127
4.2 Coefficients à donner au potentiel V pour recréer la tension différentielle U_{d1}.129

Annexe A

Carte de test

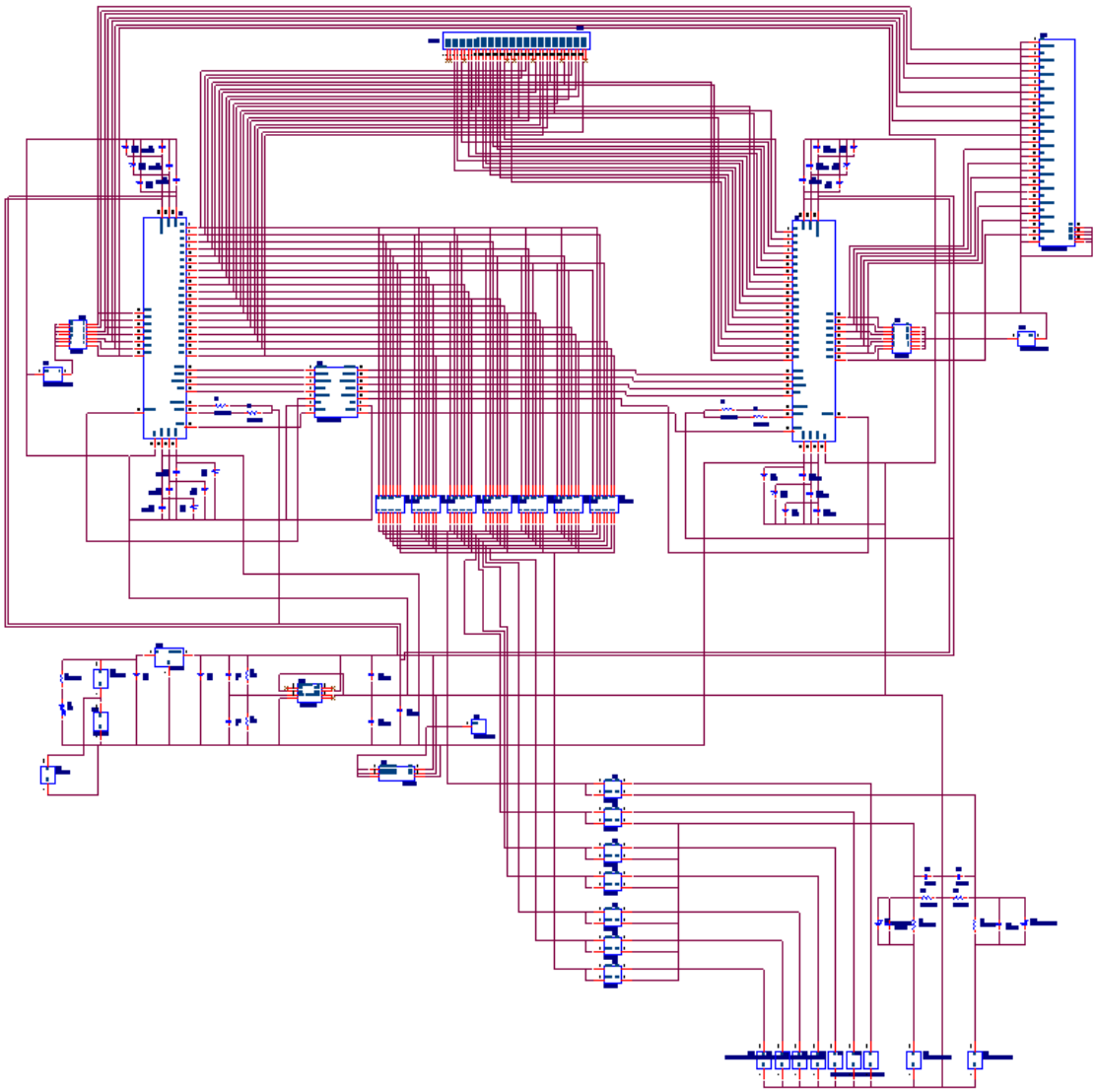


Fig. A.1 – Schéma de la carte de test.

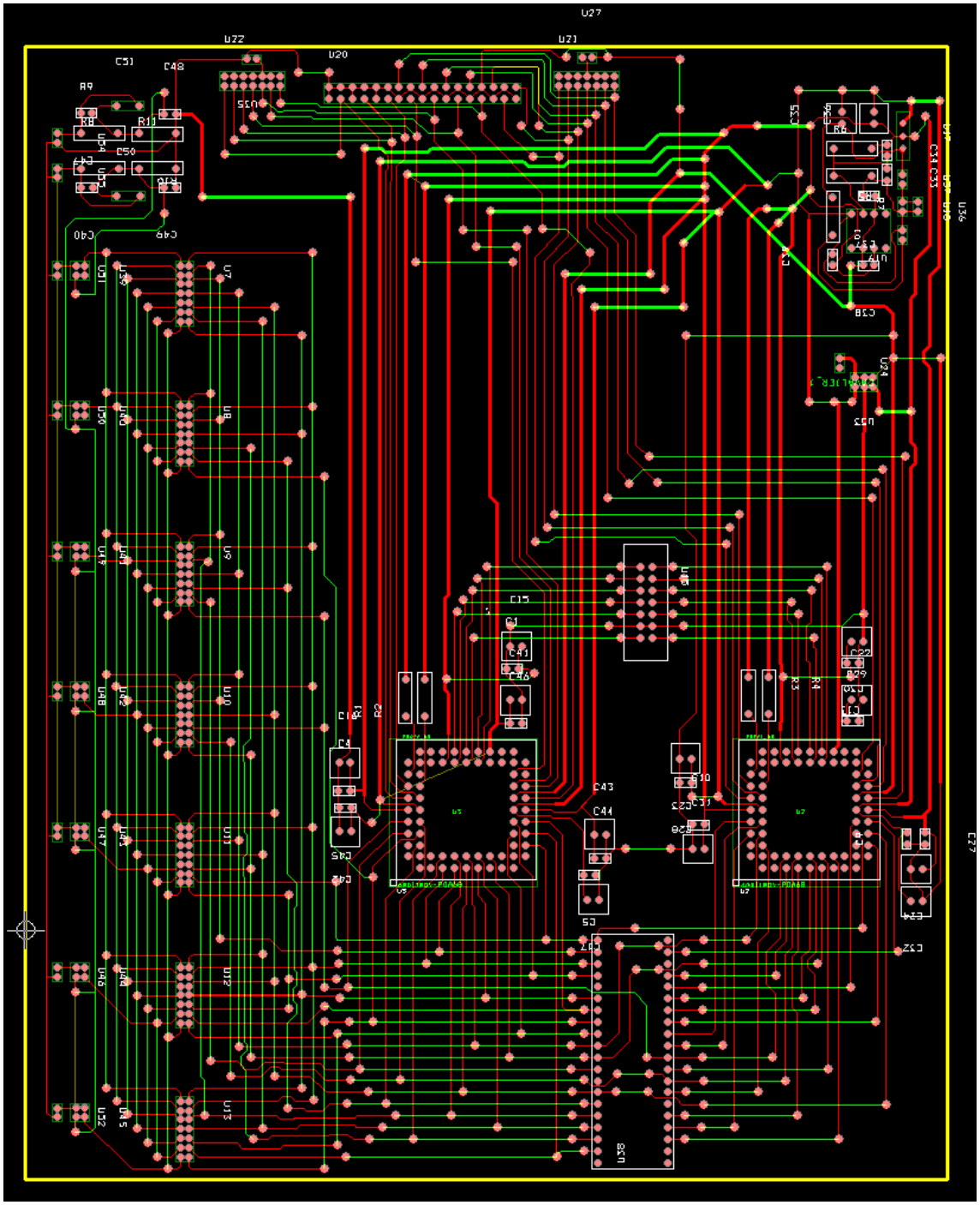


Fig. A.2 – Dessin de la carte de test.

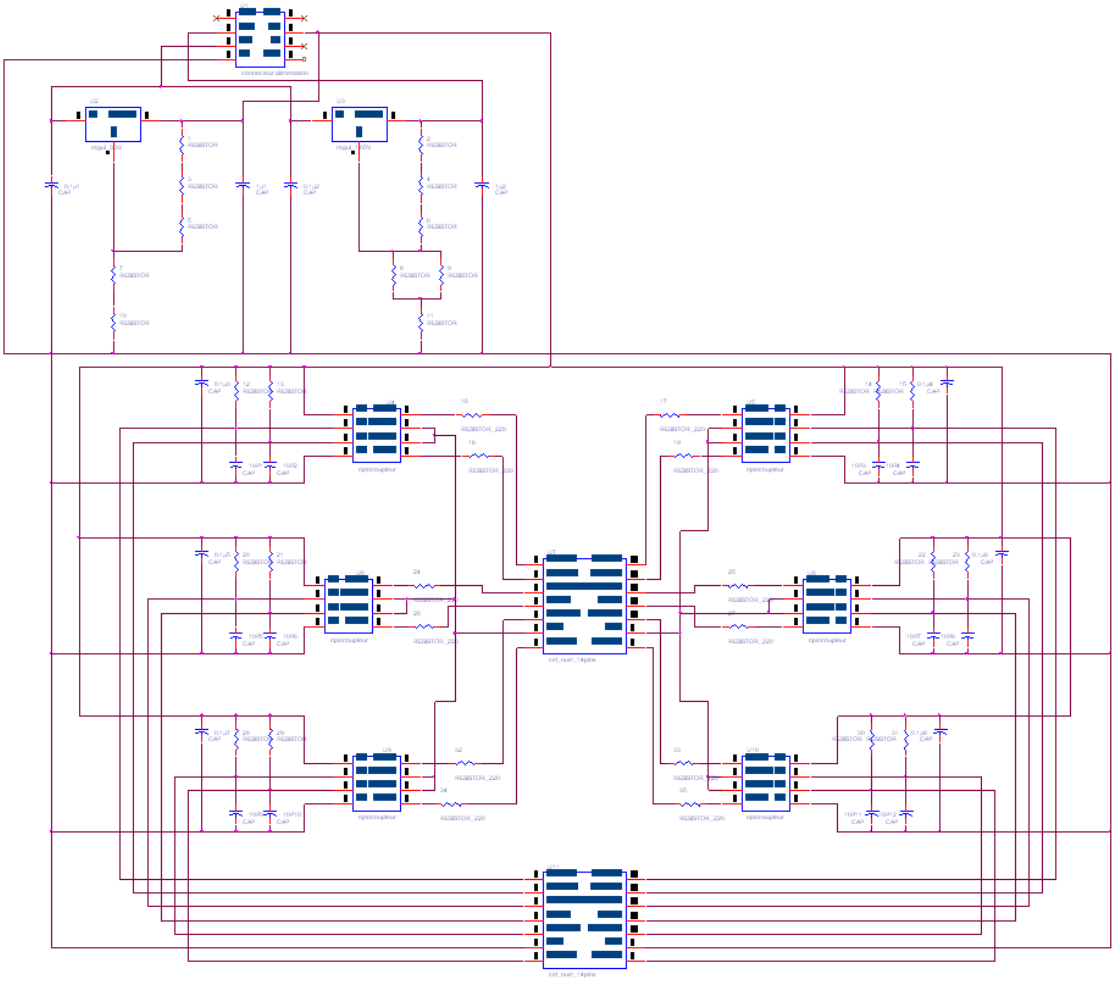


FIG. A.3 – Schéma de la carte d'alimentation et d'optocouplage.

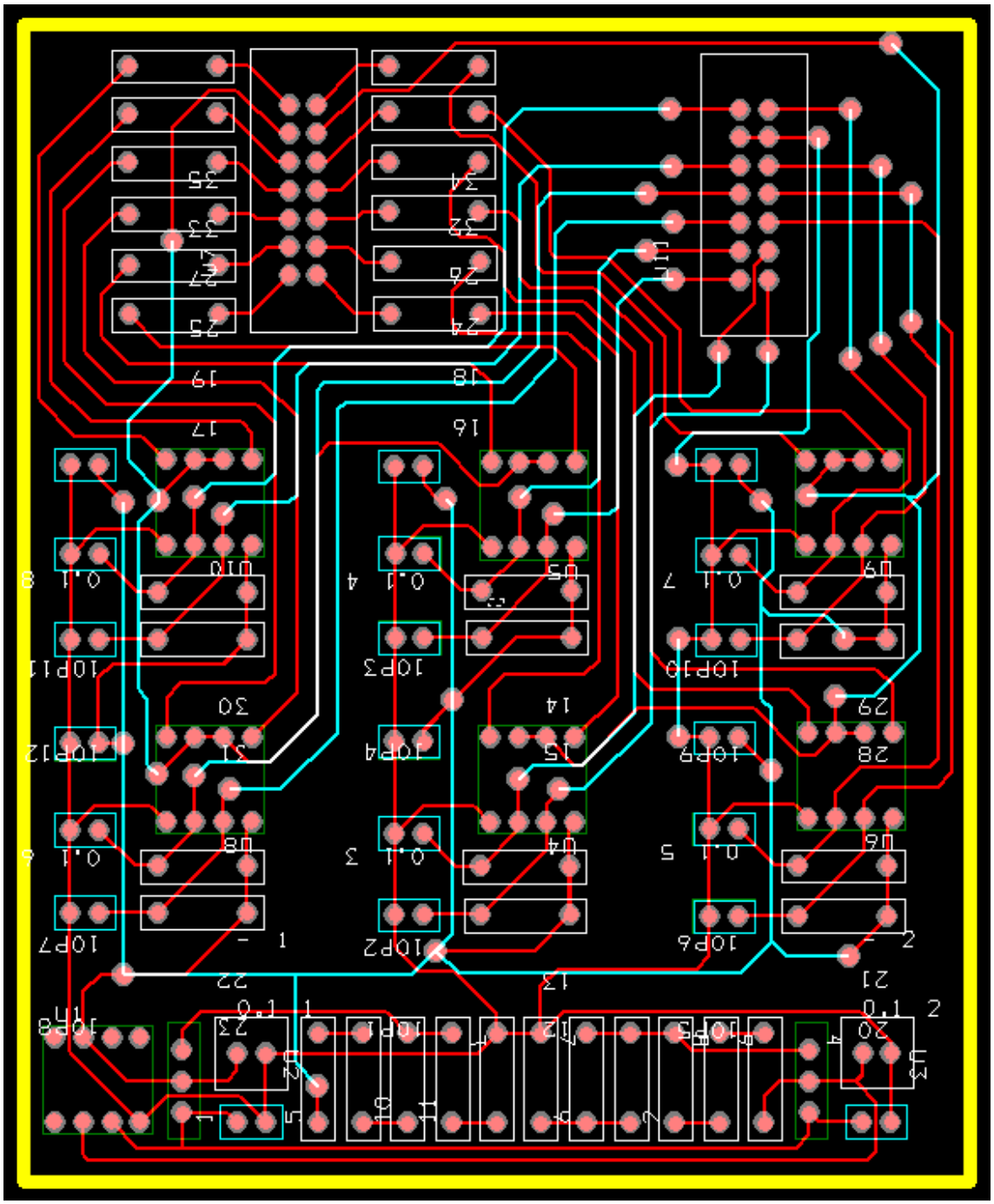


Fig. A.4 – Dessin de la carte d'alimentation et d'optocouplage.

Annexe B

Cage de Faraday

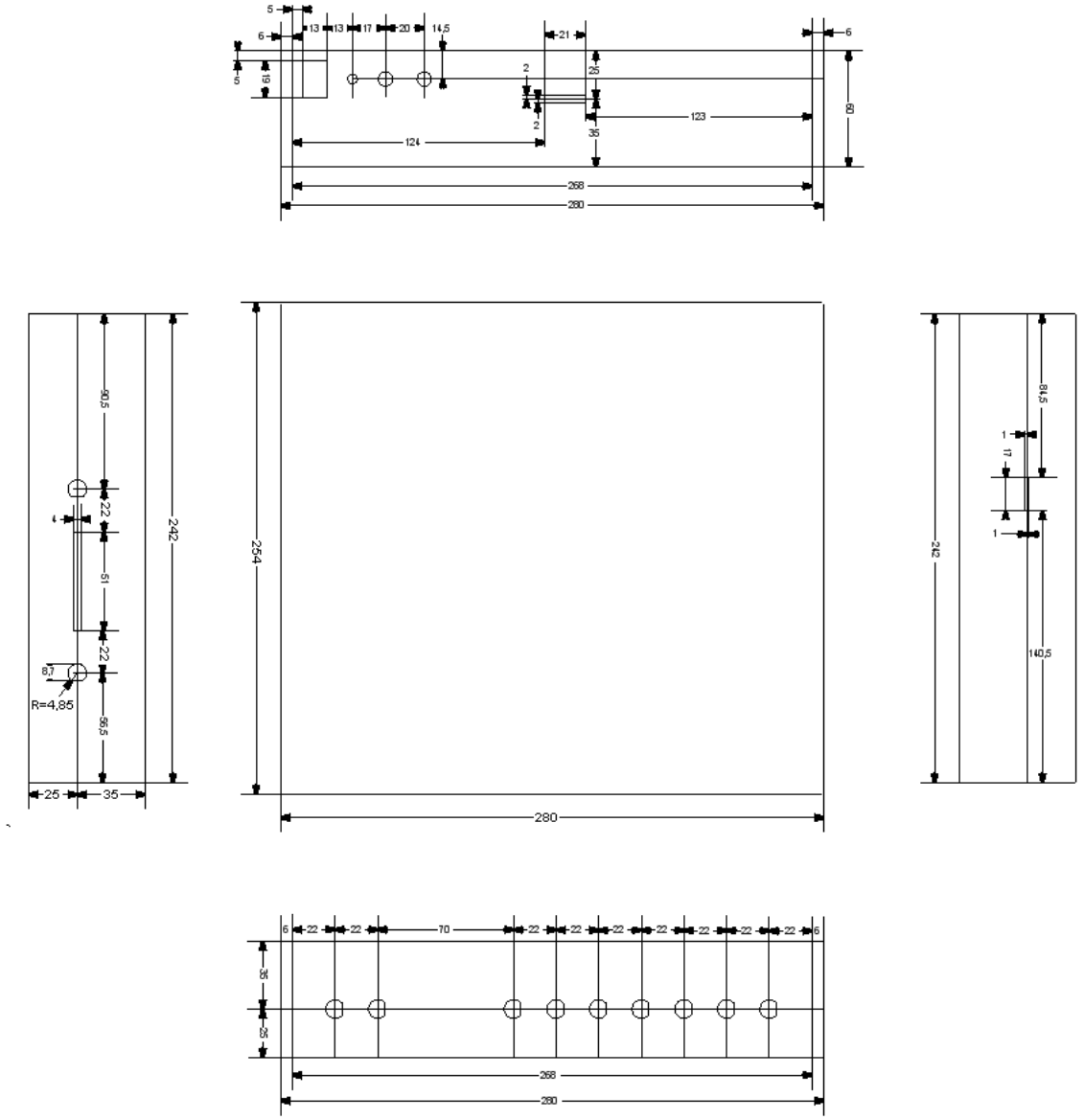


Fig. B.1 – Côtes de la cage de Faraday.

Annexe C

Code VHDL du composant générant la commande des gains des amplificateurs

C.1 Composant "Commande Circuit"

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.all;
USE ieee.numeric_std.all;
USE ieee.std_logic_arith.all;

entity Commande_Circuit is
port(SW0 : in std_logic;     -- interrupteur sources tension-courant
    SW1 : in std_logic;      -- allumage AOP1
    SW2 : in std_logic;      -- allumage AOP2
    SW3 : in std_logic;      -- allumage AOP3
    SW4 : in std_logic;      -- allumage AOP4
    SW5 : in std_logic;      -- allumage AOP5
    SW6 : in std_logic;      -- allumage AOP6
    SW7 : in std_logic;      -- allumage AOP7
    SW8 : in std_logic;
    SW9 : in std_logic;      -- code de gain
    SW10 : in std_logic;
    SW11 : in std_logic;
    SW12 : in std_logic;       -- switch de reset
    SW13 : in std_logic;       -- switch de shift
    SW14 : in std_logic;       -- switch de charge
    SW15 : in std_logic;       -- switch de decharge
    SW16 : in std_logic;       -- switch de continuité
    clk : in std_logic;      -- clk d'entrée
    Scan_out : in std_logic;     -- signal from ASIC1 (scan_out circuit)
```

```
    Scan_out_diode : out std_logic;
    Scan_out2 : out std_logic;     -- signal scan_in to ASIC (diode)
    sortie_de_commande : out std_logic_vector(50 downto 0);--
        parallélise la chaine de scan pour l'observer
    reset_test : out std_logic;    -- signal pour voir le reset sur une
        diode
    Flag_Update_DR : out std_logic; -- flag à 1 quand Update_DR est
        passé à 1
    shift_dr_diode : out std_logic; -- signal pour voir shift_dr sur
        une diode
    clk_test : out std_logic;    -- signal pour voir la clk d'entrée sur
         une diode
    clk_test2 : out std_logic;     -- signal pour voir la clk envoyée
        sur l'ASIC sur une diode
    ibon : out std_logic;      -- signal qui informe que toute la chaine
         de scan a été récupérée par le FPGA
    gnd : out std_logic;
    gnd2 : out std_logic;
    Clk_DR : out std_logic;      -- clk envoyée à l'ASIC
    Clk_DR_2 : out std_logic;      -- clk envoyée à l'ASIC2
    Reset : out std_logic;       -- reset envoyé sur l'ASIC
    Reset_2 : out std_logic;     -- reset envoyé sur l'ASIC2
    Update_DR : out std_logic;     -- Update envoyé à l'ASIC
    Update_DR_2 : out std_logic;  -- Update envoyé à l'ASIC2
    Shift_DR : out std_logic;    -- Shift envoyé à l'ASIC
    Shift_DR_2 : out std_logic;    -- Shift envoyé à l'ASIC2
    Scan_In : out std_logic;     -- Data présentée sur le Scan_In de l'
        ASIC
    Scan_In_2 : out std_logic);    -- Data présentée sur le Scan_In de l
        'ASIC2
end Commande_Circuit;

architecture struct of Commande_Circuit is
signal ent_sig : std_logic_vector(50 downto 0);
signal sortie_de_commande_sig : std_logic_vector(50 downto 0);
signal reset_in_sig : std_logic;
signal clk_sig : std_logic;
signal Scan_In_sig : std_logic;
signal Update_DR_sig : std_logic;
signal Shift_DR_sig : std_logic;
signal commande_clk_sig : std_logic;
signal clk_DR_sig : std_logic;
signal Flag_Update_DR_sig : std_logic;
signal affiche_sig : std_logic;

component horloge
```

```
port( clk : in std_logic;
    reset : in std_logic;
    commande_clk : in std_logic;
    clk_DR : out std_logic;
    clk_out : out std_logic);
end component;

component interface
port( SW0 : in std_logic;
    SW1 : in std_logic;
    SW2 : in std_logic;
    SW3 : in std_logic;
    SW4 : in std_logic;
    SW5 : in std_logic;
    SW6 : in std_logic;
    SW7 : in std_logic;
    SW8 : in std_logic;
    SW9 : in std_logic;
    SW10 : in std_logic;
    SW11 : in std_logic;
    SW12 : in std_logic;
    clk_in : in std_logic;
    ent : out std_logic_vector(50 downto 0);
    reset_in : out std_logic);
end component;

component code
  port(ent : in std_logic_vector(50 downto 0);
  reset_in : in std_logic;
  sl : in std_logic;
  charge : in std_logic;
  decharge : in std_logic;
  rien : in std_logic;
  clk : in std_logic;
  commande_clk : out std_logic;
--  Reset : out std_logic;
  Update_DR : out std_logic;
  Flag_Update_DR : out std_logic;
  affiche : out std_logic;
  Shift_DR : out std_logic;
  Scan_In : out std_logic);
end component ;

component recup_scan_out
port(Scan_out : in std_logic;
  clk : in std_logic;
```

```
  affiche : in std_logic;
  shift : in std_logic;
  decharge : in std_logic;
  reset : in std_logic;
  rien : in std_logic;
  ibon : out std_logic;
  sortie_de_commande : out std_logic_vector(50 downto 0));
end component;

begin

horloge1 : horloge
port map (clk=>clk,reset=>reset_in_sig,commande_clk=>commande_clk_sig,
clk_DR=>clk_DR_sig,clk_out=>clk_sig);

interface1 : interface
port map(SW0=>SW0,SW1=>SW1,SW2=>SW2,SW3=>SW3,SW4=>SW4,SW5=>SW5,SW6=>SW6
    ,
SW7=>SW7,SW8=>SW8,SW9=>SW9,SW10=>SW10,SW11=>SW11,SW12=>SW12,clk_in=>
    clk_sig,
ent=>ent_sig,
reset_in=>reset_in_sig);

code1 : code
port map(ent=>ent_sig,reset_in=>reset_in_sig,sl=>SW13,charge=>SW14,
decharge=>SW15,rien=>SW16,clk=>clk_sig,commande_clk=>commande_clk_sig,
Update_DR=>Update_DR_sig,Flag_Update_DR=>Flag_Update_DR_sig,
affiche=>affiche_sig,Shift_DR=>Shift_DR_sig,Scan_In=>Scan_In_sig);

recup_scan_out1 : recup_scan_out
port map (Scan_out=>Scan_out,clk=>clk_DR_sig,affiche=>affiche_sig,
shift=>Shift_DR_sig,decharge=>SW15,reset=>reset_in_sig,rien=>SW16,
ibon=>ibon,sortie_de_commande=>sortie_de_commande_sig);

test : process(reset_in_sig,clk)
begin
if(reset_in_sig='0')then
  sortie_de_commande<=not(ent_sig);
elsif(clk'event and clk='1' and affiche_sig='1')then
  sortie_de_commande<=sortie_de_commande_sig;
end if;
end process test;

clk_DR<=not(clk_DR_sig); -- inversé pour les optos
clk_DR_2<=not(clk_DR_sig);
clk_test2<=clk_DR_sig;
```

```
reset_test<=reset_in_sig;
Update_DR<=not(Update_DR_sig); -- inversé pour les optos
Update_DR_2<=not(Update_DR_sig);--Update_DR_sig;
Shift_DR<=not(Shift_DR_sig); -- inversé pour les optos
Shift_DR_2<=not(Shift_DR_sig);--Shift_DR_sig;
shift_dr_diode<=Shift_DR_sig;
Scan_In<=not(Scan_In_sig);
Scan_In_2<=not(Scan_In_sig);--Scan_In_sig;
Reset<=not(reset_in_sig);
Reset_2<=not(reset_in_sig);--reset_in_sig;
clk_test<=clk_sig;
Scan_out2<=Scan_In_sig;
Flag_Update_DR<=Flag_Update_DR_sig;
scan_out_diode<=scan_out;
gnd<='1';
gnd2<='0';
end struct;
```

C.2 Composant "Horloge"

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.all;
USE ieee.numeric_std.all;
USE ieee.std_logic_arith.all;

entity horloge is
port(clk : in std_logic;
     reset : in std_logic;
     commande_clk : in std_logic;
     ibon : in std_logic;
     clk_DR : out std_logic;
     clk_out : out std_logic);
end horloge;

architecture comportement of horloge is
signal clock : std_logic;
begin
  nouvelle_clk : process(clk,reset)
  variable compt2 : integer :=0;
  begin
    if(reset='0')then
      compt2:=0;
      clock<='0';
    elsif(clk'event and clk='1')then
        compt2:=compt2+1;
      if(compt2=1000000)then
```

```
          compt2:=0;
          clock<=not(clock);
        end if;
      end if;
    end process nouvelle_clk;

    clk_ASIC : process(commande_clk,ibon)
    begin
      if(commande_clk='0' and ibon='0')then
        clk_DR<=clock;
      elsif(commande_clk='1' or ibon='1')then
        clk_DR<='0';
      end if;
    end process clk_ASIC;

    clk_out<=clock;

  end comportement;
```

C.3 Composant "Interface"

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.all;
USE ieee.numeric_std.all;
USE ieee.std_logic_arith.all;

entity interface is
port( SW0 : in std_logic;
      SW1 : in std_logic;
      SW2 : in std_logic;
      SW3 : in std_logic;
      SW4 : in std_logic;
      SW5 : in std_logic;
      SW6 : in std_logic;
      SW7 : in std_logic;
      SW8 : in std_logic;
      SW9 : in std_logic;
      SW10 : in std_logic;
      SW11 : in std_logic;
      SW12 : in std_logic;
      clk_in : in std_logic;
      ent : out std_logic_vector(50 downto 0);
      reset_in : out std_logic);
end interface;

architecture comportement of interface is
```

```
signal gain : std_logic_vector(3 downto 0);
begin
interface_code : process(clk_in,SW0,SW1,SW2,SW3,SW4,SW5,SW6,SW7,SW8,SW9
    ,SW10,SW11,SW12,gain)
  begin
    if(SW0='1')then
      ent(50 downto 49)<="11";
    else
      ent(50 downto 49)<="00";
    end if;

    if(SW1='1')then
      ent(48 downto 46)<="111";
    else
      ent(48 downto 46)<="000";
    end if;

    if(SW2='1')then
      ent(41 downto 39)<="111";
    else
      ent(41 downto 39)<="000";
    end if;

    if(SW3='1')then
      ent(34 downto 32)<="111";
    else
      ent(34 downto 32)<="000";
    end if;

    if(SW4='1')then
      ent(27 downto 25)<="111";
    else
      ent(27 downto 25)<="000";
    end if;

    if(SW5='1')then
      ent(20 downto 18)<="111";
    else
      ent(20 downto 18)<="000";
    end if;

    if(SW6='1')then
      ent(13 downto 11)<="111";
    else
      ent(13 downto 11)<="000";
    end if;
```

```
    if(SW7='1')then
      ent(6 downto 4)<="111";
    else
      ent(6 downto 4)<="000";
    end if;

    gain <= SW8 \& SW9 \& SW10 \& SW11;
    ent(45 downto 42) <= gain;
    ent(38 downto 35) <= gain;
    ent(31 downto 28) <= gain;
    ent(24 downto 21) <= gain;
    ent(17 downto 14) <= gain;
    ent(10 downto 7) <= gain;
    ent(3 downto 0) <= gain;
  end process interface_code;

  reset_in <= SW12;

end comportement;
```

C.4 Composant “Code”

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.all;
USE ieee.numeric_std.all;
USE ieee.std_logic_arith.all;

entity code is
port(ent : in std_logic_vector(50 downto 0);
  reset_in : in std_logic;
  sl : in std_logic;
  charge : in std_logic;
  decharge : in std_logic;
  rien : in std_logic;
  clk : in std_logic;
  commande_clk : out std_logic;
  Reset : out std_logic;
  Update_DR : out std_logic;
  Flag_Update_DR : out std_logic;
  affiche : out std_logic;
  Shift_DR : out std_logic;
  Scan_In : out std_logic);
end code;

architecture comportement of code is
```

```
signal reg : std_logic_vector(50 downto 0);
signal Update_DR_sig, decharge1 : std_logic;
signal machine_etat : std_logic_vector(2 downto 0);
signal compt : integer :=0;

begin
  registre : process(clk,reset_in,sl,machine_etat)
  begin
    if(reset_in='0')then
      reg<=(others=>'0');
      compt<=0;
      Update_DR_sig<='0';
      Scan_In<='0';
      commande_clk<='0';
      Shift_DR<=sl;
      machine_etat<="000";
      Flag_Update_DR<='0';
      decharge1<='0';
      affiche<='0';
    elsif(clk'event and clk='0')then
      if(compt<51)then
        commande_clk<='0';
        Shift_DR<=sl;
        case sl is
          when '0'=>  reg<=ent;
                compt<=0;
          when '1'=>  reg<=reg(reg'length-2 downto 0)\&'0';
                compt<=compt+1;
                Scan_In<=reg(reg'length-1);
          when others => end case;
      elsif(compt=51)then
        case machine_etat is
          when "000"=>commande_clk<='1';
                Update_DR_sig<='0';
                Shift_DR<='1';
                if(charge='1')then
                  machine_etat<="001";
                elsif(decharge='1')then
                  machine_etat<="010";
                elsif(rien='1')then
                  machine_etat<="100";
                end if;
          when "001"=>commande_clk<='1';
                Update_DR_sig<='1';
                Flag_Update_DR<='1';
                Shift_DR<='1';
```

```
                if(decharge='1')then
                  machine_etat<="010";
                elsif(rien='1')then
                  machine_etat<="100";
                end if;
            when "010"=>commande_clk<='1';
                Update_DR_sig<='0';
                Shift_DR<='1';
                decharge1<='1';
                machine_etat<="011";
            when "011"=>commande_clk<='1';
                Update_DR_sig<='0';
                Shift_DR<='0';
                machine_etat<="110";
            when "110"=>commande_clk<='0';
                Update_DR_sig<='0';
                Shift_DR<='0';
                machine_etat<="111";
            when "111"=>commande_clk<='1';
                Update_DR_sig<='0';
                Shift_DR<='0';
                machine_etat<="101";
            when "101"=>commande_clk<='1';
                affiche<='1';
                Update_DR_sig<='0';
                Shift_DR<='1';
                machine_etat<="100";
            when "100"=>affiche<='1';
                commande_clk<='0';
                Update_DR_sig<='0';
                Shift_DR<='1';
                if(charge='1')then
                  affiche<='0';
                  machine_etat<="001";
                elsif(decharge='1' and decharge1='0')then
                  affiche<='0';
                  machine_etat<="010";
                  commande_clk<='1';
                end if;
            when others => end case;
        end if;
      end if;
    end process registre;

    Update_DR<=Update_DR_sig;
    Reset<=reset_in;
```

```
end comportement;
```

C.5 Composant "Recup Scan Out"

```
LIBRARY ieee;
USE ieee.std_logic_1164.all;
USE ieee.numeric_std.all;
USE ieee.std_logic_arith.all;

entity recup_scan_out is
port(Scan_out : in std_logic;
  clk : in std_logic;
  affiche : in std_logic;
  shift : in std_logic;
  decharge : in std_logic;
  reset : in std_logic;
  rien : in std_logic;
  ibon : out std_logic;
  sortie_de_commande : out std_logic_vector(50 downto 0));
end recup_scan_out;

architecture comportement of recup_scan_out is
signal reg : std_logic_vector(50 downto 0);
signal temp : std_logic;
signal ibon_sig : std_logic;

begin
  recup : process(reset,clk)
  variable compteur : integer :=0;
  begin
    if(reset='0')then
      reg<=(others=>'0');
      temp<='1';
      ibon_sig<='0';
      compteur:=0;
    elsif(clk'event and clk='1')then
      case affiche is
      when '0' => compteur:=0;
            reg<=(others=>'0');
            ibon_sig<='0';
      when '1' => if(temp='1' and shift='1')then
              reg<=reg(reg'length-2 downto 0) \& Scan_out;
              compteur:=compteur+1;
            else
              reg<=reg;
```

```
                compteur:=0;
            end if;
        when others => end case;
        if(compteur=51)then
        temp<='0';
        ibon_sig<='1';
        end if;
        if(rien='1' and (compteur<51))then
        temp<='1';
        end if;
      end if;
    end process recup;
    sortie_de_commande<=not(reg);
    ibon<=ibon_sig;
end comportement;
```

Résumé

Les recherches menées dans le domaine des implants médicaux visent à améliorer la qualité de vie de patients atteints de pathologies diverses. Dans ce cadre la Stimulation Electrique Fonctionnelle (SEF) consistant à produire des contractions artificielles de groupements musculaires par stimulation électrique sur les voies nerveuses ou sur les muscles, est une solution utilisée pour contourner certains dysfonctionnements du système neural. Le Projet DEMAR (DEambulation et Mouvement ARtificiel), dont les axes ont pour objectifs la compréhension et la quantification objective des désordres moteurs d'une part, et la recherche de solutions palliatives des déficiences motrices d'autre part, a développé en 2005 par le travail de thèse de Jean-Denis TECHER, un stimulateur électrique implantable. Afin de pourvoir contrôler ce système de stimulation en boucle fermée, nous avons développé les deux premiers étages d'une chaîne d'acquisition de signaux neurophysiologiques sensoriels. Ces étages sont l'électrode cuff multipolaire à distribution hexagonale et l'amplificateur faible-bruit à calcul de moyenne pondérée.

Mots-clefs Microélectronique analogique et numérique, neurophysiologie.

Abstract

Research in the field of medical implants designed to improve the quality of life of patients suffering from various diseases. In this context functional electrical stimulation (FES), producing artificial contractions of muscle groups by electrical stimulation on nerve or muscles, is a solution used to circumvent some neural system failures. Project DEMAR (DEambulation et Mouvement ARtificiel), whose areas will be targeted at understanding and quantifying motor disorders on the one hand, and finding palliative solutions for these motor disabilities on the other hand, developed in 2005 by the PhD work of Jean-Denis TECHER, an implantable electrical stimulator. To control this stimulation system in a closed-loop, we have developed the first two parts of a recording chain of sensory signals. These parts are the multipolar cuff electrode with hexagonal distribution and a low-noise amplifier for calculating weighted average.

Title Design of a system for selective acquisition of neurophysiological signals - Multipolar electrode, preprocessing and analog amplifier circuit

Keywords Analog and Digital Microelectronic, neurophysiology.

Laboratoire Laboratoire d'informatique, de robotique et de microélectronique de Montpellier
UMR 5506 – 161 rue Ada, 34392 Montpellier Cedex 5 – France