

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MICROSYSTÈME IMPLANTABLE DÉDIÉ À LA  
STIMULATION DU CORTEX VISUEL

JONATHAN COULOMBE  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIÆ DOCTOR  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
DÉCEMBRE 2007



Library and  
Archives Canada

Bibliothèque et  
Archives Canada

Published Heritage  
Branch

Direction du  
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*

*ISBN: 978-0-494-37124-4*

*Our file* *Notre référence*

*ISBN: 978-0-494-37124-4*

#### NOTICE:

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

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

#### AVIS:

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

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

---

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

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

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

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

  
**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

MICROSYSTÈME IMPLANTABLE DÉDIÉ À LA  
STIMULATION DU CORTEX VISUEL

présentée par: COULOMBE Jonathan

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiæ Doctor

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

M. SAVARIA Yvon, Ph.D., président

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

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

M. MASSICOTTE Daniel, Ph.D., membre externe

*À Marie-Jo,  
Rémi et Axanne  
Que j'Aime plus que tout.*

## REMERCIEMENTS

Mes premiers remerciements sont naturellement adressés au professeur Sawan pour son support au sein de son équipe de recherche et pour m'avoir permis de travailler sur un sujet passionnant. Je tiens également à remercier les membres du jury qui ont généreusement accepté d'investir de leur temps pour l'évaluation de cette thèse et contribueront sûrement à en améliorer le contenu par leurs commentaires et critiques constructives.

Ensuite, je désire exprimer ma reconnaissance envers les différents membres de Polystim et stagiaires qui ont contribué de près ou de loin à l'avancement de cette thèse. Je tiens à remercier tout particulièrement Jean-François, Louis-Xavier, Yamu, Sylvain, Tommy, Benoît, Louis-François, Tarek, Guillaume et Kevin.

Plusieurs spécialistes ont également généreusement contribué de leur temps, partagé leur matériel et leur expérience, des conditions essentiels à l'avancement du projet au niveau pratique. Je remercie ici particulièrement Laurent et Gaétan du GRM, Steve et Roch de Poly-grames, Marie-Hélène, Olivier et Souleyman du laboratoire de Microfabrication, puis Charles du groupe de Nanorobotique. Je suis également très reconnaissant envers les professeurs Guitton, Chaudhuri ainsi que Diego et Marie pour leur importante collaboration.

Au quotidien, Nathalie, Ghyslaine, Réjean, Alex et Éric ont souvent permis de transformer les inévitables pépins en simples anecdotes sans conséquence. Aussi, la SCM, le CRSNG, le Fonds NaTeQ et le ReSMiQ m'ont offert supports technique et financier fort appréciés.

Il va sans dire que famille et amis ont été d'une importance capitale. Francis, Robert, Michelle, la « belle famille »... Sachez que je suis infiniment reconnaissant

de votre support envers moi et ceux qui ont bien malgré eux partagé les hauts et les bas de mon cheminement. Merci, aussi, de m'avoir toujours cru chaque fois que je déclarais que je graduerais « sans doute l'an prochain ».

Mais surtout, s'il n'y avait qu'une seule personne à remercier, ça ne pourrait être que ma conjointe qui fut pendant ces années d'un support inestimable et d'une compréhension sans borne. Je doute que la langue recèle les mots qui puissent exprimer toute la gratitude que j'ai envers elle. Ou, peut-être, ceux-ci permettent-ils de transmettre la sincérité et l'importance de mon propos : « Marie-Jo, veux-tu m'épouser ? »

## RÉSUMÉ

La restauration au moyen de la microstimulation électrique d'une vision fonctionnelle chez les personnes atteintes de cécité totale est aujourd'hui l'objectif de quelques équipes de recherche à travers le monde. Ceci requiert l'amélioration significative d'un nombre important des performances et caractéristiques généralement présentées par les implants existants aujourd'hui et destinés à d'autres applications. Dans le contexte présent où des résultats d'expériences physiologiques permettant de définir des paramètres et stratégies optimales se font attendre et considérant la variété des approches proposées, une flexibilité maximale quant aux capacités du dispositif est également hautement désirable.

À ce jour, la littérature présente une variété d'approches et de circuits permettant d'atteindre des performances brutes adéquates pour plusieurs de ces aspects critiques. Malheureusement, au meilleur de nos connaissances, aucun ne possède l'ensemble des caractéristiques désirées. De plus, les travaux axés sur les dispositifs implantables font généralement fi des composants externes du système et inversement. Pourtant, une solution optimale ne peut être obtenue qu'en considérant tous les éléments du système ayant des impacts inter-reliés.

Le présent travail vise donc principalement à élaborer et à proposer un système complet, constituant un pas significatif vers une solution cohérente où aucun aspect critique n'est laissé au hasard ou commodément négligé. De ces efforts découlent différents éléments originaux et une base de travail concrète et évolutive présentant les principales caractéristiques suivantes :

- une architecture modulaire, qui constitue à notre avis la seule approche offrant simultanément un encombrement raisonnable, la possibilité d'un large champ visuel et d'une efficacité énergétique optimale ;

- une grande flexibilité d'utilisation, autant par les modes offerts que par les stratégies de modulations supportés ;
- une grande efficacité énergétique, rendue possible notamment grâce au contrôle adaptatif de la puissance transmise permettant de tendre vers une efficacité optimale sans compromettre la sécurité d'utilisation du système ;
- une sécurité d'utilisation accrue par 1) l'utilisation d'une compensation de la puissance transmise au moyen d'une approche prédictive et 2) l'inclusion de diverses méthodes augmentant les capacités de diagnostic du système quant à l'état du système post-implantation ;
- une architecture rendant les modifications et améliorations au système relativement aisées.

Un prototype du système incluant deux circuits intégrés dédiés implémentés en technologie CMOS 0,18  $\mu\text{m}$ , contrôlés et alimentés par un lien inductif, est en mesure d'effectuer jusqu'à 500 000 impulsions de stimulation par seconde. Le lien de communication supporte un débit de 1,5 Mbps avec un taux d'erreurs de transmission inférieur à  $10^{-6}$ . Le module de stimulation consomme moins de 900  $\mu\text{W}$  et il est estimé qu'un implant incluant 1 000 électrodes basé sur le système proposé pourrait consommer un total de moins de 50 mW.

Ce travail présente, au meilleur de nos connaissances, le premier système combinant un stimulateur intégré et son contrôleur externe pouvant fonctionner en temps réel et dont les performances mesurées satisfont les principales spécifications tirées des expériences physiologiques reliées au domaine. Les plus importants éléments du système définissant ses capacités et performances, ainsi que les considérations ayant guidé les choix d'implémentation sont exposés dans la présente thèse. Des recommandations permettant vraisemblablement d'arriver à un système complet destiné à l'humain dans un avenir rapproché sont par ailleurs proposées et évaluées.

Notons aussi que malgré le fait que les solutions soient élaborées ici avec comme

objectif un implant visuel, nombreuses sont celles qui sont applicables et bénéfiques pour une variété d'autres micro-systèmes implantables.

Mentionnons finalement que les travaux présentés franchissent un seuil significativement plus avancé que la simple preuve de concept. En effet, l'implémentation concrète d'un prototype faisant appel à pratiquement tous les éléments composant une éventuelle prothèse visuelle est présentée. Aussi, un système permettant la validation du module de stimulation au moyen d'expériences *in-vivo* comportementales sur des sujets animaux agissant librement est présenté. Des considérations relatives à cette étape cruciale sont discutées sur la base d'expériences préliminaires.

Autant les éléments matériels (circuit intégré mixte, prototype, assemblage et encapsulation) que logiciels (logiciel et micro-logiciel) discutés sont à ce jour réalisés ou significativement avancés, portant ainsi le projet à un stade laissant entrevoir des résultats concrets dans un avenir rapproché.

## ABSTRACT

Around the world, many research teams are striving to give blind people their vision back through the use of electrical microstimulation. However, the design and conception of such visual implant is not without its share of difficulties. Indeed, significant improvements are required over the characteristics and performance of implants currently used but geared towards different applications. In the current context where results from physiological experiments allowing us to determine the optimal strategies and parameters to be employed are still pending, and considering the variety of suggested approaches, a product with a broad range of flexibility in its performance is highly desirable.

To this day, scientific literature presents us with a variety of approaches and circuits that give adequate results for many of these critical aspects. However, we know of no systems that constitute a comprehensive solution providing all required characteristics. Moreover, designs geared towards implantable devices generally overlook details about their external components, and vice-versa, while an optimal solution can only be achieved by considering all of its interdependent components.

The objective of this work is to outline a complete system geared towards a significant and complete solution, where none of its components is either left to chance or conveniently overlooked. Stemming from our efforts are various original elements and a concrete and evolutive basis exhibiting the following characteristics:

- a modular architecture, which we believe is the only approach combining a reasonable footprint, the possibility of a wide visual field, and high energy efficiency;

- a high degree of flexibility from both the available stimulation modes as well as from the supported modulation strategies;
- low power consumption, made possible specifically by an adaptive control of the transmitted power for optimal efficiency without sacrificing safety;
- increased safety features through 1) usage of a predictive approach to regulate the power transmitted and 2) the addition of various methods that increase diagnostics capabilities as related to the state of the system post-implementation;
- an architecture allowing for easy modifications and improvements to the system.

A working prototype of the system, including two application specific integrated circuits implemented in a CMOS 0.18  $\mu\text{m}$  process controlled and powered via an inductive link, is capable of delivering up to 500 000 stimulation pulses per second. The wireless communication link attains a data rate in excess of 1.5 Mbps with a bit error rate lower than  $10^{-6}$ . The power consumption of the stimulation module is lower than 900  $\mu\text{W}$  and it is expected that an implant including 1 000 electrodes based on the proposed design could work with less than 50 mW in total.

This contribution constitutes, to the best of our knowledge, the first system combining an integrated stimulator and its external controller, able to work in real-time, whose measured performances satisfy the main specifications drawn from physiological experiments related to this field of research. The most important elements of the proposed system, the ones defining its capabilities and performance, as well as the considerations that led to the choices made for its implementation, are detailed in this thesis.

It should be noted that even though the solutions found in this document are geared towards a visual implant, many of them are also applicable and are of benefit to other implantable systems.

Finally, it is worth mentioning that the elements presented here go significantly further than simple proofs-of-concepts. Indeed, we present a concrete implementation of a prototype for a visual implant built upon practically every element detailed here. Also, a system intended for validation of the stimulation module through *in-vivo* freely moving animal behavioral experiments is presented. Considerations relative to this crucial step are discussed based on preliminary experiments.

To this day, the hardware elements (mixed ASIC, prototype, assembly and encapsulation) as well as the software ones (software and firmware) mentioned in this document are either fully built or their realization are sufficiently advanced, leading this project to a stage where we will be able to observe concrete results in the near future.

## TABLE DES MATIÈRES

<b>Remerciements</b> . . . . .	<b>v</b>
<b>Résumé</b> . . . . .	<b>vii</b>
<b>Abstract</b> . . . . .	<b>x</b>
<b>Table des matières</b> . . . . .	<b>xiii</b>
<b>Liste des figures</b> . . . . .	<b>xviii</b>
<b>Liste des tableaux</b> . . . . .	<b>xxiii</b>
<b>Liste des annexes</b> . . . . .	<b>xxv</b>
<b>Lexique</b> . . . . .	<b>xxvi</b>
Acronymes . . . . .	xxvi
Notations . . . . .	xxviii
Termes médicaux . . . . .	xxix
<b>Introduction</b> . . . . .	<b>1</b>
Motivations . . . . .	2
Objectifs de recherche . . . . .	3
Organisation de la thèse . . . . .	5
 <b>CHAPITRE 1</b>	
<b>Notions fondamentales au sujet des stimulateurs implantables</b> . . . . .	<b>7</b>
1.1 La stimulation électrique fonctionnelle . . . . .	7
1.1.1 Mécanisme d'excitation neuronale . . . . .	7
1.1.2 Seuil d'excitation neuronale . . . . .	8

1.1.3	Électrodes de stimulation . . . . .	9
1.1.4	Dommages physiologiques potentiels associés à la stimulation électrique fonctionnelle . . . . .	12
1.1.5	Paramètres de stimulation . . . . .	13
1.2	Généralités au sujet des stimulateurs implantables . . . . .	15
1.2.1	Composants externes . . . . .	16
1.2.2	Stimulateur implantable . . . . .	16
1.2.3	Alimentation du dispositif implantable . . . . .	17
1.2.4	Liens de communication . . . . .	21

## CHAPITRE 2

<b>Restitution de la vision par la stimulation électrique fonctionnelle</b>	<b>22</b>	
2.1	Le système visuel biologique . . . . .	22
2.1.1	Parcours de l'information visuelle . . . . .	22
2.1.2	Correspondance rétinotopique . . . . .	23
2.1.3	Traitement non-linéaire de l'information visuelle . . . . .	25
2.2	Principes et historique des implants visuels . . . . .	25
2.2.1	Concept fondamental des prothèses visuelles . . . . .	25
2.2.2	Particularités des approches envisagées . . . . .	26
2.2.3	Implants réiniens . . . . .	28
2.2.4	Implant appliqué sur le nerf optique . . . . .	28
2.2.5	Implants corticaux . . . . .	29
2.3	Considérations spécifiques aux implants intra-corticaux . . . . .	33
2.3.1	Résolution requise pour une vision fonctionnelle . . . . .	33
2.3.2	Correspondance visuotopique . . . . .	34
2.3.3	Dimensions de l'implant . . . . .	34
2.3.4	Accessibilité de V1 . . . . .	35
2.3.5	Spécifications techniques . . . . .	36

## CHAPITRE 3

<b>Travaux de pointe dans le domaine</b>	<b>37</b>
3.1 Dispositifs implantables	38
3.1.1 Architectures et propriétés physiques	38
3.1.2 Contrôleurs d'implants	44
3.1.3 Générateurs de stimuli	47
3.1.4 Diagnostic post-implantation	49
3.2 Liens inductifs	51
3.2.1 Transfert et récupération de données	51
3.2.2 Transfert et récupération d'énergie	54
3.3 Composants externes	57
3.4 Travaux du laboratoire de neurotechnologies Polystim	59
3.5 Synthèse	60

## CHAPITRE 4

<b>Conception et validation du dispositif implantable</b>	<b>62</b>
4.1 Architecture globale de l'implant	62
4.2 Module de stimulation	64
4.2.1 Modes de stimulation supportés	66
4.2.2 Matrice de commutation	67
4.2.3 Convertisseur Numérique à Analogique	68
4.2.4 Amplificateur dédié au diagnostic	71
4.2.5 Contrôleur des modules de stimulation	73
4.3 Module d'interface	75
4.3.1 Communication descendante	76
4.3.2 Circuits et procédures de diagnostic	81
4.4 Implémentation et résultats expérimentaux	84
4.4.1 Module de Stimulation	86

4.4.2	Module d'interface . . . . .	88
4.4.3	Estimation de la puissance consommée par un implant complet	92
4.4.4	Synthèse des caractéristiques et performances de l'implant . .	93
4.5	Faisabilité d'une prothèse complète sur la base de l'implant proposé	93
4.5.1	Consommation de puissance . . . . .	93
4.5.2	Fabrication et miniaturisation de l'implant . . . . .	96
 <b>CHAPITRE 5</b>		
<b>Conception et validation du contrôleur externe . . . . .</b>		<b>98</b>
5.1	Optimisation au niveau de la puissance dissipée . . . . .	98
5.1.1	Réduction des perturbations sur le système causées par la charge de l'implant . . . . .	98
5.1.2	Compensation prédictive . . . . .	102
5.2	Description du système externe . . . . .	105
5.2.1	Architecture . . . . .	106
5.2.2	Module d'interface du lien inductif . . . . .	108
5.2.3	Module de chronométrage bas-niveau . . . . .	109
5.2.4	Contrôleur principal . . . . .	113
5.3	Implémentation et validation . . . . .	113
5.3.1	Matériel . . . . .	113
5.3.2	Lissage de la charge de l'implant . . . . .	115
5.3.3	Compensation prédictive . . . . .	115
5.3.4	Utilisation du système complet . . . . .	117
 <b>CHAPITRE 6</b>		
<b>Système d'expérimentations <i>in-vivo</i> . . . . .</b>		<b>119</b>
6.1	Protocoles d'expérimentation comportementale . . . . .	120
6.1.1	Expérience de conditionnement . . . . .	120
6.1.2	Expérience d'orientation . . . . .	121

6.2	Description du système expérimental . . . . .	123
6.2.1	Contraintes générales . . . . .	123
6.2.2	Systèmes expérimentaux . . . . .	124
6.2.3	Stimulateur . . . . .	126
6.3	Fabrication du système expérimental . . . . .	131
6.3.1	Interface corticale . . . . .	131
6.3.2	Stimulateur . . . . .	135
6.4	Résultats expérimentaux . . . . .	135
6.4.1	Caractéristiques du stimulateur . . . . .	135
6.4.2	Implantations préliminaires . . . . .	136
	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>140</b>
	Améliorations à apporter à court terme . . . . .	142
	Travaux à entreprendre à moyen terme . . . . .	145
	Remarques finales . . . . .	146
	<b>Publications relatives à cette thèse . . . . .</b>	<b>148</b>
	Articles de journaux avec comité de lecture . . . . .	148
	Résumés de conférences . . . . .	148
	Posters . . . . .	150
	<b>Bibliographie . . . . .</b>	<b>151</b>
	<b>Annexes . . . . .</b>	<b>178</b>

## LISTE DES FIGURES

1.1	Relation entre l'intensité et la durée d'une impulsion de courant permettant d'atteindre le seuil d'excitation neuronale. . . . .	8
1.2	Exemples de matrices d'électrodes . . . . .	10
1.3	Interface entre une électrode et les tissus biologiques. . . . .	11
1.4	Paramètres définissant un train d'impulsions biphasiques. . . . .	14
1.5	Éléments constituant un système de stimulation implantable. . . . .	15
1.6	Schéma bloc du système d'alimentation transcutanée d'un dispositif implanté. . . . .	18
1.7	Modèle générique d'un lien transcutané. . . . .	19
2.1	Principaux éléments du système visuel biologique. <i>Adapté de [138].</i> . . .	23
2.2	Correspondance rétinotopique chez l'humain . . . . .	24
2.3	Composants d'une prothèse visuelle et exemple de perception visuelle envisageable. . . . .	26
2.4	Représentation conceptuelle des différents types d'implants visuels. . .	27
2.5	Images relatives à l'implantation d'un stimulateur intra-cortical sur un modèle animal. . . . .	32
2.6	Correspondance entre le champ récepteur et la destination de saccades résultant de la stimulation de V1 chez un macaque. . . . .	32
2.7	Vue postérieure-ventrale de V1 chez l'humain. . . . .	35
3.1	Composants d'un stimulateur implantable dédié à une prothèse visuelle.	37
3.2	Concept proposé par l'institut de technologie de l'Illinois pour un stimulateur implantable illustrant l'approche distante. . . . .	39
3.3	Concepts proposés par l'équipe de l'université du Michigan illustrant l'approche monolithique. . . . .	41

3.4	Implant rétinien illustrant l'approche modulaire. . . . .	43
3.5	Illustration d'étages de sorties permettant la stimulation en courant (a) bipolaire et (b) monopolaire. . . . .	48
3.6	Modèle décrivant un système asservi de transmission de la puissance permettant d'optimiser l'efficacité d'un lien transcutané. . . . .	56
4.1	Illustration du concept de l'implant modulaire proposé sur substrat flexible. . . . .	63
4.2	Interconnexions entre le module d'interface et les modules de stimulation. . . . .	64
4.3	Schéma bloc du module de stimulation. . . . .	65
4.4	Modes de stimulation supportés par le MI pour la génération d'impulsions biphasiques. . . . .	66
4.5	Interconnexions et contrôle de la matrice de commutation. . . . .	67
4.6	Comparaison des approches (a) en tension et (b) en courant pour des systèmes multi-DAC bi-directionnels. . . . .	69
4.7	Schéma électrique de la partie $p$ d'un DAC. . . . .	70
4.8	Schéma simplifié de l'amplificateur rail-à-rail utilisé pour la surveillance de la tension aux électrodes de stimulation. . . . .	72
4.9	Architecture du contrôleur du MS . . . . .	74
4.10	Schéma bloc simplifié du MI. . . . .	75
4.11	Démodulateur ASK proposé . . . . .	78
4.12	Illustration du protocole de communication bi-directionnel utilisé par l'implant proposé. . . . .	80
4.13	Illustration du principe de mesure de la tension et du courant aux sites de stimulation. . . . .	82
4.14	Circuit de diagnostic de l'alimentation de l'implant. (a) Oscillateur contrôlé par l'alimentation et (b) circuit de diagnostic périodique. . . . .	83
4.15	Version intégrée du VCO du circuit de diagnostic de l'alimentation. . . . .	84

4.16	Micro-photographies (a) du module de stimulation et (b) du Circuit de Communication. . . . .	85
4.17	Impulsions observées à la sortie du MS intégré. . . . .	86
4.18	Sortie du DAC en fonction du code numérique à l'entrée pour chacune des plages supportées. . . . .	87
4.19	Récupération de l'horloge et des données au secondaire du lien inductif à différents taux de transferts. . . . .	89
4.20	Nombre d'impulsions par seconde maximal supporté par l'implant selon différents paramètres du lien descendant. . . . .	90
4.21	Mesures relatives au CDA . . . . .	91
5.1	Procédure d'ordonnancement des données visant à minimiser les variations sur la consommation totale de l'implant. . . . .	101
5.2	Modèle de la relation entre la tension à l'entrée du régulateur de l'implant et les commandes de stimulation dans un système à compensation prédictive. . . . .	104
5.3	Schéma bloc simplifié du contrôleur externe. . . . .	108
5.4	Schéma bloc du module d'interface du lien inductif. . . . .	109
5.5	Description comportementale de la file de priorité. . . . .	110
5.6	Schéma bloc (a) de base et (b) avec sections parallèles de l'implémentation matérielle exécutant le chronométrage de l'envoi des commandes de stimulation. . . . .	112
5.7	Représentation du flot de données du contrôleur externe. . . . .	114
5.8	Tension minimale de $V_S$ en fonction de la charge $I_{stim}$ . . . . .	116
5.9	Effet de la variation de la charge sur la tension d'alimentation de l'implant et de la compensation prédictive sur cette dernière. . . . .	116
5.10	Simulation dynamique du courant total de stimulation. . . . .	118
5.11	Stimulation à fréquences indépendantes contrôlées par le système complet. . . . .	118

6.1	(a) Système d'expérience de contitionnement, (b) stimuli pendant la phase d'entraînement et (c) de test. . . . .	120
6.2	Concept de l'expérience d'orientation (a) original et (b) tel qu'envisagé pour la validation de la stimulation du cortex visuel. . . . .	122
6.3	Systèmes expérimentaux pour (a) l'expérience de conditionnement et (b) l'expérience d'orientation. . . . .	125
6.4	Schéma bloc du stimulateur portatif pour expérimentation <i>in-vivo</i> . . .	126
6.5	Charge par phase maximale avant saturation du signal de sortie à courant constant pour les stimulations monopolaire, bipolaire et monopolaire avec électrode de retour dynamique. . . . .	128
6.6	Schéma simplifié du module de sortie permettant de générer $I_{out}$ avec une plage de tension étendue et de contrôler la tension de l'électrode de retour en fonction de l'impédance des électrodes de stimulation. . . . .	129
6.7	(a) Modification au circuit 6.6 afin d'éliminer l'erreur d'appariement entre les courants de sortie positif et négatif. Les courants mesurés avec et sans $Q_9$ sont présentés en (b). . . . .	131
6.8	Concept d'augmentation de la plage dynamique à la sortie du MS. . . . .	132
6.9	(a) Structure de l'interface percutanée du stimulateur. (b) Positionnement après implantation. (c) Masque du connecteur flexible. (d) Assemblage des éléments sur la tête de l'animal (à l'échelle). . . . .	133
6.10	(a) Adaptateur de manipulation de matrice d'électrodes et (b) photographie d'une matrice assemblée sur le substrat flexible, avant encapsulation d'adhésif et de silicone. . . . .	134
6.11	Stimulateur expérimental portatif et quelques accessoires. . . . .	135
6.12	Photographie d'un sujet animal se déplaçant librement avec le stimulateur et la caméra. . . . .	137
6.13	Compression du cortex tel que constaté après implantation prolongée d'une matrice d'électrodes par la méthode manuelle. . . . .	138

6.14 Dispositif d'insertion pneumatique. . . . .	139
A.1 Identification des broches du MS. . . . .	180
A.2 Identification des (a) registres de configuration du MS et (b) de ses champs. . . . .	183
B.1 Architecture du micro-logiciel embarqué . . . . .	190
B.2 Procédure correcte de modification d'un paramètre localement (externe) et sur l'implant. . . . .	193
C.1 Illustration du processus de chronométrage des impulsions . . . . .	198
C.2 Structure des fichiers de configuration du logiciel de contrôle . . . . .	203
C.3 Exemple de fichier de configuration du stimulateur <i>in-vivo</i> . . . . .	204
C.4 Fenêtre de configuration globale . . . . .	205
C.5 Onglet de configuration des paramètres de stimulation . . . . .	206
C.6 Onglet de configuration des paramètres de diagnostic de la tension . . . . .	206
C.7 Onglet de configuration des paramètres des impulsions de stimulation . . . . .	207
C.8 Onglet de configuration pour l'expérience de conditionnement . . . . .	208
C.9 Onglet de gestion de la mémoire interne du stimulateur . . . . .	208
C.10 Onglet d'exécution de commandes « brutes » . . . . .	209
C.11 Onglet de contrôle direct du module de stimulation . . . . .	209

## LISTE DES TABLEAUX

1.1	Limites d'exposition aux radiations de 300 kHz à 100 GHz . . . . .	20
2.1	Pathologies visuelles : prévalence et applicabilité des prothèses visuelles	27
2.2	Spécifications techniques d'un implant visuel intra-cortical . . . . .	36
3.1	Recueil commenté des stimulateurs visuels disponibles dans la littérature	61
4.1	Configuration des interrupteurs de la matrice de commutation pour la génération d'impulsions biphasiques . . . . .	68
4.2	Principales caractéristiques mesurées du MS . . . . .	87
4.3	Comparaison de différents étages de sortie de stimulateurs visuels . . .	87
4.4	Principaux paramètres du lien inductif du système de test. . . . .	88
4.5	Tableau comparatif des fonctionnalités et performances de stimulateurs visuels . . . . .	94
4.6	Étapes de fabrication explorées pour la fabrication du dispositif . . . .	97
5.1	Définition des données de la file de priorité . . . . .	110
5.2	Comparaison des approches logicielles et matérielles pour l'implémenta- tion d'une file de priorité . . . . .	111
5.3	Ressources requises pour l'implémentation du contrôleur externe . . . .	114
6.1	Caractéristiques du système expérimental de stimulation . . . . .	136
A.1	Description des entrées/sorties du MS . . . . .	181
A.2	Registres de configurations du MS . . . . .	184
A.3	Types de mots de commandes . . . . .	186
A.4	Description des commandes du MI . . . . .	187
A.5	Définition des champs des commandes du MI . . . . .	187

A.6	Définition des registres de contrôle du MI . . . . .	188
A.7	Fichiers nécessaires à la compilation du MI . . . . .	189
C.1	Variables définissant les paramètres de chronométrage du stimulateur <i>in-vivo</i> . . . . .	198
C.2	Allocation de la mémoire interne du stimulateur . . . . .	199
C.3	Description des instructions supportées par le stimulateur . . . . .	200
C.4	Détail des instructions supportées par le stimulateur . . . . .	200
C.5	Définition des registres de contrôle . . . . .	201
C.6	Description des fichiers relatifs au logiciel de contrôle du stimulateur <i>in-vivo</i> . . . . .	203

## LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A	Fiche technique de l'implant . . . . .	180
ANNEXE B	Fiche technique du contrôleur externe . . . . .	190
ANNEXE C	Fiche technique du stimulateur <i>in-vivo</i> . . . . .	197

## LEXIQUE

### Acronymes

AC	Courant alternatif ( <i>Alternating Current</i> )
ACS	Adresse de Canaux et Sites
ADC	Convertisseur analogique à numérique ( <i>Analog-to-Digital Converter</i> )
ASIC	Circuit intégré dédié à une application spécifique ( <i>Application Specific Integrated Circuit</i> )
ASK	Modulation par déplacement d'amplitude ( <i>Amplitude Shift Keying</i> )
BER	Taux d'erreurs de transmission ( <i>Bit Error Rate</i> )
Bi-CMOS	Bipolaire-CMOS
CC	Circuit de Communication
CDA	Circuit de Diagnostic de l'Alimentation
CDE	Circuit de Diagnostic des Électrodes
CGL	Corps Genouillé Latéral
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide Semiconductor</i>
CRC	Code de Redondance Cyclique
CRSNG	Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et Génie
DAC	Convertisseur numérique à analogique ( <i>Digital-to-Analog Converter</i> )
DC	Courant continu ( <i>Direct Current</i> )
DNL	Non-linéarité différentielle ( <i>Differential Non-Linearity</i> )
DR	Dégénérescence Rétinienne
DPRAM	Mémoire vive à port double ( <i>Dual Port RAM</i> )
DRAM	Mémoire vive de données ( <i>Data RAM</i> )
FPGA	Réseau prédiffusé programmable par l'utilisateur ( <i>Field Programmable Gate Array</i> )

FIFO	Premier entré, premier sorti ( <i>First In First Out</i> )
FSK	Modulation par déplacement de fréquence ( <i>Frequency Shift Keying</i> )
FSL	<i>Fast Simplex Link</i>
GRM	Groupe de Recherche en Microélectronique
IDM	IDentificateur de Module
INL	Non-linéarité intégrale ( <i>Integral Non-Linearity</i> )
IPS	Impulsions Par Seconde
IRAM	Mémoire vive d'instructions ( <i>Instruction RAM</i> )
LASEM	Laboratoire d'ASsemblage et d'Encapsulation de Microsystèmes électroniques
LMF	Laboratoire de Micro-Fabrication
LSB	Bit le moins significatif ( <i>Least Significant Bit</i> )
LSK	Modulation par déplacement de la charge ( <i>Load Shift Keying</i> )
MCS	Mot de Commande de Stimulation
MI	Module d'Interface
MS	Module de Stimulation
OOK	Modulation tout-ou-rien ( <i>On-Off Keying</i> )
PA	Potentiel d'Action
PC	Ordinateur personnel ( <i>Personal Computer</i> )
PSK	Modulation par déplacement de phase ( <i>Phase Shift Keying</i> )
RAM	Mémoire volatile ( <i>Random Access Memory</i> )
ReSMiQ	Regroupement Stratégique en Microélectronique du Québec
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
RF	Radio-Fréquence
RP	Rétinite Pigmentaire
SCM	Société Canadienne de Microélectronique
SEF	Stimulation Électrique Fonctionnelle
SNC	Système Nerveux Central

SOPC	Système sur une puce programmable ( <i>System On a Programmable Chip</i> )
TSK	<i>Time-Stamp Key</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
V1	Cortex visuel primaire
VCO	Oscillateur contrôlé par tension ( <i>Voltage Controlled Oscillator</i> )

### Notations

$\alpha$	Constante de proportionnalité
$\beta$	Gain de courant $I_C/I_B$ d'un transistor bipolaire
$\eta$	Efficacité de puissance
$A$	Amplitude (tension ou courant)
$C$	Capacitance
$f$	Fréquence
$gm$	Transconductance
$I$	Intensité du courant
$k$	Coefficient de couplage
$K$	Constante
$L$	Inductance
$N_{...}$	Nombre de ...
$P$	Puissance
$R$	Résistance
$T$	Durée
$V_A$	Tension Early d'un transistor bipolaire
$W_{...}$	Largeur ( <i>Width</i> ), en nombre de bits, de ...
$\mathbf{X}$	Ensemble (vecteur, matrice) de données en entrée.

## Termes médicaux

Les définitions suivantes sont adaptées du grand dictionnaire terminologique de l'Office québécois de la langue française<sup>1</sup>.

### Afférent

Se dit d'un nerf ou de l'une de ses parties qui transporte l'influx nerveux en direction du système nerveux central, ou de cet influx ainsi transporté.

### Circadien

Qualifie un rythme biologique d'une périodicité égale à 24 heures environ.

### Cochlée

Minuscule tube osseux, en forme de spirale, situé dans le labyrinthe osseux de l'oreille interne, et qui est constitué de deux canaux et d'un conduit subdivisé par une paroi élastique fine qui longe la cochlée membraneuse.

### Controlatéral

Qui qualifie une structure située du côté opposé au point de référence.

### Dégénérescence Maculaire

Altération de la macula (zone centrale de la rétine) qui entraîne une perte progressive et importante de la vision.

### Dure-mère

Méninge extérieure du cerveau, fibreuse et résistante.

### Efférent

Se dit d'un nerf ou de l'une de ses parties qui transporte l'influx nerveux depuis le système nerveux central, ou de cet influx ainsi transporté.

---

<sup>1</sup><http://www.granddictionnaire.com>

### Faux du cerveau

Expansion duremérienne intracrânienne verticale et médiane subdivisant les hémisphères cérébraux droit et gauche.

### Fovéa

Région d'environ 1,5 mm de diamètre située au fond de la dépression maculaire de la rétine qui ne contient que des cônes et où l'acuité est plus élevée que dans le reste de la rétine.

### Gyrus

Repli de la surface du cerveau pour le repérage des locations cérébrales.

### Hémisphère

Les deux moitiés latérales du cerveau.

### Ipsilatéral

Qui qualifie une structure située du même côté que le point de référence.

### Médial

Qui qualifie une structure plus proche de l'axe médiosagittal du corps qu'une autre structure de même dénomination.

### Occipital

Qui se rapporte à l'occiput, c'est-à-dire à la partie arrière de la tête.

### Pneumogastrique

Nerf sensitivomoteur qui innerve le pharynx, le voile du palais et le larynx, ainsi que les organes thoraciques et abdominaux.

### Rétinite Pigmentaire

Affection d'origine héréditaire consistant en une dégénérescence progressive de la rétine débutant dans les bâtonnets de la périphérie et envahissant toute la rétine

ce qui aboutit à une cécité totale.

#### Scissure

Sillon profond creusé à la surface d'un organe.

#### Stargaart

Forme commune de dégénérescence maculaire juvénile héréditaire<sup>2</sup>.

#### Thalamus

Le plus interne et le plus volumineux des noyaux gris centraux qui constitue un relais important sur le trajet des voies sensitives qui s'épanouissent au-dessus de lui pour gagner leurs aires de projection corticale.

#### Ventral

Qui qualifie une structure située plus en avant qu'une autre structure du corps, lorsque le sujet est en position anatomique.

---

<sup>2</sup>Traduit et adapté de <http://www.blindness.org>

## INTRODUCTION

La totalité est plus que la  
somme des parties

---

*La Métaphysique* — ARISTOTE

La cécité totale est considérée par plusieurs comme l'un des handicaps les plus malheureux dont peut être atteint un individu. On comptait en 2002 près de 37 millions d'aveugles<sup>3</sup> dans le monde et, selon l'initiative VISION 2020, ce nombre pourrait atteindre 76 millions en 2020 [128]. Plusieurs solutions ont été élaborées au fil des années pour améliorer la qualité de vie de ces individus. Les plus simples consistent en une forme de substitution sensorielle où un sens intact du patient est utilisé pour lui transmettre l'information qui serait autrement acquise par voie visuelle. Par exemple, des logiciels de diction de textes informatisés remplacent maintenant en large mesure le braille. Permettant d'identifier les caractéristiques de l'environnement de l'utilisateur, mentionnons l'existence de dispositifs d'encodage auditif des scènes visuelles qui représentent la luminosité ou la position d'objets au moyen de sons de différentes amplitudes, fréquences et temps de présentation [36] [39] [120]. Aussi, différentes approches de stimulation tactile ont été imaginées, encodant les stimuli sous forme thermique [87], mécanique [49] ou électrique [148]. Toutefois, ces solutions entrent en conflit avec les fonctions originales des organes sensoriels maintenant impliqués dans les tâches normalement visuelles.

Différentes solutions visant directement le système visuel sont donc envisagées [13] [115] [127] [198]. Celles basées sur la stimulation électrique semblent aujourd'hui

---

<sup>3</sup>Selon l'Organisation Mondiale de la Santé, un aveugle possède une acuité visuelle inférieure à 3/60 ou un champ de vision de moins de 10 degrés pour l'œil le plus performant, et ce, avec la meilleure correction possible.

les plus susceptibles de fournir des résultats probants dans un avenir relativement rapproché. L'enthousiasme relié à ce concept n'est certes pas étranger à l'existence de systèmes conceptuellement semblables ayant déjà été couronnés d'un indubitable succès. Par exemple, aujourd'hui, le pacemaker permet de réguler le rythme cardiaque [3]; l'implant urinaire rend possible la miction chez les paraplégiques [16]; la stimulation du nerf pneumogastrique élimine les symptômes de dépression de certains patients [123]; l'implant cochléaire procure aux sourds une ouïe fonctionnelle [140] allant jusqu'à leur permettre de converser au téléphone.

## Motivations

Malheureusement, le savoir-faire et les avancées technologiques découlant des recherches portant sur les stimulateurs existants ne peuvent être directement transposés à une prothèse visuelle. Ce fait découle du nombre particulièrement élevé de sites de stimulation nécessaires à un tel dispositif, estimé [26] [205] à quelque 30 à 50 fois supérieur à ce que supporte l'implant commercial d'aujourd'hui au plus grand parallélisme [136]. Il en résulte des spécifications techniques relatives au taux de transfert des données, aux contraintes physiques et à l'efficacité énergétique du système allant bien au-delà des performances atteintes par les systèmes d'aujourd'hui.

La littérature la plus récente expose différentes solutions aux principaux défis posés par l'implant visuel. Toutefois, ces solutions sont généralement envisagées avec un objectif et un point de vue restreints. Conséquemment, des considérations fondamentales sont omises et il en résulte des systèmes ne représentant pas des solutions valides en tous points.

Quelques exemples permettent d'illustrer ce propos sans équivoque. Les publications pertinentes récentes des équipes les plus respectées et avancées dans le domaine [57] [111] [180] présentent des implants qui permettent bien une capacité de sti-

mulation jugée suffisante pour une prothèse complète (parallélisme, taux de transfert des données), mais consomment bien au-delà de 100 mW. Un lien inductif transcutané ne peut assurément pas fournir une telle énergie, en continu, tout en respectant les normes de sécurité s'y rapportant [45]. Des solutions permettant d'optimiser le transfert d'énergie sont par ailleurs proposées [150] [191], mais ne peuvent garantir que l'alimentation de l'implant ne soit indûment affectée par l'activité de ce dernier. La sécurité d'utilisation du dispositif est alors compromise, particulièrement si l'implant fonctionne à basse tension.

De nombreux exemples semblables pourraient être colligés ici, mais nous pouvons d'ores et déjà conclure qu'il est pertinent de poser un regard élargi sur le sujet et de proposer des éléments d'une solution globale dont l'implémentation et les limitations ne représentent pas un frein à l'atteinte de l'objectif final. Idéalement, ces efforts devraient concerner tous les aspects du système, autant sa partie implantée que sa partie externe. En effet, il est important que les particularités d'un élément du système ne rendent pas l'efficacité ou l'implémentation d'un autre élément déficiente ou même impraticable. Aussi, une même figure de mérite peut bénéficier d'un effort d'optimisation sur des fronts à première vue indépendants.

Finalement, il est évident que des stratégies de stimulation optimales et la sécurité d'utilisation du dispositif ne pourront être ultimement déterminées que par des expérimentations *in-vivo*. La conception et la réalisation d'un système spécifiquement dédié à cet objectif constitue donc une étape incontournable sur le chemin menant à un implant applicable à des sujets humains.

## **Objectifs de recherche**

Les travaux de cette thèse concernent spécifiquement la conception d'un implant intra-cortical et visent la réalisation aussi complète que possible d'un prototype fonc-

tionnel du système. Nous comptons explorer et proposer des solutions variées et idéalement complémentaires offrant :

- un dispositif réaliste compte tenu des contraintes physiologiques et technologiques liées à l’application ;
- une consommation réduite du dispositif implantable et une grande efficacité globale du système :
- une sécurité d’utilisation accrue par :
  - la capacité de diagnostiquer l’état des paramètres critiques du dispositif après implantation ;
  - l’automatisation de sa mise en un état sécuritaire lors de la détection d’anomalies ;
  - assurer que les solutions nouvelles proposées visant à optimiser les performances d’un aspect particulier ne compromettent pas systématiquement ou potentiellement la sécurité ;
- un débit de données du canal de communication supportant un taux de stimulation conforme aux spécifications découlant des expériences physiologiques, pour un nombre d’électrodes jugé suffisant pour une prothèse utile à l’humain ;
- une flexibilité maximale afin de rendre le système, ou une variante trivialement réalisable, applicable indépendamment des progrès ultérieurs découlant d’expériences physiologiques, d’ici ou d’ailleurs.

Chacun des éléments essentiels du système devra être conçu en considérant l’ensemble de ces objectifs plutôt que l’optimisation d’un paramètre particulier.

D’un côté pratique, un dispositif de stimulation corticale intégré, le premier issu de l’équipe Polystim, sera conçu, fabriqué et constituera le coeur du système. L’applicabilité, pour une prothèse complète destinée à l’humain, de chacun des éléments selon leur implémentation spécifique devra être évaluée. Finalement, le stimulateur intégré servira de base pour un système destiné à des expériences *in-vivo* dont la

conception et la fabrication font aussi partie des objectifs du présent travail.

## **Organisation de la thèse**

Le premier chapitre expose les notions essentielles à la compréhension et à l'analyse de tout implant destiné à la Stimulation Électrique Fonctionnelle (SEF). En particulier, les considérations spécifiques à la stimulation corticale seront présentées, ainsi que les principes généraux concernant les dispositifs implantables.

Le second chapitre se concentre plus spécifiquement sur les implants appliqués au système visuel, du point de vue de leur application. Quelques notions importantes relatives au système visuel biologique seront premièrement exposées. Ensuite, un bref historique des travaux pertinents permettra d'apprécier les particularités de chacune des approches envisageables et l'état actuel des recherches. Une emphase particulière est portée sur l'implant intra-cortical. Les considérations importantes découlant des caractéristiques physiologiques du système visuel ayant un impact sur la conception d'un tel implant seront exposées et commentées.

Le troisième chapitre présente les travaux de pointe pertinents, au niveau cette fois de la technologie et de la conception des implants visuels. Les principales approches concernant les modules essentiels à une prothèse visuelle seront exposées et commentées afin que le lecteur puisse apprécier leurs avantages et inconvénients respectifs, ainsi que les défis restant encore à relever.

Les trois chapitres suivants présentent le travail original relatif à la présente thèse.

La partie implantable du système sera présentée au chapitre quatre. Les éléments ayant un impact sur les performances et capacités du dispositif seront présentés, ainsi que le processus de conception qui s'y rapporte. La faisabilité d'une prothèse visuelle sur la base de l'implant proposé et des performances obtenues expérimentalement sera évaluée et les conclusions en découlant permettront d'aiguiller les travaux futurs

et souligneront l'importance de ceux faisant l'objet du chapitre suivant.

Les considérations relatives au contrôleur externe font l'objet du chapitre cinq. En particulier, des méthodes permettant l'amélioration de l'efficacité du système en termes de puissance, sans compromettre sa sécurité d'utilisation, seront explorées. De l'ensemble des spécifications, découlant des caractéristiques de l'implant et des méthodes envisagées quant à son utilisation, sera proposée une implémentation sous forme, principalement, d'un système sur une puce programmable (*System On a Programmable Chip* — SOPC)<sup>4</sup>.

Le chapitre six concerne un système destiné à des expérimentations *in-vivo*. Des protocoles expérimentaux originaux seront présentés, tout comme le système permettant de mener à bien lesdites expériences. En particulier, le dispositif offrant une interface de stimulation chronique chez le rat, le protocole chirurgical s'y rapportant et le résultat d'implantations préliminaires, seront exposés.

Finalement, la conclusion fera un retour sur le travail accompli de manière à permettre d'apprécier les contributions du travail relatif à cette thèse et tentera de mettre en relief les inter-dépendances et impacts des éléments proposés sur les performances globales du système. Plusieurs recommandations quant aux travaux à entreprendre à court et à moyen terme, fondées sur la base des résultats obtenus et de notre vision des défis futurs seront également formulées.

---

<sup>4</sup>Pour faciliter la compréhension du document par un lecteur familier avec la littérature se rapportant au sujet, les sigles, acronymes et libellés dérivés de la langue anglaise mais largement répandus seront régulièrement utilisés (p. ex. CMOS, *Clk*).

# CHAPITRE 1

## NOTIONS FONDAMENTALES AU SUJET DES STIMULATEURS IMPLANTABLES

Toute commande émise par le cerveau (Système Nerveux Central — SNC) et toute sensation perçue est véhiculée par des Potentiels d'Action (PA) se propageant le long de chaînes de nerfs et neurones. Il est possible de générer sur commande des PA par la SEF. Cette propriété est aujourd'hui couramment utilisée afin de palier à certaines dysfonctions physiques. Le pacemaker, l'implant urinaire, l'implant cochléaire et les stimulateurs musculaires, bien que fort différents du point de vue de leur application, partagent un nombre important des concepts fondamentaux décrits dans le présent chapitre.

### 1.1 La stimulation électrique fonctionnelle

#### 1.1.1 Mécanisme d'excitation neuronale

Un PA est généré lorsque la membrane d'un nerf ou d'un neurone est complètement dépolarisée à partir d'un niveau au repos d'environ  $-70 \text{ mV}$ <sup>1</sup>. Cette dépolarisation peut être le résultat d'une tension appliquée de part et d'autre de la membrane ou d'un courant traversant celle-ci pour une durée telle que le seuil de dépolarisation soit atteint. Cette seconde méthode est généralement préférée puisqu'elle est la seule

---

<sup>1</sup>Le potentiel est celui du milieu intracellulaire par rapport au milieu extracellulaire, par convention établi à 0 V. Une dépolarisation est définie comme le rapprochement des potentiels intra- et extracellulaires et une hyperpolarisation est une variation du potentiel en sens inverse.

qui permette de contrôler la quantité des charges impliquées dans la stimulation, un paramètre important afin d'éviter la détérioration des tissus (c.f. sections 1.1.3 et 1.1.4).

### 1.1.2 Seuil d'excitation neuronale

Une augmentation de la durée du stimulus s'accompagne d'une diminution du courant nécessaire afin d'atteindre le seuil de déclenchement d'un PA, comme en témoigne la courbe de la figure 1.1. Toutefois, le seuil est limité aux deux extrémités de la courbe : une durée minimale est requise et un courant existe en deçà duquel la stimulation est impossible, défini comme le courant de rhéobase ( $I_{Rh}$ ).

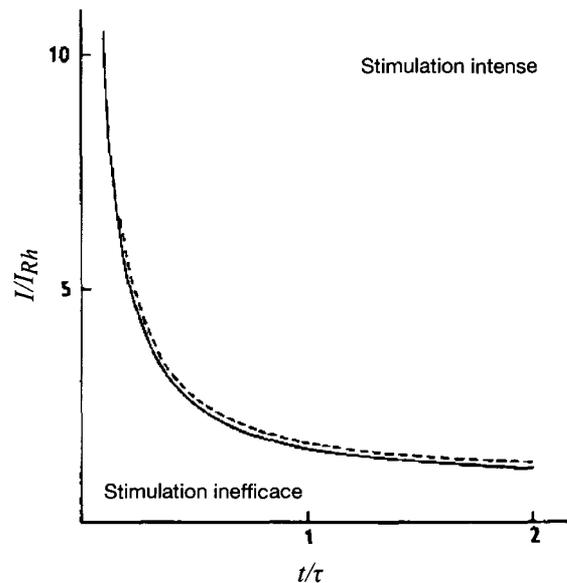


Figure 1.1: Relation entre l'intensité et la durée d'une impulsion de courant permettant d'atteindre le seuil d'excitation neuronale. *Adapté de [126].*

Dans le cas de la SEF, l'électrode est généralement située hors du corps cellulaire. Par conséquent, d'autres facteurs interviennent de façon importante dans le seuil d'excitation tel que défini selon les paramètres de stimulation à l'électrode [167].

En effet, la distance séparant l'électrode de la cellule activée a un impact environ quadratique sur l'intensité du courant de seuil d'excitation des neurones<sup>2</sup>. La densité des connexions synaptiques des neurones influence elle aussi grandement leur sensibilité [6]. Finalement, les caractéristiques physiques et géométriques des électrodes ont leur influence, comme il sera discuté à la section 1.1.3.

Notons finalement que le seuil est variable dans le temps. En effet, suite à la génération d'un PA, la membrane présente une période réfractaire pendant laquelle il est impossible de générer un nouveau PA [64]. Aussi, une succession soutenue de ceux-ci entraîne généralement une diminution de la sensibilité de la membrane. Finalement, différentes interactions inter-neurales influencent aussi temporairement leur excitabilité, par exemple via des connexions inhibitrices ou selon les cycles d'éveil et de sommeil.

### 1.1.3 Électrodes de stimulation

La variété des électrodes de stimulation est abondante [23] [35] [91] [131] [145] [163]. Celles-ci peuvent être cependant catégorisées selon qu'elles pénètrent ou non les tissus. Lorsque les nerfs/neurones à exciter ne sont pas directement en surface, les électrodes pénétrantes sont nettement plus efficaces (c.f. section 1.1.2). Évidemment, leur principal inconvénient réside du fait qu'elles sont plus invasives. Aussi, elles sont généralement plus difficiles à implanter [146]. Dans tous les cas, on retrouve des électrodes (et matrices d'électrodes) rigides et souples. Quelques exemples représentatifs de matrices bi-dimensionnelles sont présentés à la figure 1.2.

---

<sup>2</sup>La distance peut avoir un effet de quadratique à cubique dans le cas des nerf, vraisemblablement selon la proximité d'un noeud de Ranvier [167]

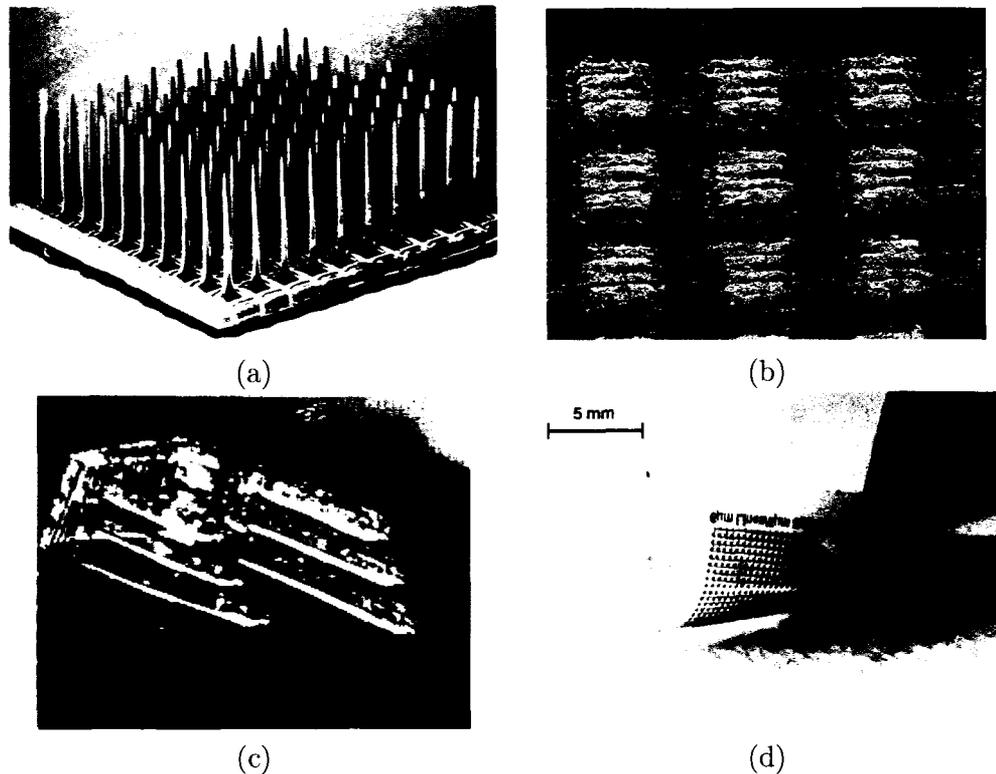


Figure 1.2: Exemples de matrices d'électrodes rigides (a et b), souples (c et d), pénétrantes (a et c) et de surface (b et d). Tirés de [80], [145], [154], [196].

### Interface électrode-tissus

Le courant électronique (ionique) prend une forme ionique (électronique) lorsqu'il franchit l'interface électrode-tissus par une réaction d'oxydation (de réduction) à la cathode (à l'anode) [64]. L'interface peut être modélisée par un réseau résistif-capacitif dont les paramètres des éléments sont fonctions des composantes fréquentielles du stimulus [139]. Le modèle simplifié d'une interface, incluant sa résistance faradique ( $R_f$ ) et son potentiel de demi-pile ( $E$ ) est présenté à la figure 1.3(a). La forme du voltage résultant de l'application d'une impulsion biphasique carrée de courant de faible amplitude est également montrée.

Il est à noter que la progression à long terme de l'impédance à l'interface électrode-tissus est un indicateur important de l'état des tissus et, le cas échéant, de leur

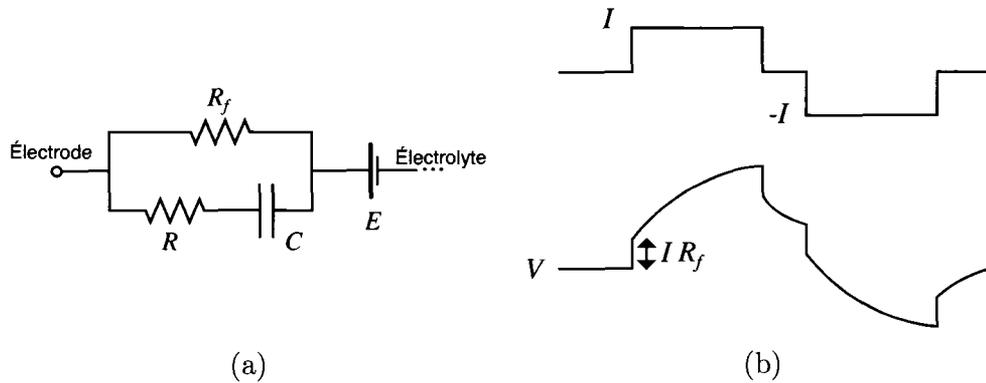


Figure 1.3: Interface entre une électrode et les tissus biologiques. (a) Modèle et (b) application d'une impulsion biphasique de courant.

détérioration.

### Influence de la géométrie de la pointe des électrodes

Dans le cas où l'électrode est située à l'extérieur du corps cellulaire, le paramètre déterminant l'atteinte du seuil de déclenchement d'un PA est en fait la densité du courant au travers de la membrane [167]. Ainsi, à proximité de l'électrode, la forme de cette dernière influence grandement l'efficacité de la stimulation par l'effet de concentration du champ électrique à la pointe.

Aussi, l'impédance de l'électrode est inversement proportionnelle à sa surface. Il est possible de diminuer la tension nécessaire à la stimulation par l'augmentation de la porosité du matériau recouvrant l'électrode. Par exemple, le noir de platine est régulièrement utilisé et peut diminuer de trois ordres de grandeur l'impédance d'une électrode en comparaison avec une autre dont la surface est lisse [2]. Toutefois, la surface poreuse est fragile et peut être endommagée lors de l'insertion des électrodes. Récemment, des recouvrement de nano-structures ont été proposés (nanopils, nano-champignons [81] [202]) et promettent des électrodes hautement efficaces permettant de stimuler à faible voltage.

### 1.1.4 Dommages physiologiques potentiels associés à la stimulation électrique fonctionnelle

#### Dommages causés par le courant de stimulation

La majorité des dommages subis par les tissus sont causés par la polarisation de l'électrode qui provoque l'hydrolyse de l'eau (stimulation cathodique) à proximité de l'électrode et, par conséquent, un changement radical du pH [30] [117]. La corrosion (stimulation anodique) à la pointe de l'électrode peut aussi laisser des dépôts toxiques dans les tissus [64]. Ces phénomènes, provoquant des dommages irréversibles, apparaissent lorsque l'électrode atteint une tension élevée, qui peut être atteinte à de faibles courants si la stimulation comporte une composante continue [117]. Il est donc recommandé pour la stimulation chronique que les stimuli soient biphasiques, où les phases anodique et cathodique impliquent le transfert d'une quantité égale de charges.

D'autres méthodes telles que la décharge passive de l'électrode entre les impulsions et l'ajout d'un condensateur en série peuvent être utilisées. Ces dernières sont relativement efficaces, mais il a été observé qu'elles ne peuvent à elles-seules éliminer toute composante DC pour une stimulation à haute fréquence de plusieurs sites parallèles [85]. Conséquemment, le balancement des charges est un facteur de première importance pour assurer la sécurité de la stimulation.

#### Dommages causés par les électrodes

Certains matériaux doivent être évités de par leur toxicité à long terme [2]. Les électrodes recouvertes de platine, d'iridium ou faites d'acier inoxydable sont les plus courantes [139]. Ces électrodes ne peuvent toutefois tolérer le transfert que d'une certaine quantité de charges par phase avant que des réactions toxiques irréversibles ne surviennent. À noter que la charge par phase maximale admissible est beaucoup

plus élevée pour une stimulation intracorticale ( $\sim 16\,000\text{nC}/\text{mm}^2/\text{Ph}$ ) que lorsqu'elle est faite en surface du cortex (300 à  $1\,000\text{nC}/\text{mm}^2/\text{Ph}$ ) [167]. Toutefois, la grande variété des paramètres de stimulation utilisés dans la littérature ne permet pas de fixer un critère de seuil de dommages précis [168].

### **Dommages causés par le dispositif implantable**

Tout implant étant un corps étranger d'un point de vue biologique, il est primordial que les matériaux en contact avec les tissus soient biocompatibles afin d'éviter leur rejet [2]. L'utilisation stricte de matériaux non toxiques est préférable, mais parfois impossible. L'implant peut alors être encapsulé hermétiquement (céramique, titane) ou recouvert d'un matériau biocompatible [69] [75] [157]. Différentes colles époxydes et enduits sylastiques sont couramment utilisés [21] [104] [113]. Un mince polymère, généralement le parylène peut également être utilisé et procure une flexibilité aux dispositifs ainsi protégés [37] [62] [28] [143].

Aussi, il est important que les dimensions et la forme du dispositif ainsi que la dureté des matériaux utilisés ne causent pas d'eudème à plus ou moins long terme.

### **Dommages causés par l'échauffement**

Les tissus sont également sensibles à une élévation prolongée de leur température. L'absorption de radiations électromagnétiques et la puissance dissipée par les composants électroniques implantés peuvent contribuer à un tel échauffement [118] [119] [135].

#### **1.1.5 Paramètres de stimulation**

Bien qu'elle ne constitue pas la seule option [55] [93], la stimulation au moyen d'impulsions de courant constant est la plus répandue pour exciter les nerfs et neu-

rones vu sa relative efficacité et sa simplicité. Toutefois, la génération d'un PA unique est généralement insuffisante pour induire une perception ou une action, alors des trains d'impulsions sont habituellement employés. Aussi, puisqu'un train soutenu d'impulsions entraîne une désensibilisation des cellules (c.f. section 1.1.2), ceux-ci sont généralement interrompus à intervalles réguliers. La figure 1.4 présente la forme d'une stimulation typique. Ses paramètres, définis ici et utilisés intégralement tout au long de l'ouvrage, sont :

- l'amplitude de chacune des phases ( $A$ ) ;
- la durée de chacune des phases ( $T_{phase}$ ) ;
- la durée séparant les phases de polarité opposée ( $T_{int phase}$ ) ;
- le taux de répétition des impulsions bi-phasiques ( $f_{imp}$ ) ;
- la durée d'un train d'impulsions ( $T_{train}$ ) ;
- la durée séparant deux trains d'impulsions ( $T_{int train}$ ).

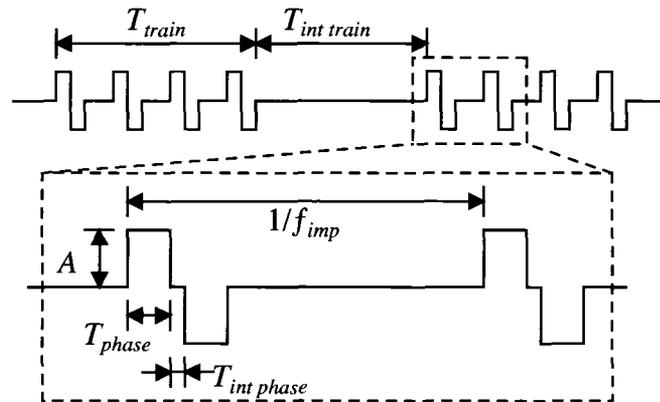


Figure 1.4: Paramètres définissant un train d'impulsions biphasiques.

Les impulsions sont aussi définies par leur polarité. Dans le cas de stimulation bi-phasiques, on réfère alors au sens de la première des deux impulsions. Notons aussi que la polarité est le seul des paramètres mentionnés ici qui n'ait généralement pas d'impact sur l'intensité ou la durée de la réponse suscitée par la stimulation [117].

## 1.2 Généralités au sujet des stimulateurs implantables

Les systèmes de SEF implantables transforment des commandes ou données acquises de l'environnement en courants de stimulation par un ensemble d'éléments illustrés à la figure 1.5. Le système peut être logiquement divisé en ses parties externe et implantée, unies par un lien de communication. Bien que nombreux soient les systèmes qui n'en intègrent pas, un lien bi-directionnel est fortement souhaitable. En effet, le dispositif implanté n'offre généralement aucun moyen d'observer directement son état ou celui de son environnement immédiat, alors ne serait-ce que pour les cas de pannes, un mécanisme de diagnostic peut permettre d'éviter le recours à des chirurgies autrement inévitables. Le lien ascendant peut également servir à moduler les données descendantes.

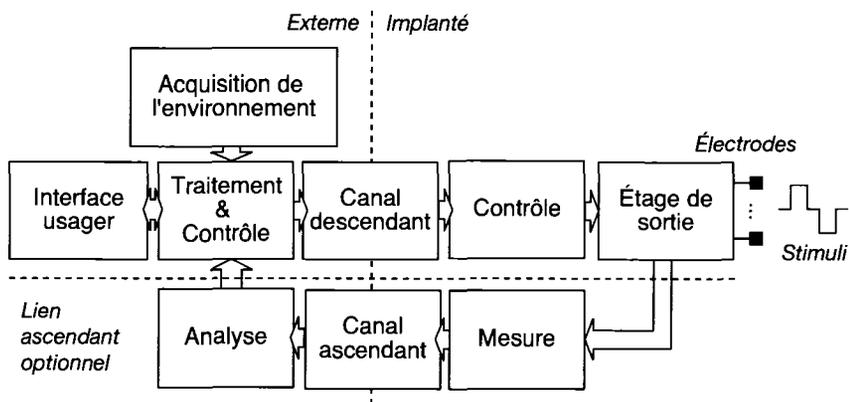


Figure 1.5: Éléments constituant un système de stimulation implantable.

Les principales caractéristiques des éléments externes, internes et de communication sont présentés dans les sections suivantes. Aussi, non illustré à la figure 1.5 mais d'une importance capitale, l'alimentation en énergie du dispositif implantable sera discutée.

### 1.2.1 Composants externes

Le contrôleur doit impérativement permettre une certaine interaction avec l'utilisateur afin qu'il puisse commander ou programmer le système. Cette interface peut être aussi simple qu'un bouton poussoir ou aussi complexe qu'un ordinateur accompagné de périphériques. Peu importe son niveau de complexité, le contrôleur externe est préférablement compact s'il doit être porté pour des périodes prolongées.

Selon l'application, un ou plusieurs éléments d'acquisition de l'environnement peuvent également faire partie du module externe. L'information brute alors acquise est généralement traitée afin d'optimiser l'efficacité de la stimulation ou d'améliorer les bénéfices tirés de celle-ci. Dans tous les cas, une conversion des données et un encodage selon un protocole intelligible par l'implant doit être effectué.

Notons que pour favoriser un implant compact, fiable et simple, ainsi que pour permettre l'évolution du système sans avoir recours à des interventions chirurgicales répétées, un maximum de fonctions est préférablement exécuté par le contrôleur externe.

### 1.2.2 Stimulateur implantable

L'élément central du stimulateur est son contrôleur numérique qui coordonne les stimulations selon les commandes reçues du module externe. L'étage de sortie génère les stimuli au travers des électrodes, au nombre minimal de deux puisque tout courant doit parcourir un circuit fermé. Fondamentalement, deux configurations sont possibles :

- la stimulation monopolaire — implique une seule électrode de stimulation (par site) et une référence inactive agit comme électrode de retour. Cette dernière est généralement de grande dimension, donc elle présente une faible impédance, et se comporte comme une masse virtuelle ;

- la stimulation bipolaire — implique une paire d'électrodes pouvant servir également à la stimulation où chacune agit en alternance comme anode et comme cathode.

Les caractéristiques physiques du dispositif dépendent du site dans lequel il est implanté. Les plus petits peuvent être injectés à l'aide d'une seringue [22] [165], alors que certains peuvent avoir un diamètre supérieur à 4 cm. [142].

### 1.2.3 Alimentation du dispositif implantable

Deux implémentations directes permettant d'alimenter un dispositif consistent à utiliser des connexions percutanées [88] ou une pile [107] [105]. Malheureusement, aucune n'est idéale pour la stimulation chronique. En effet, le point où les interconnexions pénètrent la peau représente un site particulièrement sensible à l'infection. Aussi, les piles sont généralement relativement volumineuses, contiennent des matériaux toxiques et doivent être périodiquement remplacées, impliquant des chirurgies répétées.

Une troisième approche consiste à utiliser des antennes couplées entre lesquelles est induit un champ magnétique permettant le transfert d'énergie à l'implant [65] [99]. On réfère à cette méthode généralement par les termes de lien transcutané ou de lien inductif. À l'exception de quelques applications particulières, elle est largement considérée comme la méthode de choix pour l'alimentation des implants relativement énergivores.

Les éléments d'un lien inductif permettant la transmission et la récupération de l'énergie sont illustrés à la figure 1.6. Un courant alternatif généré par l'amplificateur de puissance et circulant dans une bobine externe (primaire) induit un champ magnétique capté par la bobine interne (secondaire). Le courant alternatif induit (*Alternating Current* — AC) est alors converti en tension constante (*Direct Current* —

DC) par un redresseur. L'implant est alors alimenté par une tension ( $V_{DC}$ ) déterminée par un étage de régulation.

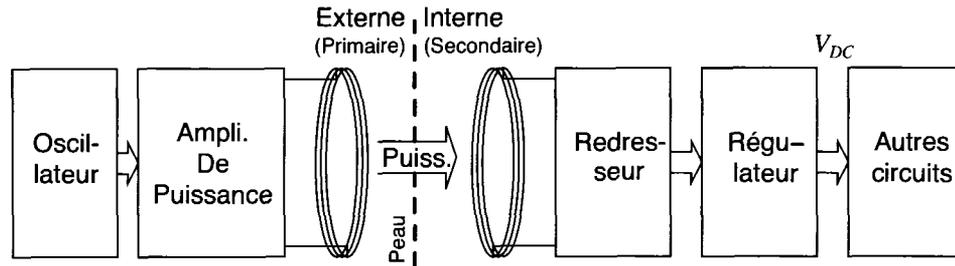


Figure 1.6: Schéma bloc du système d'alimentation transcutanée d'un dispositif implanté.

Notons, à la lumière des considérations exposées à la section 1.1.4 et vu la forme asymétrique du voltage lors des stimulations (c.f. section 1.1.3), qu'il est primordial d'éviter toute chute momentanée de la tension  $V_{DC}$ . En effet, une telle chute peut entraîner une diminution non contrôlée du courant de stimulation pour l'une des phases de stimulation et résulter en une détérioration des tissus stimulés.

Idéalement, les bobines externe et interne sont chacune associées à au moins un élément capacitif et les valeurs sont fixées de manière à ce que leurs fréquences de résonance respectives soient identiques et correspondent à celle de l'onde du champ magnétique ( $f_{Carr}$ ). Conformément au modèle générique d'un lien inductif, tel que présenté à la figure 1.7,

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = 2\pi f_{Carr}. \quad (1.1)$$

Notons que, sur le modèle,  $R_1$  représente la résistance parasite au primaire et  $R_2$  la charge au secondaire, soit l'impédance équivalente de l'implant déterminée par la tension à l'entrée du redresseur et le courant total consommé par l'implant ( $R_2 = V_{rect}/I_{charge}$ ).

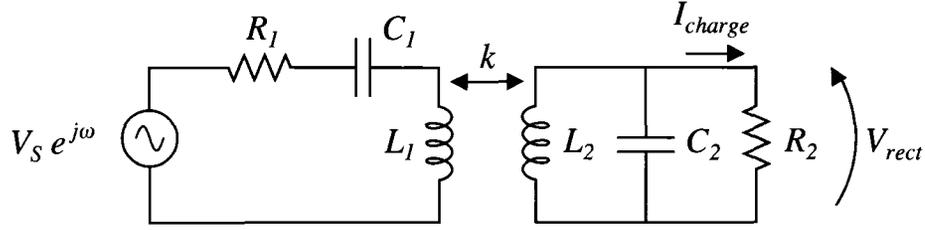


Figure 1.7: Modèle générique d'un lien transcutané.

De [82], nous savons que le gain de la fonction de transfert d'un tel lien, à la fréquence de résonance et en considérant  $R_2^2 C_2^2 \gg L_2 C_2$ , est

$$\frac{V_{rect}}{V_S} = k \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \left( \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} + k^2 \right)^{-1} \quad (1.2)$$

où  $k$  est le coefficient de couplage entre les antennes, déterminé par leurs caractéristiques physiques, les tissus les séparant et leurs position et orientation relatives. Le gain  $V_{rect}/V_S$  est maximum lorsque le couplage est dit critique, soit lorsque

$$k = k_{crit} = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}. \quad (1.3)$$

L'efficacité globale du système ( $\eta$ ) est largement déterminée par l'efficacité de l'amplificateur de puissance. Généralement, un amplificateur de classe E est utilisé. Ce choix est particulièrement judicieux considérant 1) leur très grande efficacité énergétique (théoriquement 100%) et 2) que leur principal désavantage, leur piètre linéarité, est négligeable dans le cas qui nous préoccupe puisque seulement des données numériques sont transmises (c.f. section 1.2.4). Aussi, la chute de tension  $V_{rect} - V_{DC}$  contribue à une détérioration importante de l'efficacité globale du système. De façon concrète, cette dernière est généralement de l'ordre de 10 à 30%, avec un maximum théorique de 50% [40].

## Limites pratiques de la puissance transmissible au moyen d'un lien inductif

L'exposition à de hauts niveaux de radiation peut être dommageable étant donné la capacité de celles-ci à chauffer les tissus biologiques [135] [119]. Des normes ont donc été établies et doivent être respectées pour assurer la sécurité des utilisateurs. Les limites d'expositions adoptées par la commission fédérale américaine des communications en 1996 sont présentées au tableau 1.1, en terme de densité de puissance moyenne (mesurée sur une durée de 6 minutes), où  $f$  est la fréquence de l'onde considérée.

Tableau 1.1: Limites d'exposition aux radiations de 300 kHz à 100 GHz

Fréquence (MHz)	Dens. Puis. (mW/cm <sup>2</sup> )
0.3 - 3.0	100
3.0 - 30	$900/f^2$
30 - 300	1.0
300 - 1500	$f/300$
1500 - 100,000	5

La densité de puissance permise pour une fréquence d'opération donnée est fonction de l'absorption d'énergie par les tissus. Une limite pratique pour l'alimentation inductive des dispositifs implantables a été déterminée à environ 20 MHz [182]. À titre indicatif, considérant une efficacité ( $\eta$ ) de 20%, une bobine ayant un diamètre de 3 cm excitée par une porteuse de 10 MHz peut, selon les normes, servir à alimenter un implant dont la consommation est au maximum

$$\begin{aligned}
 P_{max} &= \frac{900}{f^2} \times \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \times \eta \\
 &= \frac{900}{10^2} \times \pi \left(\frac{3}{2}\right)^2 \times 20\% \approx 13\text{mW}.
 \end{aligned}
 \tag{1.4}$$

Plusieurs implants peuvent se permettre de consommer momentanément une puissance largement supérieure, mais ces critères constituent dans les faits les limites applicables aux implants dont le fonctionnement est continu<sup>3</sup>.

#### 1.2.4 Liens de communication

Même si certains implants fonctionnent de façon autonome, les stimulateurs doivent au minimum recevoir des commandes d'activation et/ou de paramétrisation. Cependant, les données sont généralement reçues en continu et déterminent les paramètres de stimulation en temps réel. Le taux de transmission minimal pour une application donnée est fonction 1) du nombre de sites de stimulation, 2) de la quantité d'information à transmettre pour chaque événement et 3) du taux de répétition desdits événements. Pour les raisons exposées en 1.2.1 (simplicité, fiabilité, capacité d'évolution), un débit relativement élevé est généralement favorable. Cependant, l'augmentation du débit se traduit généralement par une augmentation de la consommation et du taux d'erreur de transmission (*Bit Error Rate* — BER).

Différentes implémentations seront exposées au Chapitre 3, mais mentionnons ici que les données sont, le plus souvent, transmises au moyen de la modulation du signal électromagnétique alimentant l'implant. On comprend donc que deux considérations contradictoires rendent, pour les implants au nombre de sites élevé, la conception du lien de communication critique. En effet, au besoin d'un débit de données élevé s'oppose, pour des considérations énergétiques, la nécessité d'une porteuse à fréquence relativement faible.

---

<sup>3</sup>Les limites peuvent varier légèrement d'un pays à l'autre.

## CHAPITRE 2

# RESTITUTION DE LA VISION PAR LA STIMULATION ÉLECTRIQUE FONCTIONNELLE

Différentes approches basées sur la SEF du système visuel sont envisageables afin de fournir aux victimes de cécité totale ou partielle une vision fonctionnelle. Ce chapitre présente les concepts fondamentaux, considérations neurophysiologiques et l'avancement des recherches relatifs aux prothèses visuelles.

### 2.1 Le système visuel biologique

En premier lieu, cette section fait un survol des éléments les plus importants du système visuel sain ayant un impact sur la conception d'une prothèse visuelle. Le lecteur est encouragé à consulter différents ouvrages pour un approfondissement du sujet [11] [92] [138].

#### 2.1.1 Parcours de l'information visuelle

La lumière est détectée par les photorécepteurs de la rétine qui effectue un premier filtrage avant que ses cellules ganglionnaires n'acheminent ses sorties parallèlement vers le lobe occipital du cortex cérébral. Tel qu'illustré à la figure 2.1, la majorité de l'information est véhiculée par les éléments suivants du système visuel périphérique : 1) les nerfs optiques, qui véhiculent l'information captée par chaque œil ; 2) le chiasme optique, où certaines fibres se croisent ; 3) les tractus optiques, qui véhiculent l'information de chaque héli-champ visuel ; 4) le Corps Genouillé Latéral (CGL), l'un des

nombreux noyaux du thalamus ; 5) les radiations optiques, qui acheminent l'information vers le cortex visuel primaire (aire 17 de Brodmann — V1)<sup>1</sup>.

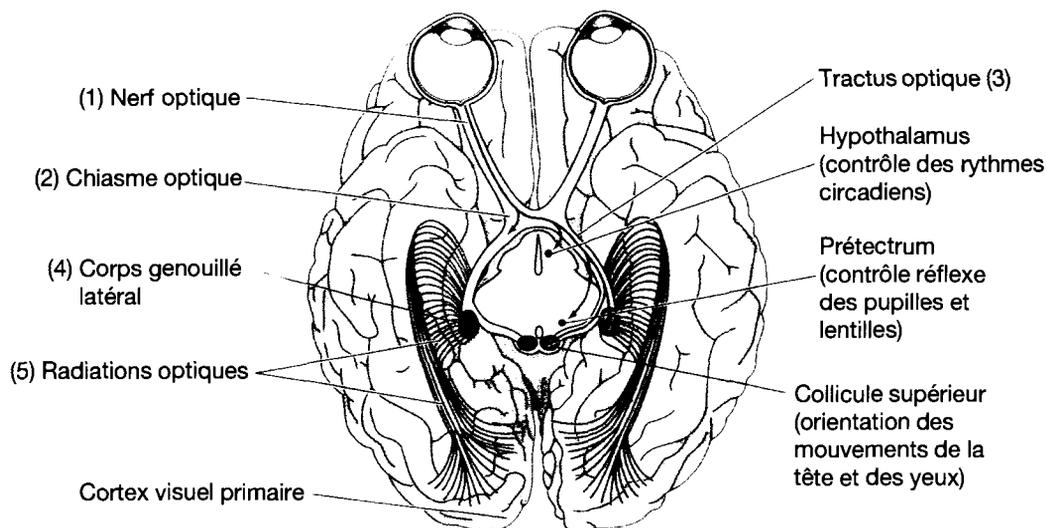


Figure 2.1: Principaux éléments du système visuel biologique. *Adapté de [138].*

L'information est ensuite distribuée vers de nombreuses aires corticales par lesquelles le traitement est exécuté en parallèle selon des caractéristiques spécifiques de l'image (couleur, forme, mouvement, etc.). Au cours de sa progression le long des voies ventrale et dorsale, l'information et le traitement croissent en complexité et en généralité, pour finalement permettre la perception consciente et la reconnaissance des stimuli visuels au niveau du lobe frontal.

### 2.1.2 Correspondance rétinotopique

Les projections ipsilatérales et contralatérales des rétines sont telles que chaque hémisphère cortical traite l'information d'un hémichamp visuel. Les hémirétines

<sup>1</sup>Une partie non négligeable de l'information court-circuite les aires primaires du cortex visuel et s'achemine vers V5 afin d'accélérer l'analyse des composantes dynamiques de l'image [51].

droites et gauches ont leurs projections vers les hémisphères droits et gauches, respectivement. Aussi, chez l'humain, les radiations optiques supérieure et inférieure ont comme destinations respectives les lèvres supérieures et inférieures des scissures calcarines, déterminant ainsi quatre régions distinctes correspondantes aux quadrants du champ visuel. L'image étant inversée au fond de l'oeil, le quadrant supérieur droit du champ visuel est projeté dans la lèvre inférieure de la scissure calcarine de l'hémisphère gauche. La même logique est appliquée aux autres régions du champ visuel, tel qu'illustré à la figure 2.2.

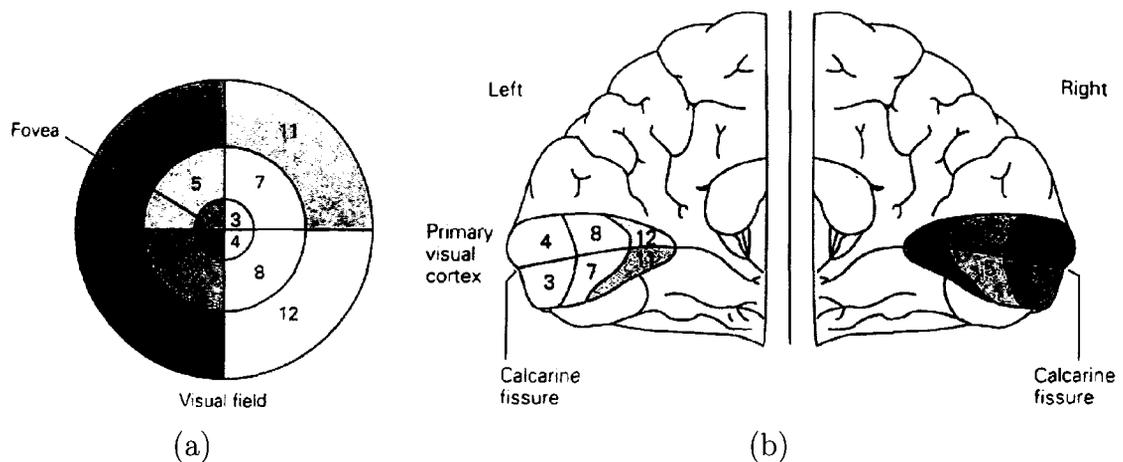


Figure 2.2: Correspondance rétinotopique chez l'humain entre (a) le champ visuel et (b) le cortex visuel primaire. *Tiré de [92].*

On y note que la région maculaire est surdimensionnée par rapport aux régions périphériques. Ceci provient de la distribution des photorécepteurs non uniforme au niveau de la rétine (grande concentration dans la fovéa), contrairement à la distribution des neurones au niveau cortical, où chaque champ récepteur est traité par une macro-colonne d'environ  $400 \mu\text{m}$  de diamètre.

### 2.1.3 Traitement non-linéaire de l'information visuelle

Dans les faits, le traitement est loin d'être aussi simple que les sections précédentes le laissent croire. De nombreuses boucles de rétroactions cortico-corticales et thalamo-corticales influencent la perception visuelle [100] [102] [103]. Limitons-nous ici à noter que le CGL 1) débute l'intégration des signaux des deux yeux en une représentation binoculaire de l'espace visuel ; 2) module les signaux afférents en fonction des réponses efférentes (il est en fait le premier stade où l'information est traitée en boucle fermée) ; et 3) permet l'intégration d'information non visuelle via ses connexions avec les autres noyaux du thalamus de même qu'avec le tronc cérébral.

## 2.2 Principes et historique des implants visuels

### 2.2.1 Concept fondamental des prothèses visuelles

Le principe de base des prothèses visuelles électroniques repose sur le fait qu'une stimulation électrique peut induire un ou plusieurs percepts lumineux conscients, nommés phosphènes<sup>2</sup>, dont les caractéristiques subjectives peuvent être contrôlées partiellement par les paramètres de ladite stimulation. À partir d'une image captée par une caméra, sur laquelle est appliqué un traitement spécifique, il est envisagé qu'un stimulateur puisse, en prenant compte de la position des électrodes sur le système biologique ainsi que de leur correspondance visuotopique (relation entre la position d'une électrode et celle du phosphène qui lui correspond dans le champ visuel), induire chez un utilisateur aveugle la perception d'une image pixelisée représentative de l'image d'origine, tel qu'illustré à la figure 2.3.

---

<sup>2</sup>De façon générale, un phosphène est une perception lumineuse qui n'est pas le résultat de la lumière pénétrant l'oeil, mais d'une perturbation mécanique, électrique ou magnétique du système visuel.

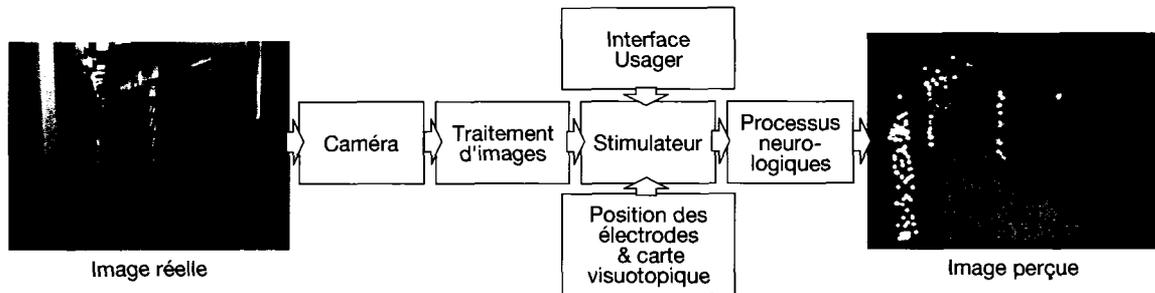


Figure 2.3: Composants d'une prothèse visuelle et exemple de perception visuelle envisageable.

### 2.2.2 Particularités des approches envisagées

Différentes approches sont envisagées et catégorisées selon l'endroit où la stimulation est appliquée. Tel qu'illustré à la figure 2.4, deux approches ont pour site des éléments périphériques du système visuel, la rétine et le nerf optique. La stimulation ayant alors lieu en amont du chiasme optique, on réfère à ces approches sous le terme « pré-chiasmatiques ». La troisième vise le cortex visuel primaire.

L'applicabilité des approches corticale et pré-chiasmatiques est comparée au tableau 2.1 selon des données recueillies en Europe et présentées dans [187] en 2004. Ainsi, sur le seul continent européen, près d'un million d'aveugles pourraient bénéficier d'une prothèse corticale mais un autre type d'implant visuel ne leur serait d'aucun secours. Ceci nous semble une motivation suffisante pour orienter nos efforts vers un implant visuel cortical. Cette option sera alors exposée avec une attention particulière dans les sections suivantes, mais il est clair que la connaissance des particularités et développements de chacune des approches est bénéfique. Celles-ci seront donc également brièvement présentées.

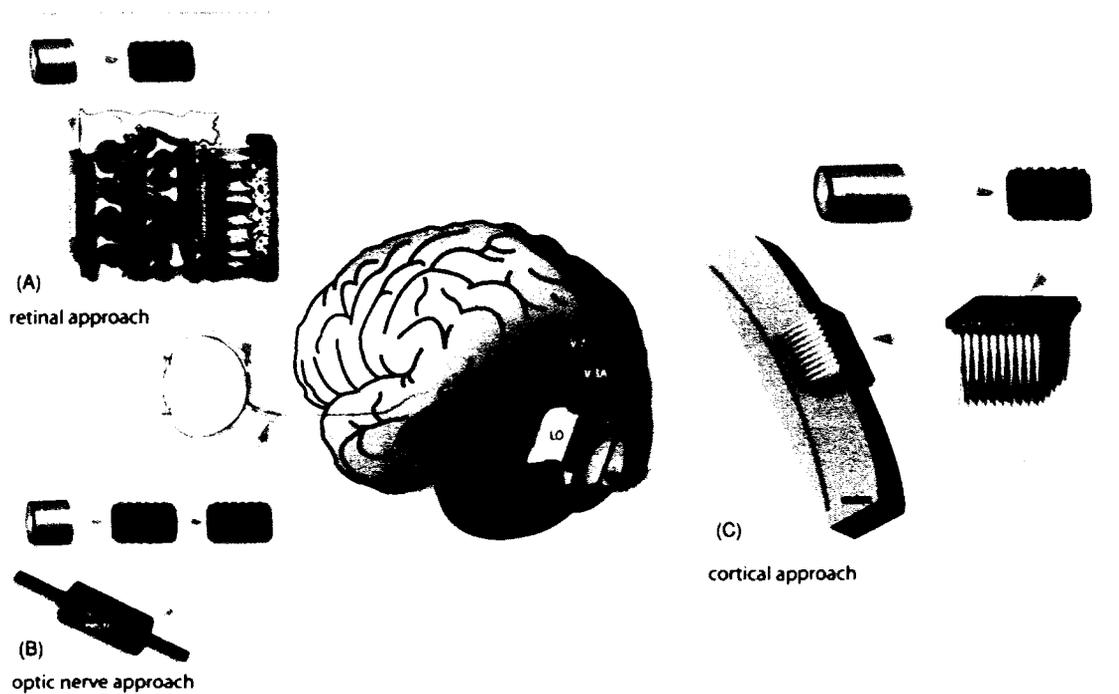


Figure 2.4: Représentation conceptuelle des différents types d'implants visuels. (a) Implant rétinien, (b) implant appliqué sur le nerf optique et (c) implant cortical. Tiré de [47].

Tableau 2.1: Pathologies visuelles : prévalence et applicabilité des prothèses visuelles

Apparition	Cause <sup>1</sup>	Niveau	Prévalence		Potentiel	
			(%)	Nombre	Pré-chiasm.	Cortical
Tardive	DR	Faible	2,222	10 340 000	-	-
		Totale	0,035	164 500	✓	✓
	Stargardt	Faible	0,011	51 700	-	-
		Totale	?	?	✓	✓
	RP	Faible	0,010	47 000	-	-
		Totale	0,010	47 000	✓	✓
Autres	Totale	0,155	728 500	-	✓	
Hâtive	Cécité	0,030	141 000	-	✓	

<sup>1</sup>Les termes sont définis dans le lexique se trouvant à la page xxix.

### 2.2.3 Implants rétiniens

Deux variantes sont envisagées pour la stimulation au niveau de la rétine : l'implant sub-rétinien et l'implant épi-rétinien [161]. Entièrement autonome, l'implant sub-rétinien vise à ne remplacer que les photorécepteurs naturels défectueux dans le cas de dégénérescence rétinienne (DR) et de rétinite pigmentaire (RP). Dans sa conception classique, des photorécepteurs électroniques sont placés sous la rétine et chacun possède une électrode servant à stimuler les cellules toujours saines par un courant directement généré par la conversion de l'énergie photonique. De toutes les approches proposées et présentées dans ce document, celle-ci est la plus simple et la plus naturellement intégrée au système biologique. Toutefois, le débat reste ouvert quant à la possibilité d'activer les cellules rétinienne par la simple énergie photonique [197] [205]. Les implants épi-rétiniens, aussi destinés aux victimes de DR et de RP, sont calqués sur les stimulateurs conventionnels décrits à la section 1.2.

À ce jour, des matrices de taille réduite ( $\leq 25$  électrodes) ont été implantées et ont prouvé la fonctionnalité de l'approche en permettant à des patients humains de discerner l'orientation de patrons simples à large contraste. Des courants de l'ordre d'un peu moins de  $100 \mu\text{A}$  à plus de  $400 \mu\text{A}$  sont habituellement requis pour effectuer la stimulation [86] [141], utilisant des électrodes généralement imprimées sur substrat flexible [96] [121]. Aucun stimulateur implantable n'existe à ce jour.

### 2.2.4 Implant appliqué sur le nerf optique

Les implants de la seconde catégorie visent à stimuler le nerf optique à l'aide d'électrodes à menottes. Une seule équipe, de l'Université Catholique de Louvain, en Belgique, présente des résultats de recherche sur la base de cette approche [185] [186].

Il est possible de générer un nombre important de phosphènes à partir d'un nombre restreint d'électrodes. Différentes aires de la section du nerf où se trouvent les

électrodes peuvent être stimulées en variant la position et le nombre des électrodes anodiques et cathodiques, en plus de faire varier les paramètres du courant de stimulation [1]. À titre d'exemple, un sujet humain a pu décrire 64 phosphènes distincts à partir de seulement 4 électrodes, avec des stimulations monopolaires et bipolaires d'amplitudes de 30 à 2000  $\mu\text{A}$  [185]. Chaque phosphène est généralement décrit comme un ensemble de 2 à 30 points lumineux organisés en lignes ou en groupes de différentes formes et couleurs, sur fond parfois coloré. Cependant, le contrôle sur les caractéristiques des phosphènes est très limité, tout comme leur taux de rafraîchissement.

### 2.2.5 Implants corticaux

L'idée de restaurer une vision fonctionnelle grâce à la stimulation corticale date des expériences de Brindley rapportées il y a déjà 40 ans [19]. Comme l'implant rétinien, deux variantes sont envisageables : la stimulation en surface et la stimulation intracorticale.

Le stimulateur de surface est de loin le plus simple à réaliser. Le Dr. Dobelle, un pionnier dans le domaine des implants visuels, a effectué des tests sur des humains pendant plus de 20 ans au moyen de stimulateurs externes et d'électrodes de surface [41] [43] et a implanté jusqu'à 512 électrodes sur plusieurs patients en 2002 [42]. Toutefois, le stimulateur de surface possède les désavantages importants de nécessiter des courants de stimulation supérieurs (c.f. sections 1.1.3 et 1.1.3) et de permettre une moins bonne résolution que le stimulateur intra-cortical. La distance minimale rapportée entre deux points de stimulation pour que des phosphènes distincts soient discernés est de 2 à 3 millimètres et il n'est pas rare que plus de 10 mA soient nécessaires à la perception d'un phosphène [29] [42]. La dispersion latérale de tels courants peut d'ailleurs entraîner la stimulation involontaire de foyers épileptiques, tel que rapporté dans [101]. Tous ces problèmes expliquent que cette approche suscite

aujourd'hui peu d'intérêt comparativement à l'approche intra-corticale.

Cette dernière vise la stimulation, par le biais de microélectrodes pénétrantes, de la couche IV de V1, située approximativement à mi-profondeur du cortex qui possède à cet endroit une épaisseur d'environ 2 mm [48] [92]. Il s'agit en fait de la destination des radiations optiques provenant du CGL et constitue la zone de stimulation privilégiée. C'est à cet endroit 1) que les champs récepteurs sont les plus petits, 2) que le traitement cortical est le moins spécifique et du plus bas niveau et 3) où la densité de connexions synaptiques est la plus grande.

Schmidt a analysé la faisabilité d'un implant intra-cortical en effectuant des tests exhaustifs sur une patiente aveugle ayant perdu la vue 22 ans plus tôt [152]. Trente-huit électrodes d'iridium ont été implantées pour une période de quatre mois. Ses nombreuses observations constituent certainement la plus importante base permettant de déterminer des spécifications réalistes et relativement précises quant à la conception d'un implant visuel intra-cortical. Les éléments les plus pertinents rapportés sont :

- que des courants aussi bas que  $2 \mu\text{A}$  étaient suffisants, dans le meilleur cas, pour générer des phosphènes et que, dans tous les cas, des courants inférieurs à  $100 \mu\text{A}$  étaient suffisants ;
- qu'un espacement de  $500 \mu\text{m}$  entre deux sites de stimulation était généralement adéquat pour susciter des phosphènes spatialement distincts,  $250 \mu\text{m}$  étant parfois suffisant ;
- que des phosphènes de tailles variant « de la pointe d'une aiguille » à « une pièce de monnaie tenue à bout de bras » pouvaient être observés, étaient généralement colorés et leur taille diminuait avec l'augmentation de l'intensité de la stimulation ;
- que plusieurs phosphènes pouvaient être perçus simultanément et apparaissaient alors comme équidistants (comme sur un plan vertical) ;

- que l'intensité des phosphènes pouvait être contrôlée par l'amplitude, la fréquence et la durée des impulsions de stimulation ;
- qu'une accoutumance était observée et augmentait graduellement le seuil de perception pendant une courte période ;
- qu'une stabilisation suivait la période initiale d'accoutumance et que le seuil restait, à plus long terme, relativement constant ;
- que la durée des phosphènes augmentait avec la durée d'un train d'impulsions, mais restait toujours inférieure à environ une seconde pour un train continu ;
- que l'utilisation de trains interrompus permettait d'allonger significativement la durée des phosphènes ;
- que la latence entre le début de la stimulation et l'apparition d'un phosphène était de l'ordre de  $400 \mu s$  ;
- qu'une fréquence entre 75 et 200 Hz et des durées train/inter-train de l'ordre de 125/25 ms permettaient de générer de longs phosphènes sans scintillement.

Le Dr. Troyk a plus récemment concentré ses efforts sur un modèle animal (macaque) [176]. Celui-ci a été implanté de 156 électrodes, tel que présenté à la figure 2.5, contrôlées par un stimulateur externe. Il a été confirmé qu'il est possible de diriger l'attention du sujet à des endroits prédéterminés dans son champ visuel par la stimulation du cortex. Les stimulations sont suivies par des déplacements volontaires (saccades) vers les coordonnées prévues par l'emplacement des électrodes (c.f. section 2.3.2), comme le montre la figure 2.6. La stabilité du système a aussi été confirmée puisque les expériences ont été effectuées sur une durée supérieure à un an avec des résultats constants [175].

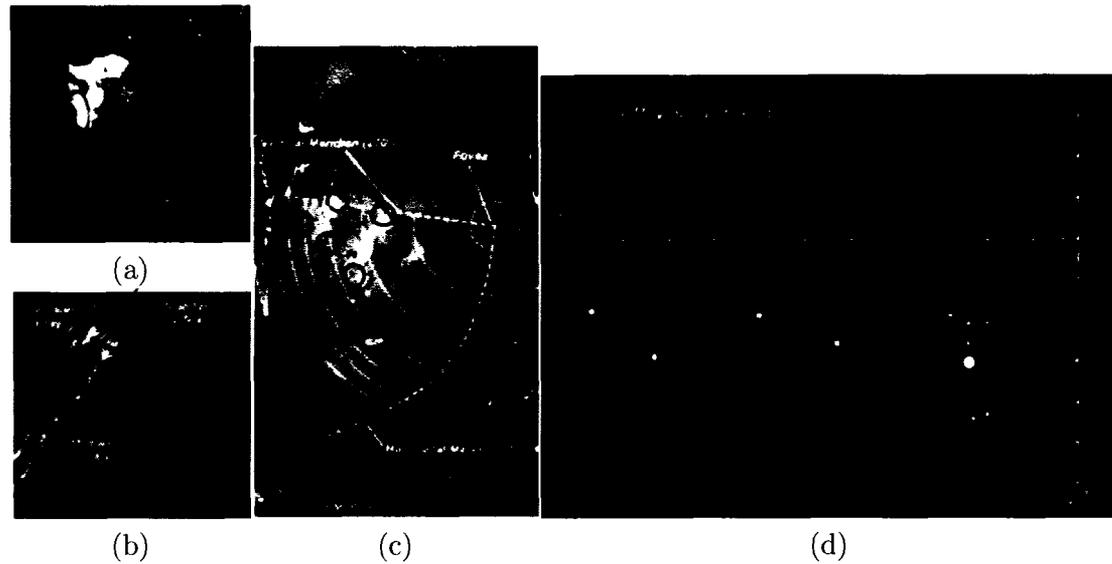


Figure 2.5: Images relatives à l'implantation d'un stimulateur intra-cortical sur un modèle animal. (a) Implantation, (b) électrodes utilisées, (c) position des électrodes et (d) leur correspondance dans le champ visuel. *Tirés de [173] [174].*

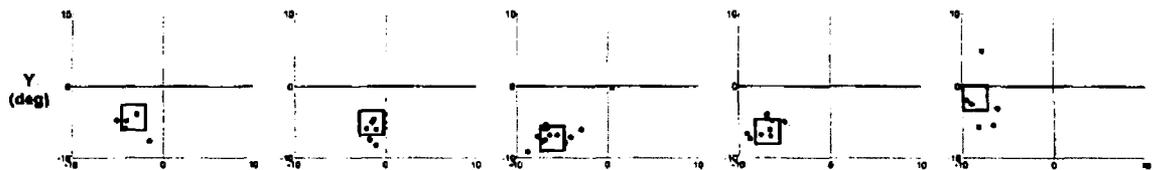


Figure 2.6: Correspondance entre le champ récepteur et la destination de saccades résultant de la stimulation de V1 chez un macaque. Destination des saccades (points) pour 5 électrodes typiques. Les carrés représentent des régions de  $3^\circ \times 3^\circ$  centrées sur les champs récepteurs identifiés par les électrodes utilisées pour les stimulations. *Tiré de [176].*

## 2.3 Considérations spécifiques aux implants intra-corticaux

### 2.3.1 Résolution requise pour une vision fonctionnelle

Cha et ses collègues ont été les premiers à étudier la résolution minimale requise permettant de recouvrir une vision fonctionnelle [24] [25] [26]. Pour ce faire, ils ont soumis plusieurs sujets à différentes tâches (déplacement au travers d'obstacles, lecture) alors qu'ils étaient contraints d'utiliser un système de pixélisation des scènes visuelles. Différentes résolutions, en terme de nombre et de densité de pixels, ont permis d'établir qu'un champ visuel pixélisé d'une image constituée de  $25 \times 25 = 625$  pixels monochromes presque contiguës permettait de réaliser des tâches de base avec une relative efficacité. Il a été énoncé qu'autant de sites de stimulation répartis sur une surface d'environ un  $\text{cm}^2$  procurerait une acuité visuelle de 20/30, selon l'échelle de Snellen, dans un champ d'environ  $1,7^\circ$ .

Toutefois, dans ces tests, les pixels étaient d'intensité parfaitement contrôlée et spatialement parfaitement distribués. Les expériences physiologiques ne nous permettent malheureusement pas d'être aussi optimistes quant à la « qualité » des images réelles à base de phosphènes. Boyle et Terasawa insistent dans des études plus récentes sur la détérioration rapide de la capacité des sujets à discerner et identifier des objets pixélisés avec la diminution du nombre de tons d'une image monochrome [17] [169]. Il est aussi raisonnable de croire que les performances sont dégradées lorsque la distribution des pixels est irrégulière. Ces affirmations laissent à penser qu'une résolution, définie en nombre de sites de stimulation, significativement supérieure à la borne inférieure proposée par Cha et ses collègues sera nécessaire pour fournir à l'humain une vision réellement fonctionnelle. Ainsi, un objectif plutôt généralement partagé aujourd'hui est de l'ordre de 1 000 électrodes [57] [180] [205].

### 2.3.2 Correspondance visuotopique

La correspondance visuotopique étant étroitement reliée à la correspondance rétinotopique, un espacement régulier des sites de stimulation aura pour effet de fournir une vision à base de phosphènes plus définie au centre du champ visuel qu'en périphérie.

Toutefois :

- cette relation n'est valide qu'à une échelle macroscopique [195] — la position d'un phosphène ne peut donc être prédite, mais une calibration est essentielle pour chaque utilisateur et un traitement doit être fait en conséquence lors de la stimulation ;
- la position des phosphènes dans le champ visuel est influencée par les mouvements oculaires et de la tête — c'est ce qu'ont observé les chercheurs [18] [41] [176] et cela s'explique, à la lumière de la section 2.1, par le fait que la stimulation s'effectue en aval du CGL.

### 2.3.3 Dimensions de l'implant

Il est difficile de définir les dimensions maximales exactes du dispositif à implanter. Toutefois, à partir des dimensions des électrodes de Troyk implantées chez le macaque, on peut conclure que l'utilisation de structures solides d'épaisseur légèrement inférieure à 1 mm directement sur la pie-mère est raisonnable et n'entraîne pas de complications sur les surfaces relativement planes. Chez l'humain, la nature courbe des gyri impose cependant que les dispositifs aient une surface réduite ou flexible.

Les éléments qui ne sont pas nécessairement en contact direct avec les sites de stimulation ont, quant à eux, des contraintes beaucoup moins sévères. Cette affirmation est corroborée par les expériences de Veraart (c.f. section 2.2.4) qui a implanté chroniquement chez un humain un stimulateur dont les dimensions sont de  $25 \times 30 \times 6$

mm<sup>3</sup> [186]. Pour ce faire, le dispositif sous-cutané est implanté dans une cavité creusée dans la boîte crânienne.

Différentes méthodes permettent d'estimer la surface de V1 chez l'humain à environ 2000~2500 mm<sup>2</sup>, une fois le cortex aplati, dans lequel cas il prend la forme d'une ellipse [44] [138].

### 2.3.4 Accessibilité de V1

La figure 2.7 met en évidence l'accès restreint aux sites à stimuler chez l'homme. En effet, une grande partie de cette zone se situe dans la scissure calcarine. Aussi, V1 est situé presque entièrement dans la partie médiale des deux hémisphères, rendant alors l'accès aux sites associés à la vision périphérique (c.f. figure 2.2) d'autant plus difficile.

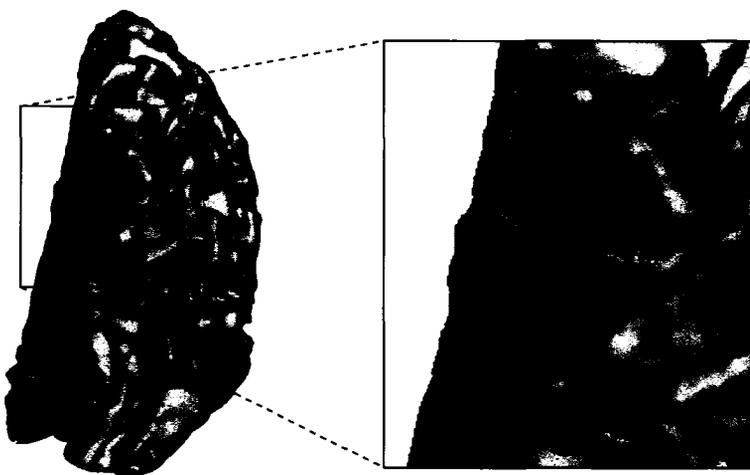


Figure 2.7: Vue postérieure-ventrale de V1 chez l'humain. Généré avec Caret, <http://brainmap.wustl.edu/caret> [183] [184].

Si la partie occipitale de la faux du cerveau est partiellement retirée, il est envisageable que l'accès aux lèvres dorsale et ventrale de la scissure calcarine soit relati-

vement aisé. Toutefois, l'accès aux parois internes de la scissure laisse peu de place à l'insertion de matrices d'électrodes.

### 2.3.5 Spécifications techniques

Le tableau 2.2 résume les spécifications relatives à un implant visuel intra-cortical sur la base des considérations et résultats expérimentaux exposés jusqu'ici.

Tableau 2.2: Spécifications techniques d'un implant visuel intra-cortical

Paramètre	Libellé	Requis	Optimal
Stimulation			
Amplitude du courant	$I_{stim}$	2 – 100 $\mu$ A	?*
Durée d'une phase de l'impulsion	$T_{imp}$	$\leq$ 1 ms	?*
Fréquence des impulsions <sup>†</sup>	$f_{imp}$	$\geq$ 75 Hz	?*
Dimensions de l'implant <sup>‡</sup>			
Superficie	–	$\geq$ 100 mm <sup>2</sup>	$\sim$ 2 000 mm <sup>2</sup>
Épaisseur	–	< 1 mm	Tendre vers 0
Consommation <sup>§</sup>	$P_{tot}$	$\leq$ 100 mW/cm <sup>2</sup>	Tendre vers 0
Impédance électrode-tissus	$Z_{elec}$	< 500 k $\Omega$	Tendre vers 0
Alimentation	$V_{DD}$	$\geq I_{stim}Z_{elec}$	$I_{stim}Z_{elec}$
Nombre de sites de stimulation	–	$\geq$ 625	Tendre vers $\infty$

\*Variable d'un site à l'autre. Dépend des caractéristiques des électrodes, des tissus stimulés, ainsi que de l'intensité de la réponse désirée.

<sup>†</sup>Fréquence à chacun des sites.

<sup>‡</sup>Dimensions relatives à la zone où la stimulation a lieu uniquement.

<sup>§</sup>Puissance totale transmise via le lien inductif, en fonction de l'aire interne de la bobine émettrice (c.f. section 1.2.3).

## CHAPITRE 3

### TRAVAUX DE POINTE DANS LE DOMAINE

Il est important, afin de développer un système novateur et par la suite d'évaluer ses caractéristiques et de formuler des recommandations constructives, d'être au fait de ce qui se fait de mieux dans le domaine. Le présent chapitre fait donc un survol des travaux les plus pertinents relatifs à la technologie des stimulateurs dédiés aux prothèses visuelles (c.f. figure 2.3). Les considérations importantes et solutions proposées quant aux caractéristiques physiques des implants ainsi qu'aux éléments illustrés à la figure 3.1 sont présentées. Des discussions de notre cru sont également exposées et servent de base aux raisonnements dictant les choix d'implémentations présentés aux chapitres suivants.

Notons que les travaux traitant de l'implant épi-rétinien sont ici considérés au même titre que ceux reliés à l'implant intra-cortical vu leurs grandes similitudes technologiques.

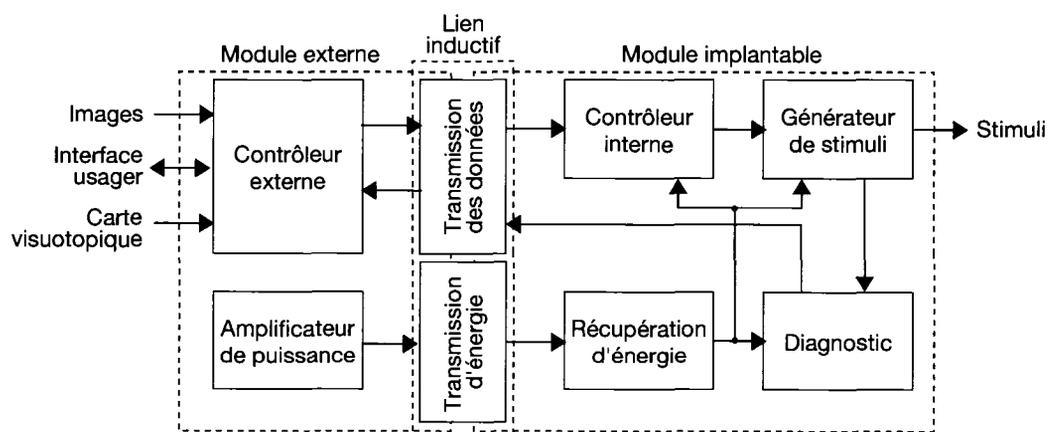


Figure 3.1: Composants d'un stimulateur implantable dédié à une prothèse visuelle.

## 3.1 Dispositifs implantables

### 3.1.1 Architectures et propriétés physiques

Plusieurs architectures et méthodes de fabrication sont envisageables pour la réalisation d'une prothèse visuelle et constituent certainement ce qui distingue le plus les différents travaux liés au domaine. Les choix à ces sujets ont d'ailleurs un impact majeur quant à la faisabilité du dispositif et à ses performances, notamment celles du lien inductif. Les architectures sont catégorisées ici selon l'emplacement et le partitionnement des circuits actifs par rapport aux sites des stimulations. Quelques exemples des concepts les plus importants et avancés recensés de la littérature sont présentés dans les sections suivantes et illustrent la diversité des solutions proposées.

Il est à noter que ces travaux sont encore à l'état de concept. En effet, bien que quelques spécimens aient été fabriqués, aucun n'a été à ce jour implanté au niveau cortical. Au mieux, ils ont servi à vérifier les caractéristiques physiques (étanchéité, connectivité) et à peaufiner leur processus d'assemblage [160] [173] ou des variantes destinées à d'autres usages ont été fabriquées [61].

#### Architecture distante

L'approche dite distante est caractérisée par le fait que les circuits sont séparés des sites des stimulations et chaque électrode est individuellement reliée au stimulateur. Ce dernier est préférentiellement situé près de la surface de la tête, les antennes interne et externe n'étant alors séparées que par la peau.

L'équipe du Dr. Troyk de l'institut de technologie de l'Illinois a conçu un stimulateur encapsulé dans un ensemble de boîtiers indépendants de céramique scellés de verre, chacun relié à 64 électrodes individuelles, tel qu'illustré à la figure 3.2 [173]. Ces électrodes sont attachées par pression grâce à des connecteurs métalliques et

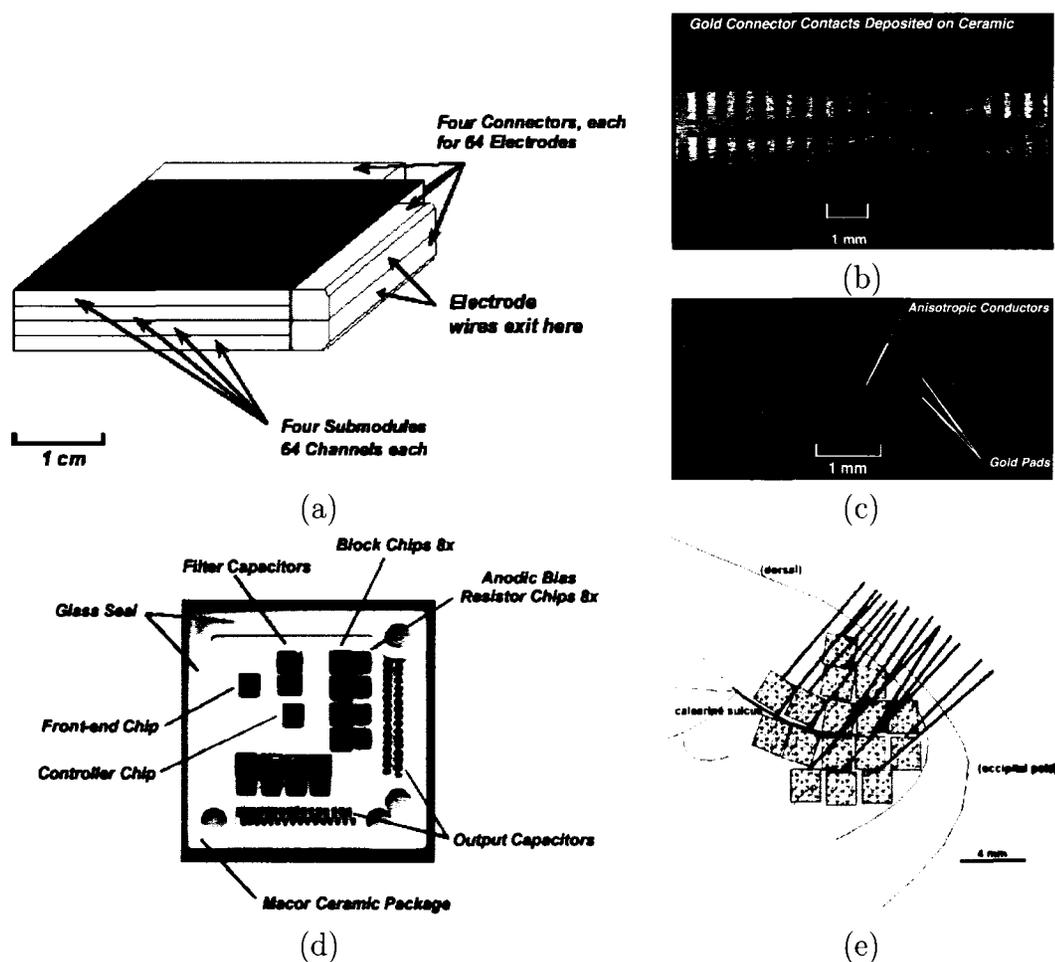


Figure 3.2: Concept proposé par l'institut de technologie de l'Illinois pour un stimulateur implantable illustrant l'approche distante. (a) Boîtier hermétique, (b, c) connecteurs, (d) modules électroniques et (e) disposition prévue des électrodes chez l'humain. Tirés de [173] [176].

des rubans d'élastomères anisotropiques. Quatre boîtiers sont empilés pour former un module servant à contrôler 256 électrodes. Il est prévu que quatre de ces modules puissent être utilisés simultanément. Les connexions arbitrairement longues et flexibles entre le stimulateur et les électrodes offrent une grande latitude quant à la disposition de ces dernières. L'équipe semble avoir toutefois récemment décidé de concentrer ses efforts à la conception d'un implant utilisant l'approche distribuée (c.f. section 3.1.1), soulignant dans [180] les difficultés liées à l'encombrement causé par le

nombre excessif de liens entre le stimulateur et ses électrodes.

### Architecture monolithique

Selon l'architecture monolithique, tous les circuits et électrodes sont disposés au site des stimulations. Plusieurs équipes ont manifesté leur intention d'utiliser une matrice d'électrodes semblable à celle illustrée à la figure 1.2a et d'y attacher directement, par une méthode *flip chip*, un stimulateur dont les plots de sortie sont géométriquement alignés sur les électrodes [70] [90] [180] [133]. Cependant, aux meilleures connaissances de l'auteur, aucun prototype dédié à la stimulation visuelle n'a été réalisé ainsi.

L'équipe du Dr. Wise de l'Université du Michigan a par ailleurs développé un procédé de fabrication permettant d'intégrer sur un même substrat de silicium les circuits de stimulation (technologie Bi-CMOS) et les électrodes elles-mêmes [10] [88]. Chacune des électrodes possède des sites de stimulations à différentes distances du circuit implanté verticalement, donc différentes profondeurs corticales. Les « peignes » d'électrodes et de circuits de stimulation bidimensionnels sont supportés par une plate-forme qui sert aussi, selon les versions, de substrat pour les circuits de communication tel qu'illustré à la figure 3.3.

Les différents éléments d'un stimulateur ont été présentés à travers divers articles, et il est fait mention d'un implant « de la taille d'un bouton » de 1 024 électrodes pour un avenir rapproché [60]. Il est à noter toutefois que quatre profondeurs de sites de stimulation étant utilisées, on compte en fait une matrice de  $16 \times 16$  électrodes.

Quelques problèmes sont toutefois associés à cette approche, notamment :

- il est impossible de couvrir une grande surface corticale ;
- la pression infligée aux tissus peut être importante à cause de l'épaisseur du dispositif résultant de :

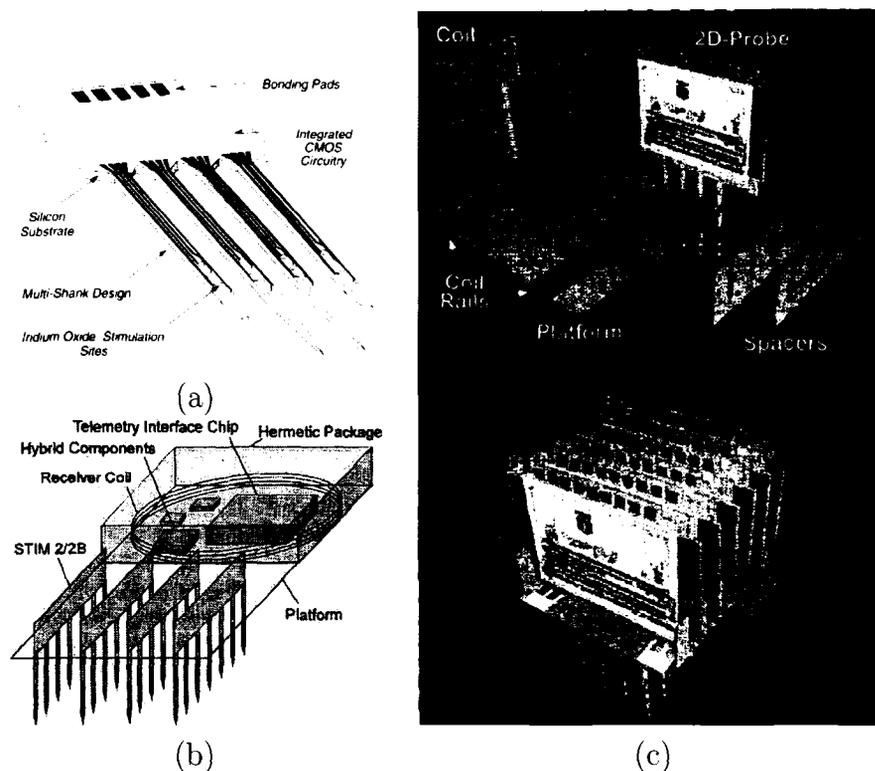


Figure 3.3: Concepts proposés par l'équipe de l'université du Michigan illustrant l'approche monolithique. (a) Circuits actifs intégrés aux électrodes, (b,c) assemblages projetés. Tiré de [60].

- l'utilisation de composants discrets, préférables pour la récupération d'énergie, qui sont généralement les plus volumineux ;
- la taille des circuits actifs — certaines électrodes actives bi-dimensionnelles utilisées *in-vivo* par l'équipe du Dr. Wise ont d'ailleurs un axe selon lequel elles peuvent être pliées afin de palier à ce problème [199] [200], ce qui est impossible dans le cas de matrices tri-dimensionnelles.

### Architecture distribuée

Dans l'approche distribuée, une multitude de circuits, adressables indépendamment par le contrôleur externe et alimentés par une antenne émettrice unique, exécutent l'ensemble des tâches du stimulateur, incluant la récupération

d'énergie et de données. Le dispositif de la figure 3.3c a été légèrement modifié et une version de taille réduite ( $4 \times 8 = 32$  électrodes par dispositif) est présentée dans [57]. Il est prévu que ces nouveaux implants permettent de stimuler une plus large surface corticale, ou même plusieurs fonctions simultanément. Le concept est aussi adopté dans [180], où les dispositifs pourraient stimuler 16 sites. La différence principale entre les deux dispositifs mentionnés réside dans leur aspect physique. Les circuits du premier sont disposés en ligne avec les électrodes, alors qu'il est prévu qu'ils soient assemblés perpendiculairement aux électrodes dans le second cas.

Cette approche ne présente assurément pas les inconvénients de l'architecture distante et peut éviter ceux de l'approche monolithique de par la plus petite taille de chacun des dispositifs (circuits et composants de récupération d'énergie). Toutefois, sa limitation fondamentale la plus importante, selon nous, est l'impossibilité d'optimiser le couplage pour chacune des antennes réceptrices simultanément, résultant en une faible efficacité. En effet, l'implantation sur les gyri a pour conséquence que toutes les antennes ne peuvent être dans des plans parallèles et présentent donc des couplages avec le primaire variés. La transmission de puissance devant être suffisante pour alimenter l'implant au pire couplage, elle est conséquemment excessive pour tous les autres. Le couplage est aussi faible pour les dispositifs implantés sur des surfaces perpendiculaires à celle du crâne, ce qui est le cas pour une partie importante de V1 (c.f. section 2.3.4).

### **Architecture modulaire**

Un consortium européen a récemment présenté le prototype d'un implant visuel cortical et préconise une architecture modulaire [133]. Dans ce cas, les circuits sont physiquement séparés selon leur fonction et l'implant possède un Module d'Interface (MI) et plusieurs Modules de Stimulation (MS). Il est prévu d'utiliser 10 matrices d'électrodes du groupe de Normann, chacune comportant  $10 \times 10$  électrodes, et sur

lesquelles les circuits de stimulation seraient fixés par *flip chip*. Les circuits assurant l'interface avec le contrôleur externe seraient quant à eux logés ailleurs et tous les circuits partageraient un substrat flexible. Toutefois, le système étant encore au stade du prototype fait de composants discrets, aucun détail n'est disponible quant aux caractéristiques physiques précises du dispositif.

Une équipe allemande a réalisé un implant rétinien sur un principe similaire [160]. L'antenne réceptrice est logée derrière l'iris, près de laquelle les éléments de recouvrement d'énergie et de données sont situés. Des connexions flexibles acheminent les commandes au stimulateur situé au fond de l'oeil, près des électrodes. Une méthode originale de fabrication du substrat de polymère et d'assemblage des circuits intégrés (*micro-flex*) a été développée [121] et a permis de réaliser le dispositif présenté à la figure 3.4.



Figure 3.4: Implant rétinien illustrant l'approche modulaire. Les circuits sont disposés sur un substrat de polyimide flexible encapsulé dans un enduit sylastique. Tiré de [122]

Il est de notre avis que cette approche possède, dans le contexte d'un implant visuel cortical, la majorité des caractéristiques les plus favorables des approches présentées dans la littérature, en évitant leurs plus importants inconvénients. Mentionnons principalement que :

- l’implant peut être de dimensions réduites à l’endroit des stimulations par rapport aux approches monolithique et distribuée grâce à l’omission des composants responsables de la récupération d’énergie, limitant ainsi la pression sur le cortex ;
- la flexibilité du substrat et la séparation physique des MS permet d’épouser la surface courbe du cortex, contrairement à l’approche monolithique ;
- les contraintes extrêmes quant aux dimensions de l’implant ne s’appliquent qu’aux MS, permettant pour le MI l’usage de composants discrets aux caractéristiques avantageuses face à leurs équivalents intégrés (condensateurs, bobines, diodes) ;
- l’antenne pouvant être relativement grande, la densité du champ électromagnétique est inférieure à celle nécessaire aux approches monolithique et distribuée ;
- l’efficacité du transfert de puissance peut être supérieure à celle des approches monolithique et distribuée grâce à un alignement optimal des bobines interne et externe ;
- les électrodes peuvent être distribuées sur une surface relativement large du cortex, procurant ainsi un champ de vision élargi, par opposition à l’approche monolithique ;
- le nombre de connexions est réduit par rapport à l’approche distante grâce à une communication sérielle entre les modules de stimulation et le MI ;
- l’utilisation d’un substrat unique élimine les risques de défauts auxquels sont généralement sujets les connecteurs.

### 3.1.2 Contrôleurs d’implants

Les plus simples contrôleurs d’implants ne font qu’une parallélisation des données sérielles reçues par des registres à décalage, fixant ainsi chacun des paramètres de

stimulation à l'instant déterminé par le contrôleur externe [109] [153]. Normann a proposé un prototype intégré d'un système de démultiplexage [90] et a diligemment évalué les performances requises pour un implant complet de 625 électrodes, comme l'a initialement recommandé Cha [26]. Il conclut qu'une bande passante minimale de 6 Mbps, plutôt excessive, est nécessaire pour contrôler chaque événement de cette façon. Il propose alors une activation par impulsion, réduisant les spécifications à un peu moins de 2 Mbps, et propose aussi un mode « continu », rendu possible grâce à l'initialisation de registres et de RAM avant la stimulation. Ceci permet aux impulsions d'être générées à un taux constant pour des trains complets avec une seule commande par site.

Suaning implémente aussi le mode « par impulsion », mais évite l'approche continue, soulignant le risque d'erreurs de communication et de corruption de données en mémoire volatile, particulièrement important pour un dispositif alimenté par induction [162]. De tels événements pourraient avoir des répercussions sur la stimulation pour une durée indéterminée. Pour cette raison, aucun paramètre n'est conservé pour plus d'une impulsion. La communication est faite au moyen de « séquences » de « rafales » de données espacées par des durées fixes contrôlées par des circuits analogiques. Le concept est adéquat pour le prototype en question comportant 100 électrodes, dont 50 sont actives et autant sont réservées pour les courants de retour, mais est difficilement extensible à une prothèse complète.

Liu, propose un adressage fixe, où des trames de 256 bits continus permettent d'activer avec une résolution de 4 bits tous les sites, au nombre de 60, en plus d'inclure un code cyclique de détection d'erreur [110]. Les durées de phase et d'interphase sont fixées dans une séquence d'initialisation. Selon le lien de communication (1.5 Mbps), il en découle un taux de stimulation, identique pour chacun des sites, théoriquement de 350 Hz pour 1 000 électrodes.

Troyk a proposé un protocole basé sur un jeu d'instructions permettant de pro-

grammer, d'activer ou de tester les différentes fonctions d'un implant [179]. Il espère en faire un protocole standard applicable à tout dispositif de stimulation, implantable ou non, dans le but de réduire, à l'avenir, la multiplication des interfaces dédiées et ainsi simplifier le processus de conception de systèmes. Bien que l'effort soit louable et l'idée attrayante, on peut douter du potentiel de standardisation de l'approche choisie. En effet, ce protocole, baptisé Neurotalk™, utilise un total de quatre connexions, dont deux pour l'alimentation, une pour l'horloge et une pour les données, mais les signaux sur cette dernière ligne ne sont pas binaires mais utilisent trois niveaux. Nous convenons que, bien que moins robuste qu'une communication binaire, cette approche est facilement implémentable pour un lien câblé. Mais concernant les données reçues par un lien sans fil, le concept semble en fait particulièrement ciblé pour son plus récent démodulateur et on imagine mal le concept être largement adopté. Aussi, un inconvénient du protocole proposé est la quantité de bits de contrôle qu'il introduit dans la chaîne des données. En moyenne  $10 \mu s$  sont nécessaires pour transmettre les commandes avec un lien câblé de 4 MHz, ce qui exclut alors la majorité des approches et liens existants.

Finalement, Ghovanloo propose deux versions de démodulateurs et de contrôleurs qui, comme l'approche simple mentionnée au début de la section et supportée par l'implant de Normann, ont comme objectif une flexibilité maximale [57] [54]. Cette décision est justifiée par l'utilisation de son démodulateur présentant à notre connaissance le plus haut taux de transfert jamais atteint à ce jour (2,5 Mbps). Cette approche simplifie grandement le contrôle de l'implant et offre certes une grande flexibilité pour la génération des impulsions. Il est alors possible de synthétiser une onde arbitraire (approximation discrète d'une sinusoïde, par exemple).

Cette logique, vraie lorsque les impulsions sont considérées individuellement, peut par contre être trompeuse. D'un point de vue du système, cette approche impose dans les fait des contraintes importantes. Chaque changement d'état de quel que canal que

ce soit est déterminé par le lien sériel. On ne peut alors, par exemple, générer deux impulsions de durée  $T$  et  $T + \Delta T$ , ( $T > \Delta T$ ) commençant à des instants séparés de  $\Delta T$  puisqu'elles devraient alors cesser simultanément. Considérant que l'imprécision résultante sur la durée des impulsions ne peut être tolérée (c.f. section 1.1.4), la flexibilité visée résulte dans les faits en d'importantes contraintes temporelles, forçant vraisemblablement l'utilisation de fréquences et durées de stimulation identiques pour chacun des sites.

### 3.1.3 Générateurs de stimuli

Pratiquement tous les étages de sortie de stimulateurs multi-canaux sont composés de sources de courant, généralement des convertisseurs analogique à numérique (*Digital to Analog Converter* — DAC) dont la(les) sortie(s) est (sont) aiguillée(s) vers le(s) site(s) approprié(s).

La stimulation bi-polaire utilise couramment une sortie dite en « H » pour déterminer les deux phases de stimulation à travers une paire d'électrodes, dont le courant est déterminé par un DAC uni-directionnel, tel qu'illustré à la figure 3.5 [153] [162]. Ceci permet un appariement des phases anodique et cathodique optimal puisque les deux phases sont générées par la même source de courant. Suanning a appliqué le principe à son stimulateur comportant 100 électrodes. Toutefois, ce stimulateur ne présente aucun parallélisme ; toutes les électrodes ne peuvent être activées que par un seul DAC. Boyer [15] et Roy [147] ont aussi exprimé leur intention d'utiliser un mécanisme semblable, mais sur 25 canaux parallèles. L'applicabilité des sources en « H » pour les stimulateurs multi-canaux reste toutefois à confirmer.

La stimulation monopolaire bi-phasique est généralement faite au moyen de DAC bi-directionnels dont la sortie, en courant, est dirigée vers le site de la stimulation par un interrupteur (figure 3.5(b)). Le courant est alors recueilli par une électrode indifférente agissant comme masse virtuelle.

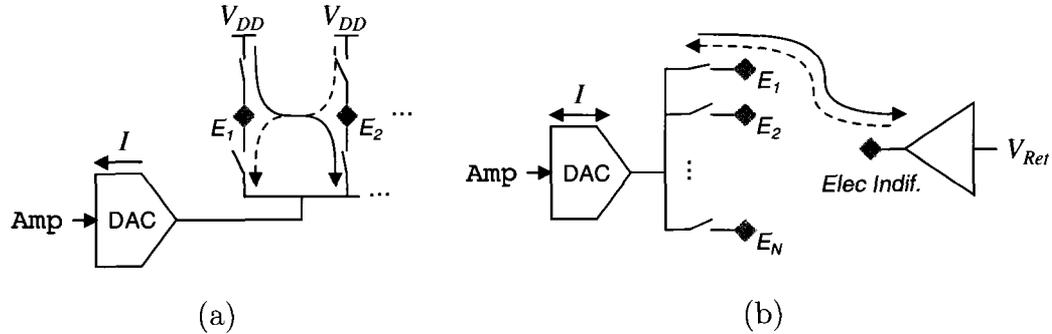


Figure 3.5: Illustration d'étages de sorties permettant la stimulation en courant (a) bipolaire et (b) monopolaire.

Un type de DAC de courant simple voit sa sortie déterminée par l'activation, selon le code binaire en entrée, d'un nombre variable de transistors aux rapports de forme définis suivant des puissances de deux [89] [95] [109]. Le désavantage fondamental de ce circuit est que sa surface croît exponentiellement avec sa résolution. Cette dernière étant généralement faible dans le cas qui nous concerne, il s'agit d'une approche répandue. Jones utilise un tel DAC [90], mais la simplicité de son circuit de polarisation, indépendant pour chacun, résulte en une sensibilité sur le niveau d'alimentation de l'ordre de 150  $\mu\text{A}/\text{V}$ . Il est aujourd'hui plus populaire d'utiliser un circuit de polarisation unique mais plus évolué, dont la référence est distribuée à chaque circuit de sortie, rendant la stimulation plus prévisible.

DeMarco propose une approche compacte et peu énergivore où, plutôt que d'utiliser des transistors aux tailles croissant exponentiellement pour chaque bit de contrôle, de multiples niveaux de tensions de polarisation sont utilisés [38]. Malheureusement, la distance séparant le circuit de polarisation et chacun des DAC résulte en un appariement approximatif des phases anodique et cathodique de stimulation. Cette considération sera approfondie plus en détail à la section 4.2.3.

Différentes variantes sont proposées pour améliorer certaines caractéristiques du DAC (par exemple l'appariement des courants complémentaires ou son impédance de sortie) par le biais de sorties contrôlées par un asservissement actif [59] [110]. On

peut par ailleurs équilibrer les phases par la mesure des charges impliquées dans la stimulation [63] [178]. Toutes ces techniques consomment par contre significativement plus de puissance que les approches simples présentées plus tôt. La consommation est passée sous silence dans [178] et [63], alors que [59] consomme (une fois extrapolé pour 1 000 sites) environ 265 mW.

Kelly propose une approche extrêmement efficace en termes d'énergie par une stimulation en tensions discrètes qui approxime la forme d'une stimulation à courant constant [93]. Chaque niveau de tension est atteint par le transfert de charges stockées dans des condensateurs distincts. Une économie de 53% de l'énergie associée à l'étage de sortie peut être observée. Une variante multi-sites a aussi été présentée [55]. Cependant, dans les deux cas, étant donné le nombre de condensateurs nécessaires pour chaque canal, cette approche ne semble pas applicable à la stimulation massivement parallèle. Aussi, le courant est fortement dépendant de l'impédance électrode-tissus non contrôlée.

### 3.1.4 Diagnostic post-implantation

Tel que mentionné à la section 1.2, tous les stimulateurs ne présentent pas un lien de retour et la capacité à diagnostiquer l'état du stimulateur post-implantation. Ceux qui implémentent une telle fonctionnalité proposent généralement de caractériser l'interface électrode-tissus par la mesure de la tension au site de stimulation, en prenant pour acquis que le courant réel est identique ou comparable au courant désiré [153] [181] [203].

Souvent, vu l'importance d'assurer une tension d'alimentation adéquate, il est aussi proposé d'échantillonner celle-ci (ou un noeud proportionnel) au moyen d'un ADC et de retourner le résultat par le lien de télémétrie montant sur demande ou périodiquement [57] [82] [133]. Cependant, il existe une différence importante entre l'observation de la tension d'un noeud quelconque et celle de l'alimentation. En effet,

dans ce dernier cas, l'observation de la variable désirée requiert une condition pré-définie de celle-ci pour être valide (polarisation, calibration, contrôle, communication). Par exemple, il est pertinent de fournir à l'utilisateur, au moment de la mise sous tension, l'assurance que l'implant est en mesure d'être opéré adéquatement (puissance transmise, position de l'antenne externe, . . . ) avant de lui permettre de désactiver son signal de mise-à-zéro.

On peut éviter un fonctionnement inadéquat de l'implant par l'utilisation d'un seuil en deçà duquel le dispositif est automatiquement mis/maintenu à zéro [57]. Toutefois, bien que cette solution assure la sécurité d'utilisation de l'implant, elle ne procure à l'usager aucune information pertinente advenant un problème exceptionnel, rendant alors sa solution difficile à déterminer. Par exemple, en cours de fonctionnement normal, une absence de réponse de la part de l'implant serait-elle la conséquence d'un problème de communication ? D'alimentation ? De synchronisation ? De corruption de paramètres ? Il est donc préférable de pouvoir observer l'alimentation par un lien de retour et d'assurer sa condition adéquate indépendamment de la mise en marche normale du dispositif et de l'établissement d'une communication bi-directionnelle requérant le fonctionnement de plusieurs éléments.

Suaning propose une méthode simple [162] consistant à laisser l'alimentation décroître, par l'arrêt momentané de la porteuse, jusqu'à un seuil prédéterminé. À l'instant où l'alimentation atteint le seuil en question, un chemin de faible impédance vers la masse est brièvement activé, résultant en une impulsion détectable au primaire (c.f. 3.2.1). Le temps entre l'arrêt de la transmission de la porteuse et l'impulsion permet d'évaluer la valeur de l'alimentation (au début de sa décroissance). Malheureusement, cette approche impose de deux choses l'une : une alimentation nominale bien supérieure à la tension minimale, ou une alimentation qui chute sous sa tension minimale à chaque fois que l'utilisateur désire l'observer.

## 3.2 Liens inductifs

### 3.2.1 Transfert et récupération de données

#### Lien descendant

La modulation d'amplitude (*Amplitude Shift Keying* — ASK) est de loin la plus répandue pour les dispositifs implantables étant donné la simplicité de son démodulateur [4] [63] [97] [109] [125] [189] [190]. La méthode classique consiste à filtrer, au moyen d'un filtre « passe-bas », la porteuse modulée afin de récupérer son enveloppe. Une période déterminée par un autre circuit permet d'échantillonner le niveau de l'enveloppe à intervalles réguliers et ainsi d'extraire les données reçues.

Pour limiter le bruit sur l'enveloppe récupérée, le filtre doit présenter une fréquence de coupure significativement plus faible que la fréquence de la porteuse. Aussi, pour limiter les risques d'erreurs engendrées par l'incertitude sur la période d'échantillonnage, les niveaux doivent être stables pour une période relativement importante. Par conséquent, un compromis important doit être fait entre le débit des données et le BER, ce qui limite les performances du démodulateur. Les taux de transmission typiques varient entre 10 et 300 kbps, avec des rapports de fréquences entre la porteuse et les données ( $f_{carr}/f_{data}$ ) se situant entre 40 et 200.

Notons que la modulation peut être d'amplitude aussi importante que celle de la porteuse elle-même (indice de modulation de 100%). On désigne alors cette modulation *On-Off Keying* (OOK). La modulation OOK est simple et elle permet généralement un faible BER, mais son désavantage le plus important réside dans le fait qu'aucune puissance n'est transmise à l'implant pendant que l'enveloppe est à un niveau bas.

Récemment, différentes modulations affectant la phase du signal (*Frequency Shift Keying* — FSK; *Phase Shift Keying* — PSK) ont été présentées. La modulation

de fréquence présentée dans [58] supporte un spectaculaire taux de transmission de 2.5 Mbps avec un ratio  $f_{carr}/f_{data}$  de 1,5. Pour ce faire, une modulation de très large bande est utilisée, où un niveau logique est représenté par une fréquence deux fois supérieure à son niveau complémentaire. Par conséquent, la fréquence du signal transmis est toujours significativement éloignée de la fréquence de résonance du lien inductif, affectant l'efficacité du transfert de puissance. Pour palier à ce problème, une modulation en fréquence à bande étroite est présentée dans [177], mais il semble alors difficile de discriminer les symboles sans recours à un démodulateur très complexe et, en pratique, le taux obtenu s'est limité à 480 kHz.

La démodulation PSK est intéressante par le fait que la fréquence du signal ne s'éloigne jamais de celle qui est optimale pour la transmission de l'énergie. Hu [83] propose une méthode basée sur une boucle de Costas et atteint un taux de transfert en simulation de 1.2 Mbps et de 1 Mbps en pratique. Une méthode où les sauts de phase sont réduits [53] n'a par ailleurs pas permis d'obtenir des résultats aussi convaincants vu sa sensibilité au bruit principalement généré par les circuits numériques sur la même puce. Des méthodes entièrement numériques sont aussi proposés. Des taux de 1 et 2 Mbps avec des porteuses de 16 et 20 MHz sont atteints dans [111] et [112], respectivement, alors que [133] n'a pu démontrer un taux de transmission supérieur à 100 kbps.

### **Lien montant**

La modulation presque universellement utilisée par les implants de SEF pour leur lien montant, lorsqu'un tel lien existe, tire profit du fait qu'une modification de la charge au secondaire se reflète par une variation d'amplitude aux bornes de l'inductance au primaire. Désignée sous le nom de *Load Shift Keying* (LSK), elle présente les avantages indéniables d'une simplicité extrême et d'une consommation négligeable. Selon la technique proposée par Tang [166], un seul transistor suffit pour changer

la configuration du redresseur de double à simple alternance et permettre ainsi la téléométrie. Des taux variant de 125 à 1 130 kbps peuvent être observés selon la performance du récepteur externe [53] [66] [77] [158].

Cette technique est toutefois difficilement applicable à l'architecture distribuée puisque les perturbations créées par chacun des implants sur la charge globale seront vraisemblablement négligeables vues du secondaire. Aucune équipe proposant une approche distribuée ne présente d'ailleurs concrètement de lien montant.

Il est à noter qu'il est envisageable d'utiliser une modulation active, comme le propose Piedade [133]. On compte alors utiliser une modulation de fréquence à faible puissance considérant que, dans ce cas, la complexité se retrouve au niveau du démodulateur externe, moins contraint que l'implant autant en terme d'énergie qu'en terme de dimensions. Aucune implémentation n'est toutefois discutée.

### **Transmissions descendante et ascendante simultanées**

La presque totalité des implants qui utilisent un lien bi-directionnel se limitent à une communication en alternance. Quelques travaux ont cependant exploré la communication bi-directionnelle simultanée.

La motivation première dans [53] est l'augmentation des débits dans les deux directions grâce à l'élimination des périodes où chaque lien cède le contrôle du canal au lien complémentaire. Malheureusement, les performances dans chacune des directions se dégradent rapidement en mode simultané. L'auteur conclut que la dégradation de chacun des liens résulte en une perte nette de la capacité de transfert de données dans les deux directions.

Fondamentalement, ceci ne devrait pas représenter un problème très important dans le cas d'un implant visuel cortical. En effet, si les trains et inter-trains de stimulation sont de durées comparables pour tous les sites, des périodes d'inactivité seront

périodiquement observées, permettant facilement de réguliers mais brefs retours d'information. D'après les expériences physiologiques, la stimulation soutenue requiert que chaque période de stimulation d'environ 125 ms soit suivie d'une période de repos d'environ 25 ms. Évidemment, à ce stade, ces valeurs ne peuvent être considérées comme définitives, mais représentent probablement un ordre de grandeur du rapport activité/repos du lien descendant.

La communication simultanée n'est toutefois pas une option mais une nécessité pour l'asservissement de la puissance (c.f. section 3.2.2) et a été explorée par Hu [82] et réalisée par Wang [193]. En simulation, près de 100 kbps ont pu être atteints au niveau du lien montant lorsqu'une modulation PSK était utilisée au niveau du lien descendant, mais un modèle linéaire invariant dans le temps était alors utilisé. Dans les faits, l'activité du stimulateur a pour effet de réduire sensiblement le rapport signal à bruit de la communication LSK, dégradant alors la réception au primaire. Il est alors raisonnable de penser que les performances réelles d'un tel système soient bien inférieures. Wang présente justement une telle implémentation et seulement un taux inférieur à 10 kbps peut être atteint, en accord avec [137]. Avec une charge constante, donc en situation hautement optimiste, un taux maximal de 32 kbps a pu être atteint dans [53].

### **3.2.2 Transfert et récupération d'énergie**

Tel que mentionné à la section 1.2.3, les amplificateurs de classe E sont les plus courants. Le lecteur est encouragé à consulter [9] [94] [159] pour les références originales et des discussions approfondies à leur sujet. Mentionnons ici simplement que 1) la fréquence du signal émis est fixée par le choix des composants, et que 2) la puissance transmise est proportionnelle à la tension d'alimentation de l'amplificateur. Cette dernière propriété est d'ailleurs généralement utilisée pour la modulation d'amplitude et peut servir à une boucle d'asservissement de la puissance, sujet de la

prochaine section.

Afin de convertir le signal AC en tension DC, différents circuits à diodes sont régulièrement utilisés [27] [67] [84] [94] [124] [170], alors que quelques travaux récents font appel à des redresseurs actifs [56] [74] [149]. Au niveau de la régulation, les circuits *shunt* [63] [142] [173] [191] et linéaires [4] [57] [158] [192] sont fréquents. L'utilisation de convertisseurs de tension DC à transfert de charges capacitives est aussi proposée [84].

### Optimisation de l'efficacité du lien inductif

Les implants les plus courants transmettent une énergie constante et prédéterminée, suffisante pour supporter la plus importante consommation prévue de l'implant et considérant que les conditions lors de l'utilisation sont similaires à celles prévues lors de la conception du système. Pour assurer le bon fonctionnement du dispositif malgré les perturbations que celui-ci peut subir, une large marge de sécurité est nécessaire, résultant en une efficacité peu appréciable (c.f. section 1.2.3). Nous pouvons qualifier cette approche de celle du « pire-cas ».

L'efficacité du lien à une charge ( $P_{charge}$ ) et un couplage ( $k$ ) donnés peut être maximisée en gardant à un minimum la différence entre les tensions à l'entrée du redresseur ( $V_{rect}$ ) et la sortie du régulateur ( $V_{DC}$ ). Pour compenser les variations de  $P_{charge}$  et  $k$ , des travaux récents [82] [191] [193] font appel à une boucle de rétroaction contrôlant l'alimentation de l'amplificateur du primaire ( $V_S$ ), tel que schématisé à la figure 3.6. Des gains d'efficacité appréciables peuvent être observés en comparaison avec des systèmes en boucle ouverte.

Toutefois, la rétroaction est intrinsèquement lente, conséquence du délai de la boucle de retour introduit principalement par le temps de transmission des données via le lien montant (c.f. section 3.2.1). En conséquence, une augmentation rapide de

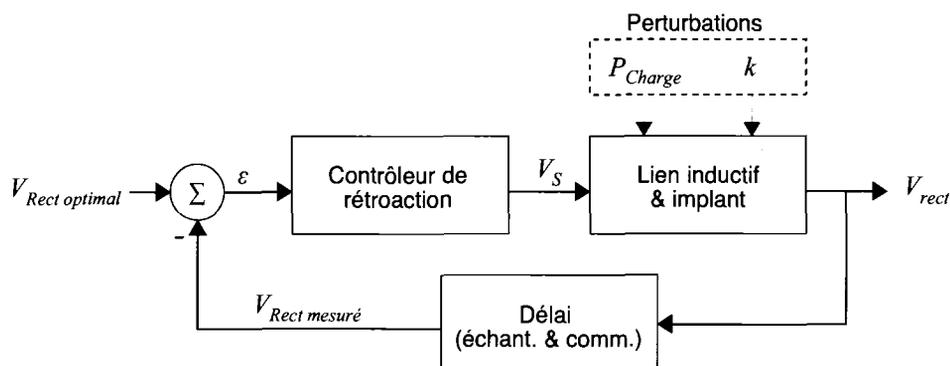


Figure 3.6: Modèle décrivant un système asservi de transmission de la puissance permettant d’optimiser l’efficacité d’un lien transcutané.

la charge peut résulter en une chute momentanée mais appréciable de la tension d’alimentation du dispositif implanté. L’observation des résultats présentés par Wang met clairement en évidence cet écueil [193]. En effet, une augmentation de la charge de  $P_{max}/2$  résulte en une chute significative de l’alimentation pour une durée d’environ 50 ms. Le système de Hu [82], par ailleurs, n’a pas été testé avec un lien montant transcutané, mais plutôt un montage câblé, faisant alors fi du délai de boucle imposé par le lien sans fil. L’auteur s’attend toutefois à des résultats similaires et précise qu’une approche intégrant une compensation prédictive (*feed-forward*) pourrait contribuer à accélérer la réponse de la boucle et ainsi améliorer la fiabilité de l’implant.

Notons finalement que, bien qu’elle soit significativement plus efficace qu’une approche « pire-cas », l’asservissement n’assure pas une consommation minimale du système. En effet, la condition essentielle pour ce faire est un couplage optimal ( $k = k_{crit}$ ), strictement fonction des caractéristiques physiques du lien (taille et matériaux des bobines, tissus) et de la position relative des antennes (distance, alignement, orientation). La conséquence de l’utilisation de l’asservissement, suite à une perturbation sur le couplage réduisant l’efficacité du lien, conduit à une augmentation de la puissance transmise, ce qui est contraire à l’objectif fondamental. Conséquemment, la méthode incontournable pour permettre une transmission mini-

male doit inclure :

1. un positionnement soigné de l'antenne externe ;
2. un solide maintien de sa position ;
3. une détection des perturbations significatives sur le couplage ;
4. une correction manuelle de la position de l'antenne.

Heureusement, ces événements sont rares dans le cas d'un implant visuel cortical puisque 1) il est possible de concevoir, par la méthode dite « géométrique », les bobines de telle sorte que  $k$  soit insensible à de faibles mouvements [78] [204]. 2) aucun mouvement relatif des antennes n'est à prévoir de façon systématique. En effet, on peut aisément utiliser un dispositif de fixation de la bobine externe sur la surface du crâne tel que les mouvements significatifs ne soient qu'exceptionnels. Les implants cochléaires utilisent généralement un aimant implanté sous la peau à cet effet.

### 3.3 Composants externes

On retrouve une quantité non négligeable de publications en lien avec l'acquisition et le traitement d'images dédiés aux implants visuels [132] [5] [20] [196], généralement basé sur les conclusions de Cha (c.f. 2.3.1). Il est par contre prématuré de conclure définitivement sur l'efficacité de chacune d'elles au stade actuel des recherches dans le domaine.

Quant au contrôleur de l'implant, on retrouve presque exclusivement des systèmes basés sur ordinateur personnel (*Personal Computer* — PC) transférant des patrons de données prédéterminés [57] [173]. Une exception notable à ce sujet fait partie du système présenté dans [133]. On y propose une approche biomimétique combinant en un système dédié le traitement d'images et le contrôle de l'implant. Ce système

constitue d'ailleurs, aux dires de ses concepteurs et à notre connaissances, le seul qui soit fonctionnellement complet à ce jour. Notons toutefois qu'il n'est pas miniaturisé et ne répond pas à des critères raisonnables de performances, son lien descendant étant limité en pratique à 100 kbps.

On suggère de répliquer pour chaque site de stimulation le comportement de la rétine. C'est à dire :

- le traitement n'est pas « par images » mais par « pixels » traités en parallèle ;
- l'intensité des phosphènes est modulée strictement par la fréquence de la stimulation ;
- le moment où les impulsions sont déclenchées résulte d'une approximation du modèle *integrate-and-fire* du neurone [52].

L'approche est certes enthousiasmante, mais fait fi de plusieurs considérations qui la rendent potentiellement non optimale, ni même simplement applicable. D'un point de vue technique, le parallélisme massif du traitement (possible dans le système biologique grâce à la très grande quantité de cellules dans le nerf optique) est difficilement applicable à un implant utilisant nécessairement un lien de communication sériel unique, dont la largeur de bande est limitée. Ensuite, les considérations physiologiques portent à croire qu'il est hautement optimiste de vouloir répliquer le comportement des cellules rétiniennes pour la stimulation corticale, surtout si l'on considère que celle-ci s'effectue en aval du CGL. En procédant ainsi,

- la rétroaction modulant les signaux afférents du cortex est négligé ;
- l'information complémentaire à celle entant dans V1 est manquante ;
- l'information transmise est certainement « invraisemblable » d'un point de vue neurophysiologique ; la stimulation « de masse » active très certainement des neurones voisins aux fonctions contradictoires ;

Le nombre de points de stimulation techniquement envisageable est de loin

inférieur au nombre de neurones dans les couches visées de V1. Par conséquent, il semble logique que l'information par site doive être drastiquement différente de l'information véhiculée par chacun des neurones d'un système sain. Les résultats expérimentaux corroborent d'ailleurs cette analyse. Il ne semble pas, aujourd'hui, envisageable d'omettre les considérations de durées de trains, de fatigue neuronale, etc. . . Nous serions portés à favoriser une approche où les images sont en premier lieu simplifiées selon leur contenu général plutôt que traitées « par pixel ». Toutefois, la grande plasticité du SNC fait qu'il serait certainement aujourd'hui inapproprié de rejeter l'approche du revers de la main. Le sujet reste donc entièrement ouvert.

### 3.4 Travaux du laboratoire de neurotechnologies Polystim

Nous décrivons ici les concepts reliés aux travaux de Polystim ayant eu cours avant ceux reliés à cette thèse. Il était envisagé que le stimulateur, de type monolithique, soit composé de 25 canaux de 25 sites chacun [151], suivant les recommandations de Cha. Un contrôleur a été conçu et implémenté sur composant programmable (*Field Programmable Gate Array* — FPGA) [147]. Sa particularité la plus intéressante est l'utilisation d'un protocole de communication configurable, permettant alors la flexibilité de la stimulation « par impulsion » mais réduisant les spécifications associées au lien de communication estimées dans [90]. Les composants analogiques du système réalisés sur substrat pré-diffusé en technologie bipolaire se sont avérés défectueux, vraisemblablement à cause d'une erreur de conception. Notons qu'une sortie « en H » (c.f. 3.1.3) était envisagée. Quant au lien inductif, aucun travail spécifique n'avait été entrepris ou proposé.

Au niveau du contrôleur externe, mentionnons qu'une version PC permettant d'imposer quelques patrons pré-définis avait été implémentée [72] et qu'un capteur d'images permettant la réduction de résolution au moment de l'acquisition avait été proposé [34]. Il avait aussi été proposé de faire un traitement d'égalisation

d’histogramme sur les images avant leur transmission à l’implant [73]. Toutefois, considérant le contrôle seulement approximatif de l’intensité des phosphènes que nous pouvons vraisemblablement espérer, cette proposition n’a pas évolué au niveau de l’implémentation concrète.

### 3.5 Synthèse

Le tableau 3.1 présente les caractéristiques principales des travaux les plus importants traités dans ce chapitre afin de permettre d’apprécier en un coup d’oeil l’état de la recherche actuelle, au niveau technologique, portant sur les implants visuels. Les particularités favorables et problèmes évidents ou suspectés de chacun sont mis en évidence. Les références aux sections de cette thèse traitant de chaque affirmation sont également indiquées.

Il est possible de faire un certain nombre d’observations à partir de ces données et des analyses présentées dans le présent chapitre :

- une variété d’approches significativement différentes les unes des autres peut être recensée, mais, se limitant encore à l’état de concept, certaines présentent vraisemblablement dans les faits des inconvénients fondamentaux qui les rendent difficilement applicables à une prothèse visuelle ou intrinsèquement non optimales ;
- plusieurs solutions aux différents défis présentés par la conception d’un système d’implant visuel existent, mais aucune proposition complète ne répond à toutes les exigences fixées par les expériences physiologiques ;
- les performances atteintes quant à une figure de mérite le sont généralement au détriment de la flexibilité et/ou de la sécurité d’utilisation du dispositif ;

Tableau 3.1: Recueil commenté des stimulateurs visuels disponibles dans la littérature

Travaux...	...se distinguent par...	...mais, par ailleurs,...
[110]	... fréquence de stimulation élevée (3.1.2)...	... peu de latitude sur les paramètres de stimulation (3.1.2)
[57]	... taux de transfert élevé (3.2.1)...	... efficacité réduite (1.2.3, 3.2.1)
[111] [193]	... grande flexibilité de stimulation « par impulsion » (3.1.2)...	... contraintes temporelles élevées pour système parallèle (3.1.2)
[111] [193]	... haute efficacité grâce à un asservissement en boucle fermée (3.2.2)...	... sécurité compromise par possibilité de sous-tensions de l'alimentation
[57] [180]	... flexibilité d'implantation (3.1.1)...	... efficacité énergétique déficiente (3.1.1)
[60]	... intégration complète de l'implant...	... impose vraisemblablement une compression importante des tissus et offre un champ de vision restreint (3.1.1)
[173]	... flexibilité du placement des électrodes (3.1.1)...	... encombrement élevé rendant l'implantation difficile (3.1.1)
[133]	... système complet...	... performances réelles inadéquates (3.2.1)
[38]	... faible surface de silicium (3.1.3)...	... validité de l'approche contestable (3.1.2)
[90]	... grande flexibilité (3.1.2) et faibles surface & consommation (3.1.3)...	... faible précision (3.1.3)
[162]	... sécurité des paramètres (3.1.2) et diagnostique de l'alimentation (3.1.4)	... aucun parallélisme (3.1.3)

## CHAPITRE 4

### CONCEPTION ET VALIDATION DU DISPOSITIF IMPLANTABLE

Ce chapitre présente les principaux éléments d'un implant original destiné à la stimulation corticale et conçu avec comme objectifs :

- de minimiser les risques liés à son utilisation ;
- d'offrir une flexibilité telle qu'il puisse être utilisé suite aux découvertes à venir au niveau de son application ;
- d'atteindre expérimentalement des performances répondant aux spécifications pour un implant de 1 000 électrodes ;
- d'offrir une efficacité énergétique potentiellement optimale.

Les éléments critiques du dispositif sont présentés ainsi que la démarche ayant mené à l'implémentation choisie. Une évaluation des résultats obtenus expérimentalement fait aussi partie des sujets du présent chapitre et vise à déterminer la faisabilité d'une prothèse destinée à l'humain sur la base du système présenté.

#### **4.1 Architecture globale de l'implant**

En rupture avec l'approche envisagée dans les travaux de Polystim précédant ceux présentés dans cette thèse, nous préconisons ici une approche modulaire pour la partie implantable du système. L'implant est alors composé d'une mosaïque d'ASIC chargés de la stimulation (Modules de Stimulation - MS), reposant en surface du cortex et directement connectées aux matrices de micro-électrodes. Un Module d'Interface (MI), situé sous la peau, est chargé de la récupération d'énergie et de la communication

entre l'implant et le contrôleur externe. Tous les composants sont disposés sur un substrat flexible, tel que schématisé à la figure 4.1. Ajoutons aux nombreux avantages de cette architecture déjà soulignés à la section 3.1.1 la possibilité d'utiliser le substrat à d'autres fins qu'au simple support et aux interconnexions entre modules. Nous croyons que nous pourrions éventuellement tirer avantage d'électrodes souples de polyimide (c.f. section 1.1.3) fabriquées à même le substrat et s'inspirer des méthodes d'insertion présentées dans [98] afin que quelques électrodes puissent atteindre les zones corticales difficiles d'accès (c.f. sections 2.1.2 et 2.3.4).

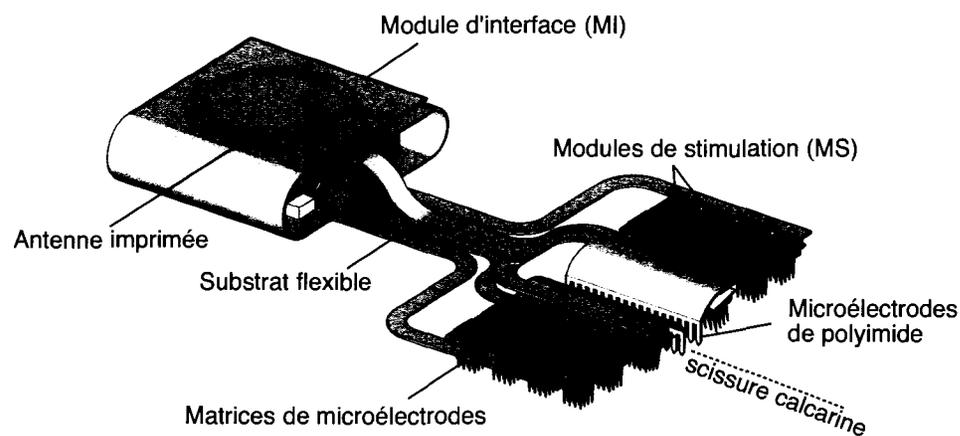


Figure 4.1: Illustration du concept de l'implant modulaire proposé sur substrat flexible.

En premier lieu, l'implant comportera un nombre réduit de sites. Ceci permet au MI d'être composé de composants discrets et programmables. Cependant, le MS, de par le fait qu'il soit localisé directement au site des stimulations, doit nécessairement être fabriqué sous la forme d'un ASIC.

La figure 4.2 présente les interconnexions sérielles entre le MI et les MS de l'implant. Les données descendantes de contrôle sont distribuées par le MI vers chacun des MS, alors que l'information analogique permettant le diagnostic de l'état des sites de stimulation ( $V_{monit}$ ) est retournée via un conducteur unique, et que les indicateurs

d'erreurs numériques sont transmis en cascade (*daisy chain*). Les détails à ces sujets seront exposés plus loin dans le présent chapitre.

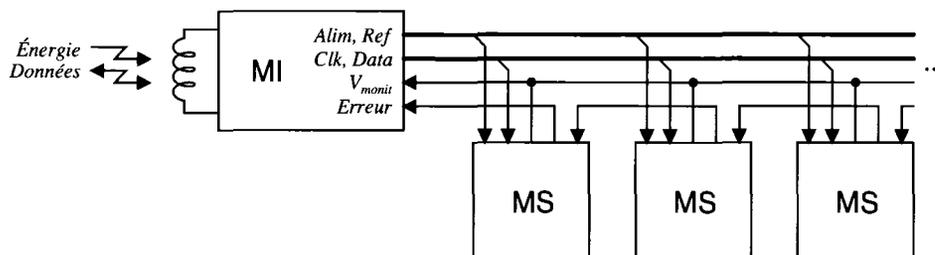


Figure 4.2: Interconnexions entre le module d'interface et les modules de stimulation.

## 4.2 Module de stimulation

Le circuit conserve quelques éléments de l'architecture proposée antérieurement [147]. En particulier, mentionnons le protocole de communication configurable qui permet de choisir un compromis optimal entre le taux de stimulation, la flexibilité des paramètres et la fréquence d'opération, cette dernière ayant un impact direct sur la puissance consommée.

Tous les éléments analogiques ont par ailleurs été implémentés intégralement et le contrôleur modifié en fonction de ceux-ci. Le circuit conçu et présenté dans les sections suivantes, en plus de représenter la première version intégrée de l'implant, se distingue des travaux antérieurs notamment par :

- une flexibilité accrue au niveau de la stimulation — plusieurs approches sont supportées, la polarité des impulsions peut être choisie indépendamment pour chaque site et les impulsions parallèles peuvent être décalées ou simultanées ;
- une sécurité d'utilisation du dispositif améliorée par la validation continue de tous les paramètres de configuration et par la possibilité de monitorer la tension

de tout site en cours de stimulation.

Un schéma bloc simplifié du MS est présenté à la figure 4.3. Celui-ci possède quatre canaux parallèles de stimulation, chacun en mesure d'utiliser autant de micro-électrodes. Le mode et les sites de stimulation sont déterminés par une matrice de commutation aiguillant le courant imposé par les convertisseurs numérique à analogique (*Digital to Analog Converters* — DAC) selon les commandes de l'utilisateur. Simultanément, la matrice de commutation agit comme multiplexeur à l'entrée d'un amplificateur suiveur destiné à monitorer la tension des électrodes. Finalement, mentionnons que, de manière à réduire l'énergie consommée par le contrôleur tout en fournissant la plage dynamique nécessaire à la stimulation, deux alimentations distinctes sont utilisées ( $V_H > V_L$ )<sup>1</sup>.

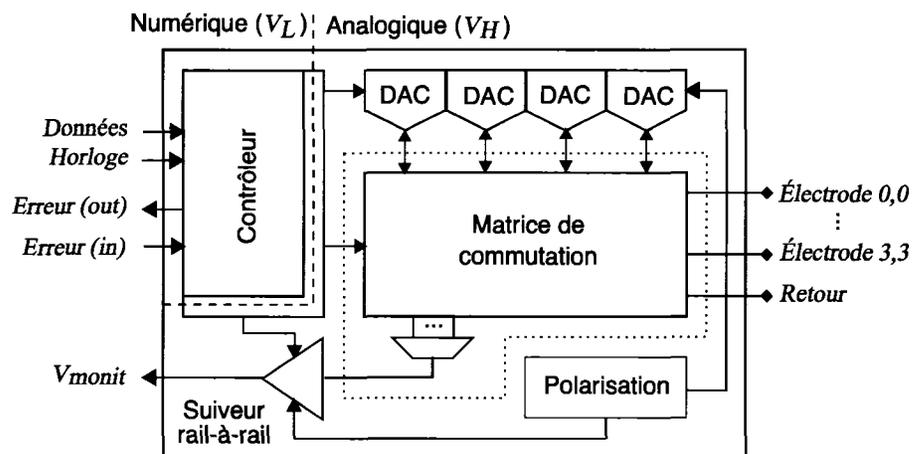


Figure 4.3: Schéma bloc du module de stimulation.

<sup>1</sup>Tout au long de ce document,  $V_H$  et  $V_L$  seront utilisés pour désigner les haute et basse tensions d'alimentation, analogique ou numérique.

### 4.2.1 Modes de stimulation supportés

L'utilisation d'une matrice de commutation permet un vaste éventail d'approches de stimulation. En effet, l'implant possède la capacité de stimuler selon les approches monopolaire et bipolaire. Dans le premier cas, il est également possible d'omettre l'électrode de retour distante et de partager son rôle entre toutes les électrodes inactives (retour distribué). La stimulation monopolaire nécessitant évidemment des DAC bidirectionnels, la stimulation bipolaire peut être effectuée par des sources ou des puits de courant, ou une alternance des deux. La figure 4.4 présente le flot de courant pour chacune des phases de stimulation dans les différents modes supportés. Optionnellement, les électrodes inactives peuvent être court-circuitées, procurant un équilibre passif des charges après chaque impulsion, permettant d'amenuiser l'effet d'un déséquilibre de charges entre les phases anodique et cathodique de stimulation.

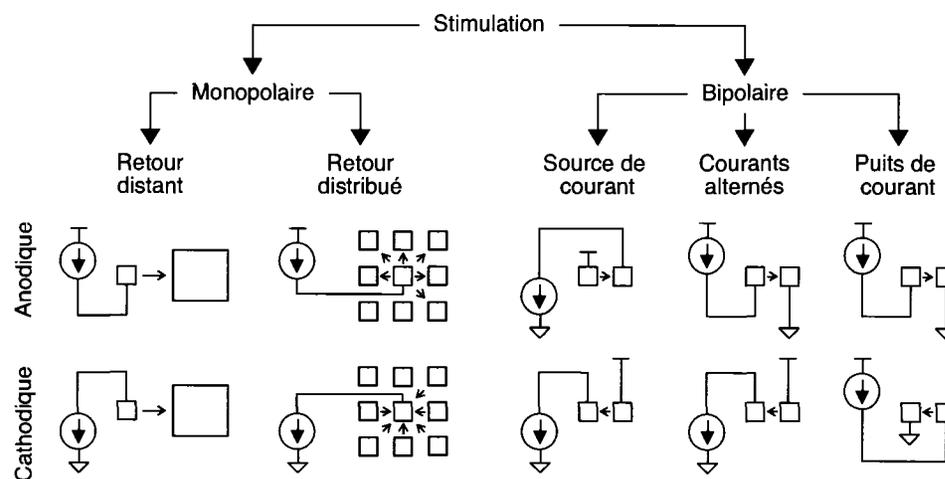


Figure 4.4: Modes de stimulation supportés par le MI pour la génération d'impulsions biphasiques.

Notons que la définition d'un site est dépendante du mode de stimulation utilisé. En effet, lors de la stimulation monopolaire, on retrouve 16 sites de stimulation po-

tentiels, comparativement à 12 pour la stimulation bipolaire (3 paires d'électrodes adjacentes par canal).

#### 4.2.2 Matrice de commutation

De manière à supporter tous les modes précédemment présentés, la matrice de commutation offre la possibilité de connecter chacune des électrodes à l'un des points suivants :  $V_H$ , la masse, la sortie du DAC auquel elle est associée ou un point commun ( $Com$ ) pouvant être électriquement équivalent à l'électrode de retour, pour la stimulation monopolaire distribuée, ou non, si seulement un équilibre passif des charges est désiré. Tel que l'indique la figure 4.5, chaque électrode peut aussi être connectée à l'entrée de l'amplificateur suiveur ( $Monit$ ) s'il est désiré d'en observer sa tension. Les signaux de contrôle  $MONCAN$  et  $MONSITE$  ( $\in \{0001, 0010, 0100, 1000\}$ ) déterminent le canal et le site à observer. Seule l'électrode associée à la fois au canal et au site est sélectionnée. Mentionnons que, dans ce cas, le site fait référence à une électrode unique et non à la paire d'électrodes impliquées dans la stimulation bipolaire. Le

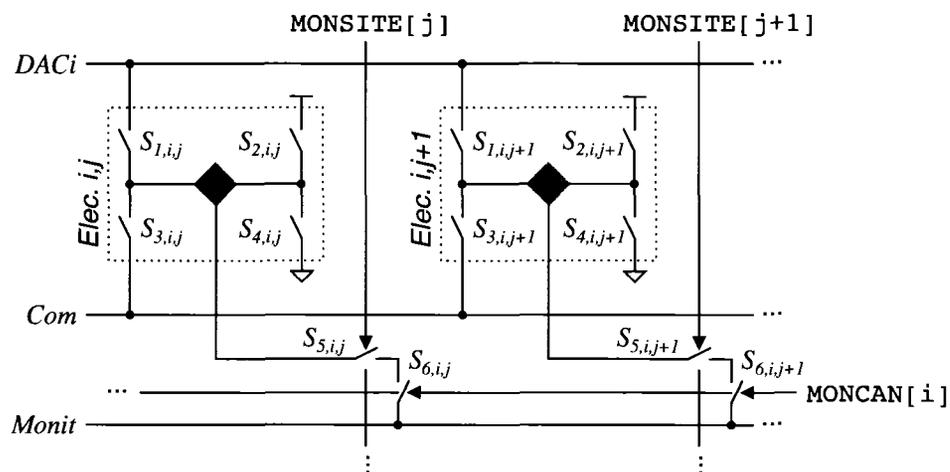


Figure 4.5: Interconnexions et contrôle de la matrice de commutation. Deux sites ( $j$ ,  $j + 1$ ) d'un canal ( $i$ ) sont ici schématisés.

tableau 4.1 présente les commutateurs devant être activés pour les différentes phases de stimulation dans les principaux modes.

Tableau 4.1: Configuration des interrupteurs de la matrice de commutation pour la génération d'impulsions biphasiques

Mode	Phase I		Phase II	
	Commutateurs	DAC	Commutateurs	DAC
Monopolaire	$S_{1,i,j}$	Puits	$S_{1,i,j}$	Source
Bipolaire <sup>2</sup>	$S_{1,i,j}, S_{2,i,j+1}$	Puits	$S_{2,i,j}, S_{1,i,j+1}$	Puits
Bipolaire <sup>3</sup>	$S_{1,i,j}, S_{4,i,j+1}$	Source	$S_{4,i,j}, S_{1,i,j+1}$	Source
Bipolaire <sup>4</sup>	$S_{1,i,j}, S_{2,i,j+1}$	Puits	$S_{1,i,j}, S_{4,i,j+1}$	Source

<sup>1</sup>Polarité contrôlée par les interrupteurs, puits de courant.

<sup>2</sup>Polarité contrôlée par les interrupteurs, source de courant.

<sup>3</sup>Polarité contrôlée par le DAC.

### 4.2.3 Convertisseur Numérique à Analogique

Principalement pour des considérations de consommation, nous avons opté pour une approche simple et compacte semblable à celles présentées au début de la section 3.1.3, mais des considérations particulières ont été apportées à son implémentation de manière à améliorer sa précision.

Toute approche où une tension de référence est commune aux différents éléments distribués d'un système multi-DAC rend les sorties particulièrement sensibles aux paramètres de fabrication et environnementaux des étages de sorties. En effet, en référence à la figure 4.6a,

- les sorties sont sensibles aux variations locales de l'alimentation — l'absence de courant aux branches de référence  $V_{Rp}$  et  $V_{Rn}$  fait que les tensions à ces noeuds sont semblables pour tout DAC, mais  $V_H' \neq V_H$  et  $V_{SS}' \neq V_{SS}$ , donc  $V_{Bp}$  et  $V_{Bn}$  diffèrent d'un DAC à l'autre ;

- la température affecte différemment les mobilités des électrons et des trous — la qualité de l'appariement pour chaque DAC sera statistiquement inversement proportionnelle à la distance le séparant de la référence ;
- les variations des paramètres des transistors résultant des tolérances au niveau de la fabrication des dispositifs sont plus prononcées avec la distance — le gain  $I_o/V_i$  diffère d'un DAC à l'autre et de la valeur prévue pour laquelle  $V_{Rn}$  et  $V_{Rp}$  sont fixés.

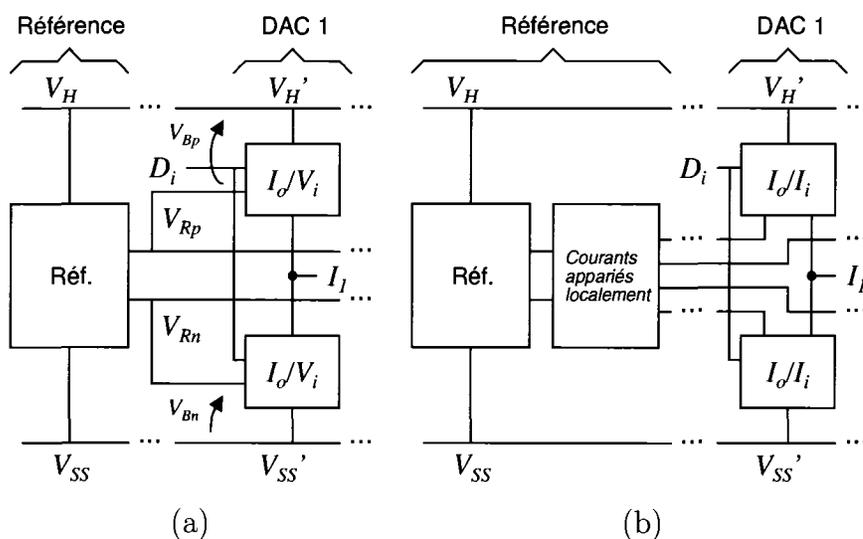


Figure 4.6: Comparaison des approches (a) en tension et (b) en courant pour des systèmes multi-DAC bi-directionnels.

Si un appariement local est scrupuleusement respecté, une approche entièrement en courant (figure 4.6b) réduit significativement ces impacts. Les variations de tensions et de paramètres fonctions de la distance deviennent alors négligeables. Cette modification est faite au prix d'une surface légèrement supérieure et d'un plus grand nombre d'interconnexions. Aussi, la consommation augmente marginalement, mais demeure fondamentalement inférieure à une approche impliquant amplificateurs et compensations évoluées.

Pour la meilleure linéarité qu'il procure [106] avec une augmentation négligeable de la surface du DAC [89], un encodage « thermomètre » est préféré à l'approche binaire discutée plus tôt. Pour être plus précis, une implémentation « quasi-thermomètre » est utilisée, où 16 transistors parallèles procurent une résolution de 5-bits ( $15 \times 2\text{LSB} + 1\text{LSB}$ ), tel que proposé dans [188]. Chaque DAC bi-directionnel est composé de deux DAC complémentaires  $n$  et  $p$ , mais pour fin de simplification, seulement sa partie  $p$  est illustrée à la figure 4.7.

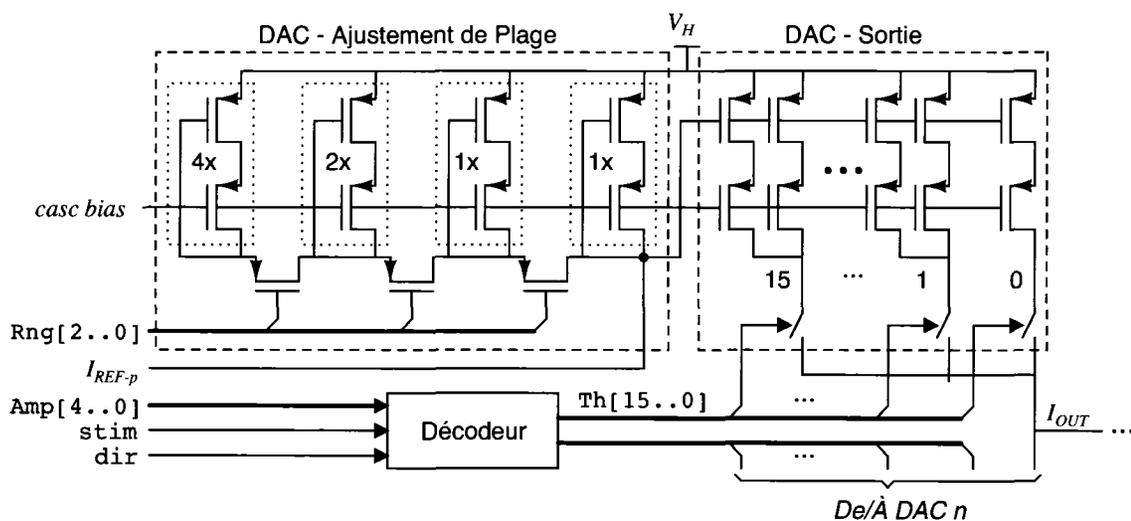


Figure 4.7: Schéma électrique de la partie  $p$  d'un DAC.

Quatre plages d'opération sont disponibles (17, 35, 70 et  $140 \mu\text{A}$ ) selon  $\text{Rng}[2..0]$  et le courant de sortie est déterminé par le code thermomètre  $\text{Th}[15..0]$ , décodé à partir de  $\text{Amp}[4..0]$  selon l'approche par colonnes et rangées proposée par Voghell [188].

Notons finalement que la précision est intimement liée au respect des règles de bonne pratique concernant le dessin des masques de fabrication. Les transistors sont donc longs ( $4\times$  la longueur minimale), séparés en entités distinctes identiquement orientées, leurs centroïdes sont communs et des instances factices sont ajoutées en

bordure du circuit [76]. Aussi, la densité de courant est d'environ  $1 \mu\text{m}/\square$  [50].

#### 4.2.4 Amplificateur dédié au diagnostic

Les deux particularités que doit posséder l'amplificateur suiveur destiné au diagnostic par la mesure de la tension aux électrodes sont :

1. une plage d'opération rail-à-rail en entrée et en sortie — ceci est particulièrement important afin de détecter une situation où la sortie d'un DAC sature près d'une alimentation ;
2. la possibilité d'imposer un état de haute impédance à sa sortie — ainsi,  $V_{mon}$  de tous les MS peuvent être connectées à un conducteur unique, minimisant ainsi les interconnexions avec le MI.

L'étage de sortie le plus approprié pour respecter la première condition est de classe AB en sources communes [116]. La même condition impose aussi l'utilisation de paires différentielles complémentaires ( $n$  et  $p$ ) en entrée. Conséquemment, trois régions d'opération existent en fonction de la tension de mode commun ( $V_{CM}$ ) et déterminent la transconductance de l'étage d'entrée ( $gm_{in}$ ) :

$$gm_{in} = gm_{n-} \quad \text{lorsque } V_{CM} < V_{th,n} \quad (4.1a)$$

$$gm_{in} = gm_{n0} + gm_{p0} \quad \text{lorsque } V_{th,n} < V_{CM} < V_{th,p} \quad (4.1b)$$

$$gm_{in} = gm_{p+} \quad \text{lorsque } V_{CM} > V_{th,p} \quad (4.1c)$$

où  $V_{th,n}$  et  $V_{th,p}$  sont les tensions en deçà et au-delà desquelles la paire  $n$  et la paire  $p$ , respectivement, cessent de fonctionner.

Si aucune attention particulière n'est apportée à l'étage d'entrée de l'amplificateur, il en résulte un gain et une réponse en fréquence qui diffèrent selon  $V_{CM}$ . Une méthode de compensation du courant de queue [31] [79] a été utilisée afin de remédier à ce

problème. Cette dernière consiste à ajuster le courant de polarisation des paires  $n$  et  $p$  en fonction de  $V_{CM}$  de manière à ce que  $gm_{n-} = 2gm_{n0}$ ,  $gm_{n0} = gm_{p0}$ , et  $gm_{p+} = 2gm_{p0}$  dans les conditions (4.1a) à (4.1c), respectivement. Puisque  $gm \propto \sqrt{I_D}$ , le courant de polarisation des paires est établi de telle sorte que  $I_{D,n-} \approx 4I_{D,n0}$  et  $I_{D,p+} \approx 4I_{D,p0}$  pour les conditions (4.1a) et (4.1c).

La figure 4.8 présente une version simplifiée de l'amplificateur mettant en évidence son étage d'entrée, dont le fonctionnement peut être expliqué comme suit. Dans la condition (4.1b),  $V_{tn} < V_{CM} < V_{tp}$  et les courants des miroirs  $M_9 - M_{10}$  et  $M_{15} - M_{16}$  sont nuls. La tension  $V_{tn}$  est fixée de telle sorte que, dans la condition (4.1a), alors que  $M_1$  et  $M_6$  cessent de conduire,  $M_3$  entre en conduction résultant en  $I_{cp} = I_b$ . Ainsi, le courant de polarisation de la paire différentielle ( $M_2, M_5$ ) est  $I_b + 3I_{cp} = 4I_b$ . La même logique est suivie pour  $V_{tp}$  et le courant de polarisation de la paire ( $M_1, M_6$ ).

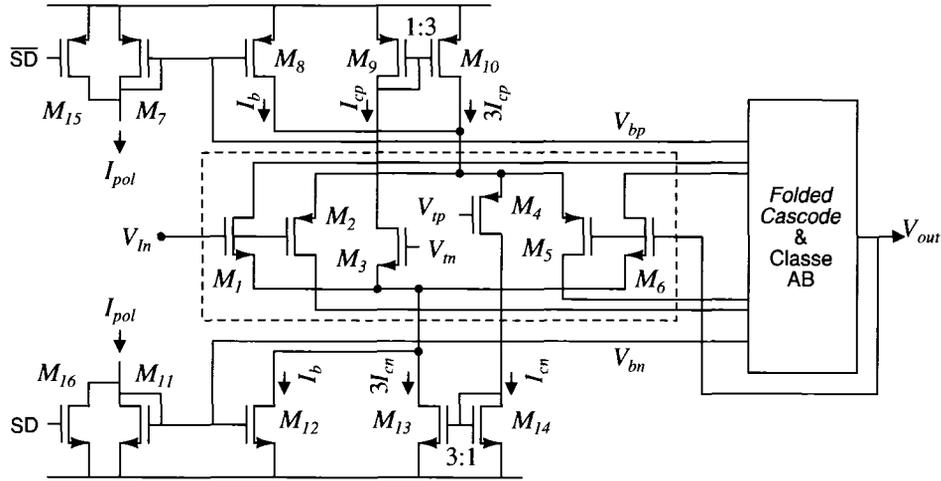


Figure 4.8: Schéma simplifié de l'amplificateur rail-à-rail utilisé pour la surveillance de la tension aux électrodes de stimulation.

En particulier dans le cas des technologies à canal court, l'approximation  $gm \propto \sqrt{I_D}$  n'est valide qu'au premier ordre. Les tensions  $V_{tn}$  et  $V_{tp}$  et les tailles de  $M_9 - M_{10}$  et  $M_{15} - M_{16}$  sont donc ajustées itérativement par simulations de manière à

ce que  $gm_{in} = f(V_{CM})$  soit aussi constant que possible tout en assurant une faible consommation. La valeur réelle du gain de courant des miroirs  $M_9 - M_{10}$  et  $M_{15} - M_{16}$  est donc nécessairement inférieure à 3 et a été fixée à 2.

La figure 4.8 montre aussi le signal de contrôle SD (*shutdown*) qui permet de couper la polarisation de tout le circuit, assurant ainsi une haute impédance à la sortie si désiré. Finalement, mentionnons que toutes les sources et miroirs de courant sont dans les faits, contrairement au schéma simplifié, de type cascode à large plage dynamique.

#### 4.2.5 Contrôleur des modules de stimulation

Tel que mentionné précédemment, le protocole de communication configurable proposé par Roy [147] a été implémenté dans la version présente du MS. Il a toutefois été légèrement modifié de manière à supporter les paramètres additionnels de configuration, ainsi que deux modes de fonctionnement supplémentaires (diagnostic et gestion d'énergie), réservés pour des versions ultérieures du système. Les détails de l'interface logique avec le MS sont présentés à l'annexe A.1, alors qu'une représentation simplifiée du contrôleur est présentée à la figure 4.9.

Les données sérielles sont converties en commandes de stimulation selon les paramètres fixés lors d'une étape préliminaire de configuration qui détermine :

- les paramètres de communication ;
- la valeur des paramètres fixes, partagés par tous les sites ;
- la séquence des Adresses de Canaux et de Sites (ACS), s'il est prévu qu'elle soit constante pour toute la durée de la stimulation ;
- la polarité des impulsions pour chacun des sites ;
- la base de temps de l'horloge de stimulation.

Chacun des contrôleurs de DAC est responsable de l'amplitude et du chro-

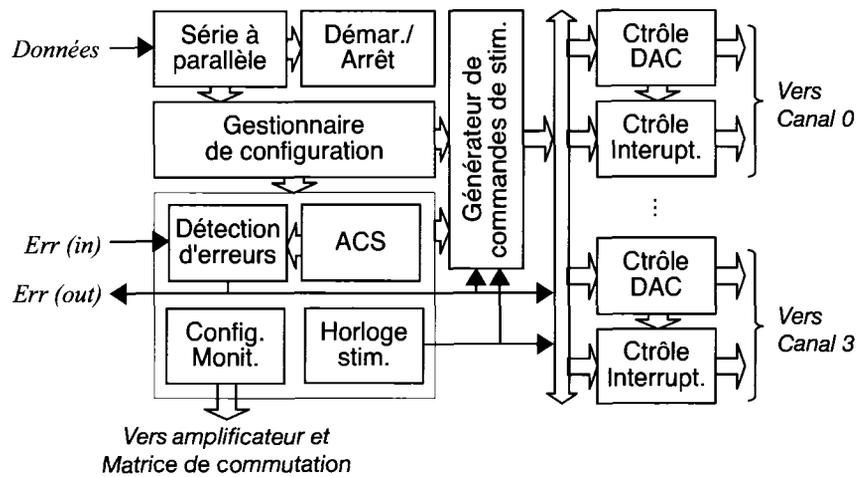


Figure 4.9: Architecture du contrôleur du MS

nométre des impulsions biphasiques de stimulation sur un canal, alors que les contrôleurs d'interrupteurs aiguillent les courants selon le mode de stimulation et fixent l'état des électrodes inactives. Les impulsions peuvent être déclenchées au moment de leur réception (stimulation séquentielle) ou lors d'une commande ultérieure permettant de synchroniser plusieurs impulsions parallèles (stimulation simultanée).

Une attention particulière a été apportée aux paramètres statiques de configuration pour les raisons exposées à la section 3.1.2. La corruption d'un de ces paramètres ayant un effet sur toute stimulation ultérieure, elle ne peut être tolérée. Chaque paramètre constant mais volatile est donc stocké avec redondance. La validité du mot ainsi formé est constamment vérifiée et toute erreur détectée implique l'arrêt des stimulations et la mise en haute impédance des électrodes jusqu'à ce que de nouvelles données valides de configuration soient reçues. Tous les registres de configuration sont composés d'un nombre pair de bits et une parité impaire est imposée. Par conséquent, une remise accidentelle à zéro ou un *preset* des registres conduit automatiquement à une erreur détectable. Notons finalement que le signal d'erreur de configuration peut être activé par un signal externe, permettant ainsi de combiner plusieurs MS en chaîne sérielle (c.f. figure 4.2), réduisant leurs connexions avec le MI.

### 4.3 Module d'interface

La figure 4.10 présente un schéma bloc du MI chargé :

- de récupérer l'énergie électromagnétique — un pont de diodes est utilisé pour rectifier le signal recueilli par le circuit résonnant composé de  $L$  et  $C_{in}$  ;
- de fournir des alimentations stables — des régulateurs linéaires à faible chute de tension maintiennent  $V_L$  et  $V_H$  à 1.8 et 3.3 V, respectivement ;
- de fournir une référence autour de laquelle les rails d'alimentation seront définis — une masse virtuelle maintient l'électrode de référence à une tension stable ;
- de récupérer les données et l'horloge du lien descendant — un Circuit de Communication (CC) se charge de la démodulation et du décodage des données ;
- d'effectuer la surveillance de la tension d'alimentation de l'implant — via le Circuit de Diagnostic de l'Alimentation — CDA) ;
- de convertir les conditions des électrodes observées en données numériques — via le Circuit de Diagnostic des Électrodes — CDE) ;

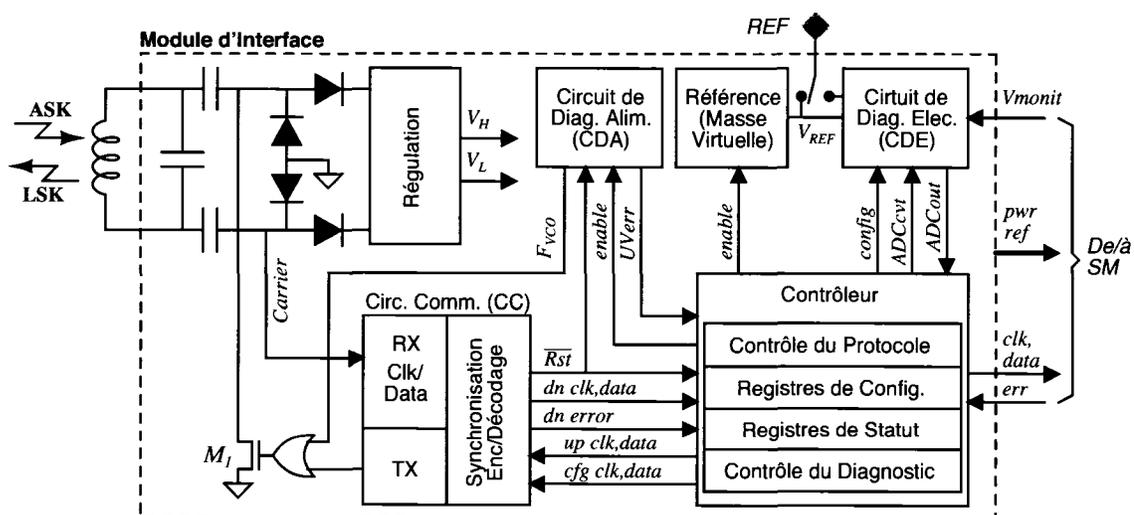


Figure 4.10: Schéma bloc simplifié du MI.

- de transmettre via le lien montant les données pour fin de diagnostic — le CC se charge de l’encodage et de la modulation LSK selon la technique proposée par Tang [166];

Le contrôleur central gère les composants internes du MI ainsi que l’activité de chacun des MS.

Les sections suivantes se concentrent sur les aspects relatifs à la communication et au diagnostic.

### 4.3.1 Communication descendante

#### Démodulateur

Une modulation OOK est utilisée, mais une démodulation entièrement numérique utilisant directement le signal de la porteuse plutôt que sa valeur filtrée (c.f. section 3.2.1) permet d’obtenir des taux de transfert significativement supérieurs aux liens ASK conventionnels. Un autre avantage de l’approche est que le taux de transfert peut être déterminé après implantation. Il est ainsi possible de choisir un compromis optimal offrant 1) un taux de transfert adéquat en fonction des paramètres de stimulation employés et du nombre d’électrodes, 2) un faible taux d’erreurs de transmission et 3) une consommation minimale.

Le concept consiste à tirer profit de la décroissance graduelle de l’enveloppe au cours de ses transitions de haute (H) à basse (L), résultat de la largeur de bande finie du lien inductif. Pendant ces variations d’amplitude, des détecteurs de transitions aux seuils différents appliqués directement sur la porteuse modulée ont des périodes d’activité qui peuvent être discriminées numériquement.

Le circuit est présenté à la figure 4.11(a) et les principales formes d’ondes associées au processus de démodulation sont illustrées en (b). La porteuse modulée est

numérisée au moyen de tampons de *schmitt* dont les sorties constituent les entrées des bascules A et B.

Les tampons sont conçus de telle sorte que l'hystérésis de  $\text{Buf}_1$  ( $\Delta V_{th,1}$ ) soit significativement plus étroit que celui de  $\text{Buf}_2$  ( $\Delta V_{th,2}$ ). Ainsi, lorsque  $A_{Carr} > \Delta V_{th,2}$ , où  $A_{Carrier}$  est l'amplitude du signal d'entrée, l'entrée de la bascule B ( $D_B$ ) est une copie légèrement différée de  $D_A$ , résultat du temps de montée non nul de l'entrée (voir la vue agrandie dans l'encadré). Les bascules étant déclenchées sur les fronts opposés de  $\text{Clk}_{Carr}$ ,  $Q_A = \overline{Q_B} \Rightarrow Env = 1$ . Lorsque  $\Delta V_{th,1} < A_{Carr} < \Delta V_{th,2}$ ,  $D_B$  est constant et les deux bascules présentent en leur sortie des valeurs identiques un maximum d'un cycle de porteuse après que la condition soit remplie, résultant en  $Env = 0$ , alors que  $\text{Clk}_{Carr}$  continue d'osciller, permettant l'extraction numérique des données et de l'horloge.

Il est important de noter que 1) de par la nature des tampons de *schmitt*, les seuils de détection de l'enveloppe ne sont pas absolus mais relatifs à l'alimentation et que 2) H implique  $A_{Carr} \geq V_H$  tant que l'énergie transmise est suffisante pour alimenter l'implant. On peut alors fixer, lors de la conception,  $\Delta V_{th,2}/V_H$  légèrement inférieur à un de manière à ce que la détection des transitions soit rapide et que la différenciation entre  $\Delta V_{th,1}$  et  $\Delta V_{th,2}$  soit maximale.

Notons aussi que le fait que  $\Delta V_{th,1}$  soit faible ne constitue pas une condition suffisante permettant d'assurer une détection des transitions à faible  $A_{in}$ . En effet, si aucune précaution particulière n'est prise, un décalage DC entre les valeurs moyennes de  $In$  et de  $\Delta V_{th,1}$  peut résulter en une cessation prématurée des oscillations de  $\text{Clk}_{Carr}$ . Pour cette raison, l'entrée de  $\text{Buf}_1$  est couplée au signal d'entrée par  $C_{in}$  et sa tension DC est déterminée par  $M_1$  et  $M_2$ , appariés avec  $M_4$  et  $M_7$ , respectivement, assurant ainsi  $V_{X,DC} = (V_{th+,1} + V_{th-,1})/2$  malgré les variations du procédé de fabrication.

Un encodage sans retour à zéro où les transitions de H à L sont retardées est utilisé. L'horloge est générée par un compteur incrémentant à la fréquence  $f_{Carr}$  et

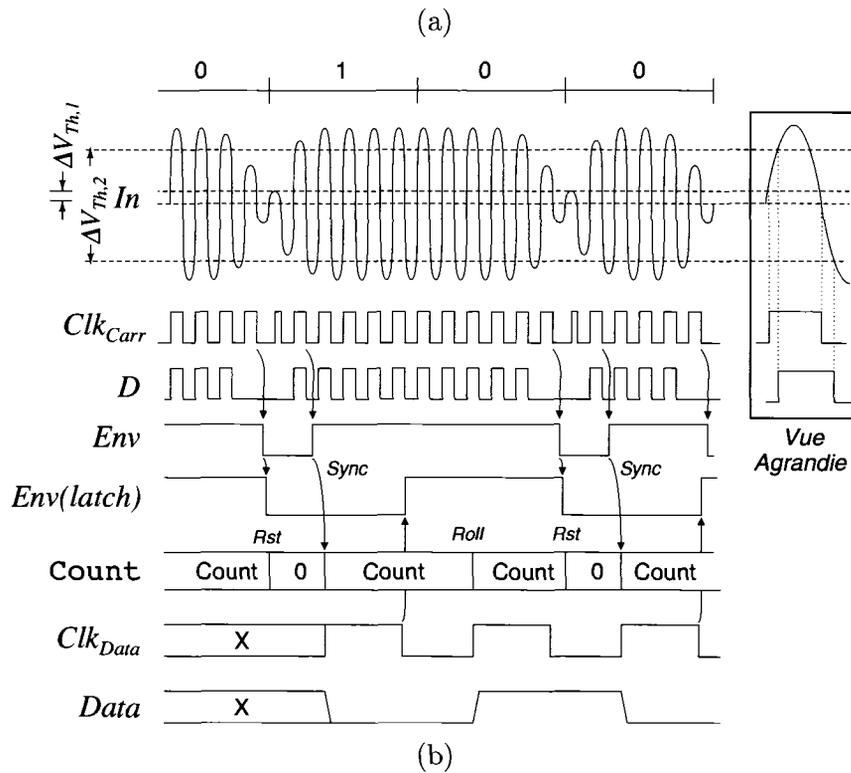
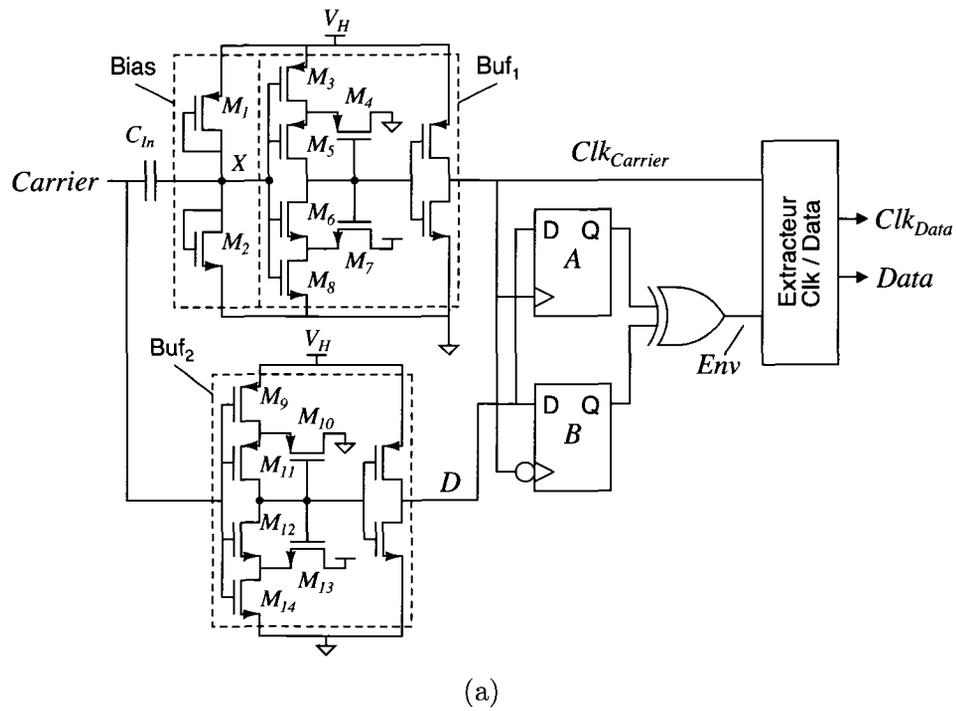


Figure 4.11: Démodulateur ASK proposé. (a) Circuit et (b) formes d'ondes des principaux signaux impliqués dans le processus de démodulation et d'extraction de l'horloge et des données.

est remis à zéro lorsque le premier des deux événements se produit : 1)  $Env = 0$  ou 2) `count` atteint  $f_{Carr}/f_{Data}$ , où  $f_{Data}$  est un entier choisi par l'utilisateur. L'horloge est ainsi synchronisée avec les données à chaque front montant de l'enveloppe. Un niveau d'enveloppe bas détecté est maintenu jusqu'à un front descendant de l'horloge, moment auquel  $Env(latch)$  est systématiquement remis à 1.

La durée ainsi que l'existence même de la condition où  $A_{Carr} < \Delta V_{th,1}$  est sans impact pour l'extraction de l'horloge et des données. Ainsi, la durée pendant laquelle l'enveloppe est basse peut être réduite. Un haut taux de transfert et/ou un grand rapport cyclique sont alors possibles, deux caractéristiques hautement bénéfiques dans le contexte où le lien inductif sert à la fois au transfert des données et de l'énergie à l'implant.

Finalement, notons que ce principe de démodulation est applicable à un circuit n'utilisant que des composants standards commerciaux, tel que présenté initialement dans [33]. Dans ce cas, l'hystérésis des tampons d'entrée est comparable, mais l'amplitude de la porteuse est atténuée à l'entrée de `Buf2`. Cette variation du concept est particulièrement adaptée à une application pour laquelle la miniaturisation qu'apporte un ASIC est superflue mais qu'un haut débit peut être favorable. À titre d'exemple, l'implant urinaire de Polystim [16], pourrait bénéficier du débit élevé pour stimuler à l'aide de patrons complexes (sinusoïde, exponentielle, etc.) contrôlés en temps réel par le module externe, plutôt que de se limiter à des patrons déterminés *a priori* au cours de la phase de conception.

## Protocole

Le protocole configurable proposé par Roy [147] sur lequel est basé le MS faisant appel à des longueurs constantes de trames de données est particulièrement adapté pour une approche monolithique, mais résulte en une utilisation inefficace de la bande passante lorsque les données ont pour destination différents MS. Dans notre

cas, l'activation complète d'un MS peut être définie par aussi peu que quatre bits (quatre canaux à adressage prédéterminé,  $A$ ,  $f_{imp}$ ,  $T_{Train}$  et  $T_{IntTrain}$  constants), de loin inférieur à une trame fixe de 31 bits. Aussi, aucun mécanisme n'est prévu pour la communication bi-directionnelle. Le nouveau protocole bi-directionnel est résumé dans la présente section.

Les 10 bits nécessaires afin d'adresser environ 1 000 électrodes sont divisés en 3 champs. Les six bits de poids le plus fort représentent l'adresse du module (IDentificateur de Module — IDM) auquel est destinée la commande et deux champs de deux bits spécifient le canal et le site visé sur le MS concerné. Deux IDM sont réservées pour le MI (00h) et pour diffuser une commande à tous les MS simultanément (3Fh). Par conséquent jusqu'à  $(2^6 - 2) \times 16 = 992$  électrodes peuvent être adressées par ce protocole.

Les échanges de données en alternance (voir figure 4.12) suivent une séquence de configuration établie à un taux de transfert pré-déterminé. Les mots de commande descendants sont composés d'un IDM et d'une instruction dont la longueur dépend de leur nature et du module visé. Ces mots sont concaténés sans interruption en paquets suivis optionnellement d'un Code de Redondance Cyclique (CRC). La réception d'une commande de diagnostic met fin à une séquence descendante et déclenche une courte transmission ascendante. Peu importe la nature de l'information réclamée, la trame

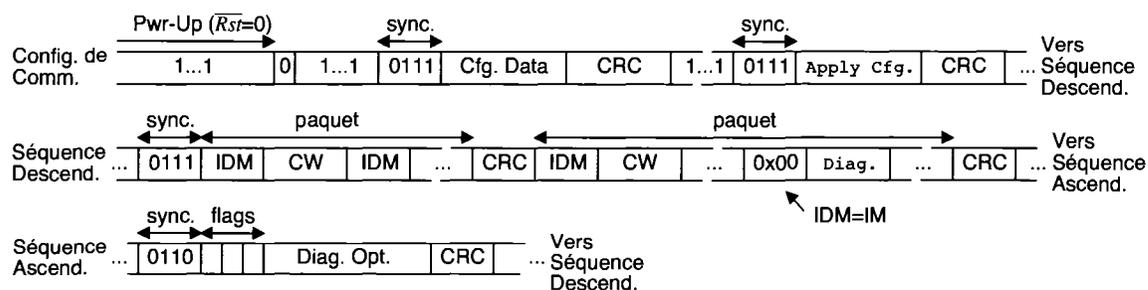


Figure 4.12: Illustration du protocole de communication bi-directionnel utilisé par l'implant proposé.

montante contient des indicateurs du statut de l'implant spécifiant si 1) au moins une erreur de communication a été détectée au cours de la séquence descendante précédente, 2) une condition de sous-voltage a été détectée (précisions à suivre dans la section 4.3.2) et 3) des données de configuration invalides ont été détectées (c.f. section 4.2.5).

Les taux de transferts ascendants et descendants, la longueur des Mots de Commandes de Stimulation (MCS), des paquets de commandes et des codes CRC peuvent être choisis librement par l'utilisateur. L'impact de ces choix, en relation avec le taux de transfert du lien inductif, sera discuté dans la section 4.4.2.

Mentionnons finalement qu'un mécanisme de remise à zéro déclenché lorsqu'aucune modulation n'est détectée (H constant) pendant  $2^{23}$  cycles de la porteuse (environ 400 ms à 13.56 MHz) permet à l'utilisateur de reprendre le contrôle de l'implant si la communication est perdue pour quelle que raison que ce soit. L'envoi périodique de commandes n'impliquant aucune action (`nop = 0...0`) évite ce comportement en mode normal.

### 4.3.2 Circuits et procédures de diagnostic

En plus de permettre la mesure de la tension aux électrodes, nous proposons de mesurer le courant réel de stimulation au point de retour utilisé par la stimulation monopolaire en imposant la condition que lors du diagnostic, une seule électrode ne soit active à la fois. Un amplificateur de transrésistance dont l'entrée est le courant à l'électrode de retour, tel que schématisé à la figure 4.13 permet cette opération. La tension au noeud  $X$  est fixée à la valeur de la masse virtuelle ( $REF$ ) par la rétroaction au travers  $R$ ,  $V(I)$  est ainsi proportionnel à  $I_{stim}$ .

Finalement, notons qu'un délai spécifiant l'instant de la mesure peut être défini par l'utilisateur dans un champ réservé de la commande de diagnostic. Un échantillonnage

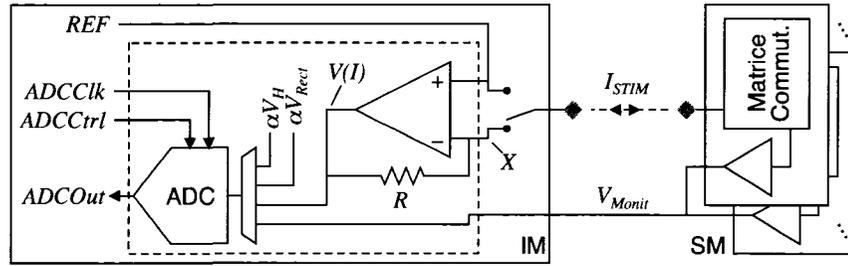


Figure 4.13: Illustration du principe de mesure de la tension et du courant aux sites de stimulation. Selon l'illustration, en plus des courant (canal 2) et tension (canal 3) de stimulation, les tensions d'alimentation avant (canal 1) et après (canal 0) le régulateur peuvent être mesurés.

à une fréquence  $f_{imp} \pm \delta$  permet ainsi de reconstituer une forme d'onde complète après plusieurs cycles.

Il est bien sûr aussi possible d'évaluer la tension de l'alimentation par la mesure d'un noeud proportionnel à celle-ci ( $\alpha V_H, \alpha V_{rect}$ ). Mais tel que mentionné à la section 3.1.4, il est préférable de permettre à l'utilisateur d'obtenir cette information sans faire appel à toutes les fonctions « normales » de l'implant. Le circuit de la figure 4.14(a) permet d'évaluer la tension d'alimentation par l'observation au primaire de la fréquence d'oscillations de l'enveloppe du signal LSK montant. Un oscillateur contrôlé par tension (*Voltage Controlled Oscillator* — VCO) bistable à relaxation possède des seuils de transition fixes mais un taux de charge du condensateur  $C$  fonction de l'alimentation  $V_H$ . Sa sortie contrôle la grille du transistor de modulation LSK ( $M_1$ , figure 4.10) tant que le signal de mise-à-zéro est actif ( $\overline{Rst} = 0$ ). Il est alors possible pour l'usager d'aligner les bobines et pour le contrôleur externe d'ajuster la puissance transmise en fonction de la fréquence de l'enveloppe au primaire.

En oscillation ( $V_H > V_L/2$ ),

$$V_C(t) = \begin{cases} V_H + \left(\frac{V_L}{2} - V_H\right)e^{\frac{-t}{R\beta C}} & , \text{ si } V_{out} = V_H \\ V_L - e^{\frac{-t}{R\beta C}} & , \text{ si } V_{out} = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

d'où

$$t_{rise} = -R_{\beta}C \ln \left( 1 - \frac{V_L}{2V_H - V_L} \right) \quad (4.3a)$$

$$t_{fall} = -R_{\beta}C \ln(1/2) \quad (4.3b)$$

résultant en une fréquence

$$f_{VCO}(V_H) = \left[ -R_{\beta}C \ln \left( \frac{V_H - V_L}{2V_H - V_L} \right) \right]^{-1} \quad (4.4)$$

qui indique la différence entre  $V_H$  et  $V_L$  et qui plafonne lorsque  $V_H$  atteint sa valeur nominale.

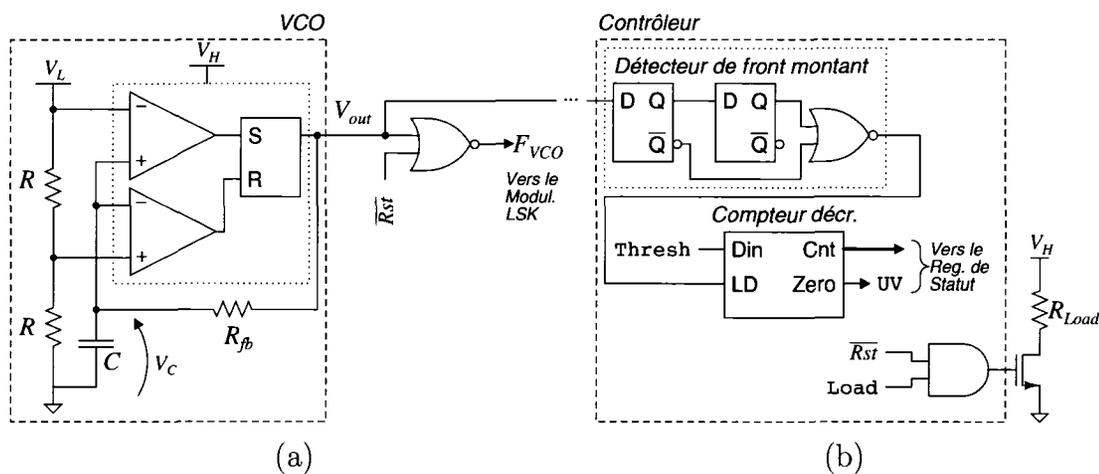


Figure 4.14: Circuit de diagnostic de l'alimentation de l'implant. (a) Oscillateur contrôlé par l'alimentation et (b) circuit de diagnostic périodique.

En cours d'utilisation normale, le circuit de la figure 4.14(b) permet de vérifier périodiquement l'alimentation à une fréquence  $f_{VCO}$  et le fanion d'erreur de sous-tension est activé si  $\text{threshold}/f_{clk} < 1/f_{VCO}$ , où  $\text{threshold}$  est un entier déterminé par l'utilisateur pendant la configuration en fonction de  $f_{VCO}(V_H)|_{V_H=3.3V}$  et de  $f_{clk}$ . Aussi, une charge factice  $R_{load}$  prédéterminée peut être activée sur demande pour des

raisons qui deviendront apparentes à la lecture de la section 5.1.2.

Il est à noter que le circuit présenté est celui implémenté sur le prototype actuel, pour lequel le MI fait principalement appel à des composants commerciaux. Une version intégrée pourrait utiliser un concept semblable impliquant un minimum de composants. Des simulations utilisant des tampons *schmitt* du CC et les convertisseurs de niveaux numériques du MS serait fonctionnel jusqu'à une tension d'alimentation aussi basse que 1,2 V, comme l'indique la figure 4.15.

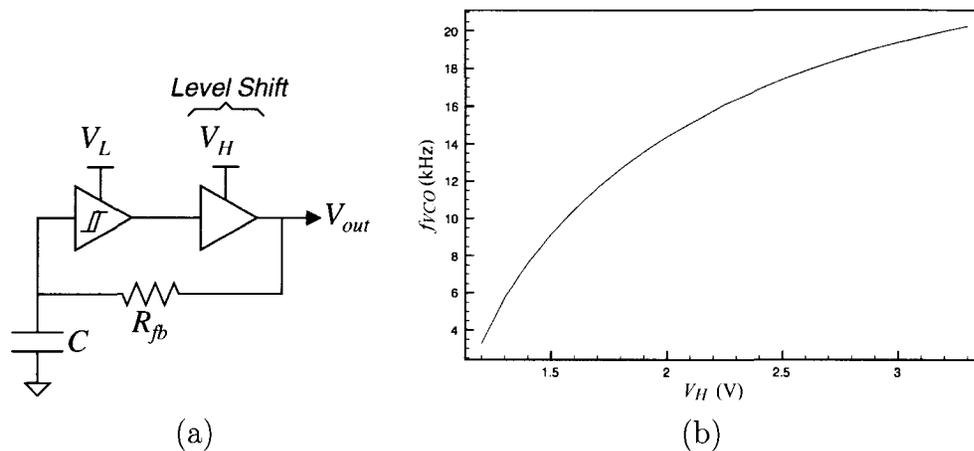


Figure 4.15: Version intégrée du VCO du circuit de diagnostic de l'alimentation. (a) Circuit minimal et (b) résultats de simulation.

#### 4.4 Implémentation et résultats expérimentaux

Le MS et le CC<sup>2</sup> ont été fabriqués en technologie standard CMOS 0.18  $\mu\text{m}$  et des micro-photographies de chacun d'eux sont présentées à la figure 4.16. Les plots de sortie dédiés aux sites de stimulation sont espacés de 400  $\mu\text{m}$  de manière à permettre

<sup>2</sup>Le CC a été implémenté comme l'un des modules au sein d'une puce soumise à la CMC Microsystèmes par M. Jean-François Gervais servant principalement à comparer des approches ASK et PSK à haut débit [53].

l'attachement direct du MS au dos d'une matrice d'électrodes et sont surdimensionnés de manière à faciliter cet attachement. L'anneau extérieur inclut plusieurs plots de tests dont les entrées sont également de dimensions supérieures aux dimensions minimales afin de permettre un assemblage *flip-chip*.

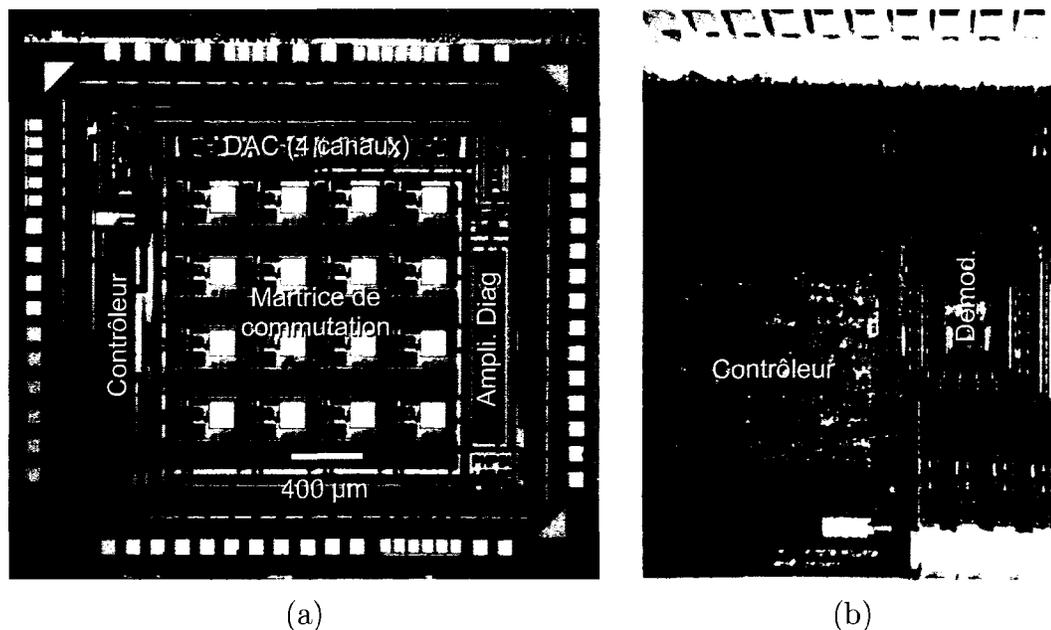


Figure 4.16: Micro-photographies (a) du module de stimulation et (b) du Circuit de Communication.

Afin de vérifier les performances du système proposé, le MI a par ailleurs été implémenté au moyen de cartes de prototypage dédiées. Une première effectue la communication et la récupération d'énergie, alors qu'une seconde inclut le contrôleur numérique programmable. Les plus importantes performances, telles que mesurées sur le système complet présenté ici, sont brièvement présentées et commentées dans les sections suivantes.

#### 4.4.1 Module de Stimulation

Le stimulateur exécute adéquatement toutes les fonctions pour lesquelles il a été conçu. La figure 4.17 présente la tension à deux électrodes lorsque des impulsions de courant sont appliquées de façons séquentielle (avec chevauchement) et simultanée à travers des charges résistives. La sortie de l'amplificateur de diagnostic, programmé dans ce cas-ci pour observer la première électrode, est également visible.

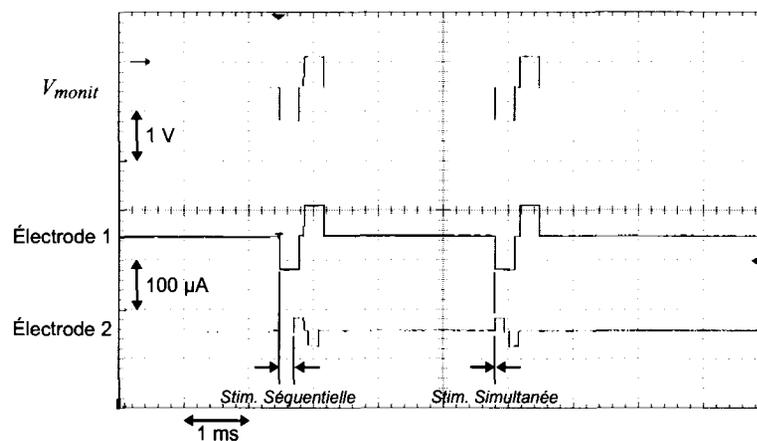


Figure 4.17: Impulsions observées à la sortie du MS intégré.

La figure 4.18 permet d'apprécier la linéarité et l'appariement des phases positive et négative des sources de courant. Les principales performances mesurées du MS sont exposées au tableau 4.2. Aussi, le tableau 4.3 compare les deux plus importantes caractéristiques de l'étage de sortie du stimulateur, soient sa consommation et l'appariement de ses phases anodique et cathodique, avec les publications les plus pertinentes. Pour fins de normalisation, la consommation de l'étage de sortie combinée à celle du circuit de contrôle est exprimée en fonction du nombre de canaux que comportent chacun des dispositifs. Puisque ceux-ci fonctionnent à différents niveaux d'alimentation, une normalisation supplémentaire exprimant la consommation par volt est présentée.

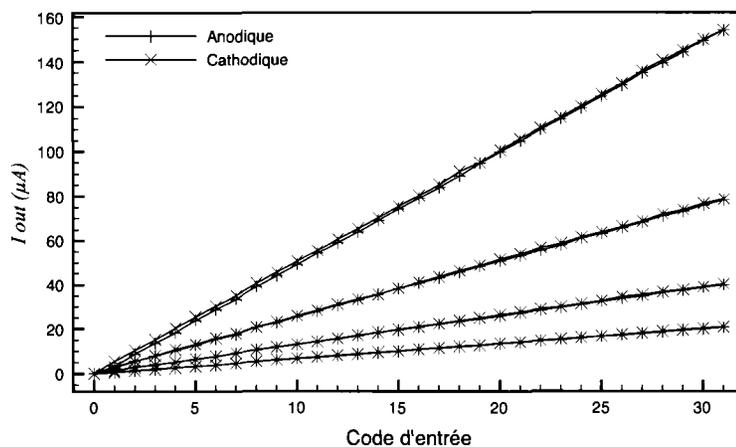


Figure 4.18: Sortie du DAC en fonction du code numérique à l'entrée pour chacune des plages supportées.

Tableau 4.2: Principales caractéristiques mesurées du MS

Paramètre	Condition	Mesure
Linéarité	DNL	$\pm 0.39$ LSB
	INL	$\pm 0.55$ LSB
Débalancement de charges	Toutes plages	$\leq 2\%$
Consommation <sup>1</sup>	$I_H$ (@ 3,3 V)	185 $\mu$ A
	$I_L$ (@ 1,8 V)	150 $\mu$ A
	Total	880 $\mu$ W

<sup>1</sup> $f_{clk} = 1.5$  MHz.

Tableau 4.3: Comparaison de différents étages de sortie de stimulateurs visuels

Réf.	Techno. (CMOS)	Alim. (V)	Résolution (bits)	Cons./Canal ( $\mu$ W)	Cons./Canal ( $\mu$ W/V)	Appariement (erreur, %)
[38]	1.2 $\mu$ m	10	8	244	24	5,74
[57]	1.5 $\mu$ m	5	5	265	53	7
[109]	1.2 $\mu$ m	7	4	50	7	5
[110]	1.2 $\mu$ m	14	4	208	15	7,24
Ce travail	0.18 $\mu$ m	3.3	5	56	17	2

#### 4.4.2 Module d'interface

##### Communication

Les principaux paramètres utilisés concernant le lien inductif sont exposés au tableau 4.4 La figure 4.19(a) présente la porteuse modulée telle que reçue à l'entrée du démodulateur ainsi que la récupération des données et de l'horloge au taux maximal obtenu pour lequel un BER inférieur à  $10^{-6}$  a été mesuré ( $1.5 \text{ Mbps} = f_{carr}/9$ ). La figure 4.19 démontre, quant à elle, la capacité du démodulateur à récupérer les données à deux taux différents par sa seule configuration numérique. Il est pertinent de noter la synchronisation automatique qui s'effectue entre l'horloge et les données récupérées lors du premier front montant de l'enveloppe suite à la modification du taux de transfert.

Tableau 4.4: Principaux paramètres du lien inductif du système de test.

Paramètre	Valeur
$f_{Carr}$	13.56 MHz
$L_{Prim}$	3 tours, $\varnothing$ 35 mm
$L_{Sec}$	5 tours, $\varnothing$ 27 mm
$C_{in}$	56 pF
Distance de couplage	10 mm

À partir de ces performances, nous pouvons déduire le nombre maximal d'Impulsions Par Secondes ( $IPS_{max}$ ) pouvant être gérées par l'implant en fonction du protocole de communication. À titre d'exemple, une communication où la modulation de l'intensité des phosphènes est strictement déterminée par la fréquence des impulsions ( $A$ ,  $T_{imp}$  et  $T_{intimp}$  constants  $\rightarrow$  1 bit par activation) et où l'adresse est stipulée à chaque activation (10 bits d'adresse) utilise le lien, à 1.5 Mbps, pour  $11/(1.5 \times 10^6) = 7,33 \mu s$ . Si des paquets de 110 bits et un code CRC de

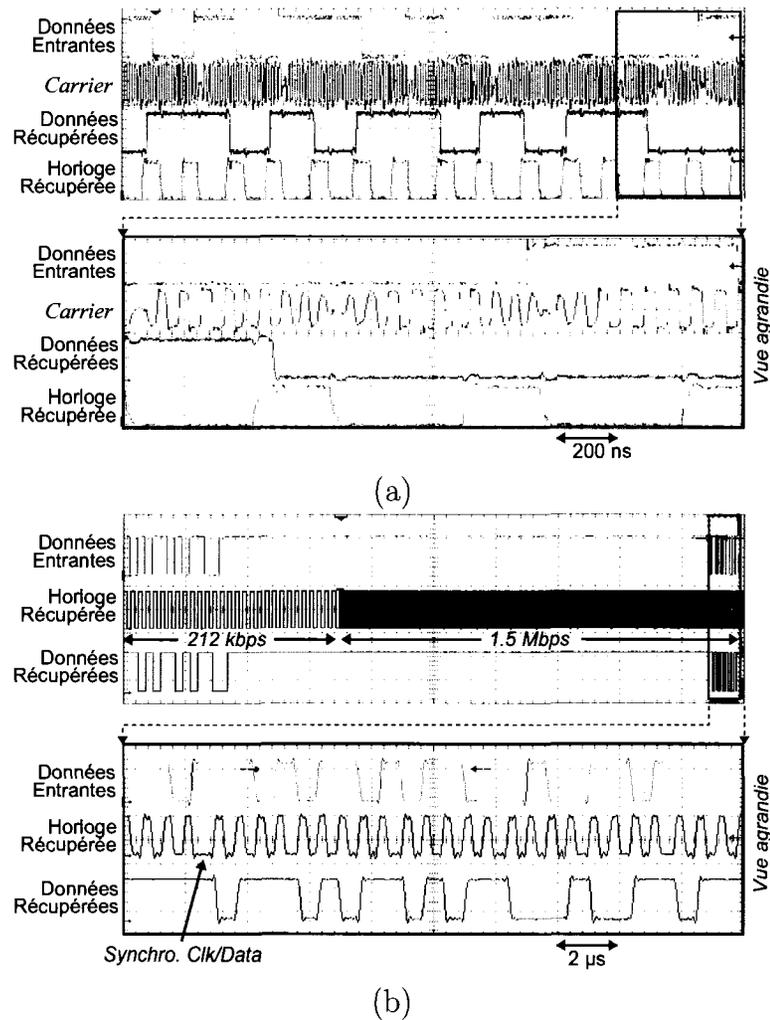


Figure 4.19: Récupération de l'horloge et des données au secondaire du lien inductif à différents taux de transferts.

16 bits sont utilisés, le temps moyen entre deux impulsions au taux maximal est  $7,33 \times 126/110 = 8,4 \mu\text{s}$ , soit un taux de 120 IPS. Cette évaluation peut être généralisée en tenant compte du temps de diagnostic et du protocole bi-directionnel de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 IPS_{max} &= \frac{\text{Nombre d'impulsions par séquence}}{\text{Période d'un cycle bi-directionnel}} \\
 &= \frac{N_{Pkt} W_{Pkt} / W_{MCS}}{1/f_{DClk} \cdot N_{Pkt} (W_{Pkt} + W_{CRC}) + t_{diag}}, \quad (4.5)
 \end{aligned}$$

où  $N_{Pkt}$  est le nombre de paquets que contient une séquence descendante,  $W_{Pkt}$ ,  $W_{MCS}$  et  $W_{CRC}$  sont les largeurs (en bits) d'un paquet, d'un MCS et d'un code CRC,  $f_{Data}$  est la fréquence de l'horloge des données et  $t_{diag}$  est le temps nécessaire à la transmission des données montantes (incluant délais et synchronisation). Posant une valeur relativement conservatrice [53] de  $500 \mu s$  pour  $t_{diag}$ ,  $IPS_{Max}$  est tracé à la figure 4.20 pour différents schèmes de communication descendante. La période d'un cycle, donc le temps entre chaque opération de diagnostic, est également indiquée dans la légende.

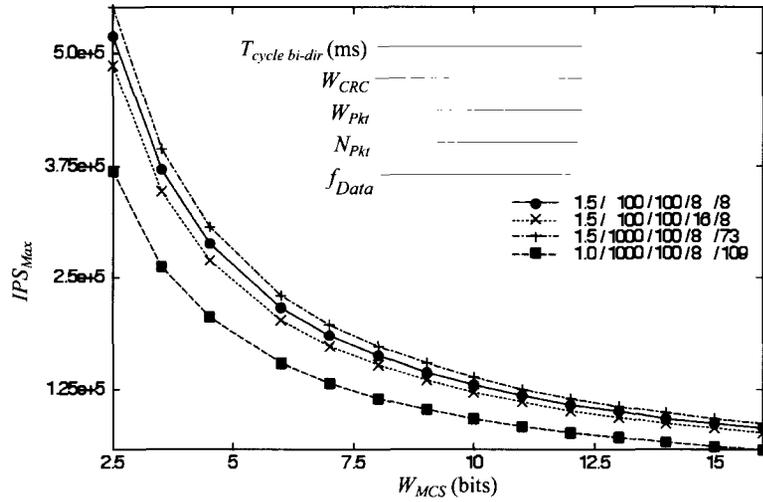


Figure 4.20: Nombre d'impulsions par seconde maximal supporté par l'implant selon différents paramètres du lien descendant.

Nous pouvons en déduire que, pour environ 1 000 sites de stimulation, une activation :

- binaire (1 bit par impulsion) dont la séquence d'adresse est prédéterminée (0 bit d'adresse, 4 MCS concaténés par envoi  $\rightarrow W_{imp} = (6 + 4)/4 = 2.5$ ) peut être effectuée à un taux de 500 Hz ;
- à 16 niveaux avec adressage prédéterminé ( $W_{imp} = (6 + 16)/4 = 5.5$ ) peut atteindre  $\sim 250$  Hz ;

- à 16 niveaux mais à fréquence variable ( $W_{imp} = 14$ ) peut être effectuée à une moyenne supérieure à 160 Hz si, pour toute image, au plus 50% des électrodes sont activées;

Ces taux sont en concordance avec les paramètres préconisés pour le contrôle d'environ 1 000 électrodes et se comparent avantageusement avec les récentes publications disponibles dans la littérature (comparaisons quantitatives à suivre au tableau de synthèse 4.5).

### Diagnostic de l'alimentation

La figure 4.21(a) présente la tension au primaire lorsque l'implant est en état de mise-à-zéro et que son alimentation est nettement inférieure à sa valeur nominale. La relation  $f_{VCO}(V_H)$  mesurée est présentée en (b) et démontre la possibilité d'ajuster la puissance et la position de l'antenne du primaire avant même d'activer l'implant.

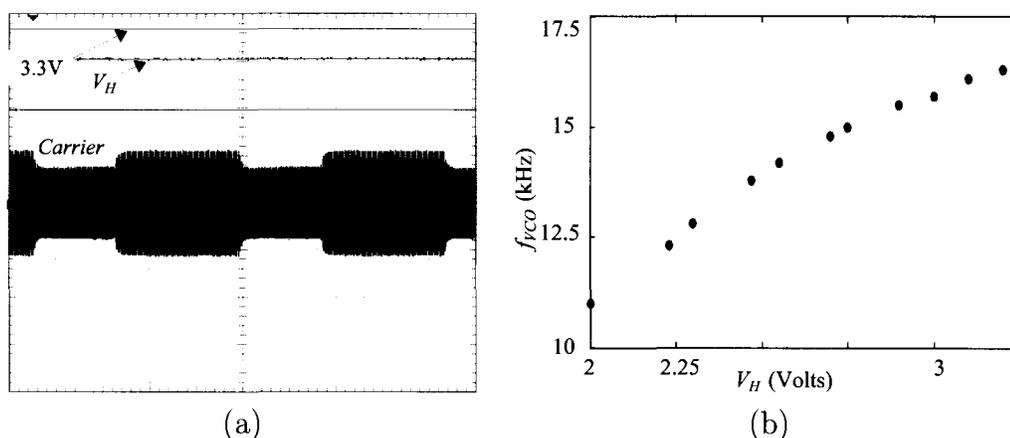


Figure 4.21: Mesures relatives au CDA. (a) Signal aux bornes de la bobine au primaire lorsque l'alimentation est insuffisante pour assurer une alimentation convenable de l'implant et (b) relation fréquence de l'enveloppe *vs* tension d'alimentation de l'implant.

#### 4.4.3 Estimation de la puissance consommée par un implant complet

La puissance totale consommée par le dispositif, considérant la puissance dissipée dans les régulateurs linéaires et dans les diodes du pont redresseur, est définie par

$$P_{tot} = V_{rect}(I_{MI} + N_{stim}I_{MS} + I_{stim\ tot}) \quad (4.6)$$

où  $V_{rect}$  est la tension récupérée aux bornes du circuit résonnant,  $N_{stim}$  le nombre de MS et  $I_{MI}$ ,  $I_{MS}$  et  $I_{stim\ tot}$  sont respectivement les courants consommés par le MI, le MS et associé à la totalité des sites de stimulation.

Bien qu'une version du MI composée de composants commerciaux est envisageable pour un prototype au nombre de sites de stimulation réduits, une prothèse complète se devra d'intégrer ce module. Sa consommation ne peut donc être connue à l'heure actuelle avec exactitude, mais il est raisonnable sinon conservateur d'estimer sa limite supérieure à environ 10 mW, soit 3 mA, sa complexité et sa fréquence d'opération étant de l'ordre de celles du MS (300  $\mu$ A à 1.5 MHz).

Ensuite, on peut estimer le courant de stimulation de la façon suivante [109] : si l'on considère qu'à un instant donné, au plus la moitié des sites sont stimulés et ce avec un courant de 100  $\mu$ A, puis qu'un multiplexage temporel est effectué par groupes de 10 sites,  $I_{stim\ max} = 500 \cdot 100/10 = 5$  mA. Finalement, considérant que

$$V_{rect} \geq V_H + V_{chute} + 2V_{diode}, \quad (4.7)$$

où  $V_{chute}$  et  $V_{diode}$  sont respectivement la chute de tension minimale aux bornes du régulateur linéaire et celle aux bornes des diodes du pont redresseur, et posant :  $N_{stim} = 62$  (c.f. section 4.3.1),  $I_{MS} = 335$   $\mu$ A (c.f. tableau 4.2),  $V_H = 3,3$  V,  $V_{chute} = 300$  mV [84],  $V_{diode} = 700$  mV,  $0 \leq I_{stim\ tot} \leq I_{stim\ max}$ , on peut estimer la consommation totale de l'implant, selon (4.6) et (4.7), à  $117 \leq P_{tot} \leq 142$  mW.

#### 4.4.4 Synthèse des caractéristiques et performances de l'implant

Nous sommes maintenant en mesure de comparer les caractéristiques globales de l'implant proposé avec les dispositifs les plus avancés visant des applications semblables. Les données sont exposées au tableau 4.5.

Nous pouvons constater qu'à l'exception de la puissance consommée, pour laquelle aucun circuit actuel ne respecte les limites sécuritaires (c.f. section 1.2.3), les principales performances du prototype sont théoriquement adéquates pour le système visé et au moins comparables aux dispositifs visant des applications semblables. L'implant propose aussi quelques caractéristiques qui lui sont propres.

#### 4.5 Faisabilité d'une prothèse complète sur la base de l'implant proposé

Il convient d'estimer ici la faisabilité d'un implant sur la base des circuits proposés. Cet exercice permettra également de souligner la pertinence des travaux présentés au chapitre suivant.

##### 4.5.1 Consommation de puissance

Il est clair que des efforts doivent encore être consentis à réduire la consommation de puissance de l'implant afin de pouvoir fournir une prothèse complète et réglementaire. Nous présentons ici quelques améliorations simples et tentons d'estimer quantitativement leur impact. Nous pouvons envisager :

1. l'utilisation d'un redresseur actif permettrait de remplacer, dans (4.7),  $2V_{diode}$  par un terme beaucoup plus intéressant ;
2. l'utilisation d'un régulateur à condensateurs commutés réduirait la consommation de chacun des MS de  $V_{rect}(I_H + I_L)$  à  $V_{rect}(I_H + V_L/V_{rect} \cdot \eta_{reg}^{-1}(I_L))$ , où  $I_H$

Tableau 4.5: Tableau comparatif des fonctionnalités et performances de stimulateurs visuels

Réf.	Arch.	App.	Nb. de sites		Diagnostic		Communication			Alimentation		
			Max	/DAC	Stim.	Alim.	Mod.	$f_{Carr}$	$f_{Data}$	$IPS_{max}$	V	mW <sup>1</sup>
[109]	Mono.	Rétin.	100	5	Non	Non	ASK	10M	0,25M	60k	7	50 <sup>2</sup>
[133]	Modul.	Cort.	1024	? <sup>3</sup>	V	Non <sup>4</sup>	PSK	10M <sup>5</sup>	1M <sup>5</sup>	100k <sup>5</sup>	5	? <sup>3</sup>
[156]	Modul.	Rétin.	1024	1	V	Oui	PSK	16M	2M	350k	14	>168 <sup>6</sup>
[57]	Distrib.	Cort.	2048	4	V	Non <sup>4</sup>	FSK	7,5M	2,5M	68k	5	272
[180]	Distrib.	Cort.	2048	1	V	Non	FSK	4,8M	1,2M	? <sup>7</sup>	3,8	? <sup>7</sup>
Ce travail	Modul.	Cort.	992	4	V/I	Oui	ASK	13,56M	1,5M	500k	3,3	≤142

<sup>1</sup>Consommation extrapolée pour 1 000 électrodes.

<sup>2</sup>La consommation est mesurée à un débit de données et une horloge permettant un taux de stimulation ( $IPS_{max}$ ) de 10k.

<sup>3</sup>Prototype non intégré, sans détails quant à l'implémentation du circuit de stimulation.

<sup>4</sup>Mentionné comme étant envisagé pour une version future (mesure de  $\alpha V_{DD}$ ).

<sup>5</sup>Performances mesurées 10× plus lentes.

<sup>6</sup>Consommation du stimulateur seulement, faisant fi de la récupération d'énergie et des données.

<sup>7</sup>Données publiées insuffisantes.

et  $I_L$  représentent respectivement la consommation à  $V_H$  et à  $V_L$ , et où  $\eta_{reg}$  est l'efficacité du régulateur en question ;

3. l'optimisation du circuit numérique — on peut facilement :
  - utiliser une alimentation numérique plus faible ;
  - utiliser des techniques de conception visant la faible consommation [129], comme le remplacement des compteurs synchrones par d'autres en cascades (*ripple counters*) ainsi qu'un contrôle local d'horloge (*clock gating*) ;
4. la mise au repos des DAC pendant leurs périodes d'inactivité ;

En posant les estimés relativement conservateurs suivants : 1) on peut réduire la consommation du circuit numérique ( $V_L I_L$ ) d'un facteur deux, 2) l'efficacité du régulateur à commutation ( $\eta_{reg}$ ) peut être de 80% [82], 3) la chute aux bornes du régulateur actif ( $V_{rect act}$ ) peut être de l'ordre de 500 mV [74] et 4) les DAC sont actifs environ 50% du temps ( $\alpha = 0,5$ ), l'équation (4.6) peut être modifiée en fonction de ces modifications et

$$P_{tot} \approx (V_H + V_{chute} + V_{rect act}) \times \left( I_{MI} + N_{stim} \left( \underbrace{\alpha I_H}_{\text{Sortie}} + \overbrace{\frac{I_L}{2} \frac{1}{\eta_{reg}} \frac{V_L}{V_H + V_{chute} + V_{rect act}}}}^{I_{MS}} \right) + I_{stim} \right) \quad (4.8a)$$

$$\approx (3,3 + 0,3 + 0,5) \times \left( 3\text{m} + 0,5 \times 62 \left( 0,2 \times 185\mu + \frac{150\mu}{2} \frac{1}{0,8} \frac{1,8}{3,3 + 0,3 + 0,5} \right) + I_{stim} \right) \quad (4.8b)$$

$$\approx \begin{cases} 22 \text{ mW} & \text{si } I_{stim} = 0 \\ 43 \text{ mW} & \text{si } I_{stim} = 5 \text{ mA} \end{cases} \quad (4.8c)$$

Ce calcul n'a évidemment pas comme objectif de prédire la consommation exacte d'un implant du futur. Toutefois, il met en évidence les éléments soutenant les affirmations suivantes :

- la consommation d’un implant complet pouvant stimuler 1 000 électrodes devient raisonnable par la seule optimisation de quelques éléments du circuit pouvant être intégrés au système à court terme — un régulateur à condensateurs commutés a déjà été fabriqué par un membre de Polystim [84] et des travaux au niveau d’un redresseur actif sont largement entamés [74] ;
- la consommation associée à la stimulation ne pouvant être réduite au même titre que celle associée aux circuits actifs, elle représente une proportion importante de la consommation totale d’un l’implant complet — selon cette estimation, la puissance instantanée du dispositif peut varier du simple au double selon le courant de stimulation ;

Une telle consommation ne peut toutefois être atteinte que grâce à une tension d’alimentation réduite de l’implant et, surtout, aucune perte importante ne peut être tolérée résultant de  $V_{rect} \gg V_{rect\ min}$ .

#### 4.5.2 Fabrication et miniaturisation de l’implant

En terminant, il convient d’évaluer la faisabilité du dispositif quant à ses caractéristiques physiques et d’étaler l’avancement des travaux à ce niveau. Des efforts significatifs ont en effet été consentis à la réalisation d’un prototype implantable. Toutefois, plusieurs obstacles se sont avérés en pratique plus importants qu’anticipé initialement. Le tableau 4.6 présente un bref inventaire des principales étapes de fabrication évaluées et qui, à ce jour, nécessitent des ajustement ou ont démontré leurs limites pratiques<sup>3</sup>. Les termes gras identifient les voies vraisemblablement les plus prometteuses pour les travaux qui feront suite à ceux de l’auteur.

Malgré l’état encore incomplet des travaux à ce sujet, la faisabilité concrète du

---

<sup>3</sup>Selon l’équipement disponible au sein des laboratoires LASEM (assemblage), LMF (microfabrication), Poly-grames (micro-ondes), nanorobotique et de la CMC Microsystèmes.

Tableau 4.6: Étapes de fabrication explorées pour la fabrication du dispositif

Objectif	Défi	Solution explorée	Problème(s) rencontré(s)
Fabrication du substrat	Vias (création)	Gravure chimique ( [68] ou [130])	Corrosion du métal
		<b>Laser</b>	Alignement multi-couches
	Vias (placage)	<b>Pulvérisation</b>	Adhérence
Circuit imprimé	Surface/ Densité	Photo-résine	Imprécision en périphérie
		<b>Film photosensible sec</b>	Patrons grossiers <sup>1</sup>
Alignement et assemblage	$\leq 140 \mu\text{m}$	Soudure liquide	Tolérance
		Billes d'or/auto.	Calibration
		<b>Billes d'or/semi auto</b>	Équipement défectueux <sup>2</sup>
		<b>TAB/Micro-Flex</b> <sup>3</sup>	c.f. Vias (création)

<sup>1</sup> Dupont Riston fx900 promet des résultats adéquats, mais sa distribution au Canada est limitée.

<sup>2</sup> Condition temporaire. Possible selon les spécifications du matériel. À préconiser à court terme.

<sup>3</sup> L'assemblage n'a pas été testé en pratique. Pose des contraintes supérieures quant à la fabrication du substrat. Solution à préconiser pour éviter l'utilisation de matériaux toxiques.

dispositif peut sûrement être considérée avec confiance aux vues de ce qui est réalisé ailleurs dans le monde [160]. Bien sûr une intégration du MI serait favorable, mais mentionnons qu'à court terme, une version composée de modules discrets est tout-à-fait réaliste. Les masques d'un substrat préliminaire ont d'ailleurs été conçus et permettent d'évaluer la taille du module à un peu moins de  $3 \times 3 \text{ cm}^2$ . Quant aux MS, sa conception pourrait être légèrement modifiée de manière à permettre une meilleure distribution des sites de stimulation. Il serait vraisemblablement avantageux de diminuer la taille du MS en prévoyant une méthode d'attachement des électrode qui ne contraigne pas les plots de sorties du MS à être disposés tel qu'ils le sont actuellement. En éliminant quelques structures de tests actuellement sur le MS et en réduisant la matrice de commutation à un minimum, il est estimé qu'une économie de surface de l'ordre de 45% pourrait être facilement atteinte. Des considérations additionnelles à ce sujet font partie de nos recommandations exposées à la conclusion.

# CHAPITRE 5

## CONCEPTION ET VALIDATION DU CONTRÔLEUR EXTERNE

Les objectifs spécifiques reliés à la partie externe du système, présentée dans le présent chapitre, sont :

- d’optimiser l’efficacité énergétique du système afin de lui fournir une autonomie maximale mais, surtout, pour limiter l’échauffement des tissus à proximité de l’implant, tout en assurant la sécurité d’utilisation du dispositif ;
- de générer les commandes de stimulation et permettre la modulation de l’intensité des phosphènes en temps-réel ;
- de permettre une flexibilité et une modularité telles que les modifications et améliorations futures apportées au système se fassent aisément ;
- d’implémenter le système sous forme compacte.

### 5.1 Optimisation au niveau de la puissance dissipée

#### 5.1.1 Réduction des perturbations sur le système causées par la charge de l’implant

Considérant que :

- la charge totale de l’implant, donc la puissance consommée par le système, est grandement influencée par le courant total de stimulation (c.f. section 4.5) ;
- des section 1.2.3 et 3.2.2, nous savons que l’efficacité du lien ( $\eta$ ) est inversement proportionnelle à  $V_{rect} - V_{DC}$ , donc pour une transmission de puissance selon

l'approche du « pire cas »  $\eta \propto 1/P_{max}$  ;

- la sécurité d'utilisation du dispositif est compromise par les perturbations rapides et prononcées sur la charge pour un lien à puissance asservie (c.f. section 3.2.2),

nous avons clairement avantage à proposer des solutions visant à minimiser la moyenne et les perturbations sur la charge associée à la stimulation. Les sections qui suivent explorent une approche « par image » et une autre « par impulsion » visant à arriver à ces fins.

### Lissage de la charge de l'implant par l'ordonnancement des données

Si nous définissons une image et la stimulation qui lui correspond comme suit :

- une image est formée de  $M \times N$  phosphènes ;
- $M$  groupes de sites de stimulation peuvent générer  $M$  phosphènes simultanément, et le balayage de la matrice est complété après  $N$  périodes discrètes ;
- le courant total de stimulation est discrétisé et considéré constant sur l'intervalle  $[t_n, t_{n+1}[$

$$I_{stim}[n] = \frac{1}{t_{n+1} - t_n} \int_{t_n}^{t_{n+1}} I_{stim}(t) dt;$$

- l'intensité des phosphènes est modulée par l'amplitude du courant de stimulation — la fréquence de toutes les impulsions est identique et  $I_{stim}(t)$  est périodique avec  $T = 1/f_{imp} \geq N(t_{n+1} - t_n)$  ;
- l'ordre dans lequel les sites de stimulation sont activés pour former une image peut être librement choisi,

partant du fait que le courant total de stimulation dans l'intervalle  $n$  est

$$I_{stim\ tot}[n] = \sum_{m=0}^{M-1} I_{stim_m}[n], \quad (5.1a)$$

on peut écrire

$$\Delta I_{stim\ tot}[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \Delta I_{stim_m}[n] \quad (5.1b)$$

$$= \sum_{m=0}^{M/2-1} \Delta I_{stim_{2m}}[n] + \sum_{m=0}^{M/2-1} \Delta I_{stim_{2m+1}}[n], \quad (5.1c)$$

où  $\Delta I_{stim}[n]$  représente l'écart entre le courant de stimulation à l'échantillon  $[n]$  et le courant moyen sur l'intervalle  $[0, N[$ .

Par conséquent, les perturbations seront minimisées ( $\Delta I_{stim\ tot}[n] \rightarrow 0 \forall n$ ) si les données sont telles que, pour chaque paire de groupes  $m, m + 1$

$$\Delta I_{stim_m}[n] + \Delta I_{stim_{m+1}}[n] \approx 0, \forall m \in [0, 2, 4, \dots, M - 2]. \quad (5.2)$$

Soit  $\mathbf{X}_{m,0\dots N-1}$  la séquence des  $n$  entrées du groupe  $m$ , l'objectif est donc de déterminer  $\mathbf{X}'_{m,0\dots N-1} \forall m$  optimal de manière à s'approcher de (5.2). Statistiquement, si les distributions de  $\Delta I_{stim_m}[n]$ ,  $m = [0, M[$ ,  $n = [0, N[$  sont symétriques, l'objectif sera atteint si

$$\mathbf{X}'_{m,n} = \max(\mathbf{X}_{m,n}, \dots, \mathbf{X}_{m,N-1}), \quad (5.3a)$$

$$\mathbf{X}'_{m+1,n} = \min(\mathbf{X}_{m+1,n}, \dots, \mathbf{X}_{m+1,N-1}). \quad (5.3b)$$

La procédure de la figure 5.1 permet d'arriver simplement à cette fin.

---

```

for  $m \in [0, 2, 4, \dots, M - 2]$ 
  for  $n \in [0, \dots, N - 1]$ 
    sort increment  $\{\mathbf{X}_{m,0}, \dots, \mathbf{X}_{m,N-1}\}$ 
    sort decrement  $\{\mathbf{X}_{m+1,0}, \dots, \mathbf{X}_{m+1,N-1}\}$ 

```

---

Figure 5.1: Procédure d'ordonnancement des données visant à minimiser les variations sur la consommation totale de l'implant.

### Réduction de la puissance instantanée par la stratégie de stimulation

Il est possible de réduire  $P_{charge}(t)$  simplement par le choix d'une modulation de l'intensité des phosphènes basée sur les paramètres temporels de la stimulation plutôt que sur l'amplitude de son courant. En effet, en considérant que le courant consommé par l'implant est la somme d'un courant continu correspondant à l'activité des circuits de contrôle et de polarisation ( $I_{DC}$ ) et du courant de stimulation de tous les sites ( $I_{stim\ tot}$ ), nous pouvons décomposer la charge de l'implant comme suit :

$$\begin{aligned}
P_{charge}(t) &= V_{DC} I_{charge}(t) \\
&= V_{DC} (I_{DC} + I_{stim\ tot}(t)) \\
&= V_{DC} \left( I_{DC} + \sum_{i=0}^{N-1} (I_{seuil_i} + I_{modulation_i}(t)) \right), \quad (5.4)
\end{aligned}$$

où  $I_{seuil_i}$  et  $I_{modulation_i}$  sont respectivement le courant de seuil pour l'apparition d'un phosphène au site  $i \in [0, N[$  et celui associé à la modulation de son intensité,  $N$  étant le nombre de sites stimulés simultanément. Considérant que l'intensité des phosphènes est proportionnelle à chacune des variables suivantes :  $f_{imp}$ ,  $T_{imp}$  et  $I_{modulation}$ , une stratégie de modulation principalement déterminée par les paramètres temporels, où  $I_{modulation} \rightarrow 0 \Rightarrow I_{stim\ tot} = \sum_{i=0}^{N-1} I_{seuil_i}$ , résulte en une charge  $P_{charge}(t)$  minimale.

Outre la réduction des perturbations sur le courant total de stimulation que cette technique entraîne, notons qu'elle permet aussi de réduire la tension d'alimentation

de l'implant à un minimum, avec des électrodes données, découlant du fait que  $V_{DC}$  doit être fixé de telle sorte qu'en tout temps,  $V_{DC} > Z_{elec i}(t) * I_{stim i}(t) \forall i$ .

### Portée des solutions proposées

Les approches proposées peuvent certainement contribuer à diminuer la puissance requise pour le système et/ou augmenter la sécurité de son utilisation en réduisant le risque d'une chute subite de l'alimentation, que la puissance transmise soit constante ou asservie. Cependant :

1. la perturbation sur  $P_{charge}$  sera au moins aussi importante que  $N \times V_{DC} I_{seuil}$  lors de la première et de la dernière image d'une séquence ;
2. l'ordonnancement des données est statistiquement efficace mais ne peut garantir, pour toute image d'entrée, que  $\Delta I_{stim tot} \rightarrow 0$  et ne peut par conséquent assurer la sécurité du dispositif si  $V_S$  est fixé avec pour objectif une efficacité maximale ;
3. les deux approches (« par image » et « par pixel ») sont incompatibles et leurs principaux avantages respectifs (diminution de  $\Delta P_{charge}$  dans le premier cas, diminution de  $V_{DC_{min}}$  dans le second) ne peuvent être combinés. En effet, une condition fondamentale de l'approche de lissage algorithmique est que tous les sites aient une fréquence d'impulsions identique.

Il convient donc de proposer une solution visant à palier à ces limitations.

#### 5.1.2 Compensation prédictive

Tel que mentionné dans la section 3.2.2, une compensation prédictive pourrait réduire les risques de chute de tension d'alimentation au niveau de l'implant. Outre la rapidité de la compensation qu'elle procure, celle-ci n'est pas sujette à l'instabilité

et relaxe les contraintes sur les performances du lien montant. Toutefois, pour qu'une telle compensation soit applicable à un système donné, il est préférable de respecter les conditions suivantes :

1. un modèle représentant adéquatement le système permettant de prévoir les effets, en sortie, d'une variation/action sur ses entrées connu existe ;
2. le système est calibré afin de compenser :
  - a) les écarts inévitables entre les constantes du modèle théorique et les paramètres réels du système ;
  - b) l'effet des perturbations incontrôlables ;
3. les perturbations incontrôlées sont inexistantes ou négligeables entre les calibrations — le système est invariant dans le temps ;
4. la propagation des corrections appliquées en fonction des entrées est plus rapide que l'effet de celles-ci sur la(les) variable(s) contrôlée(s).

Le modèle décrivant le lien inductif et l'implant utilisé pour la contre-réaction (c.f. figure 3.6) n'est pas applicable dans le cas qui nous concerne. En effet, le système ne respecte pas la condition 3 puisque  $k$  et  $P_{load}$  modifient  $V_{rect}/V_S$  et ne peuvent être obtenus que par une mesure sur l'implant.

Rappelons ici l'équation du gain de la fonction de transfert d'un lien inductif à la fréquence de résonance (c.f. section 1.2.3) :

$$\frac{V_{rect}}{V_S} = k \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \left( \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} + k^2 \right)^{-1}. \quad (1.2)$$

Puisque  $R_2 = V_{rect}/I_{load}$ , la tension au primaire nécessaire afin que  $V_{rect}$  soit constant est donc,

$$V_S = \frac{V_{rect}}{k} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left( \frac{R_1 C_1}{V_{rect} C_2} I_{load} + k^2 \right). \quad (5.5)$$

Considérant que la position relative des bobines ne varie qu'exceptionnellement dans le cas d'un implant visuel (c.f. section 3.2.2), nous pouvons considérer  $k$  constant entre les calibrations. Par conséquent, posant  $I_{Load} = I_{DC} + I_{stim\ tot}$ ,

$$V_S = K_1 I_{stim\ tot} + K_2, \quad (5.6a)$$

où  $K_1$  et  $K_2$  sont des constantes combinant  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_1$ ,  $k$ , et  $V_{rect}$ , d'où

$$\Delta V_S \propto \Delta I_{stim\ tot}, \quad (5.6b)$$

Il s'ensuit 1) que la connaissance de  $\Delta I_{stim\ tot}$  est la condition nécessaire et suffisante pour déterminer  $\Delta V_S$  optimal et 2) qu'une calibration permettant de connaître la tension au primaire adéquate pour deux  $I_{stim\ tot}$  distincts permet de prédire  $V_S$  optimal pour tout  $I_{stim\ tot}$ . La charge factice  $R_{load}$  faisant partie du circuit présenté à la figure 4.13 permet d'arriver à cette fin par la mesure de  $V_{S\ optimal}|_{I_{stim\ tot}=0}$  et de  $V_{S\ optimal}|_{I_{stim\ tot}=V_H/R_{load}}$ . Le modèle d'un système prédictif basé sur ces observations est présenté à la figure 5.2, où  $\mathbf{X}$  représente les données déterminant les impulsions de stimulation.

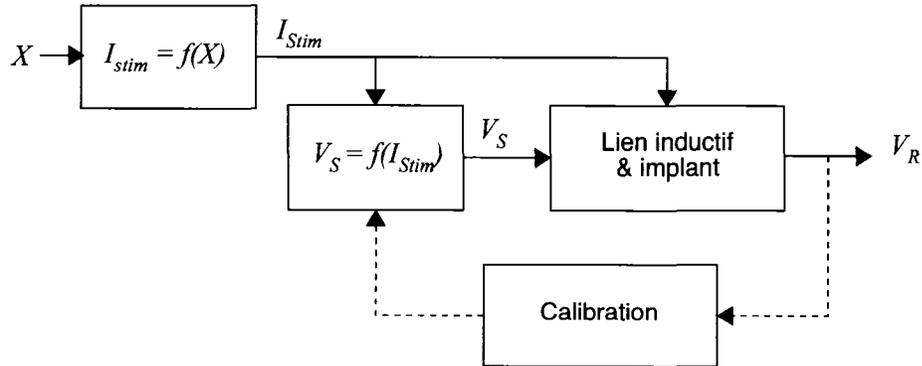


Figure 5.2: Modèle de la relation entre la tension à l'entrée du régulateur de l'implant et les commandes de stimulation dans un système à compensation prédictive.

Il est à noter que, pour assurer la sécurité du dispositif, il est impératif que la stimulation n'ait jamais lieu alors que le niveau de l'alimentation est inférieure à sa valeur nominale. Afin de s'en assurer :

1. toute perturbation significative de  $k$  induisant une réduction de l'efficacité  $\eta$  doit être détectée et :
  - la stimulation doit être interrompue au besoin ;
  - une nouvelle calibration doit être exécutée ;
2. l'erreur entre l'évaluation de  $V_S$  optimal et sa valeur réelle doit être strictement positive. En effet, une augmentation momentanée de  $V_R$ , résultant en une diminution d'efficacité mais n'affectant pas le courant délivré pour la stimulation, peut être tolérée sans danger, à l'inverse d'une diminution.

Les circuits sujets de la section 4.3.2 assurent que la condition 1 puisse être remplie et l'implémentation, présentée à la section 5.2.2, devra tenir compte de la condition 2. Quant à la rapidité de la propagation des corrections appliquées en fonction des entrées, notons simplement qu'elle peut être trivialement compensée. En effet, le contrôleur externe dicte à la fois l'instant où la compensation est appliquée et le chronométrage des impulsions de stimulation. Un délai approprié peut donc être inséré, au besoin, au prix d'une latence légèrement supérieure entre l'acquisition d'image et l'application des stimuli. La nécessité du recours à un tel délai sera vérifiée expérimentalement.

## 5.2 Description du système externe

Le contrôleur est évidemment conçu de manière à supporter chacune des fonctions décrites précédemment en temps réel. Mais de plus, il a été élaboré avec comme préoccupation principale sa flexibilité, principalement de manière à n'écarter aucune approche de traitement d'images *a priori* (ne faisant pas partie de la présente thèse)

avant des expériences *in vivo* plus approfondies. Le contrôleur présenté ici fait donc abstraction du module d'acquisition et de traitement des images, mais devrait constituer une plate-forme en mesure d'évoluer facilement. Ainsi, préférablement :

- son comportement est configurable et aisément modifiable par logiciel — le système est principalement implémenté autour d'un processeur plutôt que de matériel dédié ;
- sa structure matérielle est re-configurable — il est implémenté en tant que système sur une puce programmable (*System On a Programmable Chip* — SOPC) ;
- il est modulaire et les modifications sont possibles avec un minimum d'effort — il utilise des interfaces standards de l'industrie ;
- il procure une abstraction maximale de la relation des données entre son entrée et sa sortie — les trames d'images sont de taille arbitraire, composées de « pixels » dans un ordre lui aussi arbitraire. Lesdits « pixels » sont définis seulement par leur position selon le dispositif d'acquisition d'image ou leur position désirée dans le champ de vision, et de leur « intensité » désirée, le contrôleur se chargeant de toutes les opérations influencées par l'implémentation de l'implant, les caractéristiques des sites de stimulation, etc.
- il n'écarte *a priori* aucune approche relative au traitement d'images et aux stratégies de stimulation — les entrées peuvent être autant sous forme d'images que de séquence d'impulsions afin de supporter des techniques de traitement d'images spatiales ou temporelles.

### 5.2.1 Architecture

Le système externe doit s'acquitter des tâches suivantes :

1. l'acquisition et le traitement d'images ;

2. le contrôle générique (interface usager, configuration, calibration, etc.);
3. la génération des mots de commandes ;
4. le chronométrage de haut niveau (trames d'images, monitoring) ;
5. le chronométrage de bas niveau (impulsions) ;
6. l'interface avec le circuit de transmission et de réception RF.

Les considérations exposées à la section précédente (modularité, capacité d'extension) mènent naturellement à un partitionnement tel que la tâche 1 soit exécutée indépendamment. Ensuite, il est estimé que la limite vraisemblable sur le taux de rafraîchissement des images (inférieure à 10 Hz considérant la latence d'apparition des phosphènes conformément à [41] [152]) permet à un processeur unique de s'acquitter des tâches 2, 3 et 4, dont les contraintes temporelles sont inférieures ou de l'ordre du taux de rafraîchissement. Il en est de même pour toute opération dont la périodicité est de cet ordre, tel que l'ordonnancement des phosphènes (c.f. section 5.1.1), s'il y a lieu. Cependant, le chronométrage des impulsions est nettement plus intensif si la modulation de l'intensité des phosphènes fait appel aux paramètres temporels de stimulation. En effet, chaque site possède alors une fréquence de stimulation qui lui est propre et l'évaluation du MCS à transmettre à un instant donné doit être réévalué à un rythme dicté par le temps de transmission d'un MCS via le lien inductif, soit jusqu'à aussi peu qu'environ  $5 \mu\text{s}$ . Afin d'assurer que l'application principale n'interfère pas avec le chronométrage de bas niveau (interruptions, changements de contexte), un module indépendant s'acquitte de la tâche 5. À ces éléments s'ajoute finalement un module d'interface dédié au contrôle du lien inductif.

Il en découle l'architecture schématisée à la figure 5.3. Un processeur configurable MicroBlaze™ de Xilinx™ constitue le centre du SOPC. Les données de stimulation (flèches ombragées unidirectionnelles) sont transférées selon le protocole *Fast Simplex Link™* (FSL), rendant la communication entre modules aussi simple que l'écriture à un registre. L'utilisation de FSL maximise aussi la rapidité des transferts en éliminant

les opérations de contrôle des transactions associées à un bus partagé et procure des tampons asynchrones entre les modules, permettant à ceux-ci d'opérer à des fréquences indépendantes. Les principaux modules sont présentés dans les sections suivantes, en ordre inverse du flot des données de stimulation.

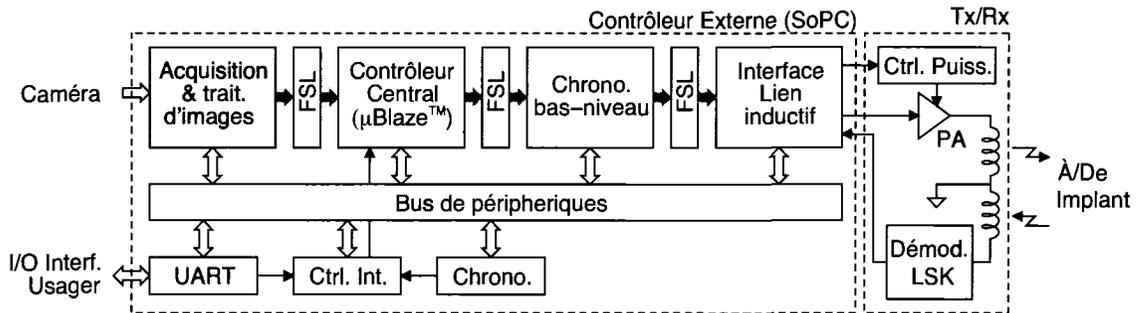


Figure 5.3: Schéma bloc simplifié du contrôleur externe.

### 5.2.2 Module d'interface du lien inductif

Les MCS sont sérialisés et encodés avant de piloter l'entrée d'un amplificateur de classe E, générant le signal RF modulé en amplitude, tel que schématisé à la figure 5.4. Simultanément, le courant total de stimulation est évalué pour la compensation prédictive présentée à la section 5.1.2. Le courant estimé détermine la tension d'alimentation optimale du transmetteur selon une table de correspondance dont le contenu doit être préalablement établi par une calibration de la puissance du lien inductif (c.f. section 4.3.2). La tension ainsi déterminée est appliquée au transmetteur via un DAC et un régulateur à commutation contrôlé par tension.

À noter qu'une simplification importante est faite lors de l'estimation du courant de stimulation, mais assure que l'erreur introduite est strictement positive, condition nécessaire à la stabilité de l'alimentation de l'implant. La durée spécifique des phases et interphase des impulsions biphasiques est négligée et il est plutôt considéré que

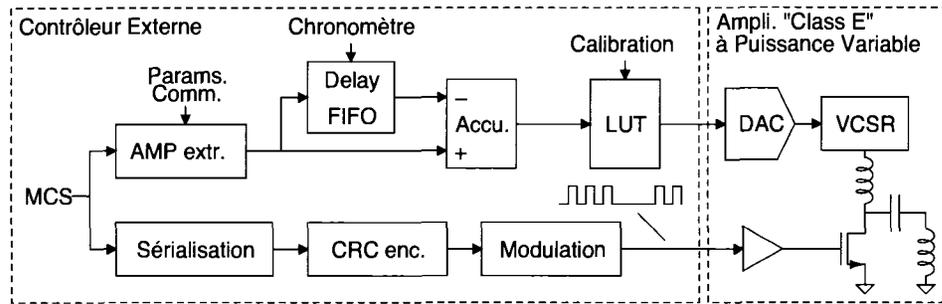


Figure 5.4: Schéma bloc du module d'interface du lien inductif.

l'amplitude du courant commandé par un MCS est constante pour une durée  $T_{Max} = 2T_{impMax} + T_{IntimpMax}$ . L'impact de cette simplification sera évalué à la section 5.3.3.

L'amplitude du courant est extraite du MCS, selon le protocole de communication courant, et transmise simultanément à un accumulateur (Accu.) et à un tampon (*First In First Out* — FIFO). Après un délai  $T_{max}$ , la valeur est soustraite de l'accumulateur. Sa sortie représente donc continuellement la limite supérieure du courant de stimulation à l'intérieur d'une fenêtre de temps de  $T_{max}$  secondes.

### 5.2.3 Module de chronométrage bas-niveau

Les trames sont principalement composées de MCS auxquels sont associés un indicateur temporel précisant le prochain instant où la commande en question devra être considérée pour une transmission via le lien RF, en fonction des paramètres spécifiés par l'utilisateur ( $f_{imp}, T_{train}, T_{inttrain}$ ) et d'une horloge programmable ( $Clk_{imp}$ ). Chaque trame s'apparente donc à une file de priorité [171] où les clés (*Time Stamp Keys* — TSK) basses représentent les MCS de haute priorité.

Bien que la priorité ne soit définie que par le TSK, plusieurs paramètres de la file doivent être continuellement mis à jour. A chaque MCS sont associés le statut courant du train de stimulation (périodes restantes de train/inter-train) et les paramètres spécifiés par l'utilisateur. Le pseudo-code représentant le comportement de la file est

présenté à la figure 5.5, la description des données se trouvant au tableau 5.1.

---

```

find  $TSK \leq ProgCnt$  then
  if  $CurrTrain > 0$  then
     $MCS \rightarrow FSL$ 
     $CurrIntTrain \leftarrow IntTrain$ 
     $CurrTrain \leftarrow CurrTrain - 1$ 
  else
    si  $CurrIntTrain = 0$  then
       $CurrTrain \leftarrow Train$ 
    else
       $CurrIntTrain \leftarrow CurrIntTrain - 1$ 
     $TSK \leftarrow TSK + ProgCnt$ 

```

---

Figure 5.5: Description comportementale de la file de priorité.

Tableau 5.1: Définition des données de la file de priorité

Data	Description	Base de temps	Nb. Bits
Paramètres temporels	Période entre imp.	Chrono.	16
	Durée de train	Période entre imp.	6
	Durée d'inte-train	Période entre imp.	6
Statut	TSK	Chrono.	16
	Durée restante de train	Période entre imp.	6
	Durée restante d'inter-train	Période entre imp.	6
Value	SCW	—	32

Quatre options sont envisageables pour la réalisation d'une telle file et sont comparées au tableau 5.2. Pour assurer le déterminisme de son temps d'exécution, les mémoires d'instruction (IRAM) et de données (DRAM) nécessaires aux approches logicielles (arbre binaire, ...) ne peuvent être partagées avec les mémoires de l'application principale et font donc partie intégrante du coût des ressources sur la puce du système. Une approche matérielle parallèle, quant à elle, requiert des ressources

prohibitives, particulièrement sur un composant programmable considérant la taille relative d'un registre en comparaison avec une cellule RAM<sup>1</sup>. Une approche matérielle séquentielle où une recherche linéaire sur une liste associative stockées en RAM, bien que moins efficace au niveau algorithmique, peut être nettement avantageuse en terme de ressources, et procure un déterminisme absolu de son temps d'exécution. Pour ces raisons, cette dernière option a été retenue.

Tableau 5.2: Comparaison des approches logicielles et matérielles pour l'implémentation d'une file de priorité

Implémentation	Ressources requises <sup>1</sup>	Rapidité <sup>2</sup>
Logiciel	Proc. + IRAM + DRAM	$O(\log N)$
Logiciel + matériel	> Proc. + IRAM + DRAM	$O(\log \log N)$
Matériel (parallèle)	> $N \times W_{TSK}$ registres + DRAM <sup>3</sup>	$O(1)$
Matériel (séquentiel)	> DRAM	$O(N)$

<sup>1</sup> Les ressources additionnelles non spécifiées (> ...) dépendent de l'implémentation.

<sup>2</sup> Opérations (recherche/retrait/insertion) la plus lente, dans le meilleur des cas [108].

<sup>3</sup> Excluant les TSK.

L'implémentation de la file est schématisée à la figure 5.6. Lors de la réception d'une nouvelle paire MCS/paramètre temporels, le MCS est stocké dans une RAM à double-port (DPRAM) et transféré vers le lien RF. Le TSK et les paramètres courants sont déterminés par le circuit de logique combinatoire pour déterminer le prochain envoi et stockés dans une autre DPRAM. L'opération de recherche du TSK de plus haute priorité est effectuée par un balayage linéaire des données composant la trame courante, mais toutes les autres opérations de la figure 5.5 sont exécutées simultanément en un cycle d'horloge par le circuit combinatoire. Le temps requis pour choisir l'action à entreprendre à tout moment ( $T_{max} = N_{impmax}/f_{Clk}$ ) doit être strictement inférieur

<sup>1</sup>À titre de comparaison, sur un Xilinx<sup>TM</sup> Virtex II Pro<sup>TM</sup> le plus petit composant en mesure de stocker, en registres indépendants, les TSK nécessaires à la file de priorité (sans plus) est le XC2VP20 [201]. Ce même composant peut par ailleurs stocker 75 fois plus de données en RAM.

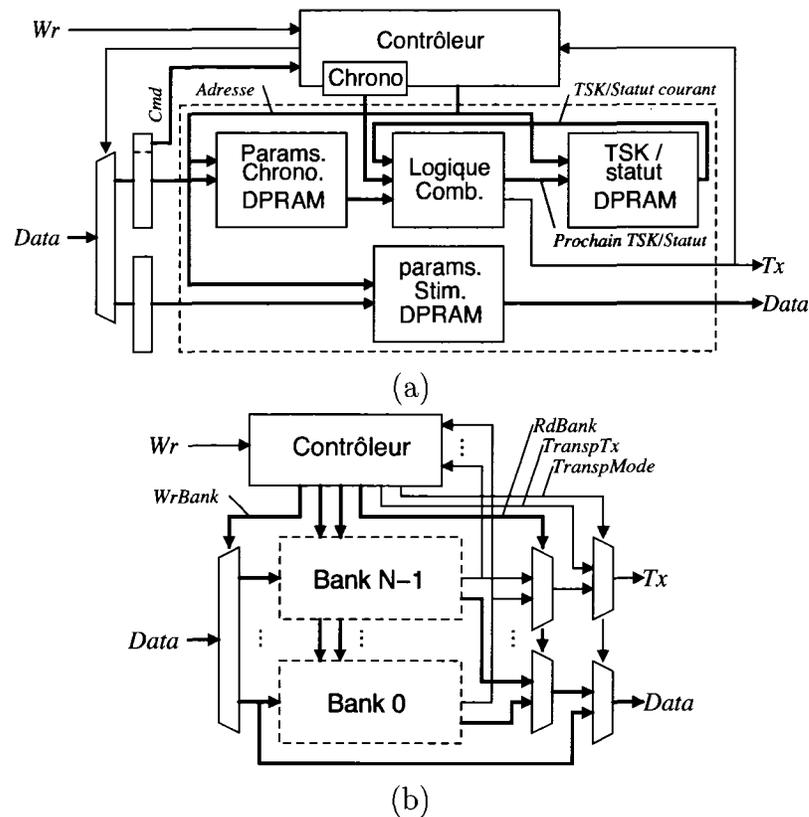


Figure 5.6: Schéma bloc (a) de base et (b) avec sections parallèles de l'implémentation matérielle exécutant le chronométrage de l'envoi des commandes de stimulation.

au temps de transmission d'un MCS via le lien inductif ( $W_{MCS\ min}/f_{data\ max}$ ). Pour atteindre cet objectif et relaxer les contraintes de routage, les DPRAMs sont subdivisées en  $N_B$  banques opérant en parallèle et l'arbitrage de leurs sorties pour l'accès au port FSL est fait par le contrôleur (figure 5.6(b)).

Mentionnons finalement que les paramètres temporels peuvent être spécifiés une seule fois s'ils sont partagés par tous les sites et que, pour les cas où le temps d'envoi est déterminé en amont, un mode transparent transmet les MCS avec une latence d'un cycle d'horloge.

### 5.2.4 Contrôleur principal

Dans son mode de stimulation continue, l'encodage des MCS est fait selon les trois étapes suivantes de manière à respecter les caractéristiques propres à chacun des sites de stimulation :

1. *correspondance spatiale* : selon la carte visuotopique spécifique à l'utilisateur définie dans une étape préalable de calibration ;
2. *correspondance de sensibilité* : selon le seuil de chaque site, aussi déterminé par calibration ainsi que par la stratégie de modulation choisie ;
3. *encodage des MCS* : selon le protocole de communication courant.

Un diagramme représentant le flot des données se retrouve à la figure 5.7. Le micro-logiciel est implémenté en C++ de manière à profiter de la modularité que procure une approche orientée objet, mais l'implémentation des méthodes n'utilise que des fonctions disponibles en C afin de limiter les ressources et accélérer leur exécution sur un processeur aux performances limitées.

## 5.3 Implémentation et validation

### 5.3.1 Matériel

Le SOPC a été implémenté sur une carte de prototypage rapide et requiert un total d'environ 2 500 tranches d'un Xilinx Virtex II Pro™, dont la répartition est montrée au tableau 5.3. À noter que l'implémentation de la file de priorité ne requiert que 55% des ressources requises pour un processeur MicroBlaze™. Considérant qu'aucune IRAM n'est requise, ceci constitue une économie substantielle de ressources en comparaison avec une approche logicielle multi-processeurs. La fréquence d'opération maximale du système est évaluée à 65 MHz. Il est alors prévu que la file de priorité soit cadencée à



50 MHz et, considérant les capacités et performances de l'implant ( $N_{imp\ max} = 1\ 000$ ,  $W_{MCS\ min} = 11^2$ ,  $f_{DR\ max} = 1.5\ Mbps$ ),  $N_B = 4$  assure que

$$\begin{aligned}
 T_{max} &= \frac{N_{imp\ max}}{N_B f_{Clk}} < \frac{W_{MCS\ min}}{f_{data\ max}} \\
 &= \frac{1\ 000}{4 \cdot 50 \times 10^6} < \frac{11}{1,5 \times 10^6} \\
 &= 5\ \mu s < 7,33\ \mu s.
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

### 5.3.2 Lissage de la charge de l'implant

L'algorithme de lissage de la consommation de l'implant a été évalué au moyen de simulations pour lesquelles  $M = N = 16$ . Avant traitement, l'écart entre  $\min(I_{stim\ tot})$  et  $\max(I_{stim\ tot})$  représente 26% de sa valeur moyenne. Après traitement, cet écart est réduit à 6%.

### 5.3.3 Compensation prédictive

Le nombre de sites de stimulation que comporte le prototype est insuffisant pour que l'activité du stimulateur conduise à des variations de charges nécessitant une correction significative de l'alimentation de l'amplificateur de puissance au primaire. L'applicabilité de la méthode de compensation prédictive proposée a par conséquent été vérifiée au moyen de résistances variables représentant différentes charges associées au courant de stimulation total de l'implant. Les mesures présentées à la figure 5.8 démontrent la linéarité de la relation  $V_{S\ min} = f(I_{Stim\ tot})$ , confirmant la validité de la démarche de la section 5.1.2. La figure 5.9 permet de constater la rapidité de la propagation d'une correction de la tension au primaire visant à compenser une

---

<sup>2</sup>Il est considéré que l'adressage ne peut être pré-défini dans le cas où la fréquence est déterminé au moyen de la file de priorité.

variation subite de la charge au secondaire rendant l'ajout d'un délai superflue (c.f. section 5.1.2).

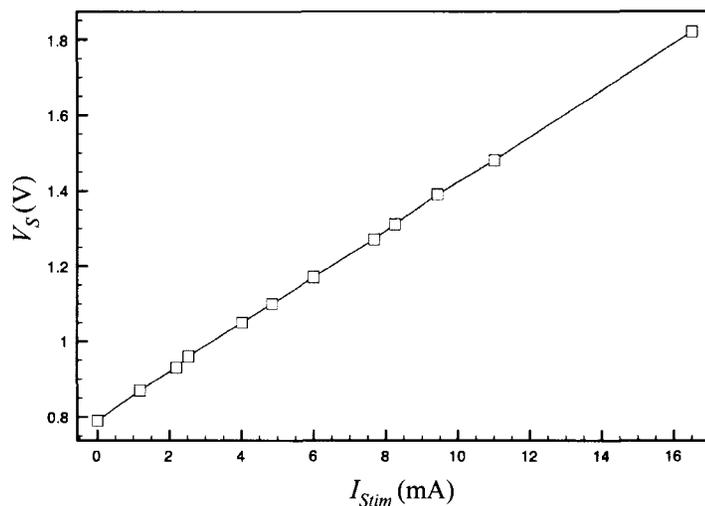


Figure 5.8: Tension minimale de  $V_S$  en fonction de la charge  $I_{stim}$ .

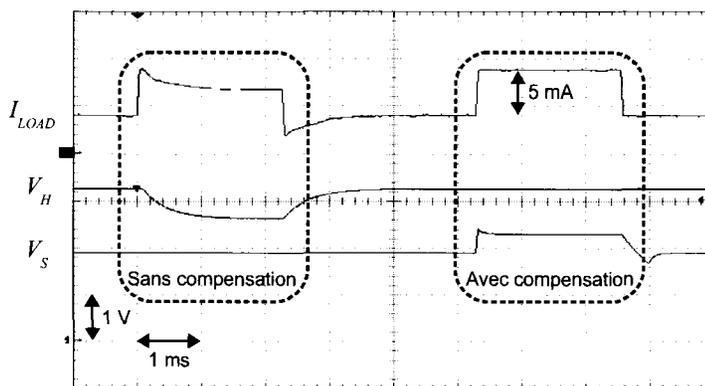


Figure 5.9: Effet de la variation de la charge sur la tension d'alimentation de l'implant et de la compensation prédictive sur cette dernière.

Afin d'évaluer l'impact de l'omission des durées spécifiques de phase et d'inter-phase sur l'évaluation du courant de stimulation (c.f. 5.2.2), des simulations numériques représentatives du comportement dynamique d'un système complet ont

été faites pour un système de 1 000 électrodes. Le courant total de stimulation est calculé 1) avec précision pour chaque impulsion ( $I_{Tot\ Reel}$ ) et 2) avec l'approximation où toutes les impulsions ont une durée  $T_{Max}$  ( $I_{Tot\ Estime}$ ). Des valeurs aléatoires dans des plages raisonnables de courant, de durées et de fréquences ainsi qu'un taux de transfert des données de 1.5 Mbps sont utilisés. Un résultat typique pour trois trames où 500, 200 et 50 pixels sont activés est présenté à la figure 5.10. La simulation confirme que :

1. le courant de stimulation réel varie rapidement et abruptement, soulignant l'importance de la compensation pour éviter les sous-tensions du côté de l'implant ;
2. l'imprécision engendrée par l'omission des paramètres spécifiques à chaque impulsion a un effet négligeable sur le profil temporel du courant estimé par rapport au courant réel ;
3. le courant estimé est strictement égal ou supérieur au courant réel, assurant que l'approximation de l'estimation du courant ne représente en aucun cas un risque quant à la sécurité du dispositif.

### 5.3.4 Utilisation du système complet

Le système est commandé par l'utilisateur via un terminal d'interface sur un PC. Le logiciel sur mesure de ce dernier, communique avec le système embarqué via un port sériel standard. La figure 5.11 présente des stimulation parallèles à fréquences indépendantes sur quatre canaux. Ces signaux sont le résultat de l'interaction de toutes les parties du système, nommément :

1. la configuration et l'activité est commandée par l'utilisateur via un ordinateur personnel exécutant un logiciel spécifique programmé en C++ ;
2. le micrologiciel du contrôleur principal du SOPC gère l'activité du système et génère les commandes appropriées de stimulation ;

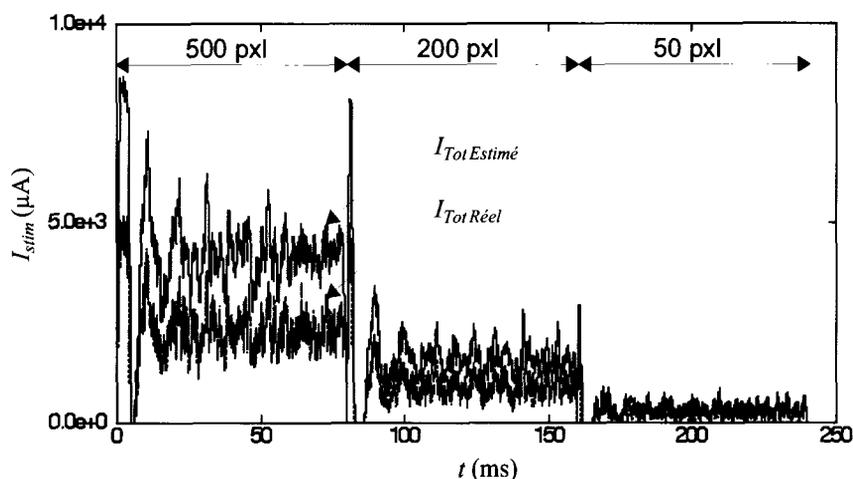


Figure 5.10: Simulation dynamique du courant total de stimulation. Paramètres générés aléatoirement dans les pages :  $A \in [20, 100] \mu\text{A}$ ,  $T_{phase} \in [100, 500] \mu\text{s}$ ,  $f_{imp} \in [100, 200] \text{Hz}$ .

3. les modules de chronométrage et d'interface commandent l'amplificateur de puissance ;
4. les données et l'énergie sont transférées via le lien inductif ;
5. le module d'interface interprète et transfère les commandes ;
6. le module de stimulation exécute la stimulation.

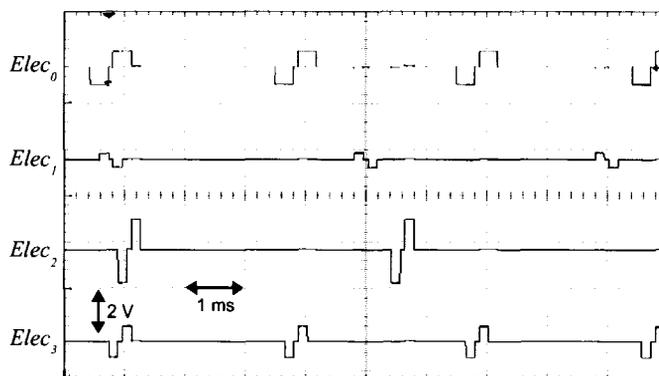


Figure 5.11: Stimulation à fréquences indépendantes contrôlées par le système complet.

## CHAPITRE 6

### SYSTÈME D'EXPÉRIMENTATIONS *in-vivo*

Des expériences ont prouvé qu'il était possible d'influencer de façon contrôlée, par la stimulation corticale, le comportement d'un animal agissant librement [46] [164]. Cependant, aucune ne l'a fait par la stimulation de V1. Nous souhaitons dans un avenir rapproché conduire des expériences *in-vivo* impliquant l'utilisation du MS dans un système en boucle fermée afin :

- de valider la capacité du MS à générer des percepts conscients ;
- d'établir et de maîtriser un protocole chirurgical pour implant intra-cortical fiable et sans danger sur un sujet animal ;
- de vérifier la sécurité d'utilisation du dispositif pour une utilisation chronique ;
- d'optimiser la mise en oeuvre des matrices d'électrodes conçues par l'équipe Polystim.

Le savoir-faire relatif à la fabrication, l'implantation et à l'utilisation de dispositifs intra-corticaux acquis en chemin vers l'atteinte de ces objectifs constituera sans aucun doute un legs des plus importants pour l'équipe de recherche Polystim.

Il est prévu que le dispositif soit éventuellement utilisé sur des macaques, aptes à exécuter des tâches complexes et représentant une étape vraisemblablement incontournable avant des tests chez l'humain. Cependant, deux protocoles expérimentaux ayant pour sujets des rats ont été proposés par des collaborateurs du laboratoire de neurosciences comportementales du professeur Chaudhuri à l'Université McGill. Ce chapitre présente le système conçu et fabriqué dans le but de rencontrer les objectifs ci-haut mentionnés. Quelques résultats préliminaires relatifs à l'implantation du dispositif sont également présentés.

## 6.1 Protocoles d'expérimentation comportementale

### 6.1.1 Expérience de conditionnement

Le premier protocole est dérivé de l'expérience de conditionnement, classique en psychologie expérimentale [14] [155]. Il s'agit de présenter à un animal, dans une phase d'entraînement, une succession de stimuli, dont le dernier entraîne un mouvement réflexe. Au cours de la période subséquente de tests, le mouvement réflexe est systématiquement effectué malgré l'omission du dernier stimulus. Une expérience courante utilise des stimuli sonores suivis d'une décharge électrique entraînant une contraction musculaire. Afin de vérifier si la stimulation du cortex visuel provoque des percepts conscients, il est prévu d'utiliser cette approche expérimentale, en remplaçant toutefois le stimulus sonore par la stimulation électrique de V1.

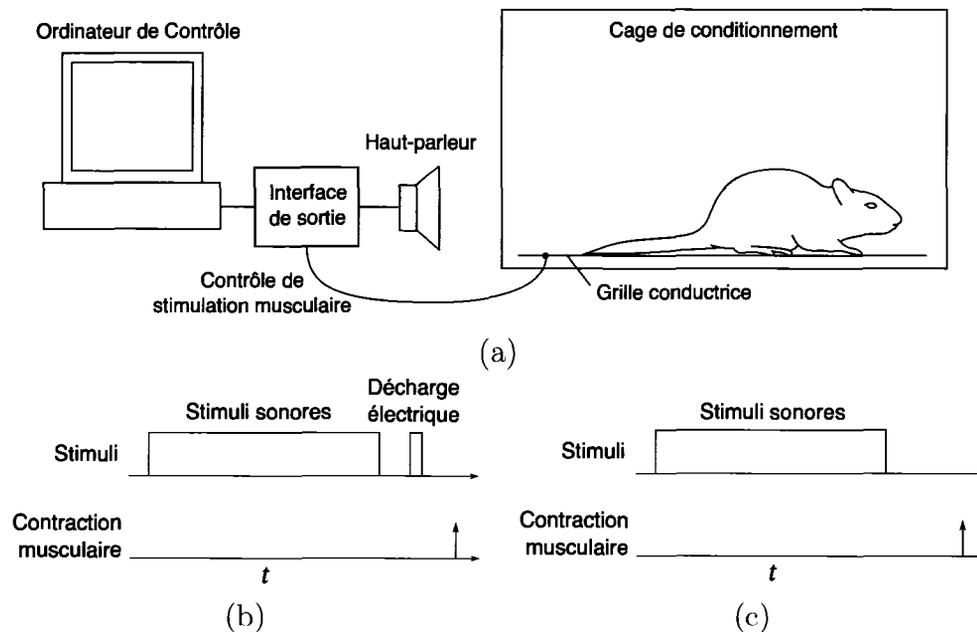


Figure 6.1: (a) Système d'expérience de contitionnement, (b) stimuli pendant la phase d'entraînement et (c) de test.

Il est à noter que cette expérience ne peut en rien prouver que les stimuli soient effectivement perçus comme des phosphènes, mais elle devrait permettre de déterminer 1) le seuil de perception des stimuli pour différents paramètres de stimulation ainsi que, potentiellement, 2) leur durée. Une expérience de substitution, où une stimulation visuelle normal est utilisée lors de la phase d'entraînement, est envisagée et permettrait d'augmenter notre assurance que la perception résultant de la stimulation est de nature visuelle.

### 6.1.2 Expérience d'orientation

Une fois des paramètres efficaces déterminés, il sera envisageable de procéder à un protocole expérimental plus élaboré. Celui-ci est dérivé d'une expérience permettant de mesurer l'acuité visuelle du rat. Dans ce cas, l'animal est forcé à prendre une décision binaire, lui rapportant une récompense ou non, en fonction des détails visuels qu'il perçoit. Le sujet est plongé dans un bassin d'eau en forme de « Y » tel qu'illustrée à la figure 6.2a. Il est initialement déposé au point  $A$  et deux patrons lui sont présentés sur des écrans cathodiques aux extrémités  $C$  et  $D$  : une surface pleine grise et une alternance de bandes noires et blanches. Le rat, un bon nageur mais n'appréciant pas être immergé, apprend rapidement que la récompense, une plateforme émergée sur laquelle il peut se reposer, est systématiquement située du côté de l'écran présentant le patron contrasté. Les patrons et la plateforme sont, manuellement, alternés aléatoirement entre chaque expérience. La fréquence spatiale critique  $f_{crit}$ , au delà de laquelle l'animal ne peut distinguer les deux cibles du point  $B$  et se trompe statistiquement une fois sur deux, permet de déterminer l'acuité visuelle en fonction de la distance  $d$ .

Il est prévu d'utiliser une variante de ce protocole où les cibles déclencheraient la stimulation du cortex selon l'orientation de la tête de l'animal en mesure de se déplacer librement dans le bassin. Dans un premier temps, le choix serait fait selon la

présence ou l'absence de lumière. Le protocole pourrait ensuite évoluer de manière à ce que la décision requiert le discernement entre un ou plusieurs phosphènes, ou des patrons différents.

Pour ce faire, une caméra miniature sera fixée sur la tête de l'animal. Évidemment, il est impératif d'éviter que sa vision naturelle ne lui permette de discerner les cibles sans l'apport de la stimulation électrique. Nous comptons alors profiter de l'insensibilité de la rétine du rat à la partie infra-rouge du spectre lumineux [114] en utilisant une caméra sensible à cette même portion du spectre.

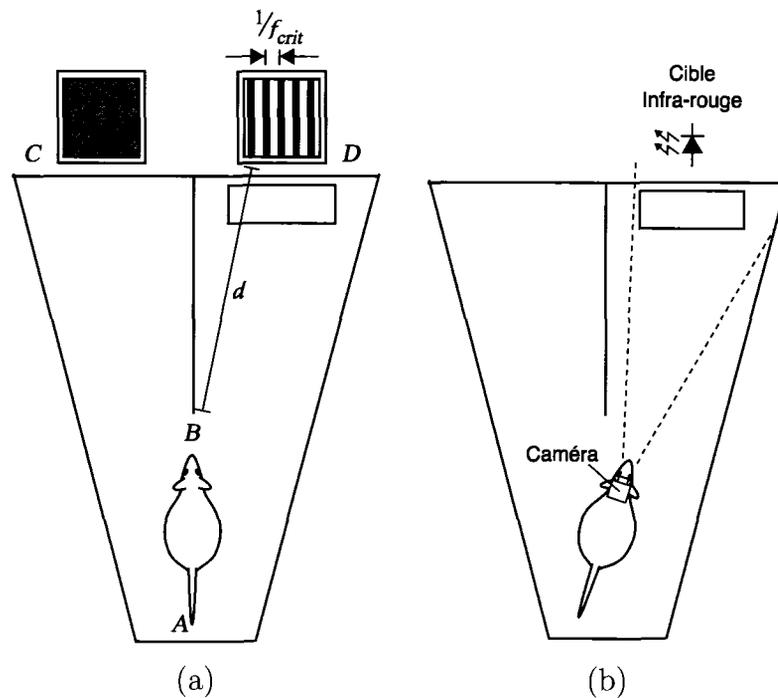


Figure 6.2: Concept de l'expérience d'orientation (a) original et (b) tel qu'envisagé pour la validation de la stimulation du cortex visuel. L'illustration présente l'animal dans une orientation résultant en une stimulation.

## 6.2 Description du système expérimental

### 6.2.1 Contraintes générales

Tel que mentionné au début du présent chapitre, il est dans notre intention d'utiliser notre propre système afin de générer les stimuli corticaux. Toutefois, le système décrit aux chapitres 4 et 5 ne peut être utilisé intégralement dans le cadre des expériences *in-vivo* décrites à la section précédente. Seul le MS intégré est utilisé intégralement. Plusieurs éléments ont alors été conçus de manière à respecter les contraintes spécifiques suivantes :

- la taille du crâne du rat empêche l'implantation d'un dispositif complet — Un stimulateur externe avec liaisons percutanées aux électrodes doit donc être utilisé ;
- l'animal est trop petit pour porter tous les éléments du système — Le contrôle externe est donc effectué à distance par le biais d'un ordinateur personnel ;
- l'animal doit pouvoir se déplacer librement — L'interface entre l'ordinateur de contrôle et le stimulateur doit être sans fil ;
- la distance séparant le contrôleur et le stimulateur ne permet pas un transfert inductif de données et de puissance — Une pile alimente donc ce dernier et le transfert des données est fait indépendamment, par un lien conventionnel ;
- un système de contrôle destiné à une cage de conditionnement est disponible au laboratoire de nos collaborateurs de l'Université McGill — Une interface permettant d'utiliser directement ses signaux de sortie est donc préférable à un système entièrement nouveau ;
- une caméra miniature sans fil a été acquise et impose :
  - une alimentation de 9 V fournie par le stimulateur portable ;
  - l'utilisation, par l'ordinateur de contrôle, d'un capteur de trames afin de traiter les signaux reçus par un lien sans fil à 2.5 GHz ;

- le stimulateur doit être contenu à l’intérieur d’un boîtier à l’épreuve des éclaboussures pour l’expérience d’orientation.

### 6.2.2 Systèmes expérimentaux

La figure 6.3 présente le système (Camé-rat), ainsi que les configurations permettant d’exécuter les différents protocoles. Certains éléments sont communs aux deux types d’expériences proposées, soient :

- un ordinateur de contrôle permettant de gérer les événement de stimulation et de programmer ses paramètres au moyen d’une interface graphique ;
- un stimulateur et une pile insérés dans un boîtier attaché au dos de l’animal au moyen d’un harnais souple (modifié de [71]) ;
- un lien de communication sans-fil, utilisant le protocole *Bluetooth*, entre l’ordinateur de contrôle et le stimulateur.

De plus, les éléments suivants font partie du système, selon le protocole expérimental en vigueur :

- pour l’expérience de conditionnement :
  - un détecteur de signaux audio permettant d’intégrer le stimulateur au système déjà existant. La période de stimulation est déterminée par la présence ou l’absence desdits signaux.
- pour l’expérience d’orientation :
  - une caméra sans fil miniature ;
  - un récepteur RF et un numériseur de trames ;
  - un logiciel de traitement d’images ;

Il est à noter que les propriétés du module *Bluetooth* (latence variable *ge* 5 ms [32]) et l’utilisation d’un système d’exploitation générique (Microsoft Windows™) suggèrent que le chronométrage des impulsions de stimulation s’effectue en aval du lien de

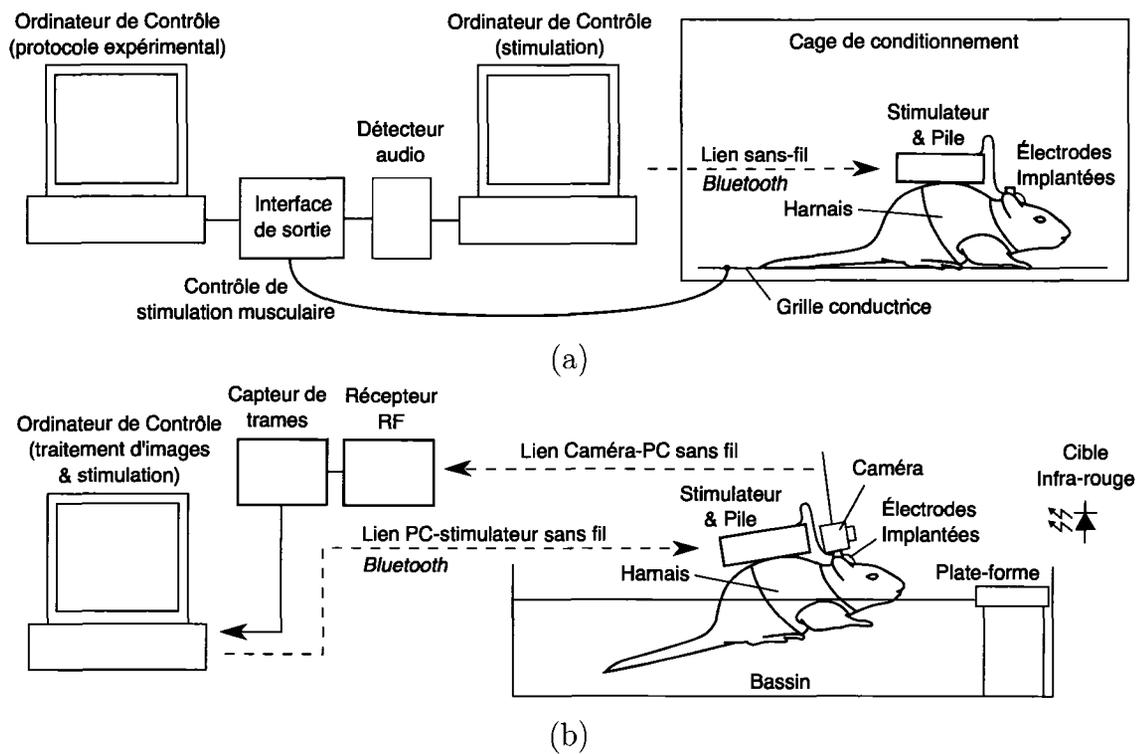


Figure 6.3: Systèmes expérimentaux pour (a) l'expérience de conditionnement et (b) l'expérience d'orientation.

communication sans-fil, contrairement au système décrit aux chapitres 4 et 5. Ainsi, certaines simplifications ont été apportées afin d'alléger le transfert de données et aucune modulation des paramètres de stimulation n'est effectuée en temps réel ; ceux-ci ( $f_{imp}$ ,  $T_{train}$ ,  $T_{int-train}$ ) sont fixés entre chaque période de tests et gérés par le stimulateur. Pour chaque « image », l'activation (ou non) de la totalité des sites n'est alors déterminée que par deux octets (un bit par site, considérant une matrice de 16 électrodes).

Finalement, notons que le logiciel de traitement d'images permet de choisir la zone d'intérêt de l'image captée en fonction du positionnement de la caméra sur la tête de l'animal et de l'emplacement des électrodes (selon la correspondance visuotopique du cortex visuel du rat). Également, les images captées peuvent être ajustées (contraste, luminosité) de manière à effectuer un seuillage adéquat déterminant l'activation des

sites de stimulation.

### 6.2.3 Stimulateur

La figure 6.4 présente un schéma bloc simplifié du stimulateur portatif expérimental. Les détails du circuit et de son utilisation sont fournis en annexe, mais notons ici principalement :

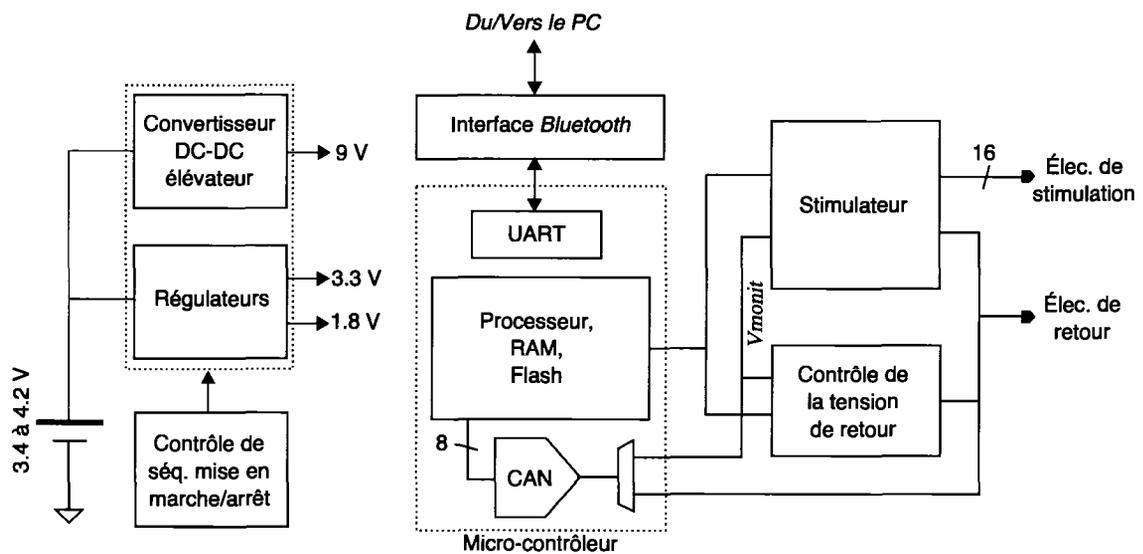


Figure 6.4: Schéma bloc du stimulateur portatif pour expérimentation *in-vivo*

- que les stimuli sont générés par le MS intégré présenté à la section 4.4.1 ;
- qu'un micro-contrôleur (architecture RISC AVR™ d'Atmel™ [8]) constitue l'unité centrale de contrôle ;
- que la communication sans-fil est gérée par un module commercial *Bluetooth* (ConnectBlue™ OEMSPA312) dont l'interface avec le contrôleur se conforme au protocole UART ;
- que plusieurs profils de paramètres de stimulation peuvent être enregistrés en mémoire non volatile, simplifiant le processus de configuration entre les séances

d'expérimentation ;

- que les formes d'ondes aux électrodes de stimulation et de retour peuvent être enregistrées (jusqu'à 256 points à  $9 \text{ kHz} < f_{\text{échant.}} < 74 \text{ kHz}$ ) afin de permettre un diagnostic de l'état des électrodes et des tissus post-implantation ;
- qu'un convertisseur DC-DC élévateur fournit une alimentation de 9 V destinée à la caméra.

### **Augmentation de la plage dynamique de sortie**

Des méthodes ont été proposées afin de permettre la stimulation à bas voltage (section 5.1.1). Cependant, le facteur limitant à ce niveau est sans contredit déterminé par les caractéristiques des électrodes : efficacité de leur pointe, impédance, etc. Dans les premières phases expérimentales, il est important de permettre l'utilisation du système malgré des électrodes dont les caractéristiques ne sont pas encore optimales. D'ailleurs, dans un premier temps, des pointes au recouvrement de platine seront vraisemblablement utilisées [134]. Des stimulations typiques [144] nous permettent de croire qu'une alimentation de 3.3 V soit adéquate, mais la marge de manoeuvre est alors très faible et il serait risqué de ne pas supporter la stimulation à plus haut voltage.

Un module optionnel de sortie est donc prévu afin de fournir au système la capacité de stimuler via des électrodes relativement résistives. Ce module procure une adaptation d'impédance et une augmentation de la plage de tension de l'étage de sortie du stimulateur. De fait, il :

- assure une variation de la tension à la sortie du MS indépendante de l'impédance des électrodes et du courant de stimulation ;
- est alimenté à même l'alimentation de la caméra (9 V), procurant une plage de tension de sortie étendue ;
- utilise la stimulation monopolaire en contrôlant dynamiquement la tension de

l'électrode de retour de manière à maximiser la tension disponible pour la stimulation.

Cette stratégie de stimulation procure en effet les avantages combinés de la stimulation monopolaire (faible impédance grâce à la grande superficie de l'électrode de retour) et de la stimulation bipolaire (plage de tension de sortie maximale). La figure 6.5 compare la charge par phase maximale pouvant être impliquée dans la stimulation, sans que la tension du signal ne soit écrêtée, pour chacune des stratégies de stimulation lors de stimulations bi-phasiques à courant constant, tel que mesuré à la sortie du MS dans un bain salin.

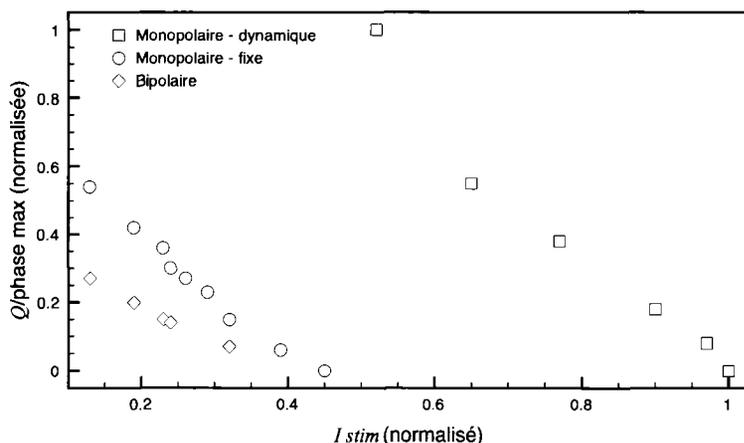


Figure 6.5: Charge par phase maximale avant saturation du signal de sortie à courant constant pour les stimulations monopolaire, bipolaire et monopolaire avec électrode de retour dynamique.

La figure 6.6 présente le circuit en question. L'étage d'entrée ( $Q_1 - Q_8$ ), répété à chacune des  $N$  électrodes, permet de fournir en sortie ( $I_{out}$ ) une copie du courant d'entrée ( $I_{in}$ ) avec un décalage de tension arbitraire. Le contrôleur de la tension de retour ajuste  $V_{Ref}$  de manière à minimiser les variations de la tension moyenne entre les électrodes à la plus haute et à la plus faible tensions.

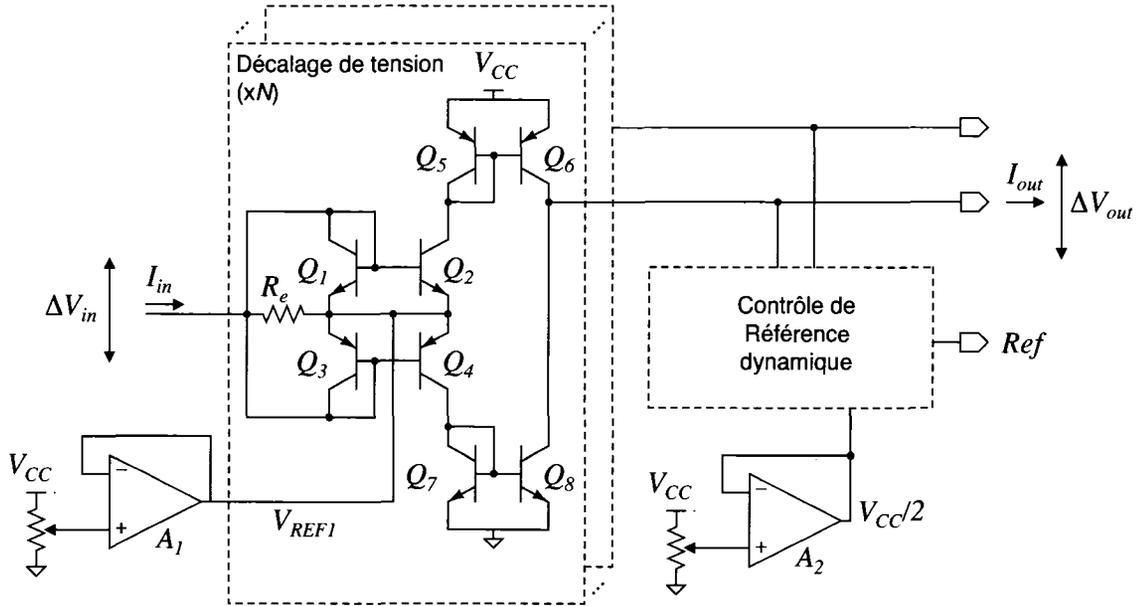


Figure 6.6: Schéma simplifié du module de sortie permettant de générer  $I_{out}$  avec une plage de tension étendue et de contrôler la tension de l'électrode de retour en fonction de l'impédance des électrodes de stimulation.

En première approximation, s'assurant que  $R_e$  est tel que  $V_{BE1,3}/R_e \ll I_{in}$ , que l'impédance d'entrée du circuit de contrôle de l'électrode de retour est grande et considérant des transistors idéaux ( $\beta_n = \beta_p = V_{A,n} = V_{A,p} = \infty$ ),

$$I_{out} = I_{C6} - I_{C8} = I_{C1} - I_{C3} = I_{in}. \quad (6.1)$$

Les miroirs composés de  $Q_1$ - $Q_4$ , en conjonction avec l'amplificateur  $A_1$ , imposent

$$V_{in} \approx \begin{cases} V_{REF1} + V_{BE1} & \text{si } I_{in} > 0 \\ V_{REF1} & \text{si } I_{in} = 0 \\ V_{REF1} - V_{BE3} & \text{si } I_{in} < 0 \end{cases}, \quad (6.2)$$

alors que la plage de sortie est

$$V_{CE8 sat} < V_{out} < V_{CC} - V_{CE6 sat}. \quad (6.3)$$

Considérant  $V_{BE} = 650 \text{ mV}$ ,  $V_{CE\text{sat}} = 0.3 \text{ V}$ , et fixant  $V_{REF1} = 1.65 \text{ V}$ ,  $V_{CC} = 9 \text{ V}$ , les plages maximales de tension à l'entrée ( $\Delta V_{in}$ ) et à la sortie ( $\Delta V_{out}$ ) sont respectivement

$$\begin{aligned} 1\text{V} \leq V_{in} \leq 2.3\text{V} &\Rightarrow \Delta V_{in} = 1.4\text{V}, \\ 0.3\text{V} < V_{out} < 8.7\text{V} &\Rightarrow \Delta V_{out} = 8.4\text{V}. \end{aligned} \quad (6.4)$$

Comme dans le cas de l'étage de sortie du MS, le critère de performance le plus important de ce module est l'appariement des phases positives et négatives du courant de sortie. Des miroirs de courant évolués (cascode, Widlar, actifs, ... [89]) permettraient d'assurer des performances optimales à ce niveau, au détriment de la plage de sortie et des dimensions du circuit, deux perspectives hautement indésirables vu les contraintes physiques et l'objectif premier de ce module. Il est cependant possible d'offrir de bonnes performances avec une augmentation minimale de la complexité du circuit.

Considérant les caractéristiques non idéales des transistors, il est impératif que les conditions d'utilisation des miroirs des branches supérieure et inférieure du circuit soit semblables. Dans le circuit de la figure 6.6, cette condition n'est pas respectée. En effet,

$$\begin{array}{l|l} I_{in} > 0 & I_{in} < 0 \\ V_{CE3} = V_{BE3} \approx 650\text{mV} & V_{CE1} = V_{BE1} \approx 650\text{mV} \\ V_{CE4} = V_{REF1} - V_{BE7} \approx \underline{1\text{V}} & V_{CE2} = V_{CC} - V_{BE5} - V_{REF1} \approx \underline{7\text{V}} \end{array} \quad (6.5)$$

L'ajout d'un seul transistor ( $Q_9$ , figure 6.7a) entre  $Q_2$  et  $Q_5$  de manière à imposer  $V_{CE2} \approx 1 \text{ V}$  permet d'améliorer drastiquement l'appariement, sans sacrifier les plages d'entrée et de sortie, comme en témoigne les mesures présentées en 6.7(b). Pour ce faire,  $V_{B9} = V_{REF1} + V_{CE2} + V_{BE9} \approx 3.3\text{V}$ . Il est à noter que l'ajout de  $Q_9$  ne représente aucun coût en termes d'espace ou de composants. En effet, un transistor NPN demeure inutilisé sur chaque puce nécessaire à la fabrication du circuit dans sa

configuration minimale (figure 6.6).

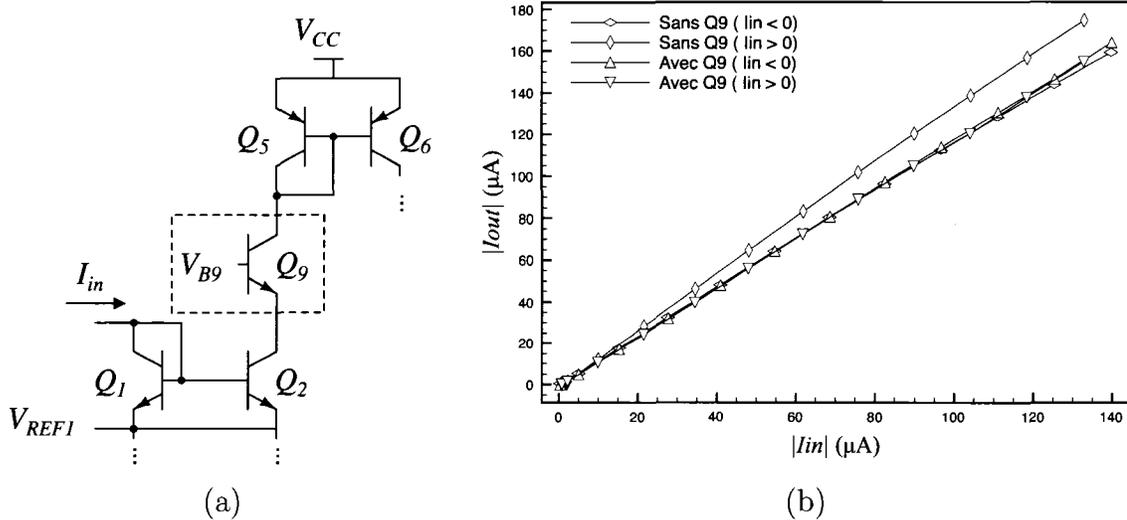


Figure 6.7: (a) Modification au circuit 6.6 afin d'éliminer l'erreur d'appariement entre les courants de sortie positif et négatif. Les courants mesurés avec et sans  $Q_9$  sont présentés en (b).

Notons au passage qu'il est aussi possible de stimuler au moyen de la référence dynamique sans le module optionnel de sortie. Pour ce faire, le stimulateur est programmé de manière à ce que chaque commande de stimulation sur un site donné soit immédiatement précédée d'une commande de diagnostic visant le site en question. La tension de l'électrode est alors  $V_{Ret} = -V_{monit}$ , tel qu'illustré à la figure 6.8.

## 6.3 Fabrication du système expérimental

### 6.3.1 Interface corticale

Les connexions aux électrodes sont réalisées sur l'une des surfaces d'un substrat flexible de polyimide de  $50 \mu\text{m}$  d'épaisseur, selon la disposition présentée à la figure 6.9a. Les traces de cuivre (épaisseur =  $9 \mu\text{m}$ , largeur/espace  $\geq 100 \mu\text{m}$ )

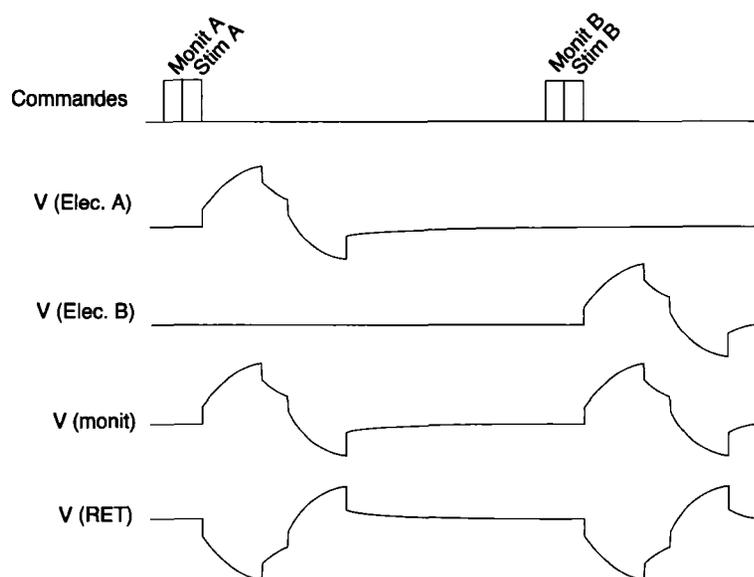


Figure 6.8: Concept d'augmentation de la plage dynamique à la sortie du MS.

sont recouvertes d'un enduit isolant afin d'éviter les court-circuits potentiellement provoqués par le milieu ionique dans lequel le circuit est implanté. Après soudures, des adhésifs sont déposés à chaud et solidifiés à la base du connecteur et sous la matrice d'électrodes afin d'améliorer la résistance mécanique du dispositif. Finalement, un enduit sylastique assure la bio-compatibilité du dispositif et procure aux arrêtes du substrat une forme arrondie et compressible, réduisant ainsi les risques de blessures infligées au sujet.

Après avoir pratiqué une ouverture dans la boîte crânienne de l'animal et avoir retiré localement la dure-mère, les électrodes sont insérées dans le cortex. Le substrat est alors replié et le connecteur implanté chroniquement est maintenu en place au moyen d'acrylique ancrée au crâne grâce à des vis d'acier inoxydable, tel qu'illustré à la figure 6.9b. L'acrylique déposée avant que le connecteur ne soit replié sur lui-même (Acrylique (1)) doit posséder, au moment de son application, une consistance légèrement plus ferme que la norme afin d'éviter qu'elle ne pénètre la cavité dans laquelle est insérée la matrice, permettant ainsi de réutiliser le connecteur et les

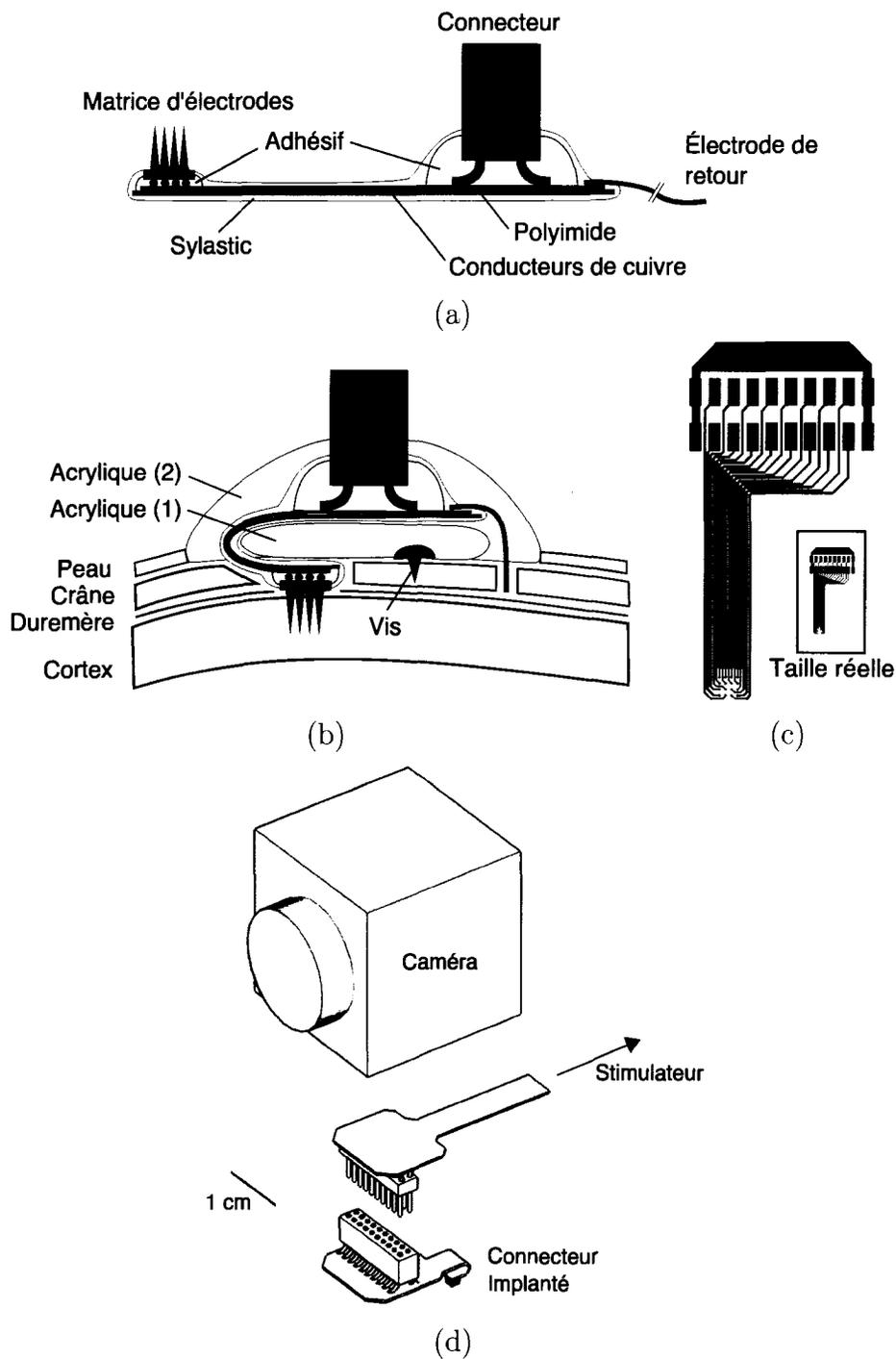


Figure 6.9: (a) Structure de l'interface percutanée du stimulateur. (b) Positionnement après implantation. (c) Masque du connecteur flexible. (d) Assemblage des éléments sur la tête de l'animal (à l'échelle).

électrodes sur un autre sujet. Finalement, une ouverture dans la boîte crânienne est pratiquée à proximité de la base du connecteur pour l'électrode de retour.

La distance entre le connecteur et la matrice ainsi que leur excentricité (voir le dessin du masque, figure 6.9c) ont été ajustés itérativement (c.f. section 6.4.2) de manière à ce que le connecteur soit adéquatement positionné sur la tête, en son centre, lorsque la matrice est insérée dans le cortex visuel de l'hémisphère gauche de l'animal. Le connecteur faisant le lien avec le stimulateur et, optionnellement, la caméra peuvent alors être fixés pour la durée des expérimentations (figure 6.9c).

Afin de manipuler les structures tri-dimensionnelles que sont les matrices d'électrodes au moyen d'un appareil conventionnel d'alignement et d'assemblage  $\mu$ BGA, une buse cylindrique dont le diamètre intérieur est marginalement supérieur à la diagonale desdites matrices d'électrodes a été utilisée (figure 6.10a). La figure 6.10b présente une matrice assemblée sur le substrat flexible avant son encapsulation.

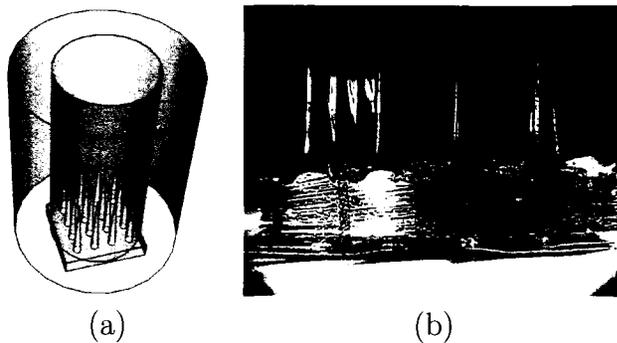


Figure 6.10: (a) Adaptateur de manipulation de matrice d'électrodes et (b) photographie d'une matrice assemblée sur le substrat flexible, avant encapsulation d'adhésif et de silicone.

### 6.3.2 Stimulateur

Le stimulateur a été fabriqué sur circuit imprimé sans étamage, avec plaquage d'or, permettant ainsi de réduire ses dimensions en fixant le MS sans boîtier (*Chip On Board* — COB). Un boîtier fabriqué sur mesure contient le circuit de stimulation, le module d'interface *Bluetooth* ainsi qu'une pile compacte au Lithium et assure une protection contre les éclaboussures. La figure 6.11 présente les principaux dispositifs composant le système externe de validation *in-vivo*.

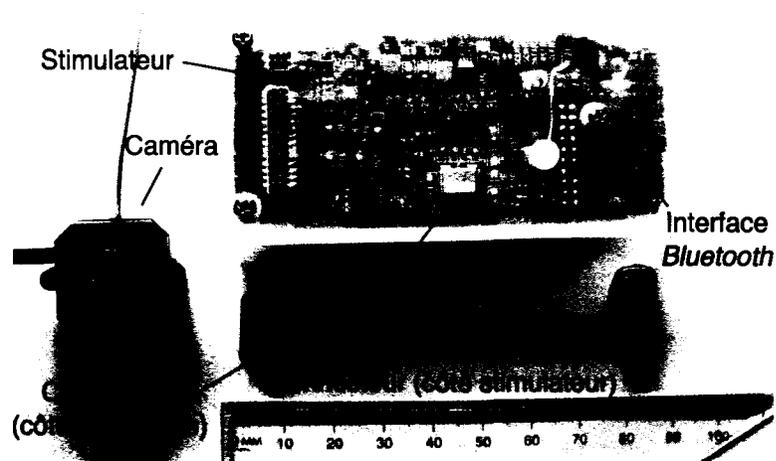


Figure 6.11: Stimulateur expérimental portable et quelques accessoires.

## 6.4 Résultats expérimentaux

### 6.4.1 Caractéristiques du stimulateur

Le tableau 6.1 présente les principales caractéristiques mesurées du stimulateur.

Tableau 6.1: Caractéristiques du système expérimental de stimulation

Stimulateur		
Nombre de canaux		16
Dimensions		$4,2 \times 2,0 \times 9,2 \text{ cm}^3$
Poids	sans pile	50 g
	avec pile	65 g
Autonomie	sans caméra	~10 heures
	avec caméra	~3 heures
Monitoring	$f_{echant}$	9 à 74 kHz
	Nombre de points	$\leq 256$
	Résolution	8 bits <sup>1</sup>
Taux de rafraîchissement		$\leq 30/\text{sec}$
Module optionnel de sortie		
Nombre de canaux		4
Plage d'entrée		1.4 V
Plage de sortie		8.3 V
$I_{out}/I_{in}$		1.17
Erreur d'appariement		$\leq 2 \%$

<sup>1</sup>7 bits à 74 kHz.

#### 6.4.2 Implantations préliminaires

Une première série d'implantations a été effectuée afin de :

- déterminer la forme idéale du connecteur percutané pour un alignement adéquat selon le crâne et le cortex du rat (c.f. section 6.3.1) ;
- s'assurer de l'absence de dommages physiologiques liés aux propriétés mécaniques du dispositif ;
- s'assurer de l'absence de traces de rejet et/ou d'infection des tissus ;
- s'assurer de la capacité de l'animal de se déplacer librement avec le stimulateur portatif et la caméra ;
- déterminer un protocole chirurgical permettant de réutiliser les électrodes.

Une analyse histologique 15 jours après implantation n'a permis de déceler aucun dommage aux tissus du sujet, ni trace de rejet. Aussi, le poids et les dimensions du stimulateur n'ont nullement empêché l'animal de se comporter normalement. Il a toutefois été jugé favorable d'abaisser le profil de la première version du boîtier (de 28 à 20 mm), visible à la figure 6.12, au coût d'une forme plus allongée (de 65 à 91 mm). Le circuit imprimé et les choix concernant la pile et le module de communication ont été faits en conséquence (c.f. figure 6.11).



Figure 6.12: Photographie d'un sujet animal se déplaçant librement avec le stimulateur et la caméra.

Toutefois, lors des premières expériences, il est suspecté que les dimensions de l'ouverture crânienne étaient insuffisantes pour permettre aux électrodes de pénétrer en profondeur dans le cortex. Une implantation subséquente a permis de démontrer que l'implantation manuelle<sup>1</sup> résultait en une compression du cortex plutôt qu'en

---

<sup>1</sup>L'implantation manuelle consiste à faire pénétrer la matrice d'électrodes au moyen de la molette d'ajustement selon  $z$  de l'appareil stéréotaxique servant à localiser V1. À cette fin, le connecteur

une pénétration adéquate des électrodes, comme en témoigne la photographie d'une section du cerveau au site d'implantation des électrodes, présentée à la figure 6.13.



Figure 6.13: Compression du cortex tel que constaté après implantation prolongée d'une matrice d'électrodes par la méthode manuelle.

Un dispositif pneumatique a alors été fabriqué afin de procéder à une insertion rapide et contrôlée des micro-électrodes. L'efficacité et les avantages au niveau de la minimisation des impacts physiologiques de ce type de procédure d'implantation a été démontrée par le passé [12] [80] [146]. Le mécanisme est illustré à la figure 6.14a et permet de provoquer un déplacement rapide et d'amplitude contrôlée pour une insertion complète et sécuritaire des électrodes. Les photographies de la figure 6.14 démontrent clairement l'insertion complète des électrodes lors de l'utilisation de ce dispositif.

Au moment d'écrire ces lignes, des matrices d'électrodes électriquement fonctionnelles sont en cours de développement, mais non disponibles. Conséquemment, les expériences comportementales décrites à la section 6.1 restent donc à être conduites afin de permettre une validation complète *in-vivo* du système de stimulation.

---

était pourvu d'un cylindre fixé au verso du substrat flexible, dans le même axe vertical que la matrice de micro-électrodes (non illustré à la figure 6.9).

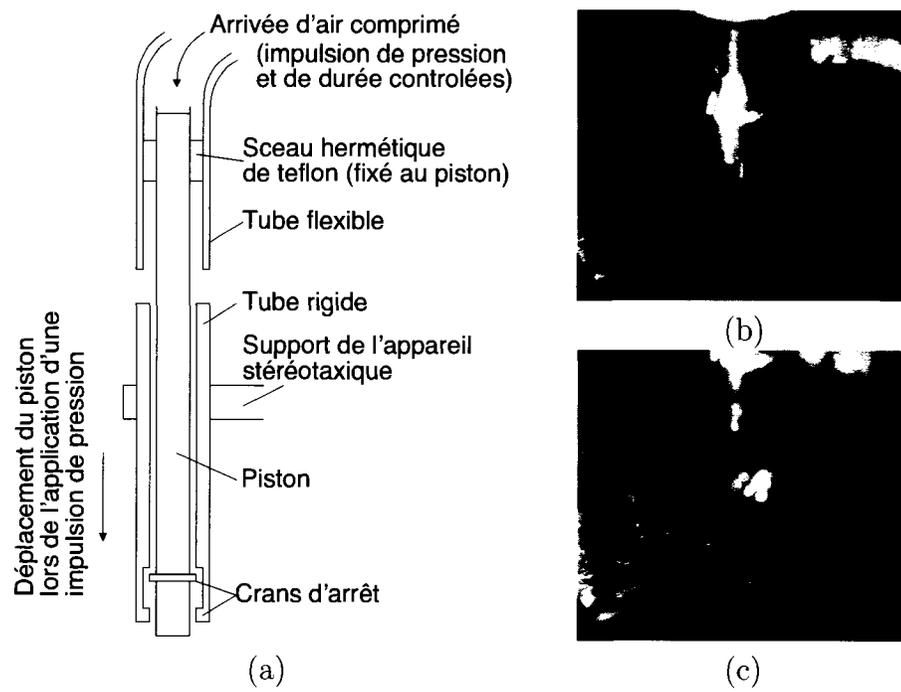


Figure 6.14: Dispositif d'insertion pneumatique. (a) Concept et matrice (b) avant et (c) après insertion corticale à l'aide dudit dispositif.

## CONCLUSION

Le travail relatif à cette thèse a porté principalement sur la conception d'un système destiné à la restauration de la vue chez les victimes de cécité totale par la microstimulation du cortex visuel. Un tel système doit permettre un haut taux de stimulation (T) sur un millier d'électrodes, consommer un minimum de puissance (P) et sa sécurité d'utilisation à long terme (S) ne peut être compromise d'aucune façon. Aussi, considérant l'état actuel des recherches neurophysiologiques, il est préférable qu'il offre une flexibilité d'utilisation élevée (F).

Un recensement exhaustif des solutions présentées dans la littérature a permis de constater que les systèmes d'aujourd'hui présentent invariablement une ou plusieurs lacunes importantes sur l'un ou l'autre de ces points. Les considérations, interactions et compromis relatifs à chacune des contraintes ont été relevés concernant chacun des éléments déterminant les performances et caractéristiques globales des systèmes de stimulation. De ces analyses, un stimulateur a été proposé en élaborant méthodiquement tous ses composants, internes et externes, de manière à ce que le système présente des caractéristiques favorables sur chacun des points présentés plus haut. En termes concrets :

- l'approche modulaire choisie permet la répartition des sites de stimulation sur une grande surface corticale (F) et une bonne efficacité de puissance grâce au positionnement optimal des antennes (P) ;
- le DAC compact (P et T, grâce au parallélisme) en mode courant offre un bon appariement de ses sorties positives et négatives (S) ;
- l'approche utilisant une matrice de commutation offre différents modes de stimulation (F) et permet un diagnostic à chacune des électrodes (S) ;
- les conditions de l'implant (tension, courant, paramètres volatils) peuvent être

- observées post-implantation (S) ;
- la tension d'alimentation peut être mesurée (S) à tout moment, et permet...
- ... la modulation de la puissance transmise, permettant ainsi de tendre vers une efficacité optimale (P) ;
- le fait que le contrôle de la puissance utilise une approche prédictive évite les risques de sous-tension de l'alimentation pouvant résulter des augmentations subites de la charge de l'implant (S) ;
- la combinaison d'un débit de données élevé et de la compaction des données permet un taux de stimulation respectant les spécifications issues des expériences physiologiques (T) ;
- le protocole configurable permet la modulation de l'intensité des phosphènes par n'importe quel paramètre de stimulation (F) ;
- la combinaison du modulateur au débit programmable et du protocole configurable permet un BER faible (S) et une horloge à fréquence minimale (P) ;
- la modulation de l'intensité des phosphènes au moyen des paramètres temporels (F) peut réduire la puissance consommée (P) et est rendue possible, en temps réel (T), grâce à la file de priorité qui permet...
- ... l'implémentation d'un contrôleur externe dont le comportement est défini par logiciel, rendant aisées ses évolutions futures (F) ;

Ces éléments, propositions entièrement nouvelles ou implémentations originales de concepts existants, forment un ensemble qui constitue, à notre connaissance, le premier système complet pouvant fonctionner en temps réel et répondant aux exigences déterminées par les expériences physiologiques pertinentes. Les concepts et circuits présentés ont été implémentés concrètement et leurs performances confirment les énoncés ci-haut : la stimulation peut être effectuée à un taux atteignant 500k impulsions par seconde avec un taux d'erreurs de transmission de données inférieur à  $10^{-6}$  ; la puissance totale consommée par l'implant peut être inférieure à 50 mW ; tous les paramètres de stimulation peuvent être contrôlés en temps réel ; la puissance

transmise peut être contrôlée dynamiquement de manière à tendre vers un niveau minimal et il a été vérifié que l'incertitude introduite par le mécanisme de contrôle résulte en une erreur strictement positive, évitant ainsi toute possibilité de sous-tension systématique au niveau de l'implant. Il a été évalué qu'une prothèse complète destinée à l'humain est réaliste sur la base du système proposé. Le travail relatif à cette thèse représente donc une contribution importante dans les efforts visant à la réalisation d'une prothèse visuelle électronique destinée aux aveugles.

Une version expérimentale dérivée du module de stimulation et destinée à des expériences *in-vivo* comportementales originales a également été réalisée. Au moment d'écrire ces lignes, des matrices d'électrodes appropriées manquent toujours au dispositif, empêchant alors d'obtenir des résultats fonctionnels *in-vivo* concrets. Néanmoins, les travaux complétés ont permis d'élaborer et/ou de vérifier :

- le fonctionnement d'un stimulateur portatif multi-canaux ;
- le fonctionnement d'un logiciel de contrôle pour ledit stimulateur ;
- une procédure d'assemblage adéquate pour une interface chronique de stimulation intra-corticale chez le rat ;
- une procédure chirurgicale permettant de réutiliser les éléments du stimulateur.

Ceci ouvre toute grande la porte à des expériences apportant des résultats concrets dans un avenir rapproché et qui pourront vraisemblablement évoluer lentement mais sûrement vers des expérimentations complexes chez le singe et à un dispositif implantable aux caractéristiques physiques et aux performances adéquates pour son implantation dans le cortex visuel primaire de l'humain.

### **Améliorations à apporter à court terme**

Bien évidemment, la première génération de tout système ne peut être optimale et est sujette à de nombreuses améliorations significatives. En premier lieu, quelques modifications relativement triviales mais importantes devraient être ap-

portées afin de corriger certains aspects qui ont été négligés dans cette première version, nommément :

- la possibilité de pré-déterminer les paramètres constants par site plutôt que par MS comme le requiert le stimulateur actuel ;
- l'utilisation d'adresses déterminées matériellement pour chaque MS (possible-ment fixées par laser) permettant l'utilisation de lignes uniques et partagées de donnée et d'horloge, réduisant significativement les interconnexions entre modules et simplifiant la fabrication du substrat ;
- l'utilisation de plots de sorties sélectionnés en fonction de la fréquence d'opération, moins énergivores que les plots de sorties génériques utilisés actuellement ;
- une disposition des plots de commandes soigneusement choisie de manière à faciliter la fabrication du substrat et à en minimiser les dimensions (éviter le recours aux vias) ;
- le support d'une remise à zéro en deux étapes, la première exécutant un *soft reset* permettant de resynchroniser les séquences de communication sans remettre les paramètres à leurs valeurs par défaut.

Aussi, un certain nombre de modifications sont nécessaires au respect de toutes les contraintes relatives à un implant réglementaire destiné à l'humain, tel qu'introduit à la section 4.5.1. À notre avis, des travaux devraient être entrepris en priorité afin d'intégrer rapidement les éléments suivants :

- un redresseur actif permettant d'éliminer les diodes, à l'entrée du circuit de récupération d'énergie, qui consomment une part non négligeable de la puissance totale de l'implant en conséquence de la chute de tension qu'elles imposent entre leurs bornes ;
- des régulateurs à commutation offrant une efficacité largement supérieure aux régulateurs linéaires utilisés présentement ;

- un mécanisme de gestion d'énergie permettant de réduire à une quantité négligeable la consommation des DAC entre leurs périodes d'activité ;
- des circuits numérique optimisés sur le point de leur efficacité énergétique.

Rappelons que des travaux sur ces deux premiers aspects ont été finalisés ou sont en cours par des membres de l'équipe Polystim [74] [82]. Il est ainsi permis de croire que leur intégration au système global soit imminente. Il est pertinent de rappeler ici au lecteur que ceci est rendu possible grâce à l'approche modulaire adoptée dans le cadre de cette thèse. En effet, l'efficacité d'un convertisseur DC-DC à commutation bénéficie significativement de l'utilisation de condensateurs discrets, relativement volumineux.

Le troisième points ouvrirait la voie à un plus grand parallélisme. En effet, une approche « un DAC, un site », plutôt qu'« un DAC, un canal » permettrait notamment une flexibilité accrue. Un circuit de balancement systématique des charges serait aussi envisageable, mais cette augmentation de la complexité ne sera envisageable que suite à des efforts de gestion de la puissance plus poussés.

Aussi, il serait indubitablement avantageux d'utiliser une modulation de phase (PSK, FSK) au niveau du lien descendant de données pour sa sensibilité moindre aux perturbations ambiantes et pour la relative insensibilité, face aux données, de sa puissance transmise. Le lien ASK actuel nécessite, pour cette dernière raison, une marge de sécurité sur la puissance transmise qu'il serait hautement bénéfique de réduire.

Au niveau des caractéristiques physiques du dispositif, nous croyons qu'il vaudrait mieux, pour les versions futures, imprimer des connexions à même la base des matrices d'électrodes, permettant ainsi de se débarrasser de la contrainte qui fait en sorte que les plots de sortie dédiés aux électrodes aient la même disposition que les électrodes elles-mêmes. Ceci aurait les avantages de faciliter l'assemblage des MS et de réduire leur taille par une matrice de commutations aux dimensions minimales.

Ainsi, la compression sur le cortex serait d'avantage réduite et les sites de stimulation pourraient être plus densément et également distribués. Cette recommandation a d'ailleurs déjà été formulée et, en conséquence, un procédé de fabrication de matrices permettant cette disposition est en cours d'élaboration. Alternativement, une disposition des plots sans anneau d'alimentation tel que proposé dans [172], pourrait être envisagée.

Quant au stimulateur dédié aux phases expérimentales *in-vivo*, la première modification à lui apporter est de multiplier le nombre de MS qu'il intègre. Ceci est vraisemblablement une étape incontournable avant de, tel que prévu, passer à des tests plus élaborés sur des primates. Mentionnons toutefois que le système de contrôle est déjà conçu de manière à supporter une pluralité de MS. Conséquemment, cette étape ne requiert fondamentalement que la refonte du circuit imprimé du stimulateur.

### **Travaux à entreprendre à moyen terme**

Nous sommes d'avis qu'une séparation complète de la transmission de l'énergie et des données est la voie de l'avenir pour les implants requérant un haut débit. Avec des techniques comme celle proposée dans [58], il semble que la limite ait été atteinte quant au débit de données binaires pouvant transiter par la modulation de la porteuse d'énergie. Afin d'atteindre un niveau significativement supérieur en termes de flexibilité et de fonctionnalité, sans que l'absorption d'énergie ne présente un problème démesuré, il semble que l'ajout d'un canal distinct, proposé dans [194] et exploré récemment dans [7], soit préférable à la solution actuelle. Un canal optique sera également à investiguer sérieusement.

Au niveau du contrôle de la puissance transmise, la combinaison des approches prédictive et d'asservissement devrait également être explorée afin de rendre leur application plus universelle — pour des systèmes où le coefficient de couplage ne peut

être considéré constant (p. ex : l'implant rétinien). L'impact de l'approximation de la charge nécessaire à l'approche prédictive sur la stabilité de la boucle de rétroaction devra alors être diligemment étudié.

Évidemment, tel que mentionné précédemment, la faible consommation de l'implant passe par une tension de l'étage de sortie réduite. Le facteur limitant à ce niveau étantsans contredit l'efficacité et les caractéristiques électriques des électrodes, aucun effort ne devrait être négligé dans leur optimisation. L'utilisation de technologies faisant appel à des nano-structures organiques pour le recouvrement des pointes semble aujourd'hui la voie la plus prometteuse à ce niveau.

Quant au traitement d'images effectué par le module externe, nous croyons qu'une approche « par images » est à préconiser, mais qu'un traitement agressif de simplification de l'information doit être effectué. Une segmentation des objets identifiés et, idéalement, la combinaison de sources de données variées (images du spectre visible, évaluation de la distance des objets) devraient être considérés pour améliorer la pertinence des images générées en fonction du contexte dans lequel se trouve l'utilisateur.

Finalement, afin de relaxer les contraintes sur l'ensemble des performances du système, une utilisation de deux ou plusieurs implants appliqués sur les deux hémisphères serait à considérer. Dans ce cas, toutefois, l'interférence entre chacun des canaux de communication devra être évalué et des mécanismes prévus en conséquence seront vraisemblablement requis.

## **Remarques finales**

Un système concret ainsi que les principales améliorations à y apporter ont été présentés dans cette thèse et constitueront sans doute la base de travaux futurs à court et moyen terme visant à rendre une vision fonctionnelle aux aveugles par la stimulation électrique du cortex visuel. Cependant, il est clair que l'atteinte des ob-

jectifs traités dans cette thèse ne constitue pas une fin en soi, mais seulement le point de départ de travaux multidisciplinaires d'envergure. À long terme, le système devra être adapté en fonction des résultats d'expériences psychophysiologiques futures et l'information transmise devra être optimisée afin de maximiser l'utilité d'une prothèse visuelle électronique dans le contexte d'une utilisation réelle. Mais, de plus, des efforts significatifs devront vraisemblablement viser ce qui distingue les implants corticaux de ceux appliqués à la rétine et au nerf optique : l'existence d'une interaction entre les signaux visuels afférents et les différentes zones du SNC. Ces travaux sont toutefois extrêmement ambitieux et nécessitent des réponses encore inexistantes à des questions complexes. Principalement :

- comment réduire, contrôler ou compenser l'effet des mouvements du sujet sur la position des phosphènes dans le champ visuel ? Une détection des mouvements oculaires et de la tête pour une compensation appliquée aux données visuelles serait-elle nécessaire et/ou suffisante ? Une opération chirurgicale spécifique pourrait/devrait-elle faire partie de la solution ?
- comment adapter les stimulations en fonction des nombreuses rétroactions déjà présentes dans V1 ? L'utilisation de dispositifs permettant l'observation et/ou l'enregistrement de signaux neuronaux pourrait-elle être utilisée favorablement ? Cette fonctionnalité devrait-elle être offerte par l'implant ou les signaux devraient-ils être acquis ailleurs sur le chemin de l'information visuelle ?

L'état de la recherche actuelle a bien progressé et permet d'être optimiste, mais, à n'en point douter, d'imposants défis restent à relever.

## PUBLICATIONS RELATIVES À CETTE THÈSE

### Articles de journaux avec comité de lecture

1. COULOMBE, J., SAWAN, M., ET GERVAIS, J.-F. « A Highly Flexible System for Microstimulation of the Visual Cortex : Design and Implementation ». Accepté pour *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2007.
2. COULOMBE, J., CARNIGUIAN, S., ET SAWAN, M. « A Power Efficient Electronic Implant For A Visual Cortical Stimulator ». *Artificial Organs*, vol. 29, no. 3, pp. 233–238, 2005.
3. SAWAN, M., HU, Y., ET COULOMBE, J. « Wireless Smart Implants Dedicated to Multichannel Monitoring and Microstimulation ». *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 21–39, 2005.
4. BUFFONI, L.-X., SAWAN, M., ET COULOMBE, J. « Image Processing Strategies Dedicated to Visual Cortical Stimulators : A Survey ». *Artificial Organs*, vol. 29, no. 8, pp. 658–664, 2005.

### Résumés de conférences

1. COULOMBE, J., ET SAWAN, M. « A Power Efficient Electronic Implant for a Visual Cortical Stimulator, » dans *Vienna Workshop on Functional Electrical Stimulation*, 2004.
2. COULOMBE, J., HU, Y., GERVAIS, J.-F., ET SAWAN, M. « An Implant for a Visual Cortical Stimulator, » dans *CDEN Biomimetics Symposium*, 2004.

3. COULOMBE, J., GERVAIS, J.-F., ET SAWAN, M. « A Cortical Stimulator with Monitoring Capabilities using a Novel 1 Mbps ASK Data Link, » dans *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems*, 2003.
4. COULOMBE, J., BUFFONI, L.-X., CARNIGUIAN, S., GERVAIS, J.-F., ET SAWAN, M. « Intra-cortical visual stimulation system : design and optimization, » dans *Proceedings of the International Functional Electrical Stimulation Society*, 2003.
5. COULOMBE, J., BUFFONI, L.-X., ET SAWAN, M. « A Mixed-Signal IC for Multiple Cortical Stimulation Strategies, » dans *Proceedings of the IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 2002.
6. SAWAN, M., COULOMBE, J., ET HU, Y. « Design and Implementation of High Power Efficiency Modules for a Cortical Visual Stimulator, » dans *Proceedings of the International Functional Electrical Stimulation Society*, 2005.
7. BUFFONI, L.-X., COULOMBE, J., ET SAWAN, M. « An Image Processing System Dedicated to Cortical Visual Stimulators, » dans *Proceedings of the IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2003.
8. GERVAIS, J.-F., COULOMBE, J., MOUNAIM, F., ET SAWAN, M. « Bidirectional High Data Rate Transmission Interface for Inductively Powered, » dans *Proceedings of the IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2003.
9. CARNIGUIAN, S., COULOMBE, J. ET SAWAN, M. « New Scanning Technique for the Power Management of Pixel Array, » dans *Proceedings of the IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2003.
10. SAWAN, M., HU, Y., ET COULOMBE, J. « Wirelessly Powered and Bidirectional Data Exchanged in Smart Medical Microsystems, » dans *Proceedings of the IEEE-CICC*, 2005.

11. TREPANIER, J.-L., SAWAN, M., AUDET, Y., ET COULOMBE, J. « A Wide Dynamic Range CMOS Digital Pixel Sensor, » dans *Proceedings of the IEEE Mid-West Symposium on Circuits and Systems*, 2002.
12. SAWAN, M., HARVEY, J.-F., ROY, M., ET COULOMBE, J., SAVARIA Y., ET DONFACK C., « Body Electronic Implant and Artificial Vision System The-roof, ». Brevet américain No. 7027874, 2000.

### Posters

1. COULOMBE, J., ET SAWAN, M. « Prototype de l'implant visuel » *MR&DCAN*, 2003.
2. COULOMBE, J., BUFFONI, L.-X., ET SAWAN, M. « A Versatile Multi-Module Cortical Stimulator With Monitoring Capabilities, » *Thirty Third Neural Prosthesis Workshop*, National Institutes of Health, 2002.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] ADNAN S. et ABEYRATNE U. R., « A novel scheme for the selective stimulation of nerve fibers using nonlinear properties of action potential, » *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, vol. 28, no. 1&2, pp. 95–101, 2000.
- [2] AGNEW W. et MCCREERY D., *Neural prostheses : fundamental studies*. Prentice-Hall, 1990.
- [3] AQUILINA O., « A brief history of cardiac pacing, » *Images in Pediatric Cardiology*, vol. 27, pp. 17–81, 2006.
- [4] ARABI K. et SAWAN M. A., « Electronic design of a multichannel programmable implant for neuromuscular electrical stimulation, » *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, vol. 7, no. 2, pp. 204–214, 1999.
- [5] ARCHAMBEAU C., DELBEKE J., VERAART C., et VERLEYSSEN M., « Prediction of visual perceptions with artificial neural networks in a visual prosthesis for the blind, » *Artificial Intelligence in Medicine*, vol. 32, no. 3, pp. 183–194, 2004.
- [6] ASANUMA A. et INGMAR R., « Spread of mono- and polysynaptic connections within cat's motor cortex, » *Experimental Brain Research*, 1973.
- [7] ATLURI S., « A wideband power efficient inductive link for implantable biomedical devices using multiple carrier frequencies, » Mémoire M.Sc.A., North Carolina State University, 2006.
- [8] ATMEL. « 8-bit AVR microcontroller with 16k bytes in-system programmable flash. » 2007. [en-ligne] : [http://atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/2466S.pdf](http://atmel.com/dyn/resources/prod_documents/2466S.pdf)

- [9] AVRATOGLOU C. P. et VOULGARIS N. C., « Analysis and design of a generalized class E tuned power amplifier, » *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 36, no. 8, pp. 1068–1079, 1989.
- [10] BAI Q. et WISE K., « A high yield microassembly structure for three-dimensional microelectrode arrays, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, pp. 281–289, 2000.
- [11] BEAR M., CONNORS B., et PARADISO M., *Neurosciences : À la découverte du cerveau*. Pradel, 1997.
- [12] BJORNSSON C. S., OH S. J., AL-KOFAHI Y. A., LIM Y. J., SMITH K. L., TURNER J. N., DE S., ROYSAM B., W S., et KIM S. J., « Effects of insertion conditions on tissue strain and vascular damage during neuroprosthetic device insertion, » *Journal of Neural Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 196–207, 2006.
- [13] BLUM K. « Gene therapy may be a tool to prevent blindness. » *JHMI Office of Communications and Public Affairs*. 2001. [en-ligne] : [www.hopkinsmedicine.org/press/2001/SEPTEMBER/010910.htm](http://www.hopkinsmedicine.org/press/2001/SEPTEMBER/010910.htm)
- [14] BORSZCZ G. S., « Pavlovian conditional vocalizations of the rat : a model system for analyzing the fear of pain. » *Behavioral Neuroscience*, vol. 109, no. 4, pp. 648–662, 1995.
- [15] BOYER A., « Développement d'un stimulateur miniaturisé dédié à un implant visuel, » Mémoire M.Sc.A., École Polytechnique de Montréal, 1995.
- [16] BOYER S., SAWAN M., ABDEL-GAWAD M., ROBIN S., et ELHILALI M. M., « Implantable selective stimulator to improve bladder voiding : design and chronic experiments in dogs, » *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, vol. 8, no. 4, pp. 464–470, 2000.

- [17] BOYLE J., MAEDER A., et BOLES W., « Scene specific imaging for bionic vision implants, » dans *Proceedings of the 3rd International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis*, vol. 1, 18-20 Sept. 2003, pp. 423–427.
- [18] BRADLEY D. C., TROYK P. R., BERG J. A., BAK M., COGAN S., ERICKSON R., KUFTA C., MASCARO M., MCCREERY D., SCHMIDT E. M., TOWLE V. L., et XU H., « Visuotopic mapping through a multichannel stimulating implant in primate V1. » *Journal of Neurophysiology*, vol. 93, no. 3, pp. 1659–1670, 2005.
- [19] BRINDLEY G. et LEVIN W., « The sensations produced by electrical stimulation of the visual cortex, » *Journal of Physiology (London)*, vol. 196, pp. 479–493, 1968.
- [20] BUFFONI L.-X., SAWAN M., et COULOMBE J., « Image processing strategies dedicated to visual cortical stimulators : A survey, » *Artificial Organs*, vol. 29, no. 8, pp. 658–664, 2005.
- [21] CAMERON T., LIINAMAA T. L., LOEB G. E., et RICHMOND F. J. R., « Long-term biocompatibility of a miniature stimulator implanted in feline hind limb muscles, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 45, no. 8, pp. 1024–1035, 1998.
- [22] CAMERON T., LOEB G. E., PECK R. A., SCHULMAN J. H., STROJNIK P., et TROYK P. R., « Micromodular implants to provide electrical stimulation of paralyzed muscles and limbs, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 44, no. 9, pp. 781–790, 1997.
- [23] CAMPBELL P. K., JONES K. E., HUBER R. J., HORCH K. W., et NORMANN R. A., « A silicon-based, three-dimensional neural interface : manufacturing processes for an intracortical electrode array, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 38, no. 8, pp. 758–768, 1991.

- [24] CHA K., HORCH K., et NORMANN R., « Mobility performance with a pixelized vision system, » *Vision Research*, vol. 32, no. 7, pp. 1367–1372, 1992.
- [25] CHA K., HORCH K., et NORMANN R., « Reading speed with a pixelized vision system, » *Journal of the Optical Society of America A – Optics & Image Science*, vol. 9, no. 5, pp. 673–677, 1992.
- [26] CHA K., HORCH K., et NORMANN R., « Simulation of a phosphene-based visual field : Visual acuity in a pixelized vision system, » *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 20, no. 4, pp. 439–449, 1992.
- [27] CHAIMANONART N., OLSZENS K. R., ZIMMERMAN M. D., KO W. H., et YOUNG D. J., « Implantable RF power converter for small animal in vivo biological monitoring, » dans *Proceedings of the 27th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2005, pp. 5194–5197.
- [28] CHEN P.-J., RODGER D. C., AGRAWAL R., SAATI S., MENG E., VARMA R., HUMAYUN M. S., et TAI Y.-C., « Implantable micromechanical parylene-based pressure sensors for unpowered intraocular pressure sensing, » *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 17, no. 10, pp. 1931–1938, 2007.
- [29] CHOWDHURY V., MORLEY J. W., et CORONEO M. T., « Surface stimulation of the brain with a prototype array for a visual cortex prosthesis, » *Journal of clinical neuroscience*, vol. 11, no. 7, pp. 750–755, 2004.
- [30] CHU A. P., MORRIS K., GREENBERG R. J., et ZHOU D. M., « Stimulus induced pH changes in retinal implants, » dans *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 2, 2004, pp. 4160–4162 Vol.6.

- [31] COBAN A. L. et ALLEN P. E., « A 1.75 V rail-to-rail CMOS op amp, » dans *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 5, 1994, pp. 497–500 vol.5.
- [32] CONNECTBLUE. « Serial port adapter, 2nd generation : Faq. » 2003. [en-ligne] : [http://www.connectblue.se/fileadmin/Connectblue/SPA2\\_Files/cb\\_serial\\_port\\_adapter\\_gen2\\_faq\\_1\\_0.pdf](http://www.connectblue.se/fileadmin/Connectblue/SPA2_Files/cb_serial_port_adapter_gen2_faq_1_0.pdf)
- [33] COULOMBE J., GERVAIS J.-F., et SAWAN M., « A cortical stimulator with monitoring capabilities using a novel 1 Mbps ASK data link, » dans *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2003, pp. 53–56.
- [34] COULOMBE J., SAWAN M., et WANG C., « Variable resolution CMOS current mode active pixel sensor, » dans *Proceedings of the IEEE Mid-West Symposium on Circuits and Systems*, vol. 2, 2000, pp. 293–296 vol.2.
- [35] CRAMPON M. A., SAWAN M., BRAILOVSKI V., et TROCHU F., « New easy to install nerve cuff electrode using shape memory alloy armature. » *Artificial Organs*, vol. 23, no. 5, pp. 392–395, 1999.
- [36] CRONLY-DILLON J., PERSAUD K. C., et BLORE R., « Blind subjects construct conscious mental images of visual scenes encoded in musical form, » dans *Proceedings Of The Royal Society Of London Series B-Biological Sciences*, vol. 267, 2000, pp. 2231–2238.
- [37] DALY C., NAKAZAWA A., et SINGLE P., « Cochlear implant, » Brevet américain, No. 20050159791, 2005.
- [38] DEMARCO S. C., LIU W., SINGH P. R., LAZZI G., HUMAYUN M. S., et WEILAND J. D., « An arbitrary waveform stimulus circuit for visual prostheses using a low-area multibias DAC, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1679–1690, 2003.

- [39] DEVOLDER A., CATALAN-AHUMADA M., ROBERT A., BOL A., LABAR D., COPPENS A., MICHEL C., et VERAART C., « Changes in occipital cortex activity in early blind humans using a sensory substitution device, » *Brain Research*, vol. 826, pp. 128–134, 1999.
- [40] DJEMOUAI A., « Transfert d'énergie et transmission bidirectionnelle de données par couplage inductif pour des systèmes électroniques implantables, » Thèse Ph.D., École Polytechnique de Montréal, 2004.
- [41] DOBELLE W. H., « Artificial vision for the blind by connecting a television camera to the visual cortex, » *American Society of Artificial Internal Organs Journal*, vol. 46, pp. 3–9, 2000.
- [42] DOBELLE W. H. *The Dobelle Institute*. 2004. [en-ligne] : [www.dobelle.com](http://www.dobelle.com)
- [43] DOBELLE W. H., MLADEJOVSKY M., et GIRVIN J. P., « Artificial vision for the blind : Electrical stimulation of visual cortex offers hope for a functional prosthesis, » *Science*, vol. 183, no. 4123, pp. 440–444, 1974.
- [44] ENDO S., « Mapping visual field with positron emission tomography by mathematical modeling of the retinotopic organization in the calcarine cortex, » *IEEE Transactions On Medical Imaging*, vol. 16, no. 3, pp. 252–260, 1997.
- [45] FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION, « Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields, » OET Bulletin 65 97-01, 1997.
- [46] FENG Z.-Y., CHEN W.-D., YE X.-S., ZHANG S.-M., ZHENG X.-J., WANG P., JIANG J., JIN L., XU Z.-J., LIU C.-Q., LIU F.-X., LUO J.-H., ZHUANG Y.-T., et ZHENG X.-X., « A remote control training system for rat navigation in complicated environment, » *Journal of Zhejiang University - Science A*, vol. 8, no. 2, pp. 323–330, 2007.

- [47] FERNANDEZ E., PELAYO F., ROMERO S., BONGARD M., MARIN C., et ALFARO A., « Development of a cortical visual neuroprosthesis for the blind : the relevance of neuroplasticity, » *journal of neural engineering*, vol. 2, pp. R1–R12, 2005.
- [48] FISCHL B. et DALE A., « Measuring the thickness of the human cerebral cortex from magnetic resonance images, » dans *Proceedings of the National Academy of Sciences of USA*, vol. 97, no. 20, 2000, pp. 11 050–11 055.
- [49] FORTHUGHT DEVELOPMENT. « The videotact : Exploiting tactile perception. » [en-ligne] : <http://www.4thtdev.com/videotac.html> [Consulté en septembre 2007].
- [50] FORTI F. et WRIGHT M. E., « Measurement of MOS current mismatch in the weak inversion region, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 2, pp. 138–142, 1994.
- [51] FOXE J. et SIMPSON G., « Flow of activation from V1 to frontal cortex in humans, » *Experimental Brain Research*, vol. 142, no. 1, pp. 139–150, 2002.
- [52] GERSTNER W., *Spiking Neuron Models*. Cambridge University Press, 2002.
- [53] GERVAIS J.-F., « Échange bidirectionnel des données avec un implant électronique alimenté par lien inductif, » Mémoire M.Sc.A., Université de Montréal, 2004.
- [54] GHOVANLOO K., M. ; NAJAFI, « A tri-state FSK demodulator for asynchronous timing of high-rate stimulation pulses in wireless implantable microstimulators, » dans *Proceedings of the 2nd International IEEE Engineering in Medicine and Biology Society Conference on Neural Engineering*, 2005, pp. 116–119.
- [55] GHOVANLOO M., « Switched-capacitor based implantable low-power wireless microstimulating systems, » dans *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2006, pp. 2197 – 2200.

- [56] GHOVANLOO M. et NAJAFI K., « Fully integrated wideband high-current rectifiers for inductively powered devices, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 11, pp. 1976–1984, 2004.
- [57] GHOVANLOO M. et NAJAFI K., « A modular 32-site wireless neural stimulation microsystem, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2457–2466, 2004.
- [58] GHOVANLOO M. et NAJAFI K., « A wideband frequency-shift keying wireless link for inductively powered biomedical implants, » *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 51, no. 12, pp. 2374–2383, 2004.
- [59] GHOVANLOO M. et NAJAFI K., « A compact large voltage-compliance high output-impedance programmable current source for implantable microstimulators, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 52, no. 1, pp. 97–105, 2005.
- [60] GHOVANLOO M., WISE K., et NAJAFI K., « Towards a button-sized 1024-site wireless cortical microstimulating array, » dans *Proceedings of the First International IEEE EMBS Conference on Neural Engineering*, 2003, pp. 138–141.
- [61] GINGERICH M., WILER J., et WISE K., « Use of an active microelectrode array for stimulation and recording in the central nervous system, » dans *Proceedings Of the First Joint BMES EMBS Conference*, 1999, p. 471.
- [62] GREENBERG R., TALBOT N. H., OK J., et NEYSMITH J. M., « Insulated implantable electrical circuit, » Brevet américain No. 20070158100, 2007.
- [63] GUDNASON G., BRUUN E., et HAUGLAND M., « An implantable mixed analog/digital neural stimulator circuit, » dans *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 5, 1999, pp. 375–378.

- [64] GULRAJANI R. M., *Bioelectricity and Biomagnetism*. Wiley, 1998.
- [65] GÜLER N. F. et ÜBEYLI E. D., « Theory and applications of biotelemetry, » *Journal of Medical Systems*, vol. 26, no. 2, pp. 159–178, 2002.
- [66] HAMICI Z., ITTI R., et CHAMPIER J., « A high-efficiency biotelemetry system for implanted electronic device, » dans *Proceedings of the 17th Annual Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 2, 1995, pp. 1649–1650.
- [67] HAN J. H., LIM H. G., KIM J. M., KIM M. K., LEE C. W., PARK I. Y., et CHO J. H., « Inductively-coupled control unit for fully implantable middle ear hearing devices, » dans *Proceedings of the 27th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2005, pp. 4704–4707.
- [68] HAN J.-S., TAN Z.-Y., SATO K., et SHIKIDA M., « Three-dimensional interconnect technology on a flexible polyimide film, » *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 14, no. 1, pp. 38–48, 2004.
- [69] HAQ S., MALONE P. F., FORTNEY J. H., et P. V. D., « Ceramic substrate for implantable medical devices, » Brevet américain No. 5855995, 1999.
- [70] HARRISON R. R., WATKINS P. T., KIER R. J., LOVEJOY R. O., BLACK D. J., GREGER B., et SOLZBACHER F., « A low-power integrated circuit for a wireless 100-electrode neural recording system, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 1, pp. 123–133, 2007.
- [71] HARVARD APPARATUS. « Rat jackets. » [en-ligne] : <http://www.harvardapparatus.com> [Consulté en février 2005].
- [72] HARVEY J.-F., ROY M., et SAWAN M., « Visual cortex stimulator prototype based on mixed-signal technology devices, » dans *Proceedings of the International Functional Electrical Stimulation Society*, 1999.

- [73] HARVEY J.-F. et SAWAN M., « Image acquisition and reduction dedicated to a visual implant, » dans *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 1, 1996, pp. 299–302.
- [74] HASHEMI S., SAWAN M., et SAVARIA Y., « A novel fully-integrated low-drop voltage CMOS rectifier for wirelessly powered devices, » dans *Proceedings of the IEEE International Conference on Microelectronics*, 2007.
- [75] HASSLER B. A. et DONDEERS A. P., « Implantable medical device with multi-layered ceramic enclosure, » Brevet américain No. 5470345, 1995.
- [76] HASTINGS A., *Art of Analog Layout*, 2 ième éd. Prentice Hall, 2005.
- [77] HITZELBERGER C., MANOLI Y., HAKENES R., et GROSS S., « A microcontroller embedded ASIC for an implantable electro-neural stimulator, » dans *Proceedings of the IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 2001, pp. 413–416.
- [78] HOCHMAIR E. S., « System optimization for improved accuracy in transcutaneous signal and power transmission, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-31, no. 4, pp. 177–186, 1984.
- [79] HOGERVORST R., TERO J. P., ESCHAUZIER R. G. H., et HUIJSING J. H., « A compact power-efficient 3 V CMOS rail-to-rail input/output operational amplifier for VLSI cell libraries, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 12, pp. 1505–1513, 1994.
- [80] HOUSE P. A., MACDONALD J. D., TRESKO P. A., et NORMANN R. A., « Acute microelectrode array implantation into human neocortex : preliminary technique and histological considerations. » *Neurosurgical Focus*, vol. 20, no. 5, p. E4, 2006.

- [81] HU M. Z., DEPAOLI D. W., KURITZ T., et OMATETE O., « Production of aligned microfibers and nanofibers and derived functional monoliths, » Brevet américain No. 20040217010, 2004.
- [82] HU Y., « Wireless interface dedicated to improve power transfer efficiency and bi-directional data communication of implantable electronic devices, » Thèse Ph.D., École Polytechnique de Montréal, 2007.
- [83] HU Y. et SAWAN M., « A fully integrated low-power BPSK demodulator for implantable medical devices, » *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 52, no. 12, pp. 2552–2562, 2005.
- [84] HU Y., SAWAN M., et EL-GAMAL M. N., « An integrated power recovery module dedicated to implantable electronic devices, » *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 43, no. 2, pp. 171–181, 2005.
- [85] HUANG C. Q., SHEPHERD R. K., CENTER P. M., SELIGMAN P. M., et TABOR B., « Electrical stimulation of the auditory nerve : direct current measurement in vivo, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 46, no. 4, pp. 461–469, 1999.
- [86] HUMAYUN M., « Visual perception elicited by electrical stimulation of retina in blind humans, » *Archives of Ophthalmology*, vol. 114, pp. 40–46, 1996.
- [87] JAMIESON J. « Artificial vision system for the totally blind. » [en-ligne] : [www.tiresias.org/research/cr1-j.htm#jamieson](http://www.tiresias.org/research/cr1-j.htm#jamieson) Descriptions de projet [Consulté en octobre 2004].
- [88] JI J. et WISE K. D., « An implantable CMOS circuit interface for multiplexed microelectrode recording arrays, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 27, no. 3, pp. 433–443, 1992.
- [89] JOHNS D. et MARTIN K., *Analog Integrated Circuit Design*. New York : Wiley, 1997.

- [90] JONES K. E. et NORMANN R. A., « An advanced demultiplexing system for physiological stimulation, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 44, no. 12, pp. 1210–1220, 1997.
- [91] JONES K., CAMPBELL P., et NORMANN R., « A glass/silicon composite intracortical electrode array, » *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 20, no. 4, pp. 423–437, 1992.
- [92] KANDEL E.R J. T., SCHWARTS J.H, *Principles of Neural Science*, 4 ième éd. McGraw-Hill/Appleton & Lange, 2000.
- [93] KELLY S. K. et WYATT J., « A power-efficient voltage-based neural tissue stimulator with energy recovery, » dans *Proceedings of the IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 2004, pp. 228–524 Vol.1.
- [94] KENDIR G. A., LIU W., WANG G., SIVAPRAKASAM M., BASHIRULLAH R., HUMAYUN M. S., et WEILAND J. D., « An optimal design methodology for inductive power link with class-E amplifier, » *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 857–866, 2005.
- [95] KIM C. et WISE K. D., « A 64-site multishank CMOS low-profile neural stimulating probe, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, pp. 1230–1238, 1996.
- [96] KIM H., KIM E., SEO J., YU Y., JUNG H., , et KIM S., « Polyimide-based microelectrode arrays for artificial retinal implant, » dans *Nano Bioelectronics and Systems Research Center Winter Workshop*, Seoul, 2002.
- [97] KIM S. et SCHOLZ O., « Implantable active telemetry system using micro-coils, » dans *Proceedings of the 27th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2005, pp. 7147–7150.

- [98] KIPKE D. R., PELLINEN D. S., et VETTER R. J., « Advanced neural implants using thin-film polymers, » dans *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 4, 2002, pp. IV-173-IV-176 vol.4.
- [99] KOPPARTHI S. et AJMERA P. K., « Power delivery for remotely located microsystems, » dans *Region 5 Conference : Annual Technical and Leadership Workshop*, 2004, pp. 31-39.
- [100] KORNER E., GEWALTIG M., KORNER U., RICHTER A., et RODEMANN T., « A model of computation in neocortical architecture. » *Neural Networks*, vol. 12, no. 7-8, pp. 989-1005, 1999.
- [101] KOTLER S., « Vision quest - a half century of artificial sight research has succeeded. and now this blind man can see. » *Wired Magazine*, Oct 2002.
- [102] LAMME V., « Why visual attention and awareness are different. » *Trends in Cognitive Sciences*, vol. 7, no. 1, pp. 12-18, 2003.
- [103] LAMME V. A. F., « Recurrent corticocortical interactions in neural disease. » *Archives of Neurology*, vol. 60, no. 2, pp. 178-184, 2003.
- [104] LASZIG R., KUZMA J., SEIFERT V., et LEHUHARDT E., « The hannover auditory brainstem implant : A multiple-electrode prosthesis, » *European Archives of Oto-Rhino-Laryngology*, vol. 248, no. 7, pp. 420-421, 1991.
- [105] LIM H. G., YOON Y. H., LEE C. W., PARK I. Y., SONG B. S., et CHO J. H., « Implementation of a transcutaneous charger for fully implantable middle ear hearing device, » dans *Proceedings of the 27th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2005, pp. 6813-6816.
- [106] LIN C.-H. et BULT K., « A 10-b, 500-MSample/s CMOS DAC in 0.6 mm<sup>2</sup>, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 12, pp. 1948-1958, 1998.

- [107] LIPINSKI P., « On charging the battery of an implantable device, » dans *Proceedings of the International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science*, 2002, pp. 365–366.
- [108] LIU C.-B., « Word-based RAM priority queues. » [en-ligne] : [citeseer.ist.psu.edu/liu01wordbased.html](http://citeseer.ist.psu.edu/liu01wordbased.html)
- [109] LIU W., « A neuro-stimulus chip with telemetry unit for retinal prosthetic device, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 10, pp. 1487–1497, 2000.
- [110] LIU W. et HUMAYUN M. S., « Retinal prosthesis, » dans *Digest of Technical Papers of the IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 2004.
- [111] LIU W., SIVAPRAKASAM M., WANG G., ZHOU M., GRANACKI J., LACOSS J., et WILLS J., « Implantable biomimetic microelectronic systems design, » *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 66–74, 2005.
- [112] LIU W., SIVAPRAKASAM M., SINGH P. R., BASHIRULLAH R., et WANG G., « Electronic visual prosthesis, » *Artificial Organs*, vol. 27, no. 11, pp. 986–995, 2003.
- [113] LOVELY D., OLIVE M., et SCOTT R., « Epoxy moulding system for the encapsulation of microelectronic devices suitable for implantation, » *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 24, no. 2, pp. 206–208, 1986.
- [114] LYUBARSKY A. L., FALSINI B., PENNESI M. E., VALENTINI P., et PUGH J., E. N., « UV- and midwave-sensitive cone-driven retinal responses of the mouse : A possible phenotype for coexpression of cone photopigments, » *Journal of Neuroscience*, vol. 19, no. 1, pp. 442–455, 1999.
- [115] MACLAREN R. E., PEARSON R. A., MACNEIL A., DOUGLAS R. H., SALT T. E., AKIMOTO M., SWAROOP A., SOWDEN J. C., et ALI R. R.,

- « Retinal repair by transplantation of photoreceptor precursors. » *Nature*, vol. 444, no. 7116, pp. 203–207, 2006.
- [116] MANCINI R., *Op Amps for everyone - Design Reference*. Dallas, Texas : Texas Instruments Inc., 2002.
- [117] MARGALIT E., MAIA M., WEILAND J. D., GREENBERG R. J., FUJII G. Y., TORRES G., PIYATHAISERE D. V., O’HEARN T. M., LIU W., LAZZI G., DAGNELIE G., SCRIBNER D. A., DE JUAN E. J., et HUMAYUN M. S., « Retinal prosthesis for the blind. » *Survey of Ophthalmology*, vol. 47, no. 4, pp. 335–356, 2002.
- [118] MATSUKI H., MATSUZAKI T., et SATOH T., « Simulations of temperature rise on transcutaneous energy transmission by non-contact energy transmitting coils, » *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 6, pp. 3334–3336, 1993.
- [119] MATSUKI H., YAMAKATA Y., JINGUJI N., NITTA S., HOSHIMIYA N., et CHUBACHI N., « Energy transferring system reducing temperature rise for implantable power consuming devices, » dans *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 1, 1996, pp. 185–186.
- [120] MEIJER P., « Seeing with sound for the blind : Is it vision ? » dans *Consciousness Research Abstracts : Toward a Science of Consciousness*, no. 187, Tucson, 2002, p. 83.
- [121] MEYER J. U., STIEGLITZ T., SCHOLZ O., HABERER W., et BEUTEL H., « High density interconnects and flexible hybrid assemblies for active biomedical implants, » *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 24, no. 3, pp. 366–374, 2001.
- [122] MOKWA W., « Medical implants based on microsystems, » *Measurement Science and Technology*, vol. 18, pp. R47–R57, 2007.

- [123] MOORE S. K., « Zapping away the blues : a pacemaker-like device to treat depression takes a giant step forward, » *IEEE Spectrum*, vol. 42, no. 5, pp. 16–17, 2005.
- [124] MOORE W. H., HOLSCHNEIDER D. P., GIVRAD T. K., et MAAREK J. M. I., « Transcutaneous RF-powered implantable minipump driven by a class-E transmitter, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 53, no. 8, pp. 1705–1708, 2006.
- [125] NEIHART N. M. et HARRISON R. R., « Micropower circuits for bidirectional wireless telemetry in neural recording applications, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 52, no. 11, pp. 1950–1959, 2005.
- [126] NOBLE D. et STEIN R., « The threshold conditions for initiation of action potentials by excitable cells. » *Journal of Physiology*, vol. 187, no. 1, pp. 129–162, 1966.
- [127] NORMANN R. A., MAYNARD E. M., GUILLORY K. S., et WARREN D. J., « Cortical implants for the blind, » *IEEE Spectrum*, vol. 33, no. 5, pp. 54–59, 1996.
- [128] ORGANISATION MONDIALE DE LA SANTÉ. « Ampleur et causes des déficiences visuelles. » *Fact sheet 282*. 2004. [en-ligne] : <http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs282/fr/index.html>
- [129] PARRA P., ACOSTA A., et VALENCIA M., « Selective clock-gating for low-power synchronous counters, » *Journal of Low Power Electronics*, vol. 1, pp. 11–19(9), 2005.
- [130] PEIXOTO N. et RAMIREZ FERNANDEZ J., « Wet anisotropic etching of polyimide, » dans *Proceedings of 8th International Meeting on Chemical Sensors*, 2000, p. 280.

- [131] PELLINEN D. S., MOON T., VETTER R. J., MIRIANI R., et KIPKE D. R., « Multifunctional flexible parylene-based intracortical microelectrodes, » dans *Proceedings of the 27th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2005, pp. 5272–5275.
- [132] PEREZ FORNOS A., SOMMERHALDER J., RAPPAZ B., SAFRAN A. B., et PELIZZONE M., « Simulation of artificial vision, III : Do the spatial or temporal characteristics of stimulus pixelization really matter ? » *Investigative Ophthalmology & Visual Science*, vol. 46, no. 10, 2005.
- [133] PIEDADE M., GERALD J., SOUSA L. A., TAVARES G., et TOMAS P., « Visual neuroprosthesis : a non invasive system for stimulating the cortex, » *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 52, no. 12, pp. 2648–2662, 2005.
- [134] PIGEON S., « Conception et réalisation d'une matrice de microélectrodes corticales implantables, » Mémoire M.Sc.A., École Polytechnique de Montréal, 2004.
- [135] PISA S., CALCAGNINI G., CAVAGNARO M., PIUZZI E., TRIVENTI M., et BERNARDI P., « SAR temperature elevations in pacemaker holders exposed to EM fields produced by MRI apparatus, » dans *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 1754–1757.
- [136] POWERHOUSE MUSEUM. « The cochlear implant. » [en-ligne] : [http://www.powerhousemuseum.com/hsc/cochlear/the\\_cochlear.htm](http://www.powerhousemuseum.com/hsc/cochlear/the_cochlear.htm) [Consulté en août 2007].
- [137] PUNDI S. B., « Class-E power amplifier design and back-telemetry communication for retinal prosthesis, » Mémoire M.Sc.A., North Carolina State University, 2002.

- [138] PURVES D., AUGUSTINE G. J., FITZPATRICK D., KATZ L. C., WILLIAMS S. M., MCNAMARA J. O., et LAMANTIA A., *Neuroscience*, 2 ième éd. Sunderland, MA USA : Sinauer Associates Inc., 2001.
- [139] RAGHEB T. et GEDDES L. A., « The polarization impedance of common electrode metals operated at low current density. » *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 19, no. 2, pp. 151–163, 1991.
- [140] RAUSCHECKER J. P. et SHANNON R. V., « Sending sound to the brain. » *Science*, vol. 295, no. 5557, pp. 1025–9, 2002.
- [141] RIZZO J. F. R., WYATT J., LOEWENSTEIN J., KELLY S., et SHIRE D., « Methods and perceptual thresholds for short-term electrical stimulation of human retina with microelectrode arrays. » *Investigative Ophthalmology & Visual Science*, vol. 44, no. 12, pp. 5355–5361, 2003.
- [142] ROBIN S., SAWAN M., HARVEY J. F., ABDEL-GAWAD M., ABDELBAKY T. M., et ELHILAI M. M., « A new implantable microstimulator dedicated to selective stimulation of the bladder, » dans *Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 4, 1997, pp. 1792–1795.
- [143] RODGER D. C., WEILAND J. D., HUMAYUN M. S., et TAI Y.-C., « Scalable high lead-count parylene package for retinal prostheses, » *Sensors and Actuators B : Chemical*, vol. 117, no. 1, pp. 107–114, 2006.
- [144] ROUSCHE P. J. et NORMANN R. A., « Chronic intracortical microstimulation (ICMS) of cat sensory cortex using the Utah intracortical electrode array, » *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, vol. 7, no. 1, pp. 56–68, 1999.
- [145] ROUSCHE P. J., PELLINEN D. S., PIVIN J., D. P., WILLIAMS J. C., VETTER R. J., et KIRKE D. R., « Flexible polyimide-based intracortical electrode

- arrays with bioactive capability, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 48, no. 3, pp. 361–371, 2001.
- [146] ROUSCHE P. et NORMANN R., « A method for pneumatically inserting an array of penetrating electrodes into cortical tissue, » *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 20, no. 4, pp. 413–422, 1992.
- [147] ROY M., « Conception et réalisation d’un prototype de la partie implantable d’un stimulateur visuel cortical, » Mémoire M.Sc.A., École Polytechnique de Montréal, 1999.
- [148] SAMPAIO E., MARIS S., et BACH-Y RITA P., « Brain plasticity : ‘visual’ acuity of blind persons via the tongue, » *Brain Research*, no. 908, pp. 204–207, 2001.
- [149] SAUER C., STANACEVIC M., CAUWENBERGHS G., et THAKOR N., « Power harvesting and telemetry in CMOS for implanted devices, » *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 52, no. 12, pp. 2605–2613, 2005.
- [150] SAWAN M., COULOMBE J., et HU Y., « Design and implementation of high power efficiency modules for a cortical visual stimulator, » dans *Proceedings of the Int. Functional Electrical Stimulation Society*, 2005.
- [151] SAWAN M., HARVEY J.-F., ROY M., COULOMBE J., SAVARIA Y., et DONFACK C., « Body electronic implant and artificial vision system thereof, » *Brevet américain No. 7027874*, 2000.
- [152] SCHMIDT E., BAK M., HAMBRECHT F., KUFTA C., O’ROURKE D., et VALLABHANAT P., « Feasibility of a visual prosthesis for the blind based on intracortical microstimulation of the visual cortex, » *Brain*, vol. 119, pp. 507–22, 1996.

- [153] SCHNEIDER E., « Conception et évaluation d'un système de stimulation électrique neurale dédié à la réhabilitation des fonctions vésicales, » Mémoire M.Sc.A., École Polytechnique de Montréal, 2001.
- [154] SCRIBNER D., JOHNSON L., SKEATH P., KLEIN R., ILG D., WASSERMAN L., FERNANDEZ N., FREEMAN W., PEELE J., PERKINS F. K., FRIEBELE E. J., BASSETT W. E., HOWARD J. G., et KREBS W., « A retinal prosthesis technology based on CMOS microelectronics and microwire glass electrodes, » *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 73–84, 2007.
- [155] SHYU B.-C., CHAI S.-C., KUNG J.-C., et FAN R.-J., « A quantitative method for assessing of the affective component of the pain : conditioned response associated with CO2 laser-induced nocifensive reaction, » *Brain Research Protocols*, vol. 12, no. 1, pp. 1–9, 2003.
- [156] SIVAPRAKASAM M., LIU W., WANG G., WEILAND J. D., et HUMAYUN M. S., « Architecture tradeoffs in high-density microstimulators for retinal prosthesis, » *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 52, no. 12, pp. 2629–2641, 2005.
- [157] SMITH B., TANG Z., JOHNSON M. W., POURMEHDI S., GAZDIK M. M., BUCKETT J. R., et PECKHAM P. H., « An externally powered, multichannel, implantable stimulator-telemeter for control of paralyzed muscle, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 45, no. 4, pp. 463–475, 1998.
- [158] SMITH B., TANG Z., JOHNSON M. W., POURMEHDI S., GAZDIK M. M., BUCKETT J. R., et PECKHAM P. H., « An externally powered, multichannel, implantable stimulator-telemeter for control of paralyzed muscle, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 45, no. 4, pp. 463–475, 1998.

- [159] SOKAL N. O. et SOKAL A. D., « Class E—a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers, » *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-10, no. 3, pp. 168–176, 1975.
- [160] STIEGLITZ T., SCHUETTER M., et KOCH K. P., « Implantable biomedical microsystems for neural prostheses, » *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 58–65, 2005.
- [161] SUANNING G., « The bionic eye (electronic visual prosthesis) : A review, » *Australian and New Zealand Journal of Ophthalmology*, no. 26, pp. 195–202, 1998.
- [162] SUANNING G. et LOVELL N. H., « CMOS neurostimulation ASIC with 100 channels, scaleable output, and bidirectional radio-frequency telemetry, » dans *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 48, no. 2, 2001, pp. 248–260.
- [163] SUZUKI T., MABUCHI K., et TAKEUCHI S., « A 3D flexible parylene probe array for multichannel neural recording, » dans *Proceedings of the First International IEEE Engineering in Medicine and Biology Society Conference on Neural Engineering*, 2003, pp. 154–156.
- [164] TALWAR S. K., XU S., HAWLEY E. S., WEISS S. A., MOXON K. A., et CHAPIN J. K., « Rat navigation guided by remote control. » *Nature*, vol. 417, no. 6884, pp. 37–38, 2002.
- [165] TAN W. et LOEB G. E., « Feasibility of prosthetic posture sensing via injectable electronic modules, » *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 15, no. 2, pp. 295–309, 2007.
- [166] TANG Z., SMITH B., SCHILD J. H., et PECKHAM P. H., « Data transmission from an implantable biotelemeter by load-shift keying using circuit configura-

- tion modulator, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 42, no. 5, pp. 524–528, 1995.
- [167] TEHOVNIK E. J., « Electrical stimulation of neural tissue to evoke behavioral responses. » *Journal of Neuroscience Methods*, vol. 65, no. 1, pp. 1–17, 1996.
- [168] TEHOVNIK E. J., SLOCUM W. M., CARVEY C. E., et SCHILLER P. H., « Phosphene induction and the generation of saccadic eye movements by striate cortex. » *Journal of Neurophysiology*, vol. 93, no. 1, pp. 1–19, 2005.
- [169] TERASAWA Y. et YAGI T., « Quantitative evaluation of reading ability with simulated prosthetic vision, » dans *Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan : Information and System Society*, vol. 122, no. 7, 2002, pp. 1104–1109.
- [170] THEODORIDIS M. P. et MOLLOV S. V., « Distant energy transfer for artificial human implants, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 52, no. 11, pp. 1931–1938, 2005.
- [171] THORUP M., « On RAM priority queues, » *SIAM Journal on Computing*, vol. 30, no. 1, pp. 86–109, 2000.
- [172] TOKUDA T., SUGITANI S., TANIYAMA M., UEHARA A., TERASAWA Y., KAGAWA K., NUNOSHITA M., et OHTA J., « CMOS LSI-based multichip flexible neural stimulation device with embedded bulk Pt electrodes, » *Electronics Letters*, vol. 43, no. 1, pp. 10–11, 2007.
- [173] TROYK P., « Multi-channel transcutaneous cortical stimulation system, » *Contrat NIH NPP #N01-NS-7-2365, Rapport Final*, 2001.
- [174] TROYK P., « Multi-channel transcutaneous cortical stimulation system, » *Contrat NIH NPP #N01-NS-7-2365, Rapport 18*, 2001.
- [175] TROYK P., « Multichannel cortical stimulation for restoration of vision, » dans *Proceedings of the Second Joint EMBS/BMES Conference*, 2002, pp. 2045–2046.

- [176] TROYK P., « A model for intracortical visual prosthesis research, » *Artificial Organs*, vol. 27, no. 11, pp. 1005–1015, 2003.
- [177] TROYK P. R. et DEMICHELE G. A. D., « Inductively-coupled power and data link for neural prostheses using a class-E oscillator and FSK modulation, » dans *Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2003.
- [178] TROYK P. R., DETLEFSEN D. E. A., et DEMICHELE G. A. D., « A multi-functional neural electrode stimulation ASIC using neurotalk™ interface, » dans *Proceedings of the 28th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2006, pp. 2994–2997.
- [179] TROYK P. R., DETLEFSEN D. E. A., et DEMICHELE G. A. D., « Neurotalk™an interface for multifunctional neural engineering ASICs, » dans *Proceedings of the 28th IEEE Engineering in Medicine and Biology Society Annual International Conference*, 2006.
- [180] TROYK P. R., DETLEFSEN D. E., et DEMICHELE G. A., « A 16-channel stimulator ASIC for use in an intracortical visual prosthesis. » dans *Proceedings of the conference of the International Functional Electrical Stimulation Society*, July 2005.
- [181] URANGA A., SACRISTAN J., OSES T., et BARNIOL N., « Electrode–tissue impedance measurement CMOS ASIC for functional electrical stimulation neuroprostheses, » *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 5, pp. 2043–2050, 2007.
- [182] VAILLANCOURT P., DJEMOUAI A., HARVEY J. F., et SAWAN M., « EM radiation behavior upon biological tissues in a radio-frequency power transfer link for a cortical visual implant, » dans *Proceedings of the 19th Annual International*

*Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 6, 1997, pp. 2499–2502 vol.6.

- [183] VAN ESSEN D. C., DRURY H. A., DICKSON J., HARWELL J., HANLON D., et ANDERSON C. H., « An integrated software suite for surface-based analyses of cerebral cortex, » *Journal of the American Medical Informatics Association*, vol. 8, no. 5, pp. 443–459, 2001.
- [184] VAN ESSEN D., HARWELL J., HANLON D., et DICKSON J., *Surface-Based Atlases and a Database of Cortical Structure and Function. In : Databasing the Brain : From Data to Knowledge (Neuroinformatics)*. John Wiley & Sons, NJ, 2004.
- [185] VERAART C., RAFTOPOULOS C., MORTIMER J., DELBEKE J., PINS D., MICHAUX G., VANLIERDE A., PARRINI S., et WANET-DEFALQUE M.-C., « Visual sensations produced by optic nerve stimulation using an implanted self-sizing spiral cuff electrode, » *Brain Research*, vol. 813, no. 1, pp. 181–186, 1998.
- [186] VERAART C., WANET-DEFALQUE M., GÉRARD B., VANLIERDE A., et DELBEKE J., « Pattern recognition with the optic nerve visual prosthesis, » *Artificial Organs*, vol. 27, no. 11, pp. 996–1004, 2003.
- [187] VERAART C., DURET F., BRELEN M., OOZEER M., et DELBEKE J., « Vision rehabilitation in the case of blindness. » *Expert Reviews on Medical Devices*, vol. 1, no. 1, pp. 139–153, 2004.
- [188] VOGHELL J.-C., M. S., ROY M., et BOURRET S., « Programmable current source dedicated to implantable microstimulators, » dans *Proceedings of the IEEE International Conference on Microelectronics*, 1998.
- [189] WANG C.-C., HSUEH Y.-H., CHIO U. F., et HSIAO Y.-T., « A C-less ASK demodulator for implantable neural interfacing chips, » dans *Proceedings of*

- the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 4, 2004, pp. IV-57-60.
- [190] WANG C.-C., LEE T.-J., HSIAO Y.-T., CHIO U. F., HUANG C.-C., CHIN J. J., et HSUEH Y.-H., « A multiparameter implantable microstimulator SOC, » *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 13, no. 12, pp. 1399-1402, 2005.
- [191] WANG G., LIU W., BASHIRULLAH R., SIVAPRAKASAM M., KENDIR G. A., JI Y., HUMAYUN M. S., et WEILAND J. D., « A closed loop transcutaneous power transfer system for implantable devices with enhanced stability, » dans *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 4, 2004, pp. IV-17-20.
- [192] WANG G., LIU W., SIVAPRAKASAM M., HUMAYUN M. S., et WEILAND J. D., « Power supply topologies for biphasic stimulation in inductively powered implants, » dans *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2005, pp. 2743-2746.
- [193] WANG G., LIU W., SIVAPRAKASAM M., et KENDIR G. A., « Design and analysis of an adaptive transcutaneous power telemetry for biomedical implants, » *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 52, no. 10, pp. 2109-2117, 2005.
- [194] WANG G., LIU W., SIVAPRAKASAM M., ZHOU M., WEILAND J. D., et HUMAYUN M. S., « A dual band wireless power and data telemetry for retinal prosthesis, » dans *Proceedings of the 28th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2006, pp. 4392-4395.
- [195] WARREN D., FERNANDEZ E., et NORMANN R., « High-resolution two-dimensional spatial mapping of cat striate cortex using a 1000-microelectrode array, » *Neuroscience*, vol. 105, no. 1, pp. 19-31, 2001.

- [196] WEILAND J. D., FINK W., HUMAYUN M., LIU W., RODGER D. C., TAI Y.-C., et TARBELL M., « Progress towards a high-resolution retinal prosthesis, » dans *Proceedings of the 27th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2005, pp. 7373–7375.
- [197] WEILAND J. et HUMAYUN M., « Past, present, and future of artificial vision, » *Artificial Organs*, vol. 27, no. 11, pp. 961–962, 2003.
- [198] WICKELGREN I., « Biomedical engineering : A vision for the blind, » *Science*, vol. 312, no. 5777, pp. 1124–1126, 2006.
- [199] WISE K. D., « Micromachined stimulating electrodes, » *Contrat NIH NINDS #N01-NS-7-2379, Rapport Final*, 1995.
- [200] WISE K. D., « Micromachined stimulating electrodes, » *Contrat NIH NINDS #N01-NS-9-2304, Rapport 14*, 2002.
- [201] XILINX INC. « Virtex-II Pro and Virtex-II ProX platform FPGAs : Complete data sheet. » [en-ligne] : <http://direct.xilinx.com/bvdocs/publications/ds083.pdf> [Consulté en juillet 2007].
- [202] YANG J. et MARTIN D. C., « Microporous conducting polymers on neural microelectrode arrays : II. physical characterization, » *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 113, no. 2, pp. 204–211, 2004.
- [203] YUFERA A., LEGER G., RODRIGUEZ-VILLEGAS E. O., MUNOZ J. M., RUEDA A., IVORRA A., GOMEZ R., NOGUERA N., et AGUILO J., « An integrated circuit for tissue impedance measure, » dans *2nd Annual International IEEE-EMB Special Topic Conference on Microtechnologies in Medicine & Biology*, 2002, pp. 88–93.
- [204] ZIERHOFER C. M. et HOCHMAIR E. S., « Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils, » *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 43, no. 7, pp. 708–714, 1996.

- [205] ZRENNER E., STETT A., WEISS S., ARAMANT R., GUENTHER E., KOHLER K., MILICZEK K., SEILER M., et HAEMMERLE H., « Can subretinal microphotodiodes successfully replace degenerated photoreceptors? » *Vision Research*, vol. 39, pp. 2555–2567, 1999.

## ANNEXES

ANNEXE A	Fiche technique de l'implant . . . . .	180
A.1	Module de stimulation . . . . .	180
A.1.1	Broches d'entrées/sorties . . . . .	180
A.1.2	Protocole de communication . . . . .	183
A.1.3	Registres de configuration . . . . .	183
A.2	Module d'interface . . . . .	185
A.2.1	Protocole de communication . . . . .	186
A.2.2	Commandes supportées par le MI . . . . .	186
A.2.3	Registres de configuration . . . . .	188
A.2.4	Matériel . . . . .	189
ANNEXE B	Fiche technique du contrôleur externe . . . . .	190
B.1	Micro-logiciel embarqué . . . . .	190
B.1.1	Vue d'ensemble . . . . .	190
B.1.2	Composants du micro-logiciel . . . . .	191
B.1.3	Correspondance entre les paramètres internes et externes	192
B.2	Logiciel d'interface avec l'utilisateur . . . . .	194
B.2.1	Commandes . . . . .	194
ANNEXE C	Fiche technique du stimulateur <i>in-vivo</i> . . . . .	197

		179
C.1	Chronométrage . . . . .	197
C.2	Allocation de la mémoire interne . . . . .	199
C.3	Jeu d'instructions . . . . .	200
C.4	Registres de contrôle . . . . .	201
C.5	Guide d'utilisation du logiciel de contrôle . . . . .	202
	C.5.1 Fichiers de configuration . . . . .	202
	C.5.2 Interface graphique . . . . .	204

## ANNEXE A

### FICHE TECHNIQUE DE L'IMPLANT

Cette annexe présente les données techniques dont la connaissance est essentielle afin d'utiliser l'implant.

#### A.1 Module de stimulation

##### A.1.1 Broches d'entrées/sorties

Les broches d'entrées/sorties sont définies au tableau A.1 en fonction de leur disposition présentée à la figure A.1.

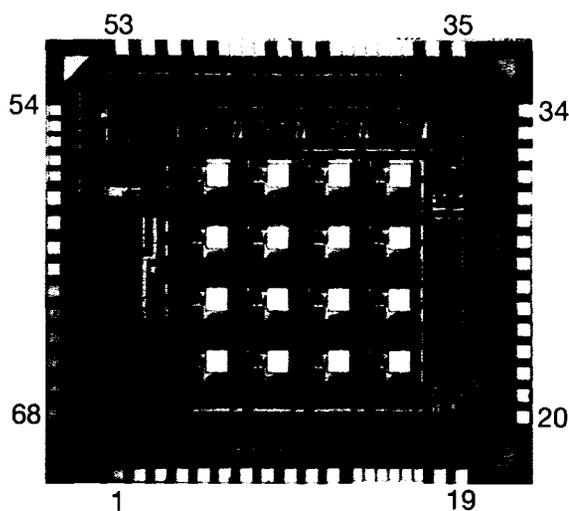


Figure A.1: Identification des broches du MS.

Tableau A.1: Description des entrées/sorties du MS

Pin	Nom	A/N	E/S	P/N	Note	Fonction
1	VDDN2	-	-	-	-	Alim. numérique 1,8 – 1,8V
2	VSSN2	-	-	-	-	Alim. numérique 1,8 – GND
3	VDDN3	-	-	-	-	Alim. numérique 3,3 – 3,3V
4	VSSN3	-	-	-	-	Alim. numérique 3,3 – GND
5	VSSG	-	-	-	-	Alim. isolation – GND
6	VDDG	-	-	-	-	Alim. isolation – 3,3V
7	EGEN	N	E	P	1	Test – Génération d’erreur de RAM
8	SC_EN	N	E	P	1	Test – Mode « scan chain »
9	SC_IN	N	E	P	1	Test – Entrée du « scan chain »
10	VDDR	-	-	-	-	Alim. « ring » – 3,3V
11	VSSR	-	-	-	-	Alim. « ring » – GND
12	TRMDTC	N	S	P	2	Test Pt – Trame détectée en entrée
13	HORLS	N	S	P	2	Test Pt – Horloge de stimulation
14	DACO1o	N	S	P	2	Test Pt – Élec. 33 connectée au DAC
15	REFO1o	N	S	P	2	Test Pt – Élec. 33 connectée à la REF
16	VDO1o	N	S	P	2	Test Pt – Élec. 33 connectée à VSS
17	VSO1o	N	S	P	2	Test Pt – Élec. 33 connectée à VDD
18	VDDA3	-	-	-	-	Alim. analogique 3,3 – 3,3V
19	VSSA3	-	-	-	-	Alim. analogique 3,3 – GND
20	B2V3V	N	S	P	2	Test Pt – Sortie level shifter (? signal)
21	REF	A	E	-	1	Tension de reference – 1,65 V nom,
22	VMONo	A	S	-	2	Tension analogique de monitorat
23	IVMON	A	E	P	5	Courant de polarisation du buffer de monit,
24	BG_V	A	S	-	2	Test Pt – Tension de polarisation
25	BG_I	A	S	N	2	Test Pt – Courant de polarization
26	Ipol2	A	E	P	4	Polarisation si défautuosité du bandgap
27	Ipol1	A	E	P	4	Idem broche 31
28	REF	A	E	-	1	Idem broche 26
29	VSSA3	-	-	-	-	Idem broche 20
30	VDDA3	-	-	-	-	Idem broche 19
31	VSSA2	-	-	-	-	Alim. analogique 1,8 – GND
32	VSSN3	-	-	-	-	Alim. analogique 1,8 – 1,8V
33	VDDN3	-	-	-	-	Idem broche
34	VDDA2	-	-	-	-	Idem broche
35	VSSG	-	-	-	-	Idem broche
36	VDDG	-	-	-	-	Idem broche
37	AMP0i	N	E	P	3	Amplitude du courant de test (LSB)
38	AMP1i	N	E	P	3	Amplitude du courant de test

A/N Analogique / Numérique  
E/S Entrée / Sortie  
P/N Logique positive (courant entrant) / Logique négative (courant sortant)  
Note Voir la fin du tableau

Tableau A.1 (suite de la page précédente)

Pin	Nom	A/N	E/S	P/N	Note	Fonction
39	AMP2i	N	E	P	3	Amplitude du courant de test
40	AMP3i	N	E	P	3	Amplitude du courant de test
41	AMP4i	N	E	P	3	Amplitude du courant de test (MSB)
42	PLAGEi	N	E	P	3	Plage du courant de test (MSB = LSB)
43	STIMi	N	E	P	3	Active le courant de test
44	VSSR	-	-	-	-	Alim. « ring » – GND
45	VDDR	-	-	-	-	Alim. « ring » – 3,3V
46	AMPo	N	S	P	2	Amplitude du canal 0 (MSB)
47	STIMo	N	S	P	2	Activation du canal 0
48	SENSo	N	S	P	2	Sens du courant du canal 0
49	DACOUT	A	S	P/N	2	Sortie du courant de tests
50	VDDA3	-	-	-	-	Alim. analogique 3,3 – 3,3V
51	VSSA3	-	-	-	-	Alim. analogique 3,3 – GND
52	VSSN2	-	-	-	-	Alim. numérique 1,8 – GND
53	VDDN2	-	-	-	-	Alim. numérique 1,8 – 1,8V
54	VSSA3x	-	-	-	-	Alim. du circuit de test – GND
55	VDDA3X	-	-	-	-	Alim. du circuit de test – 3,3V
56	SENSi	N	E	P	3	Sens du courant de test
57	MCV	N	S	P	2	Test Pt – Mot de comm, valide
58	RAZG	N	S	P	2	Test Pt – Remis A Zéro Générale
59	VSSN2	-	-	-	-	Alim. numérique 1,8 – GND
60	VDDN2	-	-	-	-	Alim. numérique 1,8 – 1,8V
61	EACS	N	S	P	2	Erreur dans la RAM ACS
62	ECFG	N	S	P	2	Erreur dans les registres de configuration
63	DONNEE	N	E	P	1	Données sérielles (front montant d'HORL)
64	RSTn	N	E	N	1	Reset
65	HORL	N	E	P	1	Horloge
66	VSSN2	-	-	-	-	Alim. numérique 1,8 – GND
67	VDDN2	-	-	-	-	Alim. numérique 1,8 – 1,8V
68	EEN	N	E	P	1	Activation des signaux d'erreur

A/N Analogique / Numérique

E/S Entrée / Sortie

P/N Logique positive (courant entrant) / Logique négative (courant sortant)

Note 1 Nécessaire en tout temps

Note 2 Pour fins de tests/monitoring, peut rester flottant

Note 3 Pour fins de tests, peut rester flottant à condition que VDDA3x/VSSA3x soient aussi flottants.

Note 4 En cas de défautuosité du circuit de polarisation

Note 5 Permet de modifier la polarisation du suiveur ( $V_{mon}$ ).

### A.1.2 Protocole de communication

Le protocole du MS diffère sensiblement de celui du MI présenté au chapitre 4. Il est basé sur celui présenté dans [147] en ce sens qu'il utilise les mêmes trames de 31 bits incluant un encodage de Hamming, plus un bit de départ (0) et requiert un bit d'arrêt (1). Toutefois, dans le champ de données, deux bits de mode sont inclus (en prévision de modes de diagnostic et de gestion d'énergie non implémentés sur cette version), mais seul le LSB est significatif, l'autre étant fixé à 0. Par conséquent, à l'exception de l'insertion d'un 0 à la deuxième position, les mots de commandes de stimulation sont identiques à ceux de Roy. Les mots de configuration et leurs registres associés sont par contre différents et sont présentés ici.

### A.1.3 Registres de configuration

Les registres de configuration sont illustrés à la figure A.2 et leur signification est détaillée au tableau A.2.

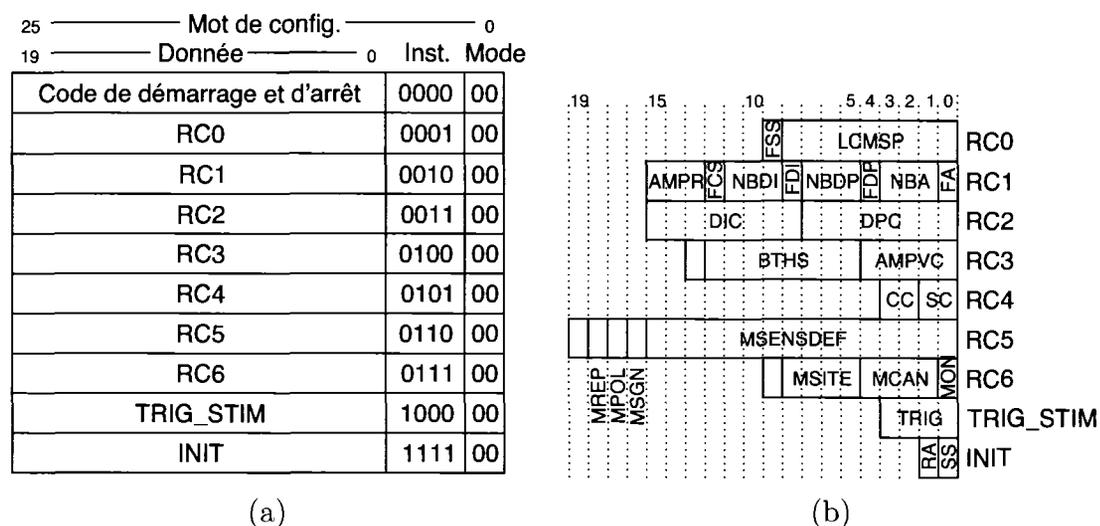


Figure A.2: Identification des (a) registres de configuration du MS et (b) de ses champs.

Tableau A.2: Registres de configurations du MS

Champ	Registre	Bits	Description
LCMSP	RC0	9	Nombre de MSP à envoyer de manière continue.
FSS	RC0	1	Fanion de stimulation simultanée. Indique la fonctionnalité de stimulation simultanée est utilisée (1) ou non (0).
FA	RC1	1	Fanion d'amplitude. Indique si le paramètre amplitude est commun (0) ou spécifique (1).
NBA	RC1	3	Nombre de bits utilisés pour spécifier l'amplitude (1 à 5).
FDP	RC1	1	Fanion durée de phase. Indique si le paramètre de durée de phase est commun (0) ou spécifique (1).
NBDP	RC1	3	Nombre de bits utilisés pour spécifier la durée de phase (1 à 8).
FDI	RC1	1	Fanion durée d'interphase. Indique si le paramètre d'interphase est commun (0) ou spécifique (1).
NBDI	RC1	3	Nombre de bits utilisés pour spécifier la durée d'interphase (1 à 8).
FCS	RC1	1	Fanion d'adressage des canaux et sites. L'adressage est prédéterminé (0) ou spécifique (1).
AMPR	RC1	3	Valeur de la plage d'amplitude (commune à tous les canaux).
DPC	RC2	8	Valeur de la durée de phase commune.
DIC	RC2	8	Valeur de la durée d'interphase commune.
AMPVC	RC3	5	Valeur de l'amplitude commune.
BTHS	RC3	8	Base de temps pour l'horloge de stimulation.
SC	RC4	2	Index du site (0 à 3) à être enregistré dans la RAM.
CC	RC4	2	Index du canal (0 à 3) à être enregistré dans la RAM.
MSENS-DEF	RC5	16	Sens du courant du CNA par défaut pour chaque site. Le CNA agit comme un puit (0) ou comme une source (1).
MSGN	RC5	1	Fanion qui indique si le changement de signe est réalisé par l'échange des configurations d'interrupteurs (0), ou par le sens du courant du CAN (1).

*Le tableau se poursuit à la page suivante...*

Tableau A.2 (suite de la page précédente)

Champ	Registre	Bits	Description
MPOL	RC5	1	Fanion qui indique si les stimulations sont monopolaires (0) ou bipolaires (1).
MREP	RC5	1	Fanion qui indique si les électrodes au repos sont flottantes (0) ou à la masse (1).
MONON	RC6	1	Fanion qui indique si le monitorat est actif (1) ou inactif (0).
MONCAN	RC6	2	Index du canal sous examen.
MONSITE	RC6	2	Index du site sous examen.
TRIG-STIM	TRIG-STIM	4	Indices des canaux à libérer lors d'une stimulation simultanée.
SS	INIT	1	Commande qui initialise et démarre l'horloge de stimulation.
RR	INIT	1	Commande qui initialise l'adresse de la RAM ACS.

## A.2 Module d'interface

Le MI utilise le CC pour lequel les spécifications techniques se retrouvent en annexe de [53]. La compréhension de ce document est d'ailleurs essentielle à la compréhension du contrôleur décrit ici. Cependant, il est à noter que le protocole diffère sensiblement de ce que propose Gervais et permet des longueurs de séquences descendantes arbitraires et variables (début et fin possibles à tout instant plutôt que nombres fixes de commandes par séquence). Ainsi, seules les fonctions de détection d'erreur et de synchronisation sont effectuées de façon autonome par le CC. La configuration, les séquences (via commandes ContUp et ContDn), etc. sont gérées par le contrôleur principal, décrit dans les sections suivantes. À noter que le CC est toujours contrôlé via son port MPort (pour commandes et paramètres).

### A.2.1 Protocole de communication

Le protocole du MI est décrit à la section 4.3.1. Rappelons que, selon la valeur du champ IDM, il existe trois actions possibles tel qu'indiqué au tableau suivant :

Tableau A.3: Types de mots de commandes

IDM	Action
000000	Exécute la commande destinée au MI
000001	à Envoi transparent vers MS dont identificateur est IDM
111110	
111111	Envoi transparent vers tous les MS

Lors de l'expansion des commandes reçues (génération des commandes appropriées au MS, incluant *start bit*, hamming, etc.), à l'interne, quatre commandes peuvent être générées en parallèle. Les commandes au MI doivent donc posséder au minimum 8 bits.

### A.2.2 Commandes supportées par le MI

Les commandes destinées au MI ont le format suivant :

31	26	20	16	8	0
IDM	Réservé	Cmd	Adresse	Valeur	

Les tableaux A.4 et A.5 définissent les commandes supportées.

Tableau A.4: Description des commandes du MI

Commande	Description
SetParam	Enregistre paramètre dans un registre approprié
RdParam	Retourne un (des) paramètre(s) via le lien montant
AdcCvt	Démarrage du diagnostic de tension/courant
CommNewCfg	Enregistre un paramètre du CC
CommUpTst	Test du lien montant via le CC
CommContUp	Change la direction des données Dn→Up
CommContDn	Change la direction des données Up→Dn
CommUpdtCfg	Applique les nouveaux paramètres de communication

Tableau A.5: Définition des champs des commandes du MI

Commande	Code	Adresse	Valeur
SetParam	0001	Le paramètre	Sa valeur
RdParam	0010	Le premier paramètre	Le nombre de paramètres
AdcCvt	0011	—	—
CommNewCfg	1001	Le paramètre du CC	Sa valeur
CommUpTst	1010	—	0x02
CommContUp	1011	—	0x03
CommContDn	1100	—	0x04
CommUpdtCfg	1101	—	0x05

### A.2.3 Registres de configuration

Tableau A.6: Définition des registres de contrôle du MI

Registre	Adresse	Type	Bit(s)	Description
ErrStatusLSB	00000	R	7-0	Nombre de mots consécutifs reçus sans erreur dans la dernière séquence (LSByte).
ErrStatusMSB	00001	R	3-0	Nombre de mots consécutifs reçus sans erreur dans la dernière séquence (MSByte).
		R	4	Ovf — (1) si le nombre de mots reçus est plus grand que ce que support le registre
		R	5	CRCErr — (1) si erreur de communication dans la dernière séquence
		R	6	SmError — (1) si erreur de cfg sur un MS
		R	7	UnderVoltErr — (1) si sous-tension détectée
DnUpDelayLSB	00100	R/W	7-0	Délai entre la fin d'une séquence descendante et le début d'une séquence ascendante (LSByte)
DnUpDelayMSB	00100	R/W	7-0	Délai entre la fin d'une séquence descendante et le début d'une séquence ascendante (MSByte)
AnaCfg	00110	R/W	7-0	Paramètres
		R/W	1-0	Référence de retour
		R/W	3-2	Canal de mesure
AdcStartDelay	00111	R/W	7-0	Délai avant l'échantillonnage
AdcPeriod	01000	R/W	7-0	Période d'échantillonnage
AdcNbSmpl	01001	R/W	7-0	Nombre d'échantillons
SmEnLSB	01010	R/W	7-0	MS actifs (LSB → IDM=1)
SmEnMSB	01010	R/W	7-0	MS actifs
SmErrLSB	01100	R	7-0	Erreurs de configuration sur les MS (LSB → IDM=1)
SmErrMSB	01100	R	7-0	Erreurs de configuration sur les MS

### A.2.4 Matériel

Les éléments relatifs à la communication et au recouvrement d'énergie utilisés font partie du système implémenté par Gervais et détaillés dans [53]. Le code VHDL du contrôleur a été porté sur différentes plate-formes. Les tests présentés dans cette thèse utilisent la carte de prototypage XC2-XL de Digilent inc.

Les fichiers requis ainsi que leur ordre de compilation sont présentés au tableau A.7.

Tableau A.7: Fichiers nécessaires à la compilation du MI

Fichier	Description
imCtrl_def.vhd	Définition des constantes
wordDetect.vhd	Détection des mots en entrée
strmCtrl.vhd	Détection des séquences en entrée
imInReg.vhd	Parallélisation
configReg.vhd	Registres de configurations
setup.vhd	Contrôle de séquence de configuration initiale
commPort.vhd	Gestion du port de communication avec le CC
hammingEnc.vhd	Encodage hamming pour MS
smCtrl.vhd	Gestion des mots de commandes des MS
upDataCtrl.vhd	Gestion des données ascendantes
adcCtrl.vhd	Contrôle du ADC
mainCtrl.vhd	Contrôle principal et décodage des commandes
imCtrl.vhd	Fichier <i>top level</i> .

## ANNEXE B

### FICHE TECHNIQUE DU CONTRÔLEUR EXTERNE

#### B.1 Micro-logiciel embarqué

##### B.1.1 Vue d'ensemble

Le programme du système embarqué est constitué des classes et des objets illustrés dans la figure B.1). Vu la lenteur du lien sériel, celui-ci n'est utilisé que pour la configuration du système et pour démarrer/arrêter le mode de stimulation continu. Dans ce dernier mode, le flot de données vient d'une source autre, vraisemblablement une caméra, via le buffer de pixels (pb).

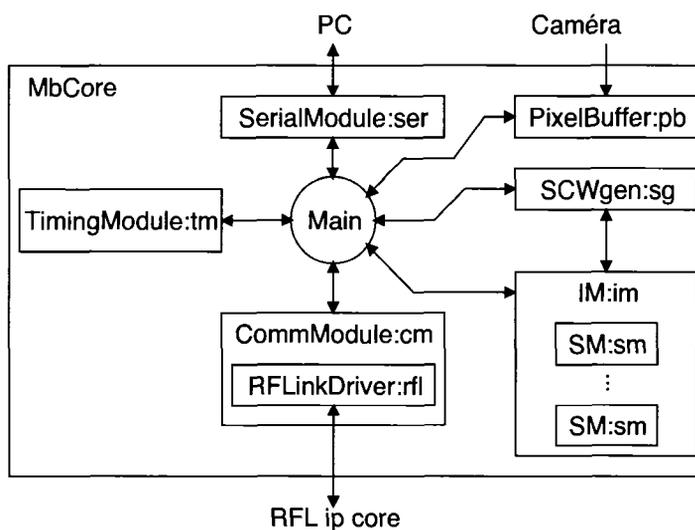


Figure B.1: Architecture du micro-logiciel embarqué

### B.1.2 Composants du micro-logiciel

- **MbCore** : l’application en tant que tel. Contient tous les objets.
- **main** : la routine qui gère les interactions/flux de données entre les différents objets de **MbCore**.
- **ser** : objet de la classe **SerialModule** dont les tâches sont reliées à la communication avec le PC (interface usager). Les routines d’interruptions relatives au module `uart` du OPB du MicroBlaze sont gérées par des méthodes de cet objet. Possède un buffer de commandes, chacune constituée d’un champ *instruction* et d’un champ *arguments*. Une commande existe seulement lorsqu’elle est complètement formée (après la réception d’un nombre de bytes égal à la valeur du premier byte de la série). La formation des arguments dépend de la commande elle-même et dépend du fichier **SerialDefinitions**. Ce même fichier de définitions est utilisé sur le PC.
- **cm** : objet de la classe **CommModule** qui gère toutes les communications avec le hardware dédié à la transmission RF vers/de l’implant. En plus des communications elles-mêmes, cet objet gère différentes *actions*, telles que les séquences pour la mise en marche, le *reset*, etc. . .
- **rfl** : objet de la classe **RFLinkDriver** qui fournit méthodes de bas niveau pour l’accès au hardware
- **tm** : objet de la classe **TimingModule** qui gère la synchronisation des envois en fonction des paramètres de fréquences d’impulsions et de *frames*. Les interruptions du module `opb_timer` du MicroBlaze sont gérées par ce module. Le module possède des buffers de commandes. On peut charger les commandes à envoyer à n’importe quel rythme, le module gère le moment où elles doivent être transférées via lien RF.
- **im** : objet de la classe **IntModule** qui est le pendant logiciel du module d’interface matériel. C’est par lui que se font toutes les opérations qui se rapportent aux différents modules de stimulation. Toutefois, il n’y a qu’un seul objet SM,

qui offre les méthodes nécessaires aux modules de stimulation. Chaque module de stimulation est représenté par son « set de paramètres » qui lui est unique. La table des paramètres des instances matérielles de modules de stimulations appartient au module d'interface.

- **sm** : objet de la classe `StimModule` qui offre les méthodes pour contrôler un module de stimulation.
- **pb** : objet de la classe `PxlBuffer` qui sert d'interface avec la source des données en continu.
- **sg** : objet de la classe `SCWGen` servant à générer les commandes de stimulations.

### B.1.3 Correspondance entre les paramètres internes et externes

Il est important que les paramètres stockés localement soient cohérents avec ceux de l'implant en tout temps. Pour cette raison, chaque méthode permettant de modifier l'état des paramètres localement (`setConfig(...)`) possède un équivalent `makeConfig(...)`. Cette dernière méthode génère un mot de commande respectant les paramètres courants et pouvant être envoyée à l'implant. Les paramètres locaux ne devraient être modifiés que si l'envoi du paramètre est confirmé. La figure B.2 présente un exemple où le FSS du MS=2 est mis à 1.

---

```
if (im.makeWrCfg( cw, // Variable de destination du mot de commande
                 2, // SmID
                 (StimModule::Param) StimModule::FSS, // Paramètre
                 1)) then // Valeur du FSS
    if (cm.sendData(cw)) then
        im.setConfig( 2,
                     (StimModule::Param) StimModule::FSS,
                     1)
    else Message d'erreur d'envoi
else Message d'erreur de configuration
```

---

Figure B.2: Procédure correcte de modification d'un paramètre localement (externe) et sur l'implant.

## B.2 Logiciel d'interface avec l'utilisateur

### B.2.1 Commandes

Cmd	Arguments	Paramètres	Description
wait		0..255	Attente, en msec
batch		fichier	Exécution en rafale des commandes contenues dans un fichier (# commente une ligne)
pwrUp			Mise en marche de l'implant, incluant initialisation de l'implant
pwrDn			Mise au repos de l'implant
swUp			Change la direction du lien de communication Dn→Up
swDn			Change la direction du lien de communication Up→Dn
stim		0..nbSM;0..3; 0..3;0..255; 0..255;0..255	Commande une impulsion de stimulation (params : SmID, Can, Site, A, $T_{phase}$ , $T_{int\ phase}$ )
cont	start		Démarre la stimulation continue, où les données acquises par acquisition d'images sont transférées vers l'implant.
	stop		Arrête la stimulation continue.
sm	en	0..nbSM	Démarre l'horloge d'un MS.
	dis	0..nbSM	Arrête l'horloge d'un MS
	start	0..nbSM	Transmet le code de démarrage d'un MS
	stop	0..nbSM	Transmet le code d'arrêt d'un MS
	sync	0..nbSM	Transmet le code de synchronisation de l'horloge de stimulation d'un MS
set	xymap	0..maxX; 0..maxY; 0..nbSM; 0..3;0..3	Spécifie la relation entre une coordonnée ( $x, y$ ) et une électrode (IDM, C, S)
	bmap	0..nbSM; 0..3;0..3; 0..255;0..255; 0..255;0..255	Spécifie la relation entre une intensité lumineuse ( $mag$ ) et des paramètres de stimulation ( $A, T_{phase}, T_{int\ phase}$ ) pour un site (IDM, C, S)
cm	dcd	1..64	Spécifie le <i>data rate</i> du lien descendant
	dcdc	1..64	Spécifie le <i>duty cycle</i> du lien descendant
	ucd	1..64	Spécifie le <i>data rate</i> du lien ascendant
	dud	$1..2^{16}$	Spécifie le délai Up→Dn
	udd	$1..2^{16}$	Spécifie le délai Dn→Up

Le tableau se poursuit à la page suivante...

Cmd	Arguments	Paramètres	Description
	dww	1..32	Spécifie la largeur des mots descendants
	dcrc	0, 8, 12, 16	Spécifie la largeur du code CRC descendant
	uww	1..32	Spécifie la largeur des mots ascendants
	ucrc	0, 8, 12, 16	Spécifie la largeur du code CRC ascendant
	apply		Mise en application des paramètres de communication
	tst		Test du lien montant
im	acfg		Charge les options analogiques du MI
im	adcst	1..28	Spécifie le délai de conversion
	adcper	1..28	Spécifie la période entre les conversions
	adcns	1..256	Spécifie le nombre d'échantillons
sm	lcmsp	0..nbSM;1..16	Spécifie le paramètre LCMSP pour un MS
	fss	0..nbSM;0..1	Spécifie le paramètre FSS pour un MS
	fa	0..nbSM;0..1	Spécifie le paramètre FA pour un MS
	nba	0..nbSM;1..5	Spécifie le paramètre NBA pour un MS
	fdp	0..nbSM;0..1	Spécifie le paramètre FDP pour un MS
	nbdp	0..nbSM;1..8	Spécifie le paramètre NBDP pour un MS
	fdi	0..nbSM;0..1	Spécifie le paramètre FDI pour un MS
	nbdj	0..nbSM;1..8	Spécifie le paramètre NBDI pour un MS
	fcs	0..nbSM;0..1	Spécifie le paramètre FCS pour un MS
	ampr	0..nbSM; 17,35,70,140	Spécifie le paramètre AMPR pour un MS
	dpc	0..nbSM; 0..28-1	Spécifie le paramètre DPC pour un MS
	dic	0..nbSM; 0..28-1	Spécifie le paramètre DIC pour un MS
	ampvc	0..nbSM; 0..25-1	Spécifie le paramètre AMPVC pour un MS
	bths	0..nbSM; 0..28-1	Spécifie le paramètre BTHS pour un MS
	msgn	0,1	Spécifie le paramètre MSGN pour un MS
	mpol	0,1	Spécifie le paramètre MPOL pour un MS
	mrep	0,1	Spécifie le paramètre MREP pour un MS
	mon	0..nbSM; on, off	Spécifie le paramètre MONON pour un MS
	moncan	0..nbSM;0..3	Spécifie le paramètre MONCAN pour un MS
	monsite	0..nbSM;0..3	Spécifie le paramètre MONSITE pour un MS
	pol	0..nbSM; 0..3;0..3; a,c	Spécifie le sens de la première impulsion pour un site d'un MS

*Le tableau se poursuit à la page suivante...*

Cmd	Arguments	Paramètres	Description
rfl	hold		Fait en sorte que les prochaines commandes seront accumulées jusqu'à une commande <b>release</b> . Permet l'exécution de plusieurs commandes concaténées, sans délai associé à la transmission UART
	release		Déclenche l'exécution des commandes accumulées depuis la dernière commande <b>hold</b> .
	wait	0..255	Attente, en $\mu\text{sec}$ . La commande <b>rfl wait</b> peut être insérée entre un <b>rfl hold</b> et un <b>rfl release</b> , par opposition à la commande <b>wait</b> qui exécute le délai <i>avant</i> la transmission UART.
	wake		Démarre l'émission de la porteuse
	sleep		Cesse l'émission de la porteuse
send	nocrc	$0..(2^{32} - 1)$	Envoie un mot selon le protocole courant sans encodage CRC (mot brut de <b>dww</b> bits)
	crc	$0..(2^{32} - 1)$	Envoie un mot selon le protocole courant avec encodage CRC
	cmd	$0..(2^{32} - 1)$	Envoie un mot de commande au module RFL

## ANNEXE C

### FICHE TECHNIQUE DU STIMULATEUR *in-vivo*

#### C.1 Chronométrage

Pour expliquer la logique de chronométrage du stimulateur, limitons-nous pour commencer à la situation suivante :

- chacun des 16 sites est activé par l’envoi d’un MCS ;
- chaque envoi d’un MCS se fait à intervalle  $T$  ;
- la fréquence de stimulation de chaque site est par conséquent  $\frac{1}{16T}$  ;
- la durée d’un train de stimulation est définie par le nombre d’impulsions  $s$  qu’il implique pour chaque site,  $N_{train} \times 16T$  ;
- la durée d’intertrain est déterminée selon  $T$  (soit  $N_{inttrain} \times T$ ).

Selon ces paramètres, la stimulation peut être effectuée de façon autonome en continu et selon la base de temps  $T$ . L’activation individuelle des sites se fait par l’envoi d’un « masque » de deux octets où chaque bit représente l’activation ou non du site auquel il est associé. La figure C.1 présente un exemple où 3 sites sont activés selon ce mécanisme.

Dans le cas du stimulateur, cependant, chaque envoi peut en fait être un « paquet » d’instructions et le nombre de paquets que comporte un « cycle » peut être arbitrairement choisi ( $\leq 16$ ). Par exemple, des cycles de 4 paquets de 4 MCS permettraient de toujours stimuler jusqu’à 4 sites simultanément plutôt que séquentiellement. Dans ce cas, seuls les 4 bits les moins significatifs du masque ont une signification. Alternativement, afin de toujours monitorer le site actif, un cycle pourrait être composé de 16 paquets de 2 commandes chacun, soit une commande de diagnostic sur le prochain site activé suivie de la commande d’activation en question.

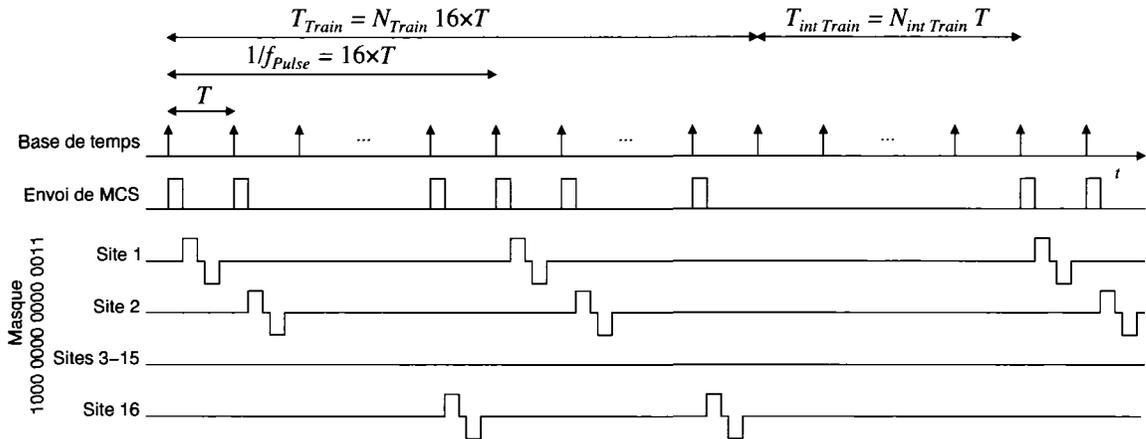


Figure C.1: Illustration du processus de chronométrage des impulsions

Les paramètres utilisés dans les faits sont définis dans le tableau C.1.

Tableau C.1: Variables définissant les paramètres de chronométrage du stimulateur *in-vivo*

Paramètre	Description
PcktPeriod	Délai entre chaque paquet ( $T$ selon figure C.1)
NbWrdPerPckt	Nombre de commandes par paquet
NbPcktPerCycle	Nombre de paquet par cycle
NbCyclePerTrain	Nombre de cycles par train (nombre d'impulsions par train pour un site donné)
IntTrainDuration	Durée d'intertrain (base de temps : PcktPeriod)

## C.2 Allocation de la mémoire interne

Les commandes sont stockées de façon contiguë dans une plage de RAM spécifiée par l'utilisateur. La RAM peut contenir différentes plages de listes de commandes et le changement d'un protocole de stimulation à un autre peut se faire alors pas la simple modification de l'adresse de la première instruction de la liste. Plusieurs listes peuvent être stockées en mémoire non-volatile de sorte que l'initialisation pour une séance de tests peut se résumer à copier un bloc de EEPROM à la RAM à l'endroit convenu. La table d'allocation de mémoire est présentée au tableau C.2.

Tableau C.2: Allocation de la mémoire interne du stimulateur

Adresse de base	Fonction
0x0000	Réservé (registres internes et ports du processeur)
0x0060	Paramètres de chronométrage des trains de stimulation (c.f. Tableau C.1)
0x0080	Paramètres (internes) de monitoring. Initialisés et utilisés par le logiciel sans intervention de l'utilisateur
0x0100	Liste des instructions de simulations
0x0200	Résultats de monitoring
0x0400	Réservé (pile)

### C.3 Jeu d'instructions

Les instructions supportées par le stimulateur sont décrites au tableau C.3 et détaillées au tableau C.4.

Tableau C.3: Description des instructions supportées par le stimulateur

Instruction	Description
ContStim	Démarre/arrête le mode de stimulation
DirectStim	Envoie un directement brut au module de stimulation
ChgPot	Modifie le ratio du potentiomètre de la référence de l'électrode de retour
PgmEEProm	Programme un bloc de mémoire non-volatile (16 octets)
CpyEEProm2RAM	Copie un bloc de la mémoire non-volatile à la mémoire volatile (16 octets)
RdRAM	Retourne le contenu d'un bloc de mémoire volatile

Tableau C.4: Détail des instructions supportées par le stimulateur

Instruction	Opcode	Argument(s) <sup>1</sup>
ContStim	0xF0	1 octet 0xF0 (fixe & obligatoire)
DirectStim	0xF1	4 octets Mot à transmettre
ChgPot	0xF2	1 octet <sup>2</sup> $\Delta V (\times 3,3V / 32)$
PgmEEProm	0xF3	2 octets Adresse du premier octet 16 octets Contenu à enregistrer
CpyEEProm2RAM	0xF4	2 octets Adresse du premier octet source 2 octets Adresse du premier octet destination
RdRAM	0xF5	2 octets Adresse du premier octet

<sup>1</sup>Tous les mots sont envoyés *LSByte first*.

<sup>2</sup>Signé, complément à 2.

## C.4 Registres de contrôle

Les registres de contrôle et leur contenu sont définis au tableau C.5.

Tableau C.5: Définition des registres de contrôle

Registre	Adresse	Bit(s)	Description
PcktPeriod	0x0060	7-0	Période entre chaque paquet
StimParamStAdL	0x0061	7-0	LSByte de l'adresse de départ des instructions de stimulation
StimParamStAdH	0x0062	7-0	MSByte de l'adresse de départ des instructions de stimulation
StimOpt	0x0063		Options de trains de stimulation
		2-0	Nombre de mots par paquet
		5-3	—
		6	Mode continu (1) ou un seul train (0)
		7	Force train complet (1) ou charge nouvelles valeurs dès leur réception (0)
NbPcktPerCycle	0x0064	7-0	Nombre de paquets par cycle
TrainDur	0x0065	7-0	Durée d'un train (en nombre de cycles)
IntTrainDur	0x0066	7-0	Durée d'in intertrain (en nombre de Pckt-Period)
MonitOptA	0x0067		Premier registre d'options de monitoring
		0	Monitoring activé (1) ou non (0)
		1	Mode Min/Max (1) ou échantillonnage (0)
		7-2	—
MonitOptB	0x0068		Sélection du canal à monitorer
		4-0	(c.f. documentation ATMEGA16)
		7-5	001
MonitOptC	0x0069	7-0	Période d'échantillonnage <sup>1</sup>
MonitDelay	0x000A	7-0	Délai avant le premier échantillon <sup>2</sup>

<sup>1</sup>0x3E → 215us/éch., 4,6 kHz → 256 éch. = 55 msec

0x3D → 108us/éch., 9,25 kHz → 256 éch. = 27,5 msec

0x3C → 54us/éch., 18 kHz → 256 éch. = 13,8 msec

0x3B → 27us/éch., 37 kHz → 256 éch. = 6,9 msec

0x3A → 13,5us/éch., 74 kHz → 256 éch. = 3,45 msec

<sup>2</sup>À partir de l'envoi de la première impulsion suivant le commencement d'une période de « stimulation continue » ( $\sim 2\mu\text{s}$  de précision). Une fois démarré, 256 échantillons sont toujours enregistrés et disponibles avec une opération RdRAM.

## C.5 Guide d'utilisation du logiciel de contrôle

Un logiciel de contrôle et de configuration du système permet au clinicien d'effectuer une multitude de tests destinés aux expériences *in-vivo* elles-mêmes ou au système électronique. Cette section ne se veut pas une description exhaustive du logiciel, mais bien un guide permettant à un clinicien/expérimentateur de mener à bien ses opérations.

Toute configuration peut être déterminée au moyen de fichiers modifiables par l'utilisateur (texte générique) ou au moyen d'une interface graphique. Cette dernière est cependant nécessaire pour activer le stimulateur et communiquer avec ce dernier.

### C.5.1 Fichiers de configuration

La structure des fichiers recommandée est illustrée à la figure C.2. Chaque session est définie par un fichier de configuration globale, `<nom>.cfg`, et un répertoire `<nom>_res` lui est associé pour les différentes ressources requises. Une session par défaut (`_default`) est fournie et chaque session est sauvegardée automatiquement (`_Autosave`). L'utilisateur peut sauvegarder et réutiliser autant de sessions que désiré.

Le tableau C.6 décrit les différents items de la structure de la figure C.2.

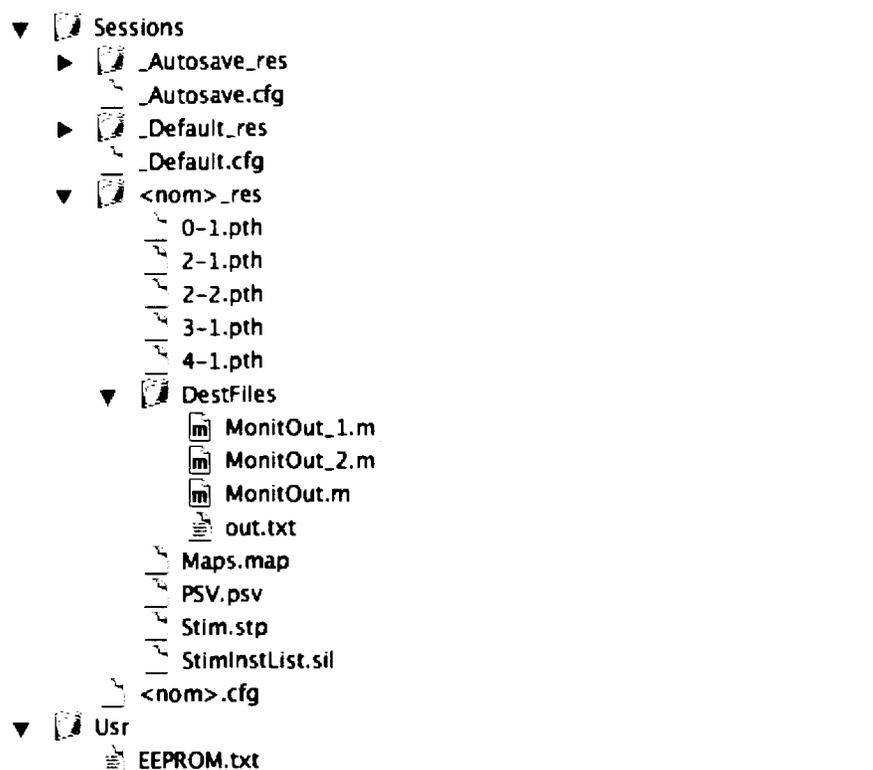


Figure C.2: Structure des fichiers de configuration du logiciel de contrôle

Tableau C.6: Description des fichiers relatifs au logiciel de contrôle du stimulateur *in-vivo*

Item	Description
XXX.pth	Listes de fichiers récents créés ou appelés par l'utilisateur (non modifiable manuellement)
DestFiles	Répertoire suggéré pour les fichiers de sortie
Maps.map	Paramètres de correspondance entre la position d'un site selon l'interface graphique et l'adresse sur le module de stimulation
PSV.psv	Paramètres du module de stimulation (selon l'« Onglet de configuration des paramètres d'impulsions de stimulation »)
Stim.stp	Paramètres du stimulateur en général
StimInstList.sil	Liste des instructions exécutées cycliquement par le stimulateur. Des instructions de stimulation ( <b>stim</b> ), de diagnostic ( <b>monit</b> ) ou d'attente ( <b>nop</b> ) peuvent être utilisées.
Usr	Fichier des sources désirées par l'utilisateur.

Les fichiers `.cfg`, `.map`, `.psv` et `.sil` possèdent un format identique modifiable directement par l'utilisateur rendant facile la création de multiples configurations similaires sans avoir recours à l'interface graphique. La figure C.3 présente un extrait d'un fichier `.cfg`.

---

```

Commentaires descriptifs...

- Put comments above this line -

<GlobalSessionParams>

ToSerial    false
ComPort     COM6
...

<!GlobalSessionParams>

```

---

Figure C.3: Exemple de fichier de configuration du stimulateur *in-vivo*

### C.5.2 Interface graphique

Dans chaque cas, les items descriptifs numérotés font référence aux encadrés numérotés sur la figure correspondante.

#### Fenêtre de configuration globale

1. Destinations des commandes. Peut être le port sériel virtuel (*Bluetooth*) et/ou un fichier<sup>2</sup>. Les fichiers peuvent être utilisés pour :
  - diagnostiquer l'activité sur le port ;
  - sauvegarder une série d'instructions à être réutilisées intégralement pour des opérations futures.

---

<sup>2</sup>Tous les fichiers sont identifiés par un « Friendly Name » choisi par l'utilisateur permettant de faciliter leur identification et faisant fi de leur chemin d'accès

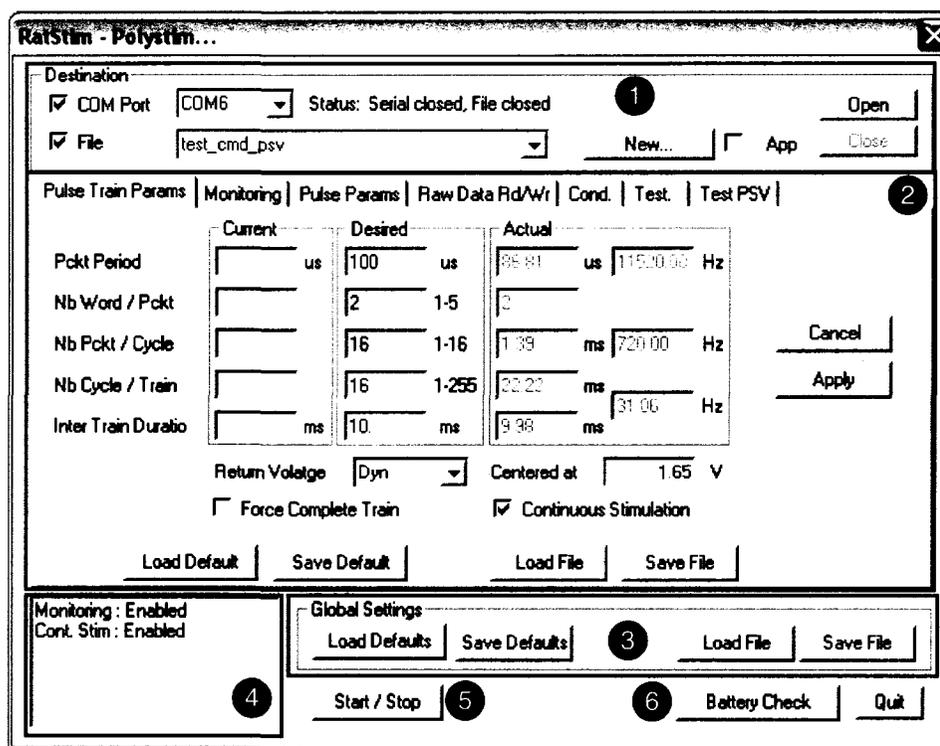


Figure C.4: Fenêtre de configuration globale

Dans le cas des fichiers, les commandes peuvent créer un nouveau fichier (App activé) ou en créer un nouveau (App désactivé) ;

2. onglets de configuration/action (décrits individuellement plus bas) ;
3. sauvegarde/récupération d'une session ;
4. affichage du statut de paramètres de configuration essentiels ;
5. démarrage/arrêt d'une (série de) stimulation(s) ;
6. vérification de l'état de la batterie.

### Onglet de configuration des paramètres de trains de stimulation

1. valeurs désirées par l'utilisateur
2. valeurs réelles, selon l'horloge et les inter-relations entre chacun des paramètres ;
3. valeurs courantes actualisées par Apply et écrasant les valeurs réelles par Cancel

Figure C.5: Onglet de configuration des paramètres de stimulation

4. mode et référence de l'électrode de retour
5. stimulation continue (activé) ou d'un seul train (désactivé)
6. indique si une nouvelle valeur (en mode continu) est appliquée immédiatement (désactivé) ou après la complétion du train en cours (activé)

### Onglet de configuration des paramètres de diagnostic de la tension

Figure C.6: Onglet de configuration des paramètres de diagnostic de la tension

1. sélection du site de stimulation visé<sup>3</sup>

<sup>3</sup>La correspondance entre le site selon l'interface graphique et l'électrode (canal/site du module de stimulation) est défini dans le fichier Maps .map

2. paramètres d'acquisition. Si le mode **Min/Max** est activé, les minimum et maximum du voltage pour toute la période d'activité seront retournés à l'utilisateur afin de vérifier si une saturation de l'étage de sortie a eu lieu ou non ;
3. destination des résultats (si le mode **Min/Max** est désactivé) sous forme de fichier Matlab™ permettant facilement un affichage graphique de la forme d'onde.

### Onglet de configuration des paramètres d'impulsions de stimulation

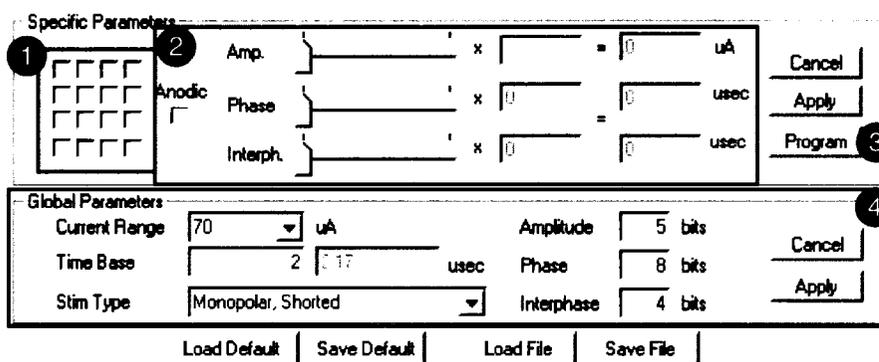


Figure C.7: Onglet de configuration des paramètres des impulsions de stimulation

1. site de stimulation visé
2. paramètres des impulsions pour le site visé
3. programmation de la mémoire EEPROM (tous les sites simultanément)
4. paramètres partagés pour tous les sites (c.f. section A.1.3)

### Onglet de configuration pour l'expérience de conditionnement

1. port auquel est connecté le détecteur sonore
2. sites à activer pour la stimulation
3. démarre « l'écoute » du port pour la synchronisation de la stimulation avec les signaux sonores. L'utilisateur a un maximum de 30 secondes pour activer la stimulation via le signal sonore suite à l'activation de « l'écoute »

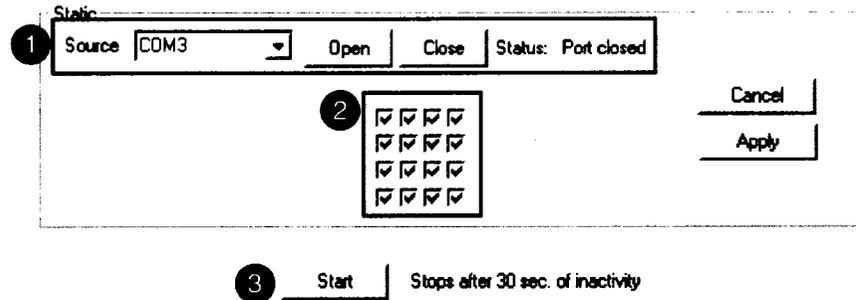


Figure C.8: Onglet de configuration pour l'expérience de conditionnement

### Onglet de gestion de la mémoire interne du stimulateur

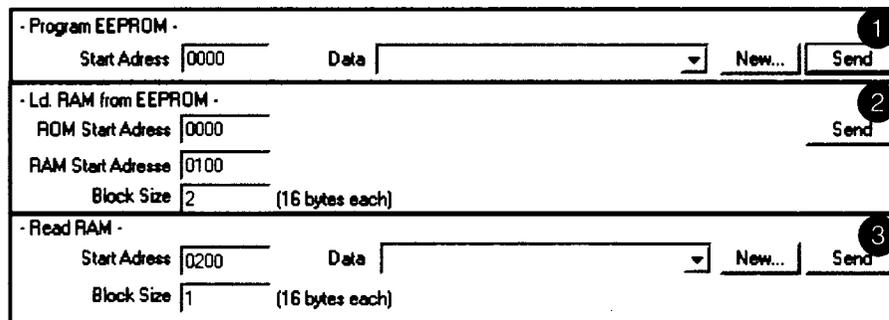


Figure C.9: Onglet de gestion de la mémoire interne du stimulateur

1. programme l'EEPROM à partir des données d'un fichier texte (format : 0x...)
2. transfère un bloc de données de l'EEPROM à la RAM du stimulateur
3. transfère d'un bloc de données de la RAM du stimulateur à un fichier sur le PC

### Onglet d'exécution de commandes « brutes »

1. envoi d'un mot (32 bits)

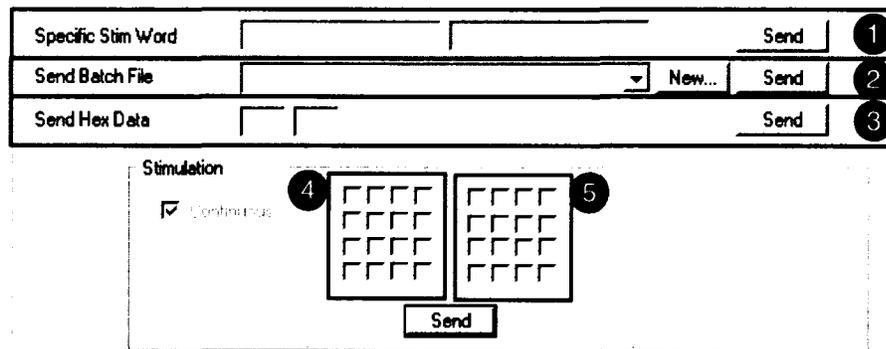


Figure C.10: Onglet d'exécution de commandes « brutes »

2. envoi d'un fichier (peut être directement un fichier généré antérieurement par l'interface usager (c.f. Fenêtre de configuration globale)
3. envoi d'un octet
4. envoi d'un « masque d'activation » correspondant à (aux) l'électrode(s) visée(s)
5. dernier masque envoyé (stimulation courante)

### Onglet de contrôle direct du module de stimulation

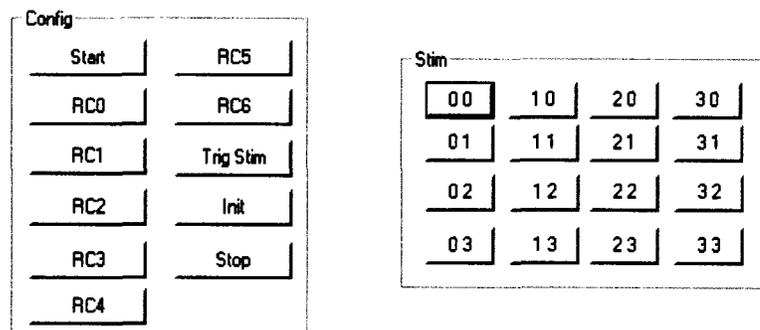


Figure C.11: Onglet de contrôle direct du module de stimulation

Envoie les mots de commandes au MS selon les paramètres déterminés dans l'« onglet de configuration des paramètres des impulsions de stimulation ».