



Titre: Échange bidirectionnel de données avec un implant électronique
Title: alimenté par lien inductif

Auteur: Jean-François Gervais
Author:

Date: 2004

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Gervais, J.-F. (2004). Échange bidirectionnel de données avec un implant électronique alimenté par lien inductif [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7182/>
Citation:

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

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/7182/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Mohamad Sawan
Advisors:

Programme: Unspecified
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCHANGE BIDIRECTIONNEL DE DONNÉES AVEC UN IMPLANT
ÉLECTRONIQUE ALIMENTÉ PAR LIEN INDUCTIF

JEAN-FRANÇOIS GERVAIS

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

MARS 2004



National Library
of Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

Acquisitions et
services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

ISBN: 0-612-91943-9

Our file *Notre référence*

ISBN: 0-612-91943-9

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

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

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

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

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

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

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

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

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ÉCHANGE BIDIRECTIONNEL DE DONNÉES AVEC UN IMPLANT
ÉLECTRONIQUE ALIMENTÉ PAR LIEN INDUCTIF

présenté par : JEAN-FRANÇOIS GERVAIS

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

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

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

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

M. SAVARD, Pierre, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de recherche, Mohamad Sawan pour m'avoir accueilli dans son équipe et pour m'avoir proposé un sujet de maîtrise très intéressant et ayant un impact concret dans les travaux de l'équipe.

J'ai grandement apprécié l'environnement de travail ainsi que les membres de l'équipe Polystim. Je tiens à remercier particulièrement Jonathan Coulombe, Fayçal Mounaim, Yamu Hu et Dominic Ferron pour leur contribution. J'ai aussi bénéficié des travaux de Pascal Fréchette, Samuel Leclerc et Hélène Gibourdel.

Je voudrais aussi remercier Pierre Savard, que j'ai pu consulté pour obtenir une aide précieuse dans le domaine de l'électromagnétisme.

Les techniciens de l'école ont été indispensables lors de la construction des prototypes. Je remercie donc Martin Paré, Gaetan Décarie, Julie Courville, Jacques Girardin et Gilles Guérette.

Je remercie le Fonds québécois de la recherche sur la nature et les technologies (FQRNT) et le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) pour leur soutien financier.

La Société canadienne de microélectronique a aussi été indispensable, en fournissant les ressources techniques et financières pour la conception et la fabrication d'un circuit intégré.

Une partie de mes travaux a été faite dans le cadre d'un projet pour la compagnie Victhom. Je les remercie d'avoir fait confiance en notre équipe et en moi-même.

Je remercie Bernard-André Genest Ing, Ph.D. pour avoir lu et critiqué mon mémoire lors de sa rédaction.

Finalement, je tiens à remercier ma femme Marianna ainsi que mes amis et mes parents pour leur support pendant mon cheminement.

RÉSUMÉ

Les implants électroniques sont au service de l'homme depuis plusieurs années, mais les nouvelles technologies permettent des applications plus évoluées telle la récupération de la vue ou la lecture directe de l'activité d'un nerf. Ces nouvelles applications nécessitent un échange de donnée à haut débit, vers l'implant ou en provenance de celui-ci. Pour des raisons pratiques et médicales, les implants doivent communiquer sans fil avec le monde externe et la plupart d'entre eux utilisent un lien inductif pour s'alimenter. La recherche dans ce domaine est intéressante puisqu'il s'agit d'un environnement de communication différent de celui répandu dans les applications commerciales populaires.

L'objectif de ce travail est de proposer un nouveau système de communication bidirectionnelle performant et efficace pour implants alimentés par lien inductif. Les différentes possibilités sont comparées et une attention particulière est donnée à la modulation de phase, qui ne semble pas présentement utilisée dans les divers systèmes implantables. Le système proposé doit être utilisable pour un implant quelconque, mais doit en particulier être une solution réelle et pratique pour les implants de l'équipe PolySTIM.

Les éléments visés par le travail sont l'émission de puissance, le lien inductif, la gestion du protocole de base et principalement les circuits de démodulation. Ces éléments ont été étudiés puis combinés pour faire la conception d'un système le plus performant possible au niveau des échanges de données tout en ayant une faible consommation de puissance.

Dans le cas de la démodulation PSK, un nouveau démodulateur est proposé. Ce dernier est conçu pour faire la détection de sauts de phase de 45° .

Différents prototypes ont été assemblés pour tester les approches évaluées. Les premiers circuits ont été assemblés avec des composants disponibles commercialement et chacun visait l'évaluation d'une seule fonction. Par la suite, un circuit intégré a été réalisé, regroupant l'ensemble des fonctions nécessaires à la communication au niveau de l'implant. Ce circuit inclu un démodulateur OOK à faible consommation de puissance, le nouveau démodulateur PSK et les fonctions numériques pour la synchronisation et la gestion du protocole de base. Pour le retour d'information de l'implant vers l'extérieur, la modulation LSK a été retenue. Cette dernière est effectuée à l'extérieur du circuit intégré, avec un transistor et les diodes du redresseur de tension.

Les résultats expérimentaux obtenus indiquent d'abord que la communication en mode duplex avec les modulation OOK et LSK n'offre pas de bonnes performances. Utilisées en mode semi-duplex, ces modulations permettent de bons débits de transmission. Au niveau de la modulation OOK, un débit maximal de 1,507 Mbit/s a été obtenu sans erreurs de transmission, avec une porteuse de 13,56 MHz. La démodulation LSK peut se faire à un débit de 1,13 Mbit/s, mais il existe alors un temps d'instabilité au début de la transmission. Enfin, pour la démodulation PSK, le système réalisé ne s'est pas montré complètement fonctionnel, mais a montré qu'il était possible de détecter des sauts de phase de 45° , et qu'avec ceux de 60° un débit de transmission de 1,13 Mbit/s pourrait être atteint.

Ce travail constitue une première itération d'intégration du système de communication et un premier essai de démodulation PSK à 45° . Beaucoup de développement est possible à ce niveau ainsi qu'à l'exploration de la communication en mode duplex PSK-LSK. Finalement, la transmission utilisant la modulation OOK obtient de bonnes performances et peut être améliorée principalement au niveau de l'émission du signal.

ABSTRACT

Electronic implants served man for a while, but new technologies allow more evolved applications such as vision recovery or direct nervous activity readings. These new applications require high data transmission rates to or from an implant. For practical and medical reasons, implants must use wireless communication and most of them are powered by an inductive link. Research in this domain is attractive because it consists of a different communication environment compared to those of highly spread commercial applications.

The aim of this project is to propose a new communication system to handle bidirectional data transmission for inductively powered implants. To achieve better performance and efficiency, different approaches are being compared. One of them is phase modulation, which is not found in existing implantable systems. The proposed system must be portable on any implant, but has been designed specifically for implants from the PolySTIM group.

The different elements addressed by this project are power emission, inductive link, protocol management and mainly demodulation circuits. These elements were studied and combined in order to get a system with the best possible performance while keeping a low power consumption. In the case of phase demodulation, a new demodulator is proposed, which works by detecting 45° phase shift.

Different prototypes have been assembled to test the different approaches. Preliminary circuits, made with commercially available components, were each meant to test only one functionality. Thereafter, an integrated circuit has been fabricated, gathering all functions to handle implant communication. This circuit includes an OOK (On-Off Keying) demodulator, a new PSK (Phase Shift Keying) demodulator and digital circuits handling synchronization and basic protocol management. LSK (Load Shift Keying) modulation has been chosen for the communication from the implant to the external device. This last modulation is performed outside of the integrated circuit using a transistor and the voltage rectifier diodes.

The experimental results first show that communication in full duplex mode with OOK and LSK does not lead to a good performance. Good results are obtained when they are used in half-duplex mode. For the OOK modulation, a maximum data rate of 1,507 Mbit/s has been obtained with a 13,56 MHz carrier. LSK demodulation was achieved up to a rate of 1,13 Mbit/s, but each transmission started with an unstable period. As for PSK demodulation, the system was not completely functional but showed that it was possible to detect 45° phase shifts and, with 60° shifts, data rate could go up to 1,13 Mbit/s

This project is a first iteration of communication system integration and a first try for a 45° PSK demodulation. A lot of development is possible at this level as well as for the full duplex communication using PSK and LSK. Finally, the transmission using OOK gives great results and can be improved mostly at the level of the signal emission.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ	VI
ABSTRACT	IX
TABLE DES MATIÈRES.....	XI
LISTE DES FIGURES	XVI
LISTE DES TABLEAUX.....	XX
LISTE DES ANNEXES.....	XXI
LISTE DES ABBRÉVIATIONS	XXII
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 GÉNÉRALITÉS SUR LES IMPLANTS ÉLECTRONIQUES ET LES LIENS INDUCTIFS.....	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 Définitions des systèmes visés.....	5
1.3 Architecture de base des systèmes implantables électroniques	6
1.3.1 Sources ou puits de données	7
1.3.2 Traitement et transmission des données	7
1.3.3 Conversion des données.....	8
1.3.4 Interface physique avec le corps humain	8
1.3.5 Fonctionnalités finales effectuées par les implants.....	8
1.4 Interactions entre implants et systèmes externes	9
1.4.1 Échanges de données	9

1.4.2	Alimentation en énergie	10
1.5	Alimentation par lien inductif.....	11
1.5.1	Distinction entre lien inductif et lien radiofréquence	11
1.5.2	Principe de base	12
1.5.3	Circuit typique d'alimentation	13
1.5.4	Efficacité de l'alimentation.....	14
1.5.5	Normes d'émissions électromagnétiques.....	15
1.6	Transmission de données	17
1.6.1	Fréquence de la porteuse.....	17
1.6.2	Filtrage du couplage inductif	18
1.6.3	Modulation d'amplitude.....	18
1.6.4	Modulation de fréquence	19
1.6.5	Modulation de phase	20
1.6.6	Encodage des données	20
1.7	Conclusion	22

CHAPITRE 2 REVUE DES SYSTÈMES IMPLANTABLES AVEC

	ALIMENTATION PAR INDUCTION.....	23
2.1	Introduction.....	23
2.2	Systèmes d'implants corticaux	23
2.3	Implants rétinien.....	25
2.4	Implants cochléaires.....	26
2.5	Implants musculaires	27
2.6	Implant d'observation ou de télémétrie	28
2.7	Travaux sur le lien inductif.....	29
2.7.1	Émission de puissance	29
2.7.2	Transfert de données vers l'implant.....	31
2.7.3	Transfert de données de l'implant vers l'extérieur	33
2.8	Implant urinaire de PolySTIM	35
2.8.1	Description du système	35

2.8.2	Transmission de données	36
2.8.3	Circuits de communication	36
2.9	Implant visuel de PolySTIM	38
2.9.1	Description du système	39
2.9.2	Transmission de données	40
2.10	Objectif de recherche	40
CHAPITRE 3 ÉTUDE DES MODULES IMPLIQUÉS DANS LES ÉCHANGES DE DONNÉES		42
3.1	Introduction.....	42
3.2	Couplage inductif.....	43
3.2.1	Théorie de base	43
3.2.2	Géométrie du couplage et des bobines.....	45
3.3	Transmission au travers les tissus biologiques	47
3.4	Amplificateurs à haut rendement.....	50
3.4.1	Amplificateur de classe D.....	51
3.4.2	Amplificateurs de classe E.....	52
3.5	Redresseurs de tension.....	54
3.6	Démodulation BPSK.....	55
3.6.1	Principe de base	55
3.6.2	Démodulateur « boucle Costas »	56
3.6.3	Nouveau démodulateur PSK.....	58
3.7	Détection et correction d'erreurs	58
3.7.1	Encodage de parité	59
3.7.2	Code de Hamming	59
3.7.3	Code polynomial	60
3.8	Conclusion	60
CHAPITRE 4 PROTOTYPAGE D'UN LIEN INDUCTIF BIDIRECTIONNEL ...		62
4.1	Introduction.....	62

4.2	Contrôleurs externes	63
4.2.1	Amplification et émission	63
4.2.2	Modulation d'amplitude.....	64
4.2.3	Démodulation LSK en semi-duplex.....	64
4.2.4	Démodulation LSK en duplex	66
4.2.5	Contrôleur pour mode duplex	67
4.2.6	Contrôleur pour jambe anthropomorphique.....	68
4.3	Récepteurs - implants.....	69
4.3.1	Démodulation d'amplitude	70
4.3.2	Nouveau démodulateur d'amplitude.....	70
4.3.3	Démodulation PSK	73
4.3.4	Modulation de charge	74
4.3.5	Récepteur pour l'implant visuel.....	74
4.3.6	Récepteur pour jambe anthropomorphique.....	75
4.4	Conclusion	76

CHAPITRE 5 INTÉGRATION SUR PUCE DE LA PARTIE IMPLANTABLE DU LIEN INDUCTIF

5.1	Introduction.....	77
5.2	Généralités techniques du système de communication intégré.....	78
5.3	Fonctionnalité générale	79
5.4	Démodulation d'amplitude	80
5.5	Démodulation de phase.....	81
5.5.1	Détecteur de phase	82
5.5.2	Pompe à charges	84
5.5.3	Oscillateur contrôlé par tension	85
5.5.4	Détecteur de sauts de phase	86
5.6	Récupération de l'horloge.....	88
5.7	Protocole configurable	89
5.8	Initialisation	90

5.9	Interface avec le système implanté	91
5.10	Conclusion	92
CHAPITRE 6 PRINCIPAUX RÉSULTATS		94
6.1	Introduction.....	94
6.2	Systèmes discrets	94
6.2.1	Lien descendant	95
6.2.2	Lien montant	96
6.2.3	Liens utilisés en mode duplex.....	97
6.3	Système intégré.....	97
6.3.1	Plan de masse de la puce.....	98
6.3.2	Description du circuit de test	99
6.3.3	Test du détecteur d'enveloppe pour OOK	100
6.3.4	Caractérisation de la boucle à accrochage de phase pour démodulation PSK 101	
6.3.5	Test du démodulateur PSK	106
6.3.6	Démarrage et gestion de protocole	107
6.3.7	Consommation de puissance.....	108
6.4	Discussion.....	109
6.4.1	Transmission en duplex	109
6.4.2	Démodulation OOK.....	110
6.4.3	Démodulation PSK	111
6.4.4	Système complet	112
6.5	Conclusion	113
CONCLUSION		114
BIBLIOGRAPHIE.....		119
ANNEXES		129

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Schéma bloc d'un système implantable typique	6
Figure 1.2 : Circuit permettant le transfert d'énergie	12
Figure 1.3 : Circuit typique de transfert d'énergie	14
Figure 1.4 : Réponse en fréquence de deux inductances couplées et en résonance.....	18
Figure 1.5 : Modulation OOK : a) signal modulé b) signal reçu après le lien inductif	19
Figure 1.6 : Formes d'ondes de différents encodages	21
Figure 2.1 : a) Amplificateur avec modulation OOK par suspension de la porteuse b) Signal modulant et porteuse (tirés de [63])	32
Figure 2.2 : a) Circuit de modulation de charge par changement de configuration du circuit b) Circuit équivalent lorsque le commutateur est fermé (tirés de [61])	34
Figure 2.3 : Circuit d'émission et de modulation OOK (tiré de [49])	37
Figure 2.4 : Circuit de réception de l'implant urinaire	38
Figure 3.1 : a) Bobines avec désalignement latéral b) Bobines avec désalignement angulaire (tiré de [59])	46
Figure 3.2 : Schéma simplifié d'un amplificateur de classe D	51
Figure 3.3 : Amplificateur de classe E.....	53
Figure 3.4 : Schéma bloc d'une boucle de Costas	57
Figure 4.1 : Schéma simplifié du circuit de démodulation LSK en semi-duplex	65
Figure 4.2 : Signal modulé par OOK et LSK simultanément, obtenu par simulation	66
Figure 4.3 : Principe de démodulation LSK en duplex.....	67
Figure 4.4 : Photographie du contrôleur pour mode duplex	68
Figure 4.5 : Circuit de démodulation OOK amélioré	70
Figure 4.6 : a) Détecteur d'enveloppe numérique b) Formes d'ondes théoriques du démodulateur OOK	72
Figure 4.7 : Encodage NRZ modifié.....	73

Figure 4.8 : Photographie du récepteur dédié à l'implant visuel.....	75
Figure 5.1 : Schéma simplifié du système intégré	79
Figure 5.2 : Circuit de l'inverseur à hystérésis à grande hystérésis	80
Figure 5.3 : Schéma de la boucle à accrochage de phase	82
Figure 5.4 : Circuit du détecteur de phase (tiré de [33]).....	83
Figure 5.5 : Formes d'ondes associées au détecteur de phase	
a) lorsqu'il existe une différence de phase	
b) lorsque les signaux sont en phase	83
Figure 5.6 : Circuit de la pompe de charges [8].....	84
Figure 5.7 : Circuit de l'oscillateur contrôlé par tension.....	86
Figure 5.8 : a) Circuit utilisé pour filtrer les impulsions courtes	
b) Formes d'ondes du détecteur de sauts	87
Figure 5.9 : Formes d'onde de la récupération de l'horloge est des données.....	88
Figure 5.10 : Configuration des blocs de données.....	90
Figure 6.1 : Formes d'ondes pour le détecteur d'enveloppe.....	95
Figure 6.2 : Photographie microscopique de la puce CMS	98
Figure 6.3 : Photographie du circuit de test de la puce CMS	99
Figure 6.4 : Fréquence de l'OCT en fonction de la tension d'entrée.....	102
Figure 6.5 : Courant de la charge de pompe en fonction de la tension de sortie	103
Figure 6.6 : Filtre de boucle calculé avec les gains mesurés	104
Figure 6.7 : Tension de contrôle de l'OCT lors de l'accrochage.....	105
Figure 6.8 : Mesure de la période de l'OCT	105
Figure 6.9 : Bruit sur la période de l'OCT lorsque le circuit numérique est activé.....	106
Figure 6.10 : Signaux impliqués dans un échange bidirectionnel de données.....	108
Figure A.1 : Amplificateur de puissance	131
Figure A.2 : Circuit de détection d'enveloppe LSK en mode duplex.....	132
Figure A.3 : Circuit de mise en forme de l'enveloppe LSK et de décodage Manchester	133
Figure B.1 : Schéma global du prototype de récepteur pour l'implant visuel	139
Figure B.2 : Schéma du circuit de réception (bloc <i>receiv</i>)	140

Figure B.3 : Schéma du circuit d'ajustement de rapport cyclique (bloc <i>dutyadj</i>)	141
Figure B.4 : Schéma de la partie analogique (bloc <i>analogique</i>).....	142
Figure B.5 : Schéma du circuit de délai pour le décodage Manchester (bloc <i>delai</i>)	143
Figure B.6 : Dessins de masques combinés du circuit imprimé	143
Figure B.7 : Dessin de masque de la couche supérieure du circuit imprimé.....	144
Figure B.8 : Dessin de masque de la couche inférieure du circuit imprimé.....	144
Figure B.9 : Photographie du circuit assemblé, vue de dessus	145
Figure B.10 : Schéma global du FPGA	146
Figure B.11 : Schéma du circuit de démodulation (bloc <i>demod3</i>)	147
Figure B.12 : Schéma du circuit de synchronisation (bloc <i>pulsegen</i>).....	148
Figure B.13 : Schéma du circuit de détection d'inactivité (bloc <i>bones</i>).....	149
Figure C.1 : Schéma global de la puce CMS	167
Figure C.2 : Schéma du bloc de polarisation (bloc <i>polar</i>).....	168
Figure C.3 : Schéma de la référence de tension (bloc <i>bandgap</i>)	168
Figure C.4 : Schéma des miroirs de courant (bloc <i>polar_mirrors</i>).....	169
Figure C.5 : Schéma du bloc d'entrée du démodulateur OOK, encapsulé (bloc <i>demod_anawrap</i>)	170
Figure C.6 : Schéma du bloc d'entrée du démodulateur ASK (bloc <i>demod_ana</i>)	170
Figure C.7 : Schéma de l'inverseur Scmitt à faible hystérésis (bloc <i>schmitt3v_lowhys</i>)	171
Figure C.8 : Schéma de l'inverseur Schmitt à grande hystérésis (bloc <i>schmitt3v</i>).....	171
Figure C.9 : Schéma de l'inverseur pour le passage de 3.3V à 1.8V (bloc <i>33to18inv</i>)..	172
Figure C.10 : Schéma de la boucle à accrochage de phase (bloc <i>ThePLL</i>)	173
Figure C.11 : Schéma du comparateur de phase (bloc <i>pdf_dd</i>)	174
Figure C.12 : Schéma de la pompe à charges (bloc <i>cp_changV2</i>).....	175
Figure C.13 : Schéma du détecteur de sauts de phase (bloc <i>shiftdetectV2</i>).....	176
Figure C.14 : Schéma du miroir utilisé pour la détection des sauts (bloc <i>shiftdetectV2_mirror</i>)	177
Figure C.15 : Schéma de l'oscillateur contrôlé par tension (bloc <i>VCOreplicabiasV3</i>)..	178
Figure C.16 : Schéma du circuit de polarisation par réplique (bloc <i>ReplicaBias</i>).....	179

Figure C.17 : Schéma du cœur de l'oscillateur (bloc <i>VCOcore</i>)	180
Figure C.18 : Schéma de la cellule à délai de l'oscillateur (bloc <i>DelaycellV3</i>).....	181
Figure C.19 : Schéma de l'étage de sortie de l'oscillateur (bloc <i>VCOoutStage</i>).....	182
Figure C.20 : Schéma du circuit de remise à zéro à l'allumage (bloc <i>poweronrst2</i>).....	183
Figure D.1 : Dessins de masques complets de la puce CMS	185
Figure D.2 : Dessins de masques du circuit de remise à zéro à l'allumage.....	186
Figure D.3 : Dessins de masques du circuit de polarisation	187
Figure D.4 : Dessins de masques du circuit analogique du démodulateur OOK.....	188
Figure D.5 : Dessins des masques pour le circuit de boucle à accrochage de phase	189
Figure D.6 : Dessins des masques pour la pompe à charges	190
Figure E.1 : Schéma du circuit de test complet	192
Figure E.2 : Circuit de réception de la porteuse et de régulation d'énergie (bloc <i>analog</i>)	193
Figure E.3 : Circuit du filtre de 2 ^{ème} ordre (bloc <i>2ndorderfilter</i>)	194
Figure E.4 : Circuit du filtre de 3 ^{ème} ordre (bloc <i>3rdorderfilter</i>)	194
Figure E.5 : Filtre ajustable (bloc <i>filteradj</i>)	194
Figure E.6 : Intégrateur pour une mesure de courant.....	195
Figure E.7 : Circuit de filtrage pour la mesure de la marge de bruit	195
Figure E.8 : Circuit imprimé, couche supérieure.....	196
Figure E.9 : Circuit imprimé, couche inférieure	197

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Besoins en communication de différents implants	10
Tableau 1.2 : Limite de DAS (tiré de [47]).....	15
Tableau 1.3 : Limites d'exposition aux ondes électromagnétiques (tiré de [47])	16
Tableau 1.4 : Puissances admises sur différentes bandes ISM.....	16
Tableau 2.1 : Performance du lien descendant de différents systèmes.....	33
Tableau 3.1 : Conductivité (S/m) de différents matériaux (basé sur [21])	49
Tableau 3.2 : Paramètres utilisés pour l'équation (3.7)	50
Tableau 3.3 : Redresseurs de tension à diodes.....	55
Tableau 6.1 : Taux d'erreur lors de la transmission avec la modulation OOK	96
Tableau 6.2 : Taux d'erreur lors de la transmission avec la modulation LSK.....	97
Tableau 6.3 : Détection d'enveloppe face à l'indice de modulation.....	100
Tableau 6.4 : Erreurs visibles sur la détection des sauts de phase.....	107
Tableau 6.5 : Courant consommé pour les différentes alimentations.....	108
Tableau 6.6 : Comparaison de performance de transmission pour les systèmes duplex et semi-duplex.....	110
Tableau C.1 : Paramètres des différentes cellules à inverseur utilisées.....	177

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A SCHÉMAS ET CODE DU PROTOTYPE DE CONTRÔLEUR POUR MODE DUPLEX.....	130
A.1 Schémas	131
A.2 Code VHDL	134
ANNEXE B PROTOTYPE DE RÉCEPTEUR POUR L'IMPLANT VISUEL.....	138
B.1 Schémas.....	139
B.2 Schémas du circuit programmé dans le FPGA pour la version de test des communications	146
B.3 Code VHDL pour le FPGA en version de module de communication pour l'implant visuel	150
ANNEXE C SCHÉMAS DE LA PUCE CMS	166
ANNEXE D DESSINS DE MASQUES DE LA PUCE CMS.....	184
ANNEXE E SCHÉMAS DU CIRCUIT POUR LE TEST DE LA PUCE CMS	191
ANNEXE F ARTICLE CCECE	198
ANNEXE G FICHE TECHNIQUE DE L'INTERFACE AVEC LA PUCE CMS.	203

LISTE DES ABBRÉVIATIONS

ASK :	« Amplitude Shift Keying », Modulation télégraphique d'amplitude
BJT :	« Bipolar junction transistor », Transistor à jonction bipolaire
BPSK :	« Binary Phase Shift Keying », Modulation télégraphique et binaire de phase
CMOS :	« Complementary Metal Oxide Semiconductor »
CRC :	« Cyclic Redundancy Check »
DAS :	débit d'absorption spécifique
FES :	« Functionnal Electrical Stimulation », Stimulation électrique fonctionnelle
FET :	« Field effect transistor », Transistor à effet de champ
FPGA :	« Field Programmable Gate-Array »
FSK :	« Frequency Shift Keying », Modulation télégraphique de fréquence
ISM :	Bandes de fréquences réservées aux applications Industrielles, Scientifiques et Médicales.
LSK :	« Load Shift Keying », Modulation télégraphique de charge
NMOS :	« N-channel Metal Oxide Semiconductor »
NRZ :	« Non-Return to Zero »
OCT :	Oscillateur contrôlé par tension
OOK :	« On-Off Keying », Modulation par tout ou rien
PCB :	« Printed Circuit Board », Circuit imprimé
PSK :	« Phase Shift Keying », Modulation télégraphique de phase
QPSK :	« Quadrature Phase Shift Keying », Modulation télégraphique de phase, en quadrature
RF :	« Radio Frequency » Fréquences Radio
RFID :	« Radio Frequency Identification », Identification par radiofréquence
SCM:	Société canadienne de microélectronique
TSMC :	« Taiwan Semiconductor Manufacturing Company »

INTRODUCTION

Le progrès rapide dans le domaine de la microélectronique permet une complexité accrue des circuits à taille réduite, rendant ainsi possible une panoplie de nouvelles tâches. Au service du monde médical, la microélectronique permet la création de nouveaux dispositifs implantables, beaucoup plus complexes que le stimulateur cardiaque, bien connu dans ce domaine. Il est ainsi possible de raffiner les fonctions effectuées par les implants et d'étendre leurs applications.

De nos jours, les implants médicaux visent la récupération des sens, des mouvements ainsi que d'autres fonctions biologiques. Par exemple, l'implant pour la récupération de la vision chez l'être humain connaît ses premiers tests chez l'homme. D'autres implants tentent de faire le lien entre le système nerveux pour la motricité des membres et des prothèses mécanisées. Bien que la miniaturisation permette de rendre fonctionnels et pratiques de telles idées, plusieurs défis restent à relever. Un de ces défis est de rendre complètement portables et autonomes les systèmes implantables, c'est-à-dire utilisables dans la vie courante sans dépendance à des systèmes externes. Sans cette portabilité, plusieurs applications resteraient très peu pertinentes. Un autre défi est de rendre l'implant sécuritaire et confortable pour l'hôte, puisqu'il s'agit d'améliorer sa qualité de vie.

Le système implantable typique est constitué d'un circuit miniature implanté et d'un module externe de petite taille, lorsque des informations doivent être échangées avec

l'implant. Par exemple, un système implantable visuel comporte une caméra miniature pour acquérir les images à envoyer à l'implant. Pour rendre un système implantable sécuritaire et confortable, il faut éviter l'utilisation de branchements percutanés. C'est pourquoi la communication sans fil est choisie comme solution. Pour certaines applications, cette communication doit se faire avec de hauts débits de transmission, ce qui donne une importance accrue aux circuits de communication.

Pour avoir un système implantable portable et autonome, les circuits doivent être de taille réduite et consommer peu de puissance. L'alimentation en énergie des implants est donc un autre aspect important à considérer. Comme les applications se complexifient, le besoin en énergie électrique augmente. Même si les circuits peuvent être conçus pour être plus économes dans leur consommation, la stimulation électrique nécessite une puissance qui peut difficilement être diminuée. C'est au niveau de l'implant que ce problème apparaît : l'utilisation d'une pile devient difficile car elle aurait une courte durée de vie. Une réponse populaire à ce problème d'alimentation est la transmission d'énergie sans fil, par lien inductif. La source d'énergie est alors une pile externe qui peut être rechargée facilement. En plus d'éliminer la nécessité de chirurgie pour un changement de pile, cette méthode permet d'obtenir un lien de communication avec l'extérieur. En effet, un lien inductif peut être utilisé à la fois pour transmettre des données et une puissance d'alimentation.

Les échanges de données pour les implants alimentés par liens inductifs sont particuliers. Ce domaine étant en plein développement, il n'existe pas de solution ou norme

satisfaisante pour toutes les applications. Il convient donc de continuer le travail de recherche à ce niveau. C'est pourquoi le présent travail traite des échanges de données entre un implant alimenté par lien inductif et un circuit externe.

Le premier chapitre fait d'abord une description de l'architecture générale des implants, pour mieux situer les échanges de données. Ensuite, le lien inductif est expliqué pour mettre en évidence les contraintes qu'il amène au niveau de la communication. Finalement, les principes de base de communication utilisés pour les systèmes implantables sont montrés.

Le deuxième chapitre constitue une revue de littérature. Les travaux sur les systèmes implantables sont d'abord survolés, montrant leurs différents besoins en communication. Ensuite, ce sont les travaux sur la communication pour les implants alimentés par lien inductifs qui sont revus. Finalement, les travaux de l'équipe PolySTIM sont résumés, puisque le présent travail doit s'intégrer à ces derniers.

Le troisième chapitre fait l'étude de différents sous-systèmes importants pour la communication avec lien inductif. Le couplage inductif y est revu de plus près, d'abord du point de vue géométrique, puis en fonction des effets de la transmission aux travers des tissus biologiques. Ensuite, les systèmes d'amplification de puissance et de redressement de tension sont montrés. La démodulation BPSK est ensuite revue. Finalement, quelques méthodes de détection ou correction d'erreur sont exposées. L'étude de ces éléments était nécessaire pour permettre la proposition de systèmes performants et efficaces pour la communication.

C'est au chapitre quatre que sont présentés les premiers systèmes proposés. À ce stade, il s'agit de prototypes de contrôleurs externes ou d'implants servant à valider différents aspects, comme la transmission en mode duplex, et la modulation de charge. Cette validation a permis de fixer les choix à faire pour un système final, intégré.

Le chapitre cinq présente le système de communication intégré proposé dans le cadre de ces travaux. Après avoir illustré les particularités de l'intégration sur puce, les différentes fonctions du système sont expliquées. En particulier, cette puce contient un nouveau démodulateur de phase.

Le dernier chapitre rapporte les différents résultats expérimentaux obtenus. Les résultats afférents au prototypes discrets sont d'abord présentés, suivi de ceux de la puce, avec une attention particulière au niveau du nouveau démodulateur de phase proposé.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS SUR LES IMPLANTS ÉLECTRONIQUES ET LES LIENS INDUCTIFS

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons l'architecture générale des systèmes d'implants électroniques. Les fonctions possibles sont survolées rapidement pour laisser la place aux points plus pertinents dans le cadre de ce travail, c'est-à-dire les échanges entre un implant et le monde extérieur. Ainsi, le lien inductif sera présenté plus en détail. Finalement, une revue des éléments théoriques pertinents de communication sera faite.

1.2 Définitions des systèmes visés

Dans le cadre de nos travaux de recherches, nous définissons un implant comme un appareil électronique remplissant ses fonctions une fois physiquement implanté dans le corps humain. De façon non exclusive, nos travaux s'adressent aux implants qui effectuent des fonctions de stimulation électrique ou d'observation. Ce dernier cas peut inclure l'observation de toute information électrique obtenue directement du corps humain ou par l'entremise d'un capteur. Finalement, nous définissons un système implantable comme l'ensemble des composants, implantés et non implantés, qui sont nécessaires au fonctionnement complet.

1.3 Architecture de base des systèmes implantables électroniques

Qu'il soit utilisé pour la stimulation ou l'observation, un système implantable peut être représenté par un flux de données. La Figure 1.1 illustre ce flux dans les deux directions possibles. Dans le cas d'une stimulation, les données sont acquises par un premier composant électronique, qui peut être aussi simple qu'un bouton poussoir ou, à l'opposé, aussi complexe qu'un ordinateur. Ces données sont ensuite traitées, transportées et converties pour aboutir à l'interface avec le corps humain. Le flux inverse pour une fonction d'observation conserve les mêmes étapes. Ces fonctions, possiblement répétées, sont mise en place dans différents modules physiques. D'un point de vue général, ces modules ne peuvent être classés que dans deux catégories : ceux qui sont implantés et ceux qui ne le sont pas.

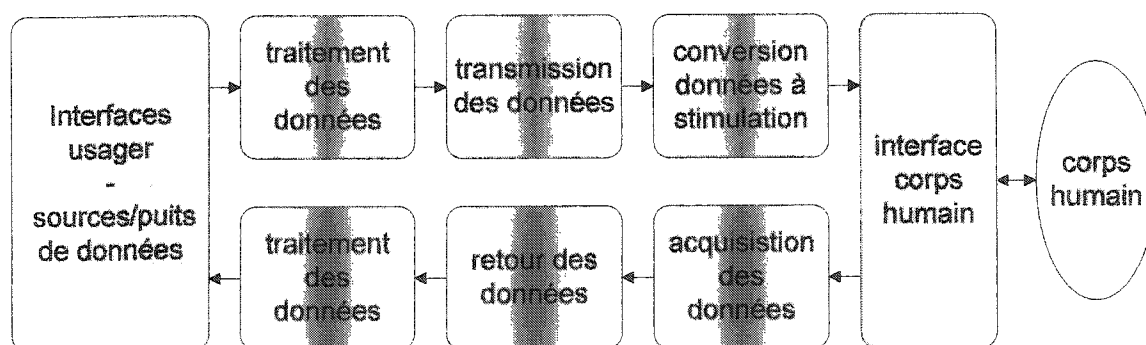


Figure 1.1 : Schéma bloc d'un système implantable typique

Les différentes fonctions illustrées à la Figure 1.1 sont exposées en détail dans les paragraphes suivants.

1.3.1 Sources ou puits de données

Les sources et les puits de données permettent l'interaction avec l'utilisateur, qui doit généralement activer, commander ou programmer le système. Le système peut aussi informer l'utilisateur, souvent de façon visuelle ou auditive. Ces interfaces usagers varient en fonction de l'application et peuvent être par exemple des ordinateurs ou des modules électroniques avec écran et boutons. Dans le cas des systèmes de stimulation, une information définissant la stimulation est nécessaire. Cette information peut être continue, comme pour une image vidéo ou un son venant du monde réel : dans ce cas, une caméra ou un microphone sert de source de données. Quant aux systèmes d'observation, ils peuvent avoir comme puits de données, outre l'utilisateur, un autre système relié au corps humain : par exemple un membre artificiel commandé par une information provenant d'un implant.

1.3.2 Traitement et transmission des données

La source de données fournit des informations brutes qui doivent être traitées. Comme les sources de données varient, le traitement associé varie en conséquence. Il peut s'agir d'un traitement de signal analogique ou numérique, effectué par des circuits électroniques, des circuits intégrés dédiés ou des microprocesseurs. Le filtrage et la conversion numérique à analogique sont des exemples de traitement de base. À un niveau plus avancé, nous retrouvons l'analyse, la compression ou l'encodage de données. Finalement, la transmission de donnée peut nécessiter une opération de modulation si elle est faite sans fil.

1.3.3 Conversion des données

Dans le cas d'une stimulation électrique, les données doivent être converties en courant électrique [58] de polarité et intensité appropriés. La plupart du temps, un circuit intégré analogique génère les courants selon des instructions numériques. Dans le cas d'observation, il faut souvent convertir un signal électrique de très faible intensité en information. Une première étape d'amplification est nécessaire et demande un circuit très performant, comme celui décrit en [46]. Généralement, l'étape suivante est un traitement : la conversion analogique à numérique, par exemple.

1.3.4 Interface physique avec le corps humain

Que ce soit pour l'injection de courant ou pour la lecture d'une tension, le contact avec le corps humain se fait à l'aide d'électrodes spécialement conçues. Par exemple, les implants opérants sur un nerf utilisent généralement une électrode double ou triple entourant ce nerf, telle que décrite en [12]. Pour les implants corticaux, de multiples sites de contact sont nécessaires, généralement sous la surface du cortex. Une matrice d'électrodes semblable à celle décrite en [43] est utilisée.

1.3.5 Fonctionnalités finales effectuées par les implants

La stimulation électrique effectuée par un implant vise généralement la récupération de fonctions biologiques perdues : par exemple les implants visuels (rétiniens ou corticaux) pour redonner la vue aux aveugles, les implants cochléaires pour l'audition, les implants urinaires pour gérer la miction chez les quadraplégiques, les implants de stimulation

musculaire ainsi que les stimulateurs cardiaques. En ce qui concerne les implants d'observation, la fonction principale est souvent la surveillance de symptômes chez une personne à risque. Une autre fonction possible est le transfert d'information motrice venant du corps vers un appareil externe telle une jambe artificielle mécanisée.

1.4 Interactions entre implants et systèmes externes

Les implants sont rarement autonomes. Même les stimulateurs cardiaques peuvent dépendre d'un système externe pour être réajustés. Il existe donc une interaction entre un implant et un système externe.

1.4.1 Échanges de données

Les implants doivent au minimum échanger leur données de stimulation ou d'observation avec l'extérieur. De plus, la plupart des implants d'observation nécessitent une programmation, donc une information venant de l'extérieur. Les implants de stimulation vont aussi souvent retourner de l'information vers l'extérieur, pour indiquer leur état ou l'état de leur lien avec le corps humain. Les échanges de données bidirectionnels sont donc fréquents. La quantité de données envoyée dans chaque direction dépend de l'application. Le Tableau 1.1 donne un aperçu des besoins de quelques implants. Dans le cadre de ce travail, le lien descendant est défini comme étant une transmission de données de l'extérieur vers l'implant. Conséquemment, le lien montant correspond au retour d'information de l'implant vers l'extérieur.

Tableau 1.1 : Besoins en communication de différents implants

Implant	Lien descendant	Lien montant
Stimulateur cardiaque	très faible	faible
Implant cochléaire	moyen ou élevé	faible à moyen
Implant urinaire	faible	faible
Implant visuel	élevé ou très élevé	faible à élevé
Implant observation	faible ou moyen	élevé ou très élevé

Une amélioration au niveau du débit de transmission permet d'augmenter le niveau d'interaction entre l'implant et le corps humain. Le plus souvent, ceci se traduit par une augmentation du nombre d'électrodes utilisables, rendant par exemple plus précises les images d'un stimulateur visuel, ou les lectures d'un implant d'observation.

1.4.2 Alimentation en énergie

L'alimentation du dispositif implanté peut d'abord être une pile, comme dans le cas des stimulateurs cardiaques. Ces derniers ne consomment pas beaucoup d'énergie et peuvent donc fonctionner avec la même pile pendant plusieurs années. D'autres applications, comme la stimulation visuelle ou l'observation en continu consomment beaucoup plus d'énergie. Une pile standard ne peut être envisagée et il faut apporter de l'énergie de l'extérieur.

La façon la plus simple d'amener l'alimentation électrique à un implant est par un lien câblé. Cette méthode a tous les avantages du côté électrique, mais cause problème du point de vue physique. En effet, la présence d'un branchement percutané amène des risques bien connus d'infection. De plus, le confort de l'hôte est réduit. La transmission de l'alimentation sans l'utilisation de fils est donc désirée.

L'électromagnétisme permet de répondre à ce besoin. Dans le cas des implants, la méthode la plus utilisée est la transmission par lien inductif. Cette méthode est décrite en détail plus bas. Une alternative viable est la transmission par infrarouge, [28] [39]. Ces systèmes d'alimentation ont été développés pour la recharge de piles pour les stimulateurs cardiaques. Leur utilisation pour d'autres applications est limitée par la quantité de puissance à transmettre par l'environnement : une transmission au travers des cheveux et du crâne serait fortement atténuée par l'absorption de la lumière par ces derniers.

1.5 Alimentation par lien inductif

1.5.1 Distinction entre lien inductif et lien radiofréquence

Il existe deux façons d'utiliser l'électromagnétisme pour transmettre de l'énergie à distance. La première est avec les ondes électromagnétiques, principalement dans les fréquences radio (RF). Dans ce cas, un champ électromagnétique rayonné peut être transmis sur de longues distances : à partir d'une certaine distance ($\lambda/2\pi$ [19]), son intensité diminue de façon inversement proportionnelle à la distance. La deuxième méthode est l'utilisation exclusive du champ magnétique. Une première inductance émet un champ magnétique quasi-statique. Toute autre inductance dans ce champ se verra induite d'une tension ou d'un courant oscillant selon le champ. Comme l'intensité du champ magnétique varie de façon inversement proportionnelle au cube de la distance [13], l'utilisation de l'induction est limitée aux courtes distances.

1.5.2 Principe de base

Le principe de base du lien inductif est le même que celui des transformateurs électriques. Leur fonctionnement est expliqué dans de nombreux ouvrages, comme celui de [68]. L'essentiel est résumé ici.

Le premier enroulement du transformateur, appelé le primaire, est celui qui émet le flux magnétique. Ce flux est généré par les charges en mouvement dans le conducteur et est donc proportionnel au courant circulant dans l'enroulement. Tout ce flux doit être capté par le second enroulement (le secondaire) pour avoir un rendement maximal. La façon dont le flux magnétique se propage dépend de la façon dont il est émis ainsi que du milieu dans lequel il voyage. La plupart du temps, un noyau de matériel ferromagnétique est utilisé pour canaliser le flux magnétique vers le secondaire. Lorsqu'un noyau est difficile à réaliser, comme dans le cas des implants électroniques, l'efficacité est réduite. En effet, la tension induite au secondaire est proportionnelle à la quantité de flux magnétique qui traverse cet enroulement.

La Figure 1.2a montre un transformateur idéal, permettant le transfert d'énergie entre le côté émetteur (primaire) et le côté récepteur (secondaire).

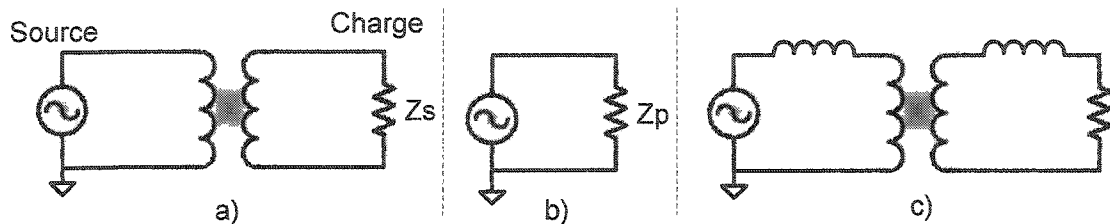


Figure 1.2 : Circuit permettant le transfert d'énergie

Lorsqu'un courant circule au secondaire, il produit un champ magnétique qui vient s'opposer à celui émit au primaire. Les deux côtés du transformateur sont donc intimement liés. Pour des fins d'analyses, il est possible de trouver un circuit équivalent sans le transformateur (Figure 1.2b). Pour y arriver, on déplace la charge vers le primaire. La nouvelle impédance est alors donnée par :

$$Z_p = a^2 \cdot Z_s \quad \text{où } a = \text{rapport de transformation} \quad (1.1)$$

De façon similaire, toute source ou charge peut être déplacée d'un côté ou de l'autre du transformateur, pour former un circuit équivalent dans ce dernier. La non idéalité principale d'un lien inductif est qu'une grande quantité de flux magnétique émis au primaire ne se rend pas au secondaire. Ceci est représenté par des inductance de fuite, tel qu'illustré à la Figure 1.2c.

1.5.3 Circuit typique d'alimentation

Le lien inductif est réalisé comme un transformateur avec deux bobines indépendantes, une pour le module externe et l'autre pour l'implant. La quantité de flux magnétique partagé par ces deux bobines est représentée par le couplage, qui sera expliqué plus loin.

En utilisant les bons circuits de part et d'autre de ce transformateur, il sera possible d'augmenter la tolérance à la variation du couplage. De plus, ces circuits doivent permettre un bon fonctionnement avec un couplage faible. La première étape pour y arriver est d'ajouter un condensateur au secondaire pour mettre la bobine réceptrice en résonance. Ceci améliore le rendement de transmission ainsi que la tolérance au

couplage [20], [52]. Au niveau du primaire, l'envoi de puissance dans une inductance cause problème pour la conception de l'amplificateur. De plus, avec un couplage faible, il est impossible de maximiser la tolérance au déplacement ainsi que l'efficacité en même temps [17]. Mettre le primaire en résonance permet de réduire ces problèmes.

Finalement, pour rendre la puissance transférée utilisable, il faut redresser le signal et le stabiliser. La Figure 1.3 montre le circuit typique utilisé. L'amplificateur envoie d'abord la puissance dans la bobine émettrice. Une partie de cette puissance est ensuite récupérée par la bobine réceptrice. Un redresseur permet alors d'obtenir une tension continue qui sera placée au bon niveau par un régulateur.

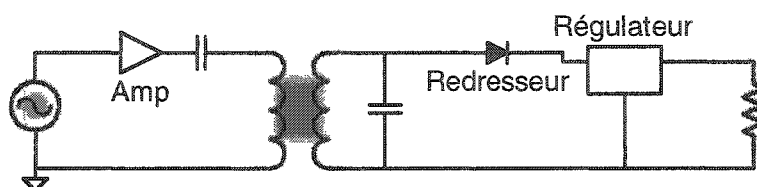


Figure 1.3 : Circuit typique de transfert d'énergie

1.5.4 Efficacité de l'alimentation

L'efficacité du transfert d'énergie est définie comme étant le rapport de l'énergie disponible à l'implant sur la quantité d'énergie consommée par le système d'émission. Cette efficacité est très importante pour les implants. En effet, la plupart des applications sont des systèmes portables. Pour réduire la quantité de piles que l'hôte doit transporter, ou augmenter l'autonomie du système, il faut une bonne efficacité.

Plusieurs éléments réduisent l'efficacité du transfert. À partir de la source d'alimentation de l'émetteur, les pertes principales sont causées par le régulateur de tension de l'émetteur (absent sur la Figure 1.3), l'amplificateur de puissance et la modulation, le couplage et le facteur de qualité des deux inductances, le redresseur et le régulateur de tension du récepteur.

Un autre aspect important pour l'efficacité est la transmission aux travers des tissus biologiques. En effet, ces derniers sont un obstacle à la transmission d'énergie. Une bonne compréhension de cet élément permet des meilleurs choix dans la conception de systèmes implantables.

1.5.5 Normes d'émissions électromagnétiques

La transmission au travers les tissus humains est régie par des normes. Au Canada, il s'agit du code de sécurité 6 de Santé Canada [47]. La norme principale fixe une limite au DAS (débit d'absorption spécifique), tel que montré au Tableau 1.2. Le DAS correspond à la quantité de puissance absorbée par les tissus.

Tableau 1.2 : Limite de DAS (tiré de [47])

Condition	Limite de DAS (W/kg)
Le DAS moyen pour tout le corps	0,08
Le DAS localisé pour la tête, le cou et le tronc – moyenne d'un gramme (g) de n'importe quel tissus*.	1,6
Le DAS dans les membres – moyenne de 10 g de tissus.	4

* Définis comme un volume de tissus sous forme d'un cube.

Le calcul et la mesure du DAS sont souvent problématiques. En remplacement, une norme sur l'intensité du champ électrique et magnétique peut être utilisée. Pour les

fréquences supérieures à 100 MHz, il y a aussi une densité de puissance maximale à respecter. Le Tableau 1.3 montre les limites d'intensité et de densité en fonction de la fréquence. La principale observation à faire est que l'intensité permise diminue pour les fréquences plus élevées.

Une autre norme très importante est celle de l'attribution du spectre électromagnétique. Industrie Canada est l'organisme responsable de cette attribution. Pour avoir la possibilité d'émettre une quantité de puissance suffisante sans que chaque appareil ait un permis, il faut utiliser les bandes de fréquences ISM (Industriel – Scientifique – Médical). Le Tableau 1.4 montre les quelques bandes ISM ainsi que l'intensité maximale permise.

Tableau 1.3 : Limites d'exposition aux ondes électromagnétiques (tiré de [47])

Fréquence (MHz)	Intensité champ électrique (V/m)	Intensité champ magnétique (A/m)	Densité de puissance (W/m ²)
0.003–1	280	2,19	-
1 – 10	280 / f	2,19 / f	-
10 – 30	28	2,19 / f	-
30 -300	28	0,073	2*
300 - 1500	$1,585 f^{0,5}$	$0,0042 f^{0,5}$	$f / 150$

* La limite de la densité de puissance est applicable à des fréquences supérieures à 100 MHz.
 f = fréquence

Tableau 1.4 : Puissances admises sur différentes bandes ISM

Fréquence centrale	Intensité d'émission (mV/m)
6,78 MHz	15,5 mesuré à 30m
13,56 MHz	15,5 mesuré à 30m
915 MHz	50 mesuré à 3m
2,450 GHz	50 mesuré à 3m

1.6 Transmission de données

La transmission de données sans fil se fait à l'aide d'un signal modulé. Ce dernier est appelé onde porteuse ou porteuse. Ce terme sera utilisé dans ce travail, même si la transmission ne repose pas sur une onde radiofréquence, mais bien sur le champ magnétique, tel qu'indiqué en 1.5.1.

Il existe de nombreuses méthodes de modulation, pour des signaux numériques ou analogiques. Celles qui sont pertinentes aux implants électroniques sont semblables à celles utilisées pour les dispositifs d'identification radiofréquence (RFID) [40] : ce sont des méthodes pour signaux numériques relativement simples.

1.6.1 Fréquence de la porteuse

Le choix de la fréquence de la porteuse a une importance face à la modulation. En effet, le débit maximal de transmission de données est limité par la fréquence de la porteuse. Par ailleurs, le rapport de fréquences entre la porteuse et les données est souvent utilisé pour mesurer la performance d'un système modulation-démodulation.

Dans les systèmes implantables, la porteuse d'énergie est aussi utilisée pour transmettre les données. Ce choix est fait principalement pour limiter la complexité des circuits implantés.

1.6.2 Filtrage du couplage inductif

La résonance est un avantage clair pour la transmission de puissance, mais elle a un impact non négligeable sur la modulation. En effet, le lien inductif constitue un filtre passe-bande. Une porteuse modulée est un signal ayant plusieurs composantes fréquentielles utiles qui seront conséquemment atténuées. La réponse en fréquence du filtre constitué des bobines ajustées en résonance est illustrée à la Figure 1.4. Le facteur de qualité des bobines est l'élément dominant qui détermine le gain absolu à la fréquence centrale. Il variera donc en fonction de la réalisation du système.

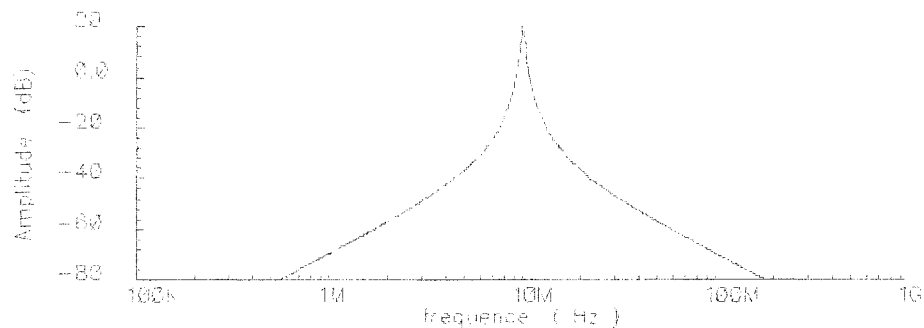


Figure 1.4 : Réponse en fréquence de deux inductances couplées et en résonance

1.6.3 Modulation d'amplitude

Le principe de base de cette méthode est de faire varier l'amplitude de la porteuse en fonction de l'amplitude du signal utile. Le facteur selon lequel l'amplitude change détermine l'indice de modulation. Ce dernier est défini comme étant le rapport entre la déviation maximale d'amplitude par rapport à l'amplitude moyenne. Un cas particulier intéressant est lorsque le signal utile est une donnée numérique et que l'indice de modulation est de 100%. Dans ce cas, la porteuse peut être dans deux états : à pleine

amplitude, ou nulle. Cette méthode de modulation est appelée OOK (On-Off Keying). Elle possède l'avantage d'être très simple à réaliser et permet le meilleur rapport signal/bruit parmi les différentes modulations d'amplitude. La Figure 1.5 montre un signal modulé en OOK, avant et après son passage dans le lien inductif. Ce dernier influence donc la qualité de la modulation. De plus, la quantité totale d'énergie transmise est réduite par le fait que la porteuse n'est pas toujours présente.

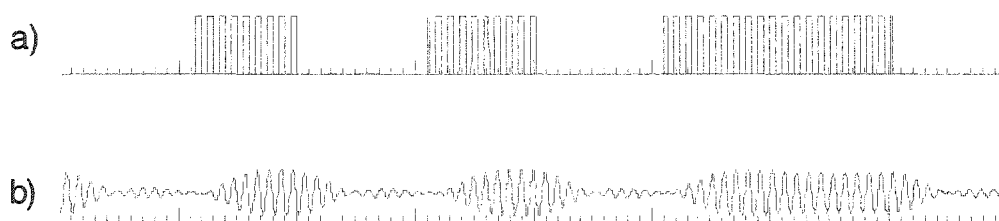


Figure 1.5 : Modulation OOK :
a) signal modulé b) signal reçu après le lien inductif

1.6.4 Modulation de fréquence

Ce type de modulation est très répandu. Il possède un meilleur rapport signal sur bruit que la modulation d'amplitude et est très approprié pour la modulation de signaux à haute fréquence, puisqu'il est facile de rapporter le traitement à plus faible fréquence.

Le principe de cette méthode est de faire varier la fréquence de la porteuse en fonction du signal utile. L'indice de modulation est alors défini comme le rapport de l'écart maximal de fréquence sur la fréquence centrale. Lorsque le signal utile est numérique, la porteuse peut prendre seulement deux fréquences. Ce cas particulier se nomme FSK (frequency shift keying).

Un signal modulé en fréquence sera grandement affecté par le passage dans un filtre passe-bande étant donné que la puissance du signal est divisée sur chaque fréquence. De plus, dans le cas des implants, la puissance doit être transmise sur une bande de fréquences ISM, qui est relativement étroite.

1.6.5 Modulation de phase

La modulation de phase est la plus complexe des trois modulations de base. Le principe est de changer la phase du signal en fonction du signal utile. La plupart du temps, ce type de modulation est utilisé pour des signaux numériques. Il s'agit alors de la modulation PSK (Phase Shift Keying). Cette modulation est souvent utilisée avec plus de deux niveaux de phase. Lorsqu'il y a 4 niveaux, il s'agit de QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).

Une fraction de la puissance d'un signal modulé en phase se situe à des fréquences différentes de la fréquence centrale. Un filtre passe bande affectera donc ce signal, mais de façon moindre par rapport à la modulation FSK, puisque cette dernière produit un signal ayant une plus grande proportion de puissance à des fréquences autres que la fréquence centrale.

1.6.6 Encodage des données

La modulation de la porteuse est rarement fait directement avec le signal de données tel quel. En effet, un encodage est souvent préalablement fait. Il existe différents

encodages, permettant différents effets. La Figure 1.6 montre ceux qui sont pertinents pour les implants.

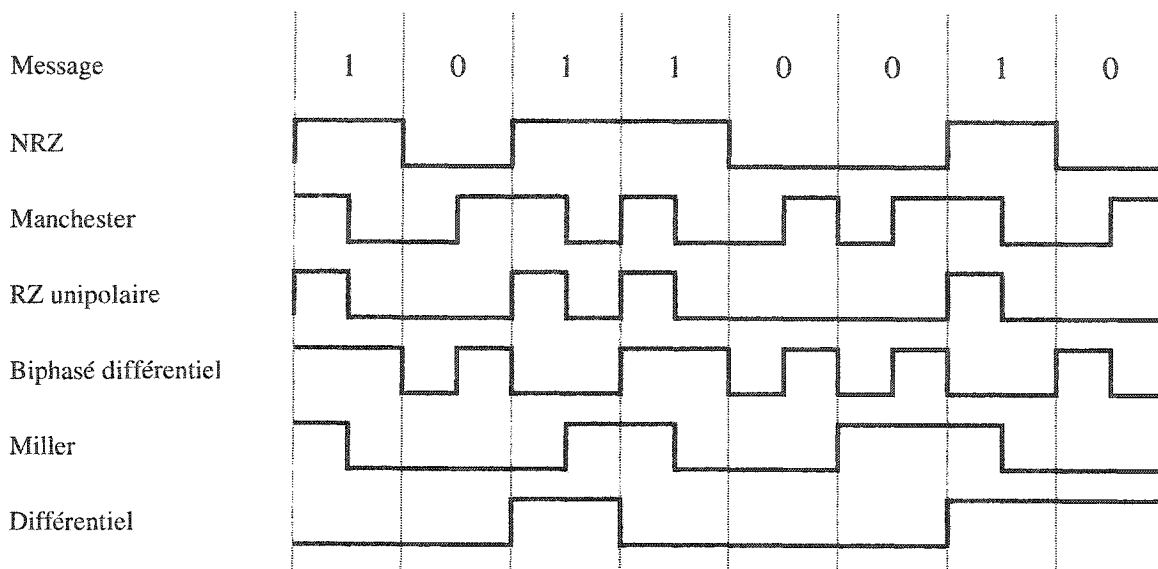


Figure 1.6 : Formes d'ondes de différents encodages

Une des méthodes les plus intéressantes est l'encodage Manchester. Ce dernier est utilisé pour véhiculer l'horloge et les données en même temps. De plus, le rapport cyclique moyen est de 50%, ce qui est très intéressant pour la transmission de la puissance lorsque la modulation d'amplitude est utilisée. En effet, la puissance de la porteuse reste alors constante. Cependant, l'encodage Manchester a le désavantage de nécessiter une bande passante double. L'encodage Miller permet aussi d'avoir un grand nombre de fronts, aidant la synchronisation. Par contre, le rapport cyclique peut varier entre 33% et 66%. Le choix de l'encodage se fait avec la conception des circuits de démodulation. Un des éléments importants est la synchronisation. En effet, les implants ont rarement une horloge interne autonome et rapide. Sans cette dernière, il faut reconstituer un signal d'horloge à partir de la porteuse modulée.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit de façon générale les systèmes d'implants électroniques, montrant le flux de données associé. Le besoin d'échanges entre un implant et l'extérieur a été mis en évidence et la pertinence de l'alimentation et de la transmission de données à distance a été montrée. Ces éléments ont ensuite été détaillés, en commençant par l'explication de l'alimentation par induction pour ensuite survoler les bases de la transmission de données. Cette dernière partie a illustré différentes possibilités de modulation et d'encodage pour la transmission sans fil.

Le prochain chapitre présente une revue des travaux effectués pour les systèmes implantables alimentés par lien inductifs. Leurs besoins en communication ainsi que les systèmes utilisés pour répondre à ce besoin sont vu de plus près.

CHAPITRE 2

REVUE DES SYSTÈMES IMPLANTABLES AVEC ALIMENTATION PAR INDUCTION

2.1 Introduction

Nous examinerons dans ce chapitre les systèmes implantables alimentés par lien inductif en donnant une importance prédominante aux fonctions visées par nos recherches, c'est-à-dire les échanges de données.

En premier lieu, les travaux effectués sur les implants corticaux, rétiniens, cochléaires, musculaires et de télémétrie sont revus. Par la suite, les travaux dédiés aux communications et transfert de puissance pour les implants alimentés par lien inductif sont survolés. Finalement, les projets d'implants urinaire et visuel de l'équipe PolySTIM sont présentés. En effet, les travaux présentés dans ce mémoire ont comme application ces deux systèmes.

2.2 Systèmes d'implants corticaux

Plusieurs équipes travaillent sur des implants corticaux. Celle de Dobbie est la plus avancée au niveau clinique. En effet, plusieurs individus ont un implant visuel au cerveau ainsi qu'un module externe leur permettant d'obtenir une vision restreinte [16].

Cependant, ces dispositifs échangent données et alimentation avec un lien câblé percutané. Ces travaux ne seront donc pas utiles pour notre lien inductif.

L'équipe de l'université du Michigan utilise un lien inductif pour la communication et l'alimentation. Ce lien fonctionne avec une porteuse à 4 MHz, modulée en amplitude pour envoyer des données avec un débit allant jusqu'à 100 kbit/s [25]. Ceci correspond à un rapport de fréquence porteuse/donnée de 40. Le démodulateur est un circuit détecteur d'enveloppe fonctionnant en mode courant. Ses performances pourraient aller jusqu'à un rapport de fréquence (porteuse/données) de 16. Quant à la récupération de l'horloge, elle se fait en synchronisant un oscillateur interne avec la porteuse de 4 MHz. Finalement, la fonction de récupération d'énergie permet de fournir 50 mW en tensions continues de ± 5 V. Toutes ces fonctions sont intégrées dans le même circuit. Malheureusement, la fonction de retour de données vers l'extérieur est absente.

Le système avec lien inductif le plus avancé est celui de l'équipe de Troyk. En effet, l'équipe développe un système implantable cortical à 1024 électrodes [63]. Le système utilise un lien inductif avec une porteuse à 4,48 MHz, modulée avec la méthode brevetée de suspension de porteuse [65], que nous détaillerons en 2.7.2. Cette méthode permet d'obtenir un débit de transmission très élevé, soit de 1,12 Mbit/s (rapport de 4). L'énergie est envoyée par un amplificateur de classe E utilisé en boucle fermée. Ce choix maximise l'efficacité de l'amplificateur, mais ne permet pas une grande précision sur la fréquence d'opération. Finalement, notons que le système n'inclus pas de lien de retour pour transmettre les données de l'implant vers l'extérieur.

2.3 Implants rétiniens

Les implants rétiniens sont semblables aux implants visuels corticaux décrits en 2.2. Le débit de données allant vers l'implant sera donc élevé, ainsi que la consommation de puissance. Les travaux sur ce type de système incluent ceux de l'université John Hopkins [34]. Leur implant utilise un lien inductif pour l'alimentation ainsi qu'une modulation ASK pour transmettre les données. Ces dernières ont un débit de 250 kbit/s pour une porteuse de 10 MHz (rapport de 40). Le démodulateur utilisé est en mode tension et fonctionne seulement si l'entrée est à la tension nominale. Ce dernier point n'est pas critique lorsque le couplage est stable, comme dans le cas des implants rétiniens. Notons finalement que ce projet n'inclus pas de lien de retour vers l'extérieur pour le moment.

La communication bidirectionnelle est incluse dans les derniers prototypes de l'équipe de Lovell [60]. Leur implant fonctionne avec un lien inductif, fournissant l'alimentation avec une porteuse à 2.5 MHz. La modulation du lien descendant (vers l'implant) est une forme de modulation de longueur d'impulsion. Dans ce cas ci, la performance correspond à un rapport (porteuse/donnée) d'environ 16. Pour le lien montant (vers l'extérieur), une modulation de charge par position d'impulsion est utilisée. La communication ne peut se faire dans les deux directions de façon simultanée. De plus, le lien montant est utilisé pour transmettre une seule valeur, de façon sporadique.

2.4 Implants cochléaires

L'audition est une autre fonction biologique que les implants peuvent remplacer. De façon similaire aux implants visuels, une stimulation sur plusieurs sites est effectuée. Bien que de façon moindre, ces implants auront aussi besoin d'une grande quantité d'information étant donnée que leur source de données est continue. Zierhofer propose un système de stimulation multicanaux utilisant une alimentation par lien inductif fonctionnant avec une porteuse à 10 MHz [72]. Le débit de transmission du lien descendant est de 400kbit/s (rapport de 25), en utilisant une modulation OOK. Quant au lien montant, il utilise une modulation de charge par longueur d'impulsion pour transmettre une valeur. Cette méthode s'applique mal pour une communication continue.

McDermott [37] propose une méthode différente pour le lien montant. Un oscillateur local à 1 MHz donne un signal qui est modulé et ensuite couplé de façon capacitive au boîtier métallique de l'implant. Un second couplage capacitif doit être fait à l'extérieur pour récupérer la porteuse modulée.

Les développements récents pour les implants cochléaires se situent surtout au niveau de l'analyse du son et des stratégies de stimulation [31],[9]. L'amélioration de la transmission de données ne semble donc pas un élément prioritaire pour ce type d'implant.

2.5 Implants musculaires

La stimulation électrique sur les muscles n'est pas une idée nouvelle. Cependant, la réalisation de cette dernière à l'aide d'implants facilite la stimulation sur de multiples nerfs en plus de donner plus de liberté à l'hôte. Pour contrôler avec précision un ou même plusieurs muscles, il est nécessaire d'avoir plusieurs canaux de stimulation ainsi que plusieurs canaux d'observation. Ceci implique donc un grand débit de transmission de données dans les deux directions. Les implants de stimulations musculaires complexes peuvent par exemple viser la récupération de la fonction de poigne.

Le centre de stimulation électrique fonctionnelle de Cleveland (Cleveland FES Centre) développe un implant multicanaux avec un lien de communication bidirectionnel [55]. Cet implant reçoit ses données avec un débit de 100 kbit/s par une porteuse à 6,78 MHz modulée en amplitude (rapport 67,8). Quant au lien montant, il utilise une modulation de charge, sous forme de changement de configuration de circuit [61]. Cette méthode permet une meilleure efficacité et est utilisable à un débit de 200 kbit/s (rapport 33,9).

La plupart des travaux présents s'affèrent aux stratégies de stimulation et de contrôle ou aux études avec des hôtes. Dans ce dernier cas, l'équipe de University College London a publié récemment des résultats suite à des expérimentations de plusieurs années avec une patiente paraplégique possédant un implant de stimulation neuromusculaire [42]. Néanmoins, de meilleures performances au niveau de la communication permettraient la réalisation de systèmes plus raffinés.

2.6 Implant d'observation ou de télémétrie

Plusieurs équipes ont déjà présenté des systèmes complets d'implants de télémétrie [44], [41], [1], [38]. La plupart du temps, ces systèmes sont faits pour observer l'activité nerveuse. Cette observation implique comme première étape un amplificateur d'instrumentation très performant. En effet, l'information source est l'activité électrique sur un tissu nerveux. Cette activité s'observe par des tensions très faibles, allant du microvolt jusqu'au millivolt. Après l'amplification, le signal est numérisé et transmis à un module de traitement. La fréquence d'échantillonnage choisie peut aller jusqu'à 20kHz, ce qui implique un taux de transmission de données élevé. En effet, si l'on suppose une conversion analogique à numérique de 8 bits, le besoin de débit de transmission s'élève à 160 kbit/s par canal, donc au delà du mégabit/s pour des systèmes avec 8 canaux ou plus. Néanmoins, certaines applications ne visent que l'activité nerveuse de basse fréquence. C'est pourquoi certains systèmes fonctionnent avec des débits de transmission très faibles [44], [1]. Par ailleurs, l'équipe de Valderrama a proposé un système avec modulateur de phase ayant un débit de transmission de 468 kbit/s avec une porteuse de 30 MHz (rapport de 64,1) [41]. Cette dernière est utilisée seulement pour la transmission de l'implant vers l'extérieur. Le système utilise une deuxième porteuse de 10 MHz pour l'alimentation et la transmission vers l'implant.

Certains implants de télémétrie communiquent avec des appareils d'analyse qui doivent rester fixes. La portée de transmission de données doit donc être beaucoup plus grande.

Ainsi, certains implants de télémétrie n'utilisent pas de lien inductif, mais plutôt un lien radio classique et une alimentation par pile [38].

2.7 Travaux sur le lien inductif

2.7.1 Émission de puissance

La transmission de données pour les systèmes d'implants alimentés par liens inductifs est toujours intimement liée à la transmission de puissance. La façon dont la puissance est émise peut ajouter des contraintes au système de communication. C'est pourquoi il convient de regarder de plus près les méthodes d'émission de puissance. Étant donnée la grande importance de l'efficacité du transfert de puissance, des amplificateurs à haut rendement sont utilisés. Il s'agit d'amplificateurs de classe D et E. Ces deux types seront détaillés et comparés au Chapitre 3. Cependant, il faut savoir que leur point commun est l'utilisation d'un circuit oscillant en sortie. Le facteur de qualité de ce circuit est habituellement élevé, toujours dans le but d'augmenter l'efficacité. Ce circuit oscillant fait donc partie du lien inductif typique décrit plus haut et contribue à filtrer la porteuse. Finalement, ces types d'amplificateurs se prêtent particulièrement bien à la modulation OOK, parce qu'ils fonctionnent en commutation.

Les systèmes d'implants ont le défaut de devoir fonctionner avec un couplage variable. En effet, la position de l'inductance émettrice par rapport à l'implant ne peut pas être fixe et connue. Cette variation affecte non seulement la quantité de puissance transmise, mais aussi l'efficacité de cette transmission. S'il en est ainsi, c'est qu'un changement de

couplage modifie la valeur de l'inductance équivalente présente dans le circuit oscillant de l'amplificateur. La fréquence naturelle d'oscillation du circuit change et ne correspond plus à la fréquence d'amplification. L'amplificateur se trouve alors désajusté. Ceci mène à un fonctionnement sous optimal pour la quantité de puissance ainsi que pour l'efficacité. Il est même possible d'endommager l'élément actif de l'amplificateur.

La solution choisie par plusieurs est d'utiliser un circuit oscillant de façon autonome [18], [73], [71], [74], [70], [66]. Cette méthode fonctionne puisque la fréquence d'oscillation naturelle correspond toujours à la fréquence d'amplification. En utilisant ce principe, l'équipe de Najafi propose un circuit ayant une efficacité de 71%, stable pour des variations de couplage de 13% [70]. Ce circuit consomme 1,9 W et opère à 3.9 MHz. Pour arriver à laisser osciller le circuit librement, tout en effectuant une amplification, il faut que l'amplificateur soit commandé en boucle fermée. Ceci nécessite un circuit supplémentaire et implique donc une consommation de puissance supplémentaire qui doit être ajoutée à l'équation. De plus, ce type de circuit possède un problème fondamental important. Puisque la fréquence n'est pas fixe et contrôlée avec précision, il devient très difficile de respecter les normes d'émission électromagnétiques.

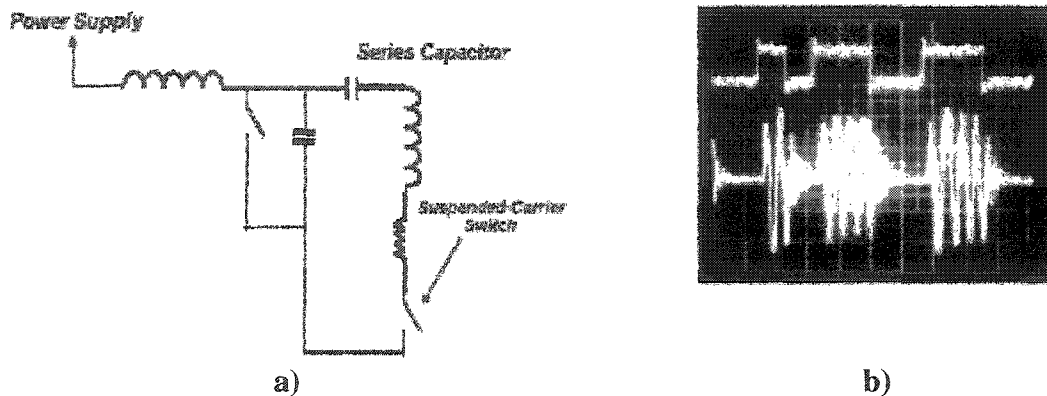
Une autre approche est de désensibiliser l'amplificateur au changement de couplage. Ceci est possible en partie pour les amplificateurs de classe E, mais nécessite une analyse complexe [77]. Les résultats de cette analyse permettent de fixer les valeurs des paramètres de conception de l'amplificateur. Cette méthode est très intéressante

puisque'elle n'ajoute aucune complexité au circuit. Cependant, elle se limite à la désensibilisation de la partie résistive de la charge.

2.7.2 Transfert de données vers l'implant

Tel que vu dans ce chapitre, la majorité des systèmes utilisent la modulation d'amplitude pour transmettre les données vers l'implant. Ce choix est fait principalement en raison de la simplicité des circuits requis. Il existe plusieurs façons d'optimiser cette méthode, tout en conservant une simplicité raisonnable.

Troyk propose un système de modulation/démodulation OOK très performant [64]. La principale différence avec les autres systèmes OOK est au niveau du circuit de modulation. Cette méthode permet la commutation rapide d'un amplificateur de classe E. Le circuit utilisé est illustré à la Figure 2.1a. L'implantation de la méthode est très simple : il s'agit d'ajouter un interrupteur. Avec un amplificateur normal, l'arrêt des oscillations provoque le transfert de l'énergie d'oscillation vers la masse. Avec ce nouveau circuit, l'interrupteur vient bloquer le transfert vers la masse, tout en empêchant les oscillations de continuer. L'énergie n'a d'autre choix que de s'accumuler dans les condensateurs. Ceci permet un arrêt des oscillations rapides, mais le plus important est que le départ est aussi très rapide. En effet, presque aucune nouvelle énergie n'est nécessaire pour obtenir une première oscillation de pleine amplitude, comme on le voit à la Figure 2.1b. Avec le bon démodulateur, il sera possible de transmettre l'information à des débits très élevés, soit avec un rapport de fréquence porteuse/données de 4 ou même moins.



**Figure 2.1 : a) Amplificateur avec modulation OOK par suspension de la porteuse
b) Signal modulant et porteuse (tirés de [63])**

La méthode de Troyk comporte un désavantage : pour empêcher la décharge des condensateurs, une diode doit être ajoutée en série avec l'alimentation positive, avant d'arriver à l'amplificateur. Ceci cause une perte d'efficacité du transfert de puissance qui peut être grande si la tension d'alimentation est faible.

Par ailleurs, l'équipe de Valderrama et de Najafi ont plutôt choisi d'utiliser la modulation de fréquence [27; 36]. Le premier propose un système utilisant deux fréquences très rapprochées de la fréquence centrale du lien inductif. Les performances théoriques montrent un débit de 4,5 Mbit/s avec une porteuse de 16 MHz (rapport de 3,56). Dans la pratique, un débit de 2 Mbit/s (rapport de 8) a été obtenu avec des conditions d'utilisation normales. Du côté de Najafi, les fréquences utilisées pour la modulation FSK sont bien différentes : l'une est le double de l'autre. Le système atteint des performances records, soit un débit de transmission de 2,5 Mbit/s avec une porteuse de 5 MHz (rapport de 2). Par contre, il n'est viable que lorsque le lien inductif a un facteur de qualité faible. Autrement, la transmission de puissance peut difficilement être faite. Il est bon de se

rappeler que toute méthode de transmission utilisant la modulation de fréquence affecte la performance du transfert de puissance, à cause de la bande passante étroite du lien inductif.

Le Tableau 2.1 résume les performances des différents systèmes qui ont été revus dans cette section.

Tableau 2.1 : Performance du lien descendant de différents systèmes

Système	Fréquence porteuse (MHz)	Débit de transmission (kbit/s)	Rapport de fréquence porteuse/données
ASK (OOK) standard	1 ~ 30	1 ~ 400	1000 ~ 16
OOK Troyk [60]	4,48	1120	4
FSK Valderrama [33]	16	2000	8
FSK Najafi [24]	5	2500	2

2.7.3 Transfert de données de l'implant vers l'extérieur

La présence d'un lien inductif permet la transmission en direction montante avec une modulation passive. Tel que vu à la section 1.5.2, l'impédance de charge du côté implant est réfléchiée vers le circuit externe. Ainsi, une modification dans la charge de l'implant se traduit par une modification de l'impédance perçue par le circuit externe. Pour arriver à faire une transmission de données, il suffit d'effectuer une modulation de la charge, c'est-à-dire de la faire varier selon le signal de données. La méthode la plus simple pour y arriver est d'augmenter la consommation du courant de l'implant avec un interrupteur et une charge dédiée à cette fonction. Plus la différence de consommation sera grande, plus le signal démodulé du côté externe sera puissant. Ainsi, certains vont littéralement court-circuiter l'alimentation de l'implant pendant une très courte durée pour créer une

impulsion facile à discerner de l'extérieur [69]. Évidemment, ce type de modulation gaspille beaucoup d'énergie. Le système proposé par Troyk [61] répond au problème de gaspillage. Aucune charge additionnelle n'est ajoutée pour faire la modulation. À la place, la configuration du redresseur de tension est changée, entre un redresseur pleine onde à quatre diodes et un redresseur doubleur de tension à deux diodes, tel qu'illustré à la Figure 2.2 a) et b). Chacune des configurations offre une impédance d'entrée différente, donc une charge apparente différente. Par rapport à un circuit de modulation de charge par impulsion, le circuit de Troyk nécessite deux condensateurs supplémentaires, ainsi que deux ou trois diodes dépendamment du redresseur utilisé. Ce système reste simple et offre une meilleure efficacité au niveau de la puissance.

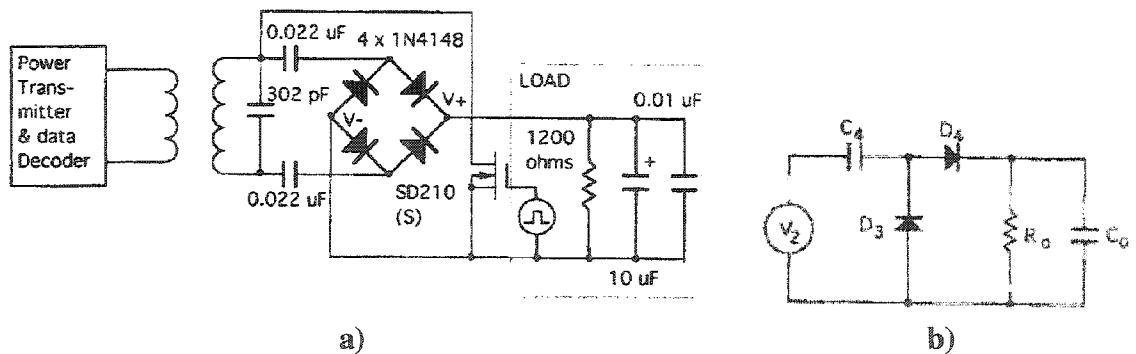


Figure 2.2 : a) Circuit de modulation de charge par changement de configuration du circuit b) Circuit équivalent lorsque le commutateur est fermé (tirés de [61])

Les méthodes autres que la modulation passive utilisent toujours une porteuse supplémentaire. Il s'agit alors d'un lien radio plus standard, et les modulations d'amplitude, de fréquence et de phase sont possibles. Par contre, la création d'une porteuse de fréquence stable ainsi que les circuits de modulation et d'émission rendent la complexité de l'implant beaucoup plus grande. Cet ajout de complexité n'est justifiable

que lorsque la portée de communication doit être grande. Dans le cas des implants alimentés par lien inductif, la portée peut rester courte, puisque la fonction d'alimentation inductive se fait à courte distance.

2.8 Implant urinaire de PolySTIM

Les systèmes d'implants urinaires ont comme fonction principale le contrôle de la miction par stimulation des nerfs. Dans l'équipe PolyStim, le système implantable urinaire est relativement mature. En effet, plusieurs générations de prototypes ont été réalisés et les plus récents ont été utilisés pour les tests chroniques chez les animaux [4],[6],[49],[50]. Présentement, les travaux s'affèrent à réduire la taille du circuit implantable et à ajouter une fonction de télémétrie. Le volume de la vessie est l'information principale à récupérer. Un des objectifs de ce travail était de fournir un lien de transmission de données bidirectionnel pour ce système.

2.8.1 Description du système

Ce système est composé d'un implant miniature et d'un contrôleur externe. Ce dernier existe en deux versions, une utilisant un ordinateur et un circuit d'émission, l'autre étant un petit module dédié, avec boutons de contrôle et affichage texte. De nombreuses versions de l'implant ont été réalisées. Les dernières obtiennent leur énergie de fonctionnement de deux façons : avec une pile et par lien inductif. Cette alimentation double est justifiée par le désir d'effectuer une stimulation permanente de faible amplitude. Dans ce cas l'alimentation par pile est utilisée, libérant l'hôte du contrôleur

externe. Pour provoquer la miction, une plus grande amplitude de stimulation est nécessaire et le lien inductif est utilisé, étant donné que le contrôleur externe est nécessaire pour envoyer la commande.

2.8.2 Transmission de données

Lorsque la miction doit être provoquée, une stimulation adéquate doit être faite. Le contrôleur externe envoie les paramètres de cette stimulation à l'implant par le lien inductif, à l'aide d'une modulation OOK. Cette transmission n'est pas continue et son débit n'est donc pas critique. En effet, il s'agit d'environ une centaine de bits envoyés une seule fois, ou répétée quelques fois pour augmenter les chances de transmission sans erreur.

Dans l'autre direction, nous désirons retourner une information au sujet du volume de la vessie. L'équipe PolySTIM désire effectuer cette tâche en observant l'activité sur les nerfs. L'analyse de cette information étant complexe, il convient d'envoyer à l'extérieur en temps réel les données sur l'activité du ou des nerfs. C'est pourquoi le débit d'information à retourner à l'extérieur peut être élevé, surtout si plusieurs nerfs sont utilisés. À ce jour, aucun lien de retour satisfaisant n'a été réalisé.

2.8.3 Circuits de communication

La transmission d'énergie et de données est effectuée par des circuits essentiellement analogiques. Le circuit d'émission est illustré à la Figure 2.3. Outre l'alimentation de 12V, la seule entrée est celle des données modulantes. Ce signal vient arrêter ou repartir

un oscillateur analogique, effectuant ainsi la modulation OOK. L'oscillateur est ajusté avec un condensateur variable et sa sortie contrôle un amplificateur de classe D qui émet la puissance d'alimentation pour l'implant. Malheureusement, ce circuit ne permet pas d'obtenir une fréquence porteuse précise et constante. En effet, il est bien connu que la fréquence d'un oscillateur constitué d'un circuit résonnant passif varie selon l'environnement. Il sera donc très difficile de rendre un tel émetteur conforme aux normes sur les émissions radiofréquences, puisque ces dernières requièrent une très grande stabilité de fréquence. De plus, le circuit ne s'est pas montré performant au niveau du transfert de puissance à cause de considérations qui seront discutées en 3.4.1.

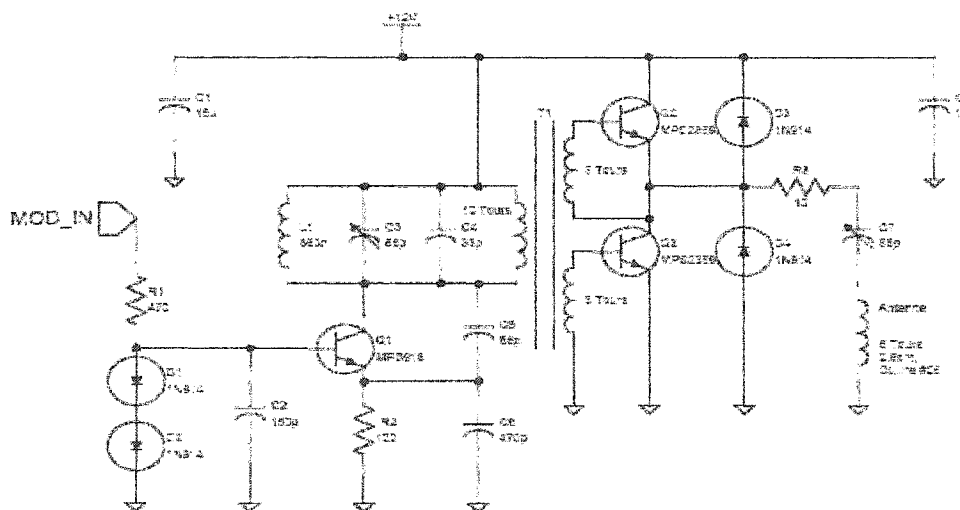


Figure 2.3 : Circuit d'émission et de modulation OOK (tiré de [49])

Du côté de l'implant, le circuit de démodulation est un détecteur d'enveloppe, tel qu'illustré de façon simplifiée à la Figure 2.4. Les oscillations en entrée font conduire le transistor, ce qui ramène le signal *donnée* à zéro. Lorsque les oscillations cessent, le signal *donnée* est ramené à V_{DD} par la résistance. Ce détecteur d'enveloppe tel quel

comporte de nombreux défauts. D'abord, il est dépendant du gain du transistor ainsi que de sa vitesse de commutation. Ces paramètres peuvent varier beaucoup d'un composant à l'autre. Ensuite, la capacité parasite du signal *donnée* influence le temps de montée et de descente de l'enveloppe. Ainsi, avec un transistor aux performances maximales et avec une petite capacité parasite, l'enveloppe détectée peut être la porteuse elle-même, ou du moins en contenir des traces. Les performances d'un tel démodulateur sont donc limitées. Plusieurs prototypes l'utilisent tout de même, avec un débit de transmission de 300 kbit/s sur une porteuse à 20 MHz, soit un rapport de fréquence porteuse/donnée de 66,67 [49].

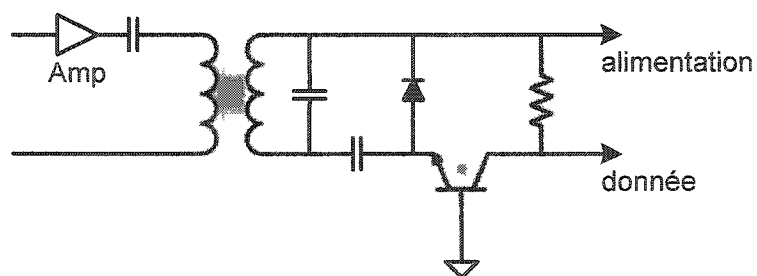


Figure 2.4 : Circuit de réception de l'implant urinaire

Comme nous le constatons, le système implantable urinaire de l'équipe PolyStim a un système de transmission déficient.

2.9 Implant visuel de PolySTIM

L'équipe PolyStim travaille aussi activement sur un projet d'implant visuel cortical [10], [11]. Ce genre d'implant stimule le cortex cérébral directement, pour générer une image dans le champ visuel de la personne non-voyante. Le projet de l'équipe vise un implant

ayant plus de 1000 canaux de stimulation ainsi qu'un lien de retour pour transmettre les impédances de chaque site de stimulation. Le système est en développement et nous avons le mandat de fournir un système de communication bidirectionnel pour les prototypes présentement réalisés.

2.9.1 Description du système

Un système implantable visuel a comme source principale de données des images, captées par une caméra. Ces images sont ensuite traitées et transformées en instructions de stimulation. Cette opération peut être très complexe, puisqu'on désire mettre en évidence les informations utiles de l'image avant d'envoyer des commandes de stimulation. Ces dernières sont transmises du contrôleur externe vers l'implant à l'aide d'un lien inductif. L'implant est, quant à lui, divisé en deux parties principales. Un premier module reçoit l'énergie d'alimentation et communique avec le contrôleur externe pour ensuite diriger les informations au bon module de stimulation. Ces seconds modules sont utilisés en quantité suffisante pour couvrir une grande région du cortex visuel. Ainsi, il est possible de couvrir le maximum d'espace du champ visuel. Pour fournir à l'hôte une image de qualité, un grand nombre de points de stimulation seront nécessaires, puisque chacun d'entre eux correspond à un point dans le champ visuel [15]. Conséquemment, une grande quantité d'énergie est nécessaire pour alimenter tous les sites de stimulation. L'alimentation par pile n'est donc pas viable et nous nous tournons vers le lien inductif pour répondre aux besoins d'alimentation.

2.9.2 Transmission de données

Le grand nombre de sites de stimulation signifie aussi qu'une grande quantité de donnée est nécessaire pour créer une image en mouvement. En effet, un débit d'environ 1 Mbit/s est nécessaire pour effectuer une stimulation rafraîchie à 50 Hz avec 1000 électrodes [11]. Ceci justifie donc des efforts dans le développement d'un système de communication.

Du côté de la transmission de l'implant vers l'extérieur, le débit doit aussi être maximisé. Un haut débit permet un retour d'information rendant possible l'asservissement de la transmission de puissance, ce qui augmente son efficacité. Cette dernière est particulièrement critique dans le cas de l'implant visuel puisque qu'il a une forte consommation de puissance et fonctionne avec des stimulations continues.

2.10 Objectif de recherche

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents systèmes implantables, c'est-à-dire les implants visuels (corticaux ou rétiniens), les implants cochléaires, musculaires et d'observation. Leurs différents besoins en échanges de données ont été mis en évidence et nous avons montré que ces besoins n'étaient pas encore comblés dans tous les cas. Nous avons ensuite examiné les systèmes d'implants urinaires et visuels de l'équipe PolySTIM pour montrer leurs carences ou besoins en système de communication. L'amélioration des débits de transmission est souhaitable et des systèmes efficaces au

niveau de l'énergie doivent être proposés. Nous avons revu en dernier lieu les systèmes de transmission les plus performants pour montrer leurs avantages et inconvénients.

Après avoir fait la revue des différents travaux pertinents, précisons l'objectif de recherche : le but premier est de proposer un nouveau système de communication bidirectionnelle performant et efficace pour implants alimentés par lien inductif. Aussi, nous examinerons l'utilisation de la modulation de phase pour la comparer aux systèmes de communications pour implants disponibles à ce jour. Finalement, le système de communication proposé doit s'intégrer aux implants de l'équipe PolySTIM.

Le prochain chapitre présente nos études sur les différents modules impliqués dans la communication avec les implants alimentés par lien inductif. Ceci est fait dans le but de proposer un nouveau système de communication performant.

CHAPITRE 3

ÉTUDE DES MODULES IMPLIQUÉS DANS LES ÉCHANGES DE DONNÉES

3.1 Introduction

Les systèmes de communication pour implant dépendent de nombreux éléments ou modules. Ce chapitre expose donc les différents aspects de ces modules qui sont importants pour l'optimisation du lien inductif.

En premier lieu, le couplage inductif est expliqué au niveau électromagnétique, montrant la possibilité d'amélioration de performances en utilisant les bobines appropriées. Cet élément est ensuite complété avec une étude sur l'impact des tissus biologiques lors de la transmission. Nous explorons ensuite les amplificateurs de puissance, qui sont importants non seulement pour le transfert de puissance mais aussi pour la modulation des données. Les redresseurs de tensions sont ensuite survolés rapidement. Par la suite, la démodulation de phase est abordée et nous présentons le système généralement utilisé pour cette fonction. Finalement, nous traitons de l'aspect de la détection et correction d'erreur. Tous ces éléments contribuent à la performance de la communication. Ce chapitre permet donc de faire de meilleurs choix lors de la conception d'un système d'échanges de données.

3.2 Couplage inductif

Le couplage inductif est le phénomène d'électromagnétisme sur lequel repose le lien inductif utilisé pour les implants. Par définition, il existe un couplage entre deux fils conducteurs dès que le champ magnétique créé par l'un atteint le second. Nous nous intéressons évidemment au cas où l'intensité du champ magnétique atteignant le second conducteur n'est pas négligeable.

L'analyse du couplage au niveau du circuit est bien connue [62],[17],[22],[14]. Cependant, il est moins facile de déterminer les paramètres de fabrication des inductances utilisées pour le lien inductif. Par exemple, la méthode décrite en [32] ne permet l'optimisation que pour le cas d'une distance et d'un alignement connus et fixes. C'est pour cela que nous explorerons le phénomène de couplage au niveau électromagnétique. Notre objectif est donc de trouver les paramètres optimaux pour la création des bobines qui constituent le lien inductif. Cette optimisation permet une amélioration de l'efficacité du transfert d'énergie ainsi qu'un meilleur rapport signal/bruit pour la transmission de données.

3.2.1 Théorie de base

Il est bien connu que les phénomènes électromagnétiques peuvent être décrits avec les quatre équations de Maxwell. Pour le phénomène d'induction, une seule d'entre elle suffit :

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \int \vec{J}_f d\vec{a} + \int \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} d\vec{a} \quad \text{ou} \quad \nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (3.1)$$

Cette équation met en relation le courant électrique (\vec{J} = densité de courant) et le champ magnétique (\vec{H}), indiquant qu'un champ magnétique peut être généré par un courant. Les éléments vectoriels de cette équation rappellent que ces phénomènes sont directionnels et dépendants de la géométrie du système. Dans le cas d'une boucle ou d'une bobine de fil conducteur, la première caractéristique intéressante est l'inductance propre de la bobine. Cette valeur mesure la capacité de la bobine à générer un champ magnétique avec un courant et la relation mathématique est :

$$L = \frac{N\Phi}{I} \quad (3.2)$$

où N est le nombre de tours, Φ est le flux magnétique et I est le courant circulant dans la bobine. Lorsque deux bobines sont couplées, il existe une inductance mutuelle que l'on peut exprimer, dans le cas où la bobine 1 est émettrice, par :

$$M_{12} = \frac{N_2 \Phi_{12}}{I_1} \quad (3.3)$$

où N_2 est le nombre de tours de la bobine 2, I_1 est le courant circulant dans la bobine 1 et Φ_{12} est la portion de flux émise par la bobine 1 et captée par la bobine 2. En effet, le flux créé par la bobine émettrice peut se diviser en deux, soit le flux mutuel et le flux de fuite. Bien que le rapport flux mutuel / flux total nous indique la qualité du couplage, c'est plutôt le coefficient de couplage qui est utilisé. Ce dernier est défini par :

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.4)$$

où M est l'inductance mutuelle et L_1, L_2 sont les inductances propres. Le coefficient de couplage est largement utilisé dans l'analyse au niveau circuit du lien inductif. C'est donc lui qui fait le lien entre la géométrie du couplage et le circuit. L'analyse géométrique est très complexe si l'on procède directement avec l'équation de Maxwell. Il convient donc de la transformer préalablement pour en obtenir la formule de Neuman [59] :

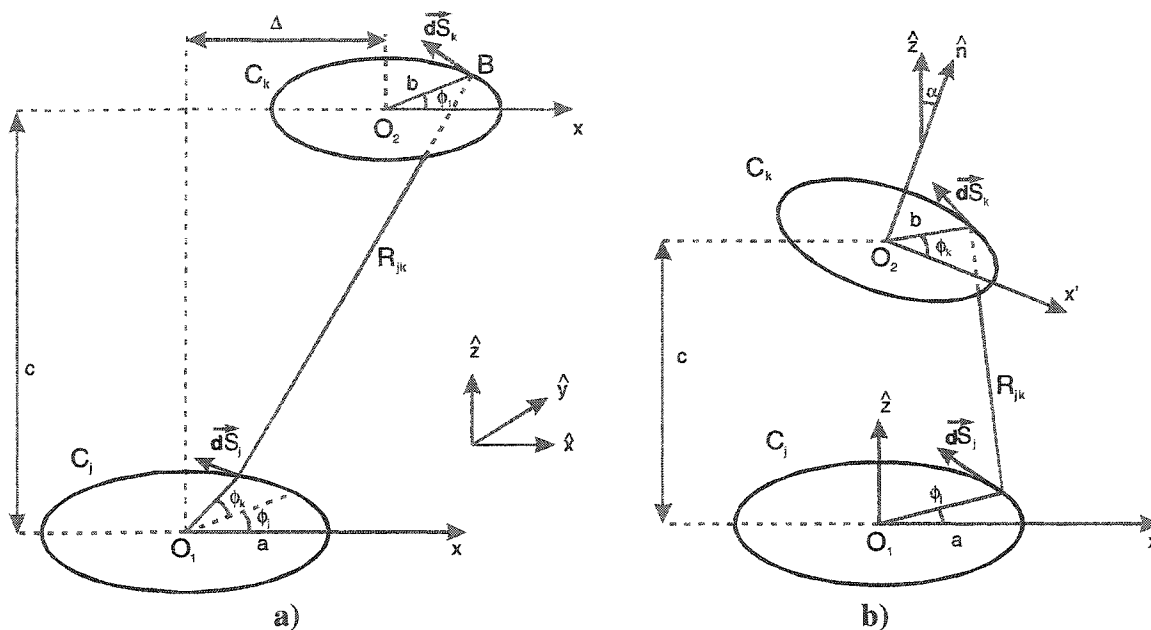
$$M_{jk} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_k} \oint_{C_j} \frac{d\vec{S}_k \cdot d\vec{S}_j}{R_{jk}} \quad (3.5)$$

où S est un élément de surface, R est une distance et C est le contour de surface. Cette formule permet donc le calcul de l'inductance mutuelle entre deux éléments géométriques de façon relativement simple.

3.2.2 Géométrie du couplage et des bobines

Les différents implants électroniques ont chacun des contraintes physiques fixant les bornes de fonctionnement. La plupart du temps, l'alignement entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice ne peut être garanti. Il est donc intéressant de calculer le coefficient de couplage de deux bobines selon un désalignement latéral ou angulaire [76], [59]. Ces deux situations sont illustrées à la Figure 3.1. Comme la formule de Neuman utilise des intégrales elliptiques qui sont connues comme étant non résolubles analytiquement, les calculs doivent être numériques. Il convient alors d'étudier des bobines dont la dimension est fixée par l'application visée. Le choix retenu est basé sur les dimensions

des prototypes présentement visés dans l'équipe PolySTIM. La bobine réceptrice a un diamètre de 25 mm et la distance avec la bobine émettrice varie entre 5 mm et 30 mm.



**Figure 3.1 : a) Bobines avec désalignement latéral
b) Bobines avec désalignement angulaire
(tiré de [59])**

Dans la pratique, le désalignement angulaire est très faible, surtout par rapport au désalignement latéral. Ce dernier a donc été considéré en premier lieu. Le coefficient de couplage en fonction du désalignement a été calculé pour différentes tailles de bobines émettrices, à différentes distances. Les résultats les meilleurs sont obtenus pour une bobine émettrice plus grande, soit de 35 mm. Avec cet agencement, un désalignement angulaire de moins de 20° a un impact négligeable. Il est important de souligner que ce choix est un compromis entre un couplage optimisé et la plus grande tolérance au désalignement.

Une optimisation est aussi possible au niveau des bobines elles-mêmes. Celles-ci sont en général construites de façon cylindrique. Chaque tour a un rayon identique et se superpose aux autres. Cette méthode donne de bons facteurs de qualité et possède l'avantage de permettre un calcul théorique simple et fiable de la valeur de l'inductance propre. Cependant, les bobines cylindriques ne semblent pas idéales pour optimiser le couplage dans les conditions d'utilisation visées. Selon Zierhofer [75], un meilleur couplage est obtenu lorsque tous les tours de la bobine sont sur un même plan. C'est pourquoi il serait préférable d'utiliser les bobines en spirale. Malheureusement, l'analyse de ces dernières est très complexe [53],[7],[48],[45]. Une étude plus poussée est donc nécessaire pour obtenir les meilleurs paramètres, soit le rayon interne, externe et le nombre de tours. Néanmoins, les conclusions tirées pour les bobines cylindriques peuvent être appliquées puisqu'elles sont basées sur l'analyse d'une seule boucle conductrice et qu'une bobine en spirale peut être approximée par une addition de boucles.

3.3 Transmission au travers les tissus biologiques

Plusieurs études sont faites pour déterminer les effets des ondes électromagnétiques sur le corps humain. Comme un lien inductif transmet de l'énergie au travers les tissus biologiques, il convient plutôt d'observer le phénomène inverse, c'est-à-dire l'influence des tissus biologiques sur la transmission électromagnétique.

Dans le but de simplifier l'analyse, il convient de vérifier d'abord si l'on peut utiliser l'approximation quasi-statique. C'est le cas lorsque la distance d'opération est négligeable par rapport à la longueur d'onde. Pour un lien inductif pour implants, la

distance d'opération typique est de 30 mm. Avec un rapport de 100 sur la longueur d'onde, on obtient une fréquence maximale d'environ 100 MHz. Au-delà de cette fréquence, le système doit être analysé selon le phénomène de propagation d'ondes. L'impact des tissus biologiques est alors essentiellement de réfléchir une très grande partie du signal incident, soit 65% et même plus [67]. Pour éviter cet effet, il faut conserver la fréquence en deçà de 100 MHz. Dans ce cas, les pertes principales d'énergie n'auront pas lieu à cause de réflexions, mais par le phénomène des courants de Foucault. Le même principe utilisé pour transmettre l'énergie devient alors un obstacle. En effet, une surface conductrice peut être représentée par une infinité de boucles concentriques qui se verront induites de courant, de la même manière que la bobine réceptrice du lien. La circulation de courant dans un matériel conducteur mais résistif entraîne nécessairement des pertes d'énergie. L'équation 3.6 est souvent utilisée pour représenter des pertes par courant de Foucault dans une feuille mince (épaisseur d), lorsque le champ magnétique est sinusoïdal et que la densité de flux (B) est constante sur tout le volume [54]. Cette équation montre que les pertes d'énergie sont proportionnelles, entre autres, à la conductivité (σ) et au carré de la fréquence.

$$P (\text{W/m}^3) = \frac{\pi^2 \sigma d^2 f^2}{6} B^2 \quad (3.6)$$

Pour connaître les pertes, il faut connaître la conductivité des matériaux traversés par le champ magnétique. La complexité des tissus biologiques a mené à des études, dont une très complète faite par Gabriel et Gabriel [21]. Les résultats de cette étude donnent un modèle mathématique ainsi que les différentes constantes pour chacun des types de tissu. On peut alors l'utiliser pour obtenir les valeurs des constantes diélectriques pour chaque

tissu [3]. Dans le cas du phénomène des courants de Foucault, seule la conductivité doit être retenue puisque qu'il s'agit de pertes ohmiques. Le Tableau 3.1 montre la valeur de cette constante pour différents tissus, en fonction des fréquences.

Tableau 3.1 : Conductivité (S/m) de différents matériaux (basé sur [21])

Matériel	1 MHz	10 MHz	100 MHz
Peau	0,013	0,197	0,491
Crâne	0,024	0,043	0,064
Gras	0,025	0,029	0,036
Sang	0,822	1,097	1,233

Si l'on compare à la conductivité du cuivre pur qui est de 58,1 MS/m, les tissus biologiques conduisent beaucoup moins, d'un rapport d'environ 50 millions. Il est alors logique de supposer que les courants de Foucault n'auront pas une grande influence. L'analyse complète du phénomène dépasse ce travail, mais un cas typique peut être illustré selon les résultats présentés par Schuder [51]. Ce dernier calcul la puissance selon l'équation (3.7), où $K[g]$ et $E[g]$ sont des intégrales elliptiques complètes de premier et de second ordre respectivement. Les autres paramètres utilisés sont fournis au Tableau 3.2.

L'évaluation de l'équation (3.7) donne un résultat de 0,6 mW, pour un cas où la puissance totale dépasse 100mW. Les pertes sont donc inférieures à 1% et peuvent être considérées comme étant négligeables. Cette conclusion a été confirmée expérimentalement, avec une transmission d'énergie faite au travers un soluté ayant une conductivité semblable à celle de la peau.

$$P = \frac{I^2 \omega^2 n^2 \mu_0^2 a^3 \sigma}{4\pi^2} \int_{\frac{kd}{0}}^{\infty} \int_{\frac{a}{a}}^{\infty} \left(\left(\frac{2}{g} - g \right) K[g] - \frac{2}{g} E[g] \right)^2 2\pi d \rho dz \quad (3.7)$$

où

$$g = \frac{2\rho \times a^{1/2}}{((1+\rho)^2 + z^2)^{1/2}} \quad (3.8)$$

Tableau 3.2 : Paramètres utilisés pour l'équation (3.7)

Symbole	Paramètre	Valeur
I	courant	0,1 A
ω	fréquence angulaire	85,2 rad/sec
n	nombre de tours de la bobine	5
μ_0	perméabilité du vide	$\pi 4 \times 10^{-7}$
a	rayon de la bobine émettrice	0,0175 m
σ	conductivité du matériel	0,197 S/m
kd	distance entre la bobine et la peau	0,005 m
ρ	variable d'intégration - rayon	-
z	variable d'intégration - profondeur	-

En dernier lieu, il est important de se rappeler que le phénomène des courants de Foucault peut devenir dramatique lorsque les matériaux étant à proximité du lien inductif sont très conducteurs [24].

3.4 Amplificateurs à haut rendement

Les amplificateurs à haut rendement sont essentiels pour la transmission de l'énergie. Ils ont aussi une importance sur la modulation de données. Les deux principales architectures sont les amplificateurs de classe D et E. Notre objectif est de mieux connaître les imperfections de ces amplificateurs dans les conditions d'utilisation propres aux implants. Ainsi un meilleur choix peut être fait pour la conception.

3.4.1 Amplificateur de classe D

Les amplificateurs de classe D ont été les premiers à avoir une efficacité théorique de 100%. Ils sont simples, et la réalisation pratique donne de très bons résultats. La Figure 3.2 illustre un tel amplificateur. Le signal à amplifier pilote deux éléments actifs (transistors BJT ou FET) par l'entremise d'un transformateur. Le circuit de sortie est ajusté à la fréquence du signal et l'énergie venant de l'alimentation VDD est envoyée à la charge résistive.

Chaque dispositif actif conduit par commutation pour la moitié de la période du signal. La possibilité d'obtenir une efficacité théorique de 100% vient du fait que les éléments actifs sont commutés seulement lorsque la tension à leur borne est nulle ou que le courant est nul.

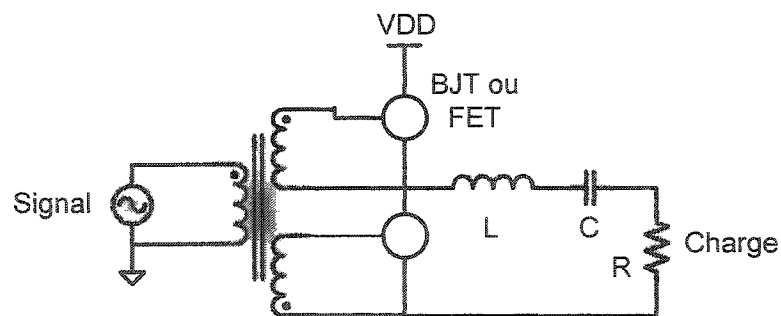


Figure 3.2 : Schéma simplifié d'un amplificateur de classe D

Plusieurs éléments sont à considérer lors de la réalisation d'un amplificateur de classe D. En effet, l'efficacité réelle peut rapidement chuter. Un des éléments de perte est la puissance nécessaire pour piloter l'amplificateur. Dans le cas des BJT, cette puissance est consommée par le courant de base ($P = V_b \cdot I_b$). Pour les FET, c'est la charge et

décharge de la grille qui consomme l'énergie ($P = V_{\text{grille}}^2 \cdot C_{\text{grille}} \cdot f$). Cette dernière ne doit pas être négligée car elle peut gaspiller une très grande portion de l'énergie. Un autre élément important de perte est la conduction simultanée des deux transistors. Ceci peut arriver si leur temps de commutation est trop long. Ensuite, une certaine puissance est dissipée lors de la conduction : la tension de saturation d'un BJT ou la résistance du canal d'un FET ne sont jamais nuls ($P = V_{\text{sat}} \cdot I_C$ ou $P = R_{\text{ON}} \cdot I_{\text{ds}}^2$). Finalement, les capacités parasites de la sortie des transistors viennent aussi prendre une partie de l'énergie ($P = V^2 \cdot C_{\text{parasite}} \cdot f$). Comme ces considérations visent les dispositifs actifs, le choix de ceux-ci doit être fait minutieusement. Avec une fréquence d'opération supérieure à 1 MHz, la commutation simultanée peut difficilement être évitée sans utiliser des transistors rapides qui ont de grosses capacités parasites. Ceci est un handicap important pour de nombreux systèmes implantables qui utilisent une fréquence de plusieurs mégahertz. Une analyse plus complète dépassant la portée de ce travail est cependant nécessaire pour prévoir les pertes exactes.

3.4.2 Amplificateurs de classe E

L'amplificateur de classe E a été proposé pour la première fois en 1975 [57]. Il s'agit d'un circuit avec un seul élément actif, qui fonctionne en commutation comme l'amplificateur de classe D. De façon similaire, l'efficacité théorique est de 100%, puisque l'élément actif est commuté lorsque la tension est nulle. La Figure 3.3 montre le circuit, composé de deux inductances et deux condensateurs, en plus de l'élément actif et de la charge. L'inductance L1 sert à filtrer les hautes fréquences, pour injecter un courant

continu dans le reste du circuit. L'inductance $L2$ forme avec les deux condensateurs un réseau ayant deux fréquences d'oscillation placées de part et d'autre de la fréquence de la porteuse.

L'analyse de ce circuit ne sera pas reprise ici étant donné qu'elle est très complexe. Le lecteur peut se référer à l'article original ([57]) ou à certains travaux ultérieurs ([56], [29]).

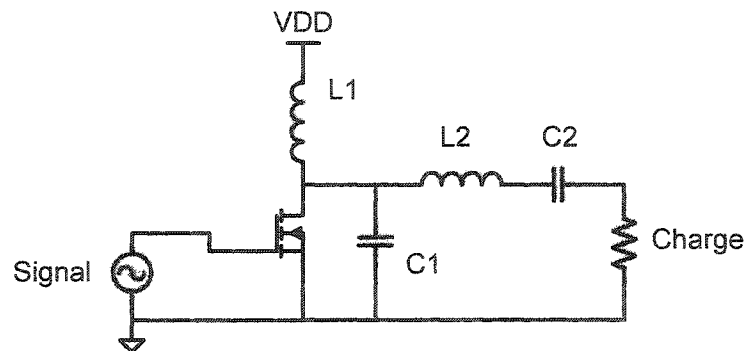


Figure 3.3 : Amplificateur de classe E

Dans la pratique, l'amplificateur de classe E subit des pertes de puissance à cause de plusieurs éléments semblables à ceux de l'amplificateur de classe D, comme la résistance de conduction du transistor [2]. Par ailleurs, l'amplificateur de classe E possède un avantage de taille au niveau des capacités parasites. En effet, la capacité de sortie du transistor n'est plus une source de perte d'énergie puisque elle se combine à la capacité $C1$. Aussi, comme il existe un seul transistor, la puissance de pilotage est deux fois moins élevée. Finalement, la conduction simultanée n'est pas applicable puisqu'il n'y a qu'un seul élément actif. L'amplificateur de classe E ne possède pas que des avantages. En effet, son opération doit être ajustée parfaitement et une variation dans un seul des

paramètres peut provoquer un fonctionnement hors de la zone optimale. Dans le cas des implants, la charge est souvent variable, puisque le couplage du lien inductif peut varier. Ce problème est souvent résolu en utilisant l'amplificateur en boucle fermée. La fréquence est alors asservie pour conserver l'amplificateur dans sa région optimale. Cependant, comme il faut avoir une fréquence fixe pour respecter les normes d'attribution du spectre, cette solution doit être mise de côté. Une autre méthode pour résoudre le problème est de choisir les composants selon la méthode de Zulinski [77], qui rend l'amplificateur insensible aux variations de la résistivité de la charge.

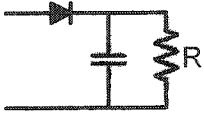
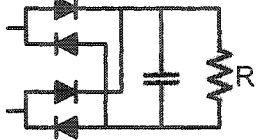
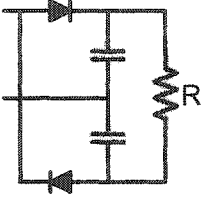
3.5 Redresseurs de tension

La transmission d'énergie par lien inductif implique nécessairement l'utilisation d'une porteuse, qui est un signal alternatif. La puissance doit être éventuellement redressée en courant continu pour alimenter l'implant. Le Tableau 3.3 montre les caractéristiques pertinentes de différents redresseurs à diodes. Premièrement, les implants doivent être conçus le plus simplement possible, donc le nombre de composants est important. Ensuite, l'efficacité est importante, donc le courant doit traverser le moins de diodes possibles à cause de la chute de tension qu'elles entraînent. Finalement, la résistance équivalente du circuit est essentielle pour la modulation de charge telle que présentée plus haut en 2.7.3.

Notons que les redresseurs actifs commencent à être utilisés dans les implants [26], ceci diminuant les dimensions et donnant un gain potentiel d'efficacité. L'équipe PolySTIM

étudie aussi de tels redresseurs, mais leur développement est en cours et aucune solution robuste et validée n'est disponible pour le moment.

Tableau 3.3 : Redresseurs de tension à diodes

Matériel	Demi onde	Pleine onde	Doubleur
Circuit			
Nombre de diodes	1	4	2
Amplitude à la charge	A	A	2A
Chute de tension	1 diode	2 diodes	1 diode
Résistance équivalente	$0,5 * R$	$0,707 * R$	$0,125 * R$

3.6 Démodulation BPSK

L'utilisation de la modulation de phase pour les implants est un des objectifs visés de ce travail. Bien que cette méthode ne soit pas encore utilisée pour les implants, elle est répandue dans d'autres domaines de communication sans fil. Il existe plusieurs systèmes complexes et nous devons nous limiter au système le plus simple, c'est-à-dire celui utilisant une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying).

3.6.1 Principe de base

Avec la modulation BPSK, la porteuse fait des sauts de phases de 180 degrés lorsque le signal modulant change de valeur. La façon la plus simple d'effectuer la modulation est de générer un signal déphasé de 180 degrés par rapport à la porteuse et de sélectionner entre ces deux signaux selon les données. Pour la démodulation, la méthode idéale est de

créer une réplique de la porteuse sans modulation. Ensuite, il suffit de comparer cette réplique avec la vraie porteuse, modulée. Cette méthode est généralement appliquée à l'aide d'une boucle de Costas.

3.6.2 Démodulateur « boucle Costas »

Le circuit Costas est une boucle à accrochage de phase à laquelle on ajoute une seconde branche de rétroaction, en quadrature avec la première. Ceci permet d'obtenir une réplique de la porteuse tel que nécessaire pour la démodulation [5]. Une analyse mathématique rapide permet de comprendre comment les données sont récupérées. La Figure 3.4 montre le schéma bloc de la boucle, ainsi que les équations des signaux à chacun des nœuds du circuit. Les données y sont illustrées par le message $m(t)$, qui prend la valeur 1 ou -1. Le signal d'entrée est d'abord multiplié avec la sortie de l'oscillateur contrôlé par tension (OCT) ainsi qu'avec sa sortie déphasée. Les termes en haute fréquence ainsi obtenus sont filtrés et chacune des branches contient le message multipliant respectivement le cosinus et le sinus de l'erreur de phase ($\theta_1 - \theta_2$). C'est à cette étape qu'il est possible de récupérer le message. En effet, lorsque la boucle est accrochée, l'erreur de phase est nulle et le cosinus prend la valeur de 1, donnant comme sortie $m(t)$.

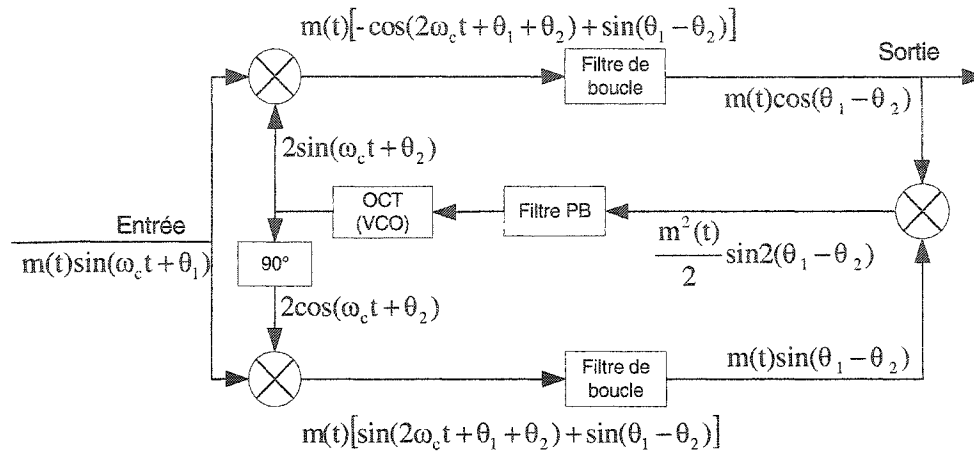


Figure 3.4 : Schéma bloc d'une boucle de Costas

La dernière étape constitue le contrôle de l'OCT, pour effectuer l'asservissement de phase et conserver la boucle en état verrouillé. Comme on peut le voir sur la Figure 3.4, le message n'a pas d'influence sur la rétroaction puisqu'il est mis au carré.

L'application de ce système aux implants alimentés par lien inductif n'est pas triviale. D'abord, la modulation BPSK avec des sauts de phase de 180 degrés n'est pas idéale pour un lien inductif. En effet, le filtrage fait par le lien provoque une chute d'amplitude importante à chaque fois que la phase est changée. De plus, le changement de phase est ralenti, ce qui rend l'ajustement de la boucle Costas très délicat : la boucle ne doit pas considérer un saut de phase comme une erreur de phase à corriger. Sous ces contraintes, nous avons fait la conception d'un circuit analogique à faible consommation de puissance réalisant une boucle de Costas [30]. Cependant, le circuit n'a pas été fabriqué en raison des désavantages mentionnés si haut. Nous proposons plutôt une nouvelle approche pour effectuer la démodulation, qui est présentée dans les prochaines sections.

3.6.3 Nouveau démodulateur PSK

Pour diminuer l'impact du lien inductif sur le signal, nous avons choisi de réduire le saut de phase à 45 degrés. Ceci permet aussi de passer d'un niveau de phase à l'autre plus rapidement. Bien entendu, la boucle de Costas ne peut plus être utilisée. Comme première tentative, nous proposons un système simple basé sur une boucle à accrochage de phase ordinaire. La démodulation se fera de façon relative, c'est-à-dire que seuls les sauts de phase sont détectés, et non la phase absolue comme dans le cas de la boucle Costas. Ceci rend cependant le système moins robuste face à un signal d'entrée bruité. Dans le cas des systèmes implantables, le rapport signal à bruit est par contre très grand puisque la porteuse de données est aussi porteuse de l'énergie d'alimentation. La méthode proposée devrait donc avoir des performances intéressantes et elle sera détaillée au Chapitre 5.

3.7 Détection et correction d'erreurs

Même si l'on utilisait une transmission très fiable, la présence d'erreur de transmission est inévitable. Dans notre cas, la gestion des erreurs est très importante. En effet, un implant se trouvant dans un mode erroné à cause d'une faute de transmission pourrait causer des dommages dans le corps de son hôte en injectant trop de courant de stimulation, par exemple. Malheureusement, les conditions de communications sont loin d'être idéales pour les implants. En effet, l'environnement d'utilisation est incontrôlé et la qualité du lien inductif change facilement avec les déplacements.

Pour éviter les conséquences d'une erreur, il est possible de la détecter et de la corriger dès sa réception. De nombreuses méthodes existent pour réaliser cette tâche. Nous nous limitons aux plus simples puisque nous voudrions les utiliser dans un implant où la complexité doit être limitée.

3.7.1 Encodage de parité

L'encodage de parité est le plus simple de tous les mécanismes de gestion d'erreur. Il s'agit d'ajouter un seul bit à un mot (groupe de bits). Ce bit ajouté correspond à la parité de la somme des autres bits. Ainsi, au moment du décodage il est possible de détecter la présence d'une erreur. De façon similaire, il est possible d'ajouter un mot de parité à chaque bloc de mots envoyé. Ceci permet la correction d'une erreur et la détection de deux erreurs. Par contre, il faut mémoriser l'ensemble des mots du bloc, ce qui entraîne un délai important dans la transmission, en plus de nécessiter un circuit plus volumineux à cause de la mémoire.

3.7.2 Code de Hamming

Le code de Hamming est basé sur la méthode de parité, mais permet de corriger une erreur sans attendre l'accumulation de plusieurs mots. Pour y arriver, plusieurs bits de parité sont ajoutés au mot. Pour un mot contenant m bits, un code de k bits doit être ajouté, en respectant la relation $m + k + 1 \leq 2^k$. Pour ajouter la possibilité de détecter une double erreur, un bit supplémentaire doit être ajouté. Ceci rend la méthode intéressante seulement si les mots à transmettre ont une longueur significative. Par

exemple, un mot de 8 bits inclut 4 bits de parité et un mot de 64 bits inclut 7 bits de parité. L'implémentation de cette méthode est relativement simple. Le calcul des parités peut se faire en parallèle, ou en série lorsque les mots sont très longs.

3.7.3 Code polynomial

La dernière méthode que nous observons est celle du code polynomial, plus précisément celle souvent appelée CRC (Cyclic Redundancy Codes). Cette technique a le principal avantage de pouvoir détecter plusieurs erreurs. En effet, une erreur a peu de chance de venir masquer une autre erreur survenue plus tôt. Pour en arriver là, il faut utiliser un calcul plus complexe que celui de la parité. C'est donc la division en arithmétique polynomial modulo 2 qui est utilisée, puisqu'elle est simple à réaliser. Son fonctionnement peut être résumé ainsi : chaque mot encodé correspond à un multiple du polynôme générateur. Ainsi, il suffit de diviser le mot reçu par le polynôme générateur pour déterminer s'il y a une erreur. Les codes polynomiaux permettent aussi la correction d'erreur, mais la réalisation devient plus complexe. L'explication détaillée du fonctionnement des codes polynomiaux dépasse la portée du présent travail. Nous retenons donc que pour un même nombre de bits de codes, le code polynomial est la plus efficace des méthodes présentées.

3.8 Conclusion

Ce chapitre a exploré des modules importants pour la réalisation d'un système de communication performant et efficace. Nous avons montré comment l'analyse

électromagnétique permet une amélioration au niveau du couplage des bobines. Le résultat indique les meilleures dimensions de bobines pour l'utilisation visée. Nous avons aussi montré que la fréquence d'utilisation doit être relativement faible pour éviter les pertes dans les tissus biologiques. L'efficacité peut aussi être améliorée avec une conception soignée d'un amplificateur de puissance et un bon choix de redresseur de tension. Du côté des données, la démodulation de phase a été revue, avec le système généralement utilisé pour l'effectuer. Les inconvénients de ce système ont ensuite été montrés. Finalement, les différentes possibilités de gestion d'erreur ont été survolées

À la lumière de ces constatations et résultats, il est maintenant possible de proposer un système de communication. Le prochain chapitre présente les systèmes proposés et réalisés par prototypage, utilisant des composants commerciaux.

CHAPITRE 4

PROTOTYPAGE D'UN LIEN INDUCTIF

BIDIRECTIONNEL

4.1 Introduction

Les différents éléments abordés au Chapitre 3 permettent de faire les bons choix pour la conception d'un système de communication performant et efficace. Pour les implants, le circuit est idéalement intégré sur une puce, pour minimiser ses dimensions. Comme ce procédé est très coûteux, il convient de faire une première validation avec des circuits discrets, utilisant des composants commerciaux.

Ce chapitre présente donc les prototypes réalisés avec des composants commerciaux. Le premier s'intègre dans un prototype d'implant visuel de l'équipe PolySTIM et le second s'intègre à un système pour jambe anthropomorphe. Ces applications regroupent des besoins de transmission de données rapide dans les deux directions. Chacun des prototypes est constitué de deux composants : un contrôleur externe et un implant. Dans le but de regrouper les fonctions semblables, ce chapitre traite d'abord des deux contrôleurs et ensuite des deux implants.

4.2 Contrôleurs externes

Deux prototypes de contrôleur ont été réalisés. Le premier a été assemblé principalement pour tester la transmission en mode duplex, avec les modulation OOK et LSK. Dans le second, l'accent a été mise sur la communication de l'implant vers l'extérieur, en mode semi-duplex. Chacune des fonctions réalisées dans l'un ou l'autre des contrôleurs sera d'abord décrite.

4.2.1 Amplification et émission

La fréquence de fonctionnement a été fixée à 13,56 MHz. Ceci est assez élevé pour permettre des débits de transmission élevés, mais assez faible pour que les pertes dans les tissus biologiques soient négligeables. Un amplificateur de classe E prend charge de l'amplification de puissance. Le choix se base principalement sur le problème de commutation simultanée dans le cas de l'amplificateur de classe D. Les paramètres de l'amplificateur ont été calculés afin de le désensibiliser à la résistance de la charge [77]. Pour l'élément actif de l'amplificateur, un transistor à effet de champ NMOS est utilisé. Pour le choisir, une attention particulière a été portée à la capacité de grille, la vitesse de transition et la résistance à l'état de conduction. Les composants retenus (VN0300 et FDV303N) avaient une capacité de grille inférieure à 100 pF, un temps de transition inférieur à 15 ns et une résistance de 1,5 Ω ou moins. Les composants avec une capacité de grille plus faible ont une plus grande résistance et un temps de commutation plus élevé. Piloter une capacité de 100 pF à 13,56 MHz requiert un composant relativement puissant. Il existe des familles de composants logiques qui répondent au besoin et l'une

d'entre elles est la famille LVC de Texas Instruments, qui a été choisie pour le pilotage du transistor.

Enfin, pour l'émission, deux bobines de 35 mm ont été utilisées, une cylindrique de cinq tours et l'autre en spirale avec trois tours. Cette dernière a été fait sur un PCB et le nombre de tours a été réduit à cause de la largeur des traces conductrices utilisées.

4.2.2 Modulation d'amplitude

Tel que décrit à la section 3.4.2, la modulation d'amplitude OOK se fait très facilement avec un amplificateur de classe E. Ainsi, il suffit d'utiliser une porte logique « ET » entre la porteuse et le signal de données. Comme l'amplificateur est piloté avec une porte logique, la porteuse doit aussi être un signal logique. Un oscillateur programmable permet d'obtenir la fréquence précise de 13.56 MHz.

4.2.3 Démodulation LSK en semi-duplex

Dans le mode semi-duplex, le contrôleur externe doit être en mesure de moduler les données pour l'implant et de démoduler celles que ce dernier retourne. Cependant, ce mode indique que ces tâches sont effectuées une à une. Ainsi, la porteuse n'est modulée que d'une façon à la fois et la démodulation LSK n'est pas influencée par la modulation OOK.

La modulation LSK fonctionne comme suit : lorsque la charge est modulée à l'implant, la réflexion de cette dernière au circuit d'émission se traduit par un changement dans l'amplitude de la porteuse. Avec l'enveloppe de cette dernière, il est possible de

recupérer les données. Il est cependant difficile de faire une lecture directe de l'amplitude de la porteuse pour en extraire l'enveloppe. D'abord l'amplitude est très élevée et ensuite, l'ajout de composants dans le circuit de l'amplificateur peut nuire à l'efficacité. Dans le but de réduire l'interaction entre le circuit de détection d'enveloppe et l'amplificateur, la porteuse est récupérée avec une boucle de fil couplée à la bobine du contrôleur externe, tel qu'illustré à la Figure 4.1.

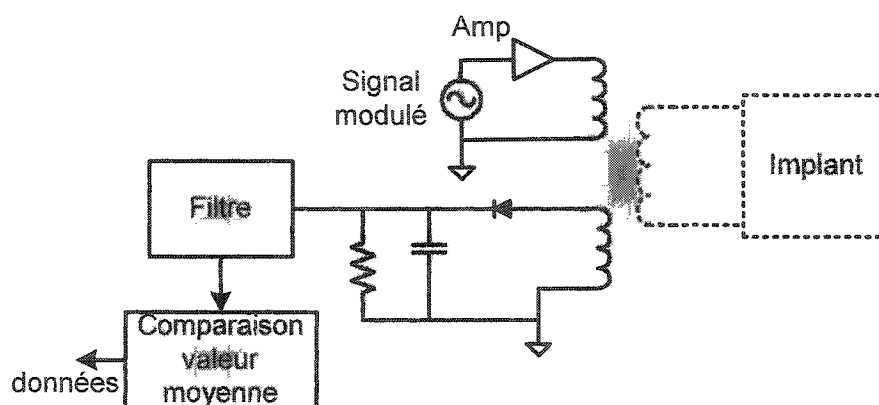


Figure 4.1 : Schéma simplifié du circuit de démodulation LSK en semi-duplex

À partir du signal récupéré par la boucle, l'enveloppe est d'abord extraite avec une diode et un filtre de premier ordre. L'amplitude étant déjà bien réduite, il est maintenant possible de traiter le signal à l'aide d'un filtre actif. Ce dernier permet d'éliminer la fréquence de la porteuse. Le signal obtenu est ensuite comparé à sa valeur moyenne pour détecter les transitions et obtenir un signal de données logiques.

Il reste une dernière étape à effectuer, la synchronisation. Cette étape peut se faire de façon fiable étant donné que l'horloge de l'implant effectuant la modulation LSK est dérivée de la porteuse, venant du contrôleur externe. Il est donc possible de re-crée

l'horloge des données venant de l'implant et de la synchroniser sur n'importe quelle transition du signal de données démodulé.

4.2.4 Démodulation LSK en duplex

Avec le mode duplex, les données sont transmises dans les deux directions simultanément. Ce mode permet donc généralement d'augmenter les performances globales de communication. Le système proposé transmet simultanément des données vers l'implant avec la modulation OOK et des données vers l'extérieur avec la modulation LSK. Comme mentionné précédemment en 3.6.2, la modulation LSK a aussi un impact sur l'amplitude de la porteuse. Ceci mène donc à des contraintes importantes puisque les deux modulations s'interfèrent.

Pour réussir à retrouver les données, un système utilisant deux méthodes est proposé. D'abord, la fréquence des données montante est choisie plus faible que celle des données descendantes. Il y aura donc plusieurs cycles de modulation OOK à chaque cycle LSK. La Figure 4.2 montre le signal modulé de cette façon. On y voit clairement la modulation OOK qui coupe ou laisse passer le signal. Lorsque le signal passe, il peut atteindre deux différentes amplitudes, dépendamment de la modulation LSK.

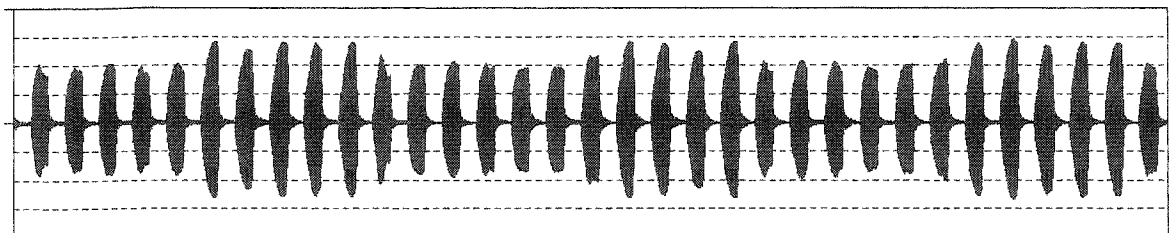


Figure 4.2 : Signal modulé par OOK et LSK simultanément, obtenu par simulation

La démodulation OOK n'est pas affectée de façon significative par la modulation LSK, étant donné le faible indice de modulation de cette dernière. C'est au niveau de la démodulation LSK qu'il faut ajouter un mécanisme supplémentaire. Un système de commutation est proposé. Il s'agit simplement d'un détecteur d'enveloppe, tel que vu précédemment, auquel on ajoute un commutateur, tel qu'illustré à la Figure 4.3.

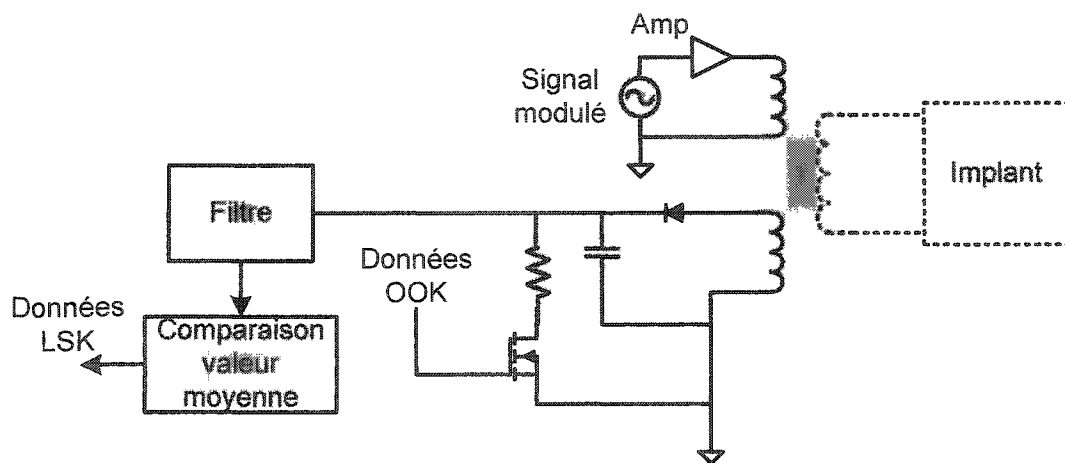


Figure 4.3 : Principe de démodulation LSK en duplex

Ce commutateur, réalisé avec un transistor à effet de champ, permet de désactiver le détecteur d'enveloppe pendant que l'amplitude est amenée près de zéro par la modulation OOK.

4.2.5 Contrôleur pour mode duplex

Dans le but de valider le circuit de transmission en mode duplex, un contrôleur sur des plaquettes de prototypage a été réalisé en se servant de composants relativement simples (Figure 4.4).

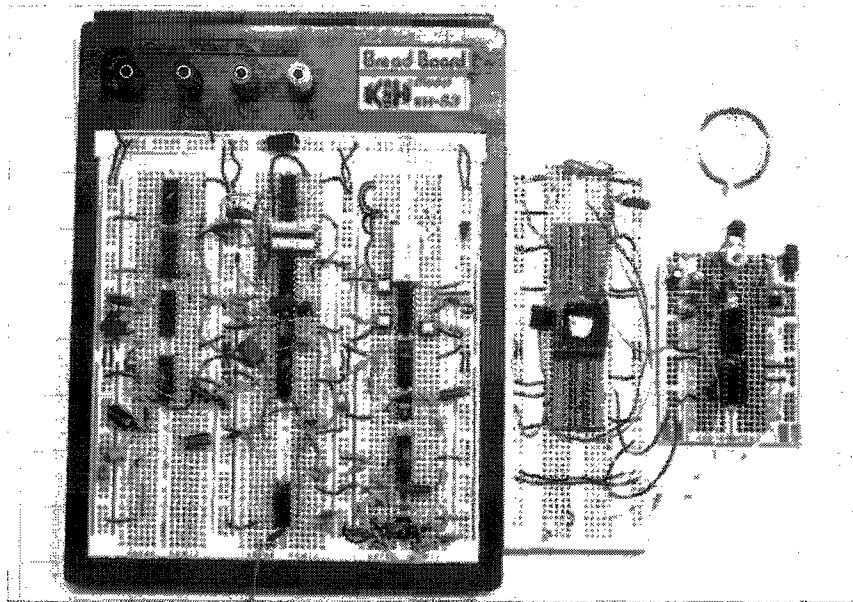


Figure 4.4 : Photographie du contrôleur pour mode duplex

Ce contrôleur effectue la modulation OOK, la transmission de puissance et la démodulation des données venant de l'implant. Les données à transmettre sont fournies par un appareil de test externe. Une première partie a été soudée pour obtenir de meilleurs résultats avec les signaux à fréquence élevée. Cette partie inclut l'amplification et la modulation OOK ainsi que le premier étage de démodulation LSK. Les signaux de fréquence plus faible ont été traités sur une plaquette sans soudure. Cette partie est composée de la logique de contrôle et de la démodulation, incluant un filtrage et la mise en forme du signal démodulé.

4.2.6 Contrôleur pour jambe anthropomorphique

Avec les résultats obtenus à l'aide du premier prototype de contrôleur, il a été possible de converger vers un véritable contrôleur effectuant une communication bidirectionnelle. Un prototype sur circuit imprimé a donc été réalisé pour un projet de jambe

anthropomorphique. Dans ce cas, la quantité de données transmises vers l'implant se limite à l'envoi peu fréquent de paramètres de configuration. C'est plutôt dans le sens inverse que la transmission est importante : l'implant retourne une grande quantité de données au contrôleur externe. Le mode semi-duplex a été choisi, utilisant les modulations OOK et LSK. La modulation a été gérée de façon synchrone : la porteuse de 13,56 MHz était l'horloge de base du système. Les autres horloges ont été dérivées de cette dernière, simplifiant ainsi la synchronisation avec l'implant.

Le contrôleur comprend comme éléments propres à la communication : l'amplificateur de classe E tel qu'il a été décrit à la section 4.2.1, un système numérique de pilotage et de modulation OOK, et un système de démodulation pour les données venant de l'implant. L'amplificateur a été réalisé avec des composants miniatures et l'antenne a été faite avec des traces conductrices directement sur le PCB. Le circuit de démodulation inclut un filtre actif de 4^{ème} ordre, en plus du filtrage de détection d'enveloppe.

4.3 Récepteurs - implants

Deux prototypes de circuit implantables ont été complétés. L'un est fait pour l'implant visuel et l'autre pour le projet de jambe anthropomorphique. Dans le premier cas, il s'agit d'une version préliminaire d'un implant modulaire faisant partie du projet d'implant visuel. Sa fonction principale est la gestion du transfert des données dans les deux directions. Le second prototype possède comme fonction principale la lecture de l'activité nerveuse. Ces deux prototypes seront décrits suite à la description de chacune des fonctions utilisées.

4.3.1 Démodulation d'amplitude

La démodulation au niveau de l'implant est la fonction qui déterminera les performances de communications dans cette direction. Dans un premier temps, le démodulateur utilisé dans l'implant urinaire de PolySTIM a été repris. Il a cependant été ajusté, pour le rendre plus performant. Ainsi, comparé à la version originale présentée en 2.8.3, le circuit possède un condensateur (C) et une résistance (R) supplémentaires, tel qu'on le voit à la Figure 4.5. Ceci permet de mieux contrôler la vitesse de transition du signal *donnée*. La résistance de base du transistor limite le courant et le condensateur filtre les hautes fréquences.

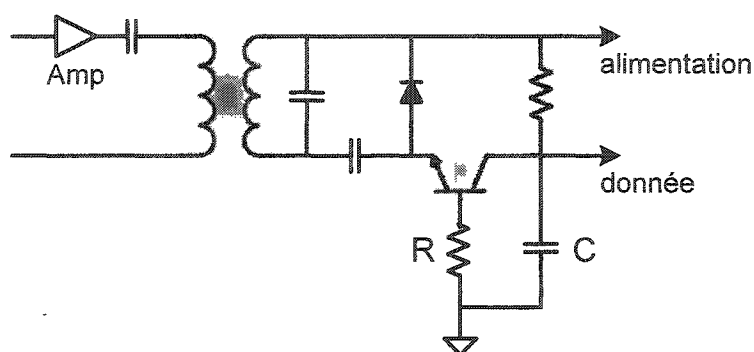


Figure 4.5 : Circuit de démodulation OOK amélioré

Ce système reste sensible au gain du transistor, mais le bruit créé par la porteuse à 13,56 MHz est moindre. Avec moins de bruit, le taux d'erreur est amélioré.

4.3.2 Nouveau démodulateur d'amplitude

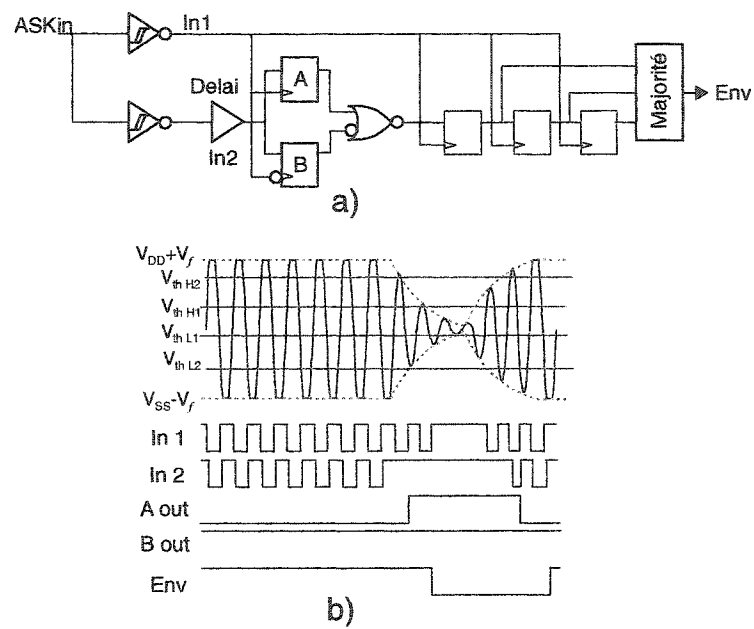
Lorsque utilisé avec un lien inductif à haut facteur de qualité, la modulation OOK est filtrée et une oscillation parasite est observable à chaque changement d'amplitude. Bien

que cette imperfection limite le débit maximal de transfert de données, elle peut-être utilisée pour faire un détecteur d'enveloppe essentiellement numérique. Basé sur cette idée, un nouveau système de démodulation OOK à performance élevée est présenté [23].

Le premier élément important de ce système est la synchronisation. En effet, plusieurs systèmes sont dépendants d'un encodage Manchester pour synchroniser les données. L'élimination de cet encodage permet un gain potentiel de facteur deux sur le débit de transmission. Le système proposé se synchronise avec la porteuse directement et il est presque entièrement numérique (Figure 4.6). Ceci permet de réduire le nombre de cycles de porteuse nécessaires pour chaque période de données. Finalement, le système est prévu pour maximiser la capacité de transfert d'énergie vers l'implant.

Le démodulateur fonctionne comme suit : la première étape est la récupération de la porteuse. Comme un redresseur pleine onde est utilisé, on peut obtenir un signal d'entrée qui est écrêté des deux côtés à des niveaux s'éloignant peu des tensions d'alimentation. Ce signal est converti en deux signaux numériques à l'aide de deux inverseurs à hystérésis, ayant des seuils différents (Figure 4.6a). Lorsque la porteuse est à pleine amplitude, les deux signaux seront des répliques numériques de la porteuse. Par contre, tel qu'on le voit à la Figure 4.6b, lorsque la porteuse s'atténue lentement, l'inverseur avec le seuil le plus haut ($In2$) va cesser de détecter les oscillations avant l'autre ($In1$). Lorsque la porteuse est à pleine amplitude, les sorties des registres A et B sont nécessairement à '0' et '1' respectivement, puisqu'ils sont activés sur des fronts opposés et que leur entrée ($In2$) est une version retardée de leur horloge ($In1$). Lorsque survient

un changement de niveau dans l'enveloppe, le signal $In2$ cesse d'osciller et est échantillonné par $In1$. Si $In2$ est arrêté à '0', la sortie de la bascule B passe à '1' et si $In2$ est arrêté à '1', c'est la bascule A qui change de valeur, pour se fixer à '0'. Une porte logique NON-OU est suffisante pour reconstituer l'enveloppe. Pour une robustesse accrue, un détecteur de majorité a été ajouté pour filtrer les anomalies potentielles.



**Figure 4.6 : a) Détecteur d'enveloppe numérique
b) Formes d'ondes théoriques du démodulateur OOK**

Un tel détecteur d'enveloppe permet de très bonnes performances. En effet, il suffit d'avoir deux coups d'horloges pour détecter l'enveloppe basse et deux coups pour l'enveloppe haute, ce qui correspond à quatre cycles de la porteuse. Le débit maximal avec une porteuse de 13.56 MHz serait donc de 3.39 Mbit/s. Cependant, plusieurs cycles sont nécessaires pour que l'enveloppe descende et remonte. Le nombre de cycles dépend

de l'ajustement du lien inductif ainsi que du facteur de qualité de la bobine de l'implant. La fréquence maximale est donc fixée par lien inductif plutôt que par le démodulateur.

L'encodage associé à ce démodulateur est une version modifiée de l'encodage NRZ (non-return to zero), minimisant le temps pendant lequel le signal est bas. Ainsi, un '0' logique est représenté par une impulsion basse plus courte que la période d'horloge, tel qu'illustré à la Figure 4.7. L'impact principal de cet encodage est de créer un signal avec un rapport cyclique supérieur à 50%. Comme ce signal devient la porteuse d'énergie, ceci permet la transmission d'une plus grande puissance pour l'alimentation de l'implant.

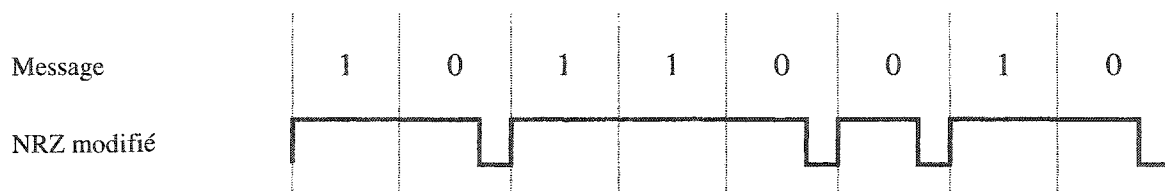


Figure 4.7 : Encodage NRZ modifié

4.3.3 Démodulation PSK

Au niveau du prototypage avec composants discrets, il est très difficile de faire un circuit de démodulation de phase. Les seuls composants disponibles commercialement pour faire la boucle à accrochage de phase nécessaire ne sont pas faits pour notre fréquence d'opération. La démodulation PSK sera donc traitée lors de la conception du circuit intégré, décrit au Chapitre 5.

4.3.4 Modulation de charge

Pour le lien de retour, la méthode de modulation de charge est utilisée. Plus particulièrement, c'est la méthode de changement de configuration de circuit qui a été retenue [61]. Cette méthode effectue la modulation en changeant la topologie du redresseur de tension entre le type pleine onde et le type doubleur de tension. La section 2.7.3 décrit davantage le fonctionnement.

4.3.5 Récepteur pour l'implant visuel

Le premier récepteur complet réalisé est un module de l'implant visuel proposé par l'équipe PolySTIM. La fonction principale de ce module est de récupérer les données et de les acheminer au bon module de stimulation, tel que décrit par Coulombe [11]. Le prototype a comme autre fonction la conversion analogique à numérique, fournissant en donnée le lien de communication de l'implant vers l'extérieur. Ce module possède donc un lien de retour LSK. De plus, il utilise le nouveau démodulateur OOK. Ce dernier est par contre modifié puisque les inverseurs Schmitt ont le même seuil. Pour retrouver la fonctionnalité désirée, l'entrée de l'un des inverseurs est atténuée. Les fonctions numériques, incluant la démodulation, sont réalisés par un FPGA à faible consommation de puissance.

La conception du circuit a été faite en vue d'une miniaturisation future, pour une intégration dans un système suffisamment petit pour être implanté. Une dimension d'environ 2 cm par 2 cm était visée. Pour faciliter le test et la validation, le circuit a d'abord été réalisé avec une taille plus grande d'environ 10 cm par 10 cm. Chaque

composant commercial choisi est disponible en différentes tailles, permettant une mise à l'échelle directe. Le choix de ces composants a aussi été fait en fonction de leur faible consommation de puissance. Le circuit à grande échelle a été assemblé avec un PCB fait sur mesure (Figure 4.8).

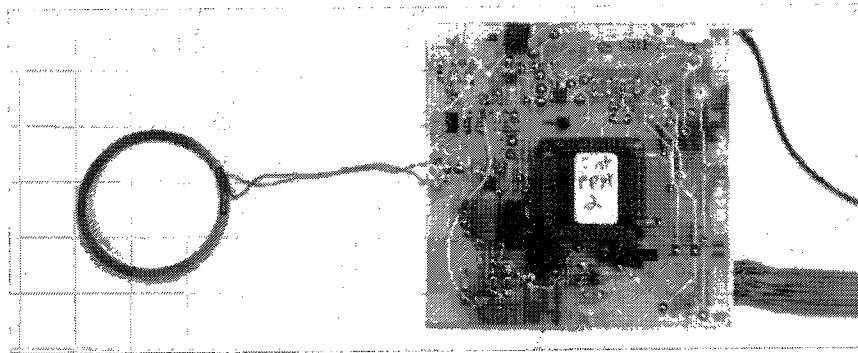


Figure 4.8 : Photographie du récepteur dédié à l'implant visuel

Les schémas et le code VHDL de ce prototype se trouvent à l'Annexe B.

4.3.6 Récepteur pour jambe anthropomorphique

Le second récepteur complet a été réalisé pour une jambe anthropomorphique, en collaboration avec la compagnie Viethom. Ce système est un prototype d'implant d'observation d'activité neuronale. Le débit de données dominant est donc celui transmis de l'implant vers l'extérieur. L'amplificateur à faible bruit du système permet de convertir l'activité nerveuse en signal numérique. Les données ainsi obtenues sont transférées à l'extérieur. Ce prototype ne possède qu'un seul canal de lecture, mais la version finale en aura plusieurs. Le débit de transmission vers l'extérieur doit donc être maximal. Les données sont envoyées avec la modulation de charge tel qu'il a été décrit à la section 4.3.4. L'amélioration des performances se fait au niveau de la réception de ces

données, avec le contrôleur externe. Pour commander l'implant, des données venant de l'extérieur doivent être reçues. Cette fois-ci, la démodulation est faite avec le circuit analogique amélioré présenté à la section 4.3.1. Le débit de transmission a été fixé à un niveau relativement faible, soit 226 kbits/sec. Comme cette transmission n'est utilisée que pour envoyer des commandes sporadiques à l'implant, ce débit est jugé suffisant.

4.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents travaux de prototypage réalisés. Deux contrôleurs externes et deux prototypes d'implants ont été complétés. Dans chaque cas, les fonctions implémentées ont d'abord été décrites une à une. Ces fonctions sont : l'amplification et l'émission de puissance, la modulation OOK et démodulation LSK du côté contrôleur et la modulation LSK et démodulation OOK du côté implant. Dans ce dernier cas, un nouveau démodulateur est proposé. Les systèmes réalisés ont permis de valider la communication dans les deux directions, en mode duplex ou semi-duplex.

Ces prototypes ont permis une première phase d'expérimentation, nécessaire pour valider les choix de conception. De plus, le prototypage est nécessaire compte tenu du prix élevé de la fabrication des circuits intégrés. Ces derniers constituent la seule approche permettant une miniaturisation suffisante pour certains implants. Le prochain chapitre présente l'étape d'intégration des prototypes vers un circuit intégré.

CHAPITRE 5

INTÉGRATION SUR PUCE DE LA PARTIE IMPLANTABLE DU LIEN INDUCTIF

5.1 Introduction

L'intégration sur puce est essentielle pour obtenir les plus petits systèmes électroniques fonctionnels possibles. Pour les implants, la taille est souvent limitée par des facteurs biologiques, comme dans le cas des implants corticaux qui se logent entre le cerveau et le crâne.

Il existe plusieurs procédés de fabrication pour l'intégration de circuit. Une des technologies les plus répandues est celle du CMOS (Complementary Metal Oxyde Semiconductor), qui est bien adaptée aux circuits numériques complexes. Il est de plus possible de fabriquer des circuits analogiques avec cette technologie. La partie implantable du lien inductif est un système mixte (analogique et numérique) et peut donc bénéficier grandement de l'intégration en CMOS.

Nous présentons dans ce chapitre les étapes d'intégration en CMOS d'un module constituant la partie implantable du lien de communication, tel que nous l'avons publié [23]. La conception de ce module est basée en partie sur les résultats obtenus avec les prototypes présentés au chapitre précédant.

5.2 Généralités techniques du système de communication intégré

La partie implantable du lien inductif constitue un système de communication mixte. La démodulation requiert des circuits analogiques, alors que la gestion du protocole requiert des circuits numériques. La réalisation d'un tel circuit est beaucoup plus complexe que celle d'un circuit uniquement numérique ou analogique. En effet, la simulation au niveau système est dans ce cas souvent impossible. Chaque partie est développée de façon indépendante et assemblée en un seul système à la fin. Du côté analogique, les circuits ont été conçus et simulés avant d'être représentés sous forme de dessins de masques de fabrication. Du côté numérique, la simulation a été faite avant et après les opérations de synthèse. Dans ce cas, les dessins de masque sont générés automatiquement par des outils informatiques, à cause de leur complexité.

Le procédé de fabrication utilisé est le CMOS 0,18 μm de la compagnie TSMC. Ce procédé permet l'utilisation simultanée de deux tensions d'alimentation, soit 3,3 V et 1,8 V. Bien qu'une basse tension soit préférable pour la consommation de puissance, elle ne permet pas toujours les performances désirées pour la stimulation ou l'observation des nerfs. C'est pourquoi le système proposé utilise les deux tensions. La tension de 3,3 V n'est cependant utilisée que pour les inverseurs à hystérésis, le reste du circuit fonctionnant à 1,8 V.

5.3 Fonctionnalité générale

La puce réalisée permet de faire la gestion de la transmission des données pour des systèmes implantables. La puce doit être utilisée conjointement avec un circuit redresseur permettant la modulation LSK tel que décrit en 4.3.4. Avec une interaction très simple, les données sont facilement échangées avec le reste de l'implant. De plus, le circuit intégré a été conçu pour faciliter les tests de validation des nouveaux démodulateurs proposés.

L'ensemble du système intégré est illustré à la Figure 5.1.

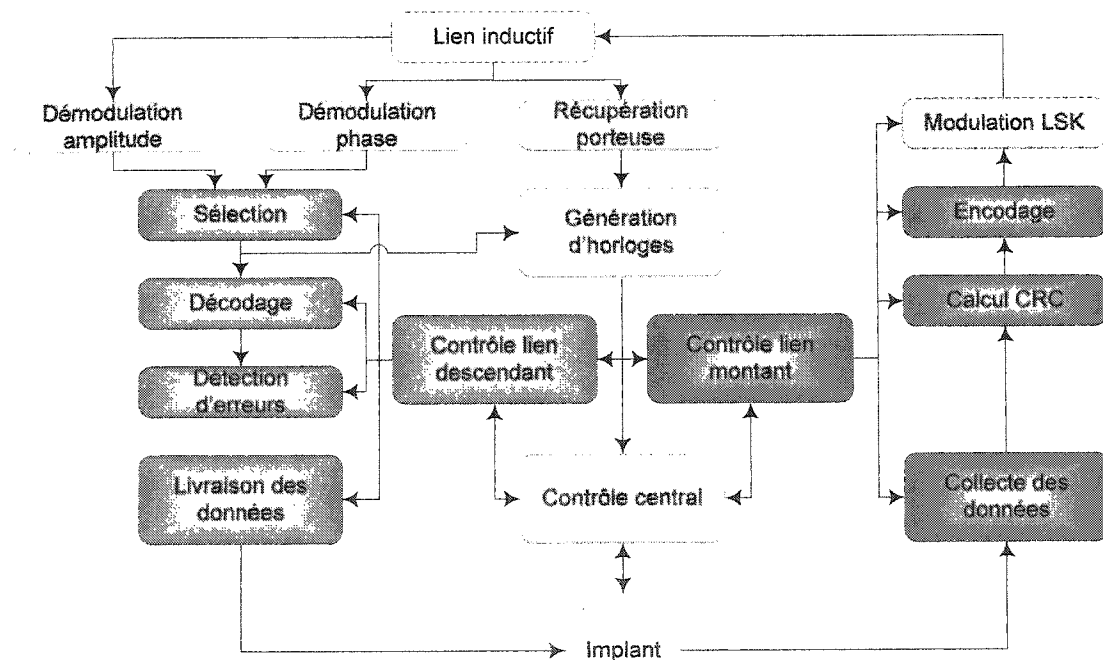


Figure 5.1 : Schéma simplifié du système intégré

Le lien inductif correspond à la bobine réceptrice ainsi qu'au redresseur de tension. La porteuse venant du contrôleur externe est envoyée par le lien inductif vers les circuits

analogiques pour la démodulation d'amplitude et de phase. Un seul de ces modes est activé et les données sont livrées à destination après décodage et détection d'erreur. La destination est en fait le reste de l'implant, auquel le module de communication est interfacé. De façon semblable, des données partent de cette destination pour remonter vers le lien inductif.

5.4 Démodulation d'amplitude

Le démodulateur intégré est celui présenté en 4.3.2, qui utilise un détecteur d'enveloppe numérique. La première étape consiste à convertir le signal de la porteuse en deux signaux numériques, à l'aide de deux inverseurs à hystérésis ayant un seuil différent. La Figure 5.2 montre le circuit retenu pour les inverseurs. Lorsque l'entrée est basse, la sortie est haute et le seuil de transition est élevé par le transistor M6. À l'inverse, le transistor M3 abaisse le seuil lorsque la sortie est basse.

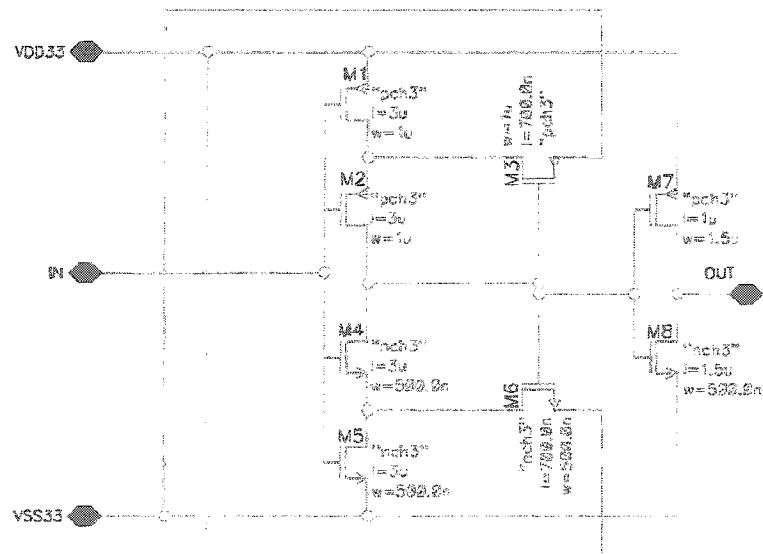


Figure 5.2 : Circuit de l'inverseur à hystérésis à grande hystérésis

Cette topologie a l'avantage de permettre une grande valeur d'hystérésis, ce qui rend possible la conception de deux inverseurs avec des seuils suffisamment différents.

La porteuse qui entre dans ces inverseurs est un signal oscillant entre les tensions d'alimentation (0 V et 3,3 V). Lorsque la modulation OOK est à l'état d'arrêt, les oscillations cessent et le signal à l'entrée de l'inverseur est stabilisé entre les tensions d'alimentation. Une telle situation engendre souvent une perte d'énergie à cause d'une conductivité simultanée des transistors NMOS et PMOS. L'inverseur à hystérésis a été conçu pour limiter ces pertes de puissance, au coût de la vitesse de transition. Un étage de sortie constitué des transistors M7 et M8 a été ajouté pour améliorer la vitesse de transition de la sortie (*OUT*).

Le démodulateur correspond à celui de la Figure 4.6a. Les deux inverseurs sont de construction similaire, celui à grande hystérésis est illustré à la Figure 5.2, et celui à faible hystérésis est illustré en annexe, à la Figure C.7. Les autres composants du démodulateur sont recréés à partir de code VHDL.

5.5 Démodulation de phase

Du côté de la démodulation de phase, l'approche présentée à la section 3.6.3 a été réalisée. Il s'agit principalement d'une boucle à accrochage de phase et d'un détecteur de sauts de phase (Figure 5.3). La boucle se compose d'un détecteur de phase, d'une pompe à charges, d'un filtre, d'un oscillateur contrôlé par tension (OCT) et finalement d'un détecteur de sauts.

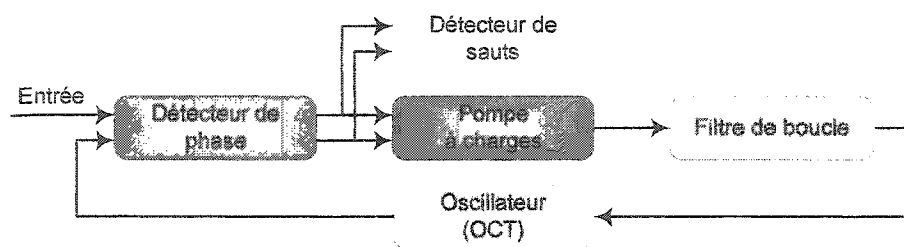


Figure 5.3 : Schéma de la boucle à accrochage de phase

La conception d'un filtre intégré de basse fréquence est complexe et n'a pas été incluse dans l'intégration. Le filtre devra donc être fait à l'extérieur de la puce. Les autres parties ont été étudiées et réalisées. Elles sont décrites dans les paragraphes qui suivent.

5.5.1 Détecteur de phase

Le détecteur de phase est le dispositif qui mesure l'erreur de phase dans la boucle d'asservissement. L'architecture proposée par Cheng [33] a été retenue puisqu'elle est présentée comme étant plus stable. En effet, elle permet d'obtenir des signaux de commandes « Up » et « Down » mutuellement exclusifs, avec très peu de bruit de phase. Comme ces signaux sont aussi utilisés pour la détection de sauts, leur stabilité est très importante.

La première partie de ce circuit, illustré à la Figure 5.4, fait la détection de l'erreur de phase à l'aide des fronts de chacun des signaux en entrée (*Ext_f* correspond à la porteuse et *Int_f* correspond au signal généré par l'OCT). Tel qu'illustré à la Figure 5.5, *Rd*, *Sd* et *Su* correspondent respectivement au front négatif de *Ext_f*, aux fronts négatif et positif de *Int_f*.

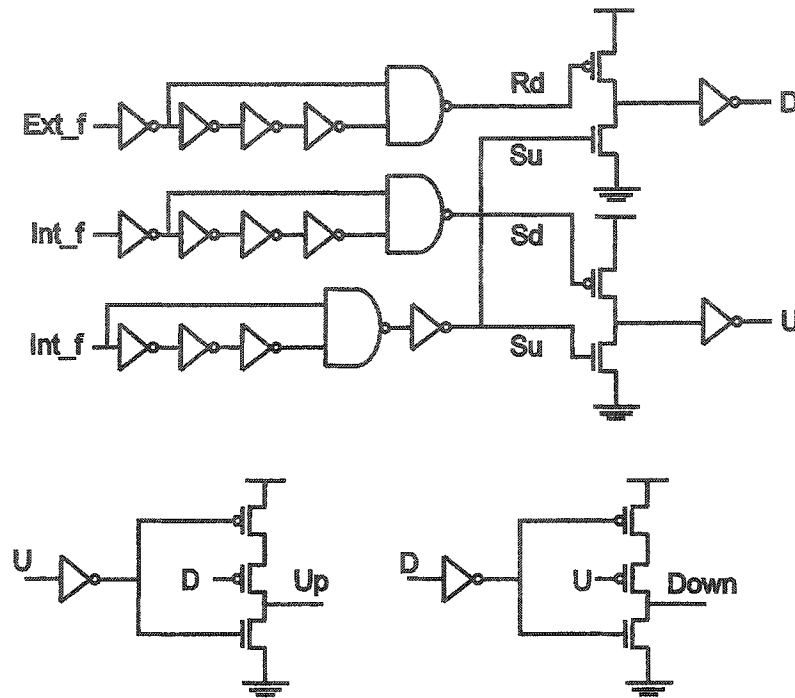


Figure 5.4 : Circuit du détecteur de phase (tiré de [33])

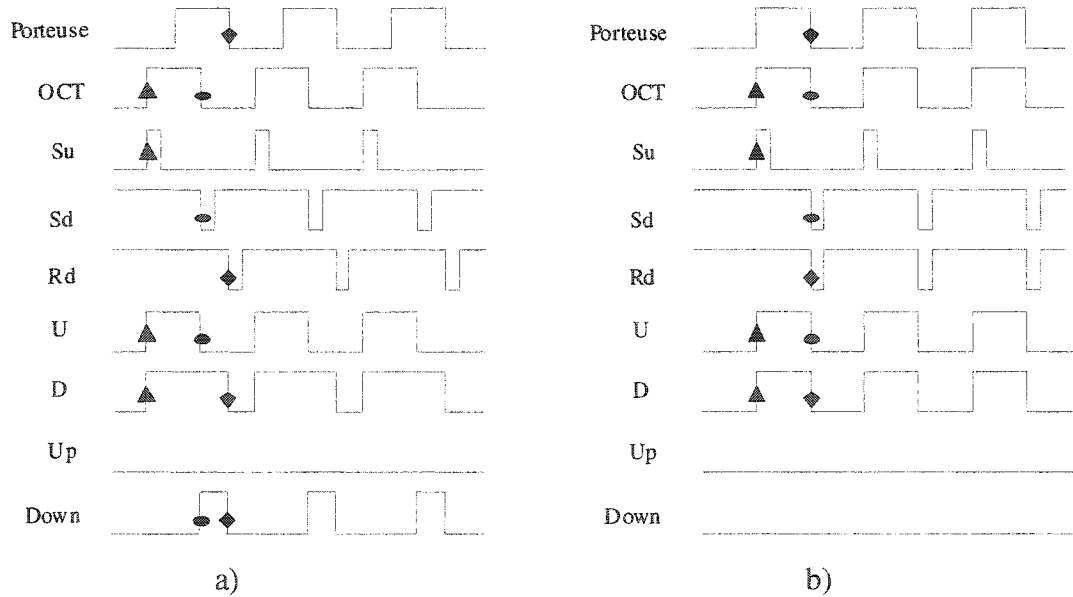


Figure 5.5 : Formes d'ondes associées au détecteur de phase
 a) lorsqu'il existe une différence de phase
 b) lorsque les signaux sont en phase

Les impulsions sur Rd , Sd et Su permettent la mise en forme de U et D de façon à mettre en évidence la différence de phase (Figure 5.5a). Ensuite, U et D sont différenciés, rendant les signaux Up et $Down$ exclusifs. Finalement, chacun de ses signaux est converti numériquement en mode différentiel, et les signaux de sorties devenant ainsi $UP+$, $UP-$, $DN+$ et $DN-$.

5.5.2 Pompe à charges

La pompe à charges est une source de courant contrôlée par les signaux de commandes du détecteur de phase. Le courant étant envoyé dans une capacité, l'effet des commandes « Up » et « Down » est d'élever ou d'abaisser une tension. Une bonne pompe à charges doit répondre rapidement, être linéaire et fonctionner sur toute la plage de tension entre les alimentations. De plus, il est désirable d'avoir un circuit simple qui consomme peu de puissance. Le circuit proposé par Chang [8] répond bien à ces besoins (Figure 5.6).

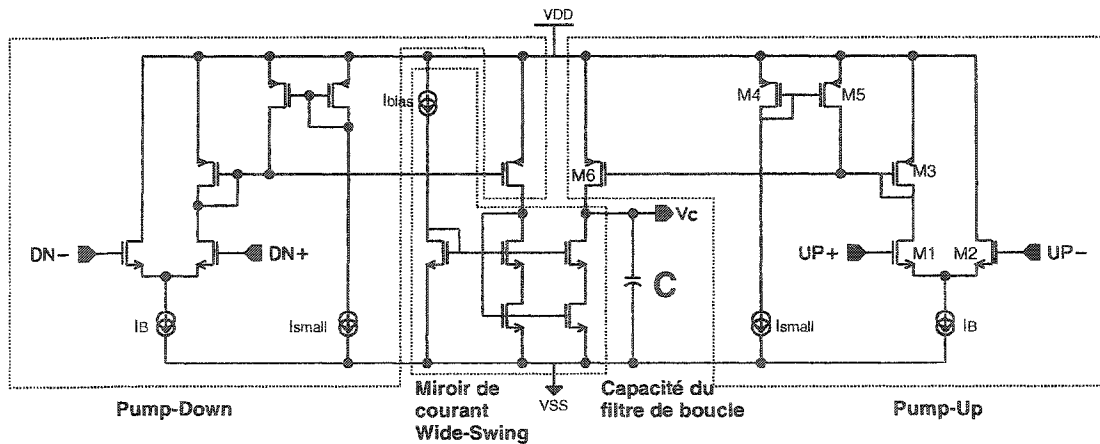


Figure 5.6 : Circuit de la pompe à charges [8]

Deux branches identiques sont utilisées pour charger et décharger la capacité. Ces branches sont assistées par un miroir de courant ($M4$ - $M5$) pour accélérer l'arrêt de la

conduction. C'est par un miroir central à grande excursion que le courant se retrouve au nœud de sortie. À ce nœud se trouve le condensateur du filtre, visible sur la figure, mais qui n'est pas intégré.

5.5.3 Oscillateur contrôlé par tension

Pour conserver la boucle de phase stable, l'OCT doit fournir une sortie oscillante avec un rapport cyclique et une phase stables. De plus, pour assurer le bon fonctionnement de l'asservissement ainsi que l'accrochage de la boucle, l'OCT doit fixer la fréquence de façon linéaire avec sa tension d'entrée. Encore une fois, la réduction de la consommation de puissance est importante. Une topologie bien connue d'oscillateur est celle de la boucle d'inverseurs. En utilisant les techniques de délai présentées par Maneatis [35], il est possible d'obtenir un OCT fonctionnant autour de la fréquence cible de 13.56 MHz. Maneatis décrit aussi une cellule de polarisation par réplique, ce qui aide à réduire l'influence du bruit sur l'alimentation. Ce type de polarisation utilise une réplique d'une cellule de délai de l'oscillateur pour mesurer l'influence réelle du bruit de l'alimentation et ensuite la compenser. Le cœur de l'oscillateur, c'est à dire la boucle d'inverseurs à délai est fait de trois inverseurs tels que celui illustré à la Figure 5.7. Ces inverseurs ne sont pas réalisés avec des transistors complémentaires, mais avec un transistor NMOS et une charge active variable. Cette dernière est symétrique, c'est-à-dire qu'elle varie avec la tension de façon symétrique par rapport à sa valeur moyenne. La variation de la charge est déterminée par la tension de contrôle. Puisque cette variation entraîne une variation du délai dans l'inverseur, le résultat final est un oscillateur contrôlé par tension.

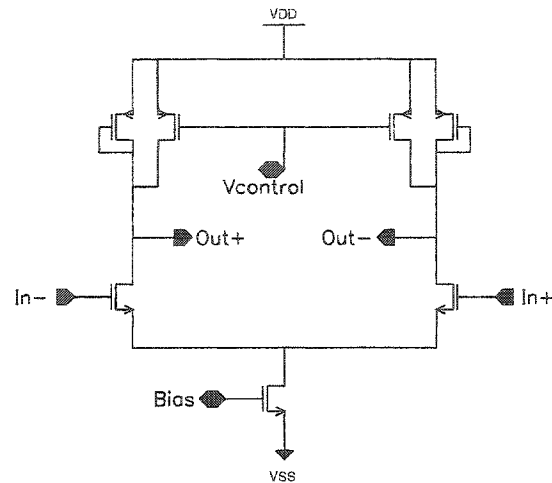
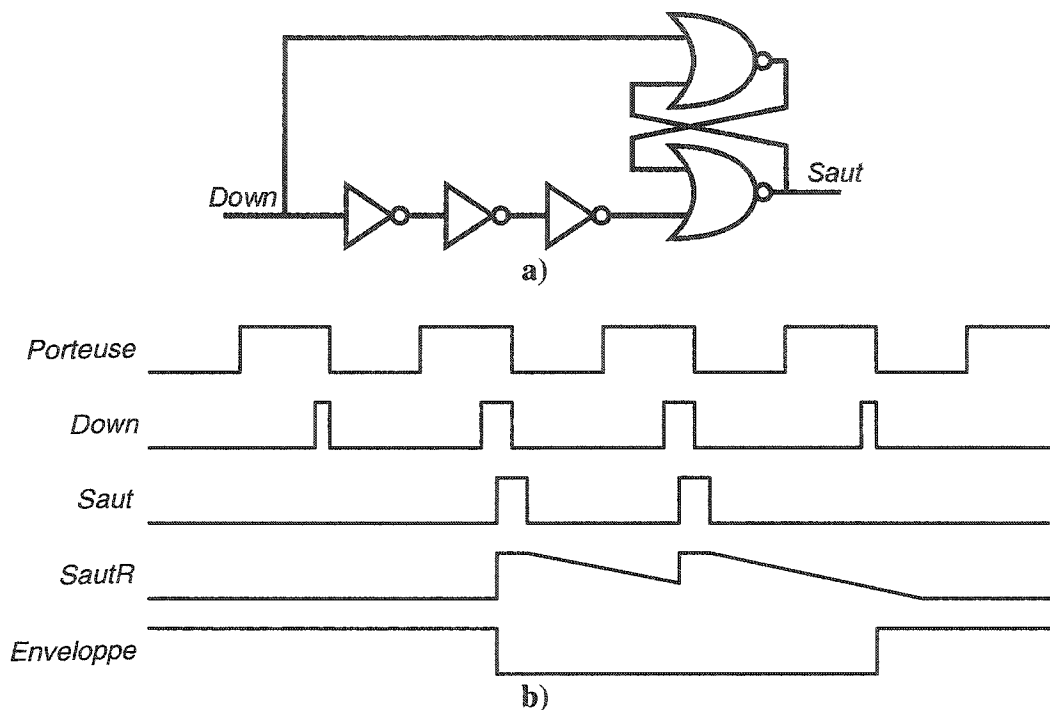


Figure 5.7 : Circuit de l'oscillateur contrôlé par tension

5.5.4 Détecteur de sauts de phase

Pour effectuer la démodulation de phase, un détecteur de sauts de phase est utilisé. Ce module utilise un des signaux de commandes (*Up* ou *Down*) de la pompe à charges comme entrée. Ceux-ci sont essentiellement inactifs lorsque la boucle à accrochage de phase est stable et que la porteuse ne subit pas de saut de phase (Figure 5.5b). Dans le cas contraire, le signal *Up* ou *Down* est activé en réponse à la différence de phase détectée (Figure 5.5a). Cette activation se fait sous forme d'impulsion de longueur égale à la différence de phase. La détection de cette impulsion suffit pour déterminer la présence d'un saut de phase. Cependant, la présence de bruit sur la phase mène aussi à l'activation des signaux *Up* et *Down*. Toutefois, les impulsions créées par le bruit sont d'une durée plus courte que celles créées par un véritable saut de phase. Le détecteur de saut proposé discrimine les impulsions courtes à l'aide d'un circuit utilisant des inverseurs lents pour créer un délai (Figure 5.8a). Ce circuit laisse passer une impulsion seulement si elle est de durée supérieure à celle du délai engendré par les inverseurs, tel

que le montre les formes d'onde de la Figure 5.8b. L'utilisation de portes NON-OU à la place d'une porte ET donne en sortie (*Saut*) une impulsion de durée égale à celle en entrée (*Down*).



**Figure 5.8 : a) Circuit utilisé pour filtrer les impulsions courtes
b) Formes d'ondes du détecteur de sauts**

Les fronts descendants sur le signal *Saut* sont ensuite ralentis avec un inverseur modifié en remplaçant le transistor N par un miroir de courant. Le temps de descente est alors fixé par le courant du miroir et la capacité du nœud à décharger. Le signal *SautR* alors obtenu est remis en forme avec une série d'inverseurs pour obtenir une enveloppe de phase correspondant au signal de données encodé par pulsation. Un traitement numérique simple permet ensuite de retrouver les données.

5.6 Récupération de l'horloge

Tels que décrits aux sections 4.3.2 et 5.5.4, les circuits de démodulation OOK et PSK ne font que signaler un saut dans l'amplitude ou la phase. La récupération des données se complète avec un traitement numérique permettant d'obtenir le signal de donnée ainsi que l'horloge correspondante. Une méthode fréquemment employée consiste à utiliser l'encodage Manchester. Cependant, cette méthode a le désavantage de nécessiter une bande passante double étant donnée que le signal peut varier aux fronts montants et descendants de l'horloge (Figure 1.6). Pour obtenir de meilleurs débits de transmission au travers un lien inductif ayant une bande passante limitée, le système proposé utilise la porteuse pour se synchroniser et récupérer l'horloge des données. Cette dernière est obtenue en divisant la fréquence de la porteuse. La Figure 5.9 montre l'exemple où l'horloge est 12 fois plus lente que la porteuse.

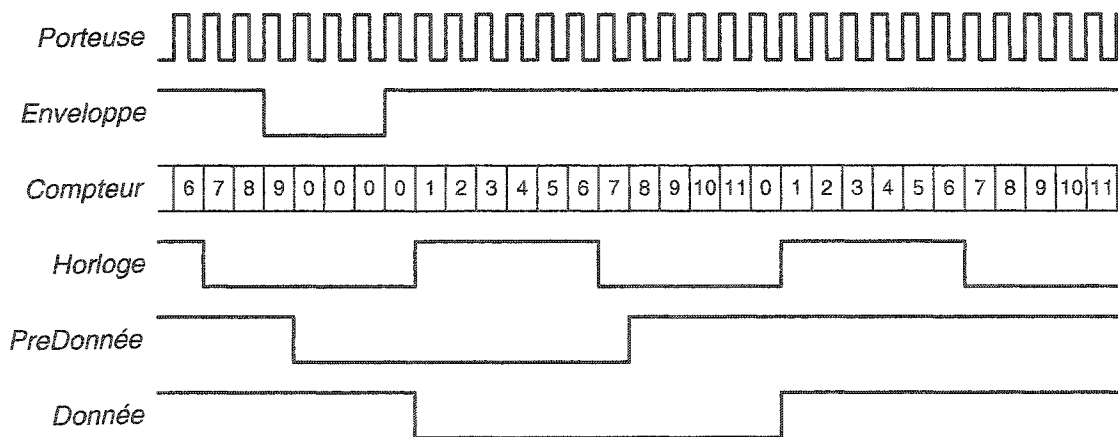


Figure 5.9 : Formes d'onde de la récupération de l'horloge est des données

Un compteur est utilisé pour générer l'horloge des données. Pour effectuer la synchronisation, le compteur est remis à zéro par l'enveloppe basse. Le front montant de

cette dernière synchronise le système en faisant repartir le compteur. Quant aux données, elles sont récupérées à l'aide du signal *PreDonnée*, généré à partir du compteur et de l'enveloppe. Le signal *PréDonnée* prend la valeur '1' à chaque fois que le compte arrive au $\frac{2}{3}$ de sa valeur maximale (7 dans l'exemple). Lorsque l'enveloppe est basse, *PréDonnée* descend à '0'. Le signal résultant permet d'obtenir le signal *Donnée* lorsqu'on l'échantillonne au même moment que le front montant de l'horloge est créé.

5.7 Protocole configurable

Le système intégré sur puce possède un protocole configurable très flexible. Ainsi, il est possible de l'utiliser dans divers implants ayant différents besoins de communication. La configuration est établie par les paramètres envoyés par le contrôleur externe, lors de la mise sous tension. Ces paramètres fixent notamment la fréquence des deux horloges utilisées : une pour chaque direction de transfert de données. En plus d'offrir une bonne portabilité, le protocole instauré permet d'optimiser le débit de transmission en envoyant le minimum de bits de contrôle. En fait, ces bits ne sont envoyés qu'au début pour faire la configuration. Par la suite le système continue les échanges de données utiles sans arrêt. Ces échanges peuvent se faire en mode duplex ou semi-duplex. Dans le dernier cas, l'optimisation des échanges est fait en fixant le rapport entre la quantité de données envoyées dans chaque direction. Ainsi, des blocs de données de longueur constante pour chaque direction s'alternent sans arrêt. La Figure 5.10 montre la configuration de ces blocs de données. Chacun comporte un nombre de mots pouvant varier entre 1 et 65536. À leur tour, ces mots comportent jusqu'à 65536 bits, incluant des bits pour le contrôle

d'erreur. À ce niveau, il est possible de choisir entre CRC-8, CRC-12, CRC-CCITT ou aucun mot pour la détection d'erreur. Les détails au niveau de la configuration, du contrôle et de la synchronisation sont fournis à l'Annexe G.

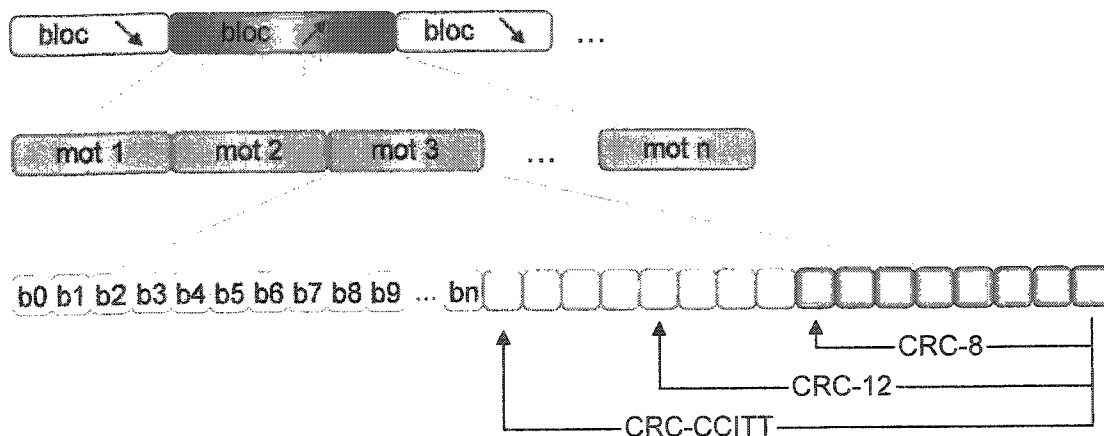


Figure 5.10 : Configuration des blocs de données

5.8 Initialisation

Dans les applications visées, la mise sous tension de l'implant ne peut se faire que si les bobines émettrice et réceptrice sont alignées. Pour s'assurer que tout est en ordre, un test de transmission a été implémenté à l'initialisation des communications. Des données pseudo-aléatoires sont envoyées pour être comparées à celles d'une source identique. Lorsqu'une transmission sans erreur est faite, le contrôleur externe envoie des paramètres de configuration du système, tels que le débit de transmission dans chacune des directions et la longueur des mots et des blocs. À la fin de cette programmation, le système entre en mode de communication régulière.

5.9 Interface avec le système implanté

Le système de communication intégré doit s'interfacer avec d'autres circuits pour former un implant complet. Comme les contraintes de superficie sont importantes pour garder les implants petits, l'interface entre la puce de communication et les autres circuits doit se faire de façon simple.

Tout d'abord, c'est le bloc de communication qui fournit les horloges au reste du système. Quant aux données, elles sont transmises de façon sérielle. Les données arrivant à l'implant sont acheminées à l'aide de trois signaux. Le premier porte la valeur des données, le second indique quand celle-ci sont valides et le dernier signal indique si une erreur a été détectée. La détection de l'erreur se fait en temps réel et son résultat est disponible un coup d'horloge après l'apparition du dernier bit du mot. Pour la transmission en direction opposée, il y a aussi trois signaux : un signal portant la valeur des données, un signal de synchronisation des mots ainsi qu'un signal indiquant que le module de communication accepte les données.

En plus de cette interface de données, une interface de commande peut être utilisée. Cette dernière est un port de deux signaux, un pour les données et l'autre pour la synchronisation. Les données envoyées peuvent être des commandes ou des valeurs numériques. Il est ainsi possible de modifier la valeur des paramètres de configuration, dont la longueur des blocs et la longueur des mots. Aussi, une commande distincte peut être utilisée pour allonger un bloc de transmission pour une durée arbitraire. Finalement,

il est aussi possible d'activer le mode de test du lien de communication. Ce mode est identique au test effectué à l'initialisation.

Un signal de remise à zéro est aussi fourni par le bloc de communication. Ce dernier peut être utilisé à la mise sous tension et doit être pris en compte en tout temps. En effet, si la communication est interrompue, la remise à zéro est activée pour prévenir un fonctionnement erroné.

Une interface pour le test a aussi été ajoutée. Deux sorties d'observations peuvent être programmées pour montrer la valeur de signaux internes. La programmation se fait en envoyant de façon sérielle une commande et une adresse correspondant au signal à observer.

Les détails sur l'interface sont disponible à l'Annexe G.

5.10 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'intégration de la partie implantable du lien inductif. Ceci correspond à un système de communication complexe, utilisant des circuits analogiques et numériques. Les fonctions réalisées par ces circuits sont la démodulation OOK et PSK ainsi que la gestion de la modulation LSK et du protocole de communication. Le fonctionnement global du système a été expliqué. La réalisation à l'aide de la technologie CMOS a ensuite été décrite et chacune des parties du système intégré a été expliquée. Finalement, l'interface avec la puce a été résumée.

Le système intégré présenté a été fabriqué par la compagnie TSMC, par l'entremise de la Société Canadienne de Micro-électronique. Le prochain chapitre présente les expérimentations et résultats des prototypes discrets et du circuit intégré.

CHAPITRE 6

PRINCIPAUX RÉSULTATS

6.1 Introduction

Pour les circuits de communication, l'expérimentation est une étape cruciale. En effet, il est très difficile, sinon impossible, de faire une simulation qui prend en compte tous les facteurs pouvant influencer les performances. Il en est ainsi à cause de l'importance du bruit dans une communication sans fil.

Les prototypes décrits aux deux derniers chapitres ont été testés, principalement pour connaître les performances de communication. Ce chapitre rapporte les différents tests effectués ainsi que les résultats obtenus. Aussi, une discussion est faite sur ces résultats, indiquant les points faibles et les points forts, ainsi que les améliorations possibles des systèmes présentés.

6.2 Systèmes discrets

Cette première section rapporte les tests et résultats effectués sur le contrôleur pour la jambe anthropomorphique, le contrôleur pour la communication en mode duplex et le module d'implant visuel, avec le nouveau démodulateur OOK. Comme la plupart des circuits de ces prototypes ont été repris dans le circuit intégré, nous survolerons rapidement les résultats pour mettre plus d'attention sur ceux de la puce.

6.2.1 Lien descendant

Les performances du lien descendant ont été testées avec le prototype dédié à l'implant visuel présenté à la section 4.3.5. Ce dernier utilise une version équivalente du nouveau démodulateur OOK décrit à la section 4.3.2. Un contrôleur formé d'un générateur de patron (analyseur logique TLA715) et d'un amplificateur classe E a été utilisé pour générer la porteuse modulée. La puissance émise a été fixée de manière à fournir une alimentation de 50 mW à l'implant couplé à 2 cm de distance. Ceci correspond à une consommation d'environ 350 mW au niveau de l'émission.

La Figure 6.1 montre les principales formes d'ondes mesurées. On y voit que la porteuse est convertie en un signal numérique qui oscille sans interruption. La porteuse atténuée (utilisée en remplacement d'un inverseur à grande hystérésis) est transformée en un signal possédant des interruptions dans son oscillation. Ces deux signaux permettent la détection de l'enveloppe, tel que décrit en 4.3.2.

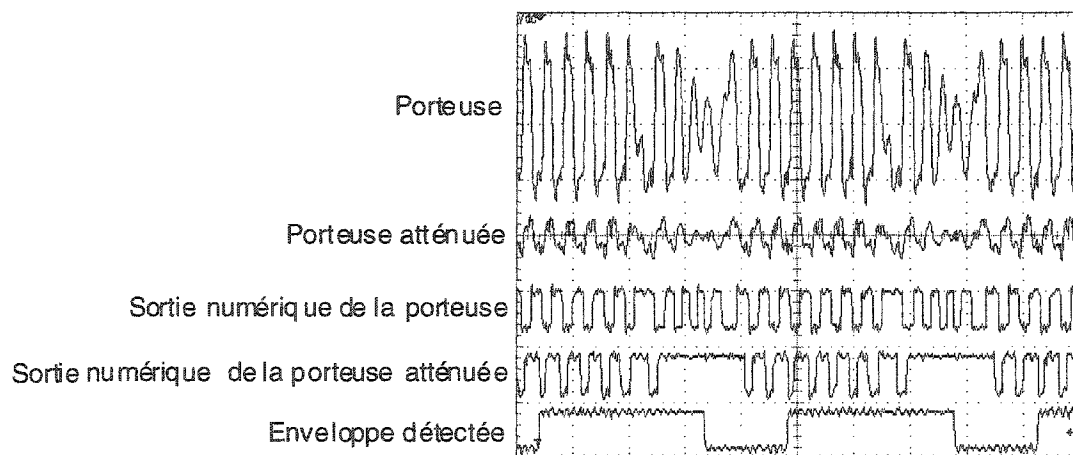


Figure 6.1 : Formes d'ondes pour le détecteur d'enveloppe

Les performances ont été mesurées en effectuant un test de transmission avec des données pseudo-aléatoires. Le taux d'erreur a ensuite été calculé pour différentes fréquences de modulation (Tableau 6.1)

Tableau 6.1 : Taux d'erreur lors de la transmission avec la modulation OOK

Fréquence de modulation OOK	Taux d'erreur
847,5 kHz	nul
1,13 MHz	nul
1,356 MHz	faible (< 0,01%)
1,507 MHz	élevé (> 0,01%)

La fréquence maximale obtenue sans erreur est de 1,13 MHz, soit un rapport de 12 avec la porteuse de 13,56 MHz. Ceci est trois fois plus lent que le maximum théorique de 3,39 MHz. Ce résultat sera commenté à la section 6.4.2.

6.2.2 Lien montant

Les performances du lien montant ont été testées avec le prototype de contrôleur pour jambe anthropomorphique. Pour effectuer la modulation, un circuit de réception simple a été utilisé : sa seule fonction est d'effectuer la modulation LSK selon un signal de contrôle externe. Le générateur de patron de l'analyseur logique a été utilisé pour générer les données pseudo-aléatoires effectuant la modulation. Ces données ont été comparées à celle reproduites par le démodulateur pour en calculer le taux d'erreur (Tableau 6.2). Le démodulateur a montré une faiblesse lors de l'envoi des premiers bits de données et nécessite donc un temps de stabilisation, qui dépend de la fréquence de modulation (Tableau 6.2).

Tableau 6.2 : Taux d'erreur lors de la transmission avec la modulation LSK

Fréquence de modulation	Taux d'erreur	Temps de stabilisation
106 kbit/s	0	< 200 μ s
212 kbit/s	0	< 300 μ s
424 kbit/s	0	< 400 μ s
848 kbit/s	0	< 1 ms
1,13 Mbit/s	0	< 8 ms
1,19 Mbit/s	0,4 %	< 10 ms

Les résultats présentés ont été obtenus avec un implant ayant une charge passive stable (50 mW) ainsi qu'une distance de couplage de 20 mm.

6.2.3 Liens utilisés en mode duplex

Pour le contrôleur en mode duplex, un circuit simulant l'implant a été réalisé. La fonction principale de ce dernier était d'effectuer une modulation LSK (lien montant), pendant que le contrôleur effectuait la modulation OOK (lien descendant). Encore une fois, le taux d'erreur a été mesuré en fonction des différentes fréquences de modulation. Les fréquences maximales obtenues sont de 500 kHz pour la modulation OOK et de 31,25 kHz pour la modulation LSK. Les mécanismes de synchronisation de ce prototype utilisent un encodage Manchester, nécessitant une bande passante deux fois plus grande que l'encodage NRZ. L'utilisation de ce dernier permettrait des performances allant jusqu'à 1 MHz pour la modulation OOK et 62,5 kHz pour la modulation LSK.

6.3 Système intégré

Cette section rapporte les principaux résultats expérimentaux concernant le système intégré, identifié comme étant la puce ICFPMCMS, ou tout simplement la puce CMS. Dans certains cas, des résultats de simulations sont aussi présentés. Ces derniers ont été

obtenus avec le logiciel Cadence et le simulateur Spectre. Les modèles de composants utilisés sont ceux fournis par la Société Canadienne de Microélectronique (SCM). Dans le cas des circuits numériques, la simulation est effectuée par le logiciel Modelsim.

6.3.1 Plan de masse de la puce

La puce CMS a été fabriquée avec la technologie $0,18\ \mu\text{m}$ de la TSMC, sur une surface de 1 mm par 2 mm. La Figure 6.2 montre la photographie de la puce, avec les différentes sections.

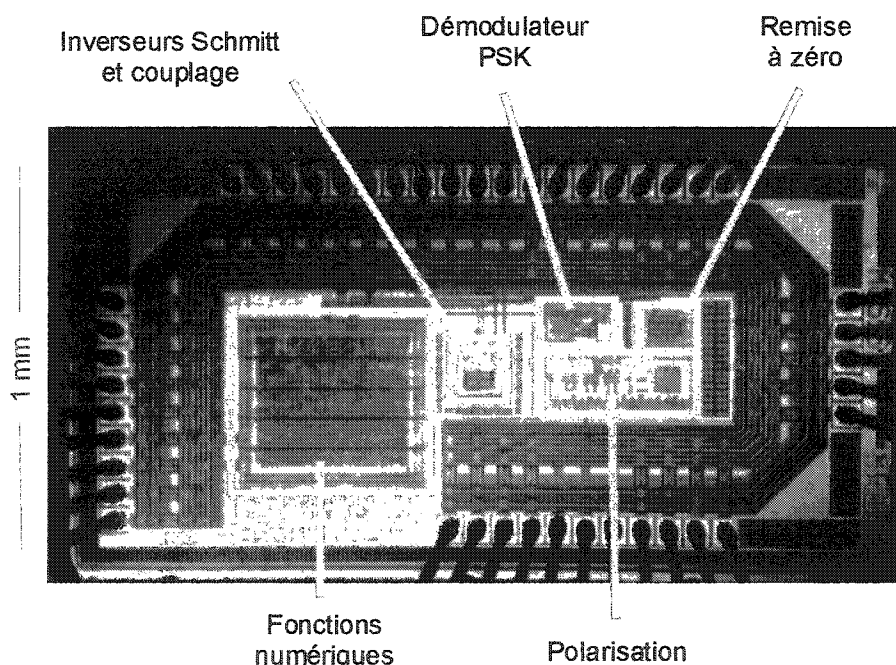


Figure 6.2 : Photographie microscopique de la puce CMS

Outre l'anneau des entrées/sorties qui occupe la majorité de la surface, c'est le bloc numérique qui prend le plus d'espace. Il est important de noter la petite taille du démodulateur PSK proposé. Les inverseurs Schmitt sont aussi très petits, mais leur utilisation pour la démodulation OOK nécessite un condensateur de taille relativement

grande. Les blocs de remise à zéro et de polarisation utilisent aussi des composants passifs occupant une grande surface.

6.3.2 Description du circuit de test

La puce CMS n'est pas un système complet et indépendant. D'abord, la démodulation PSK nécessite l'ajout d'un filtre passif. Ensuite, la puce étant conçue pour fonctionner avec un lien inductif, la présence de ce dernier permet des tests plus pertinents et complets. C'est pour ces raisons qu'un circuit imprimé a été réalisé pour effectuer les tests. Du même coup, ce circuit peut être utilisé dans un prototype d'implant complet, prenant en charge l'alimentation par lien inductif ainsi que la communication. Pour faciliter cette tâche, un réceptacle à FPGA a aussi été ajouté au circuit, avec les branchements nécessaires (Figure 6.3).

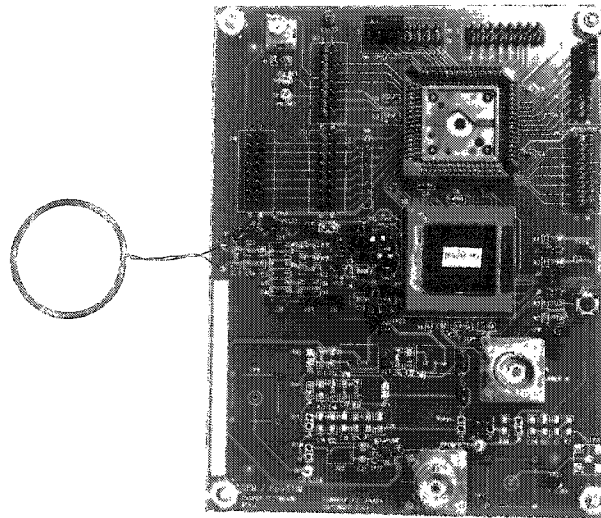


Figure 6.3 : Photographie du circuit de test de la puce CMS

6.3.3 Test du détecteur d'enveloppe pour OOK

Le détecteur d'enveloppe est l'élément principal du démodulateur OOK. La performance de démodulation est exclusivement basée sur ce détecteur, étant donné que le reste du circuit est composé de modules numériques utilisés bien en deçà de leurs limites. Pour tester et mesurer les performances du détecteur, nous avons observé son comportement avec différents indices de modulation (Tableau 6.3). Le signal envoyé avait comme amplitude maximale 3.3V et était injecté directement dans le démodulateur (sans passer par le lien inductif). Dans cette condition, la fréquence maximale de démodulation mesurée correspond à la fréquence maximale théorique de 3,39 MHz.

Tableau 6.3 : Détection d'enveloppe face à l'indice de modulation

Indice de modulation d'amplitude	Détection d'enveloppe
50%	Bonne
19%	Bonne
18%	Partielle
16%	Nulle

Finalement, le démodulateur a été testé en fonctionnement normal, c'est-à-dire avec le lien inductif, la modulation OOK et l'encodage NRZ décrit à la section 4.3.2. Le test effectué est l'envoi de données pseudo-aléatoires et l'observation d'erreurs de transmission. Avec les bobines du lien bien alignées et distantes de 1,5 cm, une transmission sans erreur à 1,507 Mbit/s a été obtenue. Au-delà de cette fréquence, les erreurs de transmission deviennent rapidement trop nombreuses.

6.3.4 Caractérisation de la boucle à accrochage de phase pour démodulation PSK

La boucle à accrochage de phase est constituée de plusieurs composants qui doivent être testés individuellement. Les résultats de ces premiers tests sont utilisés pour ajuster le filtre de boucle qui est assemblé à l'extérieur de la puce. La boucle à accrochage de phase résultante peut alors être testée.

- **Oscillateur contrôlé par tension (OCT)**

L'OCT possède des caractéristiques importantes pour la boucle à accrochage de phase. En effet, il est important de connaître la plage de fréquences d'oscillations ainsi que le gain (fréquence/tension). Ce dernier a une influence directe sur la dynamique d'opération de la boucle, puisqu'il s'agit d'une boucle d'asservissement. La valeur cible du gain est de -30 MHz/V avec une plage de fréquences centrée sur 13.56 MHz. À cette fréquence, le gain mesuré est de -39 MHz/V. Dans l'ensemble, le comportement du VCO physique est tout de même satisfaisant s'il est comparé aux simulations. Sur la Figure 6.4, la simulation 1 montre le cas typique, alors que la simulation 2 montre le cas où les transistors sont plus rapides et les capacités plus petites. L'erreur de linéarité sur la plage de 5 MHz à 35 MHz est de 5,7% et de 3,1% pour la plage de 10 MHz à 30 MHz. Cette erreur est définie par l'écart maximal de fréquence par rapport à la tangente à 13,56 MHz (exprimé en rapport avec la plage de fréquence).

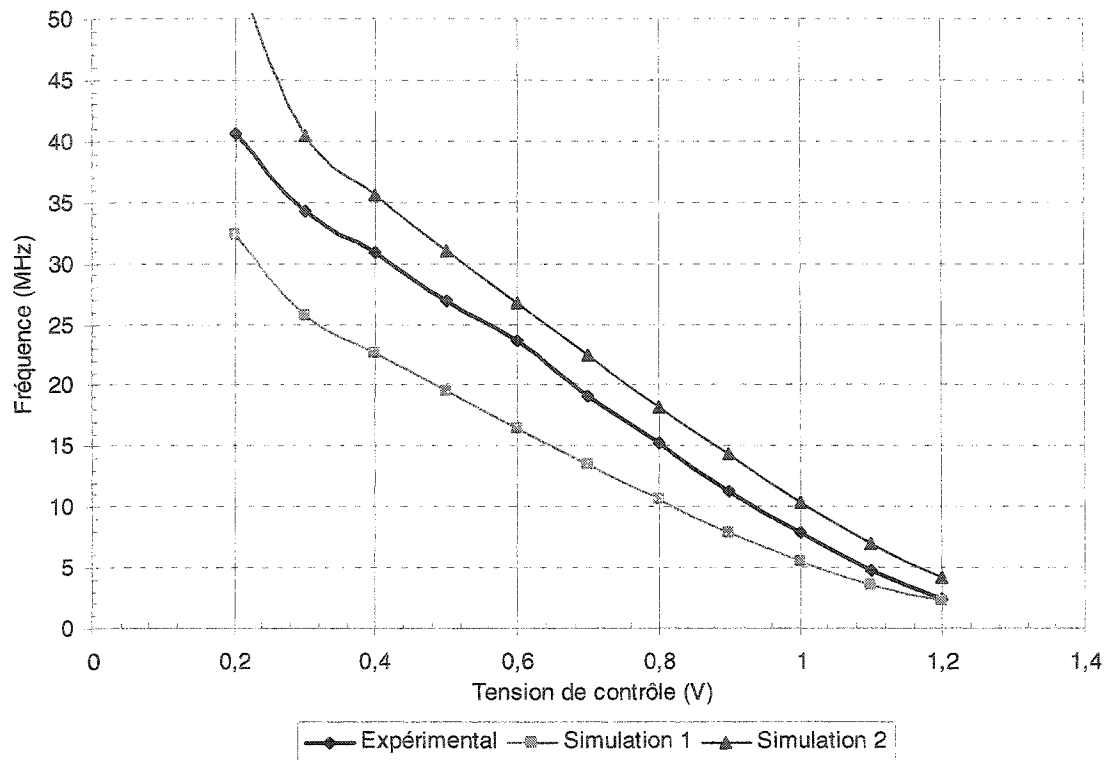


Figure 6.4 : Fréquence de l'OCT en fonction de la tension d'entrée

- **Détecteur de phase**

La sortie de l'OCT est comparée à la porteuse avec le détecteur de phase. Ce bloc doit fournir des signaux de sortie ayant une durée correspondant à la différence de phase, ce qui a été vérifié expérimentalement. L'impulsion la plus courte mesurée en sortie du détecteur de phase était de 0,6 ns. Il est possible que des impulsions plus courtes soient générées, mais qu'elles soient trop courtes pour être reproduites et acheminées à l'extérieur de la puce, à cause des inductances et capacités parasites.

- **Pompe de charges**

La pompe de charges possède un gain influençant la dynamique de la boucle à accrochage de phase. Ce gain correspond au courant fourni ou drainé en réponse à la différence de phase détectée. La pompe de charge a été conçue pour avoir un courant de $\pm 100 \mu\text{A}$. Ce courant peut être atteint sur une plage restreinte de la tension de sortie, en raison de la tension de seuil des transistors utilisés. Les résultats expérimentaux sont illustrés à la Figure 6.5, où ils sont comparés aux résultats de simulation. On remarque que le circuit fabriqué a un courant plus faible que prévu ($\pm 75 \mu\text{A}$). Par contre, la plage stable est bonne et les courants fournis ou drainés sont bien équilibrés l'un par rapport à l'autre.

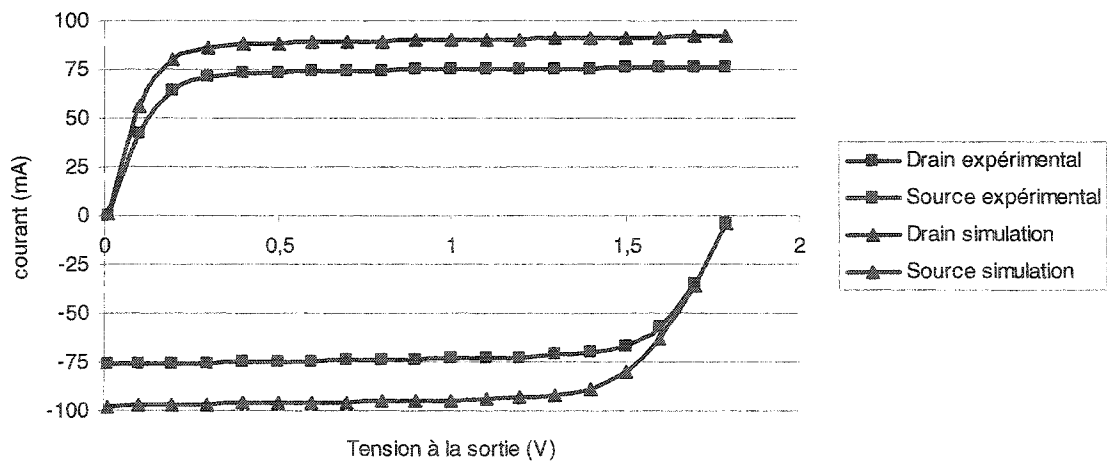


Figure 6.5 : Courant de la charge de pompe en fonction de la tension de sortie

- **Filtre de boucle**

Outre les gains mesurés pour l'OCT et la pompe de charges, le bande passante ainsi que la marge de phase sont nécessaires pour choisir le bon filtre. Nous avons choisi une

bande passante d'environ 1,2 MHz et une marge de phase de 65°. Le logiciel « PLL Loop Filter Design » de National semiconductor a été utilisé pour obtenir les valeurs des composants du filtre (Figure 6.6). Le condensateur C1 a été choisi pour correspondre aux mesures des capacités parasites du boîtier de la puce et du circuit imprimé.

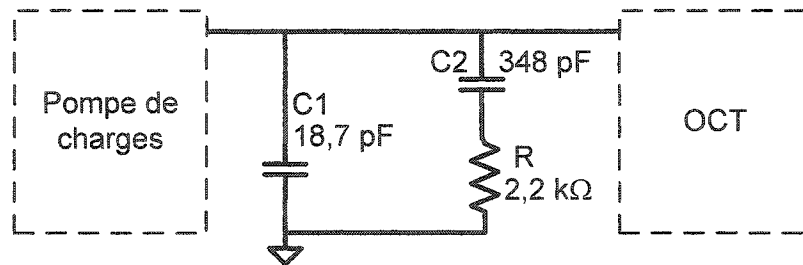


Figure 6.6 : Filtre de boucle calculé avec les gains mesurés

- **Boucle à accrochage de phase complète**

Une caractéristique importante d'une boucle à accrochage de phase est sa plage de capture et sa plage de verrouillage. La première a été mesurée comme étant de 1,9 MHz à 34 MHz et la seconde de 1,9 MHz à 42 MHz. Au-delà de 42 MHz, le gain de la pompe de charge diminue rapidement. En deçà de 1,9 MHz, c'est au tour de l'OCT à ne plus fonctionner correctement, montrant un bruit de phase excessif.

Une boucle de phase se caractérise aussi par sa vitesse d'accrochage. Cette dernière a été mesurée à 7 μ s, à partir de la courbe de la tension de contrôle de l'OCT (Figure 6.7). De façon semblable, la réponse à un saut de phase de 90° a été mesurée à 600 ns.

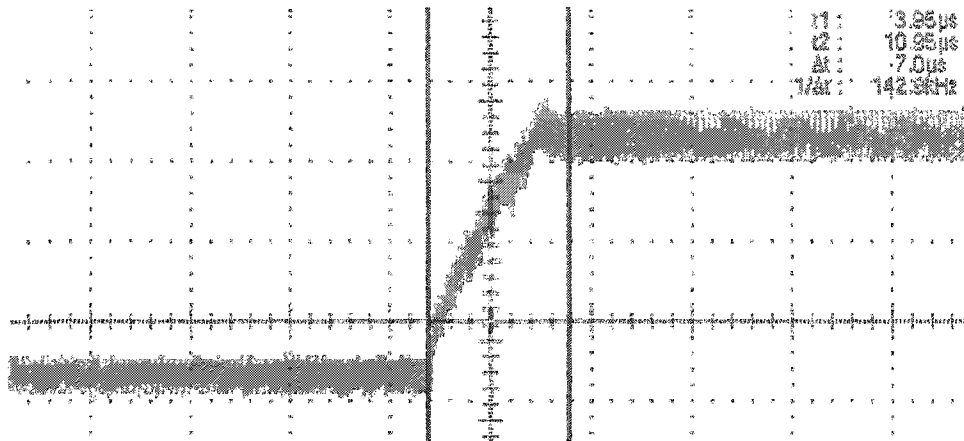


Figure 6.7 : Tension de contrôle de l'OCT lors de l'accrochage

Enfin, il est important de regarder le bruit existant sur la phase de l'OCT (jig de phase). Étant donné que la boucle est essentiellement numérique, nous avons observé le bruit en se basant sur la mesure de la durée d'une période. Utilisé seul, l'OCT possède un bruit relativement important (Figure 6.8). Par contre, lorsque la boucle à accrochage de phase est fermée, le bruit sur la période devient semblable à celui du signal de référence.

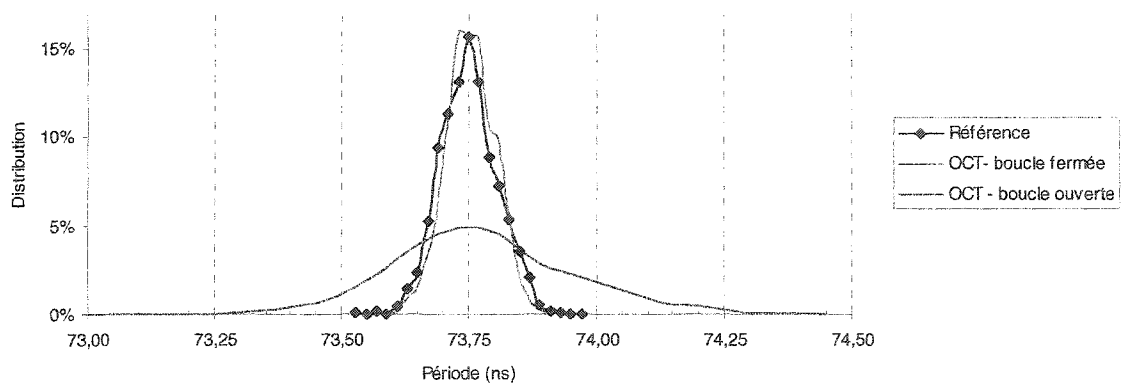


Figure 6.8 : Mesure de la période de l'OCT

L'activité du circuit numérique, en particulier sur les sorties, perturbe l'OCT. Ce dernier devient alors moins stable, tel qu'on peut le voir dans l'exemple de la Figure 6.9, alors que l'horloge du lien descendant est activée à 1,12 MHz.

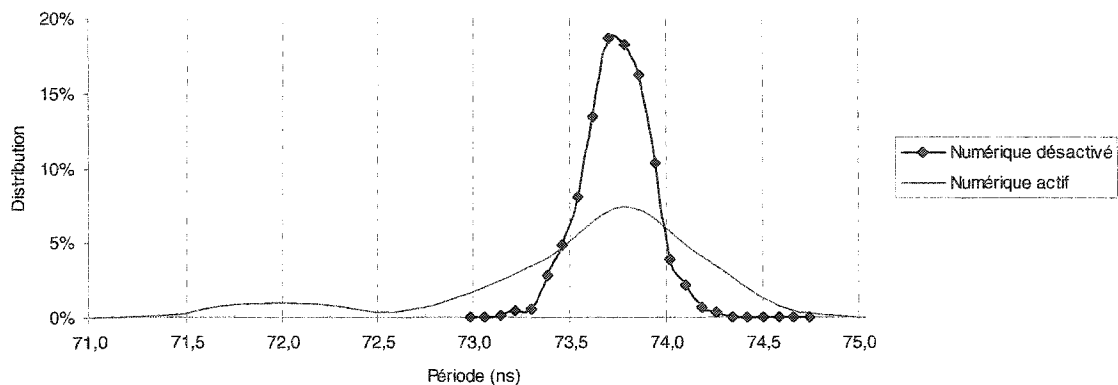


Figure 6.9 : Bruit sur la période de l'OCT lorsque le circuit numérique est activé

- **Détecteur de sauts de phase**

Le détecteur de sauts de phase se caractérise par son seuil de détection, c'est-à-dire la largeur minimale d'une impulsion qui sera interprétée comme un saut de phase. Les résultats expérimentaux indiquent que ce seuil se situe à 1,6 ns, ce qui est légèrement inférieur au seuil de 1,9 ns obtenu par simulation avec les modèles de transistors typiques. L'écart reste acceptable compte tenu des variations du procédé de fabrication.

6.3.5 Test du démodulateur PSK

Le démodulateur PSK a d'abord été testé avec un signal acheminé directement (sans le lien inductif). La fréquence maximale de modulation permettant d'obtenir des données sans erreur est de 212 kbits/s. Au-delà de cette fréquence, l'interférence du circuit

numérique de la puce sur l'OCT ne permet pas d'obtenir une transmission fonctionnelle. Cependant, il est possible de vérifier la détection des sauts de phases en gardant le circuit numérique essentiellement inactif. Ainsi, l'enveloppe correspondait à la modulation de phase jusqu'à une fréquence de 3,39 MHz, avec des sauts de phase de 60°. La même approche a été reprise avec le lien inductif, pour différents sauts de phase (Tableau 6.4).

Tableau 6.4 : Erreurs visibles sur la détection des sauts de phase

Fréquence de modulation ¹	Saut de 45°	Saut de 60°
424 kHz	aucune erreur	aucune erreur
678 kHz	aucune erreur	aucune erreur
753 kHz	erreurs rares	aucune erreur
848 kHz	erreurs fréquentes	aucune erreur
1,130 MHz	-	aucune erreur
1,356 MHz	-	erreurs rares
1,507 MHz	-	erreurs fréquentes

¹ Signal modulé et transmis par lien inductif; circuit numérique de la puce non active

6.3.6 Démarrage et gestion de protocole

Le démarrage et la gestion du protocole ont été testés avec la transmission de données par lien inductif, utilisant la modulation OOK à 212 kbit/s. L'initialisation du système s'effectue comme prévue. D'abord, la remise à zéro se fait suite à l'envoi continu de la porteuse non modulée pendant 600 ms. L'envoi d'une interruption fait démarrer le test du lien montant avec l'envoi de données pseudo-aléatoires. Une seconde interruption met fin à ce mode et démarre le mode de configuration, où les paramètres peuvent être changés. Finalement, le système est prêt à transmettre les données dans les deux directions. Il n'a pas été possible de tester un échange de données complexe puisqu'aucun contrôleur agencé à la puce CMS n'a été complété à ce jour. L'envoi d'un

bloc de données dans chaque direction a tout de même été testé avec succès. L'essentiel du fonctionnement testé correspond au comportement observé avec les signaux de simulation (Figure 6.10).

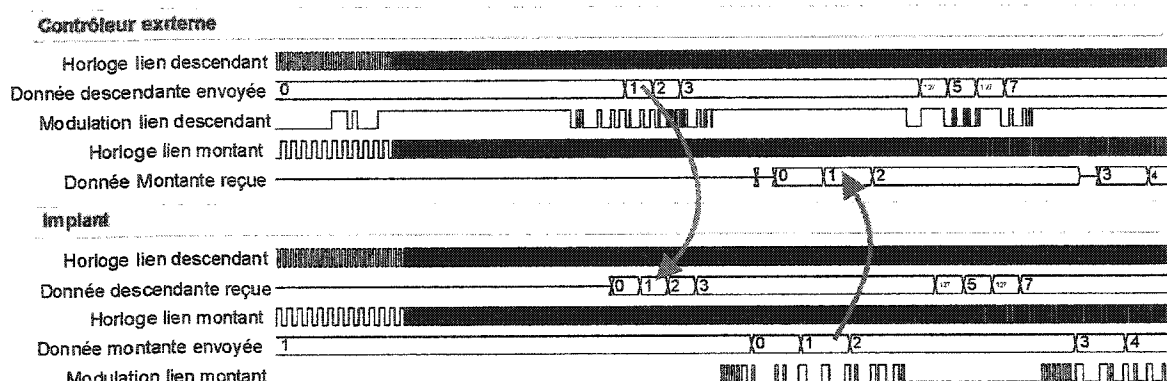


Figure 6.10 : Signaux impliqués dans un échange bidirectionnel de données

6.3.7 Consommation de puissance

La courant consommé a été mesuré sur toutes les alimentations, en faisant fonctionner le circuit comme démodulateur OOK et ensuite PSK, avec une fréquence de modulation de 1,13 MHz (Tableau 6.5).

Tableau 6.5 : Courant consommé pour les différentes alimentations

Alimentation	tension	fonction	Courant utilisé	
			OOK	PSK
VDD18	1,8 V	Circuit numérique central	187 μ A	185 μ A
VDD18A	1,8 V	Boucle à accrochage de phase	-	385 μ A
VDD33	3,3 V	Inverseurs Schmitt et entrées/sorties numériques	130 μ A ¹	-

¹ Sans transition sur les sorties

6.4 Discussion

6.4.1 Transmission en duplex

À première vue, la transmission en mode duplex promet de meilleures performances globales puisque deux transmissions sont faites simultanément. Cependant, l'utilisation de la modulation OOK et LSK simultanément n'est pas une solution performante. En effet, ces deux modulations influencent l'amplitude de la même porteuse, créant une interférence nuisible. Ceci implique aussi qu'au niveau du canal de transmission, la transmission ne correspond pas vraiment à une transmission duplex. L'information contenue dans l'amplitude de la porteuse se partage entre chaque lien de communication. Néanmoins, le mode duplex observable au niveau système peut constituer un atout intéressant pour les systèmes implantables. En effet, ceci permet de simplifier le protocole de communication, menant ainsi à une complexité réduite des circuits implantables. De plus, la latence de transfert de données est réduite, facilitant certaines tâches comme l'asservissement de l'émission d'énergie.

Lorsque les débits de transmission doivent être maximisés, le système proposé en mode semi-duplex est plus performant que celui en mode duplex. Cette affirmation peut être vérifiée avec l'exemple du Tableau 6.6, qui montre une grande différence pour le débit de modulation LSK pour un même débit de modulation OOK.

Les performances du mode duplex pourraient être grandement améliorées avec l'utilisation d'un amplificateur par suspension de la porteuse (section 2.7.2). Les

performances en mode semi-duplex seraient aussi augmentées et ces deux modes devraient alors être comparés de nouveau. Rappelons que l'amplificateur par suspension de porteuse possède le défaut de fonctionner avec une porteuse de fréquence variable.

Tableau 6.6 : Comparaison de performance de transmission pour les systèmes duplex et semi-duplex

Modulation	Transmission 1/3 de seconde	Transmission 1/3 de seconde	Transmission 1/3 de seconde	Total pour 1 seconde
OOK – duplex 1 Mbit/s	333,3 kbits	333,3 kbits	333,3 kbits	1 Mbit
LSK – duplex 62,5 kbit/s	20,83 kbits	20,83 kbits	20,83 kbits	62,5 kbit
OOK – semi-duplex 1,51 Mbit/s	500,3 kbits	500,3 kbits	-	1 Mbit
LSK – semi-duplex 1,13 Mbit/s	-	-	367,63 kbits ¹	367,63 kbits¹

¹En tenant compte du temps de stabilisation

La meilleure avenue pour la transmission en mode duplex est de remplacer la modulation OOK par la modulation PSK. Un saut de phase influence l'amplitude de la porteuse, mais de façon moindre que la modulation OOK. Avec des petits sauts de phase, l'influence sur la porteuse peut être minime. Il est ainsi beaucoup plus facile d'effectuer la démodulation LSK.

6.4.2 Démodulation OOK

Les performances du démodulateur OOK proposé sont loin d'atteindre la performance maximale théorique de 3,39 MHz. Le facteur principal qui empêche d'atteindre cette fréquence est le lien inductif lui-même. Si le circuit de réception est bien accordé à 13.56 MHz et que son facteur de qualité est élevé, l'oscillation parasite nécessitera de

nombreux cycles pour s'atténuer suffisamment lorsque la porteuse est interrompue. D'ailleurs, les différents prototypes utilisés ont été désaccordés légèrement pour obtenir de meilleures performances de communication. Rappelons que ceci implique une baisse dans l'efficacité de transfert d'énergie ainsi qu'une tolérance réduite à la variation du couplage des bobines. L'alternative consistant à diminuer le facteur de qualité mène aussi à des pertes d'énergie.

Du côté de l'amplification, la modulation OOK implique que l'amplificateur est arrêté lorsque la donnée est à un niveau bas. Lorsque l'amplificateur est reparti, plusieurs cycles sont nécessaires pour retrouver une amplitude de porteuse maximale. Encore une fois, la meilleure voie pour l'amélioration est avec l'utilisation de l'amplificateur par suspension de porteuse. En le combinant à notre démodulateur et en enlevant le détecteur de majorité de ce dernier, la fréquence maximale de modulation devient 6,78 MHz. Les développements futurs pourraient donc viser à modifier l'amplificateur par suspension de sorte que la fréquence de la porteuse ne soit plus asservie en boucle fermée [64], mais plutôt fixée et stable.

Pour le moment, le démodulateur OOK proposé offre des performances compétitives par rapport aux autres systèmes à fréquence fixe ([25], [34], [60], [72], [55]).

6.4.3 Démodulation PSK

Le démodulateur proposé s'est avéré trop fragile pour permettre une transmission à haut débit. La cause semble être la sensibilité de l'OCT face au bruit des circuits numériques. Tel que montré précédemment (Figure 6.9), la période de l'OCT peut varier de façon

significative. Cette variation semble sporadique, créant ainsi un saut de phase par rapport à la porteuse. Ce saut peut être détecté et ainsi créer une donnée erronée.

Lorsque le circuit numérique n'est pas actif, la bonne détection des sauts de phase semble indiquer que la démodulation PSK est une option viable à des débits de transmission relativement élevés. Encore une fois, le lien inductif vient ralentir la modulation en filtrant le saut de phase. Pour le moment, il n'existe pas de système ou de pistes permettant d'espérer des débits aussi élevés qu'avec la modulation OOK. Dans le meilleur des cas, avec un OCT plus robuste et une meilleure isolation avec les circuits numériques, il semblerait possible d'obtenir un démodulateur PSK fonctionnant à 1,13 Mbit/s.

6.4.4 Système complet

Avec l'utilisation de la modulation OOK, la puce CMS peut être utilisée pour faire la gestion des transmissions pour un implant utilisant l'alimentation par lien inductif. Les résultats sont concluants pour un débit de transmission vers l'implant allant jusqu'à 1,51 Mbit/s. Le lien de retour vers l'extérieur promet aussi de bons débits (jusqu'à 1,13 Mbit/s), mais le démodulateur proposé nécessite un temps de stabilisation non négligeable lors de l'envoi de données. Les débits réels seront réduits si la direction de la communication doit changer rapidement.

6.5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons d'abord présenté les principaux résultats expérimentaux obtenus avec les prototypes discrets. Le nouveau démodulateur OOK, la démodulation LSK ainsi que le fonctionnement en mode duplex ont été couverts.

Par la suite, nous avons présenté le travail expérimental sur la puce CMS. Ce travail débute par l'intégration de la puce dans un circuit de test reproduisant l'environnement d'utilisation normal. Les performances des différents blocs ont ensuite été données, en commençant par la détection d'enveloppe et la démodulation OOK, où le débit maximal de 1,507 Mbit/s a été obtenu. Par la suite, les résultats du démodulateur PSK ont été rapportés, indiquant que ce dernier ne fonctionne pas au-delà de 212 kbit/s, même si dans certaines conditions des sauts de phase à 1,13 Mbits/s peuvent être détectés. Enfin, les tests sur le démarrage et la gestion du protocole sont rapportés.

Finalement, une critique des systèmes proposés et réalisés est faite, expliquant les performances actuelles et suggérant les améliorations possibles.

CONCLUSION

Les travaux présentés dans ce mémoire avaient comme objectif la réalisation d'un nouveau système de communication bidirectionnelle performant et efficace pour implants alimentés par lien inductif. Aussi, la modulation de phase a été comparée aux autres méthodes généralement utilisées pour les systèmes implantables. Plusieurs prototypes ont été construits pour évaluer les performances des différentes approches possibles. Par la suite, un circuit intégré regroupant plusieurs de ces fonctions a été réalisé et est proposé comme solution pour la gestion des communications pour de futurs prototypes de systèmes implantables de l'équipe de recherche PolySTIM.

Ce mémoire a d'abord exploré les différentes solutions existantes pour la communication avec un implant alimenté par lien inductif. Ceci a permis de connaître les avantages et inconvénients des systèmes existants. Ceux-ci utilisent la modulation d'amplitude (ASK ou OOK) ou la modulation de fréquence (FSK) pour acheminer les données à l'implant. De plus, il est apparu clair que la modulation de charge était la meilleure option pour la communication en direction inverse. Ces observations ont servi de base pour l'élaboration d'une solution complète et performante pour les communications avec les implants.

La communication par lien inductif fait appel à plusieurs éléments, que nous avons d'abord étudiés. Entre autres, les différentes contraintes au niveau de l'émission du signal ont été clarifiées : amplification, fréquence et transmission aux travers des tissus

biologiques. Ainsi, les considérations pratiques des amplificateurs à haut rendement ont été mis en évidence, montrant l'avantage de l'amplificateur de classe E lorsque la fréquence est au dessus de 1 MHz. Nous avons ensuite clarifié la nature des pertes d'énergie dans les tissus biologiques, qui restent minimales lorsque la fréquence de la porteuse est en deçà de 100 MHz. Il en découle un choix de fréquence de porteuse de 13,56 MHz, qui est une fréquence permise par la loi pour les implants, qui est assez faible pour limiter les pertes et assez élevée pour permettre un bon débit de transmission.

Un autre élément étudié est la démodulation PSK. Le système généralement utilisé pour effectuer la tâche est une boucle Costas. Ce dernier utilise des sauts de phases de 180° , ce qui ne s'est pas montré idéal pour un lien inductif : l'amplitude de la porteuse se voit grandement modulée du même coup et la démodulation devient moins robuste parce que le saut de phase est ralenti.

Ces études ont d'abord permis la réalisation de prototypes faits de composants disponibles commercialement. Ces prototypes ont permis de vérifier le fonctionnement d'un nouveau démodulateur OOK, de caractériser les performances de la modulation LSK et d'explorer les possibilités de la communication en mode duplex. Les résultats obtenus ont ensuite été utilisés pour la conception d'un circuit intégré regroupant deux démodulateurs (OOK et PSK) ainsi qu'un système flexible de gestion des communications bidirectionnelles.

Les résultats obtenus montrent que le démodulateur OOK proposé constitue une approche compétitive pour acheminer des données à un implant. Le débit maximal de 1,507 Mbit/s

n'est pas le plus haut, mais grâce à l'utilisation d'une fréquence fixe et modulée en amplitude, le système peut facilement répondre aux normes sur les réglementations sur les émissions électromagnétiques, contrairement aux alternatives à plus haut débit où la fréquence varie. Un autre aspect important de ce démodulateur est sa faible consommation de puissance et la simplicité de son circuit. De plus, ce dernier étant essentiellement numérique, il est très tolérant aux variations du procédé de fabrication et facilement transférable vers d'autres technologies d'intégration.

Du côté de la démodulation PSK, le système réalisé ne s'est pas montré assez robuste. Il a tout de même permis d'effectuer la détection de sauts de phase sans erreurs visibles jusqu'à un débit de transmission assez élevé (1,13 Mbit/s). Par contre, la génération de l'horloge et du signal de données n'a pas été possible. En effet, l'activité du système numérique, principalement des sorties, déstabilise le démodulateur, menant à de nombreuses erreurs de transmission.

Enfin, pour la démodulation LSK, le système proposé permet de très bons débits de transmission, mais nécessite un temps de stabilisation non négligeable. Le débit maximal de la modulation de charge dépendra toujours de la qualité du couplage ainsi que du bruit présent sur la charge réelle que représente un implant. Ainsi, les résultats obtenus ne peuvent pas être associés directement à la méthode de modulation/démodulation, mais seulement au système complet, qui dans notre cas était idéal au niveau de la charge.

La puce fabriquée constitue un système complet et fonctionnel lorsque les modulations OOK et LSK sont utilisées. Elle peut donc être utilisée dans un prototype d'implant et effectuer la gestion des communications dans les deux directions.

L'ensemble des travaux réalisés permettent de donner quelques recommandations pour la conception de prototypes de systèmes d'implants :

- Utiliser une porteuse à 13,56 MHz
- Utiliser un amplificateur de classe E, accordable après l'assemblage
- Utiliser des bobines émettrices et réceptrices faites en spirale, avec un rapport de diamètre émettrice/réceptrice d'environ 1,4/1
- Utiliser les modulations OOK et LSK en mode semi-duplex, avec un rapport d'utilisation du canal fixe si la puce CMS est utilisée.
- Avoir une consommation de puissance stable pour l'implant pour obtenir un bon débit de transmission de données vers l'extérieur (modulation LSK)

Pour terminer, voici nos recommandations pour les travaux futurs. Dans le but d'obtenir des débits de transmissions élevés dans les deux directions et simplifier le protocole, la communication en mode duplex peut être étudiée de nouveau, mais en utilisant les modulations PSK et LSK. Au niveau de cette dernière, il serait intéressant de l'intégrer à un redresseur actif, potentiellement plus efficace au niveau de la puissance que les redresseurs passifs présentement utilisés. Pour la démodulation LSK, il faudrait corriger les instabilités présentes au début de la transmission pour diminuer les risques d'erreur et augmenter les performances si le mode semi-duplex est utilisé. Pour la démodulation

PSK, la recherche devrait principalement viser la conception d'un OCT robuste, mais qui consomme autant ou moins de puissance que celui que nous avons proposé. De plus, il faudrait intégrer le filtre de boucle, présentement réalisé par des composants passifs externes. En dernier lieu, la transmission avec la modulation OOK pourrait être améliorée en utilisant une technique de mesure du courant plutôt que de la tension en entrée. Les itérations futures pourraient ainsi améliorer la robustesse et l'efficacité ou mener à des performances permettant une complexité encore plus grandes des fonctions des implants électroniques.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] AKIN, T., NAJAFI, K. et BRADLEY, R. M. (1998). A wireless implantable multichannel digital neural recording system for a micromachined sieve electrode. Solid-State Circuits, IEEE Journal of **33**, 109-118.
- [2] ALBULET, M. (1995). Analysis and design of the Class E frequency multipliers with RF. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on **42**, 95-104.
- [3] ANDREUC CETTI, D. (2002). Dielectric properties of Body Tissues. <http://safeemf.iroec.fir.cnr.it/tissprop/>
- [4] BA, A. et SAWAN, M. (2003). Integrated programmable neurostimulator to recuperate the bladder functions. Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003, Canadian Conference on **1**, 147-150.
- [5] BEST, R. E. (1999). Phase-Locked Loops: design, simulation and applications. McGraw-Hill Professional Publishing.
- [6] BOYER, S., SAWAN, M., ABDEL-GAWAD, M., ROBIN, S. et ELHILALI, M. M. (2000). Implantable selective stimulator to improve bladder voiding: design and chronic experiments in dogs. Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on [see also IEEE Trans. on Neural Systems and Rehabilitation] **8**, 464-470.
- [7] CARBUNARU, R. et DURAND, D. M. (2001). Toroidal coil models for transcutaneous magnetic stimulation of nerves. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on **48**, 434-441.

- [8] CHANG, R. C. et LUNG-CHIH KUO. (2000). A new low-voltage charge pump circuit for PLL. Circuits and Systems, 2000. Proceedings. ISCAS 2000 Geneva. The 2000 IEEE International Symposium on. 5, 701-704 vol.5.
- [9] CHUNG-HWA CHANG, ANDERSON, G. T. et LOIZOU, P. C. (2001). A neural network model for optimizing vowel recognition by cochlear. Neural Systems and Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on [see also IEEE Trans. on Rehabilitation Engineering] 9, 42-48.
- [10] COULOMBE, J., BUFFONI, L.-X. et SAWAN, M. (2002). A Mixed-Signal IC for Multiple Cortical Stimulation Strategies . proceedings of the 45th MWSCAS.
- [11] COULOMBE, J., GERVAIS, J. F. et SAWAN, M. (2003). A cortical stimulator with monitoring capabilities using a novel 1 Mbps ASK data link. International Symposium on circuits and systems (ISCAS).
- [12] CRAMPON, M.-A., SAWAN, M., BRAILOVSKI, V. et TROCHU, F. (1998). New nerve cuff electrode based on a shape memory alloy armature. Engineering in Medicine and Biology Society, 1998. Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE. 5, 2556-2559.
- [13] DELAGE, J.-F. (2001). Synthèse et conception d'une interface UHF en CMOS dédiée à un système électronique d'identification. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- [14] DJEMOUAI, A. et SAWAN, M. (1997). Prosthetic Power Supplies. In Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, Anonymouspp. 413-421.
- [15] DOBELLE, W. H. et MLADEJOVSKI, W. (1974). Phosphenes produced by electrical stimulation of human occipital cortex and their application to the development of a prosthesis for the blind. J. Physiol 243, 553-576.

- [16] DOBELLE, WM. H. (2000). Artificial Vision for the Blind by Connecting a Television Camera to the Visual Cortex. ASAIO Journal 46, 3-9.
- [17] DONALDSON, P. E. K. (1983). Analysis of resonant coupled coils in the design of radio frequency transcutaneous links. Medical and Biological Engineering and computing 21, 612-627.
- [18] DONALDSON, P. E. K. (1987). Power for neurological prostheses: A simple inductive R.F. link with improved performance. Biomedical Engineering, Journal of 9, 194-197.
- [19] FINKENZELLER, K. (1999). RFID Handbook. Chichester, England: John Wiley & Sons.
- [20] FORSTER, I. C. (1981). Theoretical design and implementation of a transcutaneous multichannel stimulator for neural prosthesis applications. Biomedical Engineering, Journal of 3, 107-120.
- [21] GABRIEL, C. et GABRIEL, S. (2002). Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave frequencies. <http://www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/reports/dielectric/home.html>
- [22] GALBRAITH, D. C., SOMA, M. et WHITE, R. L. (1987). A wide-band efficient inductive transdermal power and data link with coupling insensitive gain. IEEE transactions on biomedical engineering BME-34, 265-275.
- [23] GERVAIS, J.-F., COULOMBE, J., FAYCAL, M. et SAWAN, M. (2003). Bidirectional high data rate transmission interface for inductively powered devices. Proceedings of the Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE'2003), Montreal, Canada May 5-7, 2003.

- [24] GESELOWTIZ, D. B., HOANG, Q. T. N. et GAUMOND, R. P. (1992). The effects of metals on a transcutaneous energy transmission system. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 39, 928-934.
- [25] GHOVANLOO, M., BEACH, K., WISE, K. D. et NAJAFI, K. (2002). A BiCMOS wireless interface chip for micromachined stimulating microprobes. Microtechnologies in Medicine & Biology 2nd Annual International IEEE-EMB Special Topic Conference on. 277-282.
- [26] GHOVANLOO, M. et NAJAFI, K. (2002). Fully integrated power supply design for wireless biomedical implants. Microtechnologies in Medicine & Biology 2nd Annual International IEEE-EMB Special Topic Conference on 414-419.
- [27] GHOVANLOO, M. et NAJAFI, K. (2002). A HIGH DATA TRANSFER RATE FREQUENCY SHIFT KEYING DEMODULATOR CHIP FOR THE WIRELESS BIOMEDICAL IMPLANTS. MWSCAS. 2002.
- [28] GOTO, K., NAKAGAWA, T., NAKAMURA, O. et KAWATA, S. (2001). An implantable power supply with an optically rechargeable lithium battery. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 48, 830-833.
- [29] HERMAN, K. J., ZULINSKI, R. E. et MANDOJANA, J. C. (1989). An efficient computer program for the exact analysis of class E amplifier. Circuits and Systems, 1989., Proceedings of the 32nd Midwest Symposium on. 478-481.
- [30] HU, Y., GERVAIS, J. F. et SAWAN, M. (2002). High Power Efficiency Inductive Link with Full-Duplex Data Communication . 9th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS).
- [31] JUN YAO et YUAN-TING ZHANG (2002). The application of bionic wavelet transform to speech signal processing in cochlear implants using neural network simulations. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 49, 1299-1309.

- [32] KO, W. H., LIANG, S. P. et FUNG, C. D. (1977). Design of radio-frequency powered coils for implant instruments. Med Biol Eng Comput 15, 634-40.
- [33] KUO-HSING CHENG, TSE-HUA YAO, SHU-YU JIANG et WEI-BIN YANG. (2001). A difference detector PFD for low jitter PLL. Electronics, Circuits and Systems, 2001. ICECS 2001. The 8th IEEE International Conference on. 43-46.
- [34] LIU, W., VICHENCHOM, K., CLEMENTS, M., DEMARCO, S. C., HUGHES, C., MCGUCKEN, E., HUMAYUN, M. S., DE JUAN, E., WEILAND, J. D. et GREENBERG, R. (2000). A neuro-stimulus chip with telemetry unit for retinal prosthetic device. Solid-State Circuits, IEEE Journal of 35, 1487-1497.
- [35] MANEATIS, J. G. et HOROWITZ, M. A. (1993). Precise delay generation using coupled oscillators. Solid-State Circuits, IEEE Journal of 28, 1273-1282.
- [36] MARIN, D., TROOSTERS, M., MARTINEZ, I., VALDERRAMA, E. et AGUILO, J. (1999). New developments for high performance implantable stimulators. Microelectronics for Neural, Fuzzy and Bio-Inspired Systems, 1999. MicroNeuro '99. Proceedings of the Seventh International Conference on. 120-126.
- [37] MCDERMOTT, H. (1991). A custom-designed receiver-stimulator chip for an advanced multiple-channel hearing prosthesis. Solid-State Circuits, IEEE Journal of 26, 1161-1164.
- [38] MOHSENI, P. et NAJAFI, K. (2003). A wireless FM multi-channel microsystem for biomedical neural recording applications. Mixed-Signal Design, 2003. Southwest Symposium on. 217-222.
- [39] MURAKAWA, K., KOBAYASHI, M., NAKAMURA, O. et KAWATA, S. (1999). A wireless near-infrared energy system for medical implants. IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine 18, 70-72.

- [40] PARET, D. (2001). Identification radiofréquence et cartes à puce sans contact. Paris: Dunod.
- [41] PARRAMON, J., DOGUET, P., MARIN, D., VERLEYSSSEN, M., MUNOZ, R., LEIJA, L. et VALDERRAMA, E. (1997). ASIC-based batteryless implantable telemetry microsystem for recording purposes. Engineering in Medicine and Biology society, 1997. Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE. 2225-2228.
- [42] PERKINS, T. A., DONALDSON, N. N., HATCHER, N. A. C., SWAIN, I. D. et WOOD, D. E. (2002). Control of leg-powered paraplegic cycling using stimulation of the lumbo-sacral anterior spinal nerve roots. Neural Systems and Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on [see also IEEE Trans. on Rehabilitation Engineering] 10, 158-164.
- [43] PIGEON, S., MEUNIER, M., SAWAN, M. et MARTEL, S. (2003). Design and fabrication of a microelectrode array dedicated for cortical electrical stimulation. Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003. Canadian Conference on. 2, 813-816.
- [44] QIUTING HUANG et OBERLE, M. (1998). A 0.5-mW passive telemetry IC for biomedical applications. Solid-State Circuits, IEEE Journal of 33, 937-946.
- [45] RAAD, A. et KAN, S. (1993). Multi-turn, printed surface coil inductance, and Q optimization. Magnetic Resonance in Medicine 29, 396-7.
- [46] RIEGER, R., TAYLOR, J., DEMOSTHENOUS, A., DONALDSON, N. et LANGLOIS, P. J. (2003). Design of a low-noise preamplifier for nerve cuff electrode recording. Solid-State Circuits, IEEE Journal of 38, 1373-1379.

- [47] SANTÉ CANADA (1999). Limites d'exposition humaine aux champs de radiofréquences électromagnétiques dans la gamme de fréquences de 3 kHz à 300 GHz. Gouvernement du Canada.
- [48] SCHIEBER, H. D. (1985). On the inductance of printed spiral coils. Archiv für Elektrotechnik 68, 155-9.
- [49] SCHNEIDER, E. (2001). Conception et évaluation d'un système de stimulation électrique neurale dédié à la réhabilitation des fonctions vésicales. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- [50] SCHNEIDER, E., ABDEL-KARIM, A. M., SAWAN, M. et ELHILALI, M. M. (2001). New stimulation strategy to improve the bladder function in paraplegics: chronic experiments in dogs. Engineering in Medicine and Biology Society, 2001. Proceedings of the 23rd Annual International Conference of the IEEE. 2, 1305-1308 vol.2.
- [51] SCHUDER, J. C., GOLD, J. H., STOECKLE, H. et HOLLAND, J. A. (1976). The relationship between the electric field in a semi-infinite conductive region and the power input to a circular coil on or above the surface. Med Biol Eng 14, 227-34.
- [52] SCHUDER, J. C., STEPHENSON, H. E. et TOWNSEND, J. F. (1961). High level electromagnetic energy transfer through a closed chest wall. Inst. Radio. Engrs. Int. Conf. Record 9, 119-126.
- [53] SHAH, M. R. , PHILLIPS, R. P. et NORMANN, R. A. (1998). A study of printed spiral coils for neuroprosthetic transcranial telemetry applications. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 45, 867-876.
- [54] SLEMON, G. R. et LIU, X. (1990). Core losses in permanent magnet motors. Magnetics, IEEE Transactions on 26, 1653-1655.

- [55] SMITH, B., ZHENGNIAN TANG, JOHNSON, M. W., POURMEHDI, S., GAZDIK, M. M., BUCKETT, J. R. et PECKHAM, P. H. (1998). An externally powered, multichannel, implantable stimulator-telemeter for control of paralyzed muscle. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 45, 463-475.
- [56] SMITH, G. H. et ZULINSKI, R. E. (1990). An exact analysis of class E amplifiers with finite DC-feed inductance at any output Q. Circuits and Systems, IEEE Transactions on 37, 530-534.
- [57] SOKAL, N. O. et SOKAL, A. D. (1975). Class E - A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. Solid-State Circuits, IEEE Journal of SC-10, 168-176.
- [58] SOLOMONOW, M. (1984). External control of neuromuscular system. IEEE transactions on Biomedical Engineering 31, 752.
- [59] SOMA, M., GALBRAITH, D. C. et WHITE, R. L. (1987). Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure. IEEE Transactions on Biomedical Engineering BME34, 276-282.
- [60] SUANING, G. J. et LOVELL, N. H. (2001). CMOS neurostimulation ASIC with 100 channels, scaleable output, and bidirectional radio-frequency telemetry. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 48, 248-260.
- [61] TANG, Z., SMITH, B., SCHILD, J. H. et PECKHAM, P. H. (1995). Data transmission from an implantable biotelemeter by load-shift keying using circuit configuration modulator. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 42, 524-528.
- [62] TERMAN, F. E. (1943). Radio engineers' handbook . New York; London: McGraw-Hill.

- [63] TROYK, P. R. (2001). Multi-Channel Transcutaneous Cortical Stimulation System. NIH final report. <http://www.ninds.nih.gov/qpr/electrode/N01-NS-7-2365QPRFF.pdf>.
- [64] TROYK, P. R. et EDGINGTON, M. (2000). Inductive links and drivers for remotely-powered telemetry systems. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE. 60-62. Application.
- [65] TROYK, P. R., HEETDERKS, W., SCHWAN, M., et LOEB, G. (1997). Suspended carrier modulation of high-Q transmitters. États-Unis, brevet no. 5,697,076.
- [66] TROYK, P. R. et SCHWAN, M. A. K. (1992). Closed-loop class E transcutaneous power and data link for MicroImplants. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 39, 589-599.
- [67] VAILLANCOURT, P., DJEMOUAI, A., HARVEY, J. F. et SAWAN, M. (1997). EM radiation behavior upon biological tissues in a radio-frequency. Engineering in Medicine and Biology society, 1997. Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE. 6, 2499-2502.
- [68] WILDI, T. (1991). Électrotechnique. Les Presses de l'Université Laval.
- [69] ZHOU, L. et DONALDSON, N. (2002). A Fast Passive Data Transmission System for an Implantable Telemeter. 7th Annual Conference of the International Functional Electrical Stimulation Society (IFESS).
- [70] ZIAIE, B., ROSE, S. C., NARDIN, M. D. et NAJAFI, K. (2001). A self-oscillating detuning-insensitive class-E transmitter for implantable microsystems. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 48, 397-400.

- [71] ZIERHOFER, C. M. (1991). A class-E tuned power oscillator for inductive transmission of digital data and power. Electrotechnical Conference, 1991. Proceedings., 6th Mediterranean. 789-792.
- [72] ZIERHOFER, C. M., HOCHMAIR-DESOYER, I. J. et HOCHMAIR, E. S. (1995). Electronic design of a cochlear implant for multichannel high-rate pulsatile stimulation strategies. Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on [see also IEEE Trans. on Neural Systems and Rehabilitation] 3, 112-116.
- [73] ZIERHOFER, C. M. et HOCHMAIR, E. S. (1990). High-efficiency coupling-insensitive transcutaneous power and data transmission via an inductive link. IEEE Trans Biomed Eng 37, 716-22.
- [74] ZIERHOFER, C. M. et HOCHMAIR, E. S. (1992). The Class-E Concept For Efficient Wide-Band Coupling-Insensitive Transdermal Power And Data Transfer. Engineering in Medicine and Biology Society, 1992. Vol.14. Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE. 2, 382-383.
- [75] ZIERHOFER, C. M. et HOCHMAIR, E. S. (1996). Coil design for improved power transfer efficiency in inductive links. Engineering in Medicine and Biology Society, 1996. Bridging Disciplines for Biomedicine. Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE. 4, 1538-1539.
- [76] ZIERHOFER, C. M. et HOCHMAIR, E. S. (1996). Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils. IEEE Trans Biomed Eng 43, 708-14.
- [77] ZULINSKI, R. E. et GRADY, K. J. (1990). Load-independent class E power inverters. I. Theoretical development. Circuits and Systems, IEEE Transactions on 37, 1010-1018.

ANNEXES

ANNEXE A

SCHÉMAS ET CODE DU PROTOTYPE DE CONTRÔLEUR POUR MODE DUPLEX

A.1 Schémas

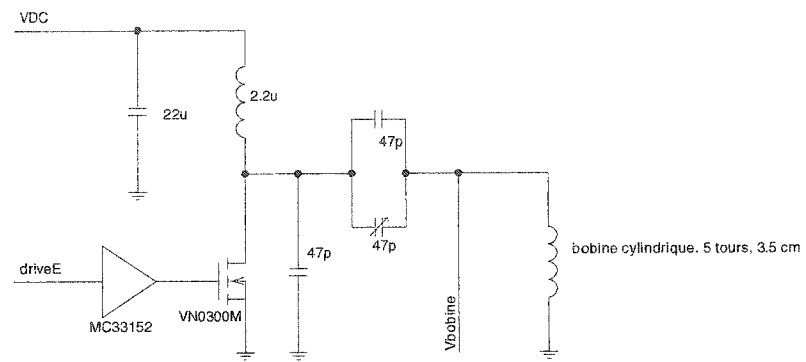


Figure A.1 : Amplificateur de puissance

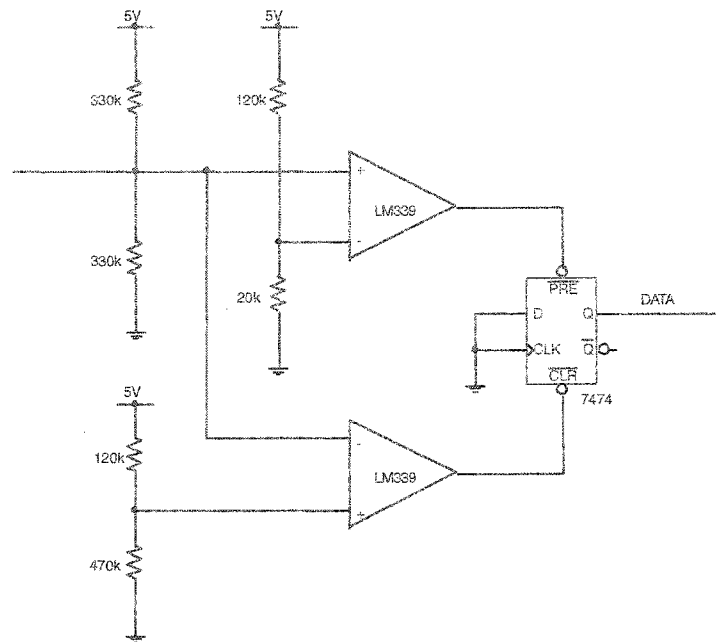


Figure A.3 : Circuit de mise en forme de l'enveloppe LSK et de décodage Manchester

A.2 Code VHDL

```

-----
-- Fichier: DIP_gal.vhd
--
-- Objet:   Prototype implant visuel: phase de tests avec composants DIP
--
-- Description:  Génération signaux de contrôle de l'ampli (classe E)
--              & données fictives manchester -> modulation ASK
--              & signaux permettant la démodulation LSK
--              bloc 1 : GAL22V10
--
-- Auteurs:
--              Jean-Francois Gervais
--
-- Commentaires:
-----

library ieee;
library synplify;
use ieee.std_logic_1164.all;
use synplify.attributes.all;

-- déclaration de l'entité (nommer l'entité et définir les entrées/sorties)
entity amplictrl is
port(
  signal clk      : in std_logic;
  signal clk12    : in std_logic;
  signal clk25    : in std_logic;
  signal sel      : in std_logic;
  signal ask_in   : in std_logic;
  signal data_comp : out std_logic;
  signal drive_e  : out std_logic;
  signal data_sync : out std_logic;
  signal data_out  : out std_logic
);
end amplictrl;

architecture behav of amplictrl is

  -- déclaration de signaux internes
  signal etat, etat_suiv: std_logic_vector(4 downto 0);
  signal data_manch:     std_logic;
  signal data:           std_logic;
  signal data_clk:       std_logic;
  signal cstate,next_cstate: std_logic;

begin

  --process pour les changements d'états ou sorties enregistrées
  tag_process: process(clk)
  begin
    if(clk'event and clk='1') then --détection du front
      etat <= etat_suiv;
    end if;
  end process tag_process;

  --process pour la MSA
  tag_process2: process(etat)
  begin
    case etat is
      when "00001" => --1
        data_manch <= '0';
        data_clk <= '1';
        data_sync <= '1';
        etat_suiv <= "00010";
      when "00010" => --2
        data_manch <= '1';
        data_clk <= '0';
        data_sync <= '0';
        etat_suiv <= "00011";
      when "00011" => --3
        data_manch <= '1';
        data_clk <= '1';
        data_sync <= '0';
        etat_suiv <= "00000";
      when "00000" => --4
        data_manch <= '0';
        data_clk <= '0';
        data_sync <= '0';
        etat_suiv <= "00101";
      when "00101" => --5
        data_manch <= '0';
        data_clk <= '1';
        data_sync <= '0';
        etat_suiv <= "00110";
      when "00110" => --6
        data_manch <= '1';
        data_clk <= '0';
        data_sync <= '0';
        etat_suiv <= "01001";
    end case;
  end process tag_process2;
end architecture behav;

```

```

when "01001" =>
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "01010";
when "01010" => --8
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "00111";
when "00111" =>
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "00100";
when "00100" => --10
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "01011";
when "01011" =>
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "01000";
when "01000" => --12
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "01101";
when "01101" =>
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "01110";
when "01110" => --14
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "10001";
when "10001" =>
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "10010";
when "10010" => --16
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "10101";
when "10101" =>
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "10110";
when "10110" => --18
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "01111";
when "01111" =>
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "01100";
when "01100" => --20
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "11001";
when "11001" =>
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "11010";
when "11010" => --22
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "10011";
when "10011" =>
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "10000";
when "10000" => --24
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "11101";
when "11101" =>
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "11110";
when "11110" => --26
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "10100";

```

```

when "10100" =>      --no fit
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "10111";
when "10111" =>      --28
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "11000";
when "11000" =>
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "11011";
when "11011" =>      --30
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "11100";
when "11100" =>
  data_manch <= '0';
  data_clk <= '1';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "11111";
when "11111" =>      --32
  data_manch <= '1';
  data_clk <= '0';
  data_sync <= '0';
  etat_suiv <= "00001";

when others =>
  NULL;

end case;
end process tag_process2;

data_gen : process (data_manch,data_clk, sel)
begin
  if (sel = '1') then
    data <= data_manch;
  else
    data <= data_clk;
  end if;
end process data_gen;

dout: process (data)
begin
  data_out <= data;
end process dout;

driveE: process (ask_in,clk12)
begin
  drive_e <= ask_in and clk12;
end process driveE;

compensation_c: process (clk)
begin
  if (clk'event and clk='1') then
    cstate <= next_cstate;
  end if;
end process compensation_c;

compensation: process (data,cstate)
begin
  if cstate = '0' and data = '1' then
    next_cstate <= '1';
  else
    next_cstate <= '0';
  end if;
  data_comp <= cstate and data;
end process compensation;

end behav;

-----
-- Fichier: DIP_gal2.vhd
--
-- Objet:   Prototype implant visuel: phase de tests avec composants DIP
--
-- Description:  Génération signaux de contrôle de l'ampli (class E)
--              & données fictives manchester -> modulation ASK
--              & signaux permettant le démodulation LSK
--              bloc 2 : GAL20V8
--
-- Auteurs:
--              Jean-Francois Gervais
--
-- Commentaires:
--
-----
library ieee;
library synplify;

```

```

use ieee.std_logic_1164.all;
use synplify.attributes.all;

-- déclaration de l'entité (nommer l'entité et définir les entrées/sorties)
entity amplictrl is
port (
    signal clk      : in std_logic;
    signal ddclk    : in std_logic;
    signal data     : in std_logic;
    signal clk12    : out std_logic;
    signal swctrl1  : out std_logic;
    signal swctrl2  : out std_logic
);
end amplictrl;

architecture behav of amplictrl is

    -- déclaration de signaux internes
    signal etat,etat_suiv: std_logic_vector(1 downto 0);

begin

    --process pour les changements d'états ou sorties enregistrées

    envelope_det: process(data)
    begin
        swctrl1 <= data;
        swctrl2 <= not data;
    end process envelope_det;

    tag_process: process(clk)
    begin
        if(clk'event and clk='1') then --détection du front
            etat <= etat_suiv;
        end if;
    end process tag_process;

    --process pour la MSA
    tag_process2: process(etat)
    begin
        case etat is
            when "00" =>
                clk12 <='1';
                etat_suiv <= "01";
            when "01" =>
                clk12 <='0';
                etat_suiv <= "10";
            when "10" =>
                clk12 <='1';
                etat_suiv <= "11";
            when "11" =>
                clk12 <='0';
                etat_suiv <= "00";
            when others =>
                NULL;
        end case;
    end process tag_process2;

end behav;

```

ANNEXE B

**PROTOTYPE DE RÉCEPTEUR POUR L'IMPLANT
VISUEL**

B.1 Schémas

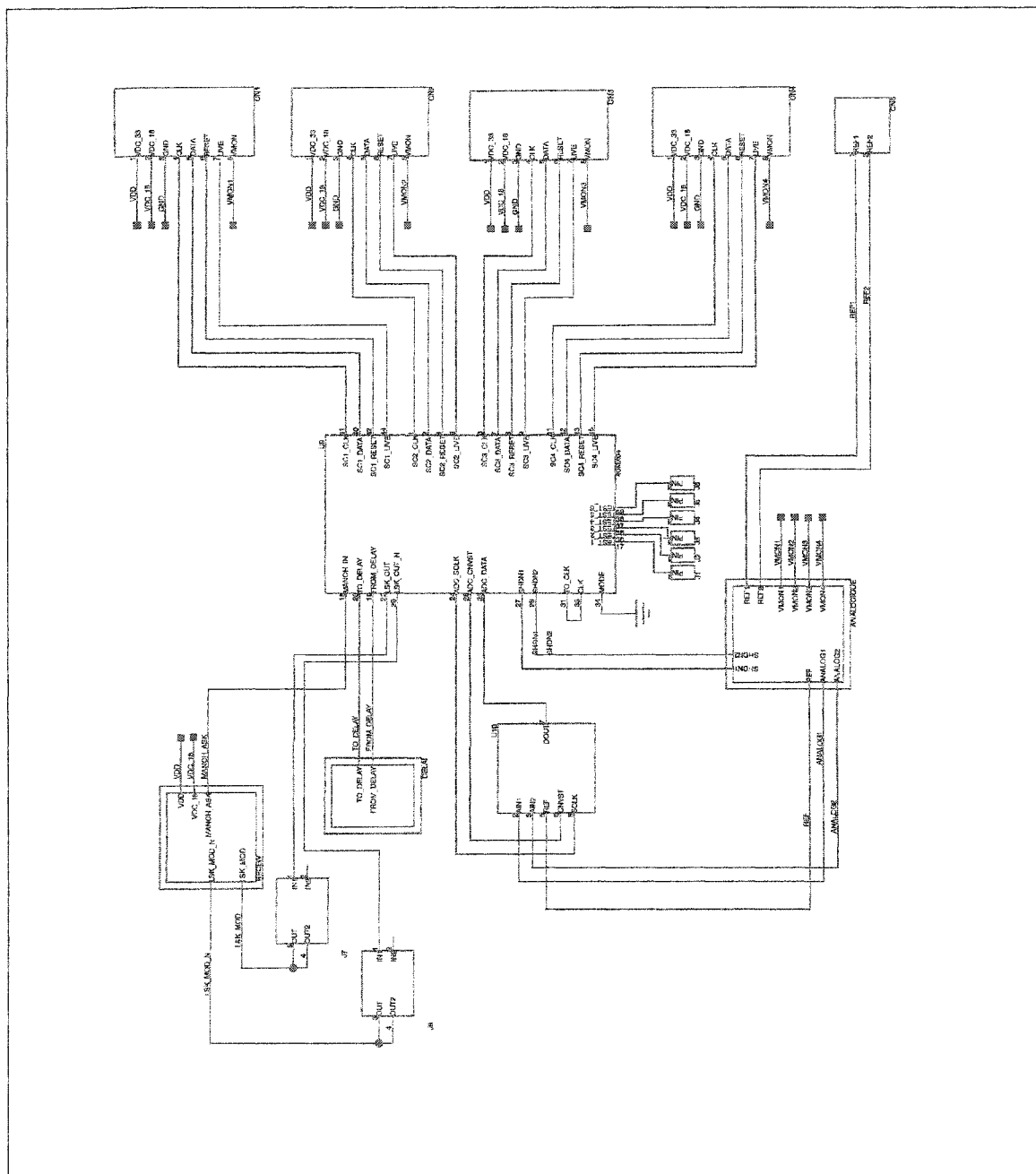


Figure B.1 : Schéma global du prototype de récepteur pour l'implant visuel

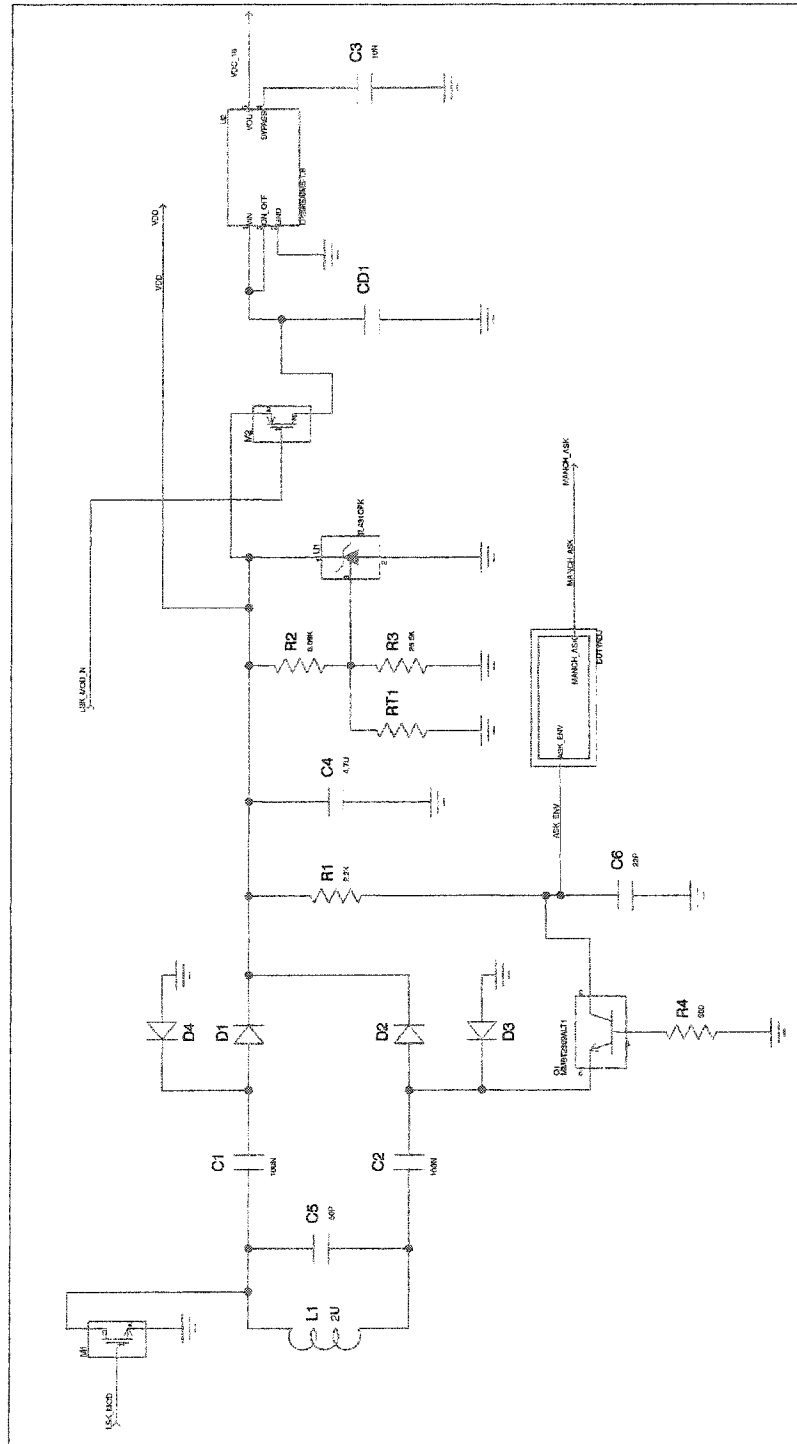


Figure B.2 : Schéma du circuit de réception (bloc *receiv*)

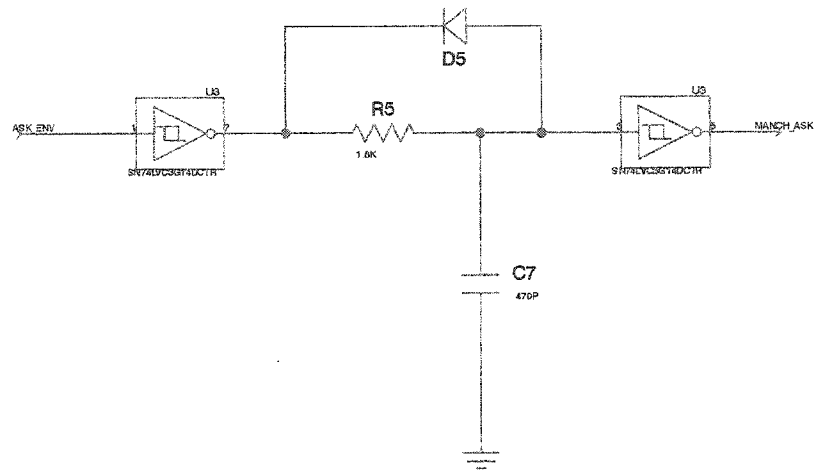


Figure B.3 : Schéma du circuit d'ajustement de rapport cyclique (bloc *dutyadj*)

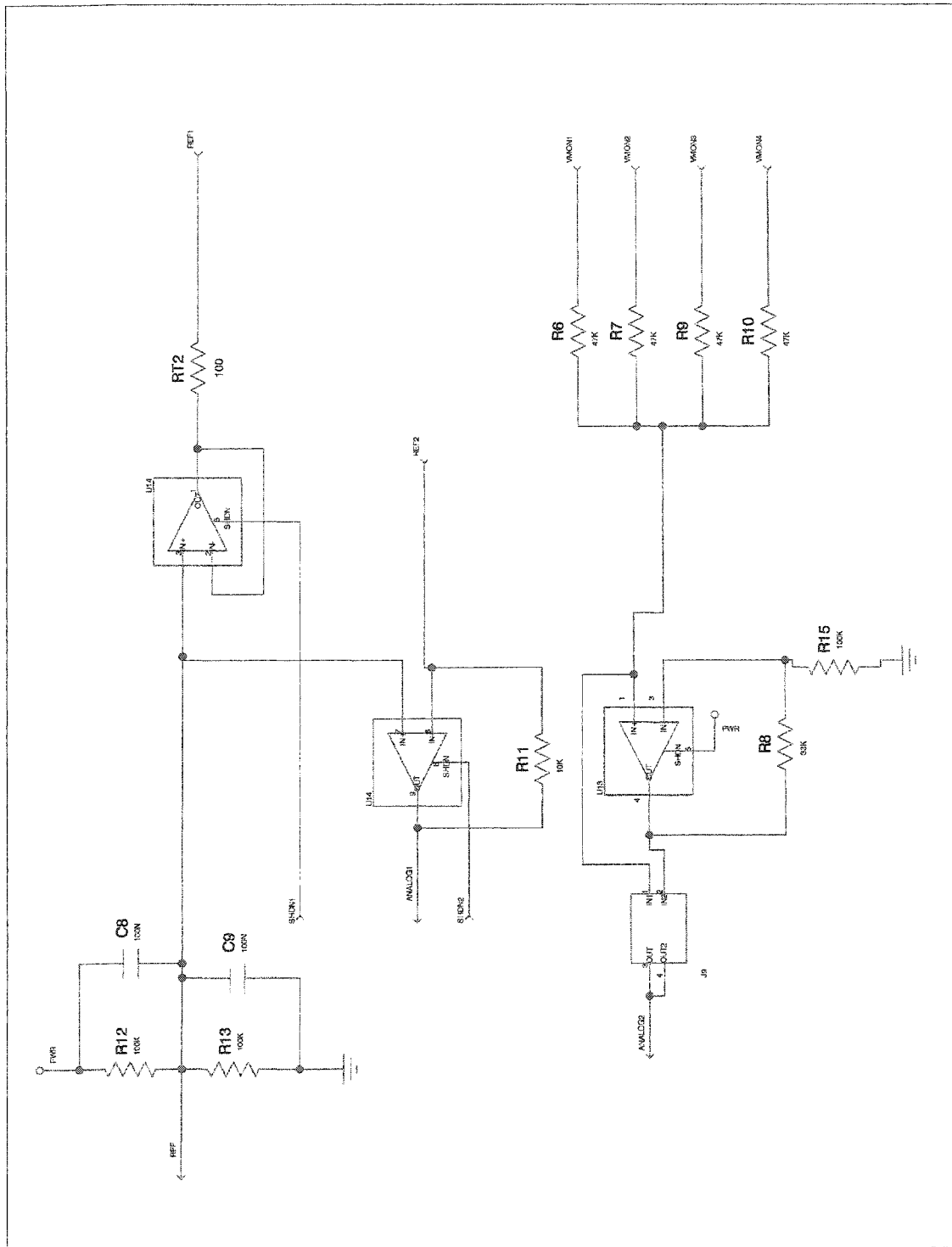


Figure B.4 : Schéma de la partie analogique (bloc *analogique*)

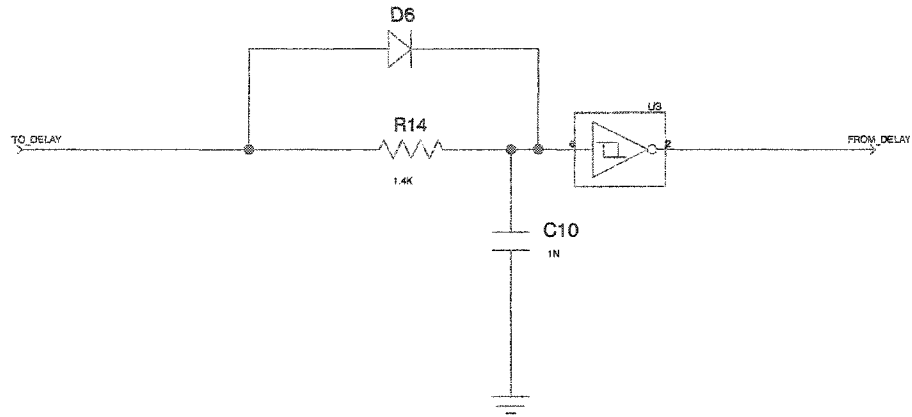


Figure B.5 : Schéma du circuit de délai pour le décodage Manchester (bloc *décal*)

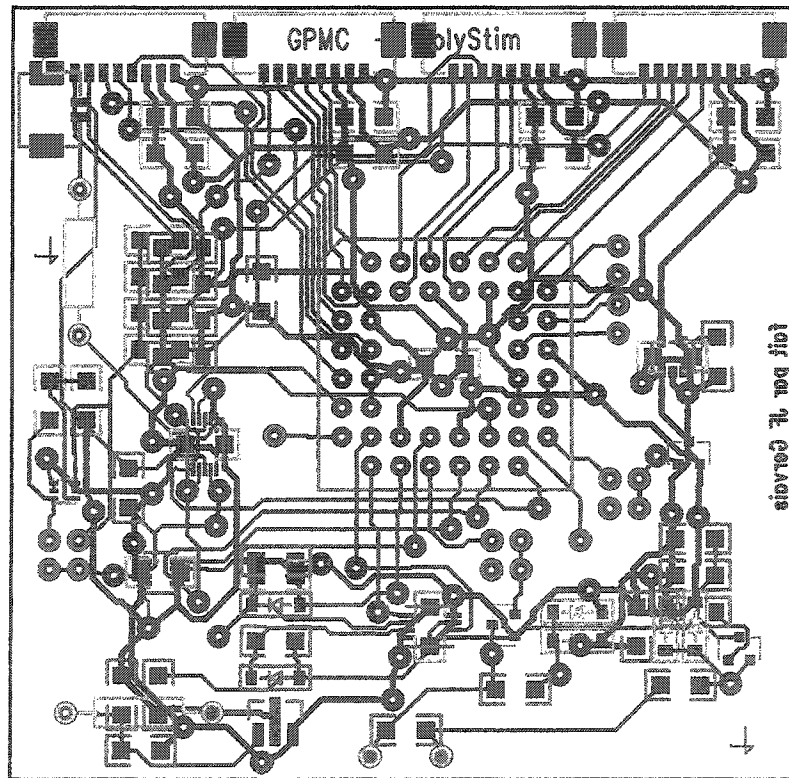


Figure B.6 : Dessins de masques combinés du circuit imprimé

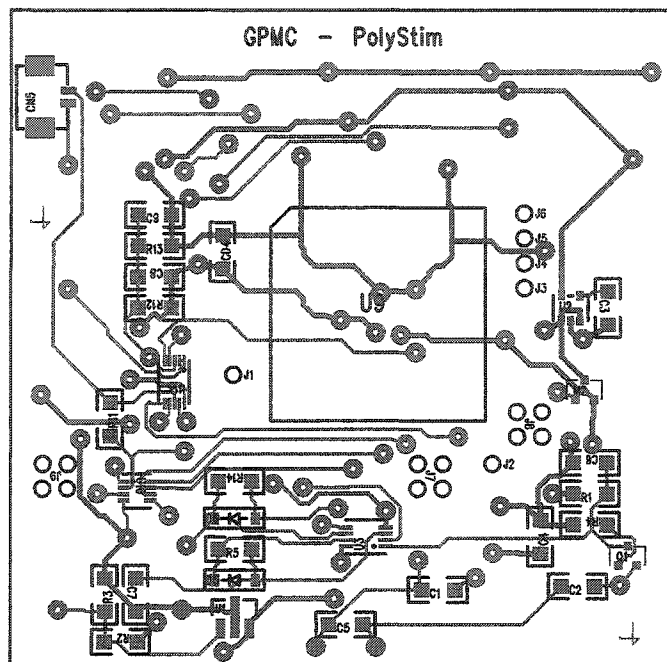


Figure B.7 : Dessin de masque de la couche supérieure du circuit imprimé

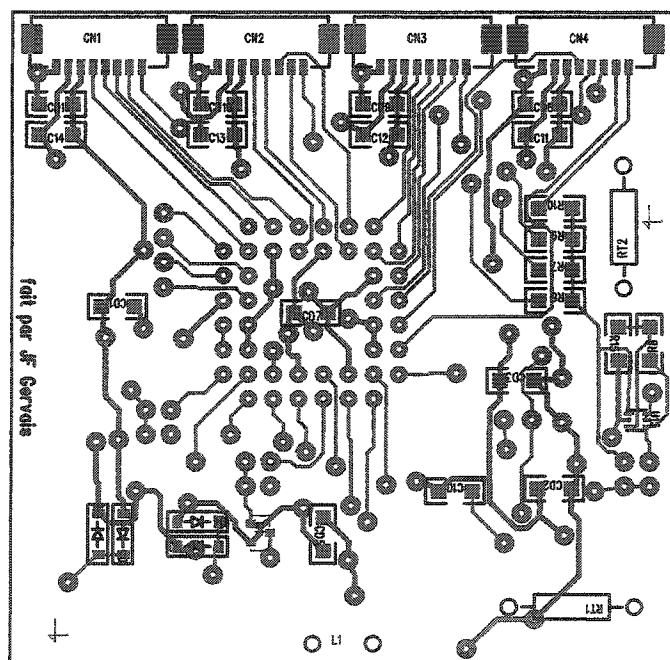


Figure B.8 : Dessin de masque de la couche inférieure du circuit imprimé

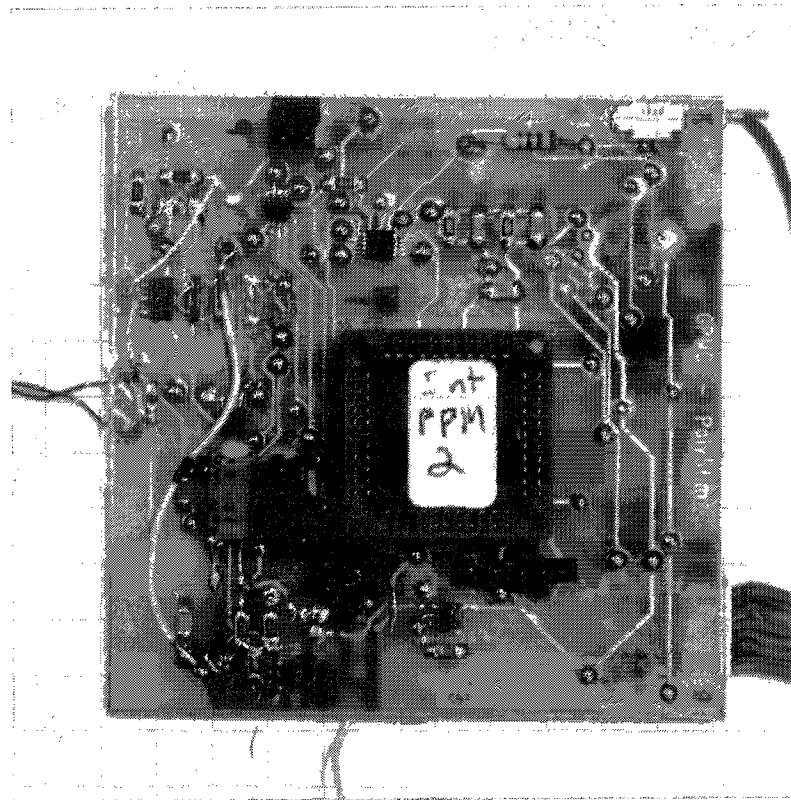


Figure B.9 : Photographie du circuit assemblé, vue de dessus

B.2 Schémas du circuit programmé dans le FPGA pour la version de test des communications

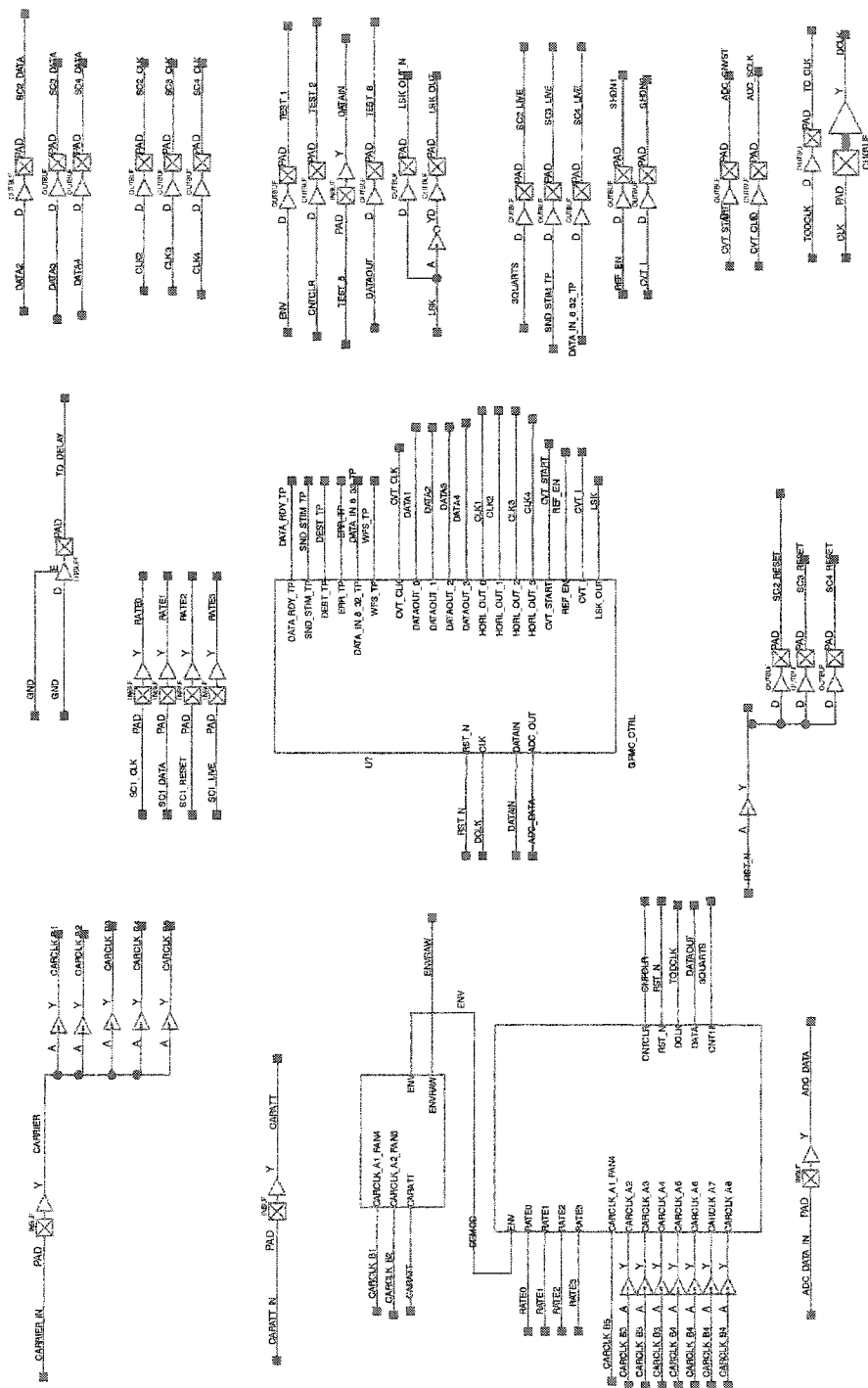


Figure B.10 : Schéma global du FPGA

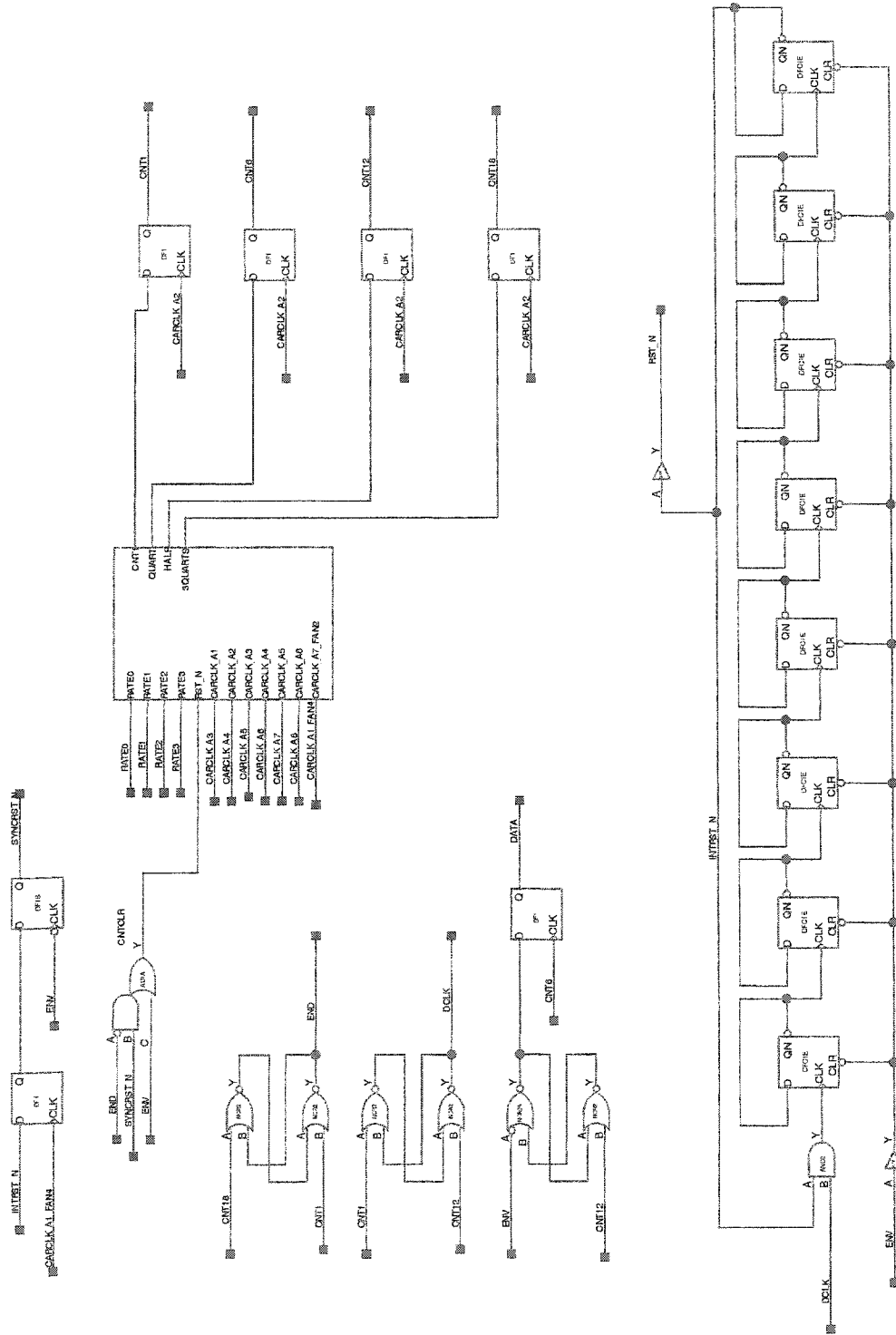


Figure B.11 : Schéma du circuit de démodulation (bloc demod3)

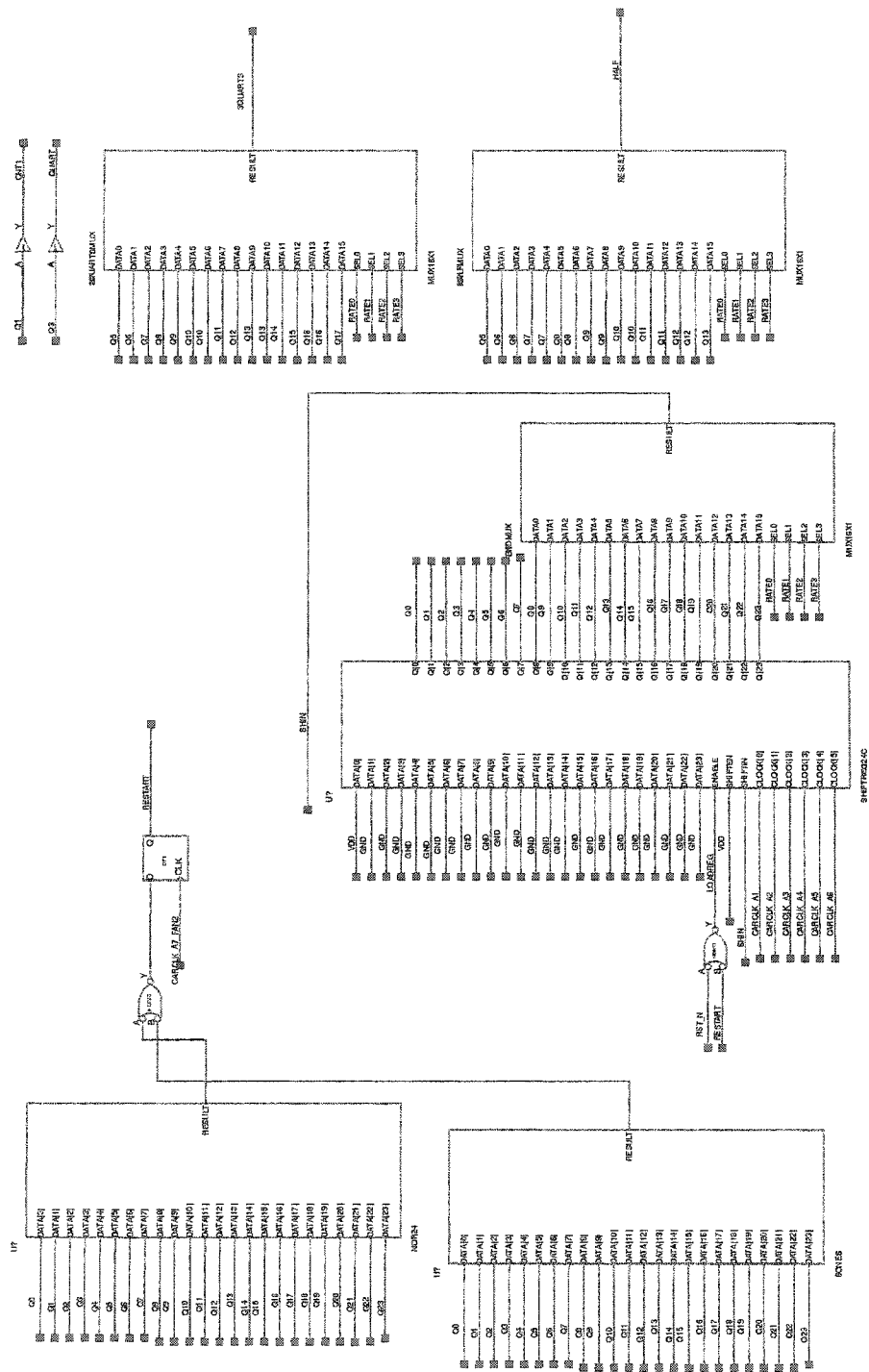


Figure B.12 : Schéma du circuit de synchronisation (bloc pulsegen)

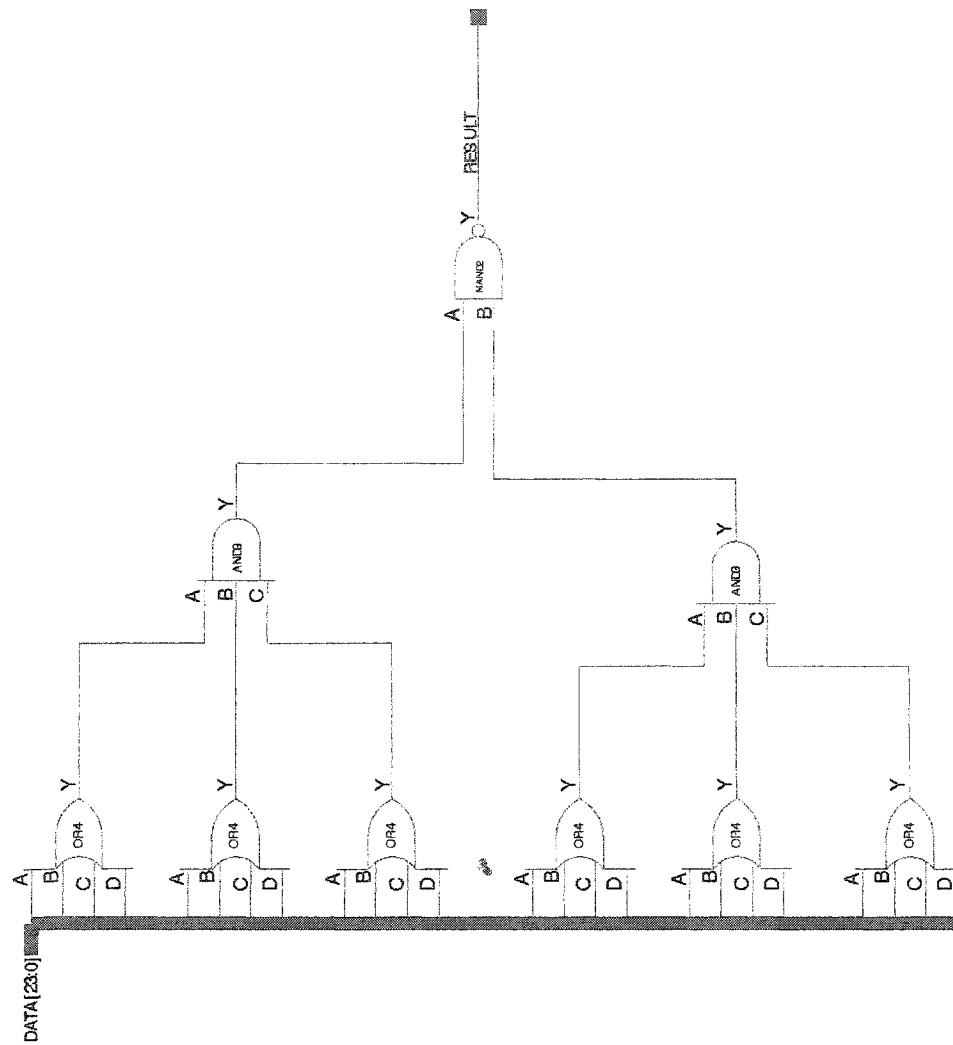


Figure B.13 : Schéma du circuit de détection d'inactivité (bloc 6ones)

B.3 Code VHDL pour le FPGA en version de module de communication pour l'implant visuel

```

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GRM
--                               POLYSTIM
-----
LIBRARY IEEE;
    USE IEEE.std_logic_1164.all;
    USE IEEE.std_logic_arith.all;

PACKAGE contr_01_def IS
-----
-- Architecture générale
-----
CONSTANT N_STIM           :integer           := 4;
CONSTANT EN_TETE         :std_logic_vector   := "01111110";
CONSTANT NE_DATACNT      :integer           := 6;

-- format de la commande
CONSTANT NB_STIM_ADD     :integer           := 2;
CONSTANT NB_STIM_ON      :integer           := 4;
--CONSTANT NB_MONIT_ADD  :integer           := 3;
CONSTANT NB_MONIT_DEL    :integer           := 6;
CONSTANT NB_PMT          :integer           := 13;

-- index des commandes (sur 4 bits)
CONSTANT ID_DEST         :integer           := 3;
CONSTANT ID_STIM_ADD_LSB :integer           := 0;
CONSTANT ID_STIM_ADD_MSB :integer           := 1;

-- index des mots de param (sur 28 bits)
CONSTANT ID_STIM_ON_LSB  :integer           := 0;
CONSTANT ID_STIM_ON_MSB  :integer           := 3;
--
CONSTANT ID_MONIT_DEL_LSB :integer           := 4;
CONSTANT ID_MONIT_DEL_MSB :integer           := 9;
--CONSTANT ID_MONIT_ADD_LSB :integer           := 8;
--CONSTANT ID_MONIT_ADD_MSB :integer           := 10;
--
CONSTANT ID_MONIT        :integer           := 11;
CONSTANT ID_MONIT_IV     :integer           := 10;
--CONSTANT ID_ERR_RE     :integer           := 12;
CONSTANT ID_EOS          :integer           := 12;

END PACKAGE contr_01_def;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GRM
--                               POLYSTIM
-----
LIBRARY IEEE;
    USE IEEE.std_logic_1164.all;
    USE IEEE.std_logic_arith.all;
    USE work.contr_01_def.all;
library synplify;
    use synplify.attributes.all;

ENTITY gpnc_ctrl IS
    PORT( Rst_N          : IN  std_logic;
          Clk           : IN  std_logic;
--          Rx_nTx       : IN  std_logic;
          DataIn        : IN  std_logic;
          adc_out        : IN  std_logic;
          DataOut       : OUT std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
          horl_out      : OUT std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
          cvt_clk       : OUT std_logic;
          cvt_start     : OUT std_logic;
          ref_en        : OUT std_logic;
          cvt_i         : OUT std_logic;
          lsk_out       : OUT std_logic;

--          wfs_tp       : OUT std_logic;
          scs_cp        : OUT std_logic;
          data_in_8_32_tp : OUT std_logic;
          err_tp        : OUT std_logic;
          cvting_tp     : OUT std_logic;
          dest_tp       : OUT std_logic;
--          snd_rx_tp    : OUT std_logic;
          snd_stim_tp   : OUT std_logic;
    );

```

```

        data_rdy_tp : OUT std_logic
--
        data_val_tp : OUT std_logic
    );

    attribute syn_maxfan of Rst_N : signal is 16;
    attribute syn_maxfan of Clk : signal is 600;
END gpmc_ctrl;

-----
ARCHITECTURE rtl OF gpmc_ctrl IS
attribute syn_noarrayports of rtl : architecture is true;

COMPONENT main_ctrl IS
    PORT( rst_N      : IN  std_logic;
          horl      : IN  std_logic;
          sos       : IN  std_logic; -- Start Of Stream of Data
          eos       : IN  std_logic; -- End Of Stream of Data
          data_rdy  : IN  std_logic;
          cmd_rdy   : IN  std_logic;
          err       : IN  std_logic;
--
          snd_done  : IN  std_logic;
          wfs       :      std_logic;
          data_in_8_32 : OUT std_logic;
--
          sync_rq   :      std_logic;
--
          err_flg_set : OUT std_logic;
          snd_rq    : OUT std_logic
    );
END COMPONENT;

COMPONENT ctrl_reg
    PORT( --rst_N      : IN  std_logic;
          horl        : IN  std_logic;
          data_rdy    : IN  std_logic;
          sos         : IN  std_logic;
          err         : IN  std_logic;
          cvtling     : IN  std_logic;
          data_in_reg_8 : IN std_logic_vector(7 DOWNTO 0);
          data_in_reg_32 : IN std_logic_vector(31 DOWNTO 0);
          data_val     : OUT std_logic;
          dest        : OUT std_logic;
          stim_add    : OUT std_logic_vector(NB_STIM_ADD-1 DOWNTO 0);
          stim_on     :      std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
--
          monit_add   : OUT std_logic_vector(NB_STIM_ADD-1 DOWNTO 0);
--
          monit_del   : OUT std_logic_vector(NB_MONIT_DEL-1 DOWNTO 0);
          monit_del_done : OUT std_logic;
          monit       :      std_logic;
          monit_iv    : OUT std_logic;
--
          err_rd      : OUT std_logic;
          eos         :      std_logic
    );
END COMPONENT;

COMPONENT DataCntr
    PORT( rst_N      : IN  std_logic;
          horl      : IN  std_logic;
          wfs       :      std_logic;
          sos       : IN  std_logic; -- Start Of Stream of Data
          snd_rq    : IN  std_logic;
--
          sync_rq   : IN  std_logic;
          in_32     : IN  std_logic;
          DataCntr : OUT std_logic_vector(NB_DATACNT-1 DOWNTO 0);
          eow       :      std_logic
    );
END COMPONENT;

COMPONENT ErrChk
    PORT( rst_N      : IN  std_logic;
          horl      : IN  std_logic;
          start     : IN  std_logic;
          data_in   :      std_logic;
          data_cnt  : IN  std_logic_vector(4 DOWNTO 0);
          err8      : OUT std_logic;
          err32     : OUT std_logic
    );
END COMPONENT;

COMPONENT InReg
    PORT( --Rst_N      : IN  std_logic;
          Clk         : IN  std_logic;
          DataIn     : IN  std_logic;
          Rx_nTx     : IN  std_logic;
          eow        : IN  std_logic;
          In8_32     : IN  std_logic; -- 0 = in_8, 1 = in_32
          HeadDtc    :      std_logic;
          DataInReg8 : OUT std_logic_vector(7 DOWNTO 0);
          DataInReg32 : OUT std_logic_vector(31 DOWNTO 0);
          data_rdy   : OUT std_logic;
          cmd_rdy    : OUT std_logic
    );

```

```

    );
END COMPONENT;

COMPONENT snd_data
  PORT( rst_N      : IN  std_logic;
        horl       : IN  std_logic;
        snd_stim   : IN  std_logic;
        stim_add   : IN  std_logic_vector(NB_STIM_ADD-1 DOWNTO 0);
        stim_on    : IN  std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
        data_in    : IN  std_logic;
        data_out   : OUT std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
        horl_out   : OUT std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0)
        );
END COMPONENT;

COMPONENT adc_ctrl IS
  PORT( rst_N      : IN  std_logic;
        horl       : IN  std_logic;
        sos        : IN  std_logic; -- Start Of Stream of Data
        cvt_rq     : IN  std_logic;
        cvt_ch     : IN  std_logic;
        monit_del  : IN  std_logic_vector(NB_MONIT_DEL-1 DOWNTO 0);
        monit_del_done : IN std_logic;
        cvt_start  : OUT std_logic;
        cvtting    : OUT std_logic
        );
        --;
        --cvt_done : OUT std_logic
    );
END COMPONENT;

COMPONENT snd_ctrl IS
  PORT( rst_N      : IN  std_logic;
        horl       : IN  std_logic;
        snd_rq     : IN  std_logic;
        adc_out    : IN  std_logic;
        monit_rd   : IN  std_logic;
        err_rd     : IN  std_logic;
        err_stat   : IN  std_logic;
        data_cnt   : IN  std_logic_vector(NB_DATACNT-1 DOWNTO 0);
        lsk_out    : OUT std_logic;
        adc_clk    : OUT std_logic;
        snd_done   : OUT std_logic
        );
END COMPONENT;

-----

SIGNAL DataCnt          : std_logic_vector(NB_DATACNT-1 DOWNTO 0);

SIGNAL Rx_nTx          : std_logic;
SIGNAL DataInReg8     : std_logic_vector(7 DOWNTO 0);
SIGNAL DataInReg32    : std_logic_vector(31 DOWNTO 0);
SIGNAL HeadDtc        : std_logic;
SIGNAL wfs             : std_logic; -- Wait For Stream
SIGNAL sos             : std_logic;

SIGNAL ErrChkRst      : std_logic;
--SIGNAL   sync_rq     : std_logic;
SIGNAL err_flg_set    : std_logic;
SIGNAL eow            : std_logic;
SIGNAL data_rdy       : std_logic;
SIGNAL cmd_rdy        : std_logic;
SIGNAL err_8          : std_logic;
SIGNAL err_8_l        : std_logic;
SIGNAL err_32         : std_logic;
SIGNAL err             : std_logic;
SIGNAL snd_rq         : std_logic;
SIGNAL ln8_32         : std_logic;

SIGNAL data_val       : std_logic;
SIGNAL dest           : std_logic;
SIGNAL snd_pmt        : std_logic;
SIGNAL snd_stim       : std_logic;
SIGNAL snd_stim_en    : std_logic;
SIGNAL stim_add       : std_logic_vector(NB_STIM_ADD-1 DOWNTO 0);
SIGNAL stim_on        : std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
--SIGNAL   monit_add   : std_logic_vector(NB_STIM_ADD-1 DOWNTO 0);
--SIGNAL   monit_del   : std_logic_vector(NB_MONIT_DEL-1 DOWNTO 0);
SIGNAL monit_del_done : std_logic;
SIGNAL monit          : std_logic;
SIGNAL monit_iv       : std_logic;
--SIGNAL   err_rd      : std_logic;
SIGNAL eos            : std_logic;

SIGNAL monit_rd       : std_logic;
SIGNAL monit_fb       : std_logic;

SIGNAL cvt_rq         : std_logic;

```

```

SIGNAL cvt_ch      : std_logic;
SIGNAL cvtting    : std_logic;
--SIGNAL cvt_done  : std_logic;

SIGNAL err_flg    : std_logic;
SIGNAL err_flg_set_fb : std_logic;
SIGNAL snd_done   : std_logic;

BEGIN

main_ctrl_inst : main_ctrl
PORT MAP(
    rst_N      => Rst_N,
    horl       => Clk,
    sos        => HeadDtc,
    eos        => eos,
    data_rdy   => data_rdy,
    cmd_rdy    => cmd_rdy,
--    err       => err,
    snd_done   => snd_done,
    wfs        => wfs,
    data_in_8_32 => In8_32,
--    sync_rq   => sync_rq,
--    err_flg_set => err_flg_set,
    snd_rq     => snd_rq
);

Ctrl_reg_inst : ctrl_reg
PORT MAP(
--    rst_N      => Rst_N,
    horl       => Clk,
    data_rdy   => data_rdy,
    sos        => sos,
    err        => err,
    cvtting    => cvtting,
    data_in_reg_8 => DataInReg8,
    data_in_reg_32 => DataInReg32,
    data_val   => data_val,
    dest       => dest,
    stim_add   => stim_add,
    stim_on    => stim_on,
--    monit_add  => monit_add,
--    monit_del  => monit_del,
    monit_del_done => monit_del_done,
    monit      => monit,
    monit_iv   => monit_iv,
--    err_rd     => err_rd,
    eos        => eos
);

DataCntr_inst : DataCntr
PORT MAP(
    rst_N      => Rst_N,
    horl       => Clk,
    wfs        => wfs,
    sos        => sos,
    snd_rq     => snd_rq,
--    sync_rq   => sync_rq,
    in_32      => In8_32,
    DataCnt    => DataCnt,
    eow        => eow
);

ErrChk_inst : ErrChk
PORT MAP(
    rst_N      => Rst_N,
    horl       => Clk,
    start      => ErrChkRst,
    data_in    => DataIn,
    data_cnt   => DataCnt(4 DOWNTO 0),
    err8       => err_8,
    err32      => err_32
);

InReg_inst : InReg
PORT MAP(
--    Rst_N      => Rst_N,
    Clk        => Clk,
    DataIn     => DataIn,
    Rx_nTx    => Rx_nTx,
    eow        => eow,
    In8_32     => In8_32,
    HeadDtc    => HeadDtc,
    DataInReg8 => DataInReg8,
    DataInReg32 => DataInReg32,
    data_rdy   => data_rdy,
    cmd_rdy    => cmd_rdy
);

snd_data_inst : snd_data

```

```

PORT MAP(
    rst_N      => Rst_N,
    horl       => Clk,
    snd_stim   => snd_stim,
    stim_add   => stim_add,
    stim_on    => stim_on,
    data_in    => DataInReg8(0),
    data_out   => DataOut,
    horl_out   => horl_out
);

adc_ctrl_inst : adc_ctrl
PORT MAP(
    rst_N      => Rst_N,
    horl       => Clk,
    sos        => sos,
    cvt_rq     => monit,
    cvt_ch     => monit_iv,
    -- monit_del => monit_del,
    monit_del_done => monit_del_done,
    cvt_start  => cvt_start,
    cvting     => cvting
    --,
    -- cvt_done => cvt_done
);

snd_ctrl_inst : snd_ctrl
PORT MAP(
    rst_N      => Rst_N,
    horl       => Clk,
    snd_rq     => snd_rq,
    adc_out    => adc_out,
    -- monit_rd  => monit_rd,
    err_rd     => err_rd,
    err_stat   => err_flg,
    data_cnt   => DataCnt,
    lsk_out    => lsk_out,
    adc_clk    => cvt_clk,
    snd_done   => snd_done
);

-----
Rx_nTx <= NOT snd_rq;

sos <= HeadDtc AND wfs;

ErrChkRst <= sos OR cmd_rdy OR data_rdy;

snd_stim_en <= (cmd_rdy OR In8_32) AND NOT data_rdy;
snd_stim <= data_val AND dest AND snd_stim_en;

err_8_proc: PROCESS(Clk, Rst_N)
BEGIN
    IF (Rst_N = '0') THEN
        err_8_1 <= '0';
    ELSIF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
        IF (cmd_rdy = '1') THEN
            err_8_1 <= (NOT In8_32) AND err_8;
        ELSIF (data_rdy = '1') THEN
            err_8_1 <= '0';
        ELSE
            err_8_1 <= err_8_1;
        END IF;
    END IF;
END PROCESS err_8_proc;

err <= err_8_1 OR err_32;

err_flg_set_proc : PROCESS (Clk)
BEGIN
    IF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
        err_flg_set <= data_rdy AND err;
    END IF;
END PROCESS err_flg_set_proc;

-- err_flg latch
err_flg_set_fb <= err_flg_set NOR err_flg;
err_flg <= sos NOR err_flg_set_fb;

-- monit_rd latch
monit_fb <= monit NOR monit_rd;
monit_rd <= sos NOR monit_fb;

ref_en <= cvting NAND monit_IV;
cvt_i <= cvting AND monit_IV;

-- Test points
wfs_tp <= wfs;

```

```

--   ssa_tp <= ssa;
--   data_rdy_tp <= data_rdy;
--   data_in_8_32_tp <= in8_32;
--   err_tp <= err;
--   snd_rq_tp <= snd_rq;
--   dest_tp <= dest;
--   snd_stim_tp <= snd_stim;
--   data_val_tp <= data_val;

END rtl;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GRM
--                               POLYSTIM
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.std_logic_arith.all;
USE work.contr_01_def.all;

ENTITY main_ctrl IS
  PORT( rst_N      : IN  std_logic;
        horl      : IN  std_logic;
        sos       : IN  std_logic; -- Start Of Stream of Data
        eos       : IN  std_logic; -- End Of Stream of Data
        data_rdy  : IN  std_logic;
        cmd_rdy   : IN  std_logic;
        snd_done  : IN  std_logic;
        wfs       : OUT std_logic;
        data_in_8_32: OUT std_logic;
        snd_rq    : OUT std_logic
        );
END main_ctrl;

-----
ARCHITECTURE rtl OF main_ctrl IS
  --TYPE ctrl_st_type IS (IDLE_ST, IN_8_ST, IN_32_ST, SND_ST);
  --SIGNAL ctrl_st      : ctrl_st_type;
  --SIGNAL  nxt_ctrl_st : ctrl_st_type;

  CONSTANT IDLE_ST      : std_logic_vector := "000";
  CONSTANT IN_8_ST     : std_logic_vector := "001";
  CONSTANT IN_32_ST    : std_logic_vector := "011";
  CONSTANT SND_ST      : std_logic_vector := "101";

  SIGNAL ctrl_st      : std_logic_vector(2 DOWNTO 0);
  SIGNAL nxt_ctrl_st  : std_logic_vector(2 DOWNTO 0);

  -----

BEGIN

  ctrl_sm_comb: PROCESS (ctrl_st, sos, eos, cmd_rdy, data_rdy, snd_done)
  BEGIN
    CASE ctrl_st IS
      WHEN IDLE_ST => IF (sos = '1') THEN
                        nxt_ctrl_st <= IN_8_ST;
                      ELSE
                        nxt_ctrl_st <= IDLE_ST;
                      END IF;
      WHEN IN_8_ST => IF (eos = '1') THEN
                        nxt_ctrl_st <= SND_ST;
                      ELSIF (cmd_rdy = '1') THEN
                        nxt_ctrl_st <= IN_32_ST;
                      ELSE
                        nxt_ctrl_st <= IN_8_ST;
                      END IF;
      WHEN IN_32_ST => IF (data_rdy = '1') THEN
                        nxt_ctrl_st <= IN_8_ST;
                      ELSE
                        nxt_ctrl_st <= IN_32_ST;
                      END IF;
      WHEN SND_ST => IF (snd_done = '1') THEN
                        nxt_ctrl_st <= IDLE_ST;
                      ELSE
                        nxt_ctrl_st <= SND_ST;
                      END IF;
      WHEN OTHERS =>   nxt_ctrl_st <= IDLE_ST;
    END CASE;
  END PROCESS ctrl_sm_comb;

  ctrl_sm_seq : PROCESS (horl, rst_N)
  BEGIN
    IF (rst_N = '0') THEN
      ctrl_st <= IDLE_ST;
    ELSIF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
      ctrl_st <= nxt_ctrl_st;
    END IF;
  END PROCESS ctrl_sm_seq;

```

```

END PROCESS ctrl_sm_seq;

wfs <= NOT (ctrl_st(2) OR ctrl_st(1) OR ctrl_st(0));
data_in_8_32 <= ctrl_st(1);
snd_rq <= ctrl_st(2);

END rtl;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GRM
--                               POLYSTIM
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.std_logic_arith.all;
USE work.contr_01_def.all;

ENTITY ctrl_reg IS
  PORT ( --rst_N      : IN std_logic;
        hor1        : IN std_logic;
        data_rdy    : IN std_logic;
        sos         : IN std_logic;
        err         : IN std_logic;
        cvting     : IN std_logic;
        data_in_reg_8 : IN std_logic_vector(7 DOWNTO 0);
        data_in_reg_32 : IN std_logic_vector(31 DOWNTO 0);
        data_val    : OUT std_logic;
        dest       : OUT std_logic;
        stim_add   : OUT std_logic_vector(NB_STIM_ADD-1 DOWNTO 0);
        stim_on    : OUT std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
        monit_add  : OUT std_logic_vector(NB_MONIT_ADD-1 DOWNTO 0);
        monit_del_tp : OUT std_logic_vector(NB_MONIT_DEL DOWNTO 0);
        monit_del_done : OUT std_logic;
        monit      : OUT std_logic;
        monit_iv   : OUT std_logic;
        err_rd     : OUT std_logic;
        eos       : OUT std_logic
        );
END ctrl_reg;

-----
ARCHITECTURE rtl OF ctrl_reg IS

  SIGNAL cmd      : std_logic_vector(3 DOWNTO 0);
  --SIGNAL cmd_reg : std_logic_vector(3 DOWNTO 0);
  SIGNAL pmt     : std_logic_vector(25 DOWNTO 0);

  SIGNAL monit_del : std_logic_vector(NB_MONIT_DEL DOWNTO 0);
  --SIGNAL pat_reg  : std_logic_vector(NB_PMT-1 DOWNTO 0);

-----
BEGIN

  -- dest_reg_proc : PROCESS (rst_N, hor1)
  dest_reg_proc : PROCESS (hor1)
  BEGIN
    IF (rst_N = '0') THEN
      dest <= '0';
    ELSIF (hor1'EVENT AND hor1 = '0') THEN -- falling edge
      IF (hor1'EVENT AND hor1 = '0') THEN -- falling edge
        IF (data_rdy = '1' AND err = '0') THEN
          dest <= cmd(ID_DEST);
        END IF;
      END IF;
    END PROCESS dest_reg_proc;

  -- data_val_proc : PROCESS (rst_N, hor1)
  data_val_proc : PROCESS (hor1)
  BEGIN
    IF (rst_N = '0') THEN
      data_val <= '0';
    ELSIF (hor1'EVENT AND hor1 = '1') THEN
      IF (hor1'EVENT AND hor1 = '1') THEN
        IF (data_rdy = '1') THEN
          data_val <= NOT err;
        END IF;
      END IF;
    END PROCESS data_val_proc;

  -- cmd_reg_proc : PROCESS (rst_N, hor1)
  cmd_reg_proc : PROCESS (hor1)
  BEGIN
    IF (rst_N = '0') THEN
      cmd_reg <= {OTHERS => '0'};
    ELSIF (hor1'EVENT AND hor1 = '1') THEN
      IF (hor1'EVENT AND hor1 = '1') THEN

```

```

--          IF (data_rdy = '1' AND err = '0') THEN
--            cmd_reg <= cmd;
--          END IF;
--        END IF;
--      END PROCESS cmd_reg_proc;

--- pmt_reg_proc : PROCESS (rst_N, horl)
-- BEGIN
--   IF (rst_N = '0') THEN
--     pmt_reg <= (OTHERS => '0');
--   ELSEIF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
--     IF (data_rdy = '1' AND err = '0' AND cmd(ID_DEST) = '0') THEN
--       pmt_reg <= pmt(NS_PMT-1 DOWNT0 0);
--     END IF;
--   END IF;
-- END PROCESS pmt_reg_proc;

-- mapping des entrées

cmd(0) <= data_in_reg_8(3);
cmd(1) <= data_in_reg_8(5);
cmd(2) <= data_in_reg_8(6);
cmd(3) <= data_in_reg_8(7);

pmt(0) <= data_in_reg_32(3);
pmt(1) <= data_in_reg_32(5);
pmt(2) <= data_in_reg_32(6);
pmt(3) <= data_in_reg_32(7);
pmt(4) <= data_in_reg_32(9);
pmt(5) <= data_in_reg_32(10);
pmt(6) <= data_in_reg_32(11);
pmt(7) <= data_in_reg_32(12);
pmt(8) <= data_in_reg_32(13);
pmt(9) <= data_in_reg_32(14);
pmt(10) <= data_in_reg_32(15);
pmt(11) <= data_in_reg_32(17);
pmt(12) <= data_in_reg_32(18);
pmt(13) <= data_in_reg_32(19);
pmt(14) <= data_in_reg_32(20);
pmt(15) <= data_in_reg_32(21);
pmt(16) <= data_in_reg_32(22);
pmt(17) <= data_in_reg_32(23);
pmt(18) <= data_in_reg_32(24);
pmt(19) <= data_in_reg_32(25);
pmt(20) <= data_in_reg_32(26);
pmt(21) <= data_in_reg_32(27);
pmt(22) <= data_in_reg_32(28);
pmt(23) <= data_in_reg_32(29);
pmt(24) <= data_in_reg_32(30);
pmt(25) <= data_in_reg_32(31);

-- mapping des sorties

-- dest <= cmd_reg(ID_DEST);
-- stim_add <= cmd_reg(ID_STIM_ADD_MSB DOWNT0 ID_STIM_ADD_LSB);
-- stim_on   <= pmt_reg(ID_STIM_ON_MSB DOWNT0 ID_STIM_ON_LSB);
-- monit_add <= pmt_reg(ID_MONIT_ADD_MSB DOWNT0 ID_MONIT_ADD_LSB);
-- monit     <= pmt_reg(ID_MONIT);
-- monit_iv  <= pmt_reg(ID_MONIT_IV);
-- err_rd    <= pmt_reg(ID_ERR_RD);
-- eos       <= pmt_reg(ID_EOS);

-- monit_del <= pmt_reg(ID_MONIT_DEL_MSB DOWNT0 ID_MONIT_DEL_LSB);

-- stim_add_proc : PROCESS (rst_N, horl)
-- stim_add_proc : PROCESS (horl)
-- BEGIN
--   IF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
--     IF (data_rdy = '1' AND err = '0') THEN
--       stim_add <= cmd(ID_STIM_ADD_MSB DOWNT0 ID_STIM_ADD_LSB);
--     END IF;
--   END IF;
-- END PROCESS stim_add_proc;

-- stim_on_proc : PROCESS (rst_N, horl)
-- stim_on_proc : PROCESS (horl)
-- BEGIN
--   IF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
--     IF (data_rdy = '1' AND err = '0' AND cmd(ID_DEST) = '0') THEN
--       stim_on   <= pmt(ID_STIM_ON_MSB DOWNT0 ID_STIM_ON_LSB);
--     END IF;
--   END IF;
-- END PROCESS stim_on_proc;

-- monit_proc : PROCESS (rst_N, horl)
-- monit_proc : PROCESS (horl)
-- BEGIN
--   IF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
--     IF (eos = '1') THEN

```



```

        monit <= '0';
        ELSIF (data_rdy = '1' AND err = '0' AND cmd(ID_DEST) = '0') THEN
            monit <= pmt(ID_MONIT);
        END IF;
    END IF;
END PROCESS monit_proc;

-- monit_iv_proc : PROCESS (rst_N, horl)
monit_iv_proc : PROCESS (horl)
BEGIN
    IF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
        IF (sos = '1') THEN
            monit_iv <= '0';
        ELSIF (data_rdy = '1' AND err = '0' AND cmd(ID_DEST) = '0') THEN
            monit_iv <= pmt(ID_MONIT_IV);
        END IF;
    END IF;
END PROCESS monit_iv_proc;

-- monit_del_proc : PROCESS (rst_N, horl)
monit_del_proc : PROCESS (horl)
BEGIN
    IF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
        IF (data_rdy = '1' AND err = '0' AND cmd(ID_DEST) = '0') THEN
            monit_del(NB_MONIT_DEL) <= '0';
            monit_del(NB_MONIT_DEL-1 DOWNT0 0) <= pmt(ID_MONIT_DEL_MSB DOWNT0 ID_MONIT_DEL_LSB);
        ELSIF (cvting = '1') THEN
            monit_del <= unsigned(monit_del) - 1;
        END IF;
    END IF;
END PROCESS monit_del_proc;

-- err_rd_proc : PROCESS (rst_N, horl)
err_rd_proc : PROCESS (horl)
BEGIN
    IF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
        IF (data_rdy = '1' AND err = '0' AND cmd(ID_DEST) = '0') THEN
            err_rd <= pmt(ID_ERR_RD);
        END IF;
    END IF;
END PROCESS err_rd_proc;

-- eos_proc : PROCESS (rst_N, horl)
eos_proc : PROCESS (horl)
BEGIN
    IF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
        IF (sos = '1') THEN
            eos <= '0';
        ELSIF (data_rdy = '1' AND err = '0' AND cmd(ID_DEST) = '0') THEN
            eos <= pmt(ID_EOS);
        END IF;
    END IF;
END PROCESS eos_proc;

monit_del_done <= monit_del(NB_MONIT_DEL);
monit_del_tp <= monit_del;

END rtl;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GRM
--                               FOLYSTIM
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.std_logic_arith.all;
USE work.contr_01_def.all;

ENTITY DataCntr IS
    PORT( rst_N      : IN  std_logic;
          horl      : IN  std_logic;
          wfs       : IN  std_logic; -- Wait For Stream of Data
          sos       : IN  std_logic; -- Start Of Stream of Data
          snd_rq    : IN  std_logic;
          eos       : IN  std_logic; -- End Of Stream of Data
          sync_rq   : IN  std_logic;
          in_32     : IN  std_logic; -- 1 si entree d'un mot de 32 bits
          DataCnt   : OUT std_logic_vector(NB_DATACNT-1 DOWNT0 0);
          byte      : OUT std_logic;
          wrd_32    : OUT std_logic;
          eow       : OUT std_logic
    );
END DataCntr;

-----
ARCHITECTURE rtl OF DataCntr IS

TYPE cnt_state_type IS (IDLE, COUNT);

```

```

SIGNAL cnt_state : cnt_state_type;
SIGNAL nxt_cnt_state : cnt_state_type;

-----
SIGNAL cnt      : std_logic_vector(NB_DATA_CNT-1 DOWNTO 0);
SIGNAL cnt_en   : std_logic;
SIGNAL nxt_cnt_en : std_logic;
SIGNAL byte     : std_logic;
SIGNAL wrd_32  : std_logic;
SIGNAL eow_sig  : std_logic;

BEGIN

-- cnt_sm_comb: PROCESS (cnt_state, sos, eos, eow_sig)
-- cnt_sm_comb: PROCESS (cnt_state, sos, sync_rq, eow_sig)
-- cnt_sm_comb: PROCESS (cnt_state, sos, sync_rq)
-- BEGIN
--   CASE cnt_state IS
--   WHEN IDLE => IF sos = '1' THEN
--                 nxt_cnt_en <= '1';
--                 nxt_cnt_state <= COUNT;
--             ELSE
--                 nxt_cnt_en <= '0';
--                 nxt_cnt_state <= IDLE;
--             END IF;
--   WHEN COUNT => IF (eos = '1' AND eow_sig = '1') THEN
--   WHEN COUNT => IF (sync_rq = '1') THEN
--                 nxt_cnt_en <= '0';
--                 nxt_cnt_state <= IDLE;
--             ELSE
--                 nxt_cnt_en <= '1';
--                 nxt_cnt_state <= COUNT;
--             END IF;
--   WHEN OTHERS => nxt_cnt_en <= '0';
--                 nxt_cnt_state <= IDLE;
--   END CASE;
-- END PROCESS cnt_sm_comb;

-- cnt_sm_seq : PROCESS (horl, rst_N)
-- BEGIN
--   IF (rst_N = '0') THEN
--     cnt_en <= '0';
--     cnt_state <= IDLE;
--   ELSIF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
--     cnt_en <= nxt_cnt_en;
--     cnt_state <= nxt_cnt_state;
--   END IF;
-- END PROCESS cnt_sm_seq;

cnt_proc: PROCESS (horl)
BEGIN
  IF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
    IF ((wfs = '1' AND sos = '0') OR (eow_sig = '1' AND snd_rq = '0')) THEN
      cnt <= (OTHERS => '0');
    ELSE
      cnt <= unsigned(cnt) + 1;
    END IF;
  END IF;
END PROCESS cnt_proc;

byte <= cnt(2) AND cnt(1) AND cnt(0);
wrd_32 <= cnt(4) AND cnt(3) AND cnt(2) AND cnt(1) AND cnt(0);
eow_sig <= (byte AND NOT in_32) OR wrd_32;

DataCnt <= cnt;
byte <= byte_sig;
wrd_32 <= wrd_32_sig;
eow <= eow_sig;

END rtl;

-----
-- École Polytechnique de Montréal
-- GRM
-- POLYSTIM
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.std_logic_arith.all;

ENTITY ErrChk IS
  PORT( rst_N      : IN std_logic;
        horl      : IN std_logic;
        start     : IN std_logic;
        data_in   : IN std_logic;
        data_cnt  : IN std_logic_vector(4 DOWNTO 0);
        err8      : OUT std_logic;
        err32     : OUT std_logic);
END ENTITY ErrChk;

```

```

    );
END ErrChk;

-----
ARCHITECTURE rtl OF ErrChk IS

COMPONENT hamm_cycl
  PORT( rst_N      : IN std_logic;
        horl       : IN std_logic;
        start      : IN std_logic;
        data_in    : IN std_logic;
        data_val   : IN std_logic;
        parite     : OUT std_logic
      );
END COMPONENT;

-----
--SIGNAL cnt      : unsigned(4 DOWNTO 0);
SIGNAL parite     : std_logic_vector(4 DOWNTO 0);

BEGIN

parite0 : hamm_cycl
PORT MAP(
  horl       => horl,
  rst_N      => rst_N,
  start      => start,
  data_in    => data_in,
  data_val   => data_cnt(0),
  parite     => parite(0)
);

parite1 : hamm_cycl
PORT MAP(
  horl       => horl,
  rst_N      => rst_N,
  start      => start,
  data_in    => data_in,
  data_val   => data_cnt(1),
  parite     => parite(1)
);

parite2 : hamm_cycl
PORT MAP(
  horl       => horl,
  rst_N      => rst_N,
  start      => start,
  data_in    => data_in,
  data_val   => data_cnt(2),
  parite     => parite(2)
);

parite3 : hamm_cycl
PORT MAP(
  horl       => horl,
  rst_N      => rst_N,
  start      => start,
  data_in    => data_in,
  data_val   => data_cnt(3),
  parite     => parite(3)
);

parite4 : hamm_cycl
PORT MAP(
  horl       => horl,
  rst_N      => rst_N,
  start      => start,
  data_in    => data_in,
  data_val   => data_cnt(4),
  parite     => parite(4)
);

err8 <= parite(2) OR parite(1) OR parite(0);
err32 <= parite(4) OR parite(3) OR parite(2) OR parite(1) OR parite(0);

END rtl;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GEM
--                               POLYSTE
-----

-- Cellule de base pour le registre à décalage de l'entité qui suit
-----
LIBRARY IEEE;

```

```

        USE IEEE.std_logic_1164.all;
        USE IEEE.std_logic_arith.all;

ENTITY ShiftRegInCell IS
    PORT ( --Rst_N      : IN std_logic;
          Clk          : IN std_logic;
          ShiftIn      : IN std_logic;
          ShiftOut     : OUT std_logic);
END ShiftRegInCell;

ARCHITECTURE rtl OF ShiftRegInCell IS

BEGIN
    -- ShiftCell_proc: PROCESS (Clk, Rst_N)
    ShiftCell_proc: PROCESS (Clk)
    BEGIN
        -- IF (Rst_N = '0') THEN
        --     ShiftOut <= '0';
        -- ELSEIF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
        --     IF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
        --         ShiftOut <= ShiftIn ;
        --     END IF;
        END PROCESS ShiftCell_proc ;
END rtl;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GNM
--                               POLYSTM
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.std_logic_arith.all;
USE work.contr_01_def.all;

ENTITY InReg IS
    PORT( --Rst_N      : IN std_logic;
          Clk          : IN std_logic;
          DataIn       : IN std_logic;
          Rx_nTx       : IN std_logic;
          eow          : IN std_logic;
          In8_32       : IN std_logic; -- 0 = in_8, 1 = in_32
          HeadDtc      : OUT std_logic;
          DataInReg8   : OUT std_logic_vector(7 DOWNTO 0);
          DataInReg32  : OUT std_logic_vector(31 DOWNTO 0);
          data_rdy     : OUT std_logic;
          cmd_rdy      : OUT std_logic
    );
END InReg;

-----
ARCHITECTURE rtl OF InReg IS

COMPONENT ShiftRegInCell
    PORT ( --Rst_N      : IN std_logic;
          Clk          : IN std_logic;
          ShiftIn      : IN std_logic;
          ShiftOut     : OUT std_logic);
END COMPONENT;

-----

SIGNAL clk_sh_reg_in_8      : std_logic;
SIGNAL clk_sh_reg_in_32    : std_logic;
SIGNAL DataInReg8_sig      : std_logic_vector(7 DOWNTO 0);
SIGNAL DataInReg32_sig     : std_logic_vector(31 DOWNTO 0);

BEGIN

sh_reg_in_8 : for i in 7 downto 0 generate
    in_bit : if i = 7 generate
        in_cell : ShiftRegInCell port map ( --Rst_N => rst_N,
                                           Clk => clk_sh_reg_in_8,
                                           ShiftIn => DataInReg32_sig(i),
                                           ShiftOut => DataInReg8_sig(7));
    end generate in_bit ;

    shift_bits : if i >= 0 and i < 7 generate
        shift_cell : ShiftRegInCell port map ( --Rst_N => rst_N,
                                               Clk => clk_sh_reg_in_8,
                                               ShiftIn => DataInReg8_sig(i+1),
                                               ShiftOut => DataInReg8_sig(i));
    end generate shift_bits ;

end generate sh_reg_in_8 ;

-----

```

```

sh_reg_in_32 : for i in 31 downto 0 generate
  in_bit : if i = 31 generate
    in_cell : ShiftRegInCell port map ( --Rst_N => rst_N,
                                         Clk => clk_sh_reg_in_32,
                                         ShiftIn => DataIn,
                                         ShiftOut => DataInReg32_sig(31));
  end generate in_bit ;

  shift_bits : if i >= 0 and i < 31 generate
    shift_cell : ShiftRegInCell port map ( --Rst_N => rst_N,
                                           Clk => clk_sh_reg_in_32,
                                           ShiftIn => DataInReg32_sig(i+1),
                                           ShiftOut => DataInReg32_sig(i));
  end generate shift_bits ;
end generate sh_reg_in_32 ;

-----

clk_sh_reg_in_8 <= clk ;
clk_sh_reg_in_32 <= clk ;

DataInReg8 <= DataInReg8_sig;
DataInReg32 <= DataInReg32_sig;

headdtc_proc : PROCESS (DataInReg8_sig)
  BEGIN
    IF DataInReg32_sig(31 DOWNTO 24) = EN_TETE THEN
      HeadDtc <= '1';
    ELSE
      HeadDtc <= '0';
    END IF;
  END PROCESS headdtc_proc;

-- cmd_rdy_proc : PROCESS(Clk, Rst_N)
cmd_rdy_proc : PROCESS(Clk)
  BEGIN
    IF (rst_N = '0') THEN
      cmd_rdy <= '0';
    ELSIF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
      IF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
        cmd_rdy <= Rx_nTx AND eow AND NOT In8_32;
      END IF;
    END PROCESS cmd_rdy_proc ;

-- data_rdy_proc : PROCESS(Clk, Rst_N)
data_rdy_proc : PROCESS(Clk)
  BEGIN
    IF (rst_N = '0') THEN
      data_rdy <= '0';
    ELSIF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
      IF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
        data_rdy <= Rx_nTx AND eow AND In8_32;
      END IF;
    END PROCESS data_rdy_proc ;

END rtl;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GEM
--                               POLYSTIM
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.std_logic_arith.all;
USE work.contr_01_def.all;

ENTITY snd_data IS
  PORT( rst_N      : IN  std_logic;
        horl      : IN  std_logic;
        snd_stim  : IN  std_logic;
        stim_add  : IN  std_logic_vector(NB_STIM_ADD-1 DOWNTO 0);
        stim_on   : IN  std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
        data_in   : IN  std_logic;
        data_out  : OUT std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);
        horl_out  : OUT std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0)
        );
END snd_data;

-----
ARCHITECTURE rtl OF snd_data IS

  SIGNAL en_mask_N : std_logic_vector(N_STIM-1 DOWNTO 0);

  BEGIN

    data_out_proc : PROCESS (data_in, snd_stim, stim_add)

```

```

VARIABLE i : integer;
BEGIN
  IF (snd_stim = '1') THEN
    CASE stim_add IS
      WHEN "00" => en_mask_N <= "1110";
      WHEN "01" => en_mask_N <= "1101";
      WHEN "10" => en_mask_N <= "1011";
      WHEN "11" => en_mask_N <= "0111";
      WHEN OTHERS => en_mask_N <= "1111";
    END CASE;
  ELSE
    en_mask_N <= "1111";
  END IF;

  FOR i IN 0 TO N_STIM-1 LOOP
    data_out(i) <= data_in OR en_mask_N(i);
  END LOOP;
END PROCESS data_out_proc;

horl_out_proc : PROCESS (horl, stim_on)
VARIABLE i : integer;
BEGIN
  FOR i IN 0 TO N_STIM-1 LOOP
    horl_out(i) <= horl NAND stim_on(i);
  END LOOP;
END PROCESS horl_out_proc;

END rtl;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               GRM
--                               POLYSTIM
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.std_logic_arith.all;
USE work.contr_01_def.all;

ENTITY adc_ctrl IS
  PORT( rst_N      : IN  std_logic;
        horl      : IN  std_logic;
        sos       : IN  std_logic; -- Start Of Stream of Data
        cvt_rq    : IN  std_logic;
        cvt_ch    : IN  std_logic;
        monit_del_done : IN std_logic;
        cvt_start : OUT std_logic;
        cvting    : OUT std_logic
    );
END adc_ctrl;

-----
ARCHITECTURE rtl OF adc_ctrl IS

  CONSTANT IDLE_ST      : std_logic_vector := "000";
  CONSTANT WAIT_RQ_ST  : std_logic_vector := "001";
  CONSTANT SEL_CH_H_ST  : std_logic_vector := "110";
  CONSTANT SEL_CH_L_ST  : std_logic_vector := "011";
  CONSTANT SPL_ST       : std_logic_vector := "111";

  SIGNAL adc_st      : std_logic_vector(2 DOWNTO 0);
  SIGNAL nxt_adc_st  : std_logic_vector(2 DOWNTO 0);

-----
BEGIN

  adc_sm_comb: PROCESS (adc_st, sos, cvt_rq, cvt_ch, monit_del_done)
  BEGIN
    CASE adc_st IS
      WHEN IDLE_ST => IF (sos = '1') THEN
                        nxt_adc_st <= WAIT_RQ_ST;
                      ELSE
                        nxt_adc_st <= IDLE_ST;
                      END IF;

      WHEN WAIT_RQ_ST => IF (cvt_rq = '1') THEN
                        IF (cvt_ch = '0') THEN
                          nxt_adc_st <= SEL_CH_H_ST;
                        ELSE
                          nxt_adc_st <= SPL_ST;
                        END IF;
                      ELSE
                        nxt_adc_st <= WAIT_RQ_ST;
                      END IF;

      WHEN SEL_CH_H_ST => nxt_adc_st <= SEL_CH_L_ST;

      WHEN SEL_CH_L_ST => nxt_adc_st <= SPL_ST;
    END CASE;
  END PROCESS;

```

```

        WHEN SPL_ST =>          IF (monit_del_done = '1') THEN
                                nxt_adc_st <= IDLE_ST;
                                ELSE
                                    nxt_adc_st <= SPL_ST;
                                END IF;

        WHEN OTHERS =>          nxt_adc_st <= IDLE_ST;
    END CASE;
END PROCESS adc_sm_comb;

adc_sm_seq : PROCESS (horl, rst_N)
BEGIN
    IF (rst_N = '0') THEN
        adc_st <= IDLE_ST;
    ELSIF (horl'EVENT AND horl = '1') THEN
        adc_st <= nxt_adc_st;
    END IF;
END PROCESS adc_sm_seq;

cvt_start <= adc_st(2);
cvtng <= adc_st(1);

END rtl;

-----
--                               École Polytechnique de Montréal
--                               CRM
--                               POLYSTIM
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.std_logic_arith.all;
USE work.contr_01_def.all;

ENTITY snd_ctrl IS
    PORT( rst_N      : IN std_logic;
          horl       : IN std_logic;
          snd_rq     : IN std_logic;
          adc_out    : IN std_logic;
          monit_rd   : IN std_logic;
          err_rd     : IN std_logic;
          err_stat   : IN std_logic;
          data_cnt   : IN std_logic_vector(NB_DATACNT-1 DOWNTO 0);
          lsk_out    : OUT std_logic;
          adc_clk    : OUT std_logic;
          snd_done   : OUT std_logic
    );
END snd_ctrl;

-----
ARCHITECTURE rtl OF snd_ctrl IS

    CONSTANT IDLE_ST      : std_logic_vector := "0000";
    CONSTANT INIT_ST      : std_logic_vector := "0001";
    CONSTANT START_BIT_ST : std_logic_vector := "0010";
    CONSTANT ERR_BIT_ST   : std_logic_vector := "0110";
    CONSTANT SND_MONIT_ST : std_logic_vector := "0100";
    CONSTANT DONE_ST      : std_logic_vector := "1000";

    SIGNAL snd_st          : std_logic_vector(3 DOWNTO 0);
    SIGNAL nxt_snd_st     : std_logic_vector(3 DOWNTO 0);

    SIGNAL snd_err_flg    : std_logic;
    SIGNAL snd_data_en    : std_logic;
    SIGNAL init_data     : std_logic;
    SIGNAL snd_data      : std_logic;
    SIGNAL data          : std_logic;
    SIGNAL snd_en        : std_logic;
    SIGNAL snd_clk       : std_logic;

    -----
BEGIN
    snd_sm_comb: PROCESS (snd_st, snd_rq, monit_rd, data_cnt)
    BEGIN
        CASE snd_st IS
            WHEN IDLE_ST =>      IF (snd_rq = '1') THEN
                                    nxt_snd_st <= INIT_ST;
                                    ELSE
                                        nxt_snd_st <= IDLE_ST;
                                    END IF;

            WHEN INIT_ST =>      IF (data_cnt(4) = '1' AND data_cnt(1) = '1' AND data_cnt(0) = '1') THEN
                                    nxt_snd_st <= START_BIT_ST;
                                    ELSE
                                        nxt_snd_st <= IDLE_ST;
                                    END IF;
        END CASE;
    END PROCESS;
END rtl;

```

```

        nxt_snd_st <= INIT_ST;
    END IF;
    WHEN START_BIT_ST => IF (data_cnt(1) = '1' AND data_cnt(0) = '1') THEN
        nxt_snd_st <= ERR_BIT_ST;
    ELSE
        nxt_snd_st <= START_BIT_ST;
    END IF;

    WHEN ERR_BIT_ST => IF (data_cnt(1) = '1' AND data_cnt(0) = '1') THEN
        IF (monit_rd = '1') THEN
            nxt_snd_st <= SND_MONIT_ST;
        ELSE
            nxt_snd_st <= DONE_ST;
        END IF;
    ELSE
        nxt_snd_st <= ERR_BIT_ST;
    END IF;

    WHEN SND_MONIT_ST => IF (data_cnt(5) = '0' AND data_cnt(4) = '0' AND data_cnt(3) = '1' AND
data_cnt(2) = '0' AND data_cnt(1) = '1' AND data_cnt(0) = '1') THEN
        nxt_snd_st <= DONE_ST;
    ELSE
        nxt_snd_st <= SND_MONIT_ST;
    END IF;

    WHEN DONE_ST =>    nxt_snd_st <= IDLE_ST;

    WHEN OTHERS =>    nxt_snd_st <= IDLE_ST;
END CASE;
END PROCESS snd_sm_comb;

snd_sm_seq : PROCESS (hor1, rst_N)
BEGIN
    IF (rst_N = '0') THEN
        snd_st <= IDLE_ST;
    ELSIF (hor1'EVENT AND hor1 = '1') THEN
        snd_st <= nxt_snd_st;
    END IF;
END PROCESS snd_sm_seq;

init_data <= NOT snd_st(1);
snd_err_flg <= snd_st(1);
snd_data_en <= snd_st(2);
snd_done <= snd_st(3);

snd_clk <= NOT data_cnt(1);
adc_clk <= snd_data_en AND NOT snd_err_flg AND data_cnt(1) AND data_cnt(0) AND NOT hor1;
--  init_data <= data_cnt(3) NOR data_cnt(2);

snd_data <= ((adc_out AND NOT snd_err_flg) OR (err_stat AND snd_err_flg));
data <= ((init_data AND NOT snd_data_en) OR (snd_data AND snd_data_en));
--  snd_en <= snd_st(3) OR snd_st(2) OR snd_st(1) OR snd_st(0);
snd_en <= snd_rq;
lsk_out <= data XOR (snd_clk AND snd_en);

END rtl;

```


ANNEXE C

SCHÉMAS DE LA PUCE CMS

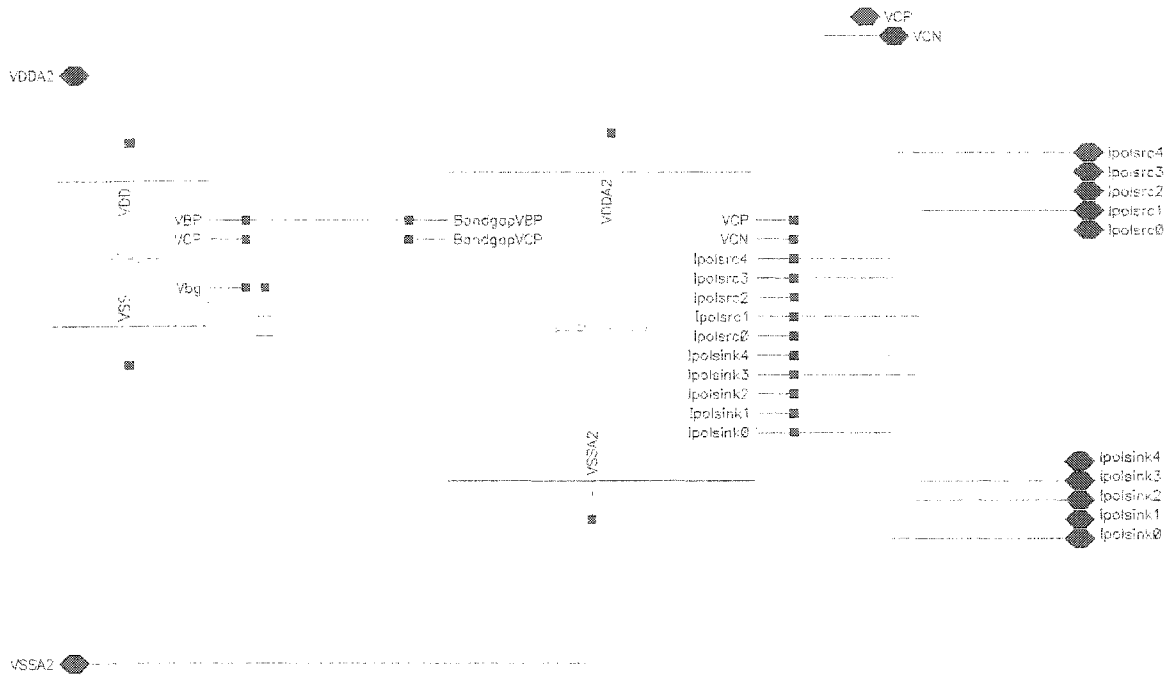


Figure C.2 : Schéma du bloc de polarisation (bloc *polar*)

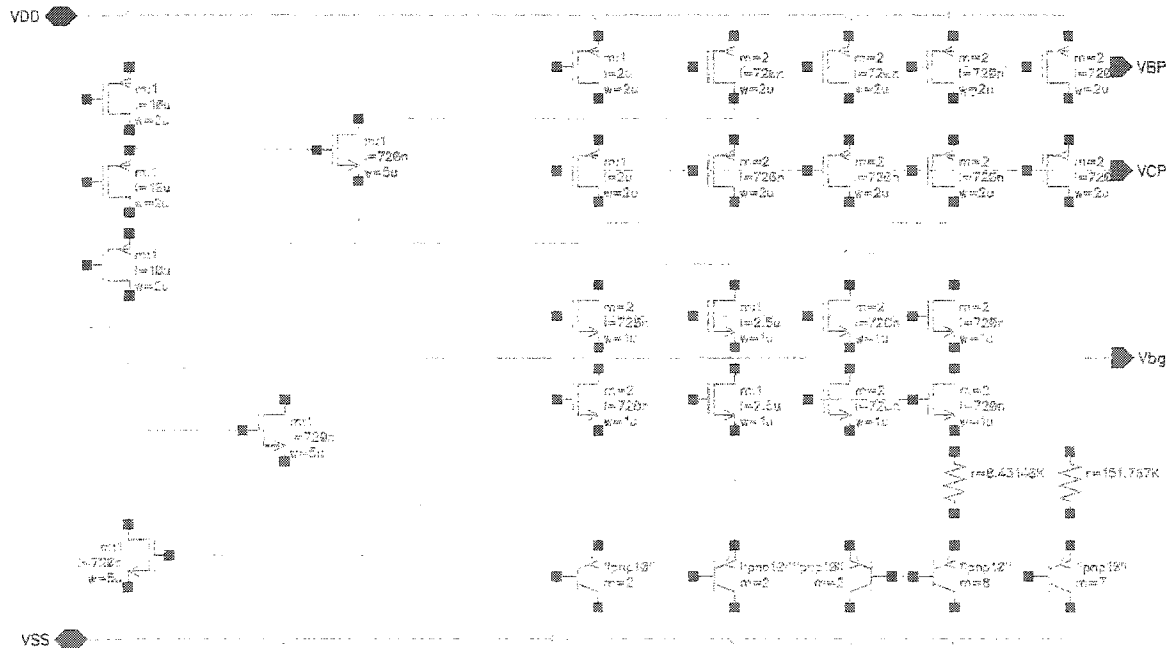


Figure C.3 : Schéma de la référence de tension (bloc *bandgap*)

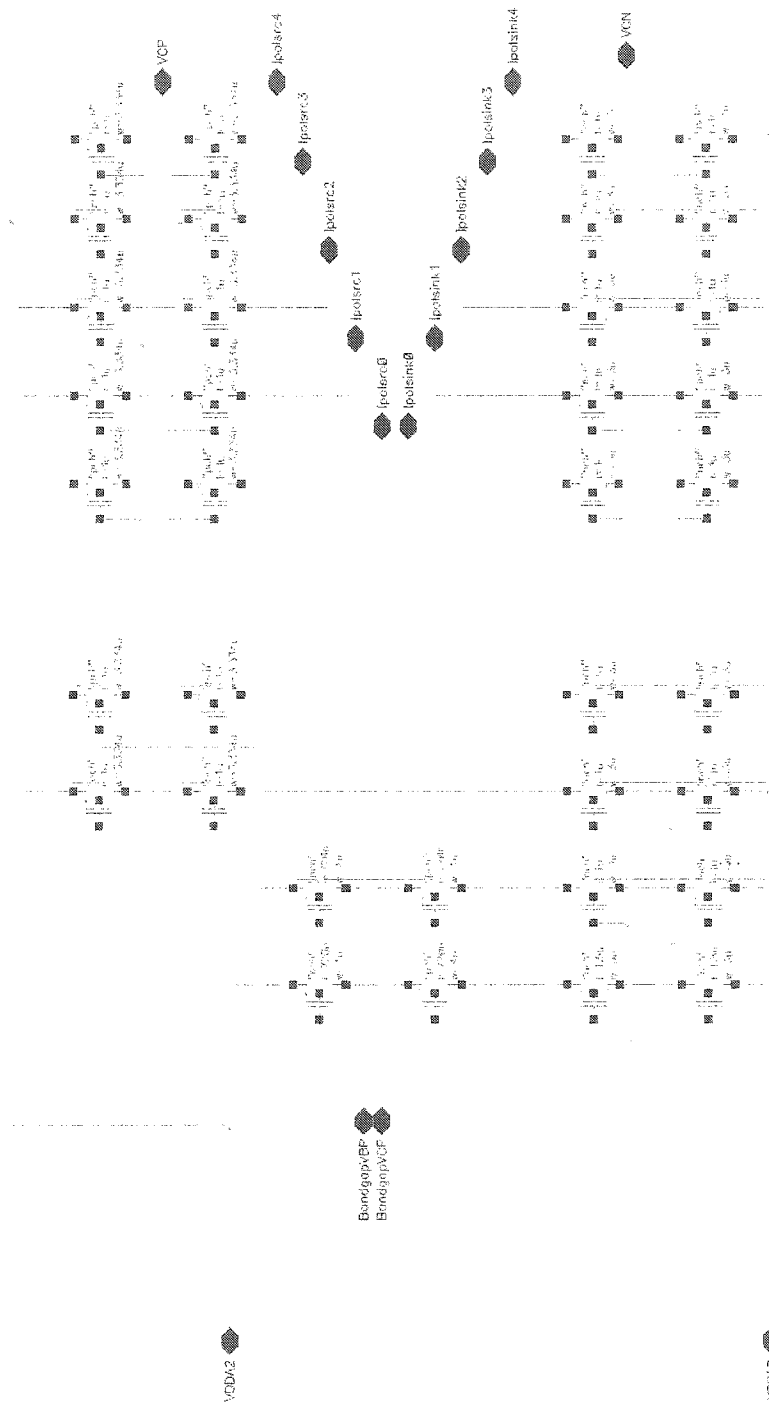


Figure C.4 : Schéma des miroirs de courant (bloc *polar_mirrors*)

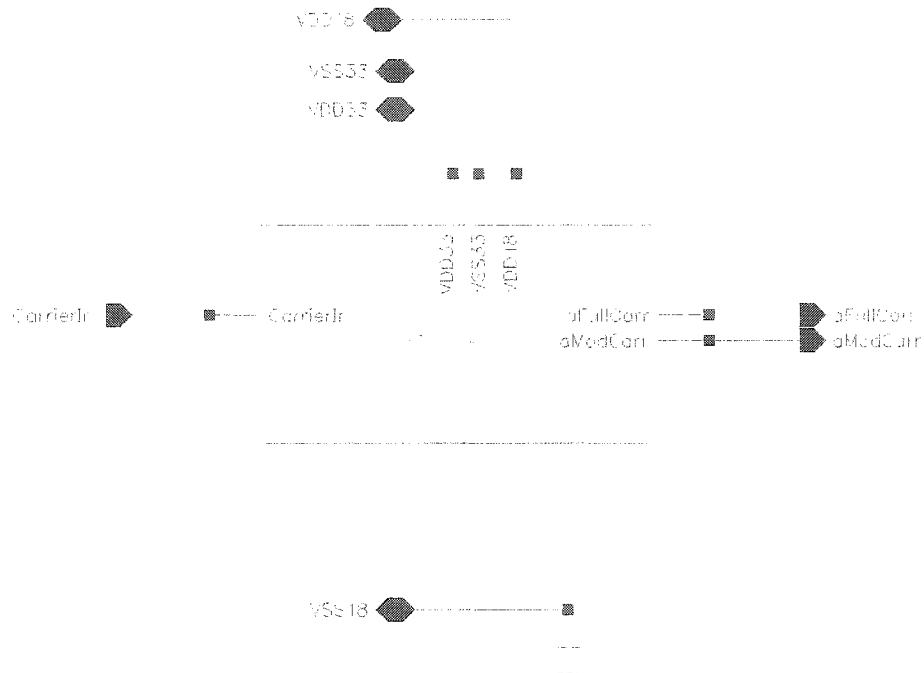


Figure C.5 : Schéma du bloc d'entrée du démodulateur OOK, encapsulé (bloc *demod_anawrap*)

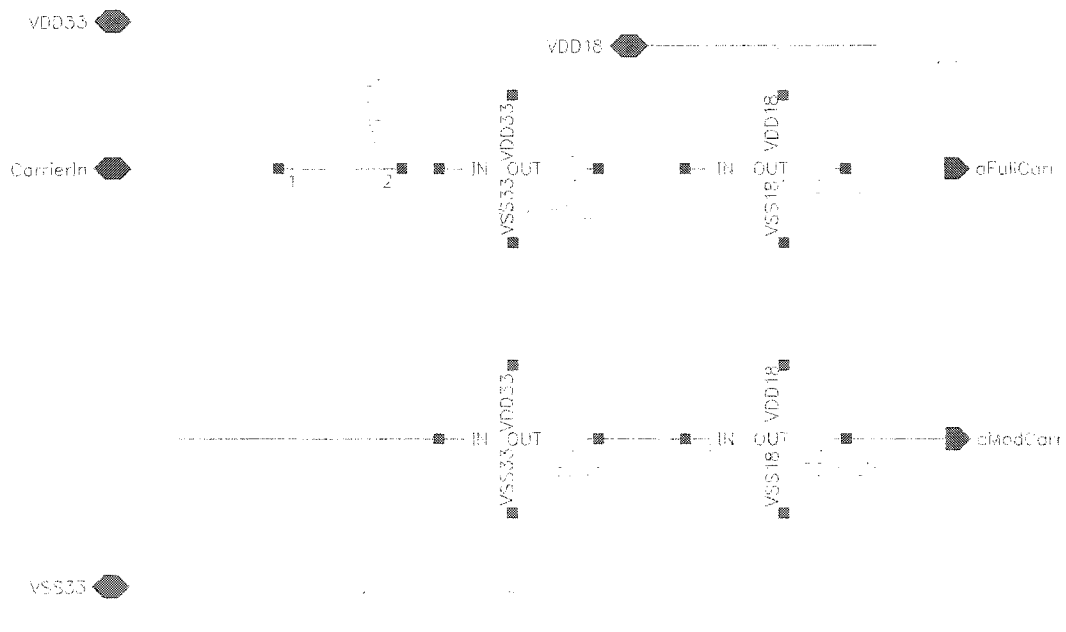


Figure C.6 : Schéma du bloc d'entrée du démodulateur ASK (bloc *demod_ana*)

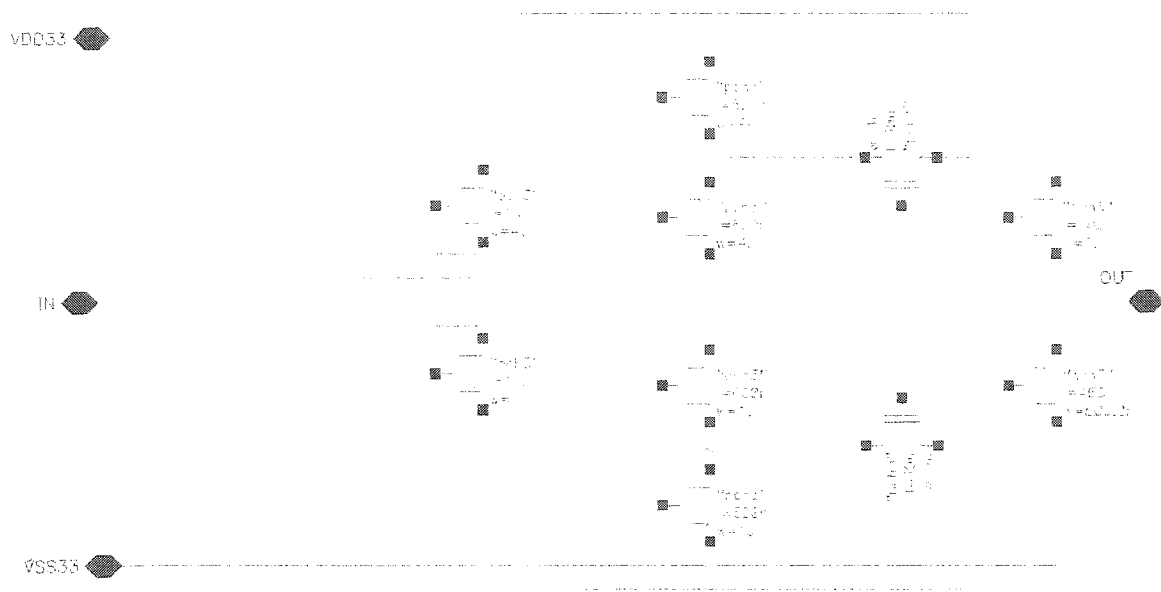


Figure C.7 : Schéma de l'inverseur Schmitt à faible hystérésis (bloc *schmitt3v_lowhys*)

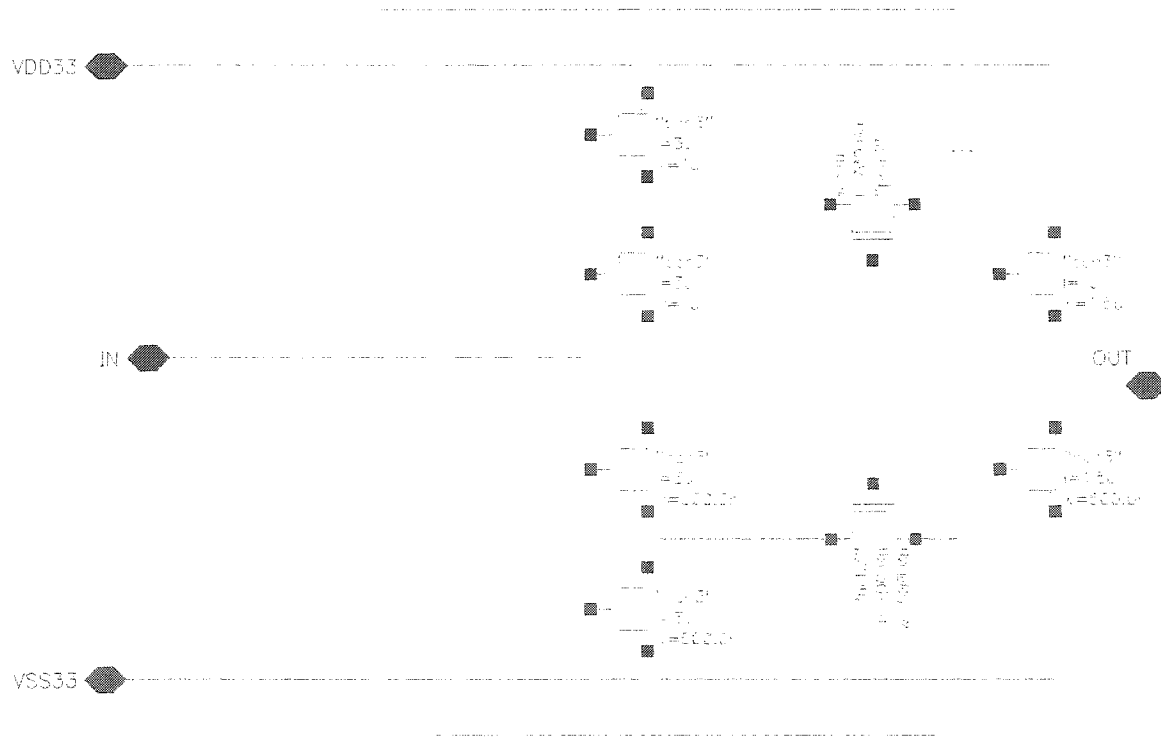


Figure C.8 : Schéma de l'inverseur Schmitt à grande hystérésis (bloc *schmitt3v*)

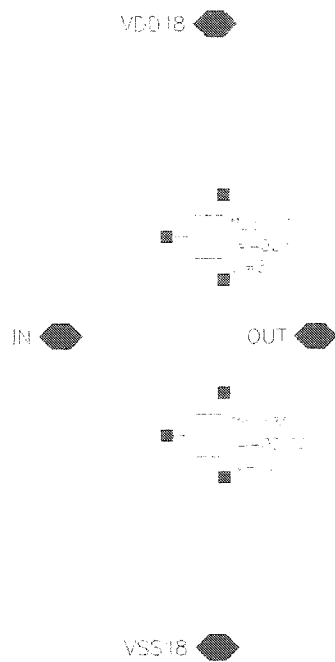


Figure C.9 : Schéma de l'inverseur pour le passage de 3.3V à 1.8V (bloc *33to18inv*)

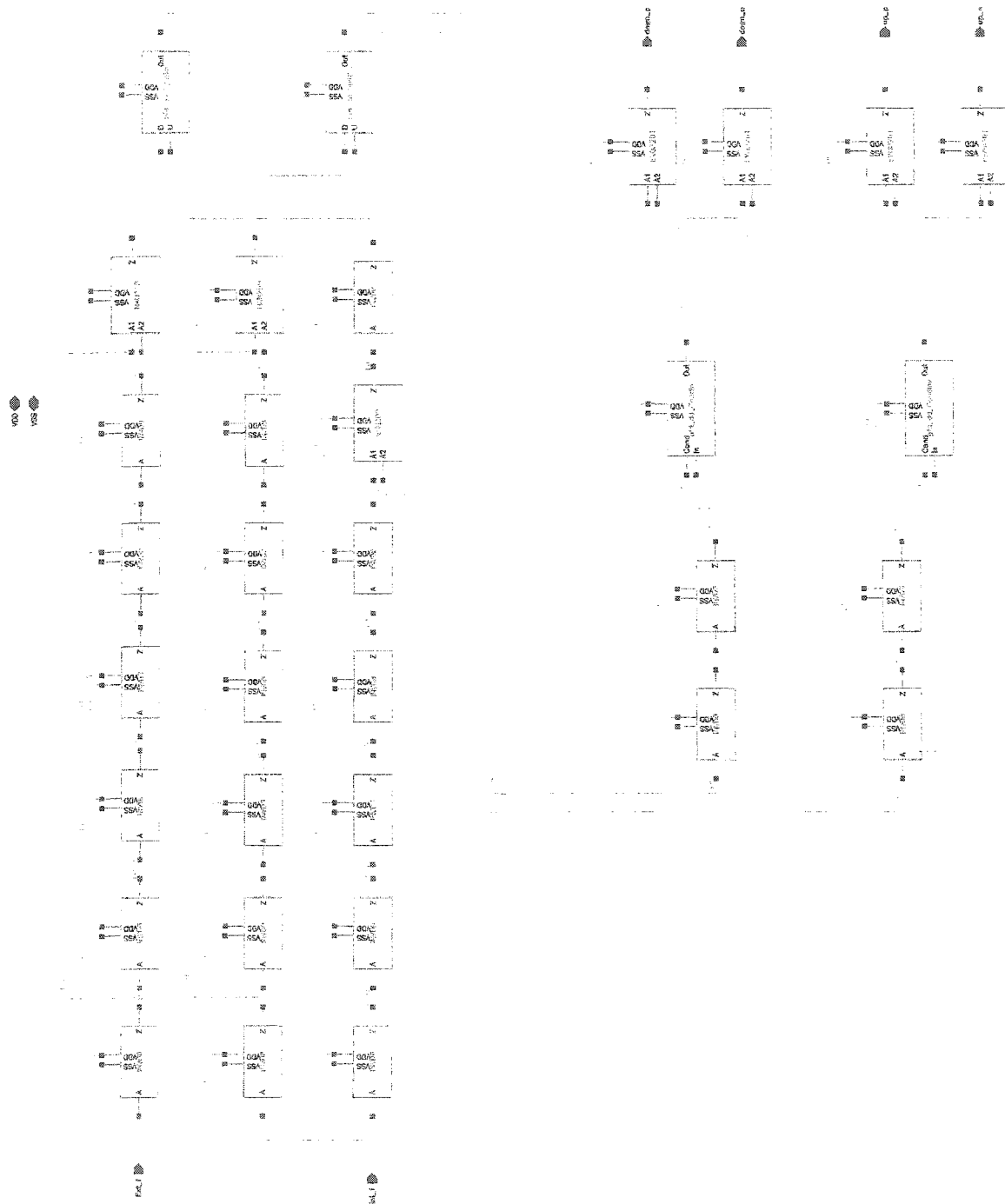


Figure C.11 : Schéma du comparateur de phase (bloc *pfd_dd*)

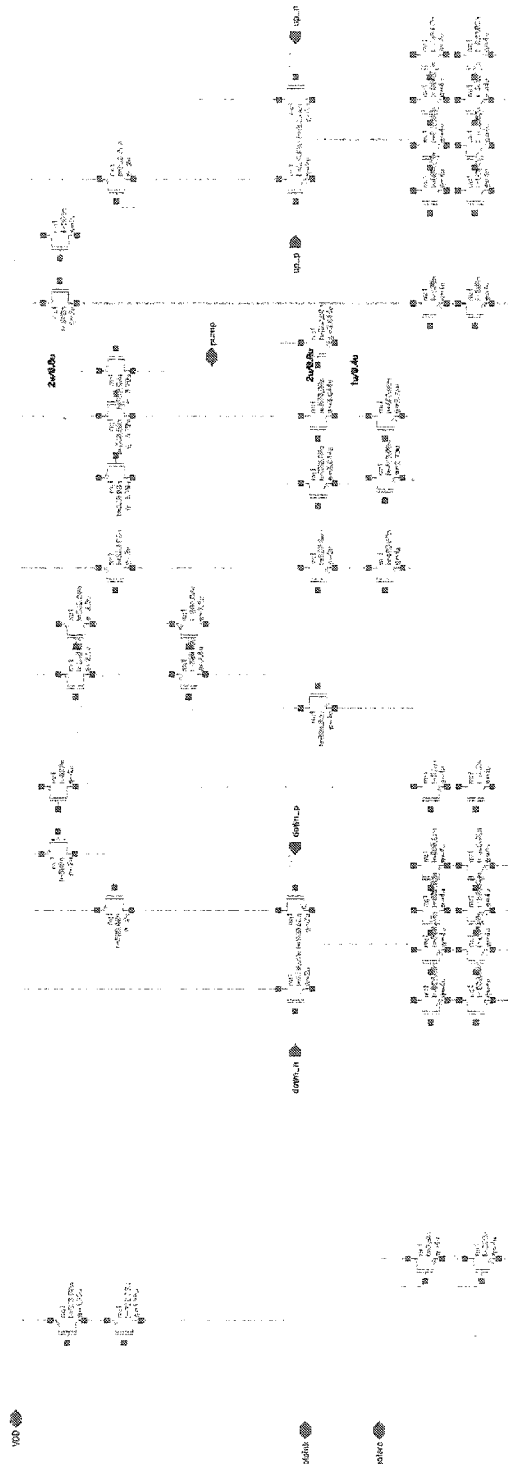


Figure C.12 : Schéma de la pompe à charges (bloc *cp_changV2*)

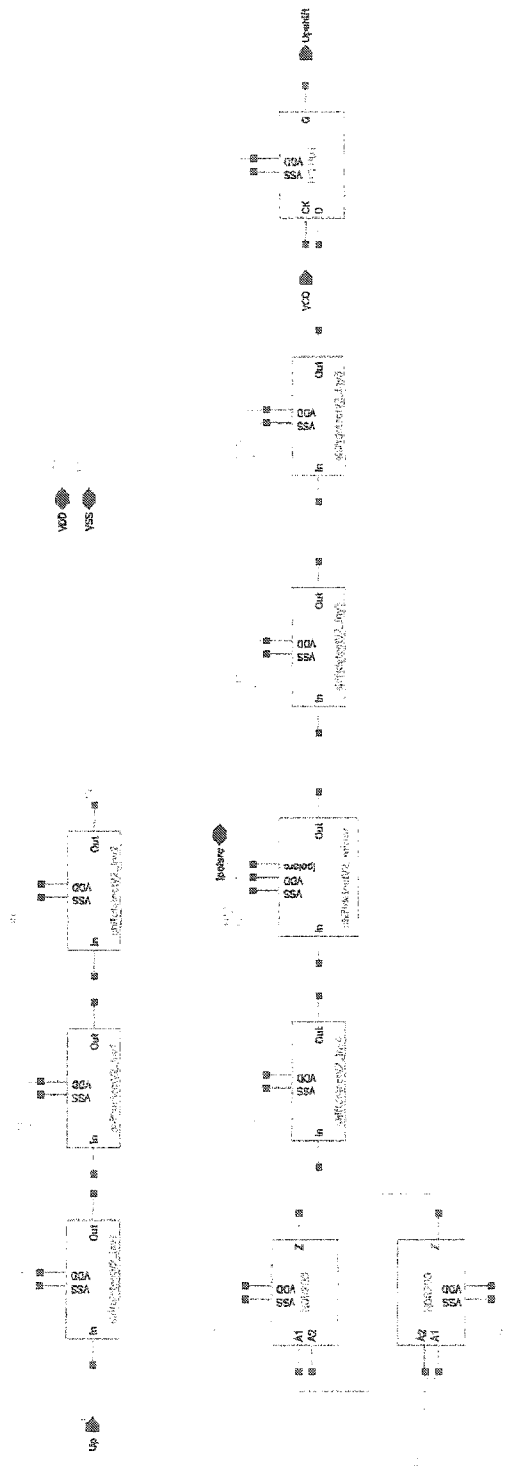


Figure C.13 : Schéma du détecteur de sauts de phase (bloc *shiftdetectV2*)

Tableau C.1 : Paramètres des différentes cellules à inverseur utilisées

Cellule à inverseur	Dimension w/l transistor P	Dimension w/l transistor N
ShiftdetectV2_Inv1	1.5u/2u	0,6u/2u
ShiftdetectV2_inv2	1.5u/0,5u	0,6u/0,5u
ShiftdetectV2_Inv4	1,5u/0,18u	0,6u/0,18u
ShiftdetectV2_Inv5	1u/10u	0,6u/10u
ShiftdetectV2_Inv3	0,6u/0,18u	0,6u/0,18u

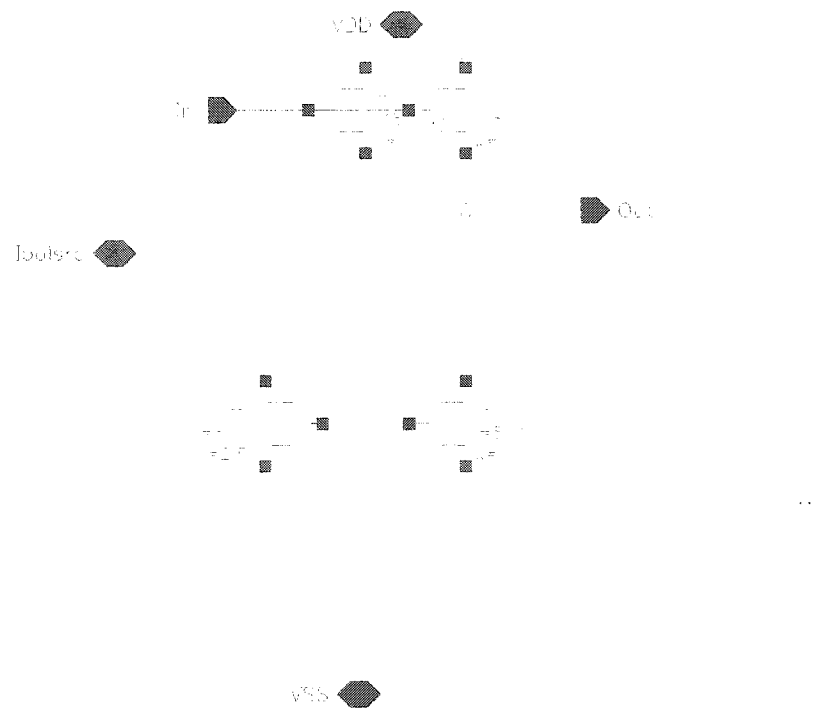


Figure C.14 : Schéma du miroir utilisé pour la détection des sauts (bloc *shiftdetectV2_mirror*)

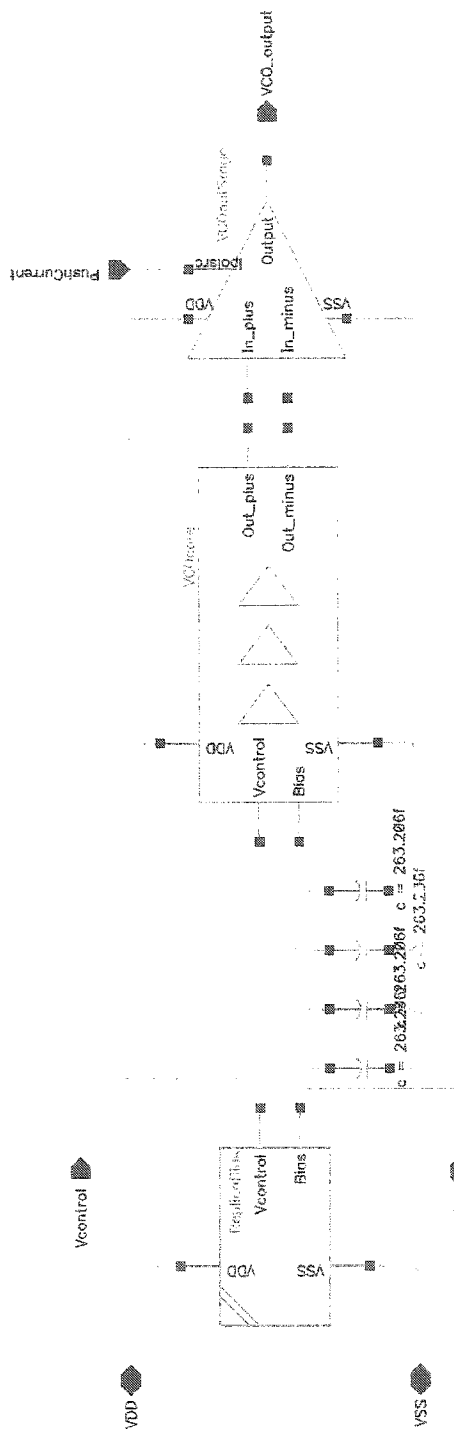


Figure C.15 : Schéma de l'oscillateur contrôlé par tension (bloc *VCOREPLICABIASV3*)

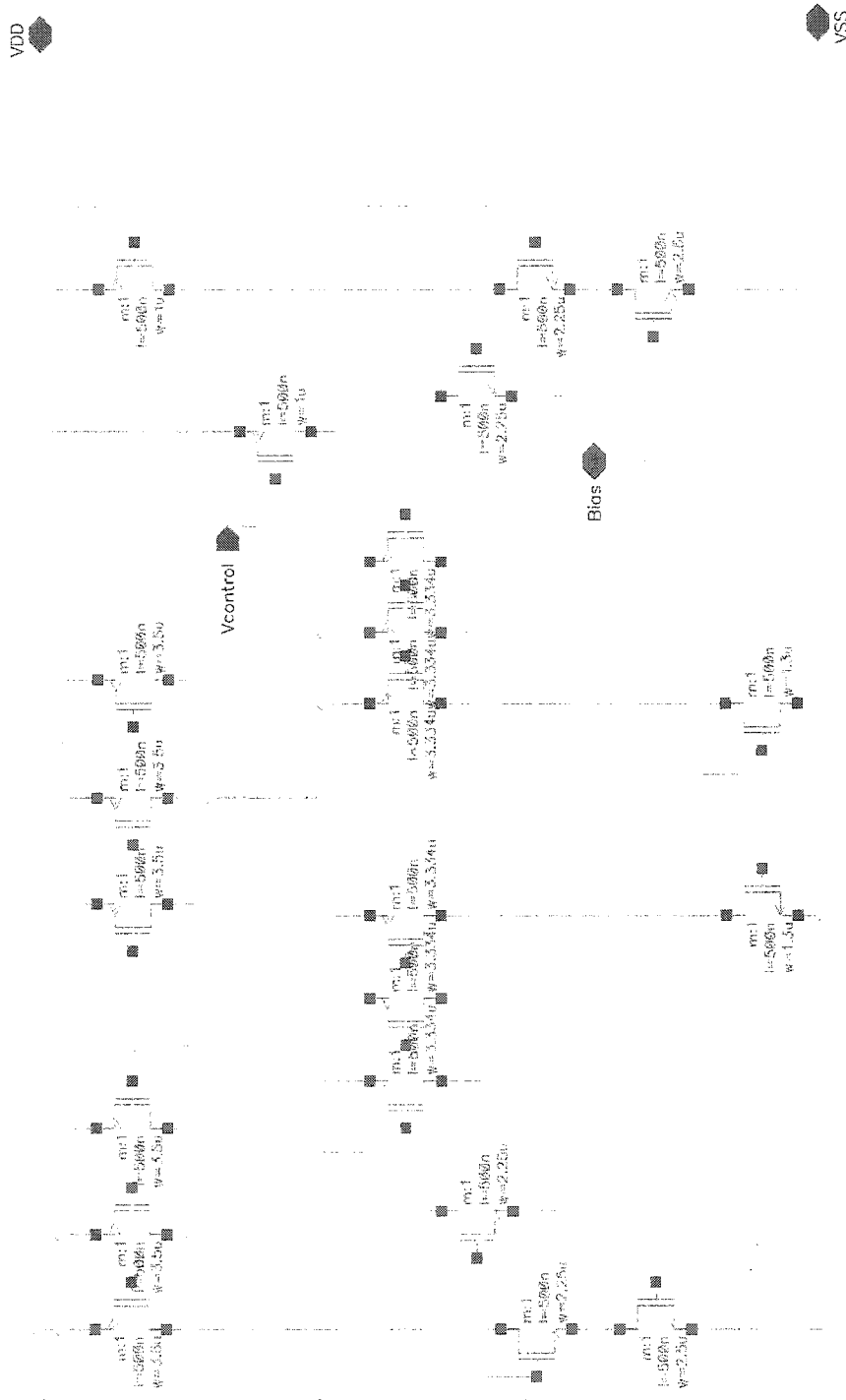


Figure C.16 : Schéma du circuit de polarisation par réplique (bloc *ReplicaBias*)

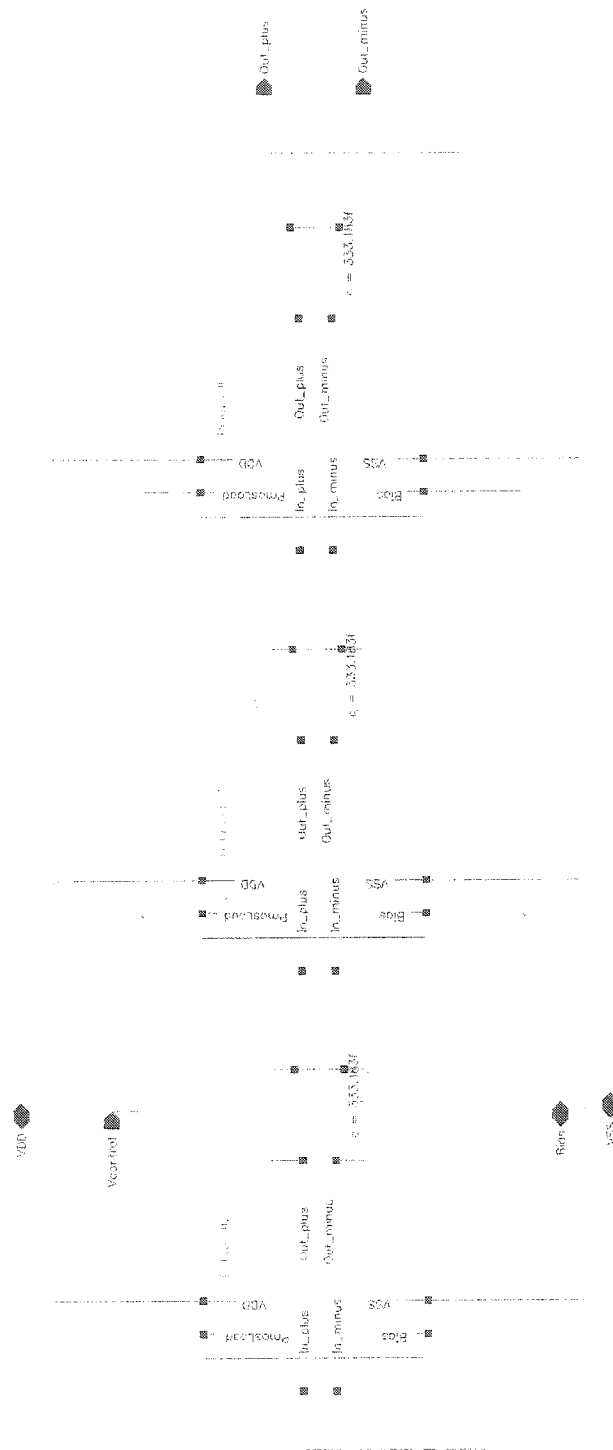


Figure C.17 : Schéma du cœur de l'oscillateur (bloc VCOcore)

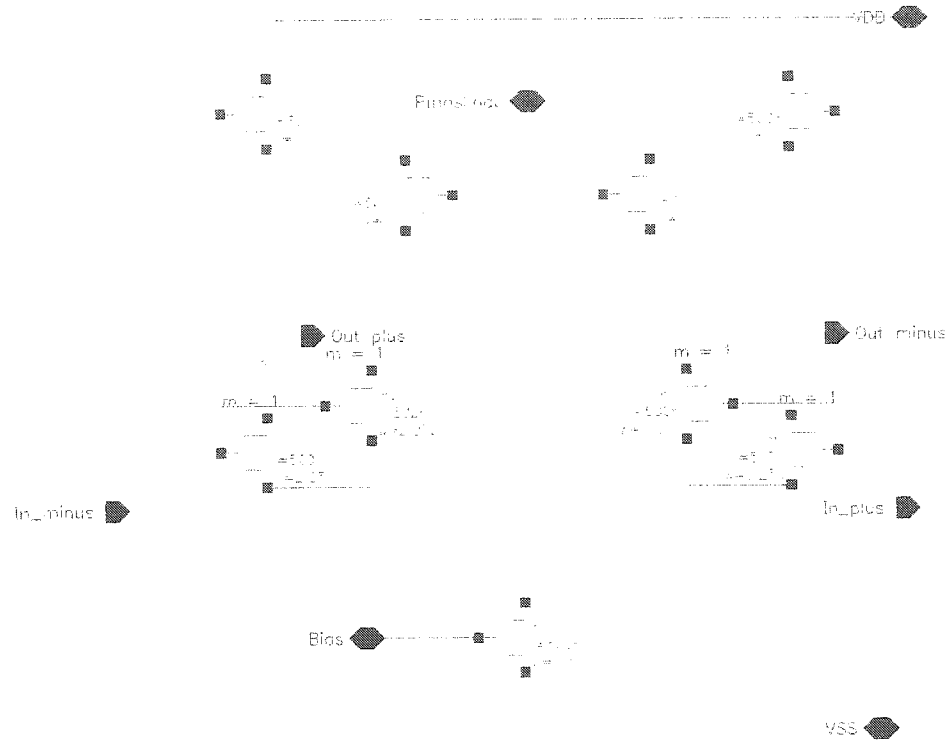


Figure C.18 : Schéma de la cellule à délai de l'oscillateur (bloc *DelaycellV3*)

...

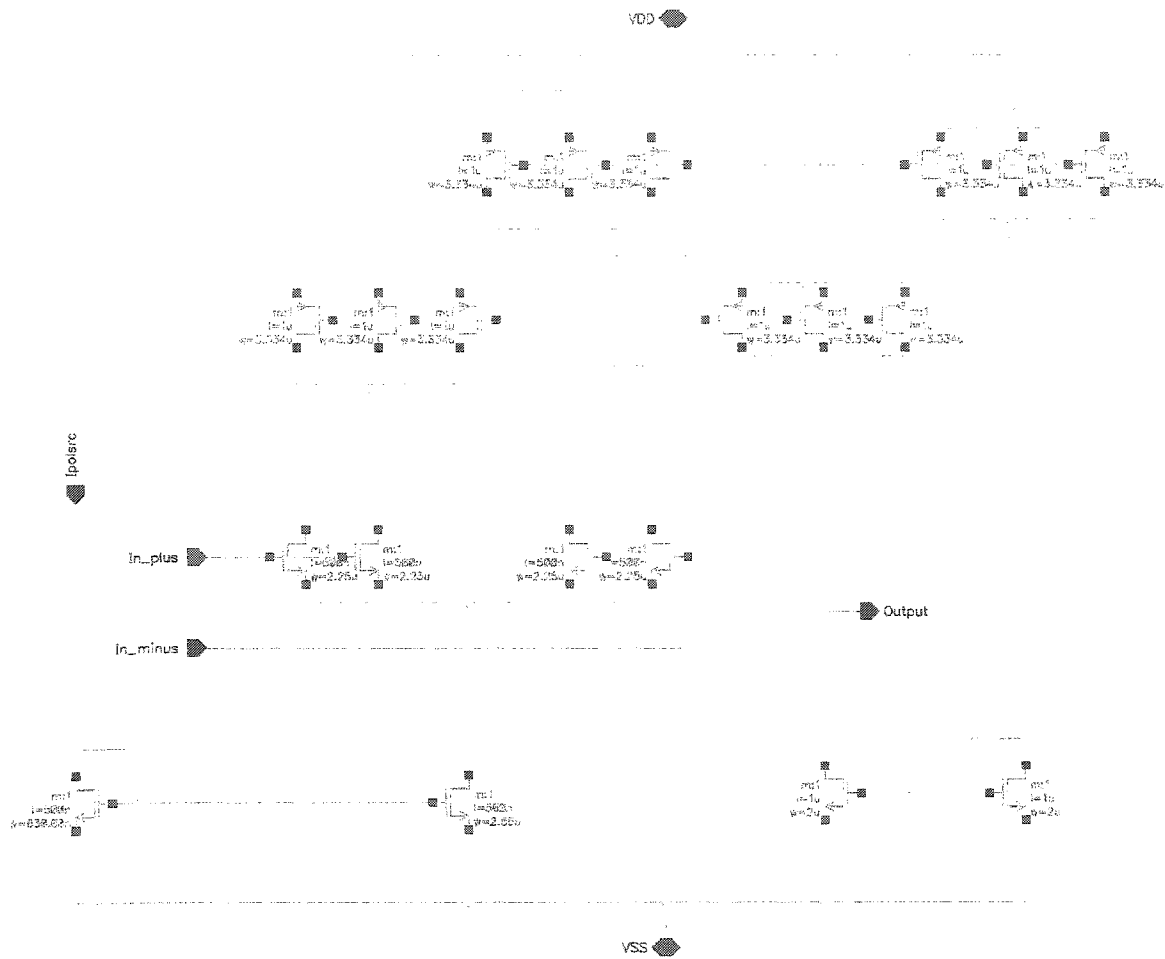


Figure C.19 : Schéma de l'étage de sortie de l'oscillateur (bloc *VCOOutStage*)

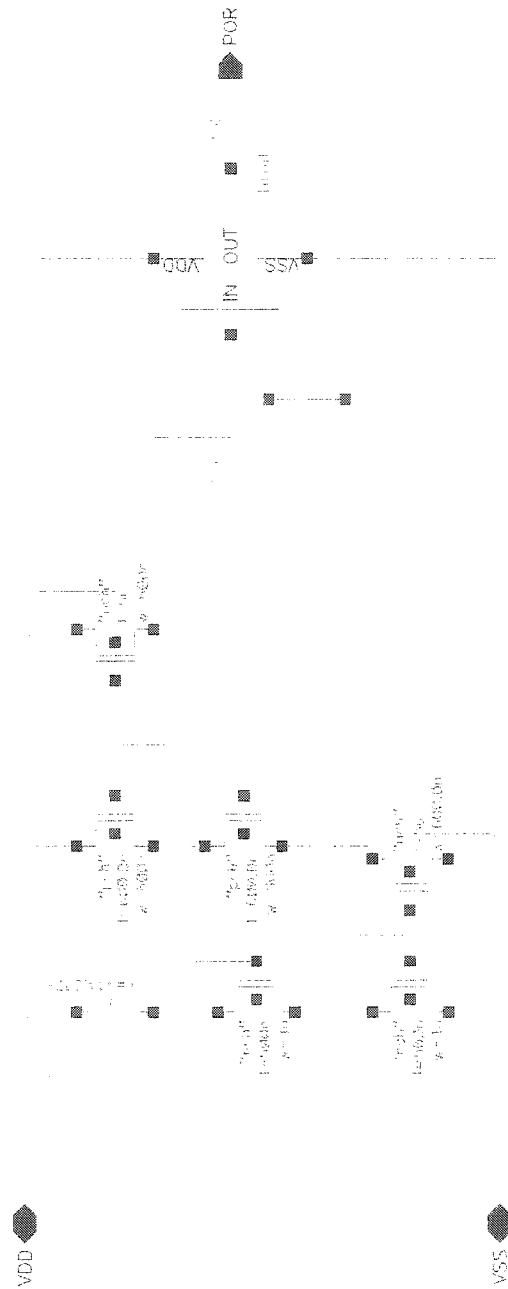


Figure C.20 : Schéma du circuit de remise à zéro à l'allumage (bloc `poweronrst2`)

ANNEXE D

DESSINS DE MASQUES DE LA PUCE CMS

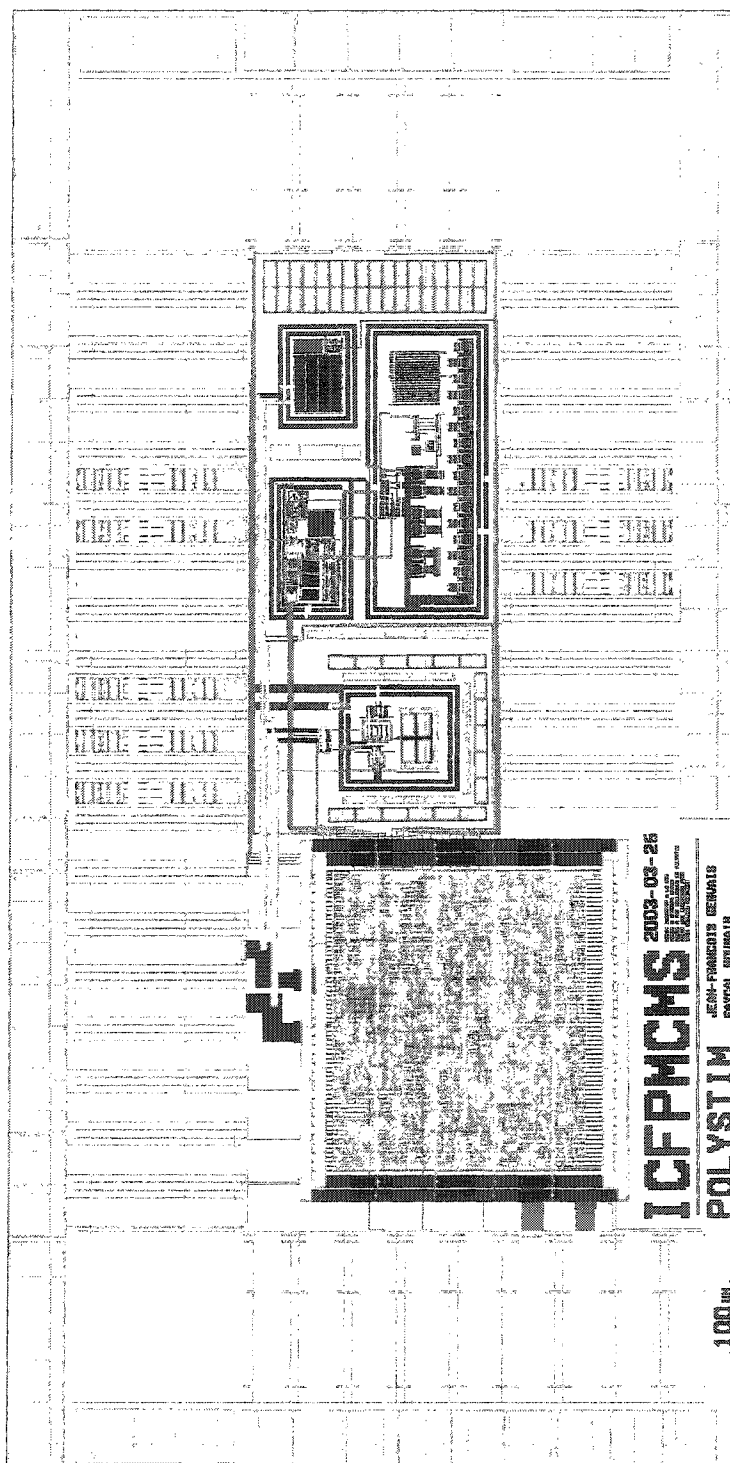


Figure D.1 : Dessins de masques complets de la puce CMS

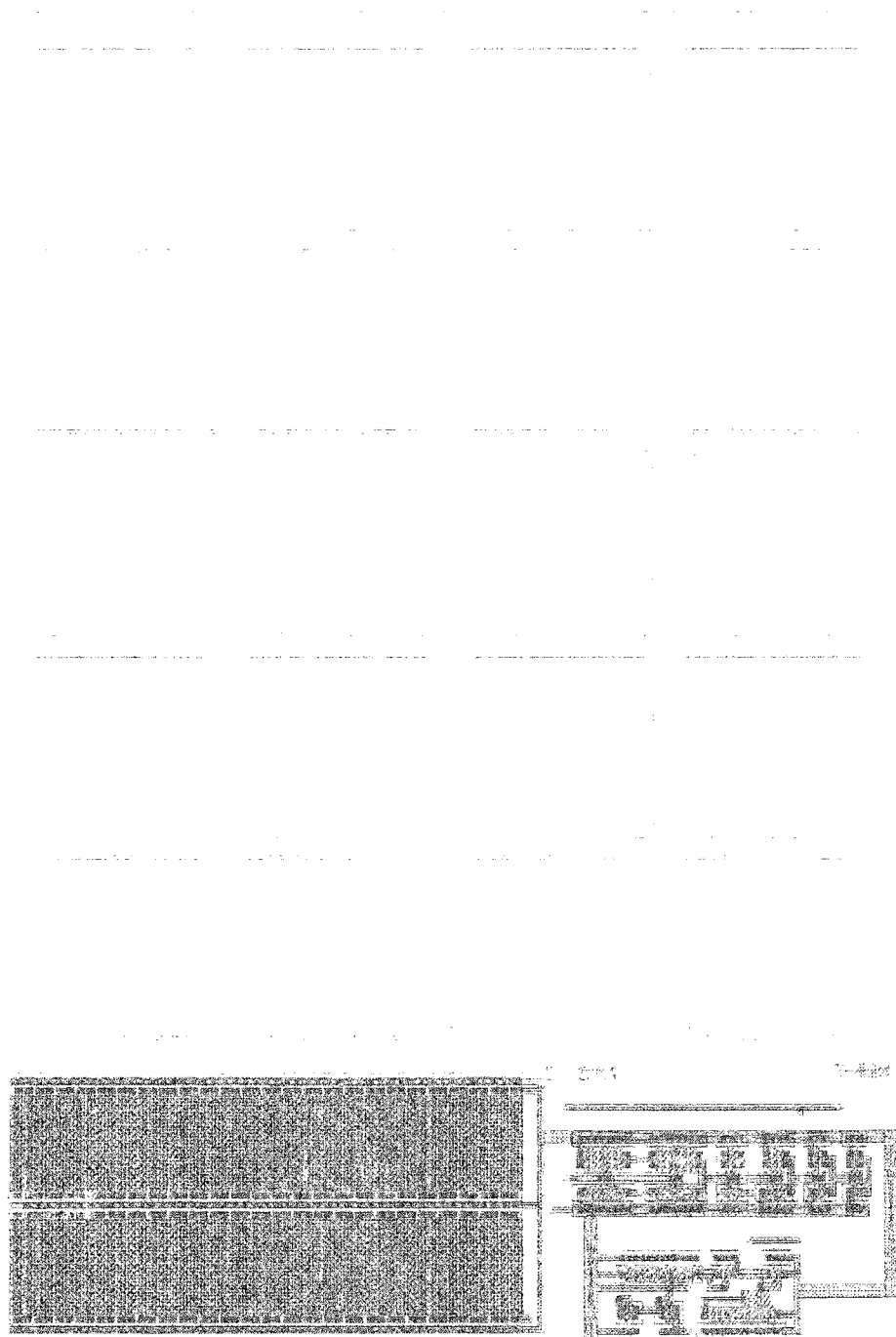


Figure D.2 : Dessins de masques du circuit de remise à zéro à l'allumage

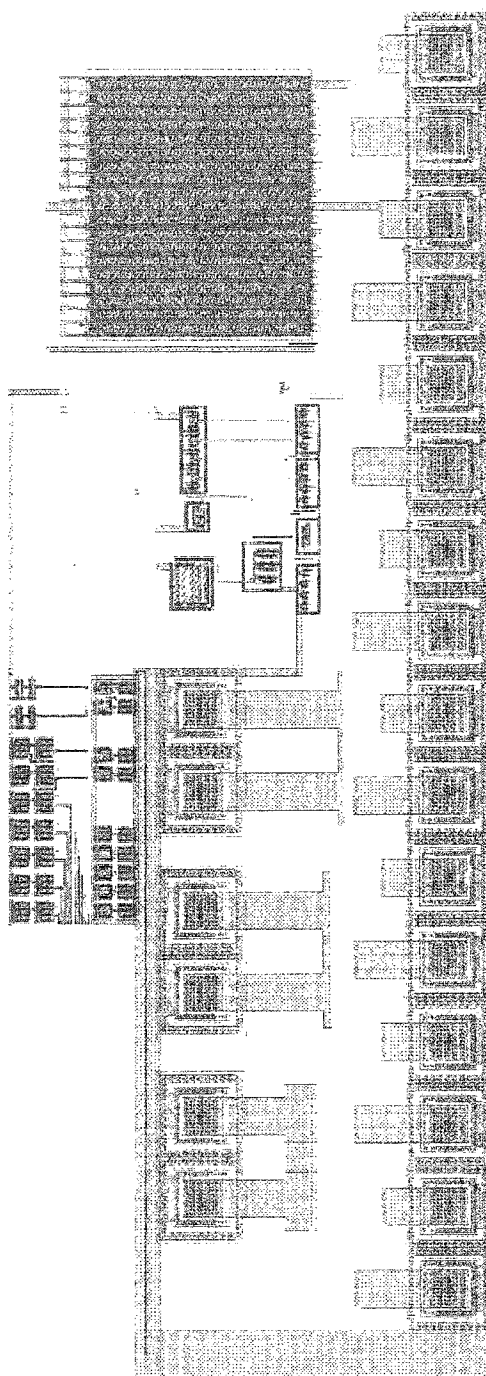


Figure D.3 : Dessins de masques du circuit de polarisation

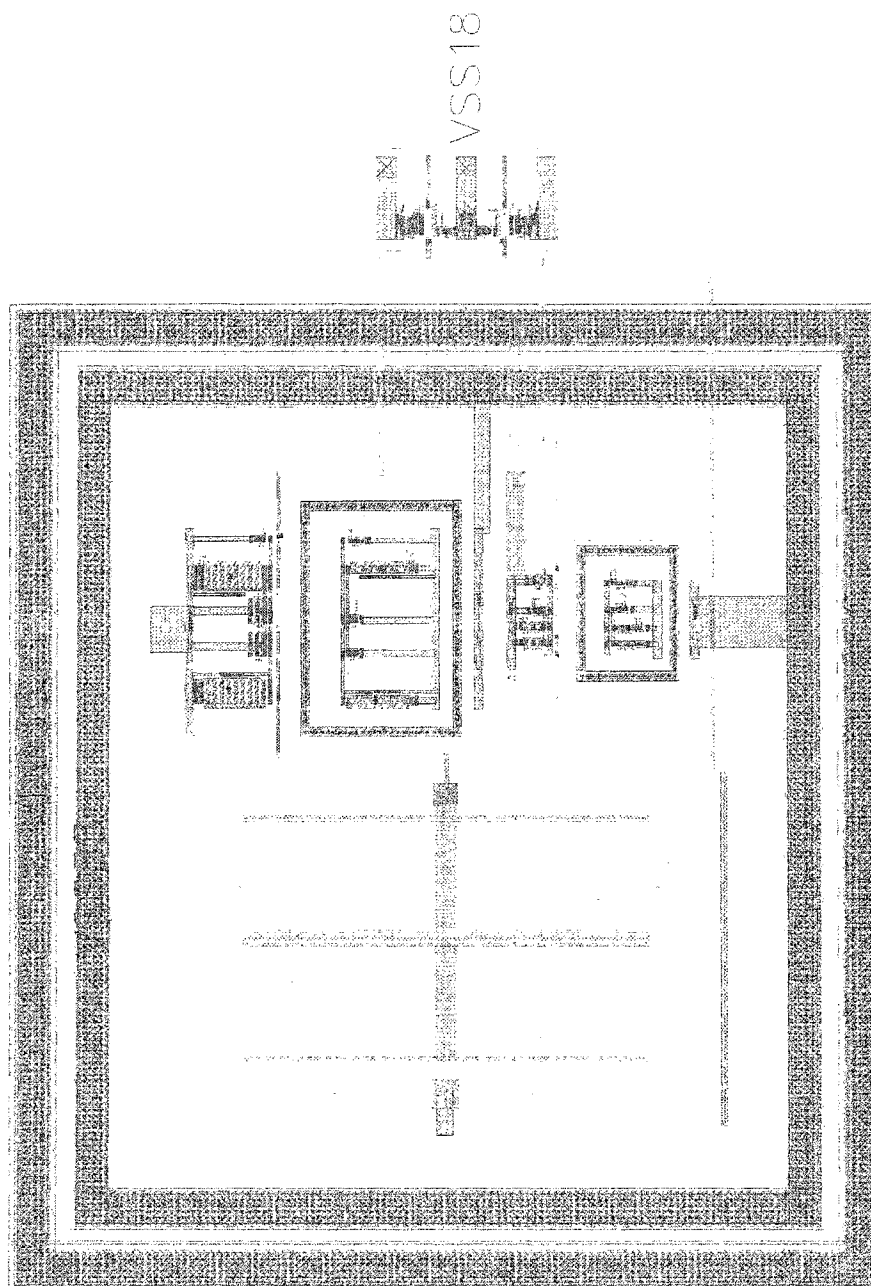


Figure D.4 : Dessins de masques du circuit analogique du démodulateur OOK

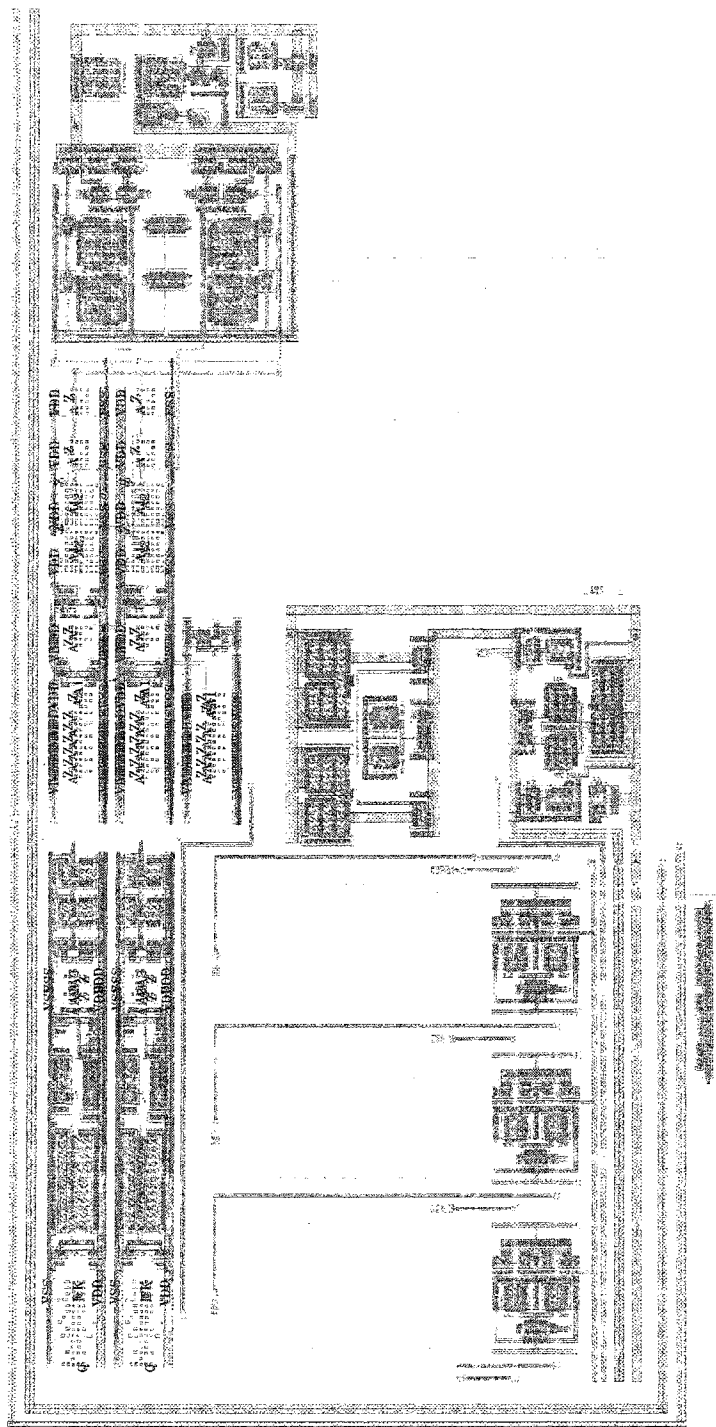


Figure D.5 : Dessins des masques pour le circuit de boucle à accrochage de phase

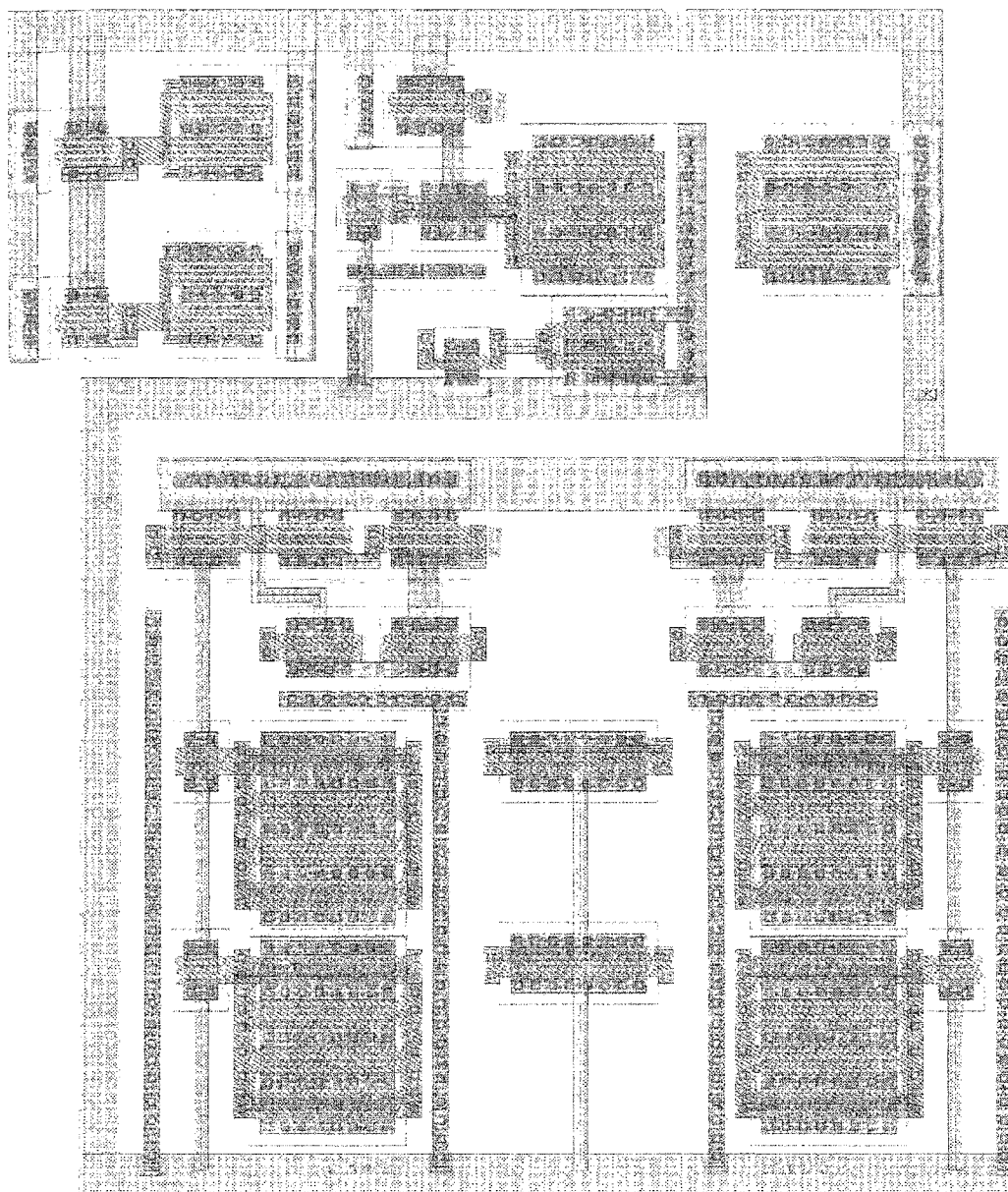


Figure D.6 : Dessins des masques pour la pompe à charges

ANNEXE E

SCHÉMAS DU CIRCUIT POUR LE TEST DE LA PUCE CMS

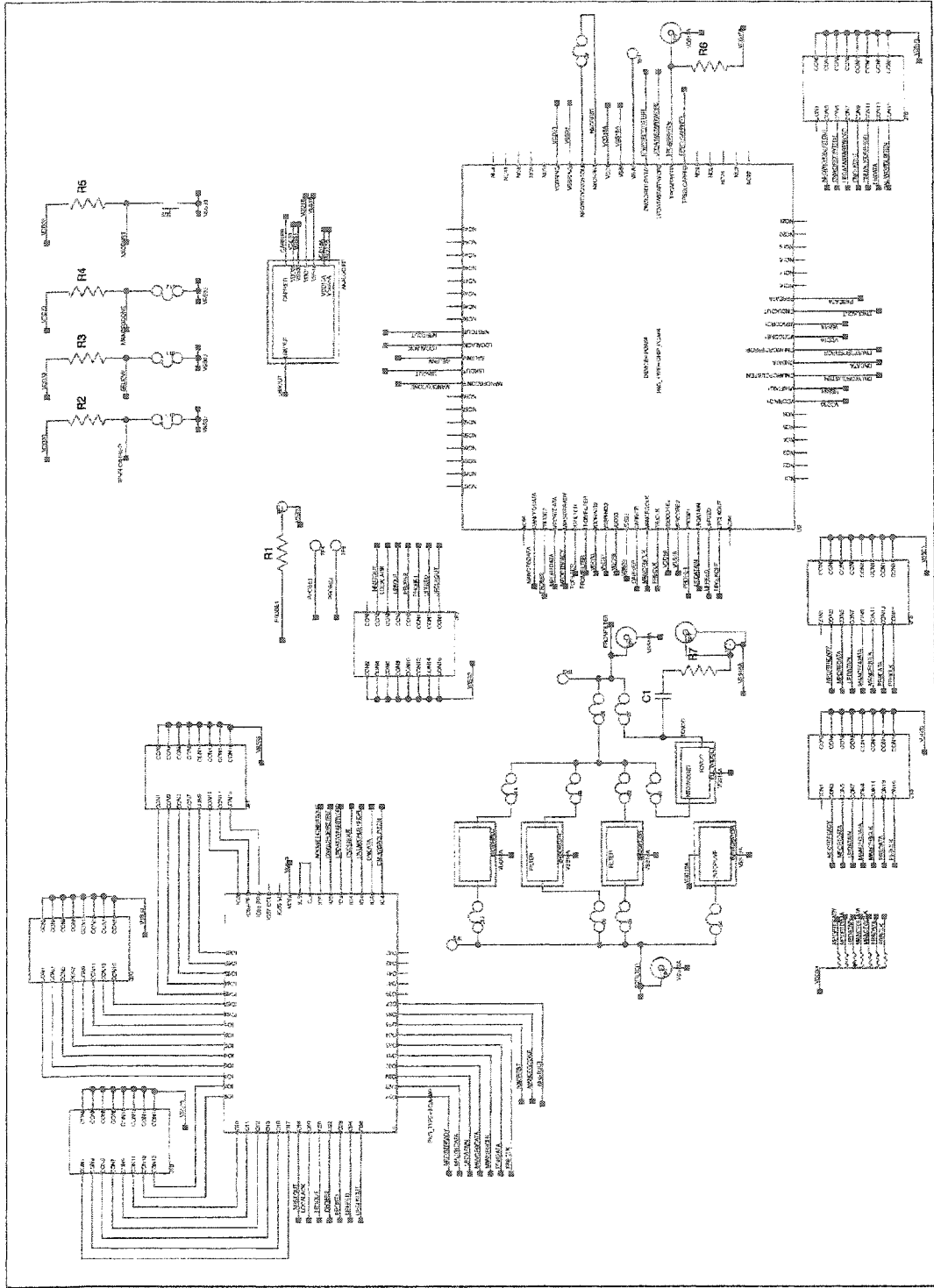


Figure E.1 : Schéma du circuit de test complet

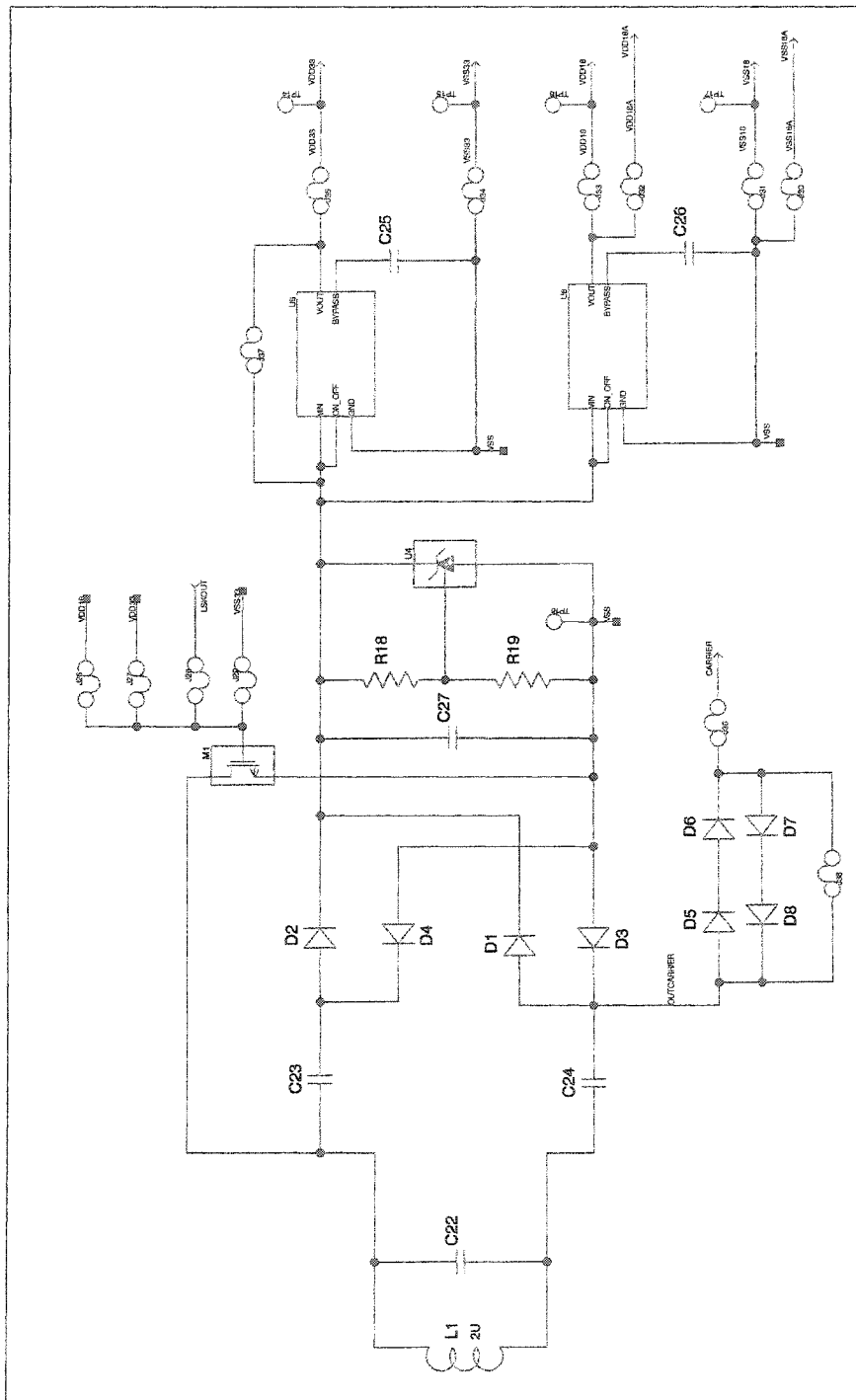


Figure E.2 : Circuit de réception de la porteuse et de régulation d'énergie (bloc analog)

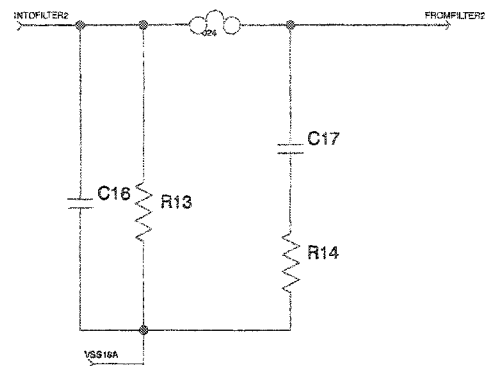


Figure E.3 : Circuit du filtre de 2^{ème} ordre (bloc *2ndorderfilter*)

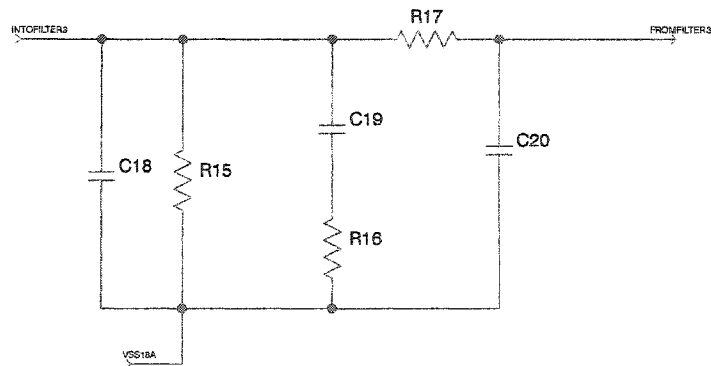


Figure E.4 : Circuit du filtre de 3^{ème} ordre (bloc *3rdorderfilter*)

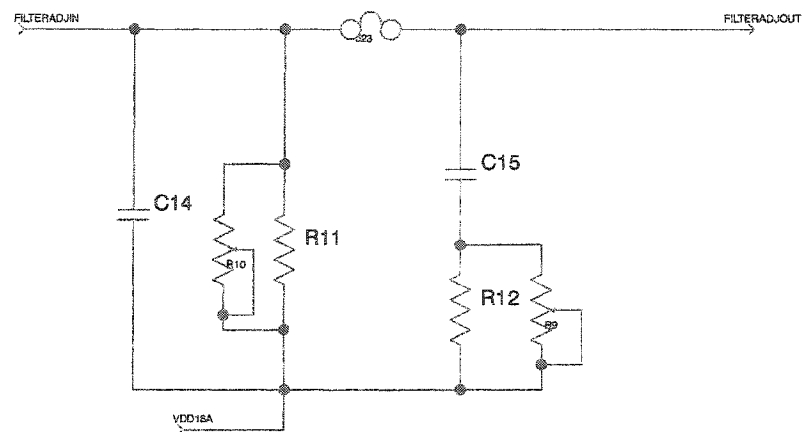


Figure E.5 : Filtre ajustable (bloc *filteradj*)

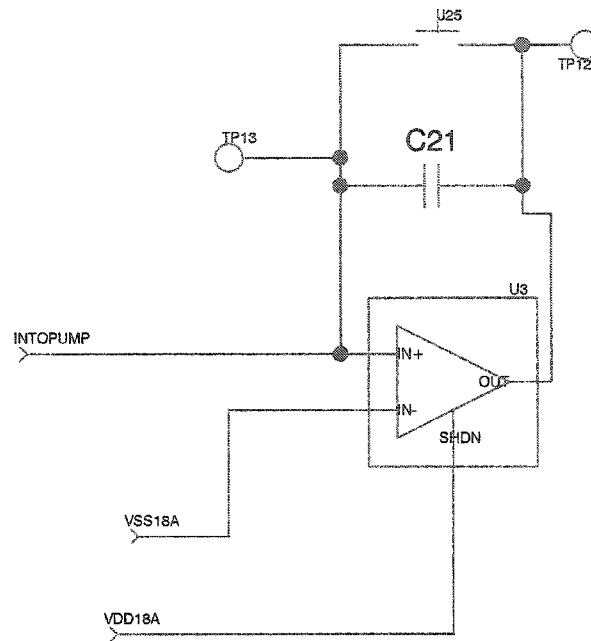


Figure E.6 : Intégrateur pour une mesure de courant

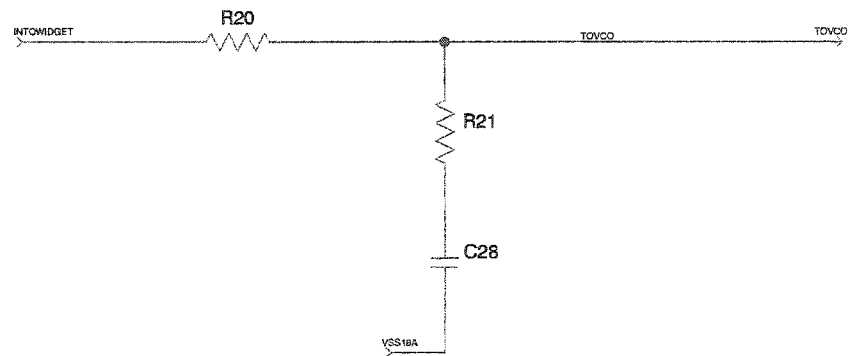


Figure E.7 : Circuit de filtrage pour la mesure de la marge de bruit

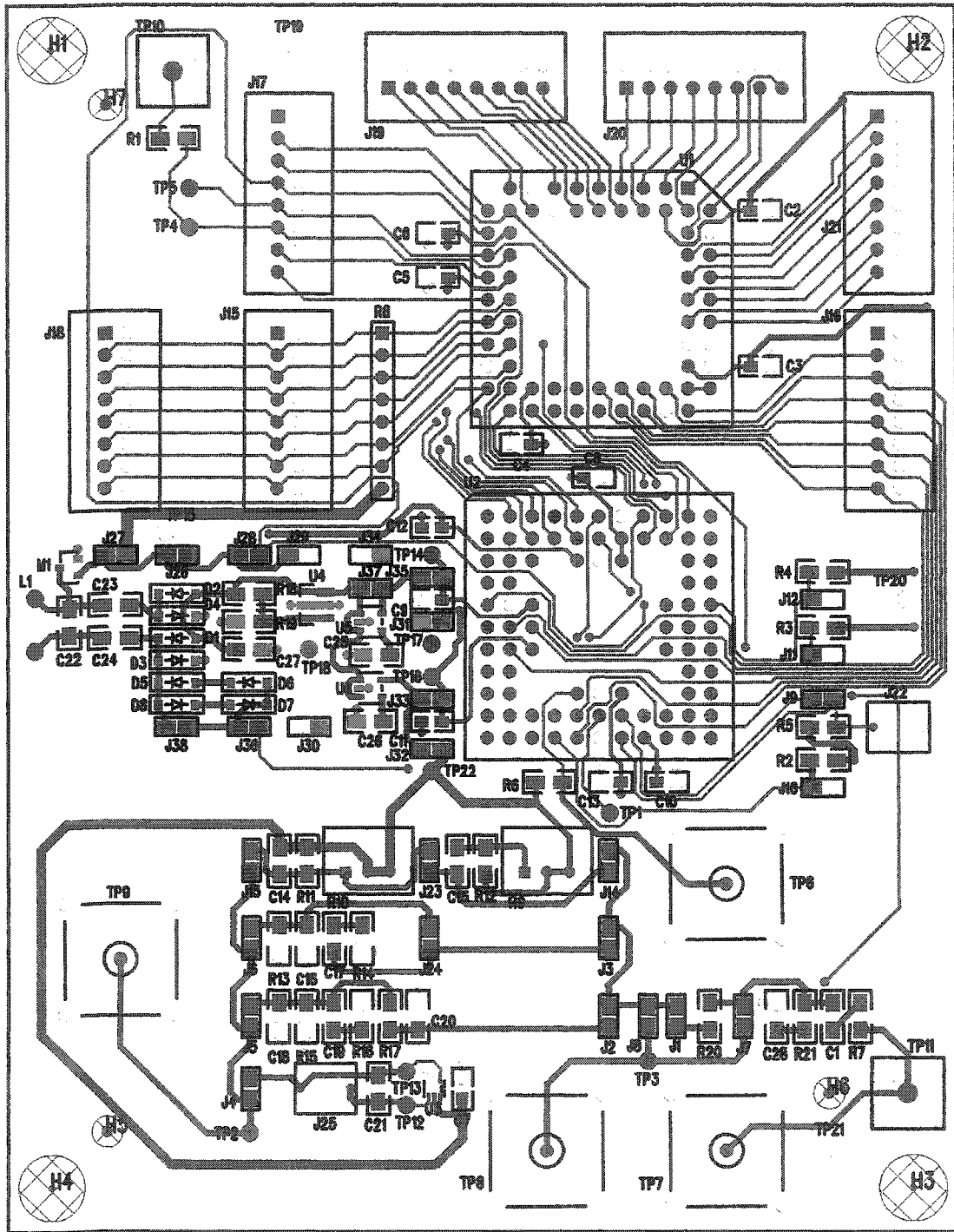


Figure E.8 : Circuit imprimé, couche supérieure

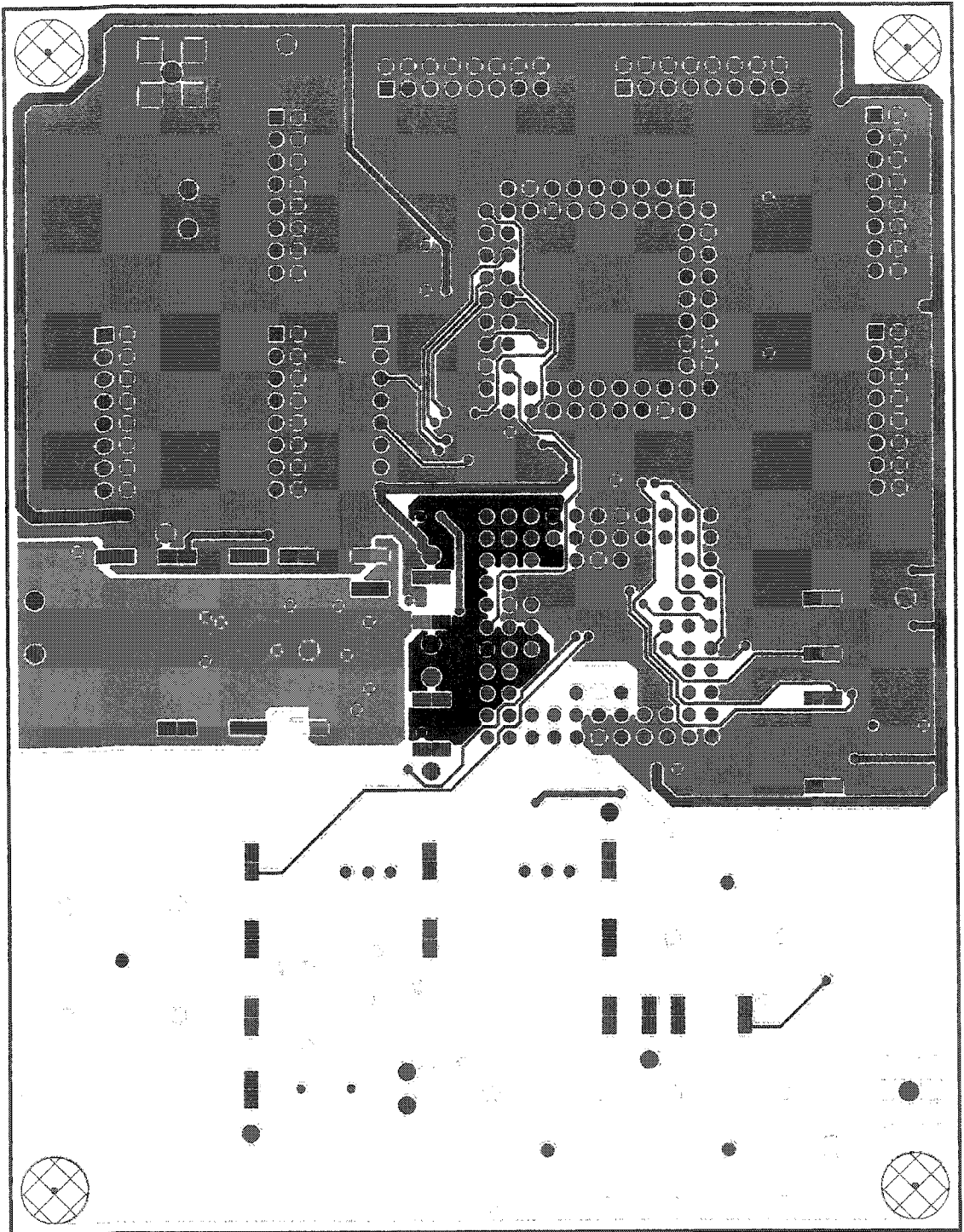


Figure E.9 : Circuit imprimé, couche inférieure

ANNEXE F

ARTICLE CCECE

BIDIRECTIONAL HIGH DATA RATE TRANSMISSION INTERFACE FOR INDUCTIVELY POWERED DEVICES

J.F. Gervais, J. Coulombe, F. Mounaim, M. Sawan

Polystim Neurotechnology Laboratory

Dept. of Electrical Engineering, École Polytechnique de Montréal

jean-francois.gervais jonathan.coulombe/faycal.mounaim mohamad.sawan@polymtl.ca

Abstract

High data transfer rates in the order of 1 Mbit/s are now in demand for some inductively powered devices, but communication needs to be made without compromising power transfer and its efficiency. This paper compares different modulation schemes and proposes an interface to satisfy demanding bidirectional transmission needs. New demodulation approaches are used for phase and amplitude modulation and an adapted configurable protocol is presented. A complete integrated system is under design with a submicron technology. A transfer rate of 1.15 Mbit/s has been obtained with a discrete component prototype for amplitude demodulation.

Keywords: data transmission; inductive link; demodulation; power transmission.

1. INTRODUCTION

Wireless devices are now used extensively in many different applications. While some of these operate at long distance, others like radio-frequency identification (RFID) or medical implanted devices operate at closer ranges, hence allowing the use of an inductive link for powering these devices. Inductive powering is a key feature to RFIDs, which need to be small and used in large quantities. On the other hand, medical devices benefit from the elimination of battery on two aspects. First, a device can be implemented for a very long period without power degradation as with rechargeable batteries. Long term implantation is important to minimize the number of surgeries required through the whole implant usage period. The second aspect concerns security. Indeed, with mechanical and chemical stresses, the sealing of implanted device and its battery may fail with time. Battery chemical leakage has to be avoided by all means. The inductively powered medical devices are now used for many applications, such as bladder [1] or retinal stimulators [2].

The need for data transmission is dependent on the application. Since the main function of RFID devices is to transmit an identification number, data rate is not critical. On the other hand, some medical devices need to have very high data rate. This is the case for multi-channel stimulators or telemeters operated in real-time. This paper focuses on data transmission in such applications. After illustrating the issues of inductive powering over data transmission in section 2, we describe the proposed bidirectional data transmission interface in section 3 and 4, and we report the results in section 5.

2. MODULATION OF THE POWER CARRIER

Even without considering data, the frequency of the power carrier needs to be carefully chosen. A low frequency can ease the design, but at the cost of necessitating large sized antenna and tuned capacitors. On the other hand, a high frequency carrier will lead to significant power losses in the human body tissues. Considering these issues and legal frequency allocation constraints, good choices of frequencies are 6.78 MHz and 13.56 MHz.

Since these frequencies are appropriate to send data at a high rate, the power carrier will be used as data carrier as well. Moreover, this will eliminate the need for high order filtering on the implant side. Sending both power and data through the same carrier has the advantage of providing a high power data signal. However, the power transmission system influences greatly the choice of modulation. Typical systems (Figure 1) use high-efficiency power amplifier, generally class-E or class-D, to drive the antenna. Such amplifiers are tuned to the carrier frequency. On the receiver side, the antenna is also tuned to the carrier frequency, and in both cases, quality factors are maximized in order to reduce power losses. The main types of modulation will now be reviewed in relation with the characteristics of this transmission circuit.

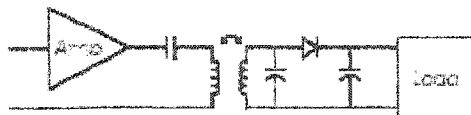


Figure 1. Typical inductive link

2.1 Amplitude modulation

Amplitude Shift Keying (ASK) modulation is used in many systems [1,2], mostly because of its simplicity and low power consumption. The primary drawback of amplitude modulation, however, is that the transmitted power is affected by modulation. One can minimize the effect of this by using a low modulation index. Ensuring data integrity then becomes difficult since the amplitude of the signal is dependant on the coupling factor and power consumption, which can both vary in time. Moreover, voltage protection circuitry might chop the signal, affecting the modulated signal.

For easier data discrimination, ASK with a full modulation index, On-Off Keying (OOK), can be used. In this case, only the presence or absence of carrier is detected. Therefore, the exact amplitude of the present signal is irrelevant, hence resolving demodulation problems caused by power transmission variations. Obviously, no power is then transmitted when the carrier is shut, so this period shall be minimized by enlarging the duty cycle as much as possible.

2.2 Frequency modulation

Frequency modulation has the advantage of operating with a constant amplitude carrier. However, for efficient power transfer, emitting and receiving circuits shall have good quality factors. As a result, the link is represented by a narrow band-pass filter with center frequency determined by the tuning of RF passive components. By always operating away from this point (at $f = \Delta\omega/2$), frequency modulation necessarily suffers in terms of power efficiency. So, because of this fundamental issue, we think that the increase in complexity to step from ASK to FSK is not worth the similar effort to implement a phase shift keying (PSK) based link, which operates at a fixed optimum frequency, while also having constant amplitude.

2.3 Phase Modulation

Phase modulation is often rejected for its complexity and power consumption. However, with low voltage technologies, power and die area can now be acceptable. Binary Phase Shift Keying (BPSK) is the easiest way to achieve phase modulation and a phase locked loop (PLL) based circuit can be used to demodulate the signal. As

presented in [3], a low power Costas loop can be built to perform this task. However, since it uses 180 degrees phase shift, the power is spread over a wide spectrum, which is filtered by the tuned link. In the time domain, this can be seen by a major attenuation of the carrier following a phase shift. This attenuation is however short, leading in more power capabilities than a 90° duty cycle OOK.

3. PROPOSED INTERFACE

In an effort to maximize data rate without compromising power transfer, we propose an interface to handle bidirectional communication with an inductively powered device. To explore different possibilities, we included two demodulators, one for ASK and the other for PSK. The modulation/demodulation functions will be described in this section and the communication protocol will be explained in the subsequent one. This paper defines downlink for data transmitted from the external unit to the inductively powered device, and the uplink for the opposite direction.

3.1 Uplink

Sending data back to the external controller is also affected by the transmission of power. Again, we chose to use the power carrier as our data carrier. This can be achieved by passive modulation. More precisely, we can induce a voltage change in the power emitting circuit by changing the load of the remote device. We use a technique exposed in [4], which modulates the load by changing the rectifier circuit topology. As little as two diodes and one MOSFET are sufficient to perform this modulation.

3.2 Downlink : new ASK demodulator

The main issue of power has been addressed by encoding the data with pulses. More precisely, logic zeros are represented by a short negative pulse ($\approx 1/3$ of the period) at the end of the data clock period. Logic ones are represented by a high level for the whole period. Hence, the carrier is attenuated only when the data value is zero, and only for a short period. Unfortunately, power sent will be dependant on data. To minimize the problem, we included a data scrambler. This device, based on a linear feedback shift register, performs a XOR between its pseudo-random output and data.

To perform demodulation, we attenuate the carrier input, as shown in Figure 2, where the digital circuit performing envelop detection is also shown. First, the carrier and its attenuated version are converted to digital signals through Schmitt inverters. Then, the digitized attenuated input is sampled (after a delay) on both edges

of the direct input by flip-flops A and B. When both full-scale and attenuated signals are oscillating with amplitude larger than the threshold difference of the Schmitt inverters, the outputs of A and B are respectively low and high. On envelop high-to-low transitions, the digitized attenuated input will stop toggling earlier than the direct one. Therefore, a change in output A or B will occur, which signals a carrier amplitude low pulse. Two cycles are required because of a majority detection performed on the last three samples of the envelop to avoid glitches, but this is all that is required, so pulses can be very short, enabling a large duty cycle. More details on this system can be found in [3].

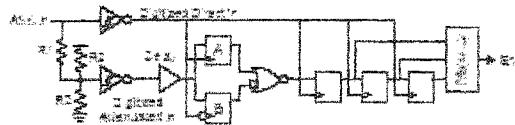


Figure 2. Envelop detector circuit

3.3 Downlink : PSK demodulator with a PLL

In order to reduce the power attenuation when the phase is shifted, we propose a system that works with 45 degrees phase shifts. This is possible because the signal to noise ratio is generally high, as a result of the carrier transmitting the power to the implant being used.

In our system, instead of detecting the level of the phase, we are focusing on detecting a phase shift. This system is based on a charge-pump PLL, to which we simply add a phase shift detector. Detecting this event will be enough as our system is synchronized on the carrier, as described in the next section. To ease the job of the shift detector, we need to reduce the phase noise of the loop. But since low power consumption is of prime concern, this will be achieved by optimizing both the phase detector (PD) and the charge pump. A three-state low dead zone PD [6] and a jump free charge pump [7] are used to perform this task. The oscillator (VCO) has been designed using symmetric loaded delay cells and self-bias with replica feedback as described in [8].

Detecting a phase shift is made by detecting large pulses sent by the PD to the charge pump. Since these large pulses exist because of a large phase difference, we can discriminate noise of phase shift by choosing a proper decision threshold.

4. DATA TRANSFER PROTOCOL

Adapting the transfer protocol to the needs of inductively powered devices can decrease significantly the communication overhead. We propose a configurable protocol that will be described in this section.

4.1 Synchronization and clock generation

Usually, inductively powered devices receive their clock from the external controller, along with data. This is often done with Manchester encoding. However, such a scheme is sensitive to timing, and synchronization could be lost after a decoding error. Thus, headers are inserted in data to ensure synchronicity. More importantly, the use of Manchester encoding reduces the data rate by two for a given channel bandwidth. To avoid such waste in data rate, we need to ensure synchronization in another way. The best way to have the same timing on both the controller and its coupled device is to use the carrier as the clock. However, OOK requires additional care since the carrier will be interrupted each time a logic '0' is sent. Since these interruptions are very short, we can generate both the rising and falling edge of the data clock using the carrier before losing it. Re-synchronization is made each time the carrier is back. This system allows easy demodulation of our pulse coded ASK as well as the detection of phase shifts for PSK.

4.2 Configurable protocol

Using half-duplex communication typically implies more overhead to control the transmission direction. However, since most inductively powered devices perform continuous repetitive tasks, lowering flexibility can eliminate that overhead. This is done by fixing the ratio between uplink and downlink transmissions, allowing downward block and upward block to be obtained directly one after the other. Hence the overhead is no longer needed as long as the fixed ratio corresponds to the needs of the device, which should be the case for typical operation.

In order to be suitable for multiple applications, our system can be programmed to have any upward-downward ratio. This is done by fixing different block size for each direction. Blocks are defined by a number of consecutive words. In turn, words are also defined by a programmable number of bits. Configuration data is sent only once at the communication initialization. However, while operating in stable exchange, a block of data can be extended or reduced in length. Hence, overhead exists only when flexibility is needed.

Data integrity can't be ensured in any wireless system. Since our system is designed to handle variable length words, polynomial encoding has been chosen because of implementation simplicity. To allow a maximum optimization of the data rate, we added three different error detection schemes to choose from: CRC-8, CRC-11 and CRC-CCITT. Hardware implementation is made with linear feedback registers, allowing latency-free insertion.

4.3 Link initialization

When using the same carrier for power and data, the downlink transmission benefits from a very strong data signal. However, this is not the case for the uplink, when using passive modulation. This will result in shorter operating distance for the uplink. Knowing this, we propose to detect the quality of the communication link by testing the uplink. At power up, the remote device starts sending pseudo-random data, which can be reproduced at the external controller for comparison. Once an error free transmission is recorded, the system enters normal operation.

5. PRELIMINARY RESULTS

The complete system is under implementation using a 1.8V CMOS 0.18 μ m process. However, the OOK demodulator has already been tested using a discrete component prototype. Figure 3 shows the measured waveforms of the OOK demodulator. Both the direct and attenuated signals, as well as the resulting envelope, behave as expected. A data rate of 1.13Kbit/s was obtained with a carrier of 13.56MHz (ratio 12).

Also, simulation results for the PSK demodulator are reported here. In fact, Figure 4 shows that the output

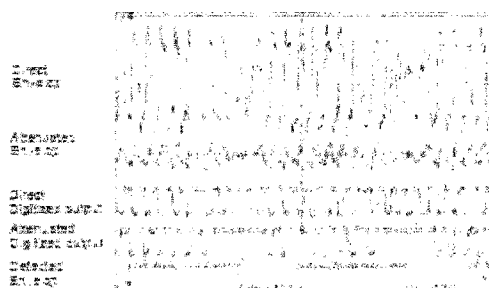


Figure 3. OOK envelop detector waveforms

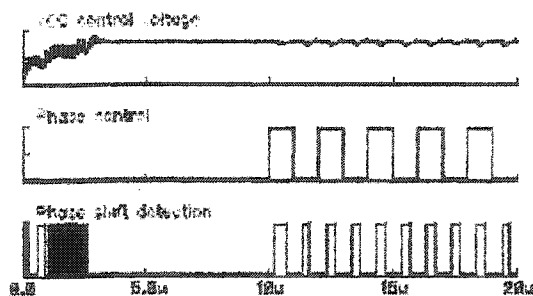


Figure 4. Phase shift detection

signal succeeds in detecting the phase shifts of 45 degrees. The power consumption given by the simulator is 728 μ W, which is acceptable for our application.

6. CONCLUSION

We described in this paper a communication interface for high data rates communication with inductively powered devices. The proposed approach minimizes the influence of modulation over power transmission while keeping a high data rate using proper modulation and adapted configurable protocol.

Acknowledgements

The authors would like to acknowledge the financial support from NSERC of Canada and NATEQ and fabrication support from the Canadian Microelectronics Corporation.

References

- [1] Boyer, S., Sawan, M., Abdel-Gawad, M., Robin, S., and Elmalik, M. M., "Implantable selective stimulator to improve bladder voiding: design and chronic experiments in dogs," *Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 4, pp. 464-476, 2000.
- [2] Suenning, G. J. and Lovell, N. H., "CMOS neurostimulation ASIC with 100 channels, scalable output, and bidirectional radio-frequency telemetry," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 2, pp. 248-260, 2001.
- [3] Hu, Y., Gervais, J. F., and Sawan, M., "High Power Efficiency Inductive Link with Full-Duplex Data Communication," *The 3th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, Durrbach, Canada, Sept. 2002.
- [4] Tang, Z., Smith, B., Schild, J. H., and Peckham, P. H., "Data transmission from an implantable bio/telemeter by load-thick keying using circuit configuration modulator," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 6, pp. 524-528, 1995.
- [5] Conlocabe, J., Gervais, J. F., and Sawan, M., "A optical stimulator with monitoring capabilities using a novel 1 Mbps ASK data link," *To appear in the 2002 IEEE International Symposium on circuits and systems*, Bangkok, Thailand, 2002.
- [6] Kuo-Hung Chang, Tre-Hua Yao, Shu-Yu Liang, and Wei-Bin Yang, "A difference detector PFD for low jitter PLL," *3th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, 2001, pp. 43-46 vol. 1, 2001.
- [7] Chang, K. C. and Lung-Chih Kuo, "A new low-voltage charge pump circuit for PLL," *The 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Geneva, pp. 761-704 vol. 5, 2000.
- [8] Marnette, J. G. and Horowitz, M. A., "Precision delay generation using coupled oscillators," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 23, no. 12, pp. 1273-1282, 1988.

ANNEXE G

FICHE TECHNIQUE DE L'INTERFACE AVEC LA PUCE CMS

1. DESCRIPTION GÉNÉRALE

La puce CMS gère les communications bidirectionnelles pour un implant. Ce document donne les spécifications d'interface pour cette puce. Le mémoire de maîtrise de Jean-Francois Gervais peut être consulté pour une description globale.

La puce CMS s'interfacer physiquement avec le circuit d'un implant, et indirectement avec le circuit externe. Un protocole de base est implanté, et peut fonctionner en mode duplex ou semi-duplex. À ce jour, il n'y a pas de circuits analogiques au niveau du contrôleur externe permettant le mode duplex. De plus, avec les modulations prises en charge par la puce CMS, le mode duplex n'est pas avantageux.

Le lien descendant est défini comme étant le transfert de données du contrôleur externe vers l'implant. Le lien montant est le transfert de données à partir de l'implant vers le contrôleur externe.

2. DESCRIPTION DE L'INTERFACE

2.1 ENTRÉES / SORTIES

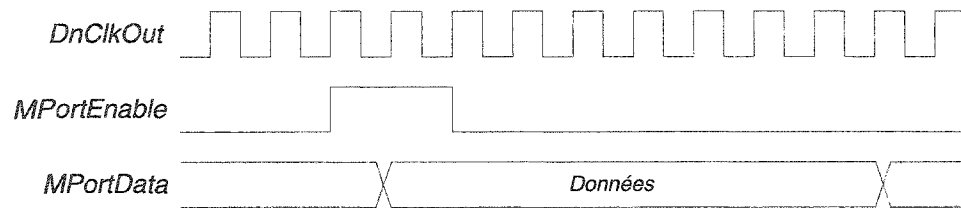
Alimentations			
Nom	Numéro	Type	note
VDDRing1	7	Alim	3.3V
VSSRing1	8	Alim	
VDDCore1	9	Alim	1.8V
VSSCore1	10	Alim	
VSSA	32	Alim	
VDDA	33	Alim	1.8V
VSSRing3	36	Alim	
VDDRing3	37	Alim	3.3V
VDDRing2	71	Alim	3.3V
VSSRing2	72	Alim	
VDD33	73	Alim	3.3V
VSS33	74	Alim	
VDDCore2	78	Alim	1.8V
VSSCore2	79	Alim	

Interface fonctionnel			
Nom	Numéro	Type	note
DnUWordListen	9	Sortie	
DnData	10	Sortie	
DnUWordError	11	Sortie	
DnClkOut	14	Sortie	
nRstOut	51	Sortie	
LocalAck	52	Sortie	
SelEnv	53	Entrée	'0' = OOK
LSKOut	54	Sortie	
MportIn	67	Entrée	
MportEnable	68	Entrée	
ToFilter	69	Analogique	
FromFilter	70	Analogique	
Carrier	75	Analogique	
UpDataIn	81	Entrée	
UpFeed	82	Sortie	
UpClkOut	83	Sortie	

Signaux de test			
Nom	Numéro	Type	note
PrbData	15	Entrée	Brancher à '0' ou '1'
tpSelCarrier	27	Entrée	'0' pour PSK
tpCarrierIn	28	Entrée	Brancher à '0'
UpDataStartWord	29	Sortie	
DnWordFirstBit	30	Sortie	
Vbias	31	Analogique	Laisser flottant
nXorRst	34	Entrée	Brancher à '1'
nPowerOnRstOut	35	Sortie	
ManCfgSel	55	Entrée	Brancher à '0'
ManCfgData	65	Entrée	Brancher à '0' ou '1'
Probe2	66	Sortie	
ManCfgClk	76	Entrée	Brancher à '0'
PrbClk	77	Entrée	Brancher à '0'
Probe1	80	Sortie	

2.2 PORT DE COMMANDES & CONFIGURATION

Une des façon de contrôler la puce CMS est avec le port 'M'. Ce dernier est fait de deux signaux d'entrée : *MPortData* et *MPortEnable*, synchronisés sur *DnClkOut*. Un registre à décalage de 8 bits reçoit les données envoyées sur *MPortData*. La synchronisation se fait avec deux cycles hauts sur le signal *MPortEnable*. Les données doivent être envoyée avec le LSB en premier, à partir du deuxième cycle haut de *MportEnable*. Le diagramme de phase suivant montre ces opérations.



Lorsque le système est près à recevoir un nouveau mot, le signal *LocalAck* s'active pour un cycle. Le signal *MPortEnable* peut être réactivé au cycle suivant. Une commande chargée dans le registre est exécutée de nouveau si le signal *MportEnable* est activé pendant un seul cycle.

Configuration à partir du contrôleur externe.

À l'allumage, le système peut communiquer en utilisant les paramètres par défaut. Si le paramètre *ProgMode* est actif (par défaut), il est possible de configurer la puce CMS à l'aide de données envoyées par le lien descendant. Ce dernier est configuré pour fonctionner à 211,9 kbit/s avec des mots de 32 bits, incluant 16 bits de CRC. L'envoi de 0x0000 active le processus de configuration. À partir de ce moment, tous les mots subséquent sont envoyés sur le port 'M' et traités conséquemment. Seuls les 8 bits les moins significatifs sont envoyés sur le port. Les 8 bits les plus significatifs doivent être fixés à '1'. Pour terminer la configuration, il faut envoyer la donnée 0x0000 une première fois pour fermer l'accès au port et une seconde fois pour permettre au système de se mettre à jour.

COMMANDES

Commande	représentation	fonction
Sleep	XXXXX000	Ne fait rien
NewCfg	XXXXX001	Changement d'un paramètre, doit être suivi de l'adresse et ensuite de la valeur du paramètre
UpTest	XXXXX010	Démarre le test de transmission du lien montant
ContUp	XXXXX011	Active le lien montant pour une durée indéterminée
ContDown	XXXXX100	Active le lien descendant pour une durée indéterminée
CfgUpd	XXXXX101	Actualise les paramètres qui ont été changés

PARAMETRES CONFIGURABLES.

Nom	Larg	Valeur initiale	Adresse	fonction
DownRate	8	0x00	0x01	Fréquence de l'horloge pour le lien descendant
UpRate	8	0x43	0x02	Fréquence de l'horloge pour le lien montant
UpBlkSize	16	0x0020	LSB 0x03 MSB 0x04	Longueur de bloc montant : Nombre de mots = $UpBlkSize+1$
DnBlkSize	16	0x0080	LSB 0x08 MSB 0x09	Longueur de bloc descendant : Nombre de mots = $UpBlkSize+1$
DnUpDel	16	0x0008	LSB 0x05 MSB 0x06	Délai pour le passage entre une transmission descendante et une transmission montante, en mode semi-duplex. Exprimé en nombre de cycles de l'horloge du lien montant
UpDnDel	16	0x0008	LSB 0x0A MSB 0x0B	Délai pour le passage entre une transmission montante et une transmission descendante, en mode semi-duplex. Exprimé en nombre de cycles de l'horloge du lien descendant

CfgChgDel	16	0x003C	LSB 0x0C MSB 0x0D	Délai suivant un changement d'un paramètre de configuration, exprimé en nombre de cycles de l'horloge du lien montant.
ErrTrt	8	0x30	0x0E	Sélection du type de traitement d'erreur : Lien descendant : bits 0 à 3 Lien montant : bits 4 à 7 Options : 0x3 : aucun 0x2 : CRC-8 0x1 : CRC-12 0x0 : CRC-CCITT
DnWordWid	16	0x001F	LSB 0x0F MSB 0x10	Largeur de mot pour le lien descendant, incluant les bits CRC : largeur en bits = <i>DnWordWid</i> + 1
UpWordWid	16	0x001F	LSB 0x11 MSB 0x12	Largeur de mot pour le lien montant, incluant les bits CRC : largeur en bits = <i>UpWordWid</i> + 1
NHalfDuplex	1	0	0x7, bit 0	Sélection du mode duplex ou semi-duplex
ProgMode	1	1	0x7, bit 1	Permet le changement des paramètre par les données envoyées par le lien descendant, lors de l'initialisation
VirtualFullDuplex	1	0	0x7, bit 2	Partage automatique du canal lors du mode semi-duplex
AllowUpScramble	1	0	0x7, bit 3	Active le brouillage pour le lien montant
AllowDnScramble	1	0	0x7, bit 4	Active le brouillage pour le lien descendant
LSKInvert	1	0	0x7, bit 5	Inverse la logique du signal modulant la charge (modulation LSK)
PSKAltern	1	0	0x7, bit 6	Sélectionne le détecteur de sauts de phase alternatif.

DOWNRATE

La fréquence est obtenue en divisant la porteuse à 13.56 MHz.

Valeur	Facteur de division	Fréquence (kHz)	Valeur	Facteur de division	Fréquence (kHz)
0x00	64	211,9	0x10	19	713,7
0x01	54	251,1	0x11	18	753,3
0x02	45	301,3	0x12	17	797,6
0x03	39	347,7	0x13	16	847,5
0x04	34	398,8	0x14	15	904,0
0x05	32	423,8	0x15	14	968,6
0x06	30	452,0	0x16	13	1043
0x07	29	467,6	0x17	12	1130
0x08	27	502,2	0x18	11	1233
0x09	26	521,5	0x19	10	1356
0x0A	25	542,4	0x1A	9	1507
0x0B	24	565,0	0x1B	8	1695
0x0C	23	589,6	0x1C	7	1937
0x0D	22	616,4	0x1D	6	2260
0x0E	21	645,7	0x1E	5	2712
0x0F	20	678,0	0x1F	4	3390

UPRATE

La fréquence est obtenue en divisant l'horloge par deux itérations. La fréquence est d'abord divisée par 2^x , où x est l'inverse des bit 4 à 6 du paramètre *UpRate*. Une seconde division est faite par $(19 - y)$, où y est la valeur des bits 0 à 3 de *UpRate*.

Valeur	Facteur de division	Fréquence (kHz)	Valeur	Facteur de division	Fréquence (kHz)
0x1B	64x4	53,0	0x68	2x11	616,4
0x2C	32x7	60,5	0x69	2x10	678,0
0x2D	32x6	70,6	0x6A	2x9	753,3
0x2E	32x5	84,8	0x6B	1x16	847,5
0x2F,0x43	32x4	105,9	0x74	1x15	904,0
0x3C	16x7	121,1	0x75	1x14	968,6
0x3D	16x6	141,3	0x76	1x13	1043
0x3E	16x5	169,5	0x77	1x12	1130
0x4B	8x8	211,9	0x78	1x11	1233
0x4C	8x7	242,1	0x79	1x10	1356
0x4D	8x6	282,5	0x7A	1x9	1507
0x4E	8x5	339	0x7B	1x8	1695
0x5A	4x9	376,7	0x7C	1x7	1937
0x5B	4x8	423,8	0x7D	1x6	2260
0x5C	4x7	484,3	0x7E	1x5	2712
0x5D	4x6	565,0	0x7F	1x4	3390

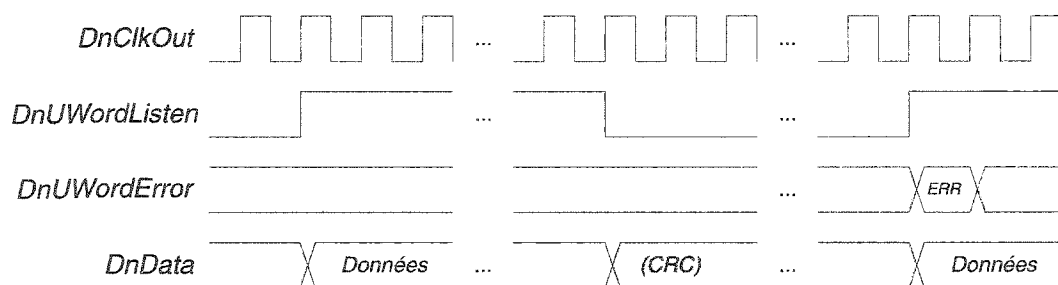
2.3 REMISE A ZERO

Le circuit fournit un signal de remise à zéro (nRstOut). À l'allumage, ce signal est bas pour une durée d'environ 130 μ s. Cette période peut être plus courte que celle de la mise sous tension. À titre de référence, un implant avec une consommation de 50 mW prend 1,2 ms pour que l'alimentation atteigne 3,3 V et 500 μ s pour l'alimentation de 1,8 V

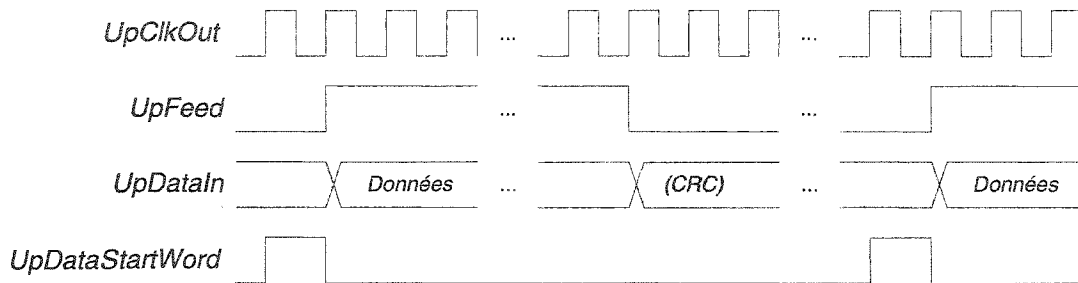
La remise à zéro est aussi activée si aucune modulation n'est détectée sur la porteuse (*carrier*) pendant 2^{23} cycles d'horloge du lien descendant (environ 0,6 seconde). Pour désactiver la remise à zéro, il suffit d'envoyer un '0' sur le lien descendant. Cette fonction de remise à zéro est active en tout temps.

2.4 ÉCHANGES DE DONNÉES

Les données du lien descendant sont acheminées vers la sortie *DnData*. Les signaux utiles pour la synchronisation des mots sont *DnClkOut*, *DnUWordListen* et *DnUWordError*. Le signal *DnUWordListen* indique les données sur *DnData* sont valides. Au cycle suivant le dernier bit du mot, le signal *DnUWordError* indique si une erreur a été détectée ou non. OK



Au niveau du lien montant, l'interface se fait avec les signaux *UpClkOut*, *UpDataIn* et *UpFeed* et/ou *UpDataStartWord*. Lorsque le signal *UpFeed* est haut, les données sur *UpDataIn* sont lues. Le signal *UpDataStartWord* peut aussi être utilisé pour la synchronisation : il s'active pendant le cycle précédant l'activation de *UpFeed*.



3. MISE EN MARCHÉ

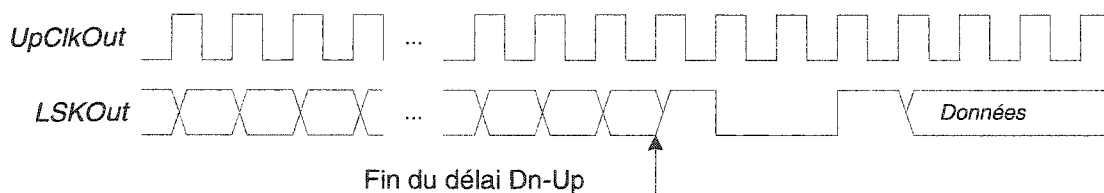
La mise en marche recommandée débute par l'envoi de la porteuse sans modulation pour une durée suffisante pour enclencher la remise à zéro. Après l'envoi d'un '0' qui désactive cette dernière, le circuit tombe en mode de test du lien montant et envoie des données pseudo-aléatoires. Ces données sont générées avec un registre à retro-action linéaire (LFSR), utilisant le polynôme générateur $X^6 + X^4 + X + 1$. Les données sont envoyées en mots de 12 bits, et les mots sont synchronisés avec le mot 111111111111. L'envoi d'une interruption sur le lien descendant met fin au test. Cette interruption se définit par l'envoi des bits 0-0-1-1-0-1 successivement. Après 3 cycles de *DnClk*, le délai *UpDnDel* est chargé. Suite à ce délai, une synchronisation rapide doit être effectuée, c'est-à-dire l'envoi de 0-1-1-1. Le bit suivant est le premier bit de données.

Normalement, le circuit fonctionne alors avec les paramètres par défauts. La fenêtre de configuration est à ce moment active et il faut procéder à la programmation des paramètres tel que décrit à la section 2.2. Lorsque l'accès au port de configuration est fermé, le délai *CfgDel* est chargé. Suite à ce délai, une interruption doit être envoyée, suivi d'une synchronisation rapide (après le délai *UpDnDel*) et ensuite les données de l'utilisateur débutent.

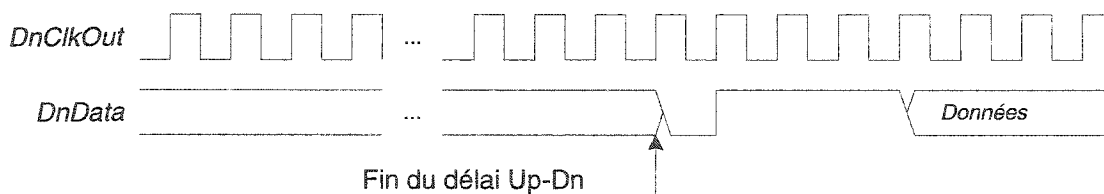
4. SYNCHRONISATION

Au niveau du lien descendant, l'envoi d'une interruption à un des moments prévus permet de synchroniser les mots. Au cycle suivant l'interruption, le compteur de bit se situe à la position de départ (correspondant au premier bit d'un mot).

Lorsque le système est utilisé en mode semi-duplex, les blocs de données descendantes et montante s'alternent. Cet échange débute avec un bloc de données descendantes, selon la procédure de mise en marche décrite à la section 0. Avant d'amorcer le bloc montant suivant, le délai déterminer par le paramètre *DnUpDel* doit s'écouler. Pendant ce temps, le signal *LSKOut* correspond à l'horloge *UpClkOut* divisée par deux. À la fin du délai, la synchronisation est reprise à l'aide de l'envoi de la séquence '1' - '0' - '0' - '1'. Le bit suivant est un bit de donnée.



Une procédure semblable est utilisée pour repasser à un bloc descendant. Le délai *UpDnDel* est chargé et écoulé. Par la suite, une synchronisation rapide est effectuée avec les bit 0-1-1-1 et les données sont valides au bit suivant.



5. SIGNAUX DE TEST

5.1 CONFIGURATION MANUELLE

Les signaux *ManCfgClk*, *ManCfgData* et *ManCfgSel* permettent de programmer directement les paramètres du système. Ces derniers sont contenus dans un seul registre à décalage, activé par *ManCfgClk* et alimenté en données par *ManCfgData*, en commençant par le bit 0. Pour activer les paramètres entrés dans ce registre, il faut activer le signal *ManCfgSel*.

Paramètre	Position dans le registre
DownRate	0-7
UpRate	8-15
UpBlkSize	16-31
DnBlkSize	32-47
UpDnDel	48-63
DnUpDel	64-79
NHalfDuplex	80
ProgMode	81
VirtualFullDuplex	82
AllowUpScramble	83
AllowDnScramble	84
LSKInvert	85
PSKAltern	86
CfgChgDel	88-103
ErrTrt	104-111
DnWordWid	112-127
UpWordWid	128-143

5.2 SONDES NUMÉRIQUES

Les sorties *Probe1* et *Probe2* sont des sondes numériques, programmables pour montrer un des 32 signaux possibles. La programmation s'effectue avec les signaux *PrbClk* et *PrbData*. Pour programmer une sonde, il suffit d'envoyer son adresse suivi de l'adresse

du signal désiré. Pour activer la sonde 1, il faut envoyer les bits '0' et '1' et pour la sonde 2, il s'agit de '1' et '1'. L'adresse en ensuite envoyée, en débutant par le bit le moins significatif. À la remise à zéro, les adresses reviennent à 0x00.

Signal	adresse	Signal	adresse
XXWordLastBit ¹	0x00	DnWordListen	0x10
tpFullCarr	0x01	DnCntDownDone	0x11
ModCarr	0x02	DnAllZeroes	0x12
ASKEEnv	0x03	DnCRCEn	0x13
PSKEEnv	0x04	UpWordFirstBit	0x14
DnClkout	0x05	UpWordLastBit	0x15
UpClkout	0x06	CRCDecOut	0x16
nRst	0x07	Data2Scr	0x17
RefreshCfg	0x08	Data2LSK	0x18
ConfigDone	0x09	LfsrOut	0x19
CfgErr	0x0A	RefWordNow	0x1A
MportRegEn	0x0B	UpCNtDownDone	0x1B
MportReady	0x0C	PLL_VCO	0x1C
Direction	0x0D	PLL_UP	0x1D
DnWordLastBit	0x0E	PLL_DN	0x1E
DnWordFirstBit	0x0F	'1'	0x1F

¹Pour *Porbe1* le signal est *DnWordLastBit* et pour *Probe2* le signal est *UpWordLastBit*

6. HISTORIQUE DES VERSIONS

Ver.	Date	Projet	Description des modifications	Auteur
0.1	2 février, 2004	CMS	Création	J-F Gervais
1.0	17 mars 2004	CMS	Fin de la création de la version 1.0	J-F Gervais