



UNIVERSITÉ DE
SHERBROOKE

Université de Sherbrooke

FACULTÉ DE GÉNIE
Département de génie électrique et informatique

CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN MICROCONTRÔLEUR EN TECHNOLOGIE
CMOSP18 POUR LA COMMANDE D'UN MICROROBOT

Mémoire de maîtrise ès sciences appliquées
Spécialité : génie électrique

Martin JARRY

Sherbrooke (Québec), Canada

Juillet 2004



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*
ISBN: 0-494-00268-9
Our file *Notre référence*
ISBN: 0-494-00268-9

NOTICE:

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

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

AVIS:

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

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

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

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

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

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


Canada

SOMMAIRE

Le présent document décrit le développement, la conception et la validation d'un circuit intégré comprenant un microcontrôleur basé sur une architecture RISC et un décodeur Manchester. La fonction de ce circuit consiste en l'envoi de signaux permettant la commande des pattes d'un microrobot de taille millimétrique et biocompatible appelé BioMicroRobot. Ce circuit, grâce à l'inclusion de mémoires est reprogrammable, ce qui permet le test et l'optimisation d'algorithmes de déplacement du BioMicroRobot.

Le deuxième chapitre du mémoire constitue un survol des différentes technologies permettant la fabrication des transistors organiques et semi-organiques. Une revue de plusieurs matériaux possédant des caractéristiques de biocompatibilité avec le corps humain est montrée. Finalement, il est présenté l'état de la recherche sur plusieurs types de microrobots mobiles qui ne sont pas biocompatibles.

Le troisième chapitre décrit les principales contraintes, ainsi que les solutions, reliées à l'implantation d'un circuit à l'intérieur d'un BioMicroRobot. Comme les technologies de transistors sur matériaux organiques et inorganiques biocompatibles sont encore à l'état de recherche, la conception de ce circuit intégré a été réalisée à l'aide des technologies à base de silicium. Les moyens de communication qui sont introduits dans ce circuit y sont également présentés.

Le quatrième chapitre expose les différents aspects de la conception du circuit intégré. Ce chapitre décrit en détail les modules et sous-modules faisant partie du circuit, soit le microcontrôleur, le convertisseur série/parallèle et le décodeur Manchester.

Le cinquième et dernier chapitre présente les résultats de simulation des différentes sections du circuit. Par la suite, ces résultats sont validés par une série de tests sur le circuit fabriqué.

REMERCIEMENTS

Je voudrais d'abord remercier mon directeur de recherche, M. Réjean Fontaine pour son aide et son support tout au long de ce projet. Je désire aussi le remercier pour son appui financier et son soutien au niveau technique qui m'ont été très précieux.

Je remercie tous les étudiants du GRAMS (Groupe de Recherche en Appareillage Biomédical de Sherbrooke) pour leur aide et leurs suggestions tout au long de ma maîtrise ainsi que les analystes qui ont toujours répondu rapidement pour maintenir le système informatique en état de marche.

Je tiens à remercier particulièrement mes parents pour leur encouragement et leur confiance en moi tout au long de mes études et surtout au niveau de la maîtrise.

Finalement, je tiens à remercier la Société Canadienne de Microélectronique (SCM), qui m'a fourni le matériel permettant la conception de mon circuit ainsi que sa fabrication.

TABLE DES MATIÈRES

	PAGE
1. INTRODUCTION.....	1
2. LES MICROROBOTS ET LES MODULES DE COMMANDE.....	3
2.1 Les transistors organiques.....	4
2.1.1 Transistors semi-organiques de type-P.....	4
2.1.2 Transistors semi-organiques de type-N.....	7
2.1.3 Transistors semi-organiques de type-P et type-N.....	8
2.1.4 Transistors avec base organique.....	9
2.1.5 Techniques à grande échelle.....	12
2.2 Les systèmes intégrés biocompatibles	16
2.2.1 Aide à la vision.....	16
2.2.2 Silicium poreux	19
2.2.3 Microstimulateur	20
2.3 Les microrobots mobiles.....	21
2.3.1 Microrobot Hybride.....	21
2.3.2 Microjambes pour microrobot de type insecte.....	24
2.3.3 Microrobot utilisant l'énergie solaire pour l'alimentation	24
2.3.4 Microrobot articulé à basse puissance.....	26
2.3.5 Microrobot à pattes regroupées	28
2.3.6 Microbot avec joints d'actuateurs en polyimide	29
2.3.7 Microrobot nageur alimenté par fils.....	30
2.3.8 Microrobot nageur alimenté par induction.....	31
2.3.9 Microrobot à trois pattes piézoélectriques.....	32
3. CONTRAINTES DE CONCEPTION.....	35
3.1 Introduction.....	35
3.2 Contraintes	35
3.3 Architectures	36
3.4 Entrées.....	37
3.5 Sorties.....	39
3.6 Langage de conception.....	39
3.7 Choix du circuit.....	40
4. CONCEPTION DU CIRCUIT	42
4.1 Modules du circuit de commande	42

4.2	Microcontrôleur	43
4.2.1	Mémoire programme.....	46
4.2.2	Compteur et pile.....	48
4.2.3	Multiplexeur indirect et registre FSR.....	50
4.2.4	Registre STATUS.....	51
4.2.5	UAL et multiplexeur littéral.....	51
4.2.6	Registre interne 'W'	52
4.2.7	TIMER1.....	53
4.2.8	Registres spéciaux et de données	54
4.2.9	Décodeur d'instructions	58
4.3	Convertisseur série/parallèle.....	59
4.4	Décodeur Manchester	61
4.5	Développement du circuit.....	62
5.	SIMULATION ET TEST DU CIRCUIT INTÉGRÉ	64
5.1	Topologie	64
5.2	Résultats de simulation	66
5.2.1	Décodeur Manchester.....	66
5.2.2	Microcontrôleur.....	67
5.2.3	Convertisseur série/parallèle	68
5.2.4	Consommation.....	70
5.3	Résultats de tests	70
5.3.1	Décodeur Manchester.....	70
5.3.2	Microcontrôleur.....	72
5.3.3	Convertisseur série/parallèle	73
5.3.4	Consommation.....	75
5.4	Caractérisation des coussinets de sortie.....	75
5.5	Différences	76
6.	CONCLUSION.....	81
ANNEXE A.	85
	CARACTÉRISTIQUES DES SIGNAUX DE COMMANDE.....	85
ANNEXE B.	91
	ROUTINE DE TEST DU MICROCONTRÔLEUR	91
BIBLIOGRAPHIE	97

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

FIGURES

	PAGE
Figure 2.1	Transistor MISFET semi-organique 4
Figure 2.2	Transistor semi-organique utilisant le photoacryl comme diélectrique 5
Figure 2.3	Transistor TFT (thin-film transistor) semi-organique..... 5
Figure 2.4	Transistor utilisant le PVP comme diélectrique..... 6
Figure 2.5	Transistor utilisant le SiN _x comme diélectrique 6
Figure 2.6	Transistor semi-organique de type-n 8
Figure 2.7	Transistor à temps discret semi-organique 9
Figure 2.8	Transistor organique avec grille sur le dessus (a) avec grille dessous (b) 10
Figure 2.9	Transistor avec substrat en polyester 11
Figure 2.10	Transistor avec substrat en polymère..... 12
Figure 2.11	Papier électronique flexible 13
Figure 2.12	Circuit encapsulé avec la silicone..... 16
Figure 2.13	Système de vision oculaire interne/externe..... 17
Figure 2.14	Circuits intégrés reliés par une couche mince de silicium..... 18
Figure 2.15	Applications possibles du silicium en fonction de la porosité..... 19
Figure 2.16	Microstimulateur avec silicium comme base et du verre comme capsule..... 21
Figure 2.17	Robot de type cricket 22
Figure 2.18	Module de commande..... 23
Figure 2.19	Réseau de neurones récurrent à temps continu 23
Figure 2.20	Prototype d'un microrobot à 6 pattes de type insecte 24
Figure 2.21	Déplacement d'un microrobot à alimentation solaire..... 25
Figure 2.22	Sections d'un microrobot à alimentation solaire 25
Figure 2.23	Séquenceur numérique avec l'oscillateur à anneau 26
Figure 2.24	Différentes parties du microrobot articulé à basse puissance 27
Figure 2.25	Commande des pattes 28
Figure 2.26	Alimentation du microrobot à pattes regroupées 29
Figure 2.27	Vue du microrobot avec joints d'actuateurs en polyimide 29
Figure 2.28	Déplacement selon tension du microrobot avec actuateurs en polyimide 30
Figure 2.29	Microrobot nageur avec actuateurs en IPMC 31
Figure 2.30	Microrobot nageur selon le champ magnétique..... 32
Figure 2.31	Plancher d'alimentation 33
Figure 3.1	Extraction des données et de l'horloge du format Manchester 38
Figure 3.2	Densité spectrale de différents formats de transmission..... 39
Figure 4.1	Vue globale du circuit de commande du microrobot..... 43
Figure 4.2	Architecture du microcontrôleur 45
Figure 4.3	Cycle d'instruction du pipeline..... 46
Figure 4.4	Cycle d'horloge de l'étage 2 du pipeline 46
Figure 4.5	Mémoire comprenant les instructions à exécuter..... 48
Figure 4.6	Compteur d'instructions et pile..... 49
Figure 4.7	Interaction entre le compteur, la pile et la mémoire 49
Figure 4.8	Registre FSR et multiplexeur indirect..... 50
Figure 4.9	Registre 'STATUS' 51

Figure 4.10	UAL et multiplexeur littéral.....	52
Figure 4.11	Registre interne 'W'.....	52
Figure 4.12	TIMER1	53
Figure 4.13	Registres de données.....	54
Figure 4.14	Décodeur d'instructions.....	59
Figure 4.15	Convertisseur Série/Parallèle.....	60
Figure 4.16	Sélection du mode.....	61
Figure 4.17	Schéma du décodeur Manchester.....	62
Figure 5.1	Topologie du circuit représentant les différentes sections et les coussinets	66
Figure 5.2	Simulation montrant les données et l'horloge extraits du code Manchester	67
Figure 5.3	Simulation montrant les entrées et les sorties de l'opération 'ADDLW'	68
Figure 5.4	Simulation montrant l'entrée des données et l'horloge par le port série	69
Figure 5.5	Simulation montrant la conversion de données séries en données parallèles.....	69
Figure 5.6	Résultats de simulation concernant la consommation du circuit intégré.....	70
Figure 5.7	Test montrant l'entrée des données et l'horloge par le port Manchester.....	71
Figure 5.8	Test montrant la division de l'horloge extraite par le décodeur Manchester.....	71
Figure 5.9	Caractérisation du décodeur Manchester	72
Figure 5.10	Test montrant les entrées et les sorties de l'opération 'ADDLW'	73
Figure 5.11	Test montrant l'entrée des données et l'horloge par le port série	74
Figure 5.12	Test montrant la conversion de données série en données parallèle.....	74
Figure 5.13	Résultats de test concernant la consommation du circuit intégré	75
Figure 5.14	Résultats de test du coussinet de sortie en signal haut et bas.....	76
Figure 5.15	Test montrant le départ du microcontrôleur en écrivant à l'adresse mémoire 0.	77
Figure 5.16	Simulation montrant le départ du microcontrôleur en écrivant à l'adresse mémoire 0.....	77
Figure 5.17	Test montrant l'écriture en adresse mémoire 0.....	78
Figure 5.18	Simulation montrant l'écriture en adresse mémoire 0	78
Figure 5.19	Test montrant le départ du microcontrôleur en écrivant à l'adresse mémoire 1.	79

TABLEAUX

TABLEAU 2.1	CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS ORGANIQUES.....	15
TABLEAU 2.2	CARACTÉRISTIQUE DU MICROROBOT	26
TABLEAU 2.3	CONSOMMATION SELON LES DIFFÉRENTES SECTIONS DU MICROROBOT.....	33
TABLEAU 3.1	NOMBRE D'INSTRUCTIONS DES MICROCONTRÔLEURS	37
TABLEAU 4.1	LISTE DES REGISTRES	55
TABLEAU 5.1	COUSSINETS DU CIRCUIT INTÉGRÉ	65
TABLEAU 5.2	CARACTÉRISTIQUES DES COUSSINETS DE SORTIE	76

1. INTRODUCTION

Grâce à la diminution de la dimension des transistors, l'intégration de circuits intégrés à large échelle est appropriée lorsque l'économie de puissance est importante telle qu'en biomicrorobotique. Ce domaine demande la conception et la fabrication de microrobots, voire de nanorobots ayant des capacités de déplacement dans un fluide biologique pour des applications biomédicales. L'objectif des biomicrorobots est d'effectuer certaines réparations du corps humain et même d'y manipuler des cellules dans les endroits où les interventions chirurgicales sont dangereuses. Ce domaine n'en est encore qu'à ses débuts et se poursuivra au cours des prochaines années.

Par conséquent, il faut tirer profit de la miniaturisation des circuits et des composantes électroniques pour diminuer la dimension du microrobot. De plus, comme ce domaine de recherche est multidisciplinaire, il explorera différents axes de recherche, soit la conception de nouveaux mécanismes et dispositifs de propulsion millimétriques et micrométriques, l'organisation spatiale, l'intelligence artificielle multi-agents, la manipulation d'objets micrométriques et l'implantation de circuits intégrés.

Le premier prototype consiste en la fabrication d'un microrobot avec six pattes, capable de se déplacer de façon autonome. Plusieurs variables ne sont pas déterminées à l'heure actuelle sur la commande du biomicrorobot. Des études sont en cours par M.Otis [OTIS, 2004] sur divers moyens de propulsion et il est nécessaire de laisser toute la latitude aux futurs développements du biomicrorobot. Ainsi, l'objectif de conception du circuit est la commande des pattes de ce microrobot. Les principales contraintes de conception sont :

1. La nécessité d'utiliser et de valider plusieurs algorithmes de contrôle basés sur différentes approches logicielles. Ces différents algorithmes sont des éléments nécessaires à la conception et l'optimisation afin de déterminer le déplacement optimal du microrobot. Comme plusieurs algorithmes doivent être testés, il s'avère primordial que ce circuit utilise une architecture reprogrammable.

2. L'implantation éventuelle à l'intérieur du corps humain, qui nécessite un environnement sans contact physique, amène une contrainte de taille à la conception du microrobot. Actuellement, les piles d'alimentation sont trop imposantes pour être utilisées dans le microrobot [MARTEL et coll., 2000]. Par conséquent, le microrobot doit être alimenté par un système externe; ce qui limite la puissance disponible. Comme la puissance et les communications seront acheminées via ce lien externe, il est important de sélectionner une technologie ayant une faible consommation d'énergie et de choisir un protocole de communication pouvant être transmis via un lien RF (Radio-Fréquence).
3. La faible surface sur laquelle le circuit doit être intégré. La surface totale du premier microrobot devra être de 5 mm x 5 mm. De plus, celle-ci sera partagée avec des composants RF et des circuits passifs. Par conséquent, la dimension à respecter pour l'ensemble du circuit intégré doit être minimale.

Comme les contraintes de dimension, de puissance consommée par le circuit, de flexibilité au niveau de l'entrée des données et l'emplacement de ce circuit sont critiques, l'utilisation de composants commerciaux n'est pas possible. Il est donc nécessaire de concevoir le circuit électronique requis sous la forme d'un '*Application Specific Integrated Circuit*' (ASIC).

2. LES MICROROBOTS ET LES MODULES DE COMMANDE

Ce programme de recherche est orienté vers la mise en place d'une solide base scientifique et technologique pour la conception et la fabrication de microrobots, voire de nanorobots capables d'effectuer certaines réparations du corps humain et même d'y manipuler des cellules. Ainsi, la conception de ces microrobots biocompatibles repose sur la capacité d'organiser l'information dans le but de la traiter et d'effectuer l'action demandée. En robotique, ce traitement est assuré par l'utilisation de circuits électroniques de base tels que les microcontrôleurs et les DSP (Digital Signal Processing). Cependant, la taille réduite et la très faible alimentation des robots en cours de fabrication nécessitent la conception de systèmes dédiés. Actuellement, plusieurs technologies sont disponibles pour la conception de différents dispositifs microélectroniques; mentionnons seulement les technologies '*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*' (CMOS), bipolaires et '*Multi User MEMS Processes*' (MUMPS). Cependant, ces technologies ne sont pas à priori biocompatibles.

Une autre direction à envisager est celle des transistors organiques qui ont l'avantage d'être constitués principalement de matière pouvant être biocompatibles. Dans un premier temps, ce chapitre présente un survol des capacités des transistors organiques qui pourraient servir comme médium de support d'information. Les propriétés ainsi que la composition de transistors organiques et semi-organiques sont vues. Dans un deuxième temps, une revue de différents matériaux biocompatibles, ou pouvant protéger le circuit des fluides humains est exposée, ainsi que plusieurs dispositifs. Finalement, les technologies actuellement utilisées pour la conception de microrobots sont abordées. Cette dernière revue permet d'établir l'état de la recherche en microrobotique. Celle-ci, combinée avec l'état de la recherche au niveau des transistors organiques, jette la base de la conception pour le microrobot actuellement sur la planche à dessin.

2.1 Les transistors organiques

Cette première section présente les différentes architectures et matériaux utilisés pour la fabrication de transistors organiques et semi-organiques, ce qui pourrait permettre la fabrication d'un circuit biocompatible.

2.1.1 TRANSISTORS SEMI-ORGANIQUES DE TYPE-P

Les circuits numériques fabriqués aujourd'hui utilisent principalement la logique complémentée comprenant des transistors de type-n et de type-p. Le développement de transistors de type-p avec un substrat utilisant un matériel non-organique est présenté.

Le transistor '*Metal-Insulator-Semiconductor Field-Effect Transistor*' (MISFET) utilise le pentacène comme semi-conducteur organique. Les autres matériaux entrant dans sa composition sont inorganiques dont l'or et le silicium. Un premier MISFET de type-p a été caractérisé avec une longueur de grille variant de 2 à 20 μm et d'une largeur de 3 à 20 mm. Les résultats, en utilisant une source de 20 V, donnent une mobilité maximale de $9 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$. Un second MISFET avec une longueur de canal variant de 2 à 20 μm et une largeur de 2000 μm a été construit. Les résultats en utilisant une source de 20 V donnent une mobilité maximale de $0,038 \text{ cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$ (figure 2.1) [BROWN et coll., 1996].

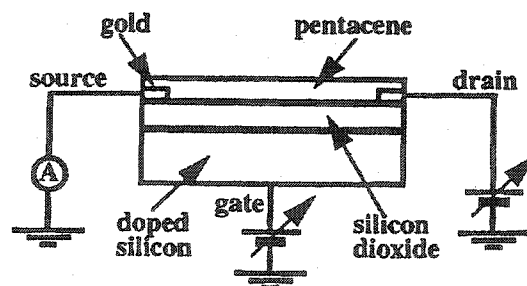


Figure 2.1 Transistor MISFET semi-organique

Aussi, des transistors semi-organiques avec un substrat en verre ont été conçus. Ceux-ci utilisent l'une des combinaisons suivantes : l'oligothiophène comme semi-conducteur organique et le poly-4-vinylphénol (PVP) comme diélectrique organique [HALIK et coll., 2003], le pentacène comme semi-conducteur organique et le photoacryl comme diélectrique organique (figure 2.2) [KIM et coll., 2002], et enfin, le pentacène comme semi-conducteur organique et le SiO₂ comme diélectrique non-organique (figure 2.3) [KLAUK et coll., 1999]. Les autres matériaux non-organiques utilisés sont principalement l'or, l'aluminium, le nickel et le palladium.

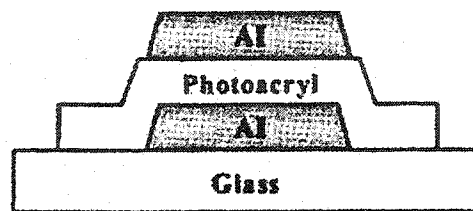


Figure 2.2 Transistor semi-organique utilisant le photoacryl comme diélectrique

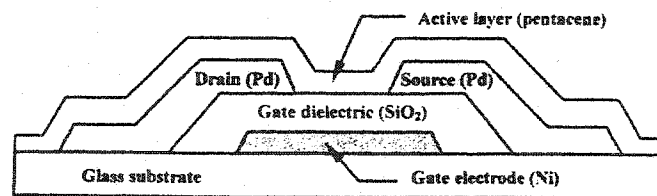


Figure 2.3 Transistor TFT (thin-film transistor) semi-organique

Les résultats pour ces transistors à base de verre sont : pour une longueur et largeur de canal de 20 μm , une mobilité maximale de $0,5 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ [HALIK et coll., 2003], pour une longueur de canal de 50 μm et une largeur de 5 mm, une mobilité variant de 0,039 à $0,075 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ [KIM et coll., 2002], pour une longueur de grille de 60 μm et une largeur de 600 μm , une mobilité maximale de $0,6 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et une tension de seuil de 4 V. Cependant, en effectuant un autre essai, et en diminuant la longueur de grille à 10 μm et la largeur à 1000 μm , les caractéristiques du transistor changent radicalement.

La tension de seuil augmente à 40 V et la mobilité baisse à $0,2 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$. La cause de ce changement n'a pas été déterminée [KLAUK et coll., 1999].

Plusieurs circuits ont été construits sur cette technologie dont un oscillateur à anneau. Ce circuit a atteint une période de $30 \mu\text{s}$ entre les composants (fréquence = 33 kHz).

De même, un autre type de transistor semi-organique de type-p, sur une base de silicium, est expliqué. Celui-ci utilise le pentacène comme semi-conducteur organique et le PVP (ou SiO_2) comme diélectrique organique (figure 2.4) [KLAUK et coll., 2002], le pentacène comme semi-conducteur organique et le SiN_x comme diélectrique non-organique (figure 2.5) [CHOO et coll., 2002], le poly(3-hexylthiophène) comme semi-conducteur organique et le SiO_2 (ou Al_2O_3) comme diélectrique non-organique [BAO et coll., 1996], [WANG et coll., 2003]. Les autres matériaux non-organiques utilisés sont principalement l'or et l'indium.

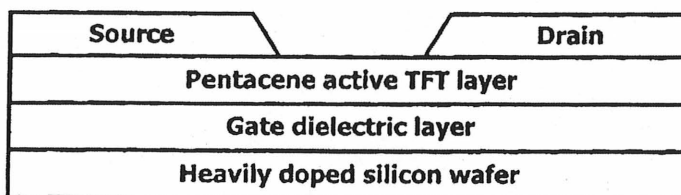


Figure 2.4 Transistor utilisant le PVP comme diélectrique

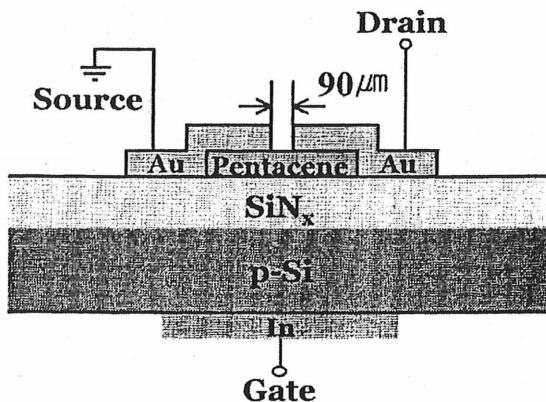


Figure 2.5 Transistor utilisant le SiN_x comme diélectrique

Les résultats pour ce transistor à base de silicium sont : pour une longueur de canal de 130 μm et une largeur de 170 μm ; une mobilité maximale de 1 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ avec le SiO_2 et 3 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ pour le PVP comme diélectrique [KLAUK et coll., 2002]; pour une longueur de canal de 90 μm et une largeur de 500 μm , une mobilité maximale de 0,3 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ [CHOO et coll., 2002]; pour une longueur de canal de 12 μm et une largeur de 250 μm , une mobilité maximale de 0,045 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et une tension de seuil de 5,8 V [BAO et coll., 1996]. De plus, il est possible d'effectuer un traitement thermique sur le transistor. Ce traitement permet, pour une longueur de canal variant de 5 à 25 μm et une largeur constante de 1000 μm , d'obtenir une mobilité de 0,17 à 0,11 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et une tension de seuil de 23 à 8 V. Ce transistor, sans traitement thermique, a une mobilité de 0,18 à 0,12 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et une tension de seuil de 37 à 13 V [WANG et coll., 2003].

Une autre avenue pour l'amélioration de la mobilité d'un transistor consiste en la cristallisation des matériaux. En effet, en utilisant le rubrène sous forme d'un cristal simple comme semi-conducteur organique et le parylène comme diélectrique organique, il est possible d'atteindre la valeur de 1 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ avec une longueur de canal de 0,5 mm et une largeur de 1 mm. Cependant, ce procédé pose un défi important pour la fabrication de cristal [PODZOROZ et coll., mars 2003].

2.1.2 TRANSISTORS SEMI-ORGANIQUES DE TYPE-N

La section précédente a montré des transistors fabriqués expérimentalement de type-p. Cette section présente le développement de transistors de type-n avec un substrat non-organique.

Un transistor semi-organique de type-n, avec une base en silicium, composé d'un semi-conducteur organique à base de pérylène et utilisant le SiO_2 comme diélectrique non-organique a été réalisé. La source et le drain sont composés d'or. La mobilité maximale atteint la valeur de 0,6 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et la tension de seuil est de 75 V, pour une

longueur de canal de 95 μm et une largeur de 1000 μm (figure 2.6) [MALENFANT et coll., 2002].

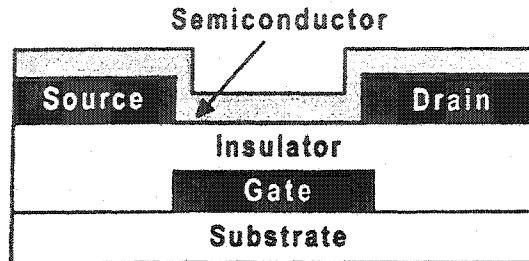


Figure 2.6 Transistor semi-organique de type-n

2.1.3 TRANSISTORS SEMI-ORGANIQUES DE TYPE-P ET TYPE-N

L'avantage de fabriquer des circuits numériques comprenant seulement des transistors de type-p est qu'ils ne nécessitent qu'un seul matériau semi-conducteur. Ils sont donc plus simples à fabriquer que les circuits logiques complémentés qui eux nécessitent deux matériaux actifs. Cependant, ces derniers ont une meilleure immunité au bruit, dissipent moins de puissance et assurent une meilleure stabilité lors de la variation des paramètres intrinsèques du matériau [MALENFANT et coll., 2002]. C'est pourquoi, il est important de développer des circuits utilisant des transistors de type-p et de type-n.

Une autre variante d'un transistor semi-organique consiste en l'utilisation de l'alpha-sexithiophène ou le dihexyl-alpha-quinquethiophène comme matériel semi-conducteur organique pour le type-p et le hexadecafluoro-phène-copper-phthalocyanine pour le type-n. Les matériaux non-organiques utilisés, lors de la fabrication de ces transistors, sont ceux couramment utilisés par l'industrie microélectronique, soit le silicium, l'aluminium, le SiO_2 , le nitrure de silicium et de titane (figure 2.7) [DODABALAPUR et coll., 2001]. Les transistors présentent une tension de seuil entre 7,3 et 12 V pour le type-p et de 5,6 à 21 V pour le type-n avec une alimentation de 100 V. Les transistors sous test ont une longueur de canal de 7,5 μm et une largeur variant de 100 à 2000 μm . Ces transistors ont permis la fabrication d'un inverseur, d'un registre à décalage à 48

étages et d'un décodeur 3-bits à logique complémentée. Le registre à décalage comprend 48 étages dont 24 sorties tampons réalisés avec 864 transistors. La tension d'opération est de 80 V. Cependant, il serait possible d'abaisser cette tension en utilisant un oxyde de grille plus mince. L'oscillateur à anneau avec circuit complémenté de 5 étages a permis d'atteindre une fréquence de 10 kHz avec cette technologie [CRONE et coll., 2001], [DODABALAPUR et coll., 2001].

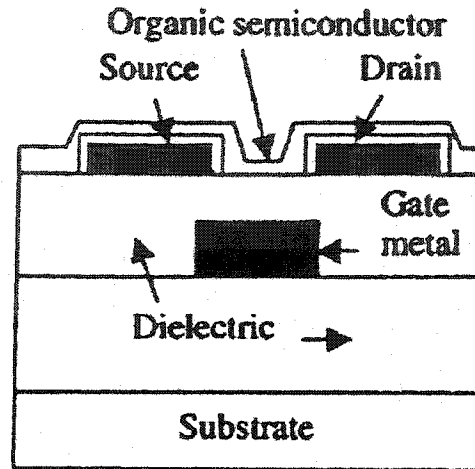


Figure 2.7 Transistor à temps discret semi-organique

2.1.4 TRANSISTORS AVEC BASE ORGANIQUE

Comme présenté au début du chapitre, l'utilisation d'un substrat organique flexible permet le développement d'applications à bas coût qui peuvent nécessiter une grande surface de transistors. Cette section présente plusieurs transistors pouvant être fabriqués sur des substrats organiques.

Un transistor tout polymère peut être composé d'oligothiophène, de poly(3-alkylthiophène) ou de pentacène comme semi-conducteur. La base de ce transistor est du polyimide alors que les interconnexions, les électrodes, la source et le drain sont un film de polyaniline. Finalement, le leucoemeraldine sert d'isolant (figure 2.8) [GELINCK et coll., 2000]. Le choix d'une architecture ascendante versus descendante est lié à la conservation de l'intégrité des matériaux. Ainsi, en utilisant l'architecture

descendante, certains matériaux organiques sont endommagés lors de leur superposition, ce qui limite le choix de matériaux pouvant être utilisés. Par opposition, l'approche descendante n'endommage pas ces matériaux lors de leur superposition, ce qui est un avantage certain. Donc, la mobilité maximale en utilisant le pentacène comme semi-conducteur est de $10^{-2} \text{cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$ avec une tension de seuil de 10 V. La longueur du canal est de 1 μm à 10 μm et la largeur est de 1000 μm . Ces transistors ont été utilisés pour fabriquer un oscillateur à anneau de 7 étages. La fréquence observée est de 60 Hz avec une longueur de canal de 5 μm et 2 kHz avec une longueur de 1 μm . Par contre, comme les composantes du transistor sont organiques, la durée de vie est de 1 an, lorsqu'il est conservé dans le vide. Aux conditions ambiantes, le plus résistant est le pentacène qui n'a pas subi de changements significatifs après avoir été exposé pendant un mois [GELINCK et coll., 2000].

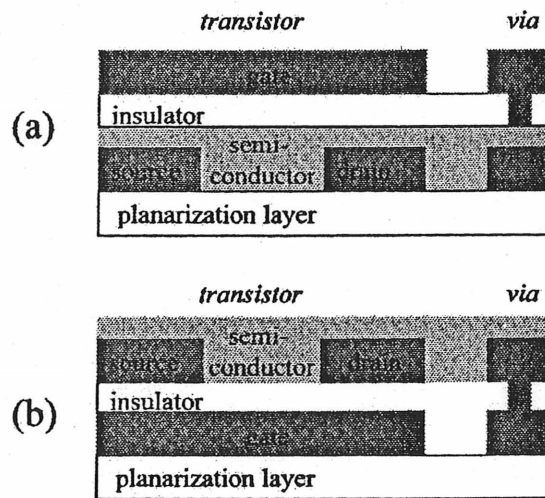


Figure 2.8 Transistor organique avec grille sur le dessus (a) avec grille dessous (b)

Un second transistor de type-p, tout organique à l'exception du substrat en verre, a été construit. Celui-ci utilise le pentacène comme semi-conducteur, le poly(3,4-ethylenedioxythiophène) comme source/drain et grille, le PVP comme diélectrique. Avec une longueur et largeur de canal de 5 μm et une tension de seuil de 1 V, la mobilité varie de 0,05 à 0,1 $\text{cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$ [HALIK et coll., 2002].

Une autre architecture de transistors semi-organiques avec un substrat en polyester est composée de pentacène pour le semi-conducteur organique et le SiO₂ pour le diélectrique non-organique [KANE et coll., 2000], [KANE et coll., 2002], le poly(3-hexylthiophène) comme semi-conducteur organique et le SiO₂ comme diélectrique non-organique (figure 2.9) [PARK et coll., 2002]. Les autres composantes inorganiques sont le nickel, le palladium, l'or et le titane.

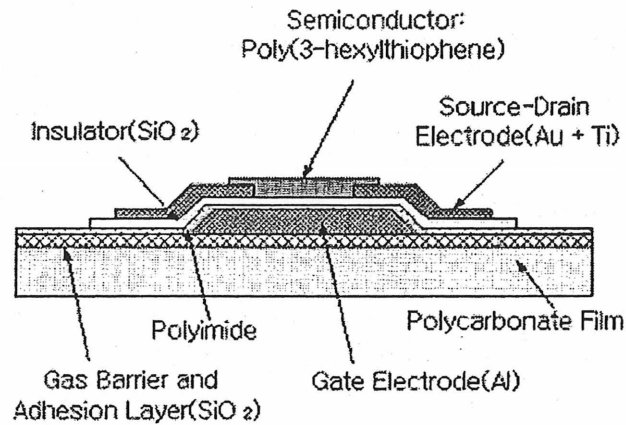


Figure 2.9 Transistor avec substrat en polyester

Les résultats pour ces transistors à base de silicium sont, pour une longueur de canal de 20 μm et une largeur de 25 μm , une mobilité maximale de $0,45 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et une tension de seuil de 3,2 V [KANE et coll., 2000]. Ce transistor, avec une longueur de canal de 25 μm et une largeur de 500 μm , atteint une mobilité variant de 0,02 à $0,025 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et une tension de seuil de 2 à 3 V [PARK et coll., 2002].

Un circuit représentant un oscillateur à anneau a été fabriqué avec une longueur de canal de 10 μm . Avec une alimentation de 20 V, l'oscillateur a atteint une fréquence de 1,7 kHz [KANE et coll., 2000].

Une dernière version de transistor semi-organique de type-p utilise un polymère comme substrat, un mélange de ce polymère comme diélectrique et le poly(3-alkylthiophène) comme semi-conducteur organique (figure 2.10) [FIX et coll., 2002].

L'or est utilisé comme contact. Les résultats donnent une tension de seuil de 3 V et une mobilité variant de $0,02 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ pour une longueur et une largeur de canal de 10 μm . Une configuration de circuit en oscillateur à anneau de 7 étages avec un transistor en charge ayant une longueur de canal de 5 μm et une largeur de 2 mm, et un transistor en excitation ayant une longueur de canal de 2 μm et une largeur de 5 mm, permet d'atteindre une fréquence de 106 kHz [FIX et coll., 2002].

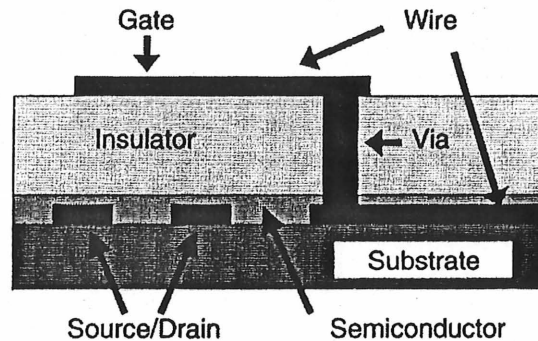


Figure 2.10 Transistor avec substrat en polymère

2.1.5 TECHNIQUES À GRANDE ÉCHELLE

Suite au développement de transistors organiques en laboratoire, il est important de pouvoir les fabriquer de façon économique, deux techniques sont présentées dans cette section.

Un premier procédé de fabrication par lithographie pour application à grande échelle de transistors semi-organiques de type-p a été développé. Le substrat est composé de silicium, le semi-conducteur de poly(3-hexylthiophène) et le diélectrique de SiO_2 . L'or sert de contact. Un transistor avec une longueur de canal de 1 μm et une largeur de 4 μm permet d'atteindre une mobilité de $8 \times 10^{-4} \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ à saturation, alors qu'avec un transistor ayant une longueur de canal de 70 nm, il n'est pas possible de saturer le transistor [AUSTIN et coll., 2002].

Une autre technique utilisée est la gravure thermique. Le substrat est du mylar, le semi-conducteur est le pentacène, le diélectrique est de la résine à base de verre et la

source/drain est aussi organique soit de la polyaniline. Un mélange étain/indium sert de grille. En utilisant une longueur de canal de 22 μm et une largeur de 750 μm , la mobilité atteint 0,3 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$. Un circuit flexible comprenant 5000 transistors sur 50x80 cm (4000 cm^2) a été réalisé avec des transistors ayant une longueur de canal de 20 μm et une largeur de 750 μm [BLANCHET et coll., 2003].

Il a été vu que la mobilité des électrons des couches de semi-conducteurs organiques est relativement faible, de l'ordre de 1 $\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ dans les meilleurs cas, comparativement aux matériaux utilisés par l'industrie tels que le Si, GaAs et InP qui peuvent atteindre une mobilité de $10^3 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et plus [CANTATORE et coll., 2002]. Ainsi, ceux-ci ne sont pas bien adaptés pour les applications nécessitant une commutation rapide. Ils sont plutôt utiles pour les applications nécessitant de larges surfaces, où lorsque le microcablage des puces de silicium représente un coût important du produit final [DIMITRAKOPOULOS et coll., 1996]. Les applications exigeant ces critères sont les matrices à affichage matriciel actif et les capteurs à grande surface ainsi que les étiquettes de prix et ceux servant à l'inventaire [CANTATORE et coll., 2002], [KLAUK et coll., 2003]. De plus, les transistors organiques sur substrat organiques peuvent être flexibles, ceux-ci peuvent être imprimés sur de larges surfaces et à bas prix. Ils peuvent être utilisés comme papier électronique (figure 2.11) [ROBERS et coll., 2002], capteurs et fiches d'identification portatives.

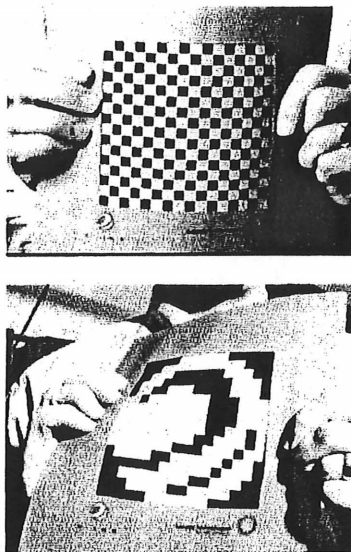


Figure 2.11 Papier électronique flexible

Ce sont des applications complémentaires à l'électronique à base de silicium, actuellement utilisée pour les microprocesseurs et les mémoires à haute densité [ROBERS et coll., 2002].

Le tableau 2.1 récapitule les caractéristiques principales des transistors organiques présentés précédemment. On peut remarquer une tension d'alimentation élevée, ce qui augmente grandement la consommation, et une dimension de la grille importante qui réduit la compacité du circuit.

TABLEAU 2.1

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS ORGANIQUES

Semi-conducteur	Type de transistor	Longueur de grille (μm)	Tension drain/ source (V)	Conductivité optimale ($\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$)	Matériaux utilisés	Ref.
Pentacène	P	20	20	0,009	Semi-organique	[BROWN et coll., 1996]
Oligothiophène	P	20	20	0,5	Semi-organique	[HALIK et coll., 2003]
Pentacène	P	50	25	0,075	Semi-organique	[KIM et coll., 2002]
Pentacène	P	60	20	0,6	Semi-organique	[KLAUK et coll., 1999]
Pentacène	P	130	20	3	Semi-organique	[KLAUK et coll., 2002]
Pentacène	P	90	20	0,3	Semi-organique	[CHOO et coll., 2002]
Hexylthiophène	P	12	N/D*	0,045	Semi-organique	[BAO et coll., 1996]
Hexylthiophène	P	25	23	0,17	Semi-organique	[WANG et coll., 2003]
Pérylène	N	95	100	0,6	Semi-organique	[MALENFANT et coll., 2002]
Sexithiophène	P	7,5	100	0,16	Semi-organique	[CRONE et coll., 2001], [DODABALAPUR et coll., 2001]
Sexithiophène	N	7,5	100	0,02	Semi-organique	[CRONE et coll., 2001], [DODABALAPUR et coll., 2001]
Pentacène	N	10	10	0,01	Organique	[GELINCK et coll., 2000]
Pentacène	P	5	20	0,1	Organique **	[HALIK et coll., 2002]
Pentacène	P	20	20	0,45	Semi-organique	[KANE et coll., 2000], [KANE, 2002]
Hexylthiophène	P	25	20	0,025	Semi-organique	[PARK et coll., 2002]
Alkylthiophène	P	10	10	0,02	Semi-organique	[FIX et coll., 2002]

*Données non disponibles dans l'article

**Tout organique à l'exception du substrat en verre

2.2 Les systèmes intégrés biocompatibles

La première section, qui révisé l'état de la recherche sur les transistors organiques, a montré des problèmes au niveau de la biocompatibilité et de la tension d'opération élevée de ces transistors qui sont encore à l'état expérimental. Par conséquent, il faudra regarder les technologies de transistors actuelles à base de silicium. Ces transistors fonctionnent avec une tension d'opération faible de 1,8 V. à 3,3 V et requièrent des techniques de fabrication qui sont matures. Par contre, ces circuits doivent utiliser des matériaux protecteurs pour les protéger de l'environnement humain et les rendre biocompatibles tels que requis dans les microstimulateurs et les implants oculaires. Les implants oculaires sont particulièrement intéressants, car leurs contraintes sont semblables aux circuits utilisés par les microrobots en ce qui concerne la biocompatibilité, la dimension réduite et la faible consommation d'énergie.

2.2.1 AIDE À LA VISION

Au cours des dernières années, plusieurs implants pour l'aide à la vision ont été développés par plusieurs groupes de recherche. Un premier implant servant à prendre la mesure de la pression intraoculaire a été développé par deux groupes de recherche. Celui-ci est un capteur de pression à l'intérieur du système oculaire (figure 2.12) [STANGEL et coll., 2001] relié par lien RF avec l'extérieur.

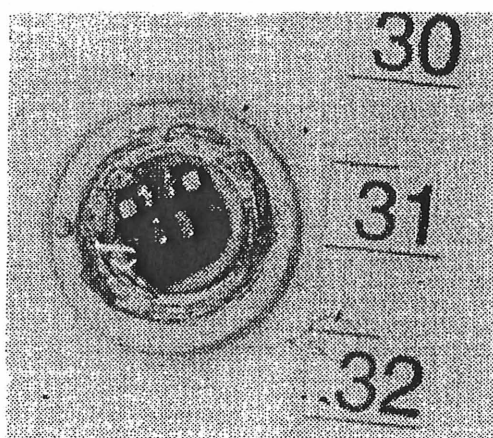


Figure 2.12 Circuit encapsulé avec la silicone

Le premier groupe a développé un circuit interne utilisant la technologie CMOS. Il comprend une antenne, et un circuit de commande et de traitement de signal numérique. Ce dernier est encapsulé dans un disque de silicone biocompatible pouvant être implanté dans l'œil. La consommation de courant de ce circuit est inférieur à 70 μA pour une horloge interne de 6,78 MHz et une dimension de 6,76 mm^2 [STANGEL et coll., 2001].

Le second groupe utilise le polydiméthylsiloxane (PDMS), qui est une silicone biocompatible, pour encapsuler l'implant intraoculaire. Des tests ont été effectués in vitro et in vivo sur des yeux de lapin et de porc pour valider la fonctionnalité de l'implant intraoculaire. Les résultats in vivo sont concluants à l'exception de la dimension (le diamètre de l'implant est de 12 mm avec la bobine) qui est trop importante pour un test à long terme. Ce groupe espère diminuer la dimension du circuit et, par la même occasion, de l'implant. La prochaine étape consistera à faire un test de biocompatibilité à long terme sur des lapins. Suite à des résultats positifs, il est prévu d'exécuter des tests sur l'être humain [WALTER et coll., 2000].

D'autres implants servant de prothèses visuelles ont été développés. Ces derniers utilisent des circuits intégrés qui sont, comme précédemment, encapsulés avec de la silicone, et qui sont alimentés via un lien RF (Figure 2.13) [MOKWA, 2000].

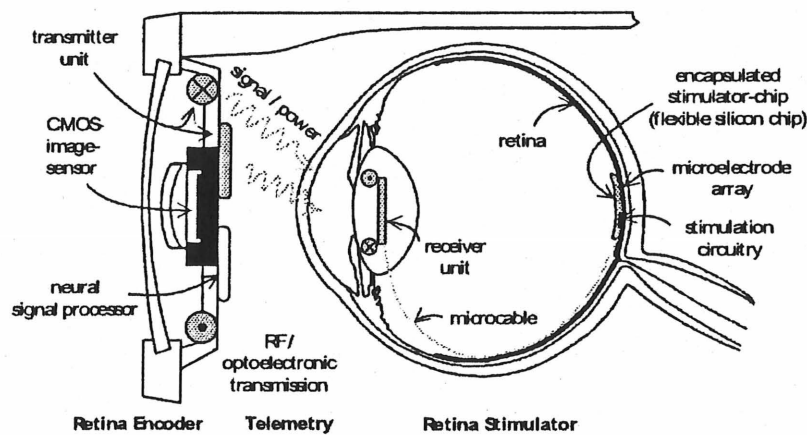


Figure 2.13 Système de vision oculaire interne/externe

Une application intéressante de ces prothèses consiste au développement d'un micro-stimulateur; ce dernier, qui à l'intérieur de l'œil, peut être collé sur la rétine. Pour satisfaire cette contrainte, il est nécessaire de faire fléchir le circuit pour suivre le contour de la rétine. Une façon de procéder consiste à séparer la circuiterie sur plusieurs blocs de silicium rigide ('Silicon Island'). Par la suite, ceux-ci sont reliés via des traverses de silicium de quelques micromètres d'épaisseur qui sont souples, étant donné leur très faible épaisseur. Ce procédé est nommé MESAflex pour 'Membrane Elastically coupling of a Silicon Array as a flexible substrate'. Finalement, les circuits sont encapsulés avec une silicone biocompatible (figure 2.14) [MOKWA, 2000], [SCHWARZ et coll., 2000], [MOKWA et coll., 1998].

Comme mentionné précédemment, le silicium n'est pas encore vu comme un matériel pouvant interfacer avec les tissus vivants [CANHAM, 2000]. Ainsi, un test de biocompatibilité, qui a été réalisé en 1981, a démontré que plusieurs polymères tels le pérylène et la silicone sont de très bons candidats comme matériel biocompatible. Par contre, le silicium et le verre n'ont pas démontré une bonne biocompatibilité [KANDA et coll., 1981]. Par conséquent, il est nécessaire d'isoler la circuiterie avec de la silicone, ou en l'encapsulant dans un boîtier de titane, une couche de polymère ou une capsule de céramique.

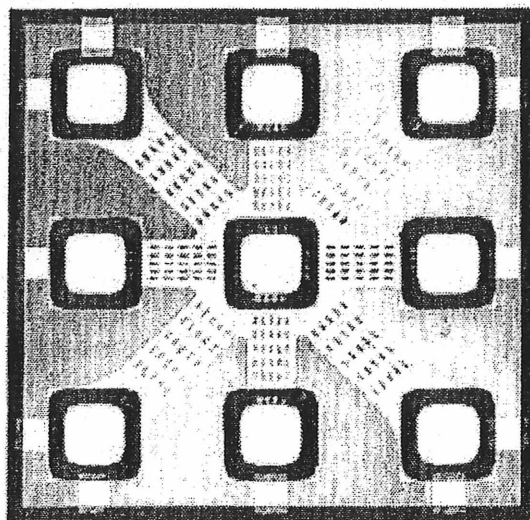


Figure 2.14 Circuits intégrés reliés par une couche mince de silicium

2.2.2 SILICIUM POREUX

En 1995, le groupe 'Defence Evaluation Research Agency' (DERA) a procédé à des tests de biocompatibilité avec le silicium poreux obtenu par la modification de la structure du silicium avec des trous de l'ordre du nanomètre. Ce matériau a été démontré biocompatible et biodégradable. La justification du silicium poreux est de l'utiliser comme support permettant la croissance de composantes inorganiques des os telle l'hydroxyapatite. Des tests *in vitro* ont montré que des minces couches de silicium poreux se dégradent à l'intérieur d'une journée. Aussi, des tests sur une période de 6 mois sur des cochons d'inde, mettant en jeu le silicium poreux et non poreux, ont montré que ceux-ci ont les mêmes propriétés de biocompatibilité que le titane. La différence majeure concerne la dégradation de ces matériaux. Comme le titane, le silicium non-poreux ne se corrode pas pendant ces 6 mois. Par contre, le silicium poreux se dissout en fonction de la durée d'implantation, ce qui le rend biodégradable. Ainsi, le silicium a un grand potentiel d'implantation dans certaines parties du corps humain (figure 2.15) [CANHAM, 2000], [CANHAM et coll., 2001], [BOWDITCH et coll., 1999].

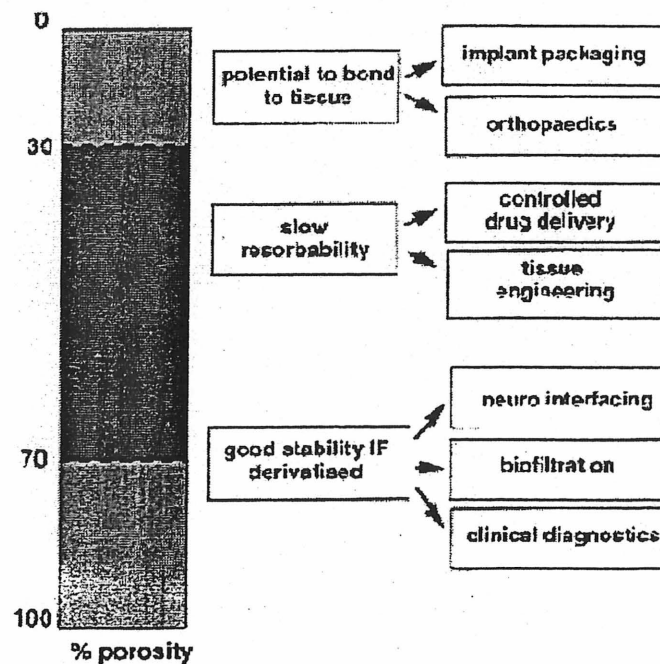


Figure 2.15 Applications possibles du silicium en fonction de la porosité

Plusieurs applications ont été développées à l'aide du silicium poreux. Une première concerne la livraison d'insuline à l'aide de biocapsules en silicium ayant des pores de 24,5 nm. Jusqu'à présent, la plupart des biocapsules utilisent des membranes polymériques semi-perméables. Cependant, ces membranes ne sont pas très résistantes aux solvants organiques et aux contraintes mécaniques. Un test in vitro de 24 heures sur la biocompatibilité, basé sur la viabilité cellulaire à la surface de la capsule [LEONI et coll., 2000], [LEONI et coll., 2001], a été complété avec succès. Une seconde avenue consiste à concevoir et à fabriquer des micro-aiguilles en utilisant les procédés CMOS existants. Le principal avantage est de pouvoir fabriquer le circuit intégré sur la même tranche. Ceci pouvant mener à un microsystème totalement intégré [PERICHON et coll., 2000].

2.2.3 MICROSTIMULATEUR

Les microstimulateurs sont aujourd'hui utilisés pour les gens souffrant, par exemple, de problèmes cardiaques. Ce dernier doit être encapsulé pour être implantable dans le corps humain. Une avenue possible est l'utilisation d'une capsule de verre (figure 2.16) [DOKMECI et coll., 1997]. Même si d'autres approches peuvent être utilisées pour encapsuler l'implant, soit l'utilisation d'un film de polymère ou d'une capsule de titane, ceux-ci présentent des inconvénients. Le principal problème avec l'approche de polymère est sa faible durée de vie dans des milieux agressifs. D'un autre côté, le titane n'offre pas une bonne transmission des signaux d'entrée / sortie et ne permet pas le transfert par lien RF de la puissance, à moins que l'antenne ne soit située à l'extérieur du boîtier. L'utilisation d'une capsule de verre de dimension 2,8 mm(largeur) x 2,8 mm(hauteur) x 8 mm(longueur) permet d'intégrer l'antenne à l'intérieur du boîtier et de recevoir le signal RF provenant de l'extérieur. Des tests accélérés sur la résistance du boîtier de verre/silicium dans des solutions de '*Phosphate Buffered Saline*' (PBS) et d'eau déminéralisée ont été réalisés. De plus, une série d'échantillons ont été insérés à l'intérieur d'animaux pour une période variant de 1 mois à 12 mois permettant de déterminer la biocompatibilité du boîtier. Suite à ce test, tous les implants étaient recouverts de tissus sains ne montrant aucun signe de rejet.

Aucun problème d'herméticité n'a été remarqué [DOKMECI et coll., 1997], [ZEALEAR et coll., 2001].

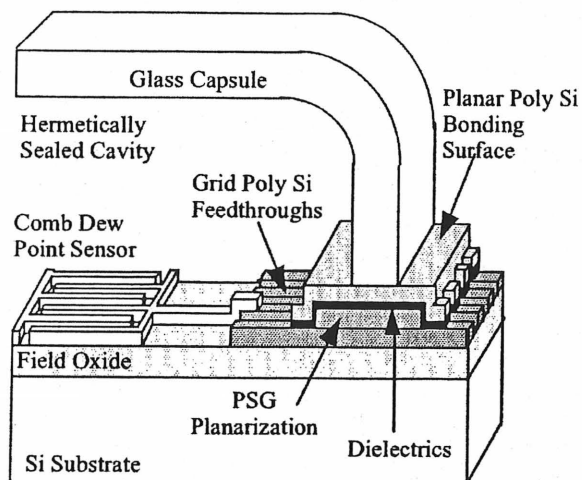


Figure 2.16 Microstimulateur avec silicium comme base et du verre comme capsule

Cette section démontre que les matériaux bioprotecteurs comme les polymères, le titane et le verre sont bien développés et peuvent effectivement protéger le circuit à l'intérieur du corps humain tout en étant biocompatible. Même si la durée de vie du système avec des matériaux organiques est moindre que ceux inorganiques, celui-ci ne sera introduit que quelques heures à l'intérieur du corps humain.

2.3 Les microrobots mobiles

Les composants des circuits ainsi que les matériaux pouvant les protéger ont été vus dans les deux premières sections. La présente section montre les différents microrobots mobiles existants et en cours de fabrication, afin de mieux comprendre le genre de système qui est requis, et dans le but d'être en mesure d'établir le cahier des charges. Une attention particulière est portée sur les modules de commande de ces microrobots.

2.3.1 MICROROBOT HYBRIDE

Ce microrobot s'inspire du cricket (figure 2.17) [BIRCH et coll., 2001] pour son déplacement. Il est composé d'une paire de pattes arrières qui sont des actuateurs

pneumatiques pour faire avancer le microrobot et de roues à l'avant pour soutenir le corps de celui-ci. La dimension de ce microrobot est de moins de 5 cm dans les trois axes. Il est autonome grâce à l'utilisation d'une paire de piles au lithium. La commande est interne grâce à un microcontrôleur PIC18C252 qui commande les actuateurs.

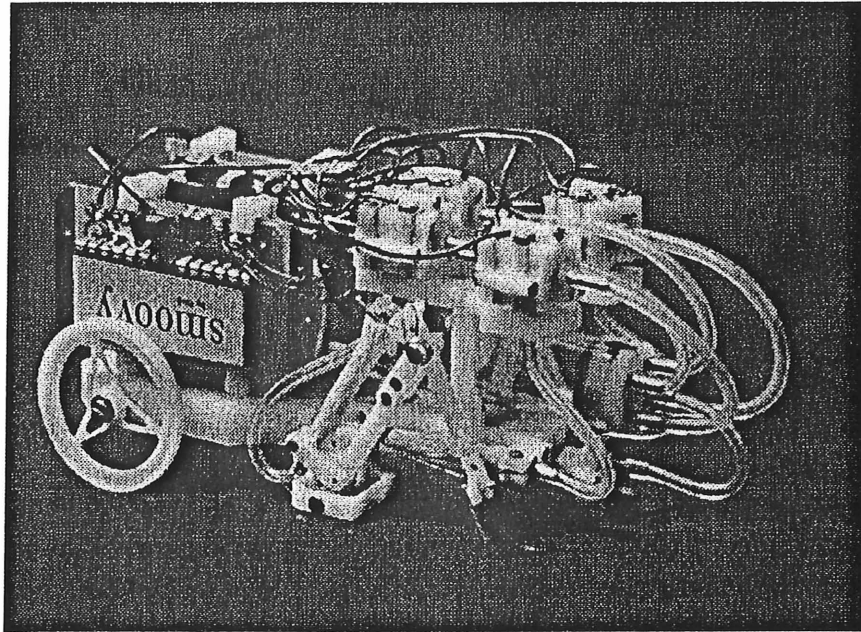


Figure 2.17 Robot de type cricket

Le microcontrôleur PIC opère le régulateur de tension et les soupapes des '*Micro-Electro-Mechanical Systems*' (MEMS) grâce à l'envoi d'un signal de type '*Pulse Width Modulation*' (PWM) (figure 2.18) [BIRCH et coll., 2001]. Ceux-ci ont été testés avec succès sur le PIC. La consommation totale du robot est d'environ 3,6 watts. Cependant, à plus long terme, il est prévu de concevoir le réseau neuronal récurrent à temps continu (CTRNN) analogique grâce à un '*Very-Large Scale Integrated circuit*' (VLSI), ce qui permet d'augmenter l'adaptabilité et de diminuer la consommation de ce circuit [BIRCH et coll., 2001], [BIRCH et coll., 2002].

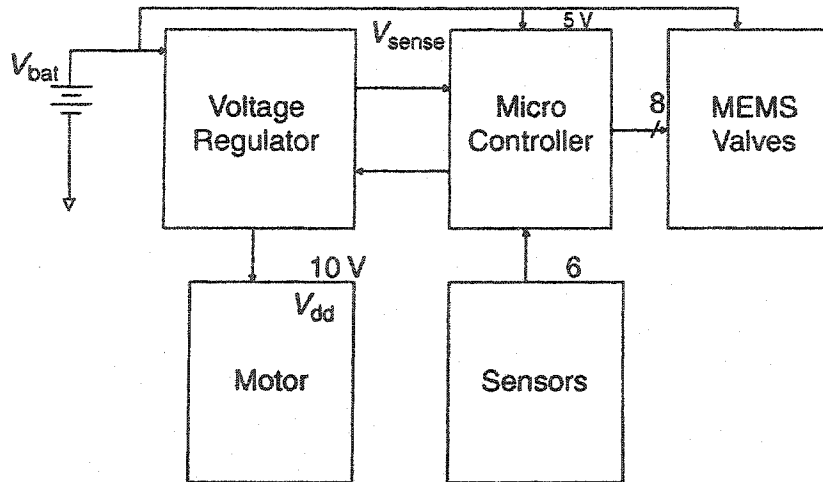


Figure 2.18 Module de commande

Deux types de contrôleur ont été développés pour le PIC, ce qui permet de commander les actuateurs pneumatiques qui font bouger les pattes du microrobot. Un premier contrôleur est une contre-réaction positive à boucle ouverte et le second est la commande par un réseau neuronal récurrent à temps continu (CTRNN) (figure 2.19) [BIRCH et coll., 2002].

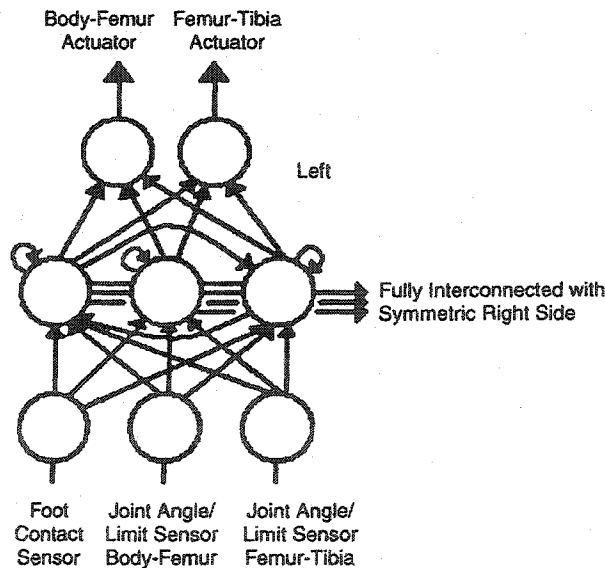


Figure 2.19 Réseau de neurones récurrent à temps continu

2.3.2 MICROJAMBES POUR MICROROBOT DE TYPE INSECTE

Ce microrobot, de type insecte, est en cours de conception et utiliserait des microjambes (actuateurs thermiques). Son déplacement se baserait sur celui d'un insecte hexapode. Ce microrobot est encore à l'étape de projet (figure 2.20) [BONVILAIN et coll., 2001].

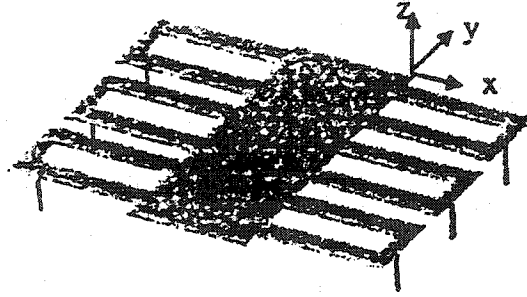


Figure 2.20 Prototype d'un microrobot à 6 pattes de type insecte

2.3.3 MICROROBOT UTILISANT L'ÉNERGIE SOLAIRE POUR L'ALIMENTATION

Ce microrobot se déplace en utilisant seulement des pattes avant fabriquées avec du SOI/2-poly, ce qui lui permet d'avancer, alors que l'arrière est une base qui glisse sur la surface (figure 2.21) [HOLLAR et coll., 2003]. La base du corps est du 'Silicon On Insulator' (SOI) de dimension 8,5 mm x 4 mm x 0,5 mm. Ce microrobot est fabriqué avec trois sections principales : un séquenceur numérique (commande) de technologie CMOS 0,25 μm , des cellules solaires avec un régulateur de tension, et un moteur de type '*inchworm*' avec microjambes utilisant le SOI/2-poly (figure 2.22) [HOLLAR et coll., 2003].

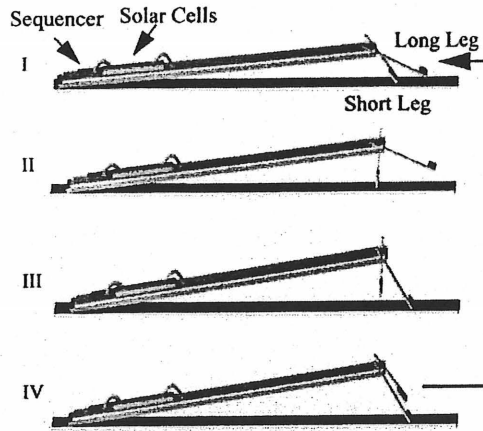


Figure 2.21 Déplacement d'un microrobot à alimentation solaire

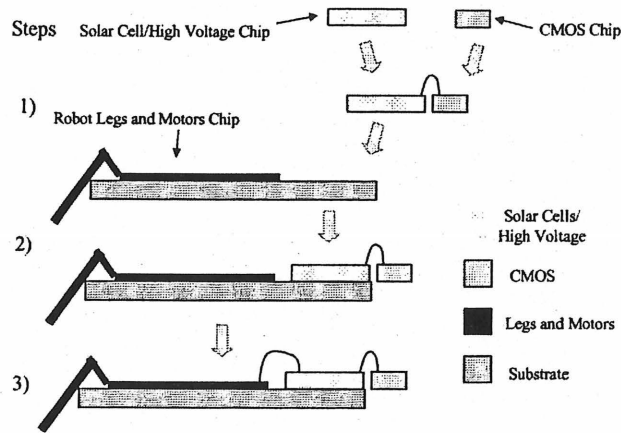


Figure 2.22 Sections d'un microrobot à alimentation solaire

Le contrôleur (figure 2.23) [HOLLAR et coll., 2003] est divisé en trois principaux blocs soit un oscillateur à anneau, un séquenceur numérique permettant de commander la séquence de marche et un convertisseur de tension permettant de convertir la tension interne du circuit de 1 V à 3 V pour les sorties. Les cellules solaires sont composées de 90 cellules en série pouvant fournir 50 V de tension. La propulsion est assurée par la conjonction d'une jambe courte et d'une jambe longue (figure 2.21). Finalement, les principales caractéristiques sont énumérées dans le tableau 2.2. Il est à remarquer que la consommation totale est de $2,6 \mu\text{W}$ [HOLLAR et coll., 2003].

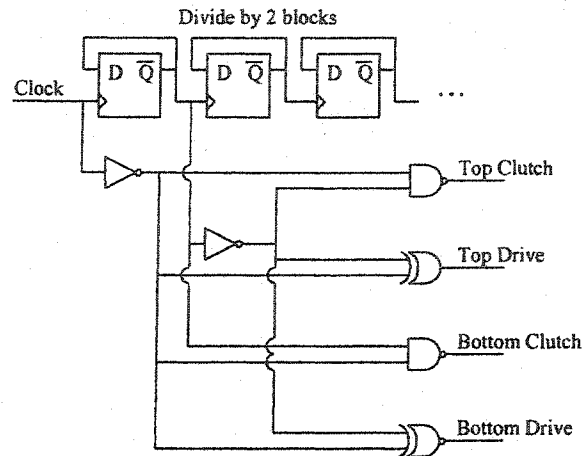


Figure 2.23 Séquenceur numérique avec l'oscillateur à anneau

TABLEAU 2.2 CARACTÉRISTIQUE DU MICROROBOT

	Mass (mg)	Dimensions ($\mu\text{m} \times \mu\text{m} \times \mu\text{m}$)	Power Consumed
Motors (+ Legs)	6.4	8611 x 3100 x 300	100 nW
Voltage Translators	(incorporated into solar cell chip)		2.5 μW
Solar Cells	2.3	3600 x 1800 x 150	-100 μW
CMOS Sequencer	0.5	560 x 2050 x 200	22 nW
Robot	10.2	8611 x 3100 x 500	2.6 μW

2.3.4 MICROROBOT ARTICULÉ À BASSE PUISSANCE

Ce microrobot est encore à l'étape de conception et son déplacement simule un insecte hexapode avec des actuateurs électrostatiques comme pattes. Ce dernier serait construit à partir d'une base de silicium ayant une surface de 1 cm^2 . Il utiliserait des cellules solaires pour l'alimentation, un circuit intégré CMOS pour la commande et des moteurs de type 'inchworm' (figure 2.24) [YEH et coll., 2001].

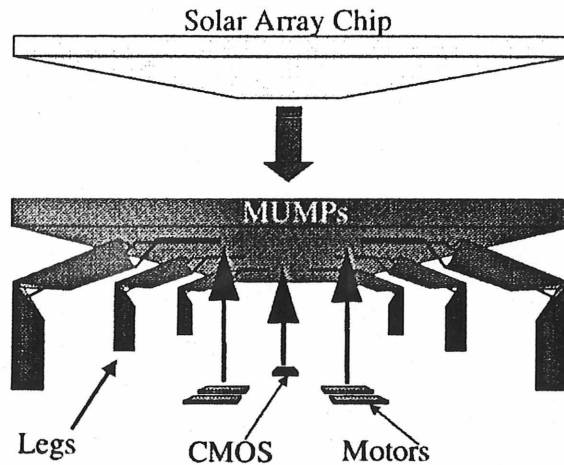


Figure 2.24 Différentes parties du microrobot articulé à basse puissance

Le circuit intégré comprendrait un oscillateur à anneau, une machine à états finis, et une pompe de charge servant à la commande des pattes (figure 2.25) [YEH et coll., 2001]. La consommation estimée de ce circuit avec une fréquence d'opération de 1 kHz et une alimentation de 30 V est de $17 \mu\text{W}$. De plus, 12 moteurs seraient nécessaires pour faire bouger les pattes, ce qui donnerait une consommation $324 \mu\text{W}$, alors que les effets parasites sont évalués à $54 \mu\text{W}$. Par conséquent, la consommation totale serait de $395 \mu\text{W}$. L'alimentation proviendrait des cellules solaires qui pourraient récupérer 10 mW par cm^2 de surface. À long terme, il est prévu d'ajouter des capteurs, ce qui nécessiterait la conception d'un circuit de commande à boucle fermée [YEH et coll., 2001].

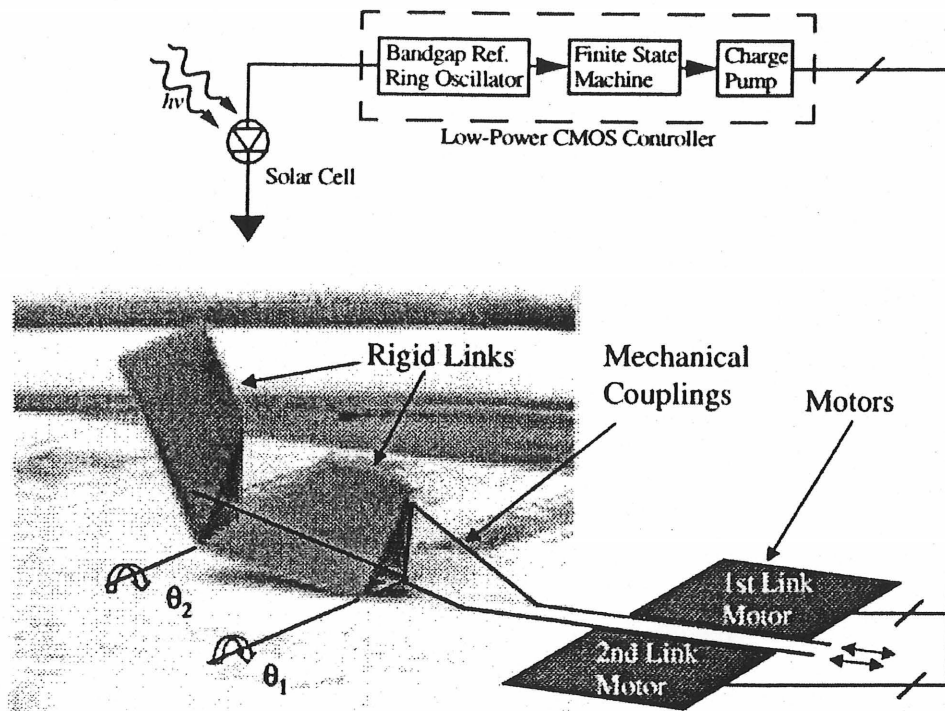


Figure 2.25 Commande des pattes

2.3.5 MICROROBOT À PATTES REGROUPÉES

Ce microrobot, qui prend la forme d'un insecte à 6 pattes pour son déplacement, utilise des actuateurs de type électrothermique. Ces dernières sont placées en 6 groupes de 16 pattes pour un total de 96. La dimension du substrat de silicium est de 10 mm x 10 mm x 0,5 mm. Les pattes ont une longueur de 270 μm . L'alimentation externe est reliée par microcâblage. La commande du microrobot est réalisée par la variation de tension de cette alimentation (figure 2.26) [KLADITIS et coll., 2000].

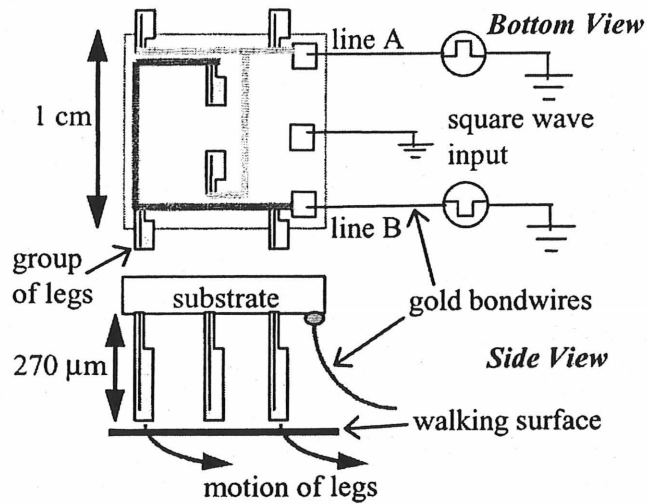


Figure 2.26 Alimentation du microrobot à pattes regroupées

2.3.6 MICROBOT AVEC JOINTS D'ACTUATEURS EN POLYIMIDE

Ce microrobot utilise 6 pattes qui sont des actuateurs avec joints en polyimide. La dimension du substrat de ce microrobot est 15 mm x 5 mm alors que la longueur des pattes est de 1 mm (figure 2.27) [EBEFORS et coll., 2000].

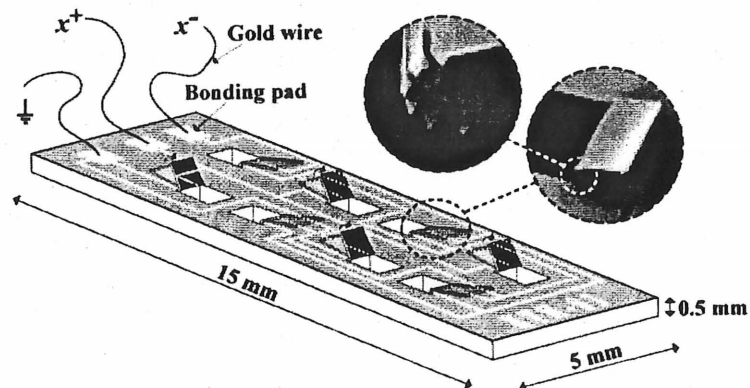


Figure 2.27 Vue du microrobot avec joints d'actuateurs en polyimide

L'alimentation est externe et reliée par microcâblage. La commande du microrobot se fait par une variation de la tension de l'alimentation (figure 2.28) [EBEFORS et coll., 2000]. La vitesse maximale atteinte est de 12 mm/s avec une tension de 23 V, une

puissance dissipée de 1,3 W et une fréquence d'opération de 250 Hz. Il est à noter qu'à cause du lien par microcâblage, la dimension minimale du substrat est évaluée à 10 mm x 5 mm due à la rigidité inhérente des fils reliant la source externe d'alimentation et le microrobot [EBEFORS et coll., 1999], [EBEFORS et coll., 2000].

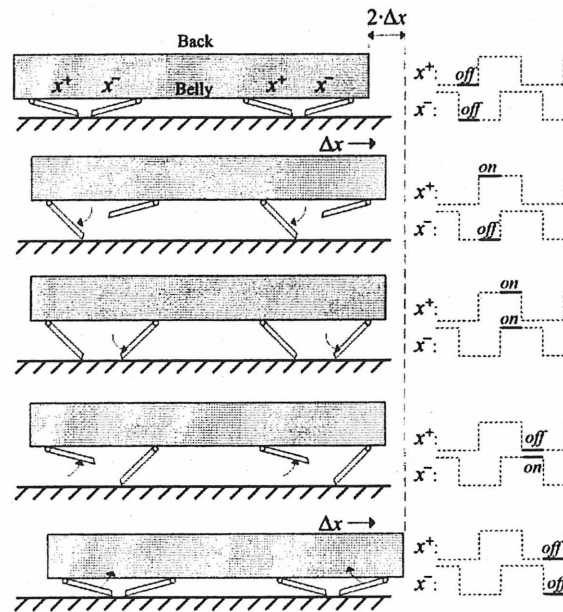


Figure 2.28 Déplacement selon tension du microrobot avec actuateurs en polyimide

2.3.7 MICROROBOT NAGEUR ALIMENTÉ PAR FILS

Ce microrobot utilise deux actuateurs en 'Ionic-Polymer Composite Metal' (IPMC) qui lui permettent de se déplacer à l'intérieur d'un liquide. La commande se fait par une source externe d'alimentation reliée par fils. Ainsi, la variation de tension de l'alimentation permet de faire bouger les actuateurs. Ce microrobot peut avancer avec une vitesse allant jusqu'à 1,8 mm/s avec une variation de tension de 0 à 2 V et une fréquence de 1 Hz (figure 2.29) [LAURENT et coll., 2001].

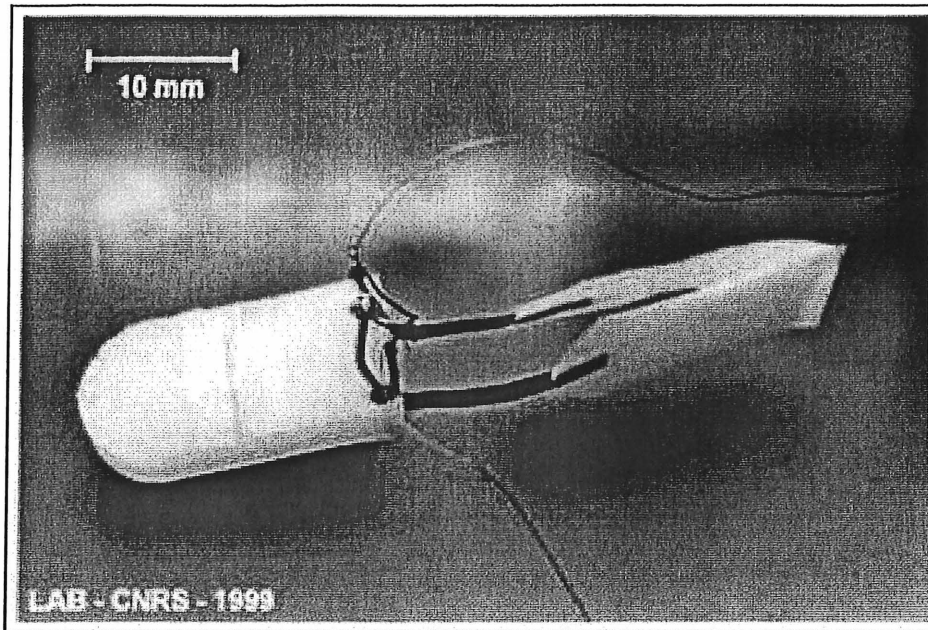


Figure 2.29 Microrobot nageur avec actuateurs en IPMC

2.3.8 MICROROBOT NAGEUR ALIMENTÉ PAR INDUCTION

Ce microrobot utilise deux actuateurs en polymère ferromagnétique (FMP). La dimension de ce dernier est de 20 mm x 14 mm x 5 mm (figure 2.30) [MEI et coll., 2002]. L'alimentation est fournie par un champ magnétique externe, ce qui permet de faire avancer ou reculer ce microrobot selon la fréquence et l'intensité de ce champ. La vitesse maximale atteinte par ce microrobot est de 45 mm/s avec un champ magnétique ayant une fréquence de 10 Hz et une intensité de 11 mT [MEI et coll., 2002].

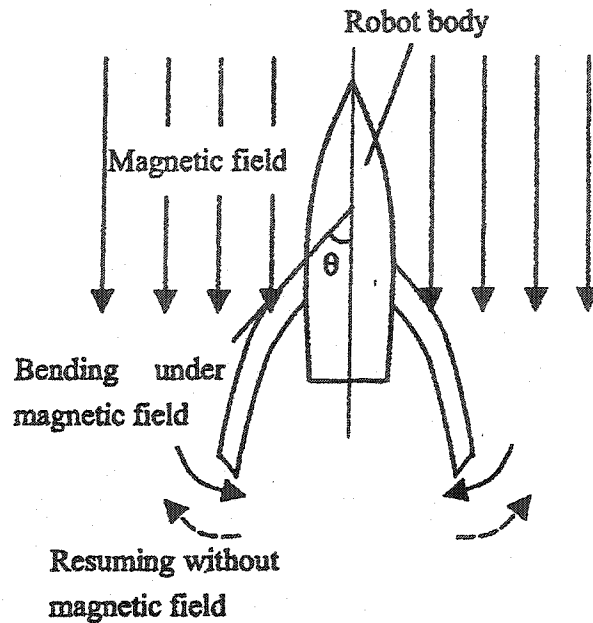


Figure 2.30 Microrobot nageur selon le champ magnétique

2.3.9 MICROROBOT À TROIS PATTES PIÉZOÉLECTRIQUES

Ce microrobot se déplace à l'aide de trois pattes à actuateurs piézoélectriques, et permet la fabrication d'autres robots ou de micro/nano pièces. Il est principalement constitué d'un module de traitement de signal (DSP) avec mémoire, de l'électronique d'entraînement et de commande des pattes piézo-électriques, de la commande d'un microscope à effet tunnel (STM) et de l'instrumentation pour la lecture à haute résolution, et de l'interface de communication infrarouge. Le module de traitement est un module 'Digital Signal Processing' (DSP) opérant à 48 millions d'instructions à la seconde (MIPS).

La consommation de ce système est de 15 watts, les détails pour les différents composants sont fournis dans le tableau 2.3 [MARTEL et coll., 2000]. De plus, ces composantes seront assemblées sur carte par puce retournée (*flip-chip*) pour optimiser l'espace disponible. Pour fournir cette puissance, plusieurs techniques ont été envisagées dont les micro-ondes, le laser et l'induction. Cependant, la solution retenue pour l'alimentation de ce microrobot est l'utilisation d'un plancher (figure

2.31) [MARTEL et coll., 2000]. La puissance est, par conséquent, transmise via les pattes piézo-électriques [MARTEL et coll., 2000], [MARTEL et coll., 2001].

TABLEAU 2.3 CONSOMMATION SELON LES DIFFÉRENTES SECTIONS DU MICROROBOT

Main Sections	Estimated Maximum Current (mA)	% of NanoWalker Consumption
IR Communication Interface	600	23
Processing, Memory, and Clock	300	11.5
Central Controller	300	11.5
A/D and D/A Conversion Blocks	50	2
Power Amplifiers for the 3 Legs	770	30
Power Amplifiers for Instrumentation	580	22

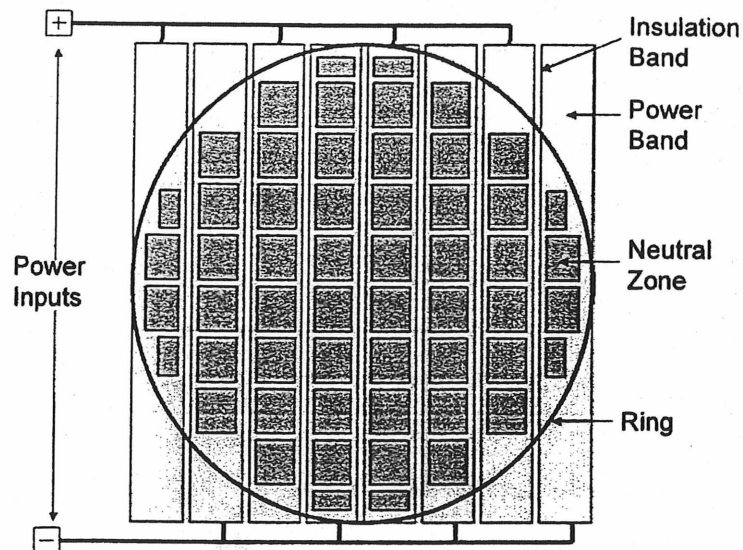


Figure 2.31 Plancher d'alimentation

Dans ce premier chapitre, un survol du développement des transistors organiques a été présenté. Par contre, ceux-ci sont encore à l'état expérimental. Ils sont encore de dimensions importantes et nécessitent une tension élevée (et par le fait même, une plus grande puissance est nécessaire) pour leur fonctionnement. De plus, la recherche est principalement dirigée sur le développement de transistors à faible coût destinés à être utilisés par des fiches d'identification et à être implantés sur de grandes surfaces telles que les écrans ou le papier électronique. Le développement d'un procédé de fabrication et l'utilisation de matériaux

biocompatibles n'a pas encore été évalué. La tendance est plutôt de transposer les méthodes de fabrication de transistors à base silicium pour la fabrication de transistors organiques, principalement pour des raisons économiques.

Une autre revue concerne les matériaux biocompatibles. Celle-ci a montré que l'utilisation du silicium pour une courte période de temps à l'intérieur du corps humain est valable. Cependant, la fabrication des transistors demande l'utilisation de bore et d'arsenic pour le dopage; ces produits ne sont pas biocompatibles et même toxiques. Ceci nécessite l'utilisation de matériaux bioprotecteurs tels que les polymères, le titane ou le verre.

En ce qui concerne les microrobots mobiles, plusieurs méthodes de déplacement ont été réalisées. Ainsi, les techniques de déplacement se basent sur ceux d'animaux terrestres tels les insectes, ou encore sur ceux d'animaux marins tels les poissons. Par contre, les microrobots ayant une dimension inférieure au centimètre sont encore à l'étape de développement et les systèmes de commande sont encore externes au corps du microrobot. Pour l'alimentation, les piles sont encore trop grosses et les cellules solaires ne sont pas applicables dans le cas présent. Il faudra opter pour un système à induction permettant la transmission des données et de la puissance.

Au cours du prochain chapitre, la technologie la mieux appropriée pour la fabrication du circuit de commande sera choisie, et les contraintes associées à la conception de ce circuit seront vues en détail. Ceci permettra d'expliquer et de valider les différentes architectures permettant d'effectuer les opérations demandées. Les divers modules, connexes à cette architecture de commande, tels que la communication par lien RF, les entrées et les sorties seront également expliquées.

3. CONTRAINTES DE CONCEPTION

3.1 Introduction

Le deuxième chapitre a démontré que les microrobots disponibles et en cours de fabrication ne sont pas libres de leur mouvement dans le corps humain. De plus, dans le choix de la technologie permettant la fabrication de ce circuit, il a été démontré que la technologie des transistors organiques n'est pas encore disponible commercialement. Une autre approche a été choisie, soit l'utilisation de transistors à partir des technologies existantes à base de silicium. Comme les transistors ne sont pas biocompatibles et que tous les systèmes passés en revue sont trop gros, l'implantation d'un microrobot dans le corps humain, à court terme, n'est pas un objectif réalisable.

Ce chapitre décrit les contraintes associées à la conception d'un microrobot, soit la dimension, la puissance consommée et la flexibilité de programmation. Une révision des différentes architectures de circuits, pouvant servir à la commande, sont comparées. Il est important de noter que l'objectif final de ce projet est d'obtenir un système biocompatible et implantable dans le corps humain, même si à court terme cet objectif n'est pas réalisable, comme mentionné précédemment. Par conséquent, les systèmes d'alimentation reliés physiquement ne peuvent être utilisés, il est donc nécessaire d'utiliser une alimentation et un protocole de communication pouvant être transmis par un lien RF. Finalement, il est traité des techniques utilisées permettant la conception d'un circuit de commande.

3.2 Contraintes

Plusieurs contraintes existent dans la fabrication d'un circuit de commande d'un microrobot. En premier lieu, ce circuit doit être reprogrammable pour permettre la validation de divers algorithmes permettant la commande de pattes de ce microrobot. En second lieu, comme le microrobot est alimenté par un système externe, et que la puissance récupérée est limitée, la consommation devient un élément critique. Le microrobot doit être le moins énergétivore possible. Il faut sélectionner la technologie permettant les dimensions minimales de transistors pour obtenir ainsi la meilleure consommation possible. En dernier lieu, comme ce circuit doit être intégré sur une très faible surface de l'ordre de 5 mm x 5 mm, celui-ci devra être miniaturisé.

3.3 Architectures

Les contraintes ayant été revues, il reste à trouver la meilleure architecture de circuit pouvant satisfaire ces contraintes. Une revue des principales architectures ASIC (*'Application Specific Integrated Circuit'*) avec matériel fixe, DSP (*'Digital Signal Processing'*) et RISC (*'Reduced Instruction Set Computer'*) pouvant rencontrer les besoins du microrobot est présentée.

La première architecture considérée est l'ASIC avec matériel fixe, celle-ci permet de concevoir le circuit le moins énergétivore et le plus compact du groupe. Par contre, pour obtenir ces avantages, ce dernier n'est pas programmable, ce qui réduit grandement la flexibilité. La seconde architecture est le DSP, c'est une architecture programmable qui permet d'effectuer des opérations mathématiques (multiplications et additions) ou les algorithmes complexes de type vectoriel de façon efficace. La troisième architecture est le RISC, c'est l'architecture la plus générale, permettant le plus de flexibilité dans le développement d'algorithmes. Cependant, elle ne comporte pas la possibilité de multiplication ou d'addition en un cycle d'horloge [CAMPBELL, 1998].

Pour satisfaire les contraintes de flexibilité et de consommation, l'architecture RISC s'avère un bon compromis entre l'ASIC avec matériel fixe qui n'est pas flexible et le DSP qui est trop énergétivore. Les possibilités, pour diminuer la consommation, sont l'utilisation d'une cadence d'horloge relativement faible et l'optimisation du circuit pour en réduire la complexité.

Plusieurs modèles de microcontrôleur existent sur le marché, au moment de ce projet, tels que le Motorola de type 68HC11, le National Semiconductor de type COP8, le Zilog de type Z8, l'Intel de type MCS et le Microchip de type PIC. Comme tous ces microcontrôleurs utilisent des fonctionnalités qui ne sont pas utiles pour l'application, il est nécessaire d'ajuster l'une de ces architectures pour les besoins du microrobot. Comme la commande des pattes ne demande pas de calculs complexes, et que la simplicité du circuit est importante, il reste à sélectionner le modèle pouvant le mieux répondre aux besoins de dimension, de flexibilité et de consommation.

En analysant les performances et propriétés de chaque microcontrôleur, l'architecture PIC de Microchip est reconnue pour sa flexibilité et sa simplicité d'utilisation grâce au faible nombre d'instructions (tableau 3.1), à la disponibilité de nombreux programmes et à la documentation facilement accessible. Par conséquent, le microcontrôleur pour la commande du microrobot sera inspiré du PIC de Microchip.

TABLEAU 3.1 NOMBRE D'INSTRUCTIONS DES MICROCONTRÔLEURS

Manufacturier	Famille	Nombre d'instructions
Motorola	68HC11	>256
National Semiconductor	COP8	48
Zilog	Z8	49
Microchip	PIC	35
Intel	MCS-51	51

3.4 Entrées

Comme le microcontrôleur sélectionné est inspiré du PIC de Microchip, il faut maintenant déterminer les différents signaux d'entrée nécessaires à son bon fonctionnement. Comme le microcontrôleur est programmable, il faut prévoir un signal d'entrée pour les instructions et un autre signal d'entrée pour l'horloge interne. Pour des raisons pratiques, le lien de format biphasé (Manchester) a été sélectionné pour transférer les données et l'horloge. Ce type de lien est approprié selon le concept de la densité spectrale de puissance (figure 3.2) [BIC et coll., 1986]. Le principal avantage du codage Manchester est l'extraction des données et de l'horloge à partir d'un seul signal (figure 3.1), grâce à une transition durant une période bit. Cela permet de bien conserver l'horloge malgré une série de '0' ou de '1'. Le couplage entre le microrobot et le monde externe se fera par un lien inductif.

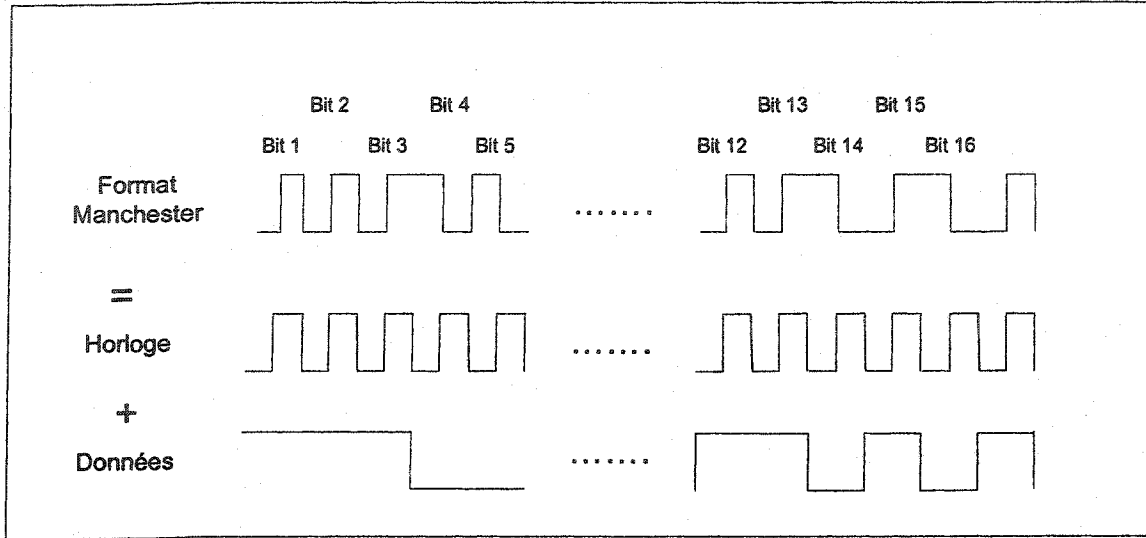


Figure 3.1 Extraction des données et de l'horloge du format Manchester

L'équation 3.1 montre l'équation générale du concept de la densité spectrale de puissance :

$$W_f = W_{f1} + W_{f2} + W_{f3} \quad (3.1)$$

où:

W_f est la densité spectrale de puissance ;

W_{f1} est la partie continue de la densité spectrale de puissance ;

W_{f2} est la composante continue de la densité spectrale de puissance ;

W_{f3} est le spectre discret de la densité spectrale de puissance.

En réduisant pour le format Manchester, en supposant l'équiprobabilité des bits et une durée des bits T , l'équation (3.1) devient:

$$W_f = V^2 T \frac{\sin^4[(\pi) f T / 2]}{[(\pi) f T / 2]^2} \quad (3.2)$$

où:

W_f est la densité spectrale de puissance ;

V est la tension ;

T est la période de l'horloge ;

f est la fréquence de l'horloge.

Ainsi, ce dernier résultat (figure 3.2) montre une très faible puissance lorsque $f = 0$ et la puissance maximale lorsque $f = 1$. En plus du couplage RF, un autre avantage est de récupérer les données et l'horloge à partir de la même borne d'entrée. Il est à noter que le format biphase est un autre terme utilisé pour représenter le format Manchester

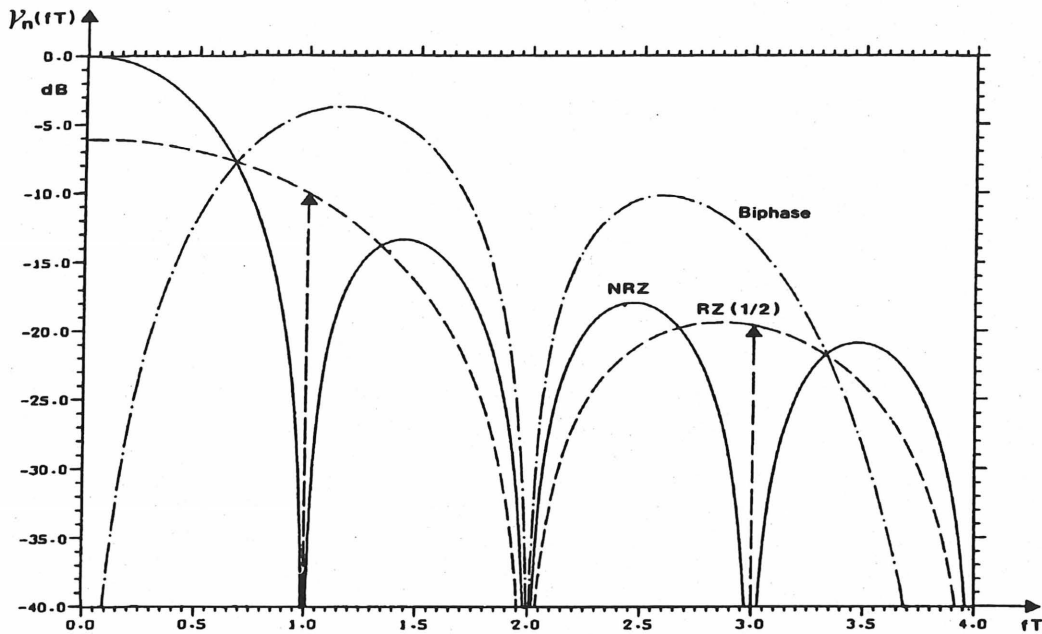


Figure 3.2 Densité spectrale de différents formats de transmission

3.5 Sorties

Pour ce premier prototype, le nombre de coussinets doit être minimal pour optimiser la dimension du circuit. Cependant, le nombre de signaux nécessaires pour activer les électrodes, ce qui permettra de faire bouger les pattes, est de huit. C'est pourquoi une sortie parallèle de 8 bits a été sélectionnée.

3.6 Langage de conception

Le langage VHDL (*VHSIC Hardware Description Language*), où VHSIC signifie *Very High Speed Integrated Circuit*, est l'un des langages les plus utilisés pour la description de haut niveau de circuits numériques.

Les principaux avantages du VHDL sont :

- a) Puissance et flexibilité : Il permet l'écriture d'un code efficace pour un ensemble logique complexe. De plus, il supporte diverses bibliothèques de composants provenant d'autres concepteurs et permet de créer des modules réutilisables.
- b) Indépendant de la technologie : Il se programme de façon indépendante d'un type de technologie soit FPGA ou ASIC.
- c) Portabilité : Il fonctionne sur différents types d'outils provenant de différents fournisseurs.
- d) Test de référence : Il est possible de tester le code sur plusieurs plates-formes de synthèse ou encore d'unités matérielles pouvant remplir les performances spécifiées.
- e) Migration vers ASIC (*'Application Specific Integrated Circuit'*) : Il facilite la transition d'un code validé sur un FPGA (*'Field Programmable Gate Array'*) pour le prototypage vers un ASIC.
- f) Temps de mise en marché rapide et à faible coût : Il permet le développement rapide du circuit recherché et ainsi, d'atteindre le marché rapidement [SKAHILL, 1996].

3.7 Choix du circuit

Ce deuxième chapitre a détaillé les principales contraintes telles que la dimension, la consommation et la flexibilité associées à la conception du circuit de commande d'un microrobot. Ainsi, pour satisfaire ces contraintes, une architecture de microcontrôleur RISC avec la technologie de fabrication CMOS est proposée, car les technologies de transistors organiques en sont encore à l'étape expérimentale. De plus, les différents types de microcontrôleurs sur le marché ont été décrits, et celui répondant le mieux aux besoins d'un microrobot est le PIC de Microchip dû à sa grande simplicité interne et à son jeu de commande ayant peu d'instructions.

Pour ce qui est de l'entrée, le format le mieux adapté est le code biphase (Manchester) qui nécessite l'utilisation d'un décodeur Manchester permettant l'extraction du signal d'entrée, soit l'horloge et les données en format numérique. Ces données sont par la suite dirigées vers le microcontrôleur.

Par conséquent, le circuit nécessite une entrée pouvant recevoir les signaux biphases pour la communication via un lien RF, un décodeur Manchester pour l'extraction de l'horloge et des

données, un microcontrôleur inspiré du PIC pour le traitement de l'information et un port parallèle 8 bits pour la sortie de signaux permettant la commande des pattes.

Pour optimiser la dimension et la consommation du circuit, une technologie CMOS avec la longueur de grille la plus faible possible est proposée. La technologie CMOS 0,18 μm offerte par la société canadienne de microélectronique (SCM) est choisie pour ce premier prototype.

Suite à la sélection de la technologie et de la technique de conception du circuit, le prochain chapitre montre en détail la conception des modules mentionnés précédemment tels que le décodeur Manchester et le microcontrôleur. D'autres modules sont requis, tels qu'un convertisseur série/parallèle permettant le transfert des données à l'intérieur du microcontrôleur.

4. CONCEPTION DU CIRCUIT

Le dernier chapitre a mis en relief les différentes sections nécessaires au circuit de commande soit une entrée pouvant recevoir les signaux biphasés, un microcontrôleur d'inspiration PIC et un port parallèle 8 bits. De plus, la technologie CMOS 0,18 μm sera celle utilisée pour la fabrication du circuit pour atteindre une dimension et une consommation minimale. La sélection des différents modules et sous-modules nécessaires à ce circuit sont expliqués dans ce chapitre.

En premier lieu, une description de haut niveau des principales sections composant ce circuit, soit un décodeur Manchester, un convertisseur série/parallèle joint à un microcontrôleur inspiré du PIC, est exposée. En second lieu, le fonctionnement du microcontrôleur dérivé du PIC avec les deux étages de pipeline, la durée des cycles d'instruction, les instructions implantées, le détail des modules insérés et les différents registres spéciaux est revu. Par la suite, une explication du convertisseur série/parallèle est présentée avec la clef pour démarrer le fonctionnement du circuit ainsi que les bits de départ. Finalement, le concept du décodeur Manchester, avec le recouvrement de l'horloge et des données, est expliqué.

4.1 Modules du circuit de commande

Le circuit, permettant la commande de ce microrobot, est divisé en trois sections principales, soit le décodage, la conversion et le traitement des instructions demandées (figure 4.1). Le premier module est le décodeur Manchester qui permet de convertir une entrée sous format biphasé (Manchester). À sa sortie, l'horloge et les données sont récupérées. Deux multiplexeurs sont utilisés pour ce premier prototype, ceux-ci permettent de décider si les données et l'horloge proviennent de ce décodeur ou d'entrées externes. Ce choix se fait par un bit de sélection (figure 4.1). Le second module consiste en un convertisseur série/parallèle permettant l'entrée des données (instructions) dans la mémoire du microcontrôleur. Ce module place les instructions en parallèle dans l'espace mémoire grâce à un incrémenteur d'adresse intégré (figure 4.1). Le dernier module est le microcontrôleur dérivé du PIC de Microchip. Les instructions sont entrées dans la mémoire interne suite à leur conversion en données parallèles et sont placées grâce à l'adresse provenant de l'incrémenteur. Un bit de

réinitialisation permet l'exécution du code ou encore, l'entrée de nouvelles instructions. Finalement, une sortie 8-bit parallèle permet d'envoyer les signaux de commande (figure 4.1).

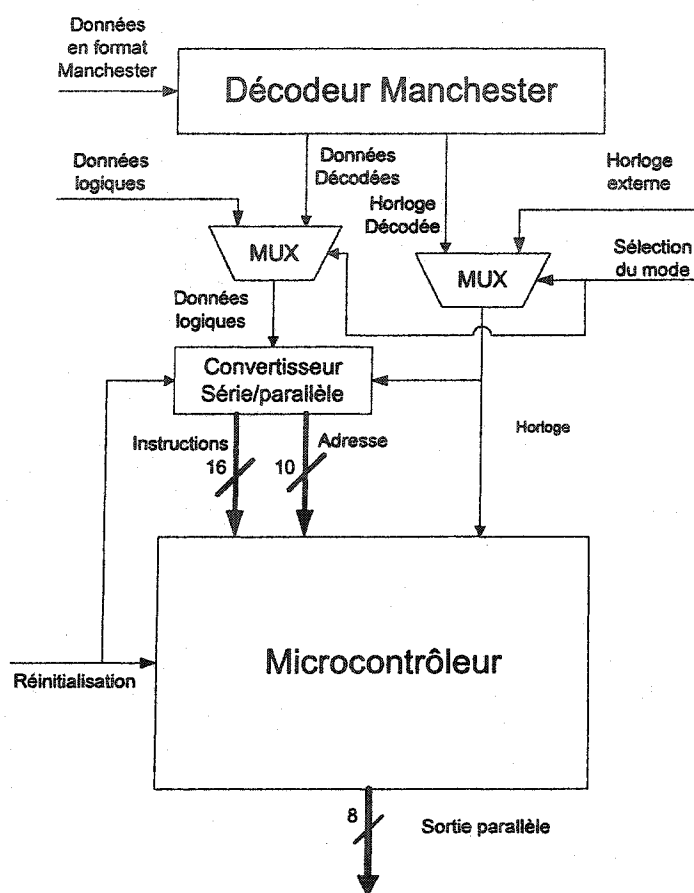


Figure 4.1 Vue globale du circuit de commande du microrobot

4.2 Microcontrôleur

Tel que mentionné précédemment, l'architecture sélectionnée est inspirée du PIC de Microchip avec une unité arithmétique et logique (UAL) et un bus commun interne de 8-bits. En utilisant seulement les périphériques qui sont nécessaires, ceci permet de diminuer la dimension et la consommation du circuit. Les différentes sections sont illustrées (figure 4.2). Cette figure montre un bus commun pour les différents registres et mémoires internes, et un seul port de sortie 8-bit. Pour permettre les interruptions, un seul périphérique est nécessaire pour notre circuit, soit le module TIMER1.

Ce microcontrôleur se compose d'un pipeline à deux étages. Le premier extrait l'instruction dans le programme pour l'entrer dans le registre d'instruction. Le second décode l'instruction grâce au décodeur d'instructions et exécute celle-ci par la suite. Le fonctionnement de pipeline est présenté (figure 4.3).

Il est à noter que l'accent est mis sur la conception du circuit au niveau matériel. Le concept de programmation et le fonctionnement général du microcontrôleur sont décrits dans le manuel d'instructions fourni par Microchip pour les '*Mid-Range*' PIC [PICmicro Mid-Range MCU Family Reference Manual, 1997]. Les prochaines sections exposent le détail de chacun des modules de la figure 4.2.

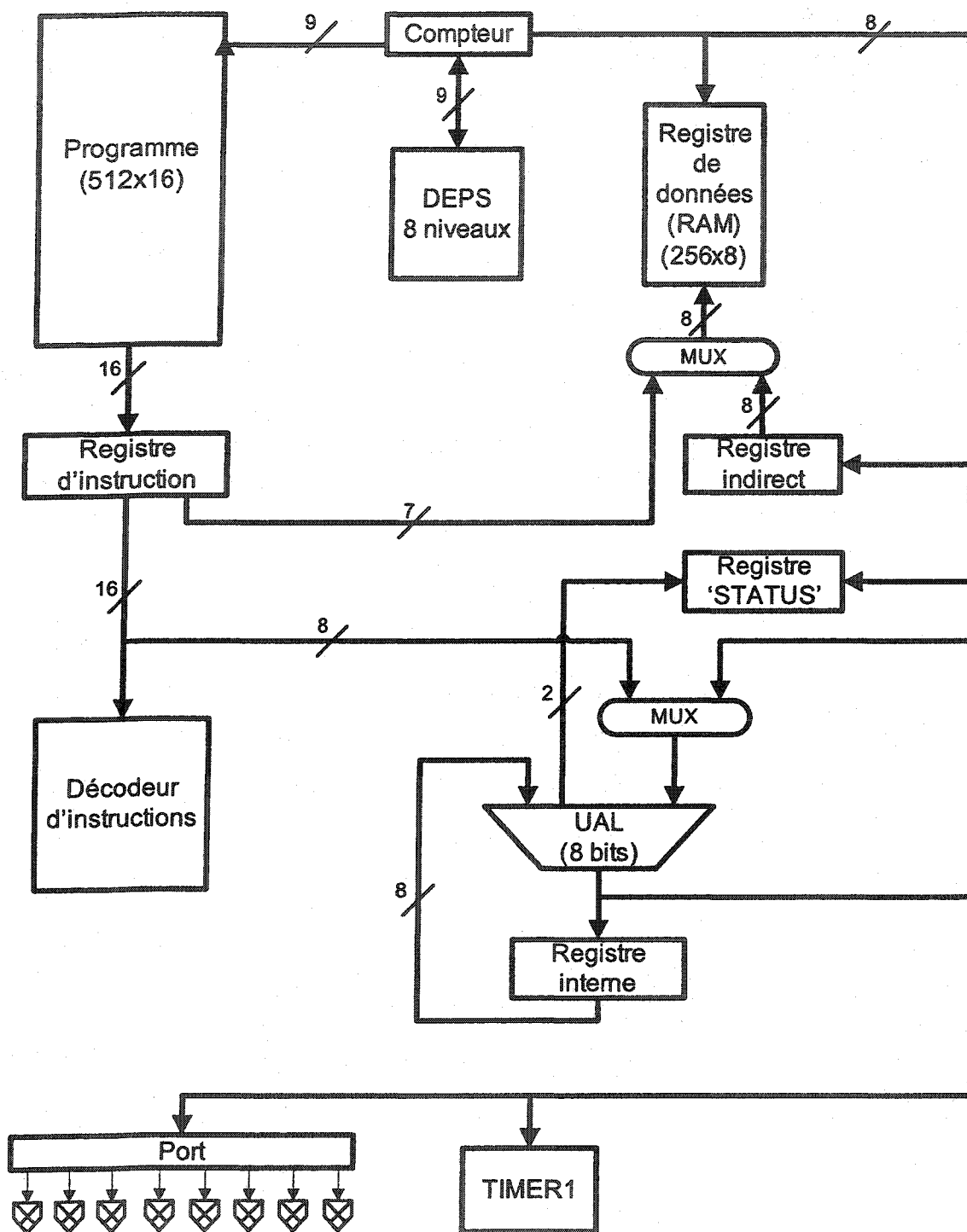


Figure 4.2 Architecture du microcontrôleur

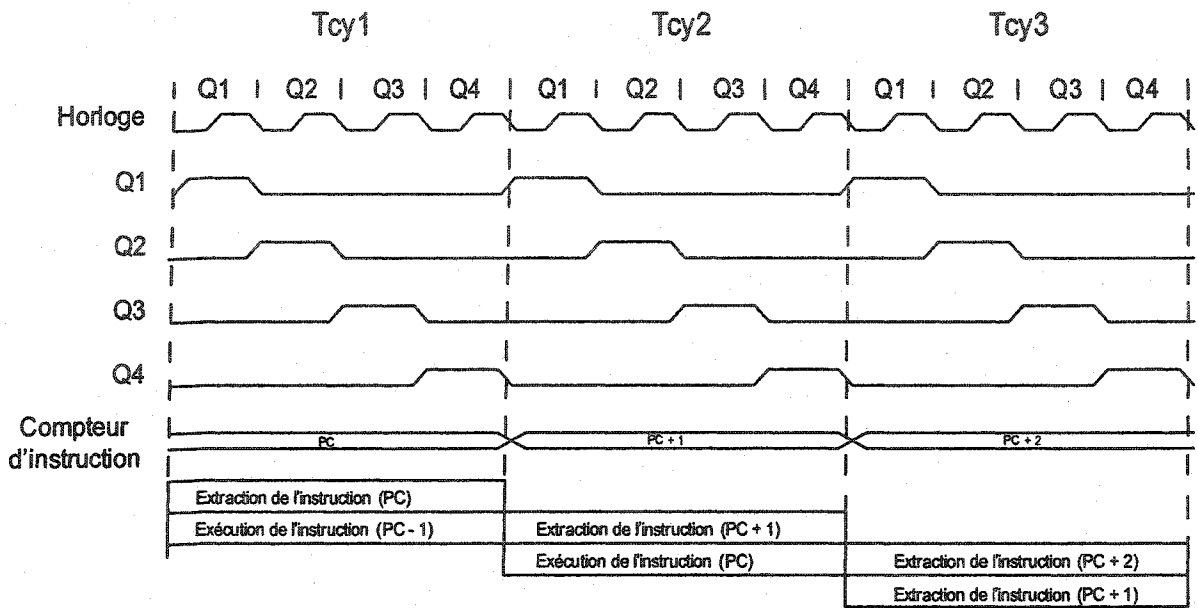


Figure 4.3 Cycle d'instruction du pipeline

Les cycles Q1 à Q4 pour l'étage 1 du pipeline concernent seulement l'extraction de la donnée selon l'adresse fournie par le compteur d'instructions. C'est l'étage 2 du pipeline qui nécessite 4 cycles d'horloge pour le bon fonctionnement du microcontrôleur.

Les différents cycles d'horloge de l'étage 2 du pipeline sont illustrés à la figure 4.4.

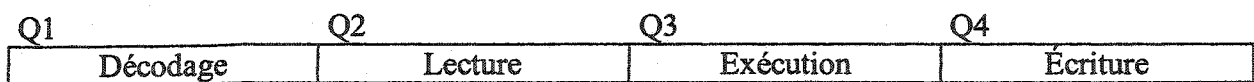


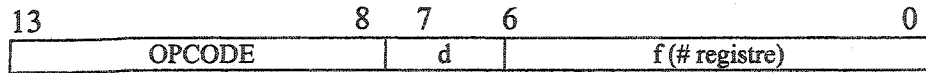
Figure 4.4 Cycle d'horloge de l'étage 2 du pipeline

4.2.1 MÉMOIRE PROGRAMME

Une mémoire RAM, située après le module de conversion série/parallèle, permet d'enregistrer les instructions à l'intérieur du microcontrôleur. Ces instructions ont 14 bits de large et sont au nombre de 33. Il est à noter que les instructions CLRWDT et SLEEP n'ont pas été implantées, car elles ne sont pas nécessaires pour notre

application. Les instructions implantées dans le microcontrôleur sont divisées en quatre principaux groupes d'opérations soit :

a) les instructions agissant sur des octets utilisant les registres internes (18 opérations);



d : destination du résultat de l'UAL

f : adresse 7-bit du # registre

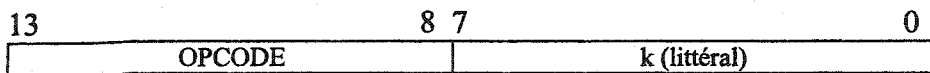
b) les instructions agissant sur un bit utilisant les registres internes (4 opérations);



b : position (3-bit) du bit à l'intérieur de l'adresse

f : adresse 7-bit du # registre

c) les instructions agissant sur les littéraux (6 opérations);



k : valeur immédiate (8-bit)

d) les instructions de commande (5 opérations).



k : valeur immédiate (11-bit)

Lors de la conception du circuit, certaines contraintes physiques sont apparues telle l'espace réservée aux registres d'instructions. L'une des façons d'optimiser l'espace et la consommation, est l'utilisation d'un module mémoire de type SRAM. Cependant, le module SRAM fourni par la SCM fait 32 bits de large par 1024 de profond. Pour les besoins du circuit, les 16 bits <31:16> les plus significatifs n'ont pas été utilisés et sont donc inopérants, alors que les 16 bits <15:0> les moins significatifs sont utilisés (figure 4.5). Comme les instructions sont de largeur 14 bits, la valeur des 2 bits <15:14> supérieurs n'ont pas d'importances alors que les 14 autres <13:0> doivent contenir l'instruction demandée. L'entrée des instructions de largeur 16 bits en entrée et l'adressage de celles-ci est montrée (figure 4.5). Les signaux de commande sont

présentés dans l'annexe A, il est à noter que ces signaux sont activés au niveau bas de l'horloge.

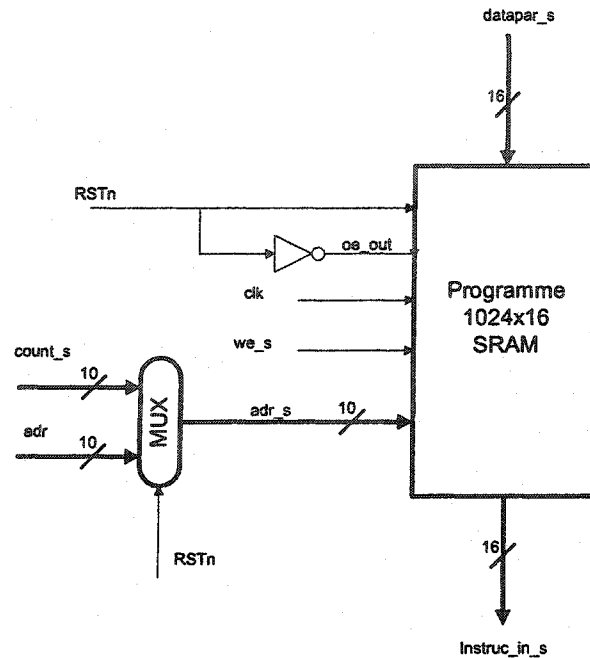


Figure 4.5 Mémoire comprenant les instructions à exécuter

4.2.2 COMPTEUR ET PILE

Le microcontrôleur comporte un compteur servant à incrémenter les instructions et une pile, de type dernier entrée, premier sorti (DEPS), permettant d'enregistrer l'adresse lors d'interruptions (figure 4.6). Différents sous-modules sont nécessaires pour permettre l'intégration du compteur et du DEPS, dont un multiplexeur qui permet lors d'une interruption d'aller chercher l'adresse par défaut qui est 004h. La largeur d'adresse pour les instructions est de 10 bits et un bus de la même largeur est relié au registre d'instruction en cas de saut d'instruction. Celui-ci est illustré (figure 4.2 et figure 4.7). Ce bus, de largeur 10 bits, permet de sélectionner 1024 adresses.

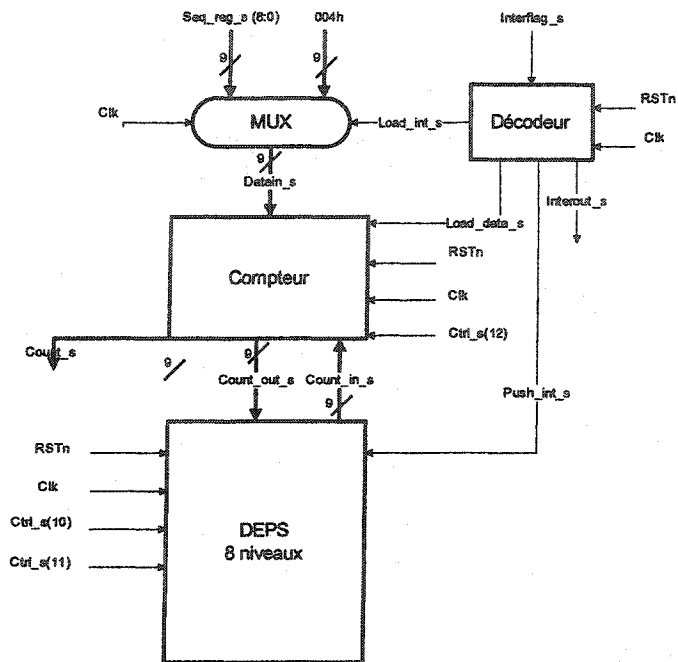


Figure 4.6 Compteur d'instructions et pile

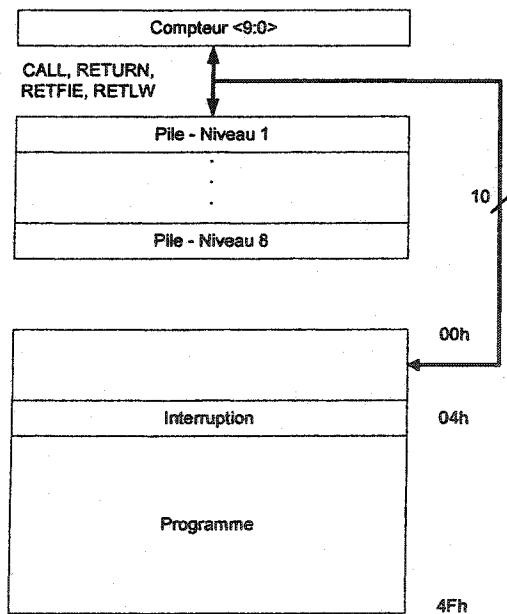


Figure 4.7 Interaction entre le compteur, la pile et la mémoire

4.2.3 MULTIPLEXEUR INDIRECT ET REGISTRE FSR

Le microcontrôleur comporte un multiplexeur indirect et un 'File Select Register' (FSR) (figure 4.8 et annexe A pour les signaux internes). Ces derniers permettent l'adressage indirect de l'instruction. Ceci consiste à prendre la valeur préalablement écrite dans le registre FSR ; cette valeur est l'adresse où les données seront écrites ou lues. Il est possible d'écrire dans ce registre via le bus commun représenté (figure 4.2). Il est à noter que l'adresse pour écrire dans ce registre est 04h.

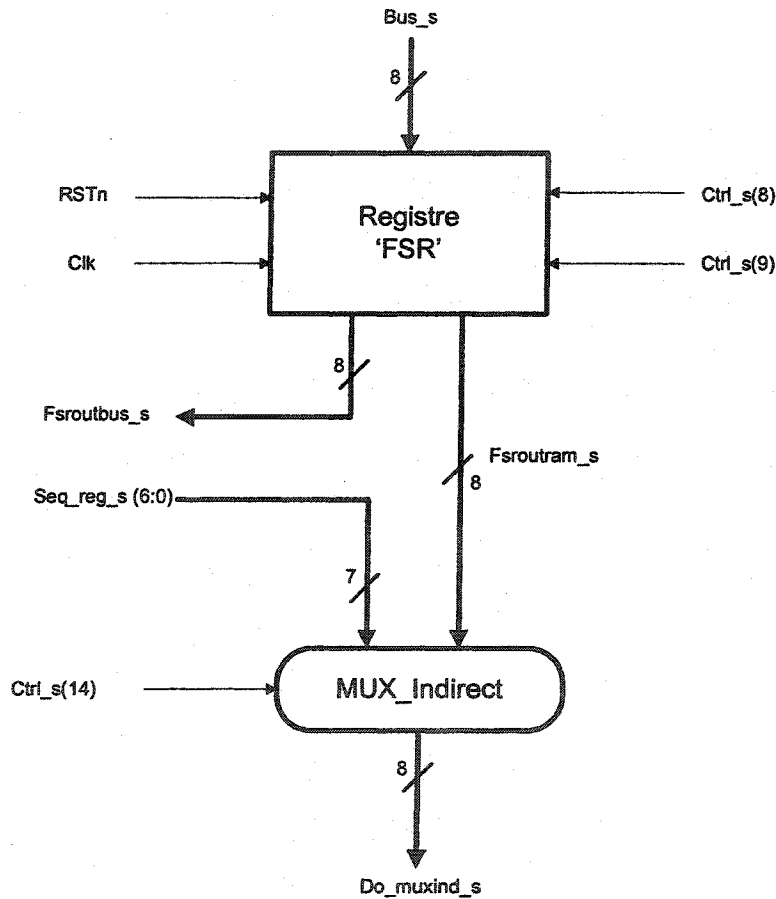


Figure 4.8 Registre FSR et multiplexeur indirect

4.2.4 REGISTRE STATUS

Le microcontrôleur comporte un registre STATUS (figure 4.9 et annexe A pour les signaux internes). Ce dernier sert à enregistrer les bits carry <0> et zéro <2> provenant de l'UAL lors d'opérations arithmétiques sans passer par le bus commun. Il est de largeur 8-bit et situé à l'adresse 03h. Il peut être écrit et lu via le bus commun pour forcer une valeur (figure 4.2).

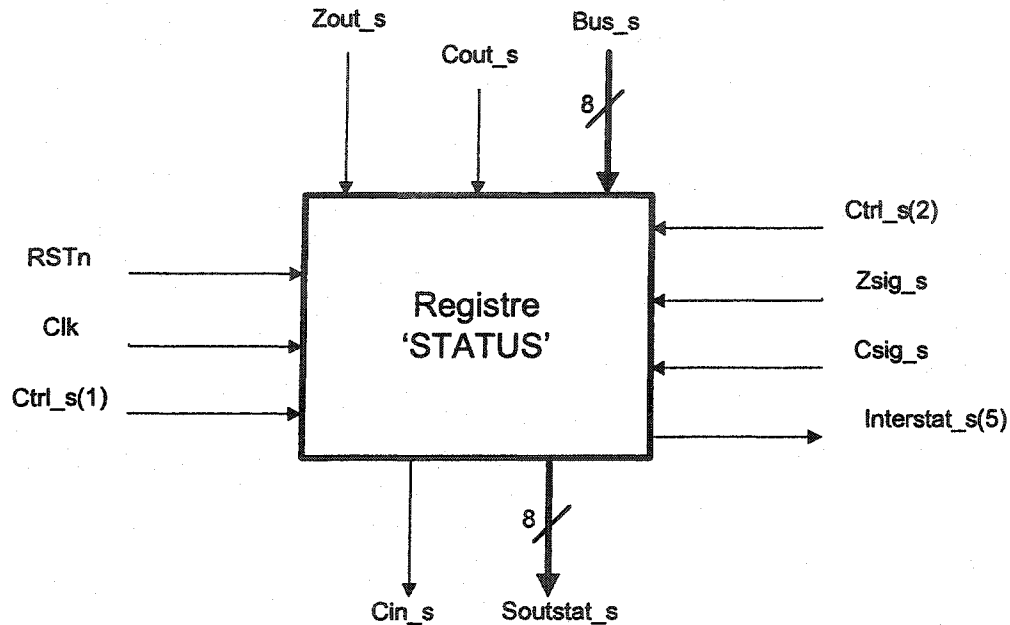


Figure 4.9 Registre 'STATUS'

4.2.5 UAL ET MULTIPLEXEUR LITTÉRAL

Le microcontrôleur comporte une UAL et un multiplexeur littéral (figure 4.10 et annexe A pour les signaux internes). Le multiplexeur littéral permet de choisir entre la valeur véhiculée par le bus commun ou la valeur littérale provenant de l'instruction (figure 4.2). L'UAL permet d'effectuer les opérations arithmétiques demandées par les instructions.

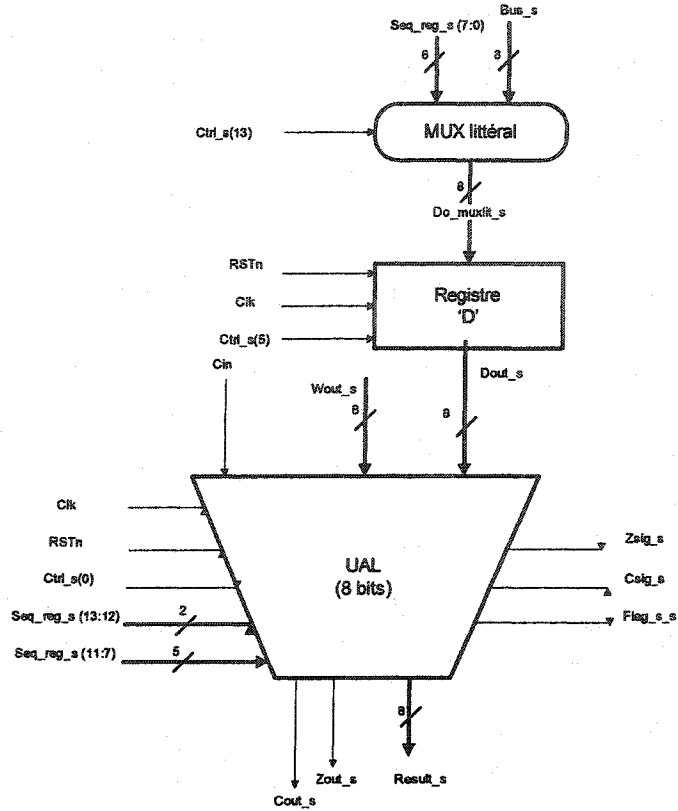


Figure 4.10 UAL et multiplexeur littéral

4.2.6 REGISTRE INTERNE 'W'

Le microcontrôleur comporte un registre interne 'W' (figure 4.11 et annexe A pour les signaux internes). Ce dernier sert d'accumulateur lors de calculs nécessitant deux entrées. Il est de largeur 8-bit et il est situé à la sortie de l'UAL (figure 4.2).

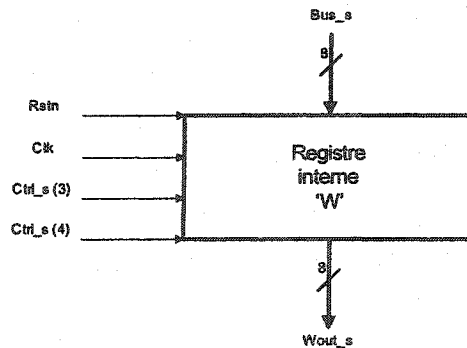


Figure 4.11 Registre interne 'W'

4.2.7 TIMER1

Le microcontrôleur comporte un temporisateur TIMER1 (figure 4.12 et annexe A pour les signaux internes). Ce dernier permet de compter, soit le nombre de coups d'horloge, soit le nombre de cycles selon le registre spécial 6. Il est de largeur 16-bit et comprend deux registres spéciaux dont l'un (registre spécial 5) représente les bits <15:8> et l'autre (registre spécial 4) représente les bits <7:0> qui sont accessibles via le bus commun (figure 4.2). Ce module est jumelé à un module d'interruption. Lorsque le registre spécial 5 déborde, un signal d'interruption est envoyé au microcontrôleur. Finalement, les registres spéciaux 2, 3 et 9 servent à mettre en marche et à configurer le module d'interruption.

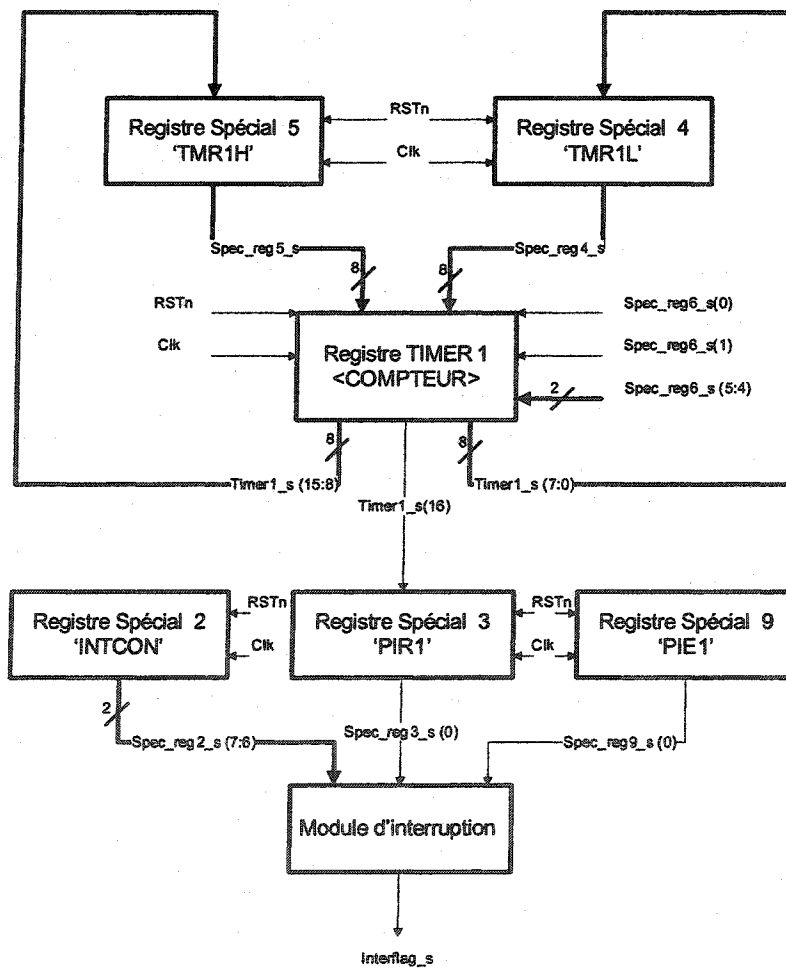


Figure 4.12 TIMER1

4.2.8 REGISTRES SPÉCIAUX ET DE DONNÉES

Le microcontrôleur comporte 128 registres de données de largeur 8-bit et 12 registres spéciaux (figure 4.13 et annexe A pour les signaux internes) qui sont utilisés pour gérer et activer des fonctions ou des modules du microcontrôleur. Les valeurs inscrites à l'intérieur de ces registres proviennent du bus commun (figure 4.2). Un décodeur interne est nécessaire pour sélectionner les registres spéciaux ou les registres de données. Ces registres sont divisés en deux banques, soit la banque0 et la banque1. Les registres de données sont tous dans la banque0 alors que pour les registres spéciaux, le tableau 4.1 décrit les banques à utiliser.

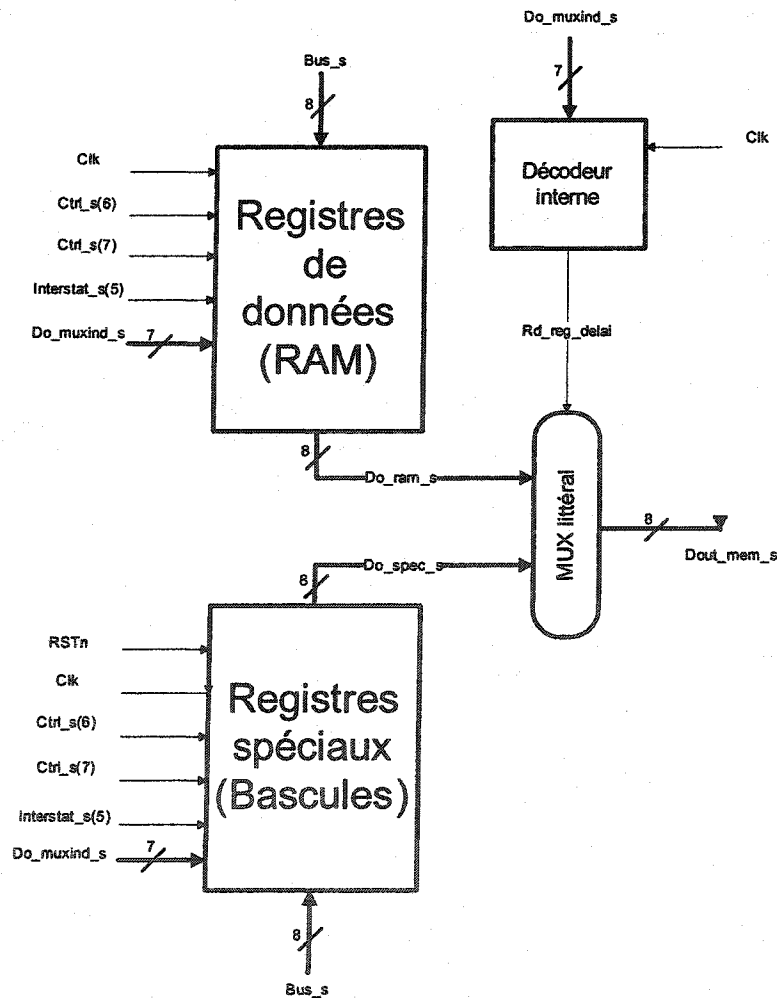


Figure 4.13 Registres de données

TABEAU 4.1 LISTE DES REGISTRES

Adresse	Banque 0	Banque 1
00h	INDF	INDF
01h	Données	OPTION_REG
02h	Données	Non Implanté
03h	STATUS	STATUS
04h	FSR	FSR
05h	Données	Non Implanté
06h	PORTB	TRISB
07h	Données	Non Implanté
08h	Données	Non Implanté
09h	Données	Non Implanté
0Ah	Données	Non Implanté
0Bh	INTCON	INTCON
0Ch	PIR1	PIE1
0Dh	Données	Non Implanté
0Eh	TMR1L	Non Implanté
0Fh	TMR1H	Non Implanté
10h	T1CON	Non Implanté
11h	Données	Non Implanté
...
7F	Données	Non Implanté

a) INDF (adresse 00h)

Ce n'est pas un registre physique, ce dernier est utilisé uniquement pour l'adressage indirect.

b) OPTION_REG (adresse 81h)

Ce registre est implanté, mais n'est pas utilisé.

c) STATUS (adresse 03h, 83h)

Ce registre conserve les bits zéro et carry provenant de l'UAL. Il permet la sélection de la banque désirée.



Bit 5 RP0: sélection de la banque lors de l'adressage direct

1: banque 1 (adresses 80h à FFh)

0: banque 0 (adresses 00h à 7Fh)

Bit 2 Z: zero bit

1: Le résultat d'une opération arithmétique ou logique est zéro.

0: Le résultat d'une opération arithmétique ou logique n'est pas zéro.

Bit 0 C: carry bit

1: Un carry-out à partir du bit le plus significatif est survenu.

0: Pas de carry-out à partir du bit le plus significatif est survenu.

d) FSR (adresse 04h)

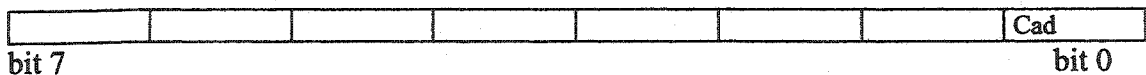
Ce registre est utilisé pour retenir une adresse lors d'un adressage indirect.

e) PORTB (adresse 06h)

Ce registre représente la valeur sur 8-bits du port de sortie parallèle.

f) TRISB (adresse 86h)

Ce registre permet d'avoir un miroir de l'horloge interne en sortie.



Bit 0 Cad: sortie cadencée avec l'horloge

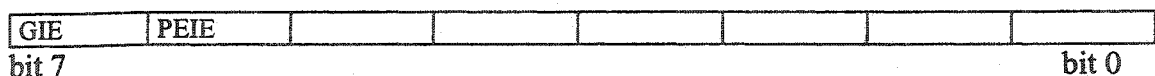
1: Si la valeur de la sortie (PORTB) = 1, la sortie est cadencée avec l'horloge.

Si la valeur de la sortie (PORTB) = 0, la sortie est égale à 0.

0: La sortie représente la valeur du registre PORTB

g) INTCON (adresse 0Bh, 8Bh)

Ce registre permet d'activer le module d'interruption.



Bit 7 GIE: activation de l'interruption globale

1: Activation du module d'interruption

0: Non-activation du module d'interruption

Bit 6 PEIE: activation des interruptions périphériques

1: Activation des interruptions périphériques

0: Non-activation des interruptions périphériques

h) PIR1 (adresse 0Ch)

Ce registre permet d'indiquer un dépassement du module TIMER1.



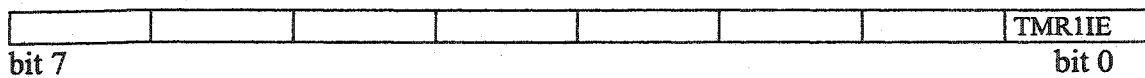
Bit 0 TMR1IF: drapeau de dépassement de la capacité du TMR1

1: Capacité du registre du TIMER1 est dépassée

0: Capacité du registre du TIMER1 n'est pas dépassée

i) PIE1 (adresse 8Ch)

Ce registre permet d'activer le module d'interruption.



Bit 0: activation du module d'interruption du TIMER1

1: Activation de l'interruption du TIMER1

0: Non-activation de l'interruption du TIMER1

j) TMR1L (adresse 0Eh)

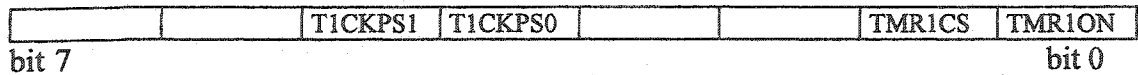
Ce registre représente les 8 bits les moins significatifs du module TIMER1 <7:0>.

k) TMR1H (adresse 0Fh)

Ce registre représente les 8 bits les plus significatifs du module TIMER1 <15:8>.

l) T1CON (adresse 10h)

Ce registre permet la configuration du module TIMER1.



Bit 5-4 TICKPS1: TICKPS0: sélection de l'échelle du TIMER1

11: 1:8 valeur de l'échelle.

10: 1:4 valeur de l'échelle.

01: 1:2 valeur de l'échelle.

00: 1:1 valeur de l'échelle.

Bit 1 TMR1CS: sélection de mode du TIMER1

1: mode horloge

0: mode compteur (1 cycle d'opération soit 4 coups d'horloge)

Bit 0 TMR1ON: mise en route du TIMER1

1: Mise en route

0: Arrêt

4.2.9 DÉCODEUR D'INSTRUCTIONS

Le microcontrôleur comporte un décodeur d'instructions (figure 4.14 et annexe A pour les signaux internes). Ce dernier permet de décoder les instructions provenant de la mémoire. Il est basé sur la technique développée par Patterson [PATTERSON et coll., 1998]. Il comprend un premier registre de départ, pour la mise en opération du microcontrôleur, qui pointe à l'instruction de départ située à l'adresse 000h du registre d'instruction. Comme un cycle d'opération dure quatre cycles d'horloge, un compteur de deux bits est utilisé pour incrémenter ces cycles, les bits <15:14> sont utilisés à cette fin.

Une mémoire de largeur 17-bit comprend les signaux à transmettre aux modules internes du microcontrôleur selon l'instruction et la séquence de celle-ci. De plus, un registre intermédiaire est utilisé, car l'UAL utilise directement les valeurs de l'instruction pour effectuer l'opération demandée. Lorsque requis, un module NOP est utilisé pour ne pas effectuer d'opération lors de saut ou d'interruptions.

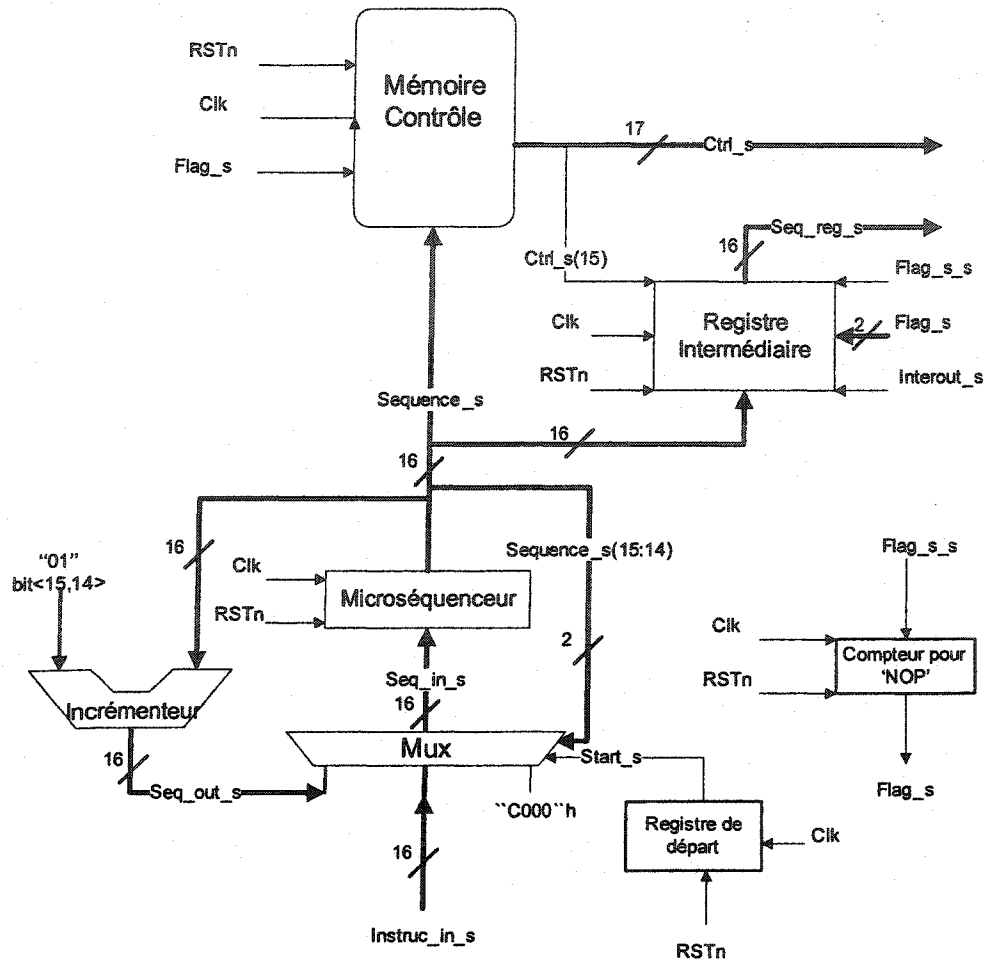


Figure 4.14 Décodeur d'instructions

4.3 Convertisseur série/parallèle

L'entrée du signal, en format Manchester, s'effectue via un port série. Ce signal est converti en données logiques par le décodeur Manchester. Cependant, pour enregistrer ces données dans la mémoire SRAM du microcontrôleur, elles doivent être transformées en données parallèles de largeur 16-bits. Ce module est situé entre le décodeur Manchester et le microcontrôleur (figure 4.15).

Le convertisseur série/parallèle se compose de 17 bascules D, d'un incrémenteur d'adresse et d'un module de départ et de réinitialisation. Ce dernier permet de décoder une clef pour démarrer le fonctionnement de l'incrémenteur d'adresse. Cette clef est réalisée par la suite

'101'. Cette première série de données, qui est déjà à l'intérieur du convertisseur, est effacée lorsque la clef est validée.

Suite à l'occurrence de cette clef, un bit de début qui est la valeur '1' doit être mis au début de la série d'instructions. Ce bit de début, lorsque validé, permet l'écriture de l'instruction dans la mémoire du microcontrôleur et envoie un signal pour incrémenter l'adresse.

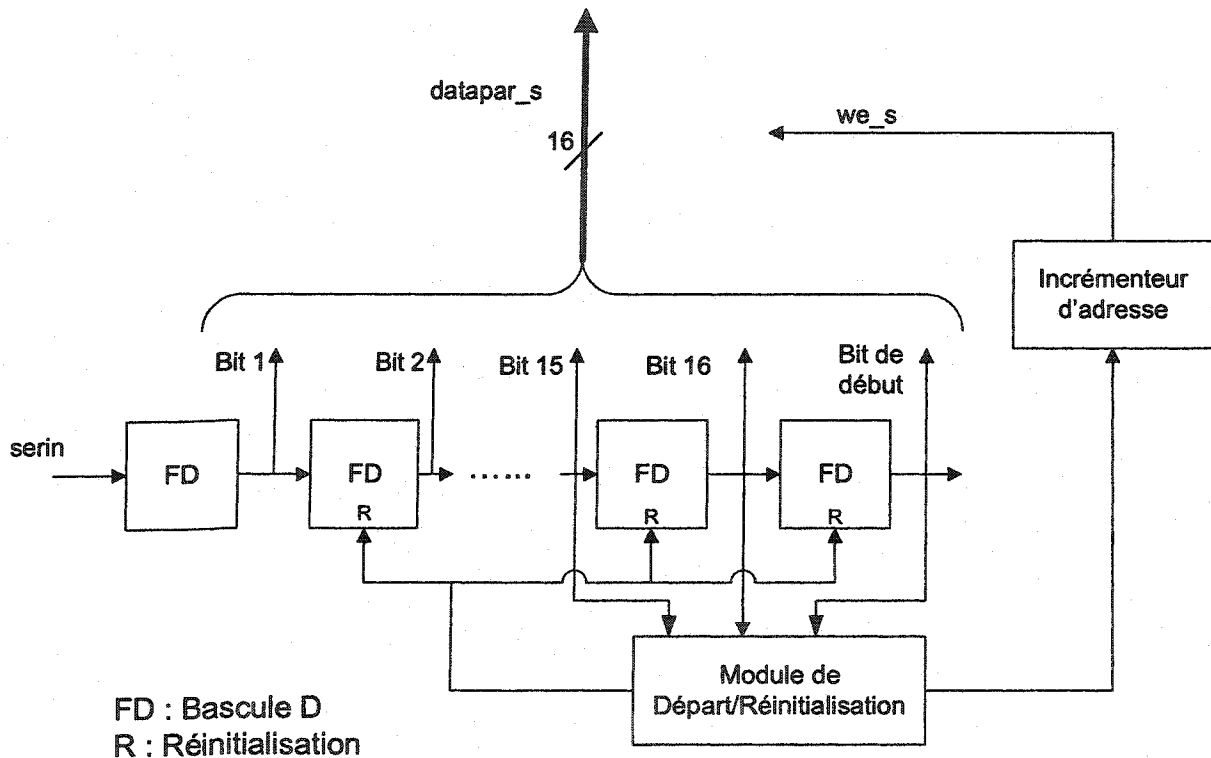


Figure 4.15 Convertisseur Série/Parallèle

Une sous-section de ce module (figure 4.16) est affectée à la sélection du mode d'opération. Il est possible, via le bit de sélection, de choisir les données et l'horloge provenant, soit du décodeur Manchester, soit des ports d'entrée externe. Ce bit de sélection sera présent seulement sur ce premier prototype; il permet de tester le microcontrôleur en cas de non-fonctionnement du décodeur Manchester qui serait dû à un problème lors de la conception ou de la fabrication du circuit.

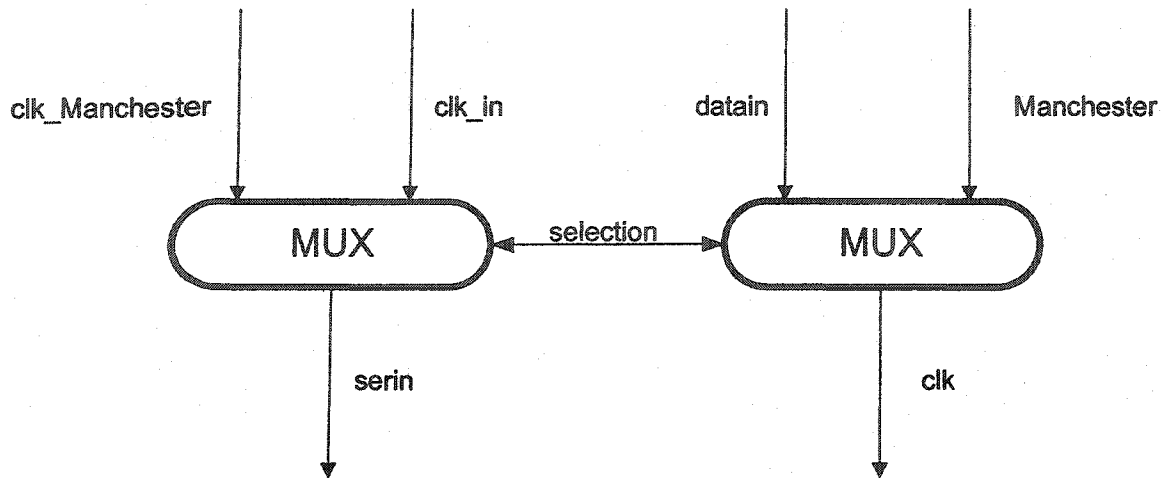


Figure 4.16 Sélection du mode

4.4 Décodeur Manchester

Le décodeur permet de recevoir le signal encodé en format Manchester et d'en extraire la donnée ainsi que l'horloge utilisée à l'intérieur du circuit. Le circuit est présenté (figure 4.17). Le décodeur retenu est celui conçu par Mouine [MOUINE, 1992] et Haché [HACHÉ, 2002]. Cependant, à la différence de ce circuit, la résistance et la capacité sont intégrées, ceci dans le but de diminuer au maximum les dimensions totales du circuit.

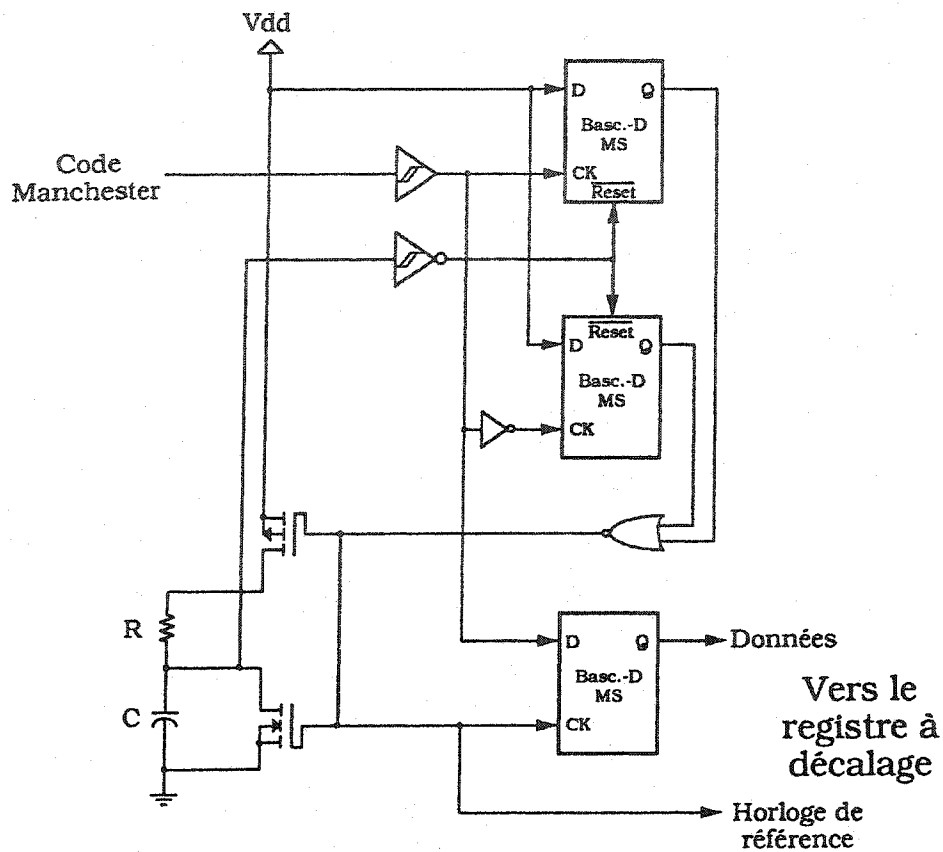


Figure 4.17 Schéma du décodeur Manchester

4.5 Développement du circuit

Ce chapitre a décrit en détail toutes les parties composant le circuit de commande dont les entrées/sorties, le microcontrôleur d'inspiration PIC, le convertisseur série/parallèle et le décodeur Manchester.

Lors de la conception du décodeur Manchester, l'insertion des composants passives, telle la résistance et le condensateur à l'intérieur même du circuit, permet de diminuer l'espace physique.

Les différents modules et sous-modules incluant les registres spéciaux ont été vus, ces derniers ont été réalisés en utilisant le langage de conception matériel VHDL. Les commandes de ce microcontrôleur ont également été expliquées au cours de ce chapitre. L'utilisation d'un convertisseur série/parallèle permet l'entrée des données dans le microcontrôleur, car la mémoire utilisée requiert une entrée sous la forme d'un bus parallèle.

Le prochain chapitre s'attarde à la conception physique de ce circuit. Il présente le circuit conçu à l'aide d'un logiciel de conception incluant les différents ports d'entrées/sorties, les résultats de simulation, la consommation et la dimension de ce circuit. Par la suite, une série de tests a été complétée sur les différentes sections du circuit pour s'assurer de la fonctionnalité du circuit fabriqué par la SCM.

5. SIMULATION ET TEST DU CIRCUIT INTÉGRÉ

Le dernier chapitre a mis l'accent sur la conception même du circuit intégré. Il a été montré les différentes sections dont le décodeur Manchester, le convertisseur série/parallèle ainsi que le microcontrôleur avec les différentes sous-sections et les instructions implantées. Ce chapitre s'attaque à la réalisation physique du circuit. Il se divise en trois sections principales, soit la topologie, les résultats de simulation et les résultats du circuit intégré physique.

En premier lieu, ce chapitre présente la topologie du circuit incluant les blocs logiques tels que la '*Static Random Access Memory*' (SRAM) et l'assignation de chacun des coussinets. Par la suite, les résultats de simulation et de test du décodeur Manchester, du convertisseur série/parallèle et du microcontrôleur sont exposés. De plus, il est comparé la consommation du circuit prévue versus celle observée lors des tests à une fréquence de 1 MHz. L'annexe B présente les programmes utilisés pour vérifier le bon fonctionnement du microcontrôleur.

Finalement, les coussinets de sortie sont caractérisés et il est expliqué les légères différences entre les résultats de simulation et de test.

5.1 Topologie

La dimension totale du circuit, incluant les modules internes et les coussinets, est de 1,5 mm x 2 mm. Les modules internes sont divisés en trois sections principales. La première section est le décodeur Manchester qui est de dimension 100 μm x 500 μm . La seconde section est la mémoire SRAM qui est un '*System On Chip*' (SOC) de largeur 32-bit et 1024 mots de profond permettant d'enregistrer les instructions; la dimension de cette mémoire est de 200 μm x 300 μm . Enfin, la dernière section est la partie numérique qui comprend le microcontrôleur et le convertisseur série/parallèle; la dimension de celle-ci est de 700 μm x 500 μm . La dimension totale des composantes internes du circuit est de 1000 μm x 700 μm (figure 5.1).

Pour ce premier prototype, plusieurs entrées et sorties supplémentaires permettant le débogage des différentes sections du circuit ont été insérées.

Le tableau 5.1 présente le type de port, le nom du signal ainsi que les coussinets du circuit associés (figure 5.1). La dernière colonne du tableau indique si les signaux sont utilisés seulement dans le prototype.

TABLEAU 5.1 COUSSINETS DU CIRCUIT INTÉGRÉ

	Type de port (Série/Parallèle)	Nom du signal	Numéro du coussinet utilisé	Prototype seulement
Entrées	Série	Format Manchester	4	non
	Série	Format logique	3	oui
	Série	Réinitialisation	1	non
	Série	Horloge	5	oui
	Série	Sélection du format des données	2	oui
Sorties	Parallèle	PortB	25-24-23-22-9-10- 11-12 (bits <7:0>)	non
	Parallèle	Bus commun	13-14-15-16-17-19- 20-21 (bits <7:0>)	oui
	Série	Horloge	18	oui
	Série	Données post-convertisseur	38	oui
	Parallèle	Données en parallèle	35-36-41-42 (bits <13,12,1,0>)	oui
	Parallèle	Adresses	30-31-32-33-34 (bits <4,3,2,1,0>)	oui
Alimentation	Parallèle	VDD 1,8 V	26-27	non
	Parallèle	VSS 1,8 V	7-8	non
	Parallèle	VDD 3,3 V	28-29-40	non
	Parallèle	VSS 3,3 V	6-37-39	non

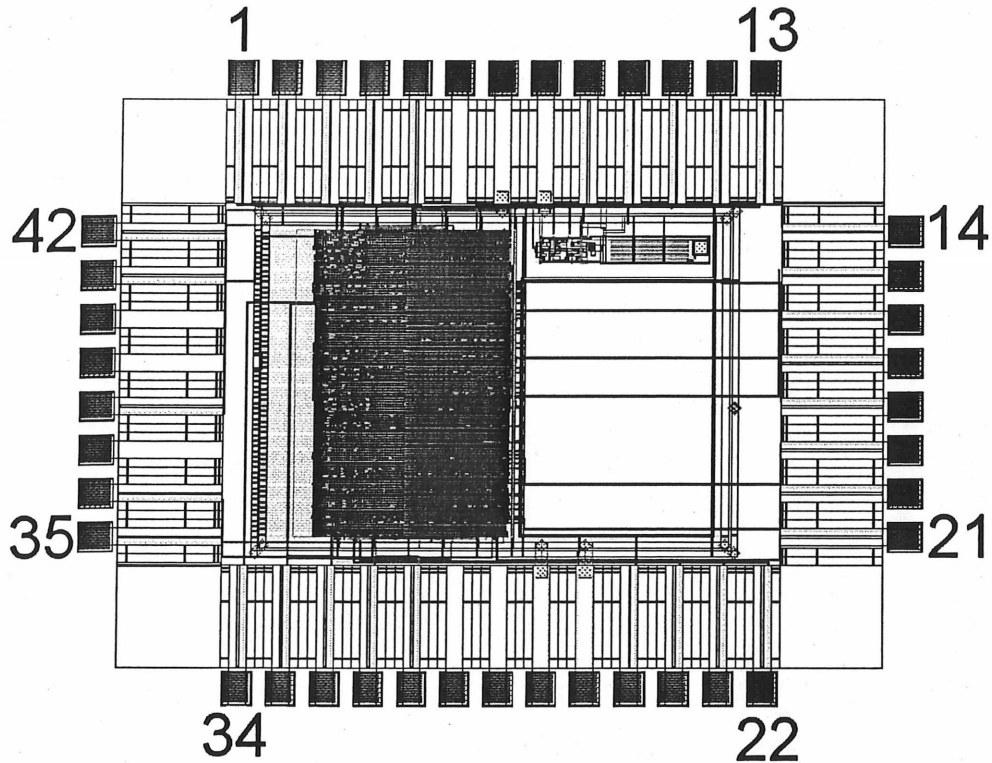


Figure 5.1 Topologie du circuit représentant les différentes sections et les coussinets

5.2 Résultats de simulation

La validation de chacune des sections, soit le décodeur Manchester, le microcontrôleur et le convertisseur série/parallèle, a été effectuée via les outils de simulation dont 'SYNOPSYS' pour les sections numériques et 'SPICE' pour les sections analogiques. Ces résultats sont présentés dans les prochaines sections.

5.2.1 DÉCODEUR MANCHESTER

Tel que mentionné au cours du chapitre 3 et du chapitre 4, les principaux avantages du format Manchester résident en la possibilité de transmettre l'information via un lien RF et aussi de pouvoir extraire l'horloge et les instructions à partir d'un seul signal. Le synchrogramme de la figure 5.2 présente les données ainsi que l'horloge extraite à

partir du code Manchester. L'horloge est cadencée à 1 MHz alors que les données fluctuent de '0' à '1' et de '1' à '0' pour les besoins de la simulation.

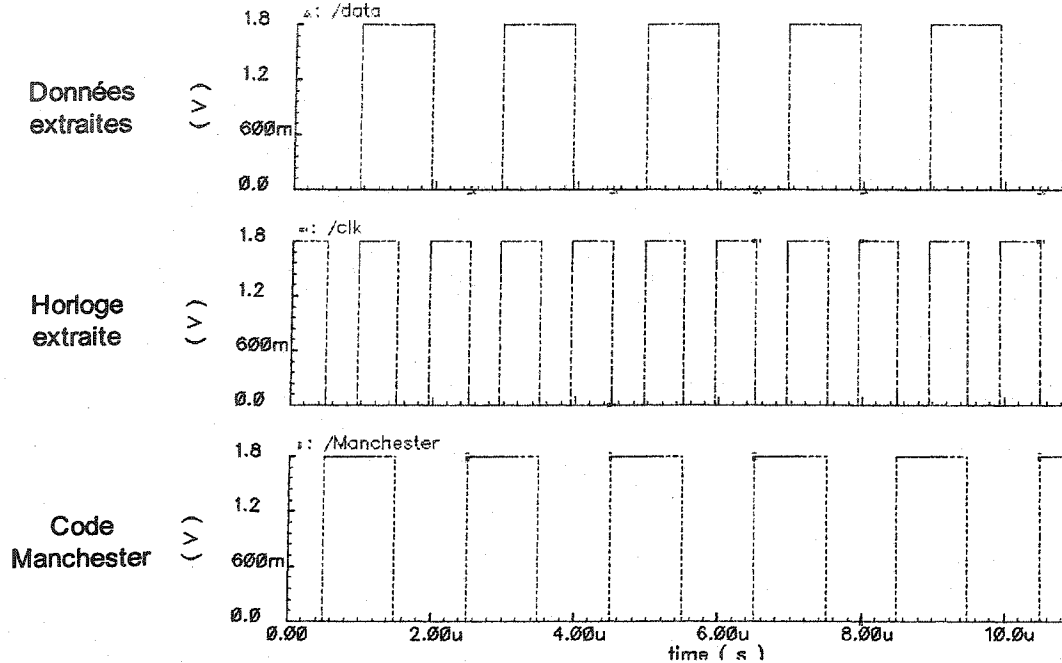


Figure 5.2 Simulation montrant les données et l'horloge extraits du code Manchester

5.2.2 MICROCONTRÔLEUR

Un premier programme (annexe B.1) a été testé, le synchrogramme de la figure 5.3 présente les résultats avec une horloge cadencée à 1 MHz; cette valeur est validée grâce au coussinet de sortie 'clk_outpad'. Les coussinets 'adressepad' permettent de vérifier si le programme extrait la bonne adresse pour la prochaine instruction, l'opération de saut ('GOTO') à l'adresse 10h est montré sur la figure 5.3.

Ce programme teste l'instruction d'addition avec ADDLW. Les valeurs additionnées sont 2Fh avec FFh, ce qui donne 2Eh (figure 5.3), ce résultat est envoyé à l'extérieur par le port de sortie PORTB. Le microcontrôleur démarre quand 'rst' = '0'.

D'autres routines ont été testées avec succès (annexe B). Celles-ci ont chacune leur particularité. La seconde routine (annexe B.2) teste les sauts et les branchements. La troisième routine (annexe B.3) valide les opérations logiques et arithmétiques de l'UAL. Finalement, la quatrième routine (annexe B.4) vérifie le module d'interruption.

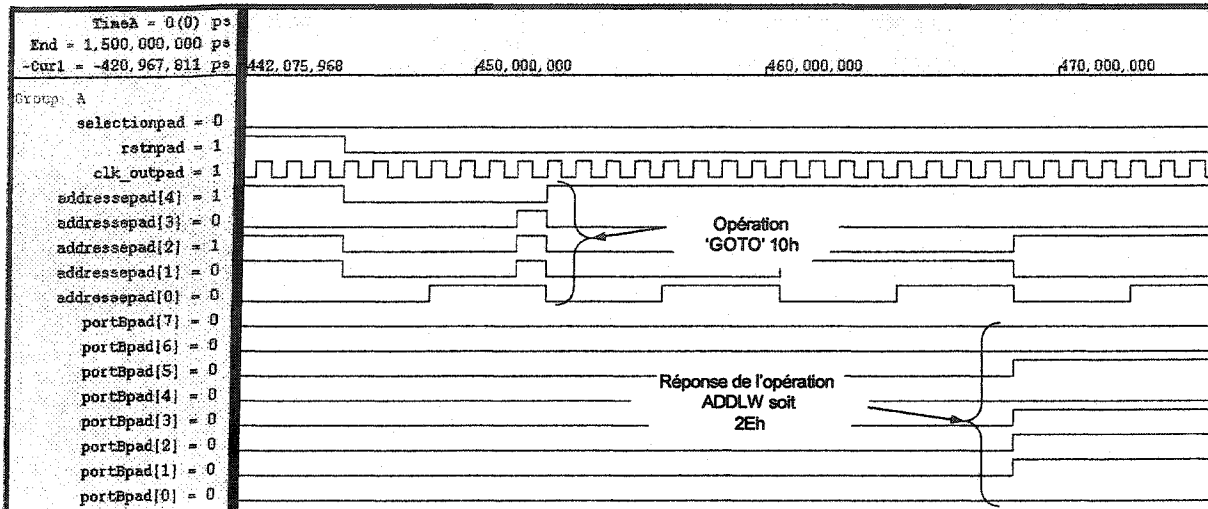


Figure 5.3 Simulation montrant les entrées et les sorties de l'opération 'ADDLW'

5.2.3 CONVERTISSEUR SÉRIE/PARALLÈLE

Le test valide la clef de départ '1', '0', '1' pour éviter qu'un mauvais signal puisse faire démarrer l'entrée des données. Cette clef est montrée sur le port série 'datainpad' du synchrogramme de la figure 5.4. La conversion se fait au front montant suivant sur le port parallèle 'dataparpad'. Suite à cette clef de départ, un bit d'écriture doit être présent en début de chaque série de données, ce qui permet une transmission asynchrone. De plus, il sert à l'incrémentation des adresses de la mémoire du microcontrôleur.

Le synchrogramme de la figure 5.5 présente la première série d'instructions qui démarrent avec les bits '1', '0', '1' qui est la clef de départ. Cette série débute au temps 15,5 μ s. Par la suite, une première série de données, débutant avec le bit de départ '1' au temps 49,5 μ s, est présentée. La série à convertir est 2810h, c'est

l'opération de départ 'GOTO' 10h. Elle commence au temps 50,5 μ s. Il est à noter que le premier bit de valeur '1' sert à l'écriture dans la mémoire. Finalement, lorsque la série de données est convertie, l'adresse est incrémentée. L'incrémentaion est montrée au port 'adressepad[0]' à 67,5 μ s.

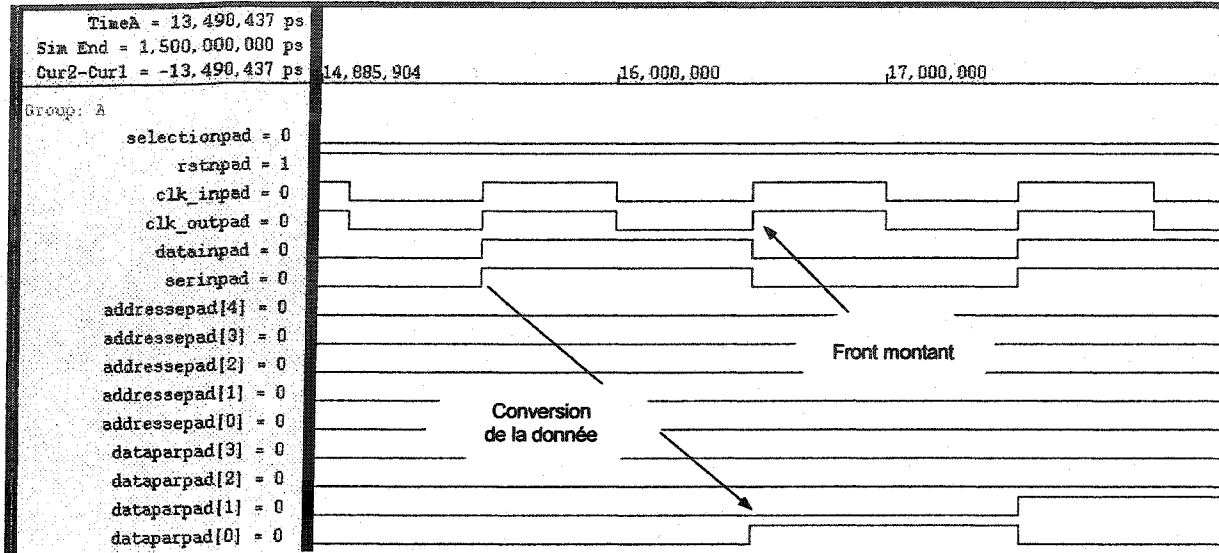


Figure 5.4 Simulation montrant l'entrée des données et l'horloge par le port série

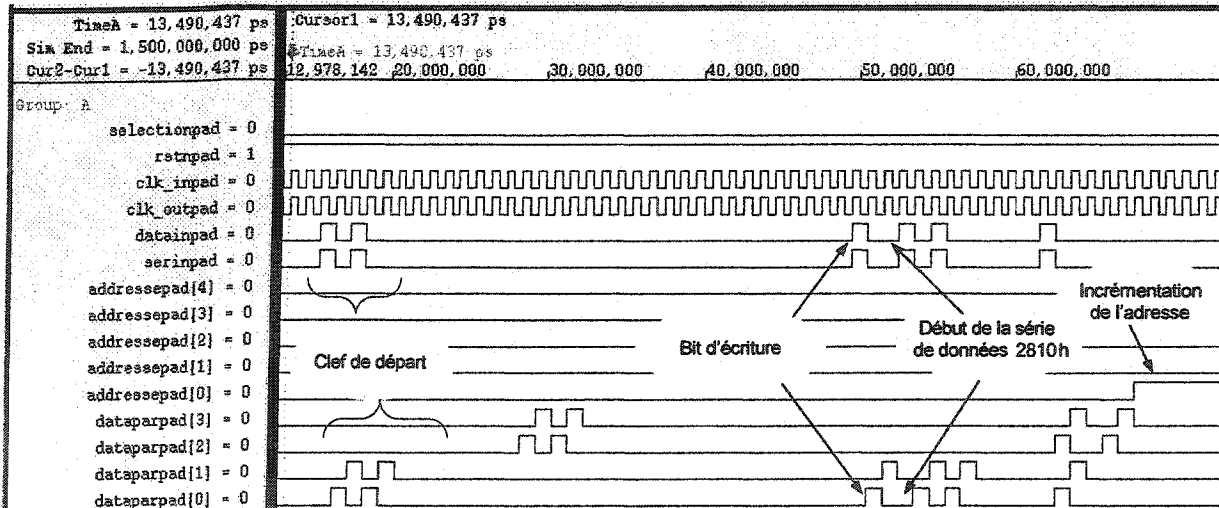


Figure 5.5 Simulation montrant la conversion de données séries en données parallèles

5.2.4 CONSOMMATION

La simulation de la consommation, provenant du logiciel 'SYNOPTIS', de la partie numérique du circuit (incluant le microcontrôleur et le convertisseur série/parallèle) est évaluée à 250 μA . La consommation de la partie analogique (simulée par le logiciel 'SPECTRE'), soit le décodeur Manchester, est évaluée à 98 μA (figure 5.6).

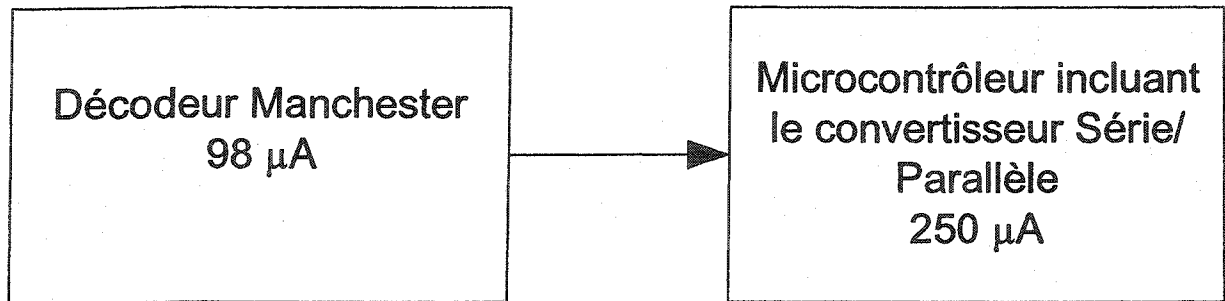


Figure 5.6 Résultats de simulation concernant la consommation du circuit intégré

5.3 Résultats de tests

5.3.1 DÉCODEUR MANCHESTER

Le test effectué sur le décodeur Manchester permet de valider les données extraites et l'horloge de 1 MHz. La figure 5.7 montre une cadence d'horloge de 1 MHz ainsi que les données extraites du signal Manchester. La figure 5.8 montre un ratio de 3/10 entre le niveau haut (288 ns) et la période totale (968 ns). Même si cette horloge n'est pas à 5/10 comme simulée, elle ne crée aucun problème lors du fonctionnement du microcontrôleur. Cette différence est due à l'utilisation d'une capacité de faible valeur, soit de 900 fF, afin de minimiser la dimension du circuit. Par conséquent, les variabilités inhérentes au procédé de fabrication et les capacités parasites sont devenues significatives.

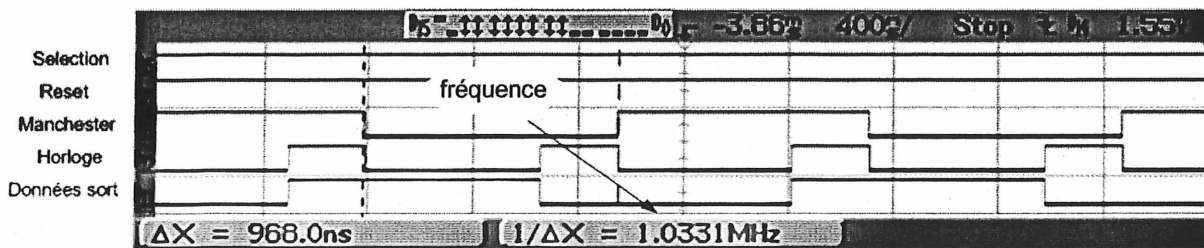


Figure 5.7 Test montrant l'entrée des données et l'horloge par le port Manchester

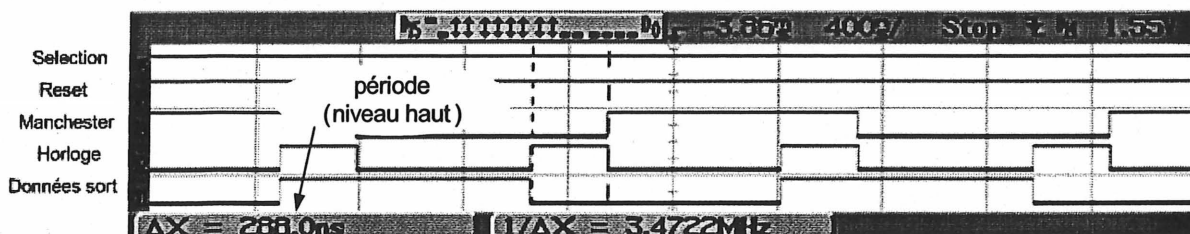


Figure 5.8 Test montrant la division de l'horloge extraite par le décodeur Manchester

Par la suite, la performance du décodeur Manchester a été caractérisée. Ce test a pour but de vérifier la stabilité du décodeur lors de la conversion des données à la fréquence d'horloge sélectionnée. Pour s'assurer de la stabilité de la conversion, il est nécessaire de déterminer la fréquence extraite du décodeur en fonction de la fréquence d'entrée; ces deux fréquences doivent être identiques. La figure 5.9 démontre que le décodeur est très stable selon une fréquence d'entrée variant de 750 kHz à 1550 kHz. À l'extérieur de ces bornes minimales et maximales, l'horloge extraite devient aléatoire. Cette large plage dynamique permet au circuit d'être stable pour une très grande plage d'opération de la fréquence d'entrée.

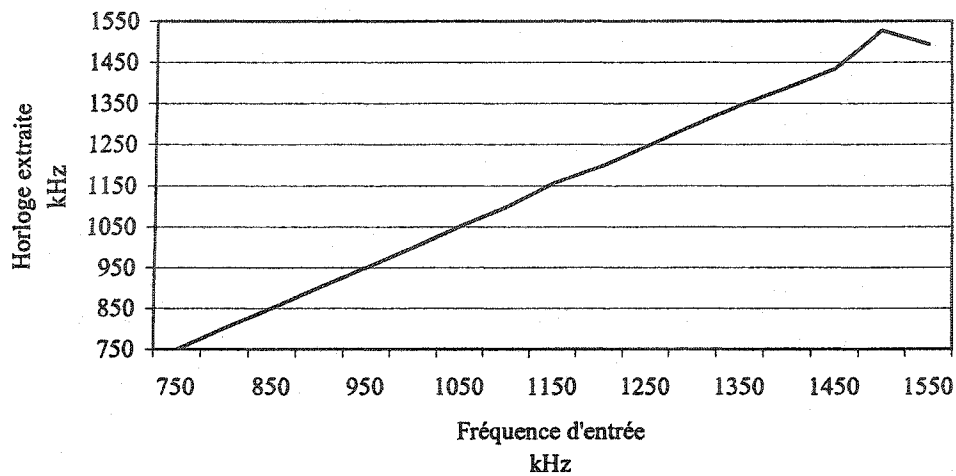


Figure 5.9 Caractérisation du décodeur Manchester

5.3.2 MICROCONTRÔLEUR

Les différents tests suggérés (annexe B) ont tous été passés avec succès. Le synchrogramme de la figure 5.10 permet de tester l'instruction d'addition avec ADDLW et le saut (GOTO) à l'adresse 10h. Les valeurs additionnées sont 2Fh avec FFh, ce qui donne 2Eh, ce résultat est envoyé à l'extérieur par le port parallèle de sortie 'PortB'. Le microcontrôleur démarre quand 'reset' = '0'. Ce résultat est identique à la simulation montrée dans le synchrogramme de la figure 5.3. Il est à noter que l'horloge sélectionnée est sous le format Manchester, qui est le format de référence lors du fonctionnement du microcontrôleur. La seule différence dans le résultat est la lecture de l'instruction à l'adresse mémoire 0. Cette différence sera expliquée en détail à la section 5.5.

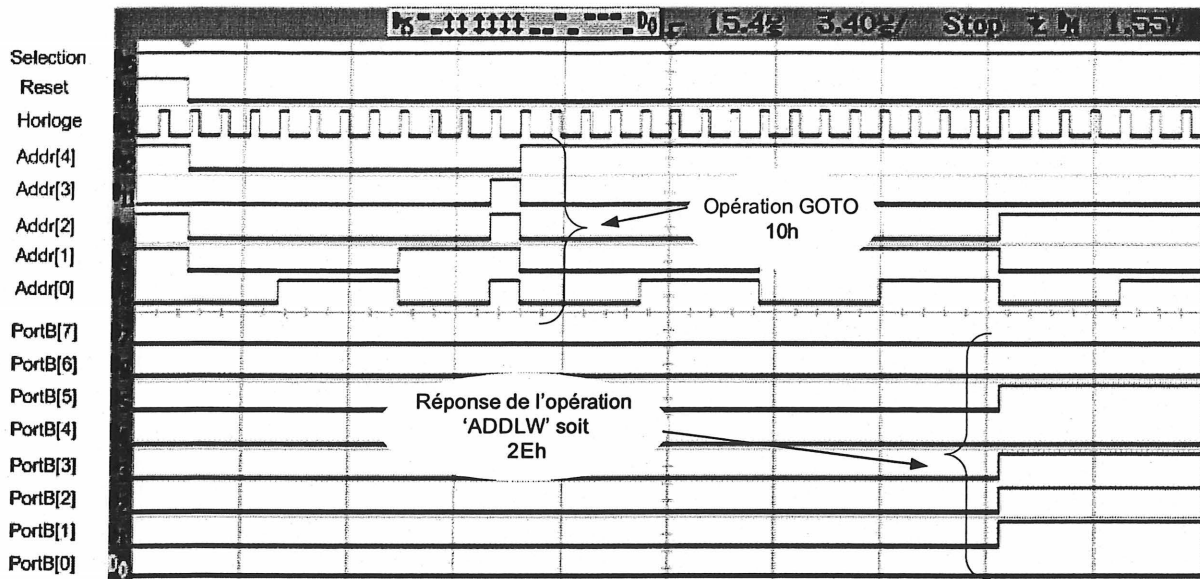


Figure 5.10 Test montrant les entrées et les sorties de l'opération 'ADDLW'

5.3.3 CONVERTISSEUR SÉRIE/PARALLÈLE

Une première conversion a été réalisée en utilisant une horloge externe et une entrée des données provenant du port série. Dans le synchrogramme de la figure 5.11, les ports 'Horloge ent' et 'Données ent' sont des ports d'entrée représentant respectivement l'horloge et les données. Les ports 'Horloge sort' et 'Données sort' sont des ports de sortie permettant de valider que l'horloge et les données sont bien entrées dans le circuit. La clef de départ '1', '0', '1' est présentée sur port 'Données ent'. Par la suite, cette clef est convertie, le port 'Parallèle' démontre la conversion. Ainsi, les résultats de la conversion, montrés dans le synchrogramme de la figure 5.11, sont identiques au synchrogramme de la figure 5.4.

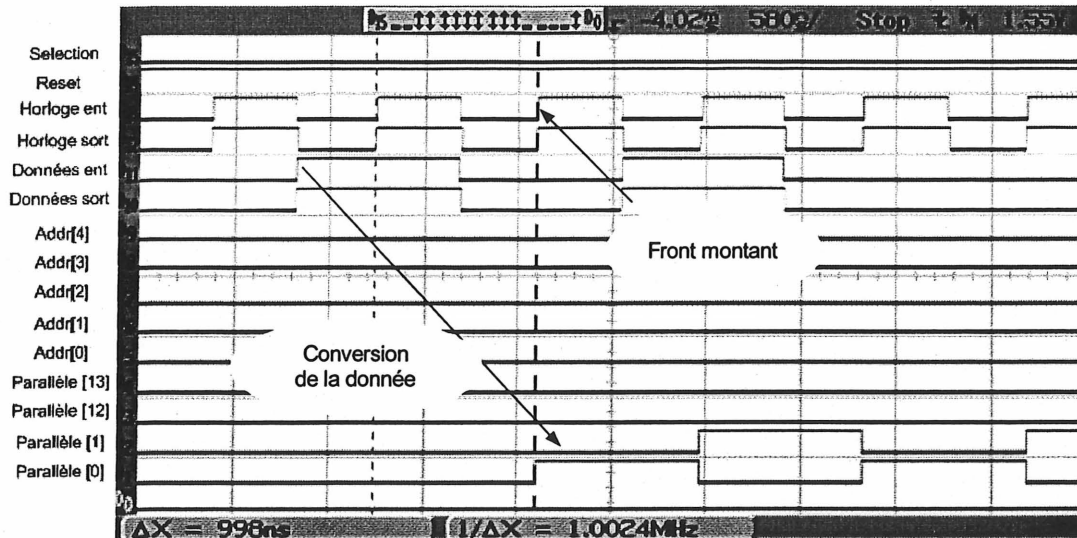


Figure 5.11 Test montrant l'entrée des données et l'horloge par le port série

De plus, il est nécessaire de valider la conversion des données série ainsi que l'incrémentation du compteur d'adresse du convertisseur série/parallèle. En premier lieu, il a été décidé de convertir la clef de départ '1', '0', '1'. Par la suite, une première série de données, débutant avec le bit de départ '1' est présentée. La série à convertir est 2810h, c'est l'opération de départ GOTO 10h, comme montrée dans le synchrogramme de la figure 5.12. Ce résultat est identique à celui de la simulation, vu dans le synchrogramme de la figure 5.5.

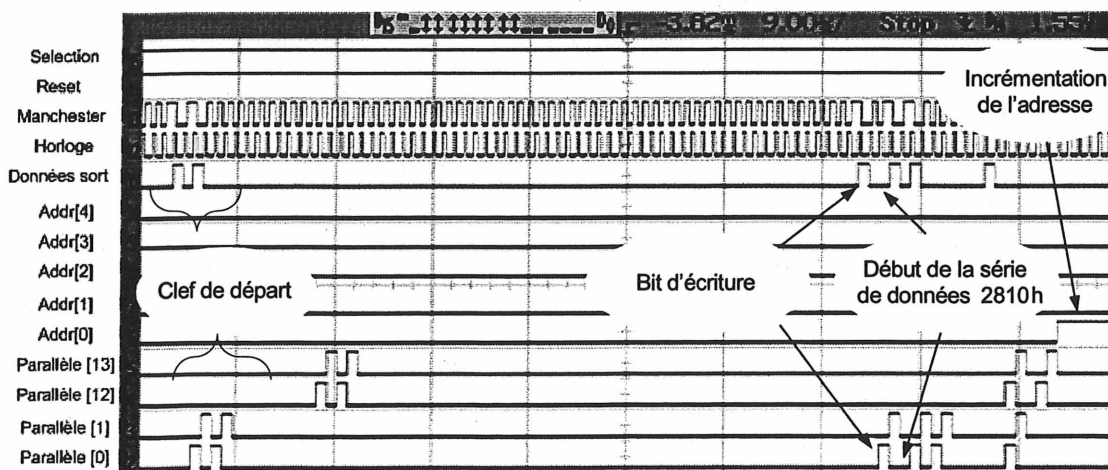


Figure 5.12 Test montrant la conversion de données série en données parallèle

5.3.4 CONSOMMATION

Lors des tests de fonctionnalité, la consommation du microcontrôleur était de $145 \mu\text{A}$ (tension de $1,8\text{V}$) alors que celle du convertisseur série/parallèle était de $25 \mu\text{A}$ (tension de $1,8\text{V}$). Aucune différence de consommation entre les quatre différents tests n'a été observée. La consommation de la partie analogique, soit le décodeur Manchester, est de $32 \mu\text{A}$ (figure 5.13). Ce test a été réalisé à l'aide d'une faible résistance située entre la sortie du circuit et la mise à la terre. Un oscilloscope a servi à déterminer la chute de tension aux bornes de la résistance.

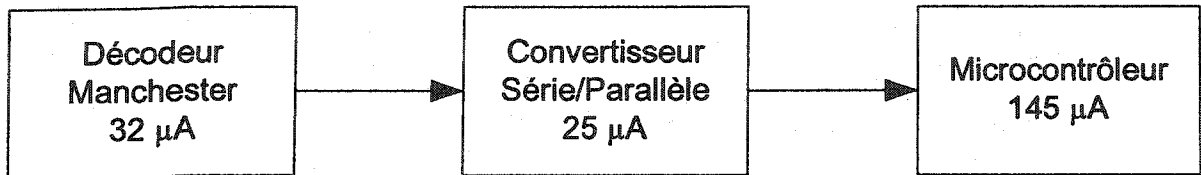


Figure 5.13 Résultats de test concernant la consommation du circuit intégré

En comparant ces résultats avec les simulations, la consommation de la partie numérique (incluant le convertisseur série/parallèle et le microcontrôleur) est de $170 \mu\text{A}$, ce qui est inférieur à la consommation de $250 \mu\text{A}$ prévue par la simulation. En ce qui a trait au décodeur Manchester, la consommation est aussi moindre que prévu avec $32 \mu\text{A}$ versus $98 \mu\text{A}$ lors de la simulation. Ces tests et simulations ont été réalisés avec la même fréquence d'horloge soit 1MHz .

5.4 Caractérisation des coussinets de sortie

La caractérisation des coussinets a été effectuée dans le but de s'assurer d'être en mesure d'alimenter les pattes du microrobot [OTIS, 2004]. La résistance des coussinets de sortie en signal haut et bas est présentée sur la figure 5.14.

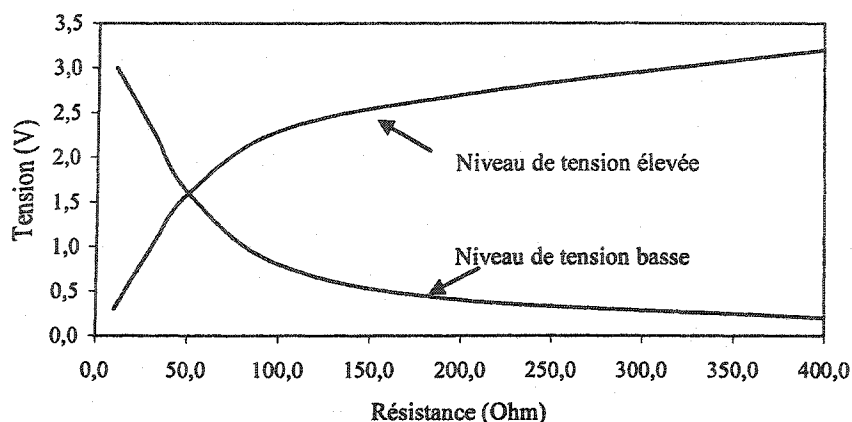


Figure 5.14 Résultats de test du coussinet de sortie en signal haut et bas

TABLEAU 5.2 CARACTÉRISTIQUES DES COUSSINETS DE SORTIE

Caractéristiques	Valeurs
I_{OL}	27mA
I_{OH}	23mA
Impédance	50 Ohms
Capacité	N/A*

*La capacité des coussinets utilisés (PDO08CDG) est documentée par la SCM sous la librairie TPZ973G. Cependant, celle-ci est confidentielle et ne peut malheureusement être documentée dans ce document

5.5 Différences

Suite aux résultats montrés précédemment, il a été vu que les différentes sections (décodeur Manchester, convertisseur série/parallèle et microcontrôleur) répondent aux attentes par rapport aux résultats de simulation. Tel qu'il est mentionné à la section 5.3.2, la seule différence notable est la lecture à l'adresse 0 de la mémoire. En effet, lorsque l'adresse 0 est utilisée pour démarrer le programme du microcontrôleur, qui est l'instruction GOTO à l'adresse 10h, le synchrogramme de la figure 5.15 montre que l'opération n'est pas exécutée. Par contre, la simulation montrée dans le synchrogramme de la figure 5.16 exécute l'instruction correctement. Ainsi, suite à l'incrémentation du port 'adressepad[0]' = '1' au temps 448,5 μ s dans le synchrogramme de la figure 5.16, l'opération GOTO à l'adresse 10h s'exécute au temps 552,5 μ s. Par contre, dans le synchrogramme de la figure 5.15, lors de

l'incréméntation du port 'Addr[0]', qui est le port 'adressepad[0]' dans le dans le synchrogramme de la figure 5.16, l'opération GOTO à l'adresse 10h ne s'exécute pas.

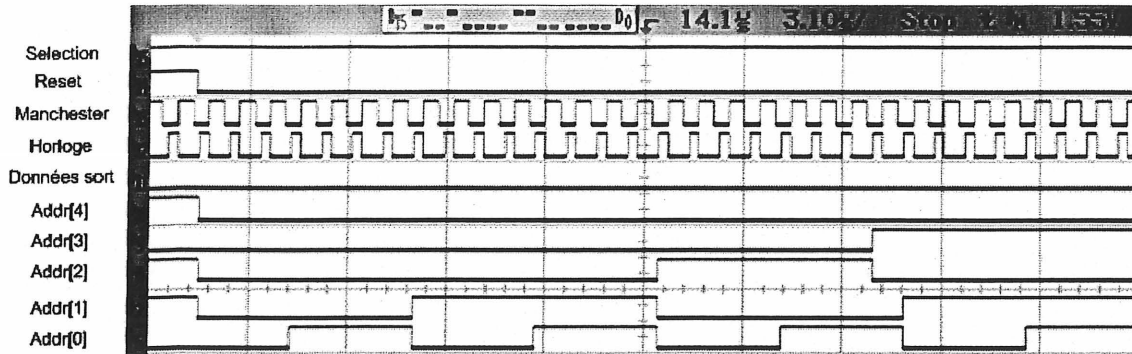


Figure 5.15 Test montrant le départ du microcontrôleur en écrivant à l'adresse mémoire 0

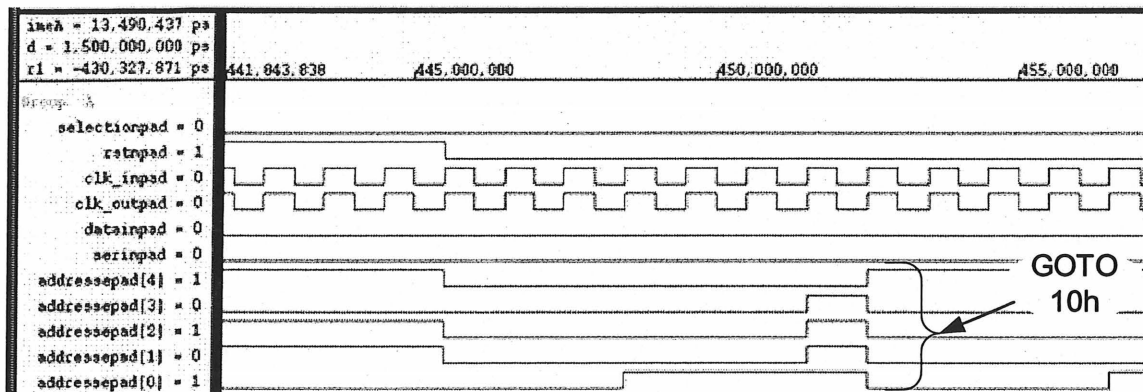


Figure 5.16 Simulation montrant le départ du microcontrôleur en écrivant à l'adresse mémoire 0

Un programme a été développé pour déterminer s'il y a écriture à l'adresse 0, afin de déterminer la cause de ce problème, ceci en séquencant les instructions suivantes.

```

MOVLW    B6h    => (Adresse mémoire 00h)
GOTO     10h    => (Adresse mémoire 01h)
MOVLW    81h    => (Adresse mémoire 10h)
GOTO     00h    => (Adresse mémoire 11h)

```

Le synchrogramme de la figure 5.17 présente le résultat de ce test. En le comparant avec le résultat de simulation attendu (figure 5.18), on remarque que l'opération MOVLW B6h n'est jamais exécutée alors que le microcontrôleur se rend bien à l'adresse 0. Ceci démontre qu'il n'est pas possible d'écrire à l'adresse mémoire 0. La fabrication d'un autre circuit serait nécessaire pour valider si le problème est relié au concept ou encore à la fabrication.

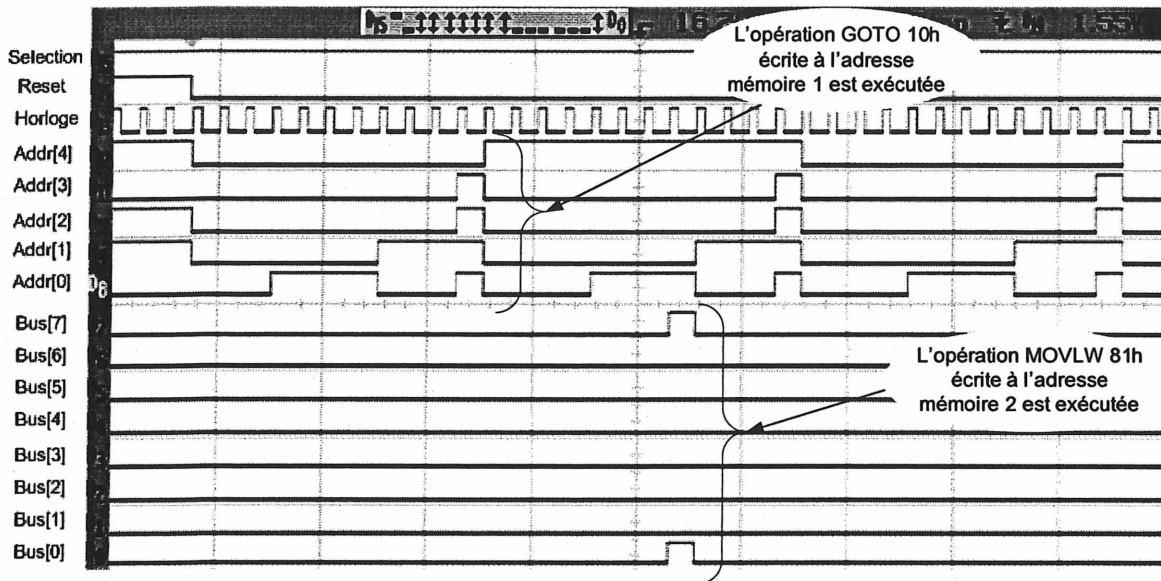


Figure 5.17 Test montrant l'écriture en adresse mémoire 0

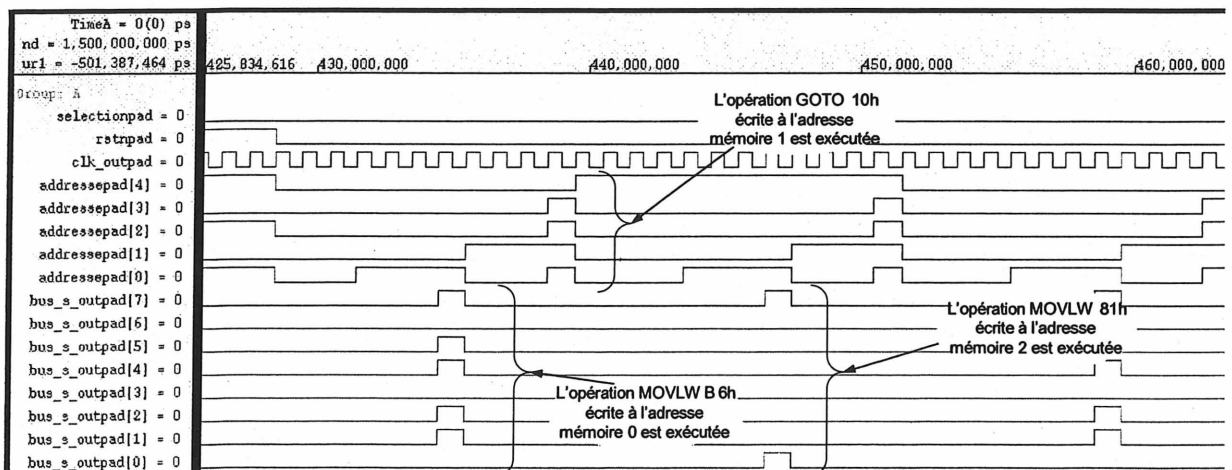


Figure 5.18 Simulation montrant l'écriture en adresse mémoire 0

À défaut d'avoir réalisé cette vérification, il est possible de contourner ce problème et de ne pas utiliser l'adresse mémoire 0 pour exécuter la première opération de départ, mais plutôt l'adresse mémoire 1, tel que montré dans le synchrogramme de la figure 5.19. Il est à noter que tous les tests précédents ont été exécutés en démarrant à partir de l'adresse mémoire 1.

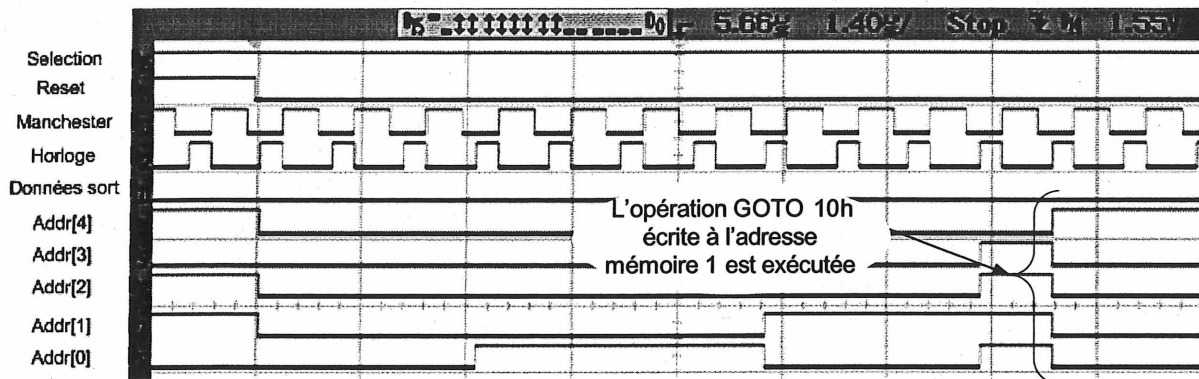


Figure 5.19 Test montrant le départ du microcontrôleur en écrivant à l'adresse mémoire 1

Ce chapitre a montré que les résultats des différents tests effectués lors des simulations concordent (annexe B) avec ceux effectués lors des tests de vérification du circuit physique. En ce qui a trait au décodeur Manchester, ce dernier fonctionne avec une horloge selon un ratio de 25/75 au lieu de 50/50 comme prévu en simulation. Cependant, l'horloge ne crée aucun problème lors du fonctionnement du microcontrôleur.

La consommation totale du circuit (incluant le microcontrôleur, le décodeur et le convertisseur) en opération qui est de 200 μ A, est moindre que les prévisions lors des simulations qui montraient une consommation de 350 μ A à 1 MHz. Cette différence peut être expliquée par l'outil de simulation 'SYNOPTIS'. Celui-ci a calculé la puissance en faisant varier les différentes portes logiques avec un ratio ouvert/fermé de 50/50, alors qu'une grande partie du circuit est composée de bascules qui sont utilisées de manière sporadique [FLYNN et coll., 2004].

Une caractérisation des coussinets de sortie a été effectuée, ce qui permet de déterminer une impédance de sortie de 50 Ohms, un I_{OH} de 23 mA et I_{OL} de 27 mA.

Finalement, un problème subsiste, soit l'impossibilité d'écrire à l'adresse 0 de la mémoire SRAM. Ce problème peut être circonscrit en utilisant l'adresse 1 de la mémoire.

6. CONCLUSION

Dans le présent document, il a été présenté un circuit intégré comprenant un microcontrôleur de type RISC et un décodeur Manchester. Ce circuit est conçu pour l'envoi de signaux permettant la commande des pattes d'un microrobot. Grâce à l'utilisation de mémoires, le circuit intégré est programmable, ce qui permettra d'optimiser le mouvement des pattes du microrobot.

En premier lieu, l'utilisation de transistors organiques pour concevoir le circuit a été envisagée. Cependant, ceux-ci ne sont pas encore suffisamment élaborés pour servir de base à la conception d'un microrobot. La recherche dans le domaine des transistors organiques vise plutôt l'aspect économique que l'aspect biomédical. L'une des façons de rendre le circuit biocompatible, est d'utiliser un matériel bioprotecteur tel que les polymères, le verre ou le titane. Par la suite, un survol des microrobots mobiles a été réalisé et il a été montré que les systèmes reliés physiquement à l'extérieur (fils) ne sont pas réalistes pour l'implantation à l'intérieur du corps humain. En ce qui a trait aux systèmes à champ magnétique, ceux-ci ne permettent pas d'effectuer un déplacement approprié. C'est pourquoi il a été décidé d'implanter un circuit intégré à même le microrobot.

Il a été déterminé que la technologie la mieux appropriée pour la fabrication d'un circuit de commande pour rencontrer les contraintes associées à la conception d'un microrobot, dont la dimension et la consommation, est la technologie CMOSP18. Celle-ci ne nécessite qu'une tension d'alimentation de 1,8V versus de 3,3V pour la technologie CMOSP35, ce qui permettra de diminuer la puissance requise lors du fonctionnement du circuit. De plus, la technologie CMOSP18 offre des modules internes optimisés dont des mémoires de type SRAM.

Les différentes architectures de circuit ont été comparées, dont les ASIC à matériel fixe, DSP et RISC, permettant d'effectuer les opérations demandées pour la commande. Les principales contraintes sont une faible consommation due au lien inductif, la programmation pour permettre l'optimisation des algorithmes de commande et la surface réduite pour l'intégration

au microrobot. Pour satisfaire ces contraintes, il a été démontré que le meilleur choix consiste à utiliser un microcontrôleur d'architecture de type RISC.

Comme la communication se fera via un lien RF, le format Manchester a été choisi. Ce format est approprié en raison de la densité spectrale. L'autre avantage est qu'il est possible, à partir du même signal, d'extraire les données et l'horloge permettant le fonctionnement du microcontrôleur.

Suite à la sélection de l'architecture RISC et du format de communication, les modules nécessaires sont un décodeur Manchester, un convertisseur série/parallèle et un microcontrôleur. Le décodeur Manchester extrait les données et l'horloge du signal d'entrée. Le convertisseur série/parallèle transmet les données extraites du décodeur à la mémoire du microcontrôleur. Le microcontrôleur, avec une mémoire reprogrammable et une sortie parallèle 8-bit, permet l'optimisation des algorithmes de commande des pattes du microrobot.

La partie numérique, soit le microcontrôleur et le convertisseur série/parallèle, a été conçue à l'aide du langage de conception matériel VHDL. Ce langage permet la conception concise des circuits numériques du microcontrôleur. Le microcontrôleur possède une mémoire SRAM pour les instructions, intègre un module d'interruption et permet les opérations logiques et arithmétiques avec une UAL de 8-bits. Le décodeur provient de l'implant cochléaire développé par Mouine [MOUINE, 1992] et complété en technologie CMOS18 par Haché [HACHÉ, 2002]. Par contre, le décodeur du microrobot utilise des composantes passives (résistance et capacité) intégrées, à l'instar des auteurs mentionnés précédemment.

Le circuit a été fabriqué grâce au support de la Société Canadienne de Microélectronique (SCM). La dimension totale du circuit incluant les modules internes et les coussinets est de 1,5 mm x 2 mm alors que la dimension de tous les modules internes, dont le microcontrôleur, le convertisseur série/parallèle et le décodeur Manchester est de 0,7 mm x 1,0 mm. Ce circuit comporte 5 entrées, 28 sorties et 10 coussinets réservés à l'alimentation.

Les différents tests ont permis de vérifier le bon fonctionnement du décodeur Manchester, du convertisseur série/parallèle et des divers modules du microcontrôleur. Le décodeur

Manchester utilise une horloge selon un ratio de 25/75 au lieu de 50/50 comme prévu en simulation. Cependant, cette horloge ne crée aucun problème lors du fonctionnement du microcontrôleur et cette différence est due à l'utilisation d'une capacité de faible valeur de 900 fF, ceci dans le but de minimiser la dimension du circuit. Comme mentionné précédemment, les variabilités inhérentes au procédé de fabrication et les capacités parasites sont devenues significatives. Dans un prochain circuit, il faudra faire un compromis entre la compacité du circuit, en utilisant une capacité plus grosse, versus la précision de l'horloge.

La consommation totale du circuit en opération, incluant le microcontrôleur, le décodeur et le convertisseur, est de 200 μ A, ce qui est moindre que les prévisions lors des simulations qui démontrent une consommation de 350 μ A à 1 MHz.

Ce projet a permis la conception et la réalisation d'un circuit fonctionnel qui respecte les contraintes. Certaines améliorations sont réalisables sur ce circuit et par ailleurs, d'autres modules peuvent être ajoutés pour interfacer des composants externes au circuit et utilisés par le microrobot tels que les pattes et le système de détection.

Les améliorations internes et externes au circuit permettront de diminuer la dimension de celui-ci. Au niveau de l'amélioration interne, la technologie CMOS18 permet l'utilisation des bibliothèques de composants mémoires tels que la SRAM. Une première SRAM a été utilisée pour mémoriser les instructions. Cependant, la mémoire contenant les données est composée de bascules, ce qui prend plus d'espaces physiques soit 0,6 mm x 0,4 mm pour une capacité de 128 registres. Il serait possible d'utiliser une mémoire SRAM avec 256 registres, tout en utilisant moins d'espace, soit 0,6 mm x 0,23 mm. Concernant les améliorations externes, la technique '*flip-chip*' permettrait de ne pas avoir de coussinets à la périphérie du circuit, ceux-ci occupent plus de 60 % de la superficie du circuit. Pour l'instant, elle n'a pas été utilisée, car elle n'était pas offerte par la SCM pour un circuit ayant une dimension de 1,5 mm x 2 mm. La disponibilité future de cette technique d'assemblage permettra d'éliminer les coussinets périphériques et ainsi rendre le circuit plus compact.

Ce premier circuit fabriqué utilise l'horloge extraite du décodeur Manchester. Cependant, dans le but d'optimiser l'autonomie du microrobot par rapport au monde externe, il faudra ajouter une horloge interne pour permettre le fonctionnement du microcontrôleur lorsque l'entrée des instructions sera complétée. Les principales contraintes concernent l'optimisation de la consommation et de l'espace physique au détriment de la précision de l'horloge. Au cours de la conception de cette horloge interne, la précision restera à déterminer.

Le premier objectif de ce circuit est la commande des pattes du microrobot. Cependant, lorsque le module de détection sera intégré, ce circuit devra être utilisé pour le traitement de l'information provenant de ce module de détection, et de la commande des pattes. Ces tâches peuvent devenir très lourdes à supporter par le microcontrôleur. L'une des façons de diminuer cette charge est d'ajouter un module '*Pulse Width Modulation*' (PWM) pour effectuer la commande des pattes et laisser le microcontrôleur effectuer le traitement des données et la gestion globale du microrobot. Le fonctionnement des six pattes dépend du rapport de tension entre elles, car celles-ci peuvent être modélisées comme des capacités et des résistances [OTIS, 2004]. Par conséquent, le déplacement et la vitesse du microrobot dépendent du niveau de tension appliqué à ces pattes. Comme le niveau de tension de sortie du circuit est constant, il ne permet pas la commande adéquate (vitesse et direction variable) des pattes du microrobot. L'utilisation de la PWM permettra d'ajuster la valeur efficace de la tension de sortie en faisant varier la largeur des impulsions.

Finalement, l'implantation d'un microrobot dans le corps humain n'est pas encore réalisable à court terme et n'est pas l'objectif de ce mémoire. Les principales contraintes sont les systèmes de propulsion qui sont encore trop gros et les circuits implantables qui ne sont pas biocompatibles. Les travaux présentés abordent donc quelques aspects de la problématique, mais n'apportent pas de solution fonctionnelle pour un microrobot qui se déplacerait dans un organisme vivant. Ce premier microrobot utilisera les six pattes pour son déplacement sur une surface plane.

ANNEXE A.

CARACTÉRISTIQUES DES SIGNAUX DE COMMANDE

TABLEAU A.1 ACTION DES SIGNAUX DE COMMANDE A 1 BIT

Nom du Signal	Effet lorsque '1'	Effet lorsque '0'
RSTn	Le circuit est en mode programmation	Le microcontrôleur est en opération
Ctrl_s (0)	'UAL' fonctionne	Aucune opération
Ctrl_s (1)	Registre 'STATUS' en mode lecture	Aucune opération
Ctrl_s (2)	Registre 'STATUS' en mode écriture	Aucune opération
Ctrl_s (3)	Registre 'W' en mode écriture	Aucune opération
Ctrl_s (4)	Registre 'W' en mode lecture	Aucune opération
Ctrl_s (5)	Registre 'D' en mode lecture	Aucune opération
Ctrl_s (6)	RAM en mode écriture	Aucune opération
Ctrl_s (7)	RAM en mode lecture	Aucune opération
Ctrl_s (8)	Registre 'FSR' en mode lecture	Aucune opération
Ctrl_s (9)	Registre 'FSR' en mode écriture	Aucune opération
Ctrl_s (10)	'LIFO' pousse adresse	Aucune opération
Ctrl_s (11)	'LIFO' tire adresse	Aucune opération
Ctrl_s (12)	Saut de compteur	Aucune opération
Ctrl_s (13)	Multiplexeur prend la valeur littérale	Multiplexeur prend la valeur du bus commun
Ctrl_s (14)	Multiplexeur prend le mode d'adressage indirect	Multiplexeur prend le mode d'adressage direct
Ctrl_s (15)	'Drapeau' démarrant un compteur qui permet de vider l'étage avec 4 coups d'horloge (provient du module de commande)	Aucune opération

Ctrl_s (16)	Valeur 'GIE' du registre 'INTCON' devient '1'	Aucune opération
Flag_s_s	'Drapeau' démarrant un compteur qui permet de vider l'étage avec 4 coups d'horloge (provient de l'UAL)	Aucune opération
Interout_s	'Drapeau' démarrant un compteur qui permet de vider l'étage avec 4 coups d'horloge (Interruption)	Aucune opération
Start_s	Signal de départ, permet de forcer la valeur h'C000' pour initialiser le microcontrôleur	Aucune opération
Interflag_s	Interruption	Aucune opération
Load_data_s	Count_s <= Datin_s	Aucune opération
Push_int_s	'LIFO' pousse adresse	Aucune opération
Load_int_s	Datin_s <= h'004'	Datin_s <= Seq_reg_s (8:0)
Spec_reg6_s (0)	'TIMER1' est en opération. Bit 0 (TMR1ON) du registre 'T1CON'	Aucune opération
Spec_reg6_s (1)	'TIMER1' est en mode 'timer'	'TIMER1' est en mode compteur
Timer1_s (16)	Bit signifiant que le registre TIMER1 a débordé	Aucune opération
Spec_reg2_s (7)	La fonction d'interruption globale est en opération Bit 7 (GIE) du registre 'INTCON'	Aucune opération
Spec_reg2_s (6)	La fonction d'interruption périphérique est en opération Bit 6 (PEIE) du registre 'INTCON'	Aucune opération
Spec_reg9_s (0)	La fonction d'interruption du TIMER1 est en opération Bit 0 (TMR1IE) du registre 'PIE1'	Aucune opération
Spec_reg3_s (0)	Le 'drapeau' (débordement du TIMER1) est écrit Bit 0 (TMR1IF) du registre 'PIR1'	Aucune opération
Interstat_s (5)	Banque 1 Bit 0 (RP0) du registre 'STATUS'	Banque 0 Bit 0 (RP0) du registre 'STATUS'
rd_reg_delai	Lecture des registres spéciaux (registres internes)	Lecture des registres de données (registres internes)
Csig_s	Ecriture du bit de report (STATUS)	Aucune opération
Zsig_s	Ecriture du bit zéro (STATUS)	Aucune opération
Cout_s	Bit de report = '1'	Bit de report = '0'

Zout_s	Bit zéro = '1'	Bit zéro = '0'
Cin_s	Bit de report = '1'	Bit de report = '0'
Selection	Horloge et données provenant du décodeur Manchester	Horloge et données provenant des ports externes
Oe_out	La sortie de la SRAM est en opération	La sortie de la SRAM est en haute impédance
We_s	Mémoire de programmation en écriture	Aucune opération

TABLEAU A.2 ACTION DES SIGNAUX A PLUSIEURS BITS

Nom du Signal	Valeur	Effets
Flag_s (1:0)	'00'	Seq_reg_s <= Sequence_s
	'01' '10' '11'	Seq_reg_s <= h'0000'
Sequence_s (15:14)	'00' '01' '10'	Seq_in_s <= Seq_out_s (représente les trois premiers cycles d'instruction du pipeline)
	'11'	Seq_in_s <= Instruc_in_s (représente le dernier cycle d'instruction du pipeline). Il permet d'entrer la nouvelle instruction.
Spec_reg6_s (5 :4)	'00'	'TIMER1' échelonné 1:1
	'01'	'TIMER1' échelonné 1:2
	'10'	'TIMER1' échelonné 1:4
	'11'	'TIMER1' échelonné 1:8

TABEAU A.3 REPRÉSENTATION DES DONNÉES

Nom de la donnée	Largeur	Représentation
Clk_Manchester	1 bit	Horloge provenant du décodeur Manchester
Clk_in	1 bit	Horloge provenant du port externe
Manchester	1 bit	Données provenant du décodeur Manchester
Datain	1 bit	Données provenant du port externe
Serin	1 bit	Données séries sélectionnées
Clk	1 bit	Horloge sélectionnée
Do_muxind_s (6:0)	7 bits	Adresse des registres internes (RAM ou registres spéciaux)
Spec_reg5_s (7:0)	8 bits	Valeur du registre spécial 5 'TMR1H'
Spec_reg4_s (7:0)	8 bits	Valeur du registre spécial 4 'TMR1L'
Timer1_s (15:8)	8 bits	Valeur des 8 bits (15:8) du registre Timer1
Timer1_s (7:0)	8 bits	Valeur des 8 bits (7:0) du registre Timer1
Do_ram_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie de la RAM
Do_spec_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie des registres spéciaux
Dout_mem_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie des registres internes
Bus_s (7:0)	8 bits	Bus des données
FSRoutram_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie du registre FSR servant à l'adressage indirecte
FSRoutbus_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie du registre FSR vers le bus de données
Do_muxlit_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie du multiplexeur pour choix entre des données littérales ou du bus
Dout_s (7:0)	8 bits	Valeur entrant dans l'UAL (bus ou littérale)
Soutstat_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie du registre 'STATUS'

Wout_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie du registre 'W'
Result_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie du module 'UAL'
Count_s (9:0)	10 bits	Adresse de l'instruction du Compteur vers module d'instruction.
Count_out_s (9:0)	10 bits	Adresse de l'instruction du compteur vers le LIFO.
Count_in_s (9:0)	10 bits	Adresse de l'instruction du LIFO vers le compteur.
Datrain_s (9:0)	10 bits	Adresse de l'instruction lors d'un saut ou d'une interruption
Adr	10 bits	Adresse de l'instruction du convertisseur série/parallèle vers module d'instruction.
Adr_s	10 bits	Adresse sélectionnée
Seq_reg_s (15:0)	16 bits	Instruction entrant dans les modules internes du microcontrôleur.
Seq_out_s (15:0)	('01' '10' '11') + 14 bits	Incrémentation de l'instruction.
Instruc_in_s (15:0)	'00' + 14 bits	Instruction à exécuter. 'Voir la documentation du PIC pour connaître le détail de l'instruction'.
Diprog_ss (15:0)	'00' + 14 bits	Signal externe représentant l'instruction à exécuter. 'Voir la documentation du PIC pour connaître le détail de l'instruction'.
Result_s (7:0)	8 bits	Valeur de sortie du module 'UAL'
Count_s (8:0)	9 bits	Adresse de l'instruction du Compteur vers module d'instruction.
Count_out_s (8:0)	9 bits	Adresse de l'instruction du compteur vers le LIFO.
Count_in_s (8:0)	9 bits	Adresse de l'instruction du LIFO vers le compteur.
Datrain_s (8:0)	9 bits	Adresse de l'instruction lors d'un saut ou d'une interruption
Seq_reg_s (15:0)	16 bits	Instruction entrant dans les modules internes du microcontrôleur.
Seq_out_s (15:0)	('01' '10' '11') + 14 bits	Incrémentation de l'instruction.
Instruc_in_s (15:0)	'00' + 14 bits	Instruction à exécuter. 'Voir la documentation du PIC pour connaître le détail de l'instruction'.
Datapar_s (15:0)	'00' + 14 bits	Signal externe représentant l'instruction à exécuter. 'Voir la documentation du PIC pour connaître le détail de l'instruction'.

ANNEXE B.

ROUTINE DE TEST DU MICROCONTRÔLEUR

ROUTINE B.1 : PREMIÈRE ROUTINE POUR TESTER MICROCONTRÔLEUR

Routine de base pour tester le fonctionnement du PIC soit les instructions GOTO, MOVLW, CLRW, ADDLW.

<u>instructions</u>	<u>explications</u>	
0- 0000	Adresse non-écrivable	
1- 2810	GOTO 'start' (ligne 16)	
2- 3ff		
3- 3ff		
4- 282a	GOTO interruption (non-utilisé dans cette routine)	
5- 3f28	Listing du PIC (par défaut)	
6- 3ff3ff	Lignes 6 à 15 par défaut dans le listing du PIC	
7- 3ff		
8- 3ff		
9- 3ff		
10- 3ff		
11- 3ff		
12- 3ff		
13- 3ff		
14- 3ff		
15- 3ff		
16- 302f	'start' MOVLW	W = 2Fh
17- 3eff	ADDLW	2F+FF => W = AEh
18- 0086	MOVWF	PORTB = AEh
19- 0100	CLRW	W = 00h
20- 0100	CLRW	W = 00h
21- 0100	CLRW	W = 00h

*Note : le nom du fichier test est : 'controleur4_serial_stim.stim'

ROUTINE B.2 :SECONDE ROUTINE POUR TESTER LE MICROCONTRÔLEUR

Routine pour vérifier principalement le fonctionnement du test sur les bits (BTFSC_ ainsi que les instructions CALL, GOTO, RETURN, INCF, MOVLW.

<u>instructions</u>	<u>explications</u>
0- 0000	Adresse non-écrivable
1- 2810	GOTO 'start' (ligne 16)
2- 3fff	
3- 3fff	
4- 282a	GOTO interruption (non-utilisé dans cette routine)
5- 3f28	Listing du PIC
6- 3fff	Lignes 6 à 15 par défaut dans le listing du PIC
7- 3fff	
8- 3fff	
9- 3fff	
10- 3fff	
11- 3fff	
12- 3fff	
13- 3fff	
14- 3fff	
15- 3fff	
16- 2017	'start' => CALL 'boucle' (ligne 23)
17- 3055	MOVLW 0x55 W = 55h
18- 3056	MOVLW 0x56 W = 56h
19- 3058	MOVLW 0x58 W = 58h
20- 281b	GOTO 'sortie' (ligne 27)
21- 3060	MOVLW 0x60 W = 60h
22- 3061	MOVLW 0x61 W = 61h
23- 1a37	'boucle' =>BTFSC test le bit 4 de RAM (x37)
24- 0008	RETURN
25- 0ab7	INCF incrémente RAM (37)
26- 2817	GOTO boucle
27- 3055	'sortie'=> MOVLW 0x55 W = 55h
28- 3055	MOVLW 0x55 W = 55h
29- 3055	MOVLW 0x55 W = 55h
30- 3055	MOVLW 0x55 W = 55h

*Note : le nom du fichier test est : 'controleur3_serial_stim.stim'

ROUTINE B.3 : TROISIÈME ROUTINE POUR TESTER LE MICROCONTRÔLEUR

Routine pour vérifier principalement le fonctionnement de l'UAL avec CARRY et ZERO en utilisant les instructions logiques RRF, RLF, ADDWF, ADDLW, SUBLW, XORLW, IORWF ainsi que CLRF, CLRW, MOVLW, MOVF, MOVWF, BSF, BCF.

<u>instructions</u>	<u>explications</u>	
0- 0000	Adresse non-écrivable	
1- 2810	GOTO 'start' (ligne 16)	
2- 3fff		
3- 3fff		
4- 282a	GOTO interruption (non-utilisé dans cette routine)	
5- 3f28	Listing du PIC	
6- 3fff	Lignes 6 à 15 par défaut dans le listing du PIC	
7- 3fff		
8- 3fff		
9- 3fff		
10- 3fff		
11- 3fff		
12- 3fff		
13- 3fff		
14- 3fff		
15- 3fff		
16- 302f	'start' => MOVLW	W = 2Fh
17- 1403	BSF, bit 0	bit de report dans STATUS activé
18- 00a8 /	MOVWF	RAM (28h) = 2Fh
19- 0d28	RLF	Rotation vers la gauche de RAM (28h) => W=5Fh
20- 00a5	MOVWF	RAM (25h) = 5Fh
21- 0825	MOVF	W=RAM (25h)=5Fh
22- 0828	MOVF	W=RAM (28h)=2Fh
23- 1003	BCF, bit 0	bit de report dans STATUS désactivé
24- 3066	MOVLW	W= 66h
25- 3eff	ADDLW	66+FF => W = 65h => Carry = '1'
26- 0c28	RRF	Rotation vers la gauche de RAM (28h) => W = 97h
27- 1003	BCF, bit 0	bit de report dans STATUS désactivé
28- 3c97	SUBLW	97h - 97h => W=00h => C = 1 et Z = 1
29- 0803	MOVF	W = 05h (car C=1 et Z = 1 dans STATUS)
30- 3a35	XORLW	36h XOR 05h => W = 35h
31- 0425	IORWF 0x25	5Fh OR 35h => W=7Fh
32- 0100	CLRW	W = 00h
33- 01a5	CLRF x25	
34- 0825	MOVF 0x25,0	W = RAM (25h) = 00h
35- 0100	CLRW	W = 00h
36- 0100	CLRW	W = 00h
37- 0100	CLRW	W = 00h

*Note : le nom du fichier test est : 'controleur2a_serial_stim.stim'

ROUTINE B.4 : QUATRIEME ROUTINE POUR TESTER LE MICROCONTRÔLEUR

Routine pour valider le module TIMER1 avec ratio du compteur 1:1. De plus, test vérifiant l'interruption ainsi que les instructions BCF, BSF, INCF, CLRF, MOVF, MOVWF, MOVLW, RETFIE, CLRF, GOTO, BTFSS, et les modules multiplexeur indirect et multiplexeur littéral.

De plus, aux lignes 111 à 116, il est testé la différence entre les BANK0 et BANK1 pour les registres spéciaux. Ceci a été validé en utilisant les registres spéciaux PORTB et TRISB.

<u>instructions</u>	<u>explications</u>
0- 0000	Adresse non-écrivable
1- 2810	GOTO 'start' (ligne 16)
2- 3ff	
3- 3ff	
4- 2860	GOTO l'interruption 'salut' (ligne 98)
5- 3f28	Listing du PIC (par défaut)
6- 3ff	Lignes 6 à 15 par défaut dans le listing du PIC
7- 3ff	
8- 3ff	
9- 3ff	
10- 3ff	
11- 3ff	
12- 3ff	
13- 3ff	
14- 3ff	
15- 3ff	
16- 30a0	'start' => MOVLW
17- 008e	MOVWF
18- 0086	MOVWF
19- 30ff	MOVLW
20- 008f	MOVWF
21- 1290	BCF, bit 5
22- 1490	BSF, bit 1
23- 1410	BSF, bit 0
24- 3020	MOVLW#
25- 0084	MOVWF
26- 178b	BSF, bit 7
27- 170b	BSF, bit 6
28- 1683	BSF, bit 5
29- 140c	BSF, bit 0
30- 1406	BSF, bit 0
31- 1283	BCF, bit 5
32- 30fb	Les lignes 32 à 94 ne servent qu'à écouler les cycles pour compteur
33- 30fc	
34- 30fd	
35- 30fe	
36- 30ff	
37- 30f0	

38- 30fc
39- 30f1
40- 30f2
41- 30fa
42- 30fb
43- 30fc
44- 30fd
45- 30fe
46- 30ff
47- 30f0
48- 30fc
49- 30f1
50- 30f2
51- 30fa
52- 30fb
53- 30fc
54- 30fd
55- 30fe
56- 30ff
57- 30f0
58- 30fc
59- 30f1
60- 30f2
61- 30fa
62- 30fb
63- 30fc
64- 30fd
65- 30fe
66- 30ff
67- 30f0
68- 30fc
69- 30f1
70- 30f2
71- 30fa
72- 30fb
73- 30fc
74- 30fd
75- 30fe
76- 30ff
77- 30f0
78- 30fc
79- 30f1
80- 30f2
81- 30fa
82- 30fb
83- 30fc
84- 30fd
85- 30fe
86- 30ff
87- 30f0
88- 30fc
89- 30f1
90- 30f2
91- 30fa
92- 30fb
93- 30fc
94- 30fd
95- 2862
96- 100c
97- 0009
98- 0380

GOTO 'salut' (ligne 98)
inter BCF PIR1, TMR1IF mettre à zéro le témoin TIMER1
RETFIE
'salut' INTERRUPTION

// C'est une boucle pour mettre l'adresse 20h et 21h à FFh. La fin de boucle survient lorsque le pointeur atteint 22h//

99- 0a84	INCF	incrémente le pointeur
100- 1c84	BTFSS FSR,1	test le bit 1 pour sortir à 22h
101- 2862	GOTO 'salut' (ligne 98)	boucle
102- 0820	MOVF 0000020,0	W = FFh
103- 0822	MOVF 0000022,0	W = 00h
104- 0821	MOVF 0000021,0	W = FFh
105- 1010	BCF, bit 0	T1CON, bit0 = 0 donc le TIMER1 est arrêté
106- 018e	CLRF	TMR1L = 00h
107- 080b	MOVF	W = C0h
108- 138b	BCF, bit 7	INTCON, bit 7 = 0
109- 130b	BCF, bit 6	INTCON, bit 6 = 0
110- 080b	MOVF	W = 00h
111- 0806	MOVF	(Dout_ram /= Dout_spec) adr = 06h(PORTB) donc Dout_mem = A0h
// Dernière valeur entrée est TRISB avec "01"//		
// La RAM ne fait pas de différence entre BANK1 et BANK2//		
// Par contre, les registres spéciaux font la différence//		
112- 1683	BSF, bit 5	BANK1 choisi
113- 0806	MOVF	(Dout_ram = Dout_spec) adr = 86h(TRISB), Dout_mem = 01h
114- 0186	CLRF	TRISB (La sortie PORTB ne devrait plus suivre l'horloge)
115- 1283	BCF, bit 5	BANK0 choisi
116- 0806	MOVF	(Dout_ram /= Dout_spec) adr = 06h(PORTB), Dout_mem = 01h
117- 0820	MOVF	W = FFh
118- 0822	MOVF	W = 00h
119- 0821	MOVF	W = FFh

*Note : le nom du fichier test est : 'controleur1_serial_stim.stim'

BIBLIOGRAPHIE

- OTIS, M (2004) *Développement d'un moyen de propulsion pour un biomicrorobot hexapode avec un ionomère perfluorosulfonique*, mémoire de maîtrise, Université de Sherbrooke.
- MARTEL, S., RYLEY, G., MERCHANT, M., HUNTER, I., LAFONTAINE, S. (septembre 1999) *Flip Chip Electronic System Assembly Process and Issues for the NanoWalker: a Small Wireless Autonomous Instrumented Robot*, Proc. of SPIE, vol. 3834, p. 55 – 62.
- BROWN, A.R., POMP, A., DE LEEUW, D.M., KLAASSEN, B.M., HAVINGA, E.E. (février 1996) *Precursor Route Pentacene Metal-Insulator-Semiconductor Field-Effect Transistors*, J. Appl. Phys., vol. 79, no. 4, p. 2136-2138.
- HALIK, M., KLAUK, H., ZSCHIESCHANG, U. SCHMID, G, RADLIK, W. (mars 2003) *High-Mobility Organic Thin-Film Transistors based on Didecyloligothiophenes*, J. Appl. Phys., vol. 93, no. 5, p. 2977-2981.
- KIM, Y.-M., PYO, S.-W., KIM, J.-S., SHIM, J.-H., SUH, C.H., KIM, Y.K. (2002) *All-Organic Thin-Film Transistors using Photoacryl as a Gate Insulator*, Optical Material 21, p. 425-428.
- KLAUK, H., GUNDLACH, D. J., NICHOLS, J. A., JACKSON, T. N. (juin 1999) *Pentacene Organic Thin-Film Transistors for Circuit and Display Applications*, IEEE Trans. Electr. Dev., vol. 46, no. 6, p. 1258-1262.
- HALIK, M., KLAUK, H., ZSCHIESCHANG, U. SCHMID, G, RADLIK, W. (novembre 2002) *High-Mobility Polymer Gate Dielectric Pentacene Thin-Film Transistors*, J. Appl. Phys., vol. 92, no. 9, p. 5259-5263.
- CHOO, M.H., KIM, J. H., IM, S. (décembre 2002) *Hole Transport in Amorphous-Crystalline-Mixed and Amorphous Pentacene Thin-Film Transistors*, Appl. Phys. Lett., vol. 81, no. 24, p. 4640-4642.
- BAO, Z., DODABALAPUR, A., LOVINGER, A.J. (décembre 1996) *Soluble and Processable Regioregular Poly(3-hexylthiophene) for Thin Film Field-Effect transistor applications with high mobility*, Appl. Phys. Lett., vol. 69, no. 26, p. 4108-4110.
- WANG, G., SWENSEN, J., MOSES, D., HEEGER, A. (mai 2003) *Increased Mobility from Regioregular Poly(3-hexylthiophene) Field-Effect Transistors*, J. Appl. Phys., vol. 93, no. 10, p. 6137-6141.

PODZOROV, V., PUDALOV, V.M, GERSHENSON, M.E. (mars 2003) *Field-Effect Transistors on Rubrene Crystals with Parylene Gate Insulator*, Appl. Phys. Lett., vol. 82, no. 11, p. 1739-1741.

MALENFANT, P.R.L., DIMITRAKOPOULOS, C.D., GELORME, J.D., KOSBAR, L.L., GRAHAM, T.O., CURIONI, A., ANDREONI, W. (avril 2002) *N-type Organic Thin-Film Transistor with High Field-Effect Mobility Based on a N,N' - dialkyl-3,4,9,10-perylene Tetracarboxylic Diimide Derivative*, Appl. Phys. Lett., vol. 80, no. 14, p. 2517-2519.

CRONE, B.K., DODABALAPUR, A. SARPESHKAR, R., FILAS, R.W., LIN, Y.-Y., BAO, Z. O'NEIL, J.H., LI, W, KATZ, H.E. (mai 2001) *Design and Fabrication of Organic Complementary Circuits*, J. Appl. Phys., vol. 89, no. 9, p. 5125-5132.

DODABALAPUR, A. (décembre 2001) *Organic and Polymer Semiconductor Devices*, Int. Elect. Dev. Meet. Techn. Dig., Washington. D.C., p. 1.2.1-1.2.4.

GELINCK, G.H., GEUNS, T. C. T., LEEUW, D. M. (septembre 2000) *High-Performance All-Polymer Integrated Circuits*, Appl. Phys. Lett., vol. 77, no. 10, p. 1487-1489.

HALIK, M., KLAUK, H., ZSCHIESCHANG, U. SCHMID, G, RADLIK, W. (juillet 2002) *Fully Patterned All-Organic Thin Film Transistors*, Appl. Phys. Lett., vol. 81, no. 2, p. 289-291.

KANE, M.G., CAMPI, J., HAMMOND, M.S., CUOMO, F.P., GREENING, B., SHERAW, C.D., NICHOLS, J.A., GUNDLACH, D.J., HUANG, J.R., KUO, C.C., JIA, L., KLAUK, H., JACKSON, T.N. (novembre 2000) *Analog and Digital Circuits using Organic Thin-Film Transistors on Polyester Substrates*, IEEE Electr. Dev. Lett., vol. 21, no. 11, p. 534-536.

KANE, M.G. (2002) *Flexible Transistors*, Inform. Displ., vol. 18, no. 8, p. 12-15.

PARK, S.K., KIM, Y.H., HAN, J.I, MOON, D.G., KIM, W.K. (novembre 2002) *High-Performance Polymer TFTs Printed on a Plastic Substrate*, IEEE Electr. Dev. Lett., vol. 49, no. 11, p. 2008-2015.

FIX, W., ULLMAN, A., FICKER, J., CLEMENS, W. (août 2002) *Fast Polymer Integrated Circuit*, Appl. Phys. Lett., vol. 81, no. 9, p. 1735-1737.

AUSTIN, M., CHOU, S.Y. (décembre 2002) *Fabrication of a 70 nm Channel Length Polymer Organic Thin-film Transistors using Nanoimprint Lithography*, Appl. Phys. Lett., vol. 81, no. 23, p. 4431-4433.

BLANCHET, G.B., LOO, Y.-L., ROGERS, J.A., GAO, F. FINCHER, C.R. (janvier 2003) *Large Area, High Resolution, Dry Printing of Conducting Polymers for Organic Electronics*, Appl. Phys. Lett., vol. 82, no. 3, p. 463-465.

CANTATORE, E., GELINCK, G.H., DE LEEUW, D.M. (2002) *Polymer Electronics: from Discrete Transistors to Integrated Circuits and Active Matrix Displays*, Proc. of the 2002 Bipolar/BICMOS Circ.and Techn., Minneapolis, MN, USA, p. 167-172.

DIMITRAKOPOULOS, C. D., BROWN, A. R., POMP, A. (août 1996), *Molecular Beam Deposited Thin Film of Pentacene for Organic Field Effect Transistor Applications*, J. Appl. Phys., vol. 80, No. 4, p. 2501-2508.

KLAUK, H., SCHMID, G. RADLIK, W., WEBER, W., ZHOU, L. SHERAW, C.D., NICHOLS, J.A., JACKSON, T.N.et coll. (2003) *Contact Resistance in Organic Thin Film Transistors*, Solid-State Electronics 47, p. 297-301.

ROBERS, J.A., BAO, Z. (2002) *Printed Plastic Electronic and Paperlike Displays*, J. Polymer Science, vol. 40, p. 3327-3334.

STANGEL, K., KOLNSBERG, S., HAMMERCCHMIDT, D., HOSTICKA, B.J., TRIEU, H.K., MOKWA, W. (juillet 2001) *A Programmable Intraocular CMOS Pressure Sensor System Implant*, IEEE J. S.-St. Cuits, vol. 36, no. 7, p. 1094-1099.

WALTER, P. SCHNAKENBERG, VOM BOGEL, G, RUOKONEN, P. (2000) *Development of a Completely Encapsulated Intraocular Pressure Sensor*, Ophth. Res. 32, p. 278-284.

MOKWA, W. (2000) *Advanced Sensors and Microsystems on SOI*, Int. J. H. Sp. Electr. S., vol. 10, no. 1, p. 147-153.

SCHWARZ, M., EWE, L., HIJAZI, N., HOSTICKA, B.J., HUPPERTZ, J., KOLNSBERG, S., MOKWA, W., TRIEU, H.K. (octobre 2000) *Micro Implantable Visual Prostheses*, 1 Ann. Int. IEEE-EMBS Sp. T. C. M. M. and B., p. 461-465.

MOKWA, W., SCHNAKENBERG, U. (septembre 1998) *On-chip Microsystems for Medical Applications*, Proc. Micr. Symp 1998, Delft, p. 1-14.

CANHAM, L. (octobre 2000) *Porous Silicon as a Therapeutic Biomaterial*, 1 Ann. Int. IEEE-EMBS Sp. T. C. M. M. and B., p. 109-112.

KANDA, Y., AOSHIMA, R., TAKADA, A., (août 1981) *Blood Compatibility of Components and Materials in Silicon Integrated Circuits*, Electr. Lett., vol. 17, no. 16, p. 558-559.

CANHAM, L., ASTON, R. (juillet 2001) *Will a Chip Everyday Will Keep the Doctor Away*, Ph. W., p.27-31.

BOWDITCH, A. P., WATERS, K., GALE, H., RICE, P. SCOTT, E. A. M., CANHAM, L.T., REEVES, C.L., LONI, A., COX, T.I. (1999) *In-Vivo Assessment of Tissue Compatibility and Calcification of Bulk and Porous Silicon*, Mat. Res. Soc. Symp. Proc., vol. 536, p. 149-154.

LEONI, L., DESAI, T. A. (octobre 2000) *Biotransport and Biocompatibility of Nanoporous Biocapsules*, 1 Ann. Int. IEEE-EMBS Sp. T. C. M. M. and B., p. 113-117.

LEONI, L., DESAI, T.A. (novembre 2001) *Nanoporous Biocapsules for the Encapsulation of Insulinoma Cells: Biotransport and Biocompatibility Considerations*, IEEE Trans. On Biomed. Eng., vol. 48, no. 11, p. 1335- 1341.

PERICHON, S., ROUSSEL, P., LYSENKO, V., REMAKI, B., BERBIER, D., TRITTO, J., DELHOMME, G., DITTMAR, A. (octobre 2000) *Micro-Blood Flow Measurement using Thermal Conductivity Micro-Needles: a new CMOS Compatible Manufacturing Process onto Porous Silicon*, 1 Ann. Int. IEEE-EMBS Sp. T. C. M. M. and B., p. 184-187.

DOKMECI, M. R., VON ARX, J.A., NAJAFI, K. (juin 1997) *Accelerated Testing of Anodically Bonded Glass-Silicon Packages in Salt Water*, Proc. Int. S. St. S. and Act. Conf. (Transducers '97), Chicago, IL, USA, p.1-4.

ZEALEAR, D.L., GARREN, K.C., RODRIGUEZ, R.J., REYES, J.H., HUANG, S., DOKMECI, M.R., NAJAFI, K. (août 2001) *The Biocompatibility, Integrity, and Positional Stability of an Injectable Microstimulator for Reanimation of the Paralyzed Larynx*, IEEE Trans. On Biomed. Eng., vol. 48, no. 8, p. 890-897.

BIRCH, M. C., QUINN, R.D., HAM, G., PHILLIPS, S.M., DRENNAN, B., BEER, R.D., YU, X., GARVERICK, S.L., LAKSA, S., POLLACK, A.J., RITZMANN, R.E. (2001) *A Miniature Hybrid Robot Propelled by Legs*, Proc. of the 2001 IEEE/RSJ, Maui, Hawaii, USA, p. 845-851.

BIRCH, M. C., QUINN, R.D., HAM, G., PHILLIPS, S.M., DRENNAN, B., BEER, R.D., YU, X., GARVERICK, S.L., LAKSA, S., POLLACK, A.J., RITZMANN, R.E. (décembre 2002) *Cricket-Based Robots*, IEEE Robot. and Aut. Magaz., vol. 9, issue 4, p. 20-30.

BONVILAIN, A., CHAILLET, N. (2001) *Fabrication and Experiment of Microlegs for an Insect-Like Microrobot*, Proc. of SPIE, vol. 4568, p. 163-174.

HOLLAR, S., FLYNN, A., BELLEW, C., PISTER, K.S.J. (janvier 2003) *Solar Powered 10 mg Silicon Robot*, www-bsac.eecs.berkeley.edu/publications/search/search.php.

YEH, R., PISTER, K. S. J., (2001) *Design of Low-Power Silicon articulated Microrobots*, Journ. of Micromechatronics, vol.1, no.3, p. 191-203

- KLADITIS, P.E., BRIGHT, V. M. (mars 2000) *Prototype Microrobots for Micro-Positioning and Micro-Unmanned Vehicles*, Proc. of 12th Intern. Workshop on Micro Electro Mechanical Syst. – MEMS, Orlando, FL, USA, vol.A80, no.2, p. 132-137.
- EBEFORS, T., MATTSSON, J.U., KALVESTEN, E., STEMME, G (juin 1999) *A Walking Silicon Micro-robot*, Proc. of the 10th Conf. On S.St. Sens. and Actu., Sendai, Japon, p. 1202-1205.
- EBEFORS, T., MATTSSON, J.U., KALVESTEN, E., STEMME, G. (2000) *A Robust Micro Conveyor Realized by Arrayed Polimide Joint Actuators*, Journ. Micromech. Microeng., vol. 10, no. 3, p. 337-349.
- LAURENT, G., PIAT, E. (mai 2001) *Efficiency of Swimming Microrobots using Ionic Polymer Metal Composite Actuators*, Proc. of the 2001 IEEE Intern. Conf. On Rob. and Autom., Séoul, Corée, p. 3914-3919.
- MEI, T., CHEN Y., FU, G., KONG, D. (mai 2002) *Wireless Drive and Control of a Swimming Microrobot*, Proc. of the 2002 IEEE Intern. Conf. On Robot. and Automat., Wash., D.C., U.S.A., p. 1131 – 1136.
- MARTEL, S., DE QUEVEDO, W. C., HUNTER, I. (2000) *Techniques for Continuous Power Delivery to a Group of 15-watt +3.3 to +/- 150 VDC Miniature Wireless Instrumented and Fast Stepping Robots Through Several Thousand Intermittent Contacts between the Robot's Legs and the Walking Surface*, Proc. of SPIE, vol. 4194, p. 168 – 177..
- MARTEL, S., KOKER, T., HUNTER, I. (2001) *Main Design Issues for Embedding onto a Wireless Miniature Robot, a Scanning Tunneling Positioning System Capable of Atomic Resolution over a Half-Meter Diameter Surface Area*, Proc. of SPIE, vol. 4568, p. 68 – 77.
- CAMPBELL, M. E. (avril 1998) *Evaluating ASIC, DSP, and RISC Architectures for Embedded Applications*, Proc. of the 1st Merged Intern. Parallel Proc. Symp. on Parallel and Distributed, Orlando, FL, USA, p. 600-603.
- BIC, J.C., DUPONTEL, D., IMBEAUX, J.C. (1986) *Elements de communications numériques*, Dunod, p. 28.
- SKAHILL, K. (1996) *VHDL for Programmable Logic*, Addison-Wesley.
- YALAMANCHILI, S. (1998) *VHDL Starter's Guide*, Prentice Hall.
- PICmicro Mid-Range MCU Family Reference Manual (décembre 1997).
- HENNESSY, J. L., PATTERSON, D. A. (1998) *Computer Organization and Design "The Hardware/Software Interface"*, 2^e edition, Morgan Kaufmann Publishers.

MOUINE, G. (1992) *Conception et développement d'un neurostimulateur implantable dédié à une prothèse cochléaire à 16 canaux*, thèse de doctorat, Université de Sherbrooke.

HACHÉ, G. (2002) *Développement et conception d'un microstimulateur dédié à une prothèse cochléaire en technologie CMOS à 0.18 μ m*, mémoire de maîtrise, Université de Sherbrooke.

FLYNN, J., WALDO, B. (avril 2004), *Power Management in Complex SOC Design* Synopsys, http://www.synopsys.com/products/power/low_power_wp.pdf.