

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

TÉLÉMÉTRIE CAPACITIVE POUR DES DISPOSITIFS IMPLANTABLES

CHARLES SAWMA

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AOÛT 2016

© Charles Sawma, 2016

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

TÉLÉMÉTRIQUES CAPACITIVE POUR DES DISPOSITIFS IMPLANTABLES

présenté par : SAWMA Charles

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

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

M. AUDET Yves, Ph. D., président

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

M. CARDINAL Christian, Ph. D., membre

DÉDICACE

Je dédie ce mémoire à ma mère.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont soutenu au cours de mon travail de recherche, et sans qui ce mémoire ne serait pas possible.

En premier lieu, je remercie mon directeur de recherche, Prof. Mohamad Sawan de l'École Polytechnique de Montréal. Ses conseils m'ont permis d'avancer dans mon travail, et de franchir des difficultés qui semblaient insurmontables.

Je remercie aussi mes collègues du laboratoire de neurotechnologies Polystim pour leur soutien, particulièrement Élie et Abbas qui ont été présents tout au long de ce travail.

Finalement, je tiens à remercier mes colocataires Oliver et Bob, les membres de ma famille, mes amis qui m'ont aidé à maintenir le rythme d'études, spécialement Bassam, Georges et Sami, les membres de Polyjam, et Al Amine pour le support logistique.

RÉSUMÉ

Ce travail vise à concevoir un système de transfert de données bidirectionnel et capacitif. Une introduction couvrant l'histoire des liens de communication dédiés aux implants médicaux est tout d'abord présentée. Ensuite, nous développons une revue de la littérature des télémetries de données qui se basent sur l'approche capacitive ainsi que celles basées sur la modulation de changement de charge. Deux systèmes de transfert de données à base capacitive sont présentés : le premier est unidirectionnel et se base sur la modulation de la position spatiale de la porteuse. Le second est bidirectionnel et utilise une modulation spatiale de la position du pulse pour la liaison descendante et la modulation par déplacement de charge pour la liaison ascendante. Le premier système a été testé sur un cuir chevelu de mouton et a atteint un débit de 20 Mb/s en utilisant des composants discrets. Le système a été modélisé sur COMSOL afin de comprendre le comportement du champ électrique dans ce type de tissu. Les défis du premier système ont été réglés par la conception du deuxième système. Les contributions apportées ont résolu les limitations suivantes : le problème de différence de masse sur l'émetteur et le récepteur, la grande taille des plaques nécessaire pour obtenir une capacité d'isolation valide et finalement l'ajustement automatique du seuil de détection du récepteur en ajoutant une cinquième plaque commune. Une analyse détaillée des paramètres qui affectent le rapport signal sur bruit pour la liaison descendante (de la part externe du système vers l'implant) est réalisée avec un modèle électrique correspondant à la peau de la joue humaine. La capacité est calculée en utilisant les variables paramétriques du système. La modulation sur la liaison ascendante est analysée en mettant en évidence les compromis nécessaires sur la liaison descendante. Un débit de 10 Mb/s est réalisé sur la liaison ascendante et un débit de 20 Mb/s sur la liaison descendante. Finalement, nous proposons une nouvelle modulation qui utilise le complément de la SPPM et permet une augmentation de 50 % dans le débit binaire en ajoutant un bit aux deux bits transmis par impulsion formant des codes à 3 bits chacun.

ABSTRACT

This work aims to design a bidirectional capacitive data link. An introduction covering the history of communication links used for medical implants is introduced along with a literature review covering the data telemetries using the capacitive approach and some of the other types of telemetries using load shift keying modulation. Two capacitive based telemetry systems are presented; the first is a unidirectional using spatial carrier position modulation and the second is a bidirectional transceiver using spatial pulse position modulation for the downlink and load shift keying for the uplink. The first system achieved a data rate of 20 Mb/s experimentally using discrete components, four plate geometry and sheep head skin. COMSOL modeling has been implanted to understand the behavior of the electric field in this type of tissue. The challenges of the first system were sorted by the design of the second transceiver which solved the different ground on the transmitter and the receiver, the big plate size required to achieve a valid insulation capacitance and most importantly the autonomy of the receiver detection threshold by adding a fifth common plate. A detailed analysis of the parameters that affect the signal to noise ratio for the downlink is made along with an electrical model that fits the human cheek skin. The capacity is computed using the parametric variables of the system. Load shift keying system analysis is done while highlighting the tradeoffs required for implementing on the uplink along with the downlink. A data rate of 10 Mb/s is achieved on the uplink and a 20 Mb/s on the downlink. A new modulation is implemented that uses the complement of the SPPM and allows a 50% increase in the bit-rate by adding a bit to the two transmitted bits per pulse for a total of three.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	III
REMERCIEMENTS.....	IV
RÉSUMÉ	V
ABSTRACT.....	VI
TABLE DES MATIÈRES	VII
LISTE DES TABLEAUX.....	X
LISTE DES FIGURES	XI
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XIV
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Importance du tissu biologique en télémétrie	2
1.2 Règlements et standards.....	3
1.3 Les télémétries de puissance	4
1.3.1 Le lien inductif.....	4
1.3.2 Récupération d'énergie ambiante	6
1.4 Les télémétries de données	7
1.4.1 Les liens ultrasoniques.....	7
1.4.2 Les liens à fréquences radios	7
1.4.3 Les liens inductifs	8
1.4.4 Les liens optiques.....	8
1.4.5 Les liens capacitifs.....	9
1.4.6 Résumé des systèmes de télémétrie de données	9
1.5 Motivation et contribution	10

CHAPITRE 2	REVUE DE LITERATURE	12
2.1	Liens capacitifs	12
2.1.1	Couplage capacitif de puissance et télémétrie de données	12
2.2	Modulation par déplacement de charge	20
2.3	Analyse de travaux décrits dans ce chapitre	22
CHAPITRE 3	SYSTÈME PRELIMINAIRE À LIEN CAPACITIF	24
3.1	Conception de la télémétrie capacitive avec SPPM.....	25
3.2	Analyse préliminaire de la transmission à travers du cuir chevelu de mouton.....	25
3.3	Modélisation sur COMSOL.....	28
3.4	Conception du circuit de transmission et de réception SPPM	30
3.4.1	Le transmetteur	30
3.4.2	Le récepteur	32
3.5	Simulation du système	33
3.6	Résultats expérimentaux	33
3.7	Conclusion	34
CHAPITRE 4	BIDIRECTIONAL PARALLEL CAPACITIVE DATA LINKS: EXPERIMENTAL MEASUREMENT AND SYSTEM MODELING.....	37
4.1	Présentation de l'article.....	37
4.2	Article 1: Bidirectional Parallel Capacitive Data Links: Experimental Measurement and System Modeling	37
4.2.1	Introduction.....	38
4.2.2	Previous systems improved.....	39
4.2.3	Skin impedance measurement.....	41
4.2.4	Spatial pulse position modulation analysis	46
4.2.5	Transceiver Design	50

4.2.6	Analysis and discussion	57
4.2.7	Conclusion	58
CHAPITRE 5	NOUVELLE MÉTHODE DE MODULATION	60
5.1	Technique de modulation.....	60
5.2	Limitations	61
5.3	Circuit implémenté.....	64
5.4	Simulation	64
CHAPITRE 6	DISCUSSION GÉNÉRALE.....	70
CHAPITRE 7	CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS.....	72
BIBLIOGRAPHIE	74

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1. Comparaison entre les différents types de télémétrie.	11
Tableau 2-1. Comparaison des systèmes capacitifs.....	23
Tableau 2-2. Comparaison des systèmes optique et inductif.....	23
Tableau 2-3. Système inductif se servant de la modulation LSK sur le lien ascendant sans codage.	23
Tableau 4-1. Electric model components value.....	44
Tableau 4-2. Comparison Table of Main Capacitive (Cap.) – and Inductive (Ind.) – Based Biomedical Data Telemetries.....	57
Tableau 5.1. Tableau des transmissions complémentaires et SPPM possibles.....	61

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Profondeur de pénétration électromagnétique pour les tissus humains [3].	3
Figure 1.2. Profondeur de pénétration optique pour la peau humaine [4].	3
Figure 1.3. Puissance isotrope rayonnée équivalente pour divers standards [1].	5
Figure 1.4. Système de télémétrie capacitive à plusieurs canaux [12].	10
Figure 2.2. (a) Plaques parallèles avec isolations et tissu, (b) Circuit électrique équivalent [14].	16
Figure 2.3. (a) Illustration du lien capacitive, (b) Modèle électrique du lien capacitif [14].	17
Figure 2.4. Microsystème biomédical implantable sans fil basé sur AEM (amplitude engraving modulation) [15].	18
Figure 2.5. Résultat expérimental du prototype [15].	19
Figure 2.6. Arc à quatre plaques pour réaliser un lien capacitif bidirectionnel [16].	21
Figure 2.7. Circuit inductif de modulation par déplacement de charges [17].	22
Figure 3.1. Variation de l'impédance de la peau de tête du mouton.	26
Figure 3.2. Modèle électrique du lien capacitif, (a) Un signal transmis sur le premier canal, (b) Plusieurs signaux transmis l'un après l'autre.	26
Figure 3.3. Circuits imprimés utilisés pour vérifier : (a) Les différentes géométries A 1cm carré, B 0.5cm carré, C 1cm diamètre, (b) Le lien capacitif utilisé pour transmettre des données.	27
Figure 3.4. Les géométries de plaques de condensateurs utilisées dans COMSOL.	28
Figure 3.5. Résultats de simulation de (a) potentiel électrique, (b) champ électrique.	29
Figure 3.6. Schéma descriptif de la SPPM.	31
Figure 3.7. Diagramme du prototype de télémétrie capacitive implémenté avec des composantes discrètes.	32
Figure 3.8. Simulation du prototype avec les résultats de récupération des données et de l'horloge.	33

Figure 3.9. Effet de l'interférence des canaux secondaires sur le canal principal : (a) L'intérférence avant le comparateur, (b) L'intérférence supprimée après le comparateur....	35
Figure 3.10. Résultats expérimentaux : (a) Entrées de données A et B, (b) Récupération des données A* et B*, (c) Signal d'horloge original, (d) Signal d'horloge récupéré.	36
Figure 4.1. Capacitive link geometry and diagram, (a) Four transmitting plates, (b) Five receiving plates, (c) Transmitter and receiver connections to the link and a highlight for the different grounds.....	42
Figure 4.2. Measurement setup for (a) overlapping plates and (b) cross plates.	43
Figure 4.3. Impedance experimental measurement and fitting of (a) overlapping plates, (b) cross plates.	45
Figure 4.4. Channel voltage divider resistor network.....	48
Figure 4.5. Voltage transfer function and voltage difference between channels.....	48
Figure 4.6. (a) transceiver block diagram. Downlink receiver: (b) resistor network, (c) comparator network.	51
Figure 4.7. simulation output of the receiver (a) resistor network, (b) comparator network.....	54
Figure 4.8. Current sensor circuit architecture.....	55
Figure 4.9. Simulation results of the Load shift keying uplink.	55
Figure 5.1. Exemple de la modulation complémentaire avec la SPPM.....	60
Figure 5.2. (a) Modèle du lien capacitif pour la modulation complémentaire, (b) Modèle simplifié.	62
Figure 5.3. Circuit : (a) Schéma bloc du système, (b) Transmetteur de la modulation complémentaire, (c) Récepteur de la modulation complémentaire.	63
Figure 5.4. Circuit du (a) Porte de transmission, (b) Démultiplexeur.	66
Figure 5.5. Résultat de simulation pour la détection entre les pulses uniques et les pulses communs.	67
Figure 5.6. Résultat de simulation pour le récepteur de la modulation complémentaire.....	68

Figure 5.7. Récupération du signal SPPM transmis qui va être décodé. 69

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

SPPM	Spatial pulse position modulation
LSK	Load shift keying
ECG	Électrocardiographie
MICS	Medical implant communication service
WMTS	Wireless medical telemetry service,
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ANSI	American national standards institute
IEC	International electro-technical commission
FCC	U.S federal communications commission
IRM	Imagerie à résonance magnétique
BER	Bit error rate
RF	Radio Frequency
PLL	Phase-Locked-Loop
MIMO	Multiple input multiple output
AEM	Amplitude engraving modulation
PPE	Pulse polarity encoding
EcoG	Électrocorticographie
MEA	Microelectrode array
ADC	Analog to digital converter
FSK	Frequency shift keying
PSK	Phase shift keying
BPSK	Binary phase shift keying
SPI	Serial peripheral interface

OQPSK	Offset quadrature phase shift keying
ASK	Amplitude shift keying
SNR	Signal to noise ratio
SCPM	Spatial carrier position modulation

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

Les liens de communication ont toujours été une nécessité pour les implants médicaux. Pouvoir communiquer avec l'implant mit dans le corps humain est critique de plusieurs manières. Durant les dernières 50 années les implants médicaux sont devenus des outils très importants pour la science médicale, les chercheurs et les médecins. Les implants peuvent rétablir des fonctions perdues dans l'être humain, traiter des désordres et surveiller des paramètres biologiques qui influencent la qualité de vie et la connaissance du corps humain. L'utilisation des implants médicaux a débuté en 1953, avec l'implantation du premier stimulateur cardiaque dans un patient [1]. Les applications thérapeutiques pour les implants médicaux sont orientées vers les traitements actifs comme la chirurgie robotique, les systèmes de livraison de médicament et les systèmes d'enregistrement et de stimulation neuronale comme dans l'implant limaçon qui vise l'ouïe pour les gens sourds, la prothèse de vision pour les aveugles, ou la stimulation cérébrale profonde pour le traitement de maladies neurologiques tels que le parkinson [1]. Les implants médicaux visent aussi les applications diagnostiques qui surveillent les signaux physiologiques comme l'électroencéphalogramme intra-cortical (iEEG), le capteur de pression ou d'oxygène artériel, la température, le glucose ou le capteur oculaire interne de pression, dont l'utilisation a connu une croissance significative durant les 10 dernières années [1].

Un défi commun pour les implants médicaux est leur localisation dans le corps, car cela entraîne un problème d'accès, de contrôle et d'alimentation. Pour alimenter un implant, le choix n'est pas uniquement la quantité de puissance requise mais plutôt l'espace qu'il occupe, son emplacement dans le corps, sa fiabilité ainsi que sa durée de vie. Pour cette raison, le stimulateur cardiaque ne doit pas être basé sur une source d'énergie non fiable tandis que pour l'implant oculaire l'espace pour une source interne est trop limitée faisant appel à l'utilisation d'une méthode de transfert de puissance sans fil. Pour le transfert des données, les exigences varient selon les cas, allant d'un débit de transmission de données très faible à un débit très élevé, des distances courtes ou longues, des liens unidirectionnels ou bidirectionnels, «full» ou «half duplex» avec différents taux d'erreur.

Un fonctionnement sans fil est un besoin pour les implants car ceci permet d'accéder et de contrôler l'implant à distance. Les raisons principales d'utilisation de ce mode sont : la mobilité du patient, le risque d'inflammation de la peau, ainsi que la fiabilité des câbles pénétrant le corps

et se connectant aux implants. Le terme télémétrie, provenant de la langue grecque, décrit un processus de communication par lequel les données sont acquises d'un endroit inaccessible ou distant puis rendues disponibles aux moniteurs de réception. Les télémétries ont été utilisées pour des applications de transmission des données avec et sans fils entre deux dispositifs séparés, l'un qui crée les données et les envoie et l'autre qui les reçoit [2]. Aussi, dans la littérature, le terme télémétrie est communément utilisé pour tous les liens de communication à distance sans fil, dans un sens unique (uni) ou bidirectionnel et parfois aux liens sans fil de puissance[1]. Le sens opposé de ce lien de communication est appelé télécommande [1].

1.1 Importance du tissu biologique en télémétrie

Il faut prendre en considération l'importance des tissus biologiques qui entourent l'implant. Il y a différents types de tissu dont les plus importants sont la peau, les muscles et le cerveau, qui contiennent un pourcentage élevé d'eau. La graisse et les os contiennent un pourcentage plus faible. Les signaux transmis dans ces milieux sont de type électrique, magnétique, électromagnétique, optique et/ou ultrasonique [1].

Les propriétés diélectriques des tissus peuvent être caractérisées par plusieurs mécanismes de dispersion. La conception des systèmes de transmission implique les paramètres qui touchent la pénétration électromagnétique du tissu et les paramètres de changement de température à cause de ces signaux. La haute teneur en eau et la haute fréquence sont les deux facteurs les plus importants qui influencent la haute absorption ainsi que la basse pénétration de ces signaux comme le montrent les figures 1.1 et 1.2 [1].

Pour les liens optiques, les photons qui traversent les tissus subissent des absorptions, des diffusions et des réflexions. Si on suppose que l'exposition au tissu est verticale, la réfraction peut être négligée [1]. L'absorption des photons se passe principalement à cause des molécules d'eaux présentes ou à cause des hémoglobines et de la mélanine. Le coefficient d'absorption est normalement plus petit que le coefficient de diffusion, alors la diffusion est le processus dominant ; comme les photons sont dirigés verticalement, le faisceau s'écarte mais il ne disparaît pas. La figure 1.2 montre la profondeur de pénétration optique de la peau [1].

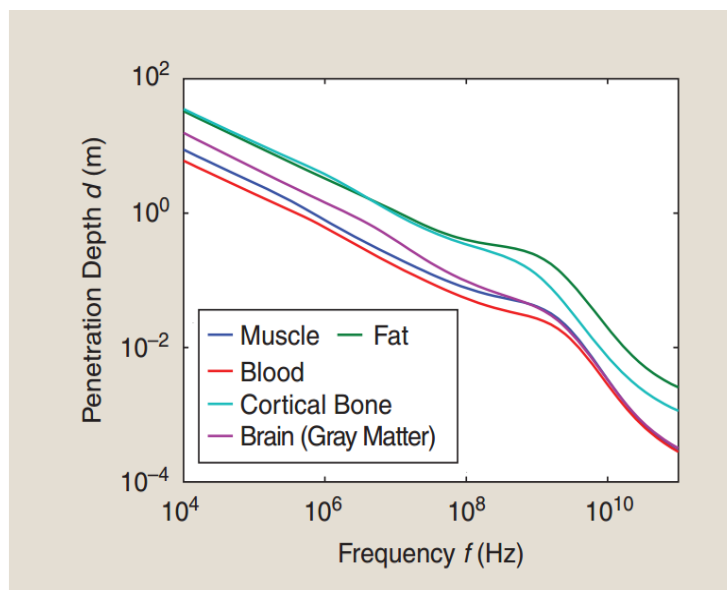


Figure 1.1. Profondeur de pénétration électromagnétique pour les tissus humains [3].

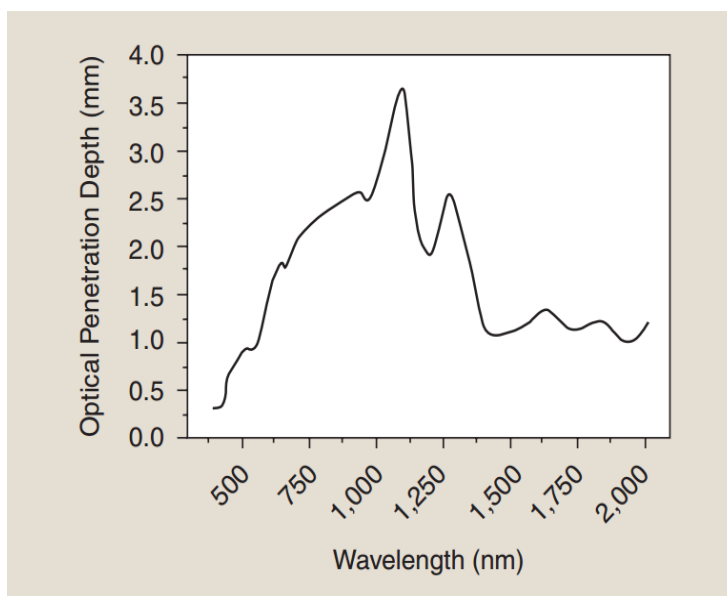


Figure 1.2. Profondeur de pénétration optique pour la peau humaine [4].

1.2 Règlements et standards

Les règlements et les standards pour la pénétration des tissus par des signaux ont été considérés après plus que 100'000 incidents aient eu lieu avec les stimulateurs cardiaques lors des années 80

[5]. Plus de 1000 d'entre eux sont dus à l'interférence électromagnétique. Le premier règlement publié en 1990 a été le service d'implant médical de communication (Medical implant communication service - MICS) puis le service sans fil des télémétries médicales (wireless medical telemetry service - WMTS) et la bande radio médicale pour la communication des dispositifs médicaux (medical radio band for medical device communication) [1].

Ces règlements ont été créés pour la sécurité, d'une part pour régler les absorptions et le réchauffement de la peau et des organes et, d'autre part pour régler l'interférence avec les autres dispositifs à l'intérieur et à l'extérieur du corps. Ils ont été édictés par plusieurs organismes comme l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), l'union de télécommunication internationale, l'institut de standard national américain (American national standards institute - ANSI), la commission électrotechnique internationale (international electrotechnical commission - IEC) et la commission fédérale de communication des États-Unis (the US federal communications commission - FCC). La figure 1.3 illustre une allocation des spectres radios reliés aux dispositifs médicaux [1].

Pour les fréquences qui varient entre 3 kHz et 5 MHz, les restrictions portent sur le champ électrique pour empêcher les électrostimulations. Pour les fréquences entre 100kHz et 300GHz les restrictions limitent l'exposition du rapport d'absorption maximale ou la densité de puissance pour éviter le réchauffement des tissus. Les transmissions entre 100kHz et 5MHz suivent les deux restrictions. En général, toutes les expositions maximales permises de champ électrique, magnétique et la densité de puissance peuvent être calculées par ces restrictions [1].

1.3 Les télémétries de puissance

Plusieurs techniques ont été pratiquées pour transmettre de l'énergie aux implants à travers la peau. Ces dernières sont inductives, capacitives, optiques, ultrasons, etc... [6-9].

1.3.1 Le lien inductif

Le lien inductif est le plus populaire pour transmettre la puissance dans la télémétrie. Cette technique possède la meilleure efficacité de transmission d'énergie. Normalement, les éléments contribuant à l'efficacité globale du système sont la batterie, l'amplificateur de puissance, le facteur de couplage du lien avec les pertes dans la bobine primaire, la peau, la qualité de la

bobine secondaire, l'alignement des deux bobines et finalement les circuits de conversion AC-DC et DC-DC [9]. Les amplificateurs de classe E peuvent atteindre une efficacité plus élevée que 90% et peuvent être utilisés dans le lien inductif. Ce type d'amplificateur joue le rôle d'un interrupteur et d'un résonateur en même temps [1] [8]. Les pertes dans les tissus sont considérables dans un système inductif et sont inversement proportionnelles à la fréquence; donc une fréquence basse jouera en faveur de la pénétration résultant en un taux acceptable de perte. Par conséquent les fréquences typiques utilisées pour ce type de lien sont dans la gamme de mégahertz inférieure comme celles des bandes ISM (industrielles, scientifiques et médicales) soient 125 kHz et 13.56 MHz [9].

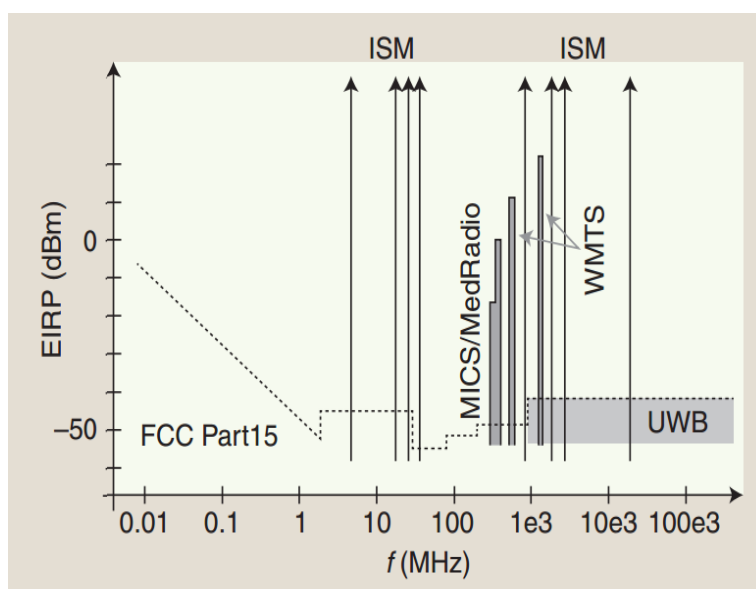


Figure 1.3. Puissance isotrope rayonnée équivalente pour divers standards [1].

Pour l'optimisation du lien inductif, la géométrie des bobines joue un rôle très important. Le lien peut être conçu par deux circuits LC résonnants sur le transmetteur et le récepteur, chaque bobine ayant une valeur inductive et une résistance interne différentes. Sur le récepteur, la charge de l'implant peut être représentée par une impédance résistive. Le facteur de couplage K du lien inductif est normalement très faible en raison de diverses imperfections ci-haut citées. Ceci mène à modéliser le lien par un transformateur idéal avec un nombre spécifique de tours et une certaine inductance de fuite [9].

1.3.2 Récupération d'énergie ambiante

La récupération de l'énergie ambiante est une méthode récente et en pleine expansion qui a été proposée pour les capteurs sans fils. Elle consiste à alimenter les capteurs par des sources d'énergies primaires qui ne sont pas spécifiquement transmises à eux. Cette énergie ambiante peut être considérée comme la pollution électromagnétique qui existe partout dans l'atmosphère.

Avec les techniques modernes de récupération d'énergie, la livraison devient virtuellement illimitée mais impossible à prédire. Dans ce cas les techniques de récupération d'énergie ne peuvent pas être utilisées comme solution autonome pour les applications implantables. Elles seront cependant combinées avec des sources primaires d'énergie ou des systèmes d'alimentation par des batteries. Les techniques de récupération d'énergie les plus applicables dans les dispositifs médicaux implantables sont les méthodes optiques, le domaine émergent des cellules de biocarburants qui convertissent le glucose du corps en énergie électrique et, les méthodes thermiques qui sont basées sur l'effet Seebeck et l'utilisation du gradient de température corporelle (ex. à travers la peau) [9].

Le terme récupération d'énergie optique fait appel à des concepts passifs tels que l'utilisation d'éléments photovoltaïques sous la peau ou à l'intérieur des globes oculaires. Ceci a été proposé pour alimenter des capteurs de pression intraoculaire dans le but de surveiller la santé des patients gluconiques. En outre, la technique de télémétrie de puissance optique a été proposée comme une approche active et a été utilisée dans plusieurs applications [9]. En utilisant cette méthode, l'énergie de sources optiques a été transmise pour augmenter la densité de puissance observée par le récolteur.

Les liens inductifs fournissent la plus grande densité de puissance et sont alors les plus utilisés pour les dispositifs médicaux implantables à consommation de puissance élevée. Cependant ceux-ci ont des inconvénients. Par exemple, ils ne sont pas compatibles avec l'imagerie à résonance magnétique (IRM). D'autres concepts tels que la livraison active de puissance optique ou la technique de piétement d'énergie pouvant atteindre des densités de puissance de l'ordre de $0.1-10 \mu\text{W}/\text{mm}^3$ offrent des alternatives importantes pour les dispositifs médicaux implantables de prochaine génération [9].

1.4 Les télémétries de données

Pour les implants biomédicaux, le débit typique de transmission de données est de l'ordre d'une dizaine de mégahertz pour le lien descendant comme dans le cas des stimulateurs neuronaux ayant un nombre de canaux élevé. Même pour le lien ascendant, le débit de transmission de données a été récemment considéré comme une limitation suite à l'augmentation du nombre de canaux des enregistreurs neuronaux nécessitant un débit supérieur à 10 Mb/s. Ces systèmes de communication sont normalement utilisés pour des implants à haute consommation de puissance et adoptent le même lien inductif pour la communication et pour le transfert de puissance. Alors que dans ce cas la distance de transmission de données est courte, il faut prendre en considération le taux d'erreur.

Il n'existe pas un standard ou une limite définissant le taux d'erreur binaire (bit error rate) maximale qui serait acceptable mais une gamme moins que 10^{-6} est normalement requise pour la reconstruction des signaux dans les modules d'enregistrements neuronaux [10].

Durant ces dernières années, plusieurs types de télémétries ont été proposés tels que ceux basés sur les signaux électromagnétiques (les liens à radio fréquences), magnétiques (les liens inductifs), électriques (les liens capacitifs), ultrasoniques et optiques. Ceux-ci seront décrits dans les prochaines sections.

1.4.1 Les liens ultrasoniques

Les liens ultrasoniques ne sont pas aussi populaires pour les implants médicaux à cause de leur faible débit de transmission de données et leur haute consommation d'énergie. Mais ce type de télémétrie offre une alternative pour les applications utilisant un débit de transmission de données faible avec un positionnement profond loin de la surface que les autres télémétries ne peuvent pas atteindre [2].

1.4.2 Les liens à fréquences radios

Les liens à fréquences radios (RF) utilisent une fréquence très élevée comparée avec celle d'autres types de télémétrie. Ces liens utilisent des émetteurs et des récepteurs électromagnétiques avec leurs antennes. Puisque la fréquence utilisée est assez élevée, le taux d'absorption du signal dans le tissu augmente de façon critique. Le désavantage principal de ce

lien, autre que l'absorption du signal par la peau, est le besoin d'une modulation passe-bande. Ceci rend la consommation de puissance du transmetteur et du récepteur extrêmement élevée en comparaison avec d'autres liens [2].

1.4.3 Les liens inductifs

Ce type de liens utilise le champ magnétique pour transmettre la puissance et les données. Comme déjà indiqué, la télémétrie, une approche très populaire de nos jours, est utilisée dans la plupart des implants biomédicaux. Un des désavantages de la télémétrie est qu'elle est de nature passe-bas. Ceci restreint la bande passante par la limite supérieure de la fréquence de coupure du filtre passe-bas formé par les bobines de cette télémétrie [2]. En d'autres termes, l'avantage de ce type de lien est la transmission de l'énergie et les données de façon simultanée. Cependant, le débit de transmission des données est limité. Ce type de lien implique une interférence entre le mode de transfert de l'énergie et celui de transfert de données. Ceci est dû au fait que l'amplitude de la porteuse de puissance est normalement plus grande que celle de la porteuse de données ce qui va interférer avec sa démodulation.

Un facteur qui participe à la consommation de puissance de ce lien est le type de modulation utilisé pour transmettre les données. Les modulations utilisées dans ce lien sont de type passe-bande et ont besoin d'une porteuse et d'un oscillateur opérant dans les hautes fréquences [2]. Pour la démodulation une technique Phase-Locked Loop (PLL) est normalement utilisée augmentant la consommation de puissance de l'ensemble du système [2].

1.4.4 Les liens optiques

Les liens optiques sont relativement nouveaux dans le domaine de télémétrie pour les implants biomédicaux. Ce type de télémétries fonctionne efficacement dans le cadre des applications impliquant une courte distance de communication avec la surface du corps et où l'implant peut être aligné avec la partie extérieure du dispositif. Une bonne application de ce type de lien est l'implant cortical pour l'enregistrement des signaux neuronaux, où l'épaisseur du tissu est petite et l'alignement est possible. Le débit de données peut atteindre 100Mb/s transmises à travers une épaisseur de peau de quelques millimètres [2].

L'avantage de ce type de télémétrie est qu'une modulation passe-bande n'est pas nécessaire. Les modulations de bande de base sont compatibles et consomment moins d'énergie par bit.

1.4.5 Les liens capacitifs

Les liens capacitifs sont relativement nouveaux dans le domaine de télémétrie pour les implants biomédicaux. De nos jours, il existe quelques systèmes utilisés dans les dispositifs implantables [11]. Ce lien fonctionne effectivement avec les applications qui nécessitent une courte distance de communication à travers le tissu. L'alignement est un point critique pour ce type d'implants où les plaques utilisées doivent être alignées pour un fonctionnement efficace. Un avantage de ce type de télémétrie est qu'il est de type passe-haut, c'est-à-dire que le système n'est pas limité au taux de transmission de données [11].

Dans la littérature, ce type de lien est souvent considéré comme un système électromagnétique [7]. Mais pourtant, ce système utilise le champ électrique comme porteuse et ne produit pas de la radiation magnétique. En opérant avec des fréquences de l'ordre du mégahertz, la longueur d'onde est bien au dessous de 300 mm (qui convient à 1 GHz) tandis que les plaques utilisées ont une longueur de 5 mm ce qui limite énormément la radiation de l'antenne. Il faut également prendre en considération le phénomène de réflexion et l'adaptation de l'impédance de l'antenne. Évidemment, ce type de liens est aussi un bon candidat qui fonctionne avec des liens inductifs où l'interférence est presque éliminée. Ce type de télémétries supporte les modulations de bande de base ce qui rend le système peu énergivore en termes de consommation de puissance. La figure 1.5 illustre un système capacitif implantable où le transmetteur est situé à l'extérieur du corps et est connecté à quatre plaques métalliques qui sont isolées complètement pour éliminer les risques de transfert du courant DC. Ces plaques sont posées du côté extérieur de la peau tandis que les plaques réceptrices symétriques sont posées du côté interne de la peau à l'intérieur du corps [11]. L'entrée du récepteur est connectée aux plaques à l'intérieur du corps ainsi qu'aux autres parties de l'implant pour transférer les données extraites du lien [11]. Ce type de liens capacitifs ferait l'objet de ce mémoire de maîtrise, nous verrons dans les prochaines pages nos contributions dans ce secteur d'activités.

1.4.6 Résumé des systèmes de télémétrie de données

Le tableau 1.1 illustre les types de liens utilisés dans les implants biomédicaux et leurs critères de débit de transmission, consommation de puissance, type de modulation, type de porteuses utilisées et pénétrations correspondantes à travers de la peau. Le lien capacitif est un bon candidat

pour transmettre les données aux implants proches de la peau, en ayant une faible consommation de puissance.

Dans ce mémoire, nous introduisons un système de télémétrie capacitive bidirectionnelle en utilisant des modulations de bande de base, qui sont la SPPM (spatial pulse position modulation) et le LSK (load shift keying), et en se concentrant sur la maximisation du débit de données pour les deux voies de transmission ascendante et descendante. Les modulations LSK et SPPM sont choisies car elles consomment peu d'énergie comparées aux autres techniques de modulation. Ceci car elles n'utilisent pas une translation de fréquence comme les autres modulations PSK, ASK et FSK. La modélisation de la peau est aussi implémentée et un modèle électrique du lien capacitif est inclus dans la simulation des télémétries.

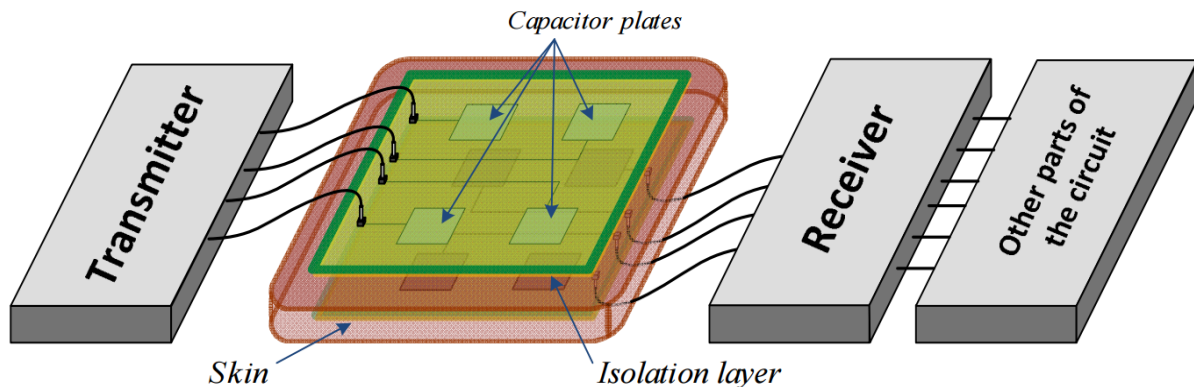


Figure 1.4. Système de télémétrie capacitive à plusieurs canaux [12].

1.5 Motivation et contribution

La motivation de ce mémoire est l'implant cortical conduit par le groupe de recherche en neurotechnologies Polystim. Ce type d'implants nécessite un système de télémétrie sans fil pour pouvoir opérer et cette télémétrie doit y avoir un haut débit pour transmettre les données de lecture de l'implant et les données de contrôle à l'implant.

La contribution de ce mémoire est la conception d'une télémétrie de données capacitive bidirectionnelle. Cette télémétrie consiste en deux types de modulation, le premier «Spatial pulse position modulation (SPPM)» pour la voie descendante et le second est «Load shift keying

(LSK)» pour la voie ascendante. Ce mémoire aussi présente la modélisation de l'impédance du tissu humain avec un circuit électrique, ou les paramètres sont reliés à la géométrie du lien capacitif. Une nouvelle méthode de modulation par complément est introduite qui permet de transmettre un bit de données additionnel en faisant une simple modification du circuit du transmetteur et du récepteur.

Tableau 1.1. Comparaison entre les différents types de télémétrie.

Type de lien sans-fil	Débit	Consommation	Type de modulation	Type de porteuse utilisée	Pénétration
Ultrasonique	Faible	Élevée	Bande de base	Ultrasonique	Profonde
RF	Modéré	Élevée	Bande passante	Électromagnétique	Faible
Inductif	Modéré	Élevée	Bande passante	Magnétique	Modérée
Optique	Haut	Modérée	Bande de base	Optique	Faible
Capacitif	Haut	Faible	Bande de base	Électrique	Faible

CHAPITRE 2 REVUE DE LITERATURE

Dans ce chapitre, une revue de littérature est présentée détaillant les systèmes de communication pour les implants médicaux à base capacitive tout en résumant des systèmes de communication à base inductive et optique. Nous décrivons ainsi les systèmes de communication bidirectionnelle à base de modulation par déplacement de charge.

2.1 Liens capacitifs

Les systèmes de communication capacitive pour les applications biomédicales ont émergé à partir de l'année 2009. Plusieurs publications ont été faites à ce sujet et leur popularité a augmenté significativement au cours des années. Cette section résume les progrès les plus pertinents dans la littérature sur les liens capacitifs.

2.1.1 Couplage capacitif de puissance et télémétrie de données

Parmi les travaux récents nous avons répertorié les principaux travaux représentant de contributions significatives dans le domaine. En effet, les auteurs dans [7] proposent une nouvelle approche de liens capacitifs pour la télémétrie de puissance et de transfert de données sans fil à des implants biomédicaux. Cet article représente un premier travail traitant des liens capacitifs pour transmettre la puissance et les données aux implants biomédicaux. Le confinement de l'énergie transférée à l'intérieur d'une zone prédéfinie limite les interférences avec les circuits sensibles voisins au microsystème implanté. Ceci permet également l'implémentation simultanée de plusieurs liaisons de télémétrie sur la même plate-forme qui peuvent même fonctionner à l'aide d'une porteuse de la même fréquence. Les avantages déjà cités permettent de surmonter les limitations des approches traditionnelles spécialement en ce qui concerne la transmission de données.

Plusieurs limitations existent (L'impédance de la peau, l'interférence entre les canaux, l'isolation des plaques pour la protection) dans le système proposé et seront élaborées dans le chapitre 3. Les propriétés des tissus humains n'ont pas été prises en considération dans cette étude. Elles ont été considérées comme purement capacitives, négligeant la propagation des signaux d'un canal à un autre. L'énergie transférée n'est pas confinée à la zone entre les plaques mais se propage dans

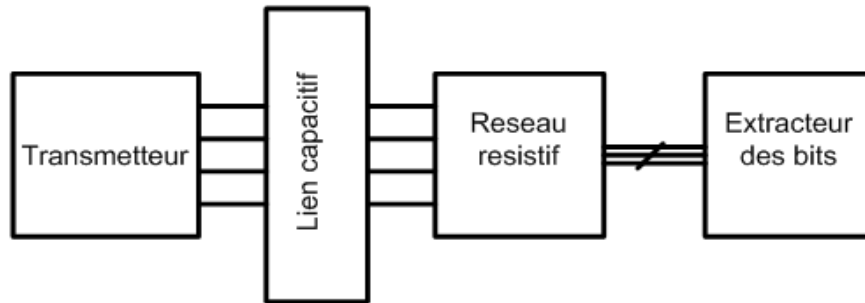
une grande partie de la peau influençant les autres liaisons de télémétrie capacitive sur la même plate-forme surtout ceux qui fonctionnent à la même fréquence.

Notre équipe avait introduit un lien de communication à haute vitesse basé sur une technique de modulation de la position spatiale de l'impulsion (Spatial Pulse Position Modulation - SPPM) [13]. Ce travail a été motivé par le fait que l'enregistrement neuronal pour les implants biomédicaux exige un lien de communication à haute vitesse et une faible consommation de puissance. Les auteurs proposaient cette nouvelle modulation pour satisfaire le besoin de haut débit (Figure 2.1). Un système a été développé jusqu'à la simulation post-layout et est représenté pour effectuer jusqu'à 200 Mbps en utilisant seulement 750 mW du côté de l'émetteur (3,75 pJ/bit) et 253 mW du côté du récepteur. De plus, la possibilité de combiner naturellement les codes convolutionnels et un codeur de Viterbi avec le système est évoquée et les circuits importants découlant du concept de SPPM sont brièvement présentés comme une nouvelle topologie du récepteur sur la base d'un réseau résistif et deux comparateurs. L'inconvénient de ce décodeur va apparaître avec la consommation de puissance et l'espace disponible. Dans ce travail, les auteurs présentent la conception de leur système en s'appuyant sur la conclusion de [7] où la peau a été considérée comme capacitive et l'interférence entre les canaux a été négligée. Le canal capacitif a été donc considéré insensible à l'interférence des canaux adjacents ce qui n'est pas valide.

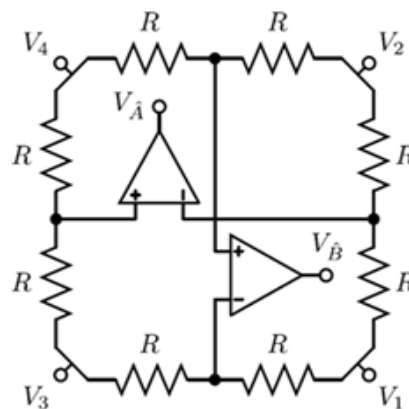
De plus, il est à noter que la conception du système est inspirée du système MIMO (multiple input multiple output) où plusieurs canaux peuvent communiquer en même temps et les signaux transmis sont variés d'une manière à former des faisceaux spatiaux virtuels indépendants qui créent des canaux qui ne subissent pas d'interférence entre eux. L'architecture introduite par les auteurs implémente 4 canaux de transfert et 4 canaux d'acquisition. En un temps, un seul canal effectue la transmission d'un pulse, les autres transmetteurs sont connectés à la masse. Ayant 4 canaux, un encodage sur 2 bits est adopté, et les 2 bits sont identifiés dépendamment du canal qui reçoit le signal pulse [13]. La figure 2.1 montre le réseau résistif du récepteur avec les comparateurs. Les nœuds V1, V2, V3 et V4 proviennent directement de la partie réceptrice des canaux du lien capacitif. Ils sont connectés ensembles avec des diviseurs de tensions. Depuis qu'une seule transmission est permise sur un seul canal pour un moment donné, un nœud va recevoir un voltage sur ses bords, et les autres vont être considérés comme connecter à la masse. Cela va permettre au deux comparateurs de récupérer les 2 bits de données.

$$\text{bits par impulsion} = \ln_2(\text{nombre de plaques}) \quad (1.1)$$

Considérant qu'un système d'émetteurs $N = 4$ peut envoyer deux flux binaires indépendants, il serait logique de choisir un code $R = 1/2$ (pour un bit d'information un bit correcteur d'erreur est envoyé). Un tel codeur est simple à mettre en œuvre dans le système et va contrebalancer le gain de bande passante donné par le système de SPPM. Le fonctionnement d'un code $R = 1/2$ va ramener le débit vers un seul canal au lieu de deux [13]. Dans la figure 2.1(a) le codeur peut être implémenté dans le transmetteur tandis que le décodeur Viterbi peut être implémenté après l'extracteur des bits.



(a)



(b)

Figure 2.1. Transmission de données : a) schéma simplifié du système, b) Réseau résistif du récepteur SPPM [13].

Le réseau des résistances et des deux comparateurs au niveau du récepteur est élaboré dans la figure 2.1. Les résistances sont interconnectées de façon que le signal introduise des voltages spécifiques aux bords des comparateurs qui vont extraire les données. Ce système conserve la consommation de puissance requise pour installer deux canaux de communication.

La nécessité de deux sources de courant n'est pas prise en considération dans ce design. Avoir une source de courant à l'extérieur et une autre à l'intérieur sans connecter leurs masses ensemble introduira des problèmes au niveau du fonctionnement du circuit.

L'article [14] présente la modélisation d'un lien capacitif pour le transfert de données sans fil aux microsystèmes biomédicaux implantables. Basé sur le modèle proposé, le rapport de transfert de tension de la liaison est calculé, et les paramètres les plus importants sont mis en évidence. Pour valider le modèle proposé, les mesures sont effectuées avec des plaques de 5 mm x 5 mm sur une couche de poitrine de poulet d'épaisseur de 3,5 mm. Les résultats expérimentaux et les simulations montrent que le modèle peut être utilisé pour caractériser des liens capacitifs.

La géométrie du lien capacitif est définie par deux plaques isolées du côté du transmetteur et deux plaques isolées du côté du récepteur, l'un en face de l'autre, avec le tissu de poulet au milieu entre les plaques. Le modèle consiste en un condensateur formé par l'isolation entre les plaques et le tissu, et l'impédance du tissu qui est représentée par une résistance en parallèle avec un condensateur. L'interférence entre les plaques par le biais du tissu est modélisée par une résistance liant les deux canaux. L'impédance du canal est divisée en deux pour pouvoir connecter la résistance de l'interférence au modèle. La figure 2.2 montre la géométrie du canal avec le modèle électrique correspondant. La figure 2.3 montre la géométrie du système et son modèle.

Les tests expérimentaux ont été faits sur la poitrine de poulet pour valider le modèle. Tout d'abord, les caractéristiques de la poitrine de poulet ont été extraites (figure 2.3) puis le système a été simulé de 1 à 10 MHz. Les résultats expérimentaux correspondent au modèle simulé de la poitrine de poulet. L'équation théorique pour le transfert de tension est:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_L}{R_L + 2Z(1 + \frac{R_L}{R_S})} \approx \frac{R_S}{R_S + 2Z} \quad (1.2)$$

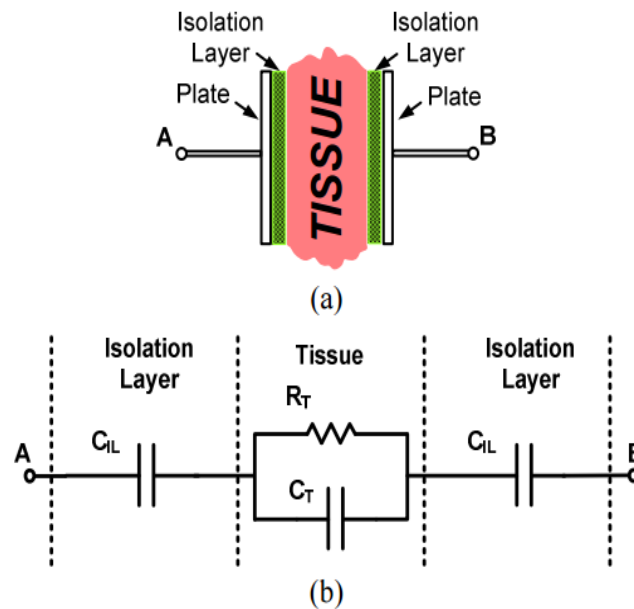


Figure 2.2. (a) Plaques parallèles avec isolations et tissu, (b) Circuit électrique équivalent [14].

où V_{in} est la tension d'entrée, V_{out} est la tension reçue, R_L est la résistance de charge, $2Z$ est l'impédance des deux condensateurs avec la peau et R_S est la valeur de résistance de la peau entre les plaques de séparation.

L'article [15] propose un codage d'impulsions de polarité (PPE), suivi d'une nouvelle technique de modulation, appelée Amplitude Modulation - Gravure (AEM), pour le transfert des données et de la puissance à courte distance dédié aux implants biomédicaux. L'approche proposée est utilisée pour transférer simultanément la puissance et les données à haut débit grâce à un lien capacitif à 3 contacts. L'avantage du système de modulation proposé réside dans le fait que le taux des données est indépendant de la fréquence porteuse de puissance, ce qui est un bon candidat pour les implants biomédicaux avec micro-stimulation à haute densité. Une simple mise

en œuvre du circuit de la puissance, les données, et un circuit de récupération d'horloge sur le côté de l'implant est également un avantage majeur pour l'approche proposée. Ceci résulte en une très faible consommation d'énergie du système implanté. Une preuve de concept a été développée afin de vérifier l'idée présentée dans le présent document et de réaliser des résultats expérimentaux préliminaires.

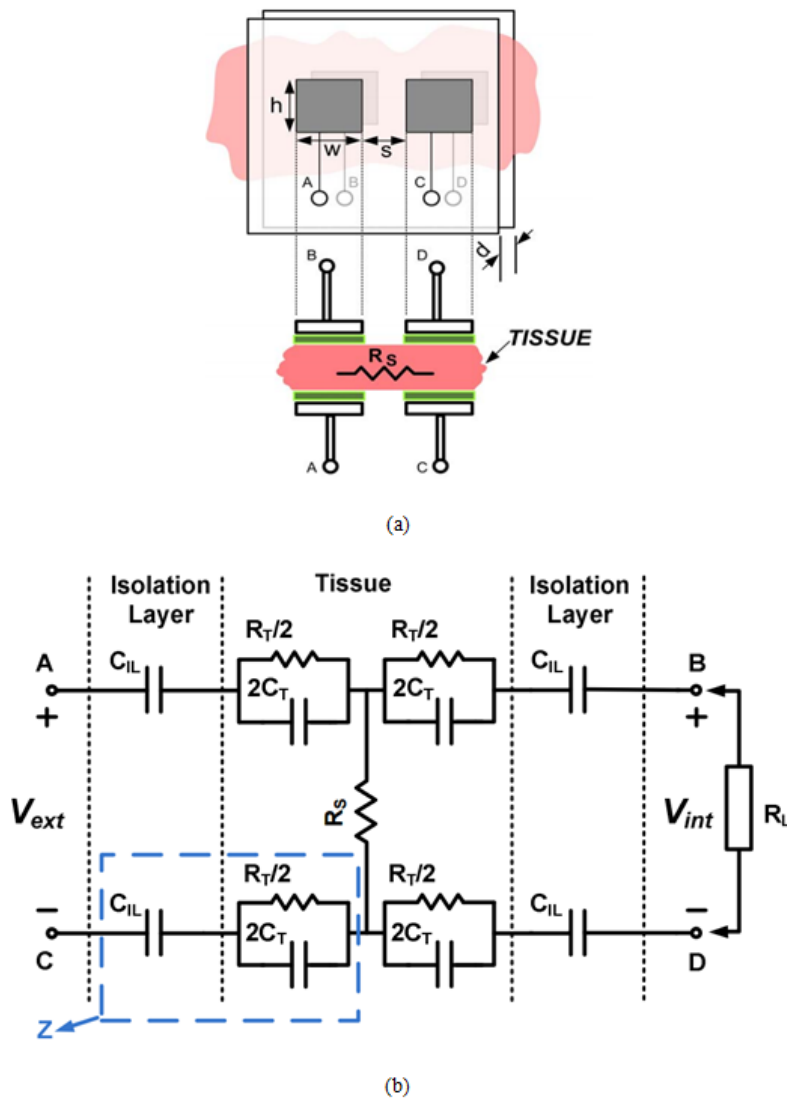


Figure 2.3. (a) Illustration du lien capacitive, (b) Modèle électrique du lien capacitif [14].

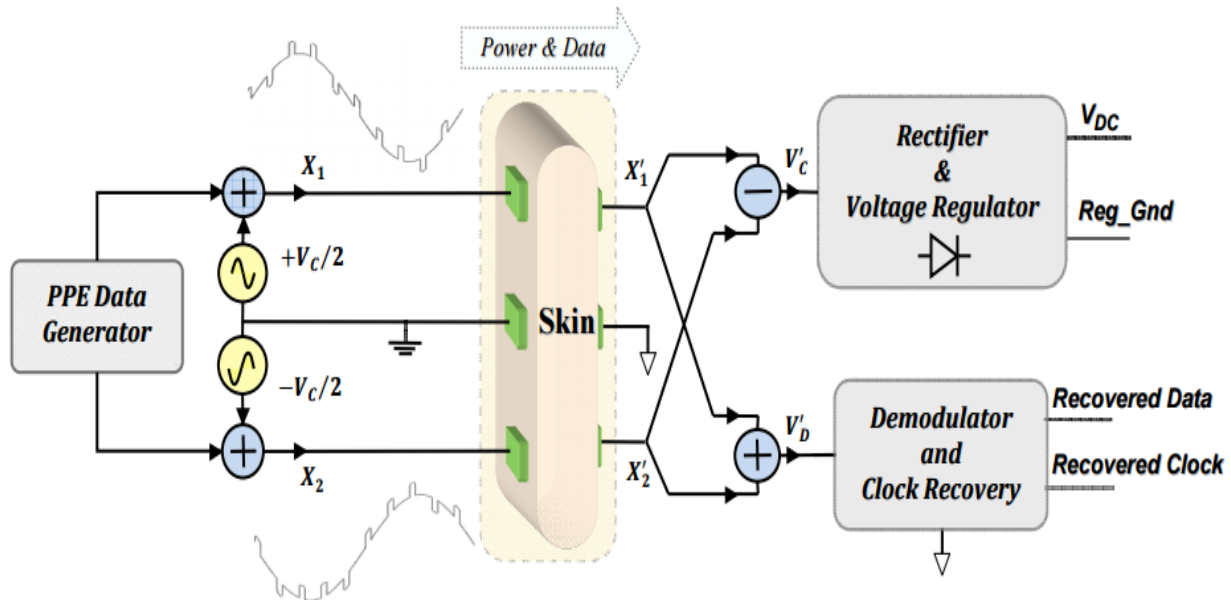


Figure 2.4. Microsystème biomédical implantable sans fil basé sur AEM (amplitude engraving modulation) [15].

Dans cette article, un prototype a été développé en utilisant des composants discrets. Deux ondes sinusoïdales différentielles de fréquence de 200 kHz et d'amplitude de 10V ont été utilisées pour transporter l'énergie électrique, et un train d'impulsions bipolaires de 2 Mbps de données à 100 ns a été considéré comme le flux de données. La figure 2.5 montre les captures d'écran de l'oscilloscope présentant les données transmises et l'horloge du côté du transmetteur, le signal différentiel d'AEM et les données PPE du côté du récepteur, suivi par la récupération des données et la récupération d'une horloge synchronisée.

Les résultats expérimentaux ne couvrent pas le transfert d'énergie dans cette étude.

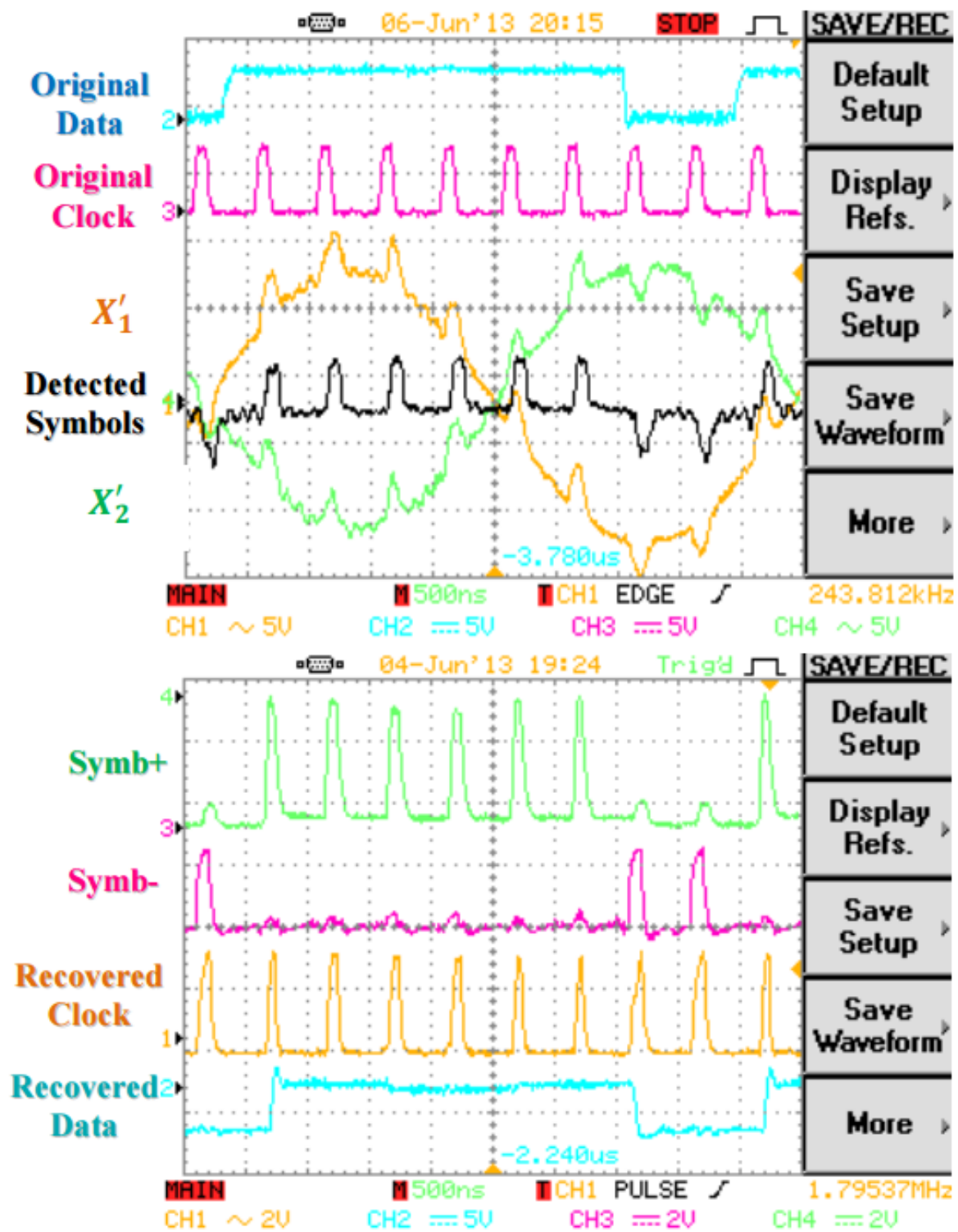


Figure 2.5. Résultat expérimental du prototype [15].

L'article [16] présente la conception, le développement et le test d'un système compact à piles pour l'électrocorticographie sans fil (EcoG). Le système bénéficie d'un nouveau design pour les liaisons capacitives qui permet l'échange de données de façon bidirectionnelle entre l'unité de l'implant et le monde extérieur. Un paquet d'acier inoxydable est conçu et usiné pour contenir une microélectrode rigide à 8 canaux (microelectrode array, MEA), une carte électronique principale, deux batteries, et une carte réalisant le côté interne de la liaison capacitive. Le fonctionnement in-vitro du système d'enregistrement des données ECoG a été démontré, ainsi que l'échange bidirectionnel de données sans fil via le lien capacitif à 4 contacts.

Peu de détails ont été signalés concernant la conception du lien capacitif. Une efficacité minimale de transfert de 50 % a été signalée à partir de 1 kHz. La peau de poulet a été utilisée pour tester le système mais aucune précision sur le matériel d'isolation utilisé et de son épaisseur n'a été reportée. Aucun débit de données n'a été mentionné, mais il peut être conclu à partir de la vitesse et de la résolution de l'ADC que le minimum requis est de 80 kb / s. Les plaques ont été conçues de manière circulaire avec la plaque de référence dans le milieu comme représenté dans la figure 2.5. L'interférence entre les plaques n'a pas été mentionnée et aucun détail sur le choix de la taille des plaques n'a été donné. Le système est conçu pour enregistrer l'activité neuronale dans le cerveau, pour ensuite la convertir en données numériques et les transmettre à l'extérieur pour être traitées. La communication bidirectionnelle est utilisée pour transmettre des signaux de contrôle à l'implant pour démarrer et arrêter l'enregistrement.

2.2 Modulation par déplacement de charge

Nous élaborons dans cette section la technique de modulation par déplacement de charge. Cette technique est utilisée en même temps avec une méthode de modulation qui permet de transmettre des données de façon bidirectionnelle. Pour pouvoir transmettre des données dans le sens inverse, cette technique utilise la porteuse du système principal et reflète une partie du signal qui pourrait être détectée par le transmetteur principal. Un bon exemple est le lien inductif qui, en changeant la charge sur la bobine intérieure intégrée à l'implant, change la résonance de la bobine extérieure qui reflète un changement direct du niveau du signal (du voltage) reçu sur cette dernière bobine. La détection des données sera alors possible en mesurant la valeur de ce voltage. Un résumé des systèmes pertinents est élaboré ci-dessous.

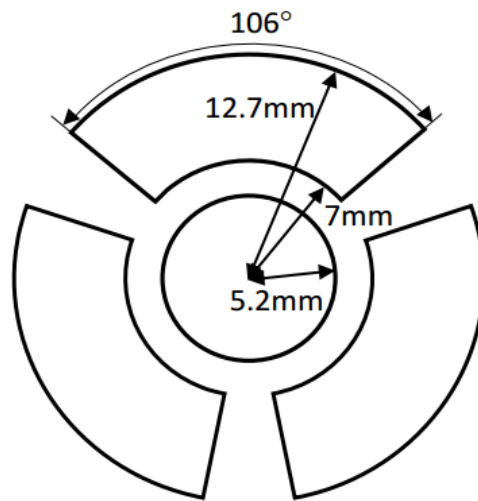


Figure 2.6. Arc à quatre plaques pour réaliser un lien capacitif bidirectionnel [16].

Dans l'article [17], une nouvelle topologie de la liaison inductive est décrite permettant une transmission de données bidirectionnelle full-duplex avec une seule porteuse. Grâce à cette caractéristique, l'efficacité de l'alimentation du système peut être améliorée de manière significative par l'utilisation d'une boucle de rétroaction de commande de puissance. Ceci améliore également la contrôlabilité et l'observabilité du système via la liaison inductive.

La figure 2.7 montre la conception du circuit inductif pour appliquer la modulation par déplacement de charge. La première partie à gauche consiste du premier réservoir pendulaire, où la résonance est déduite par l'impédance des éléments $R1$, $C1$, $L1$ et la résonance du second réservoir. La deuxième partie à droite consiste du deuxième réservoir, qui est situé sur le côté de l'implant. La résistance de la partie droite est modifiée dépendamment du bit à transmettre, alors le champ magnétique provenant de la partie gauche va avoir un facteur de réflexion qui dépend de la résistance $R2$ sur la partie droite, ce qui va affecter la résonance du premier réservoir et à son tour va changer le voltage. Ce voltage serait capté par le démodulateur qui va extraire les données transmises.

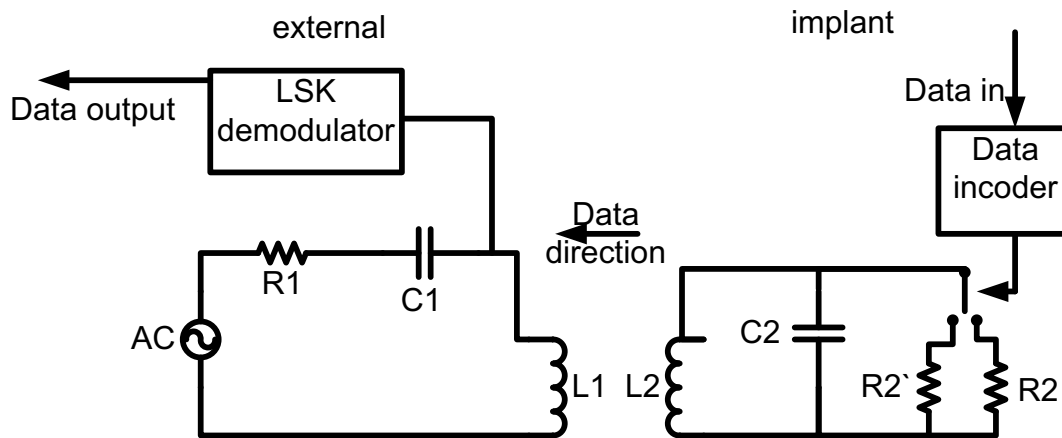


Figure 2.7. Circuit inductif de modulation par déplacement de charges [17].

2.3 Analyse de travaux décrits dans ce chapitre

Les tableaux 2.1, 2.2 et 2.3 résument les travaux réalisés dans la littérature et montrent les résultats obtenus. Le tiret (-) dans ces tableaux indique que les informations ne sont pas disponibles dans la publication ou (pour le cas de support) les informations ne sont pas pertinentes. Le tableau 2.1 compare les systèmes de liaison capacitifs retrouvés dans la littérature et abordés dans les sections précédentes de ce chapitre et, le tableau 2.2 est consacré aux systèmes optiques et inductifs existants. Le tableau 2.3 résume les systèmes bidirectionnels utilisant la modulation de changement de charge sur le lien ascendant. [18-20] sont des systèmes de liaison optique mentionnés dans le tableau 2.2 ; le débit de données le plus élevé atteint est 80 Mb/s avec une consommation d'énergie relativement élevée de 90mW. Comme le montrent les deux tableaux, le plus grand débit et la consommation minimale d'énergie par bit est atteint par [13]. Un débit de transmission de données de 200 Mb/s associé à une consommation d'énergie de 3,75 pJ/b a été simulé. Tous les travaux dans ce chapitre sont implémentés et simulés sans codage.

Tableau 2-1. Comparaison des systèmes capacitifs

Référence	Type	Modulation	Porteuse (MHz)	Débit Mb/s	Puissance consommée	Milieu de test
Sodagar et al. [7]	Cap.	FSK	0.25-10	-	6mW	Air
Simard et al. [13]	Cap.	SPPM	-	200	3.75 pJ/b	Simulation
Takhti et al. [14]	Cap.	Base-band/BPSK	≤ 10	-	-	Poitrine de poulet
Erfani et al. [15]	Cap.	AEM	-	2	-	-
Mohammadi et al. [16]	Cap.	SPI	-	-	-	Peau de poulet

Tableau 2-2. Comparaison des systèmes optique et inductif

Référence	Type	Modulation	Porteuse (MHz)	Débit Mb/s	Puissance consommée (mW)	Épaisseur (mm)	Mis-alignement (mm)
Liu et al. [18]	Opt.	-	-	50	4.6	2	2
Guillory et al. [19]	Opt.	-	-	80	90	3	2
Okamoto et al. [20]	Opt.	-	-	0.0096	162	45	20
Simard et al. [21]	Ind.	OQPSK	13.56	4.16	-	5	-

Tableau 2-3. Système inductif se servant de la modulation LSK sur le lien ascendant sans codage.

Référence	Modulation pour le lien descendant	Débit du lien ascendant
[17]	PSK (phase shift keying)	100 kb/s
[6]	Porteuse seulement	20 kb/s
[22]	ASK (modulation d'amplitude)	18.7 kb/s
[23]	FSK (modulation de fréquence)	1 kb/s

CHAPITRE 3 SYSTÈME PRELIMINAIRE À LIEN CAPACITIF

Après une revue de littérature pour comprendre les travaux de pointe du domaine des télémetries pour les implants biomédicaux, nous avons concentré notre recherche sur le développement d'un lien capacitif de communication avec plusieurs canaux pour maximiser le débit. En d'autres termes, il fallait pousser les limites de transfert de données du lien capacitif au maximum. L'étape suivante consistait à tester le travail effectué par [13] et avancer dans cette voie. La troisième étape consistait à réaliser un prototype pour vérifier le fonctionnement de base de la théorie que nous proposons. La dernière partie couvre l'implémentation d'un système de communication bidirectionnelle.

Tout d'abord la conception présentée dans [13] a été testée se servant des deux puces fabriquées. Les résultats du test ont échoué pour les deux puces. Le second et le quatrième canal ne fonctionnaient pas dans la première puce. Le second et le troisième canal ne fonctionnaient pas dans la seconde puce. Les canaux défectueux ont été testés sur la sortie du récepteur. Le transmetteur des deux puces fonctionne, alors la partie défectueuse est le récepteur. Aucune méthode n'avait été implémentée pour pouvoir déboguer le récepteur. De plus, le modèle physiologique du tissu n'a pas été pris en considération ; Celui-ci a été modélisé par un condensateur en série sans prendre en compte l'interférence provoquée d'un canal à l'autre. Ceci dégrade de façon significative la performance lors de tests expérimentaux avec des tissus puisque les caractéristiques du canal ne sont pas prises en considération dans la conception du système. De plus, le mode de fonctionnement du transmetteur n'était pas idéal : une fois une impulsion est transmise sur un canal, les autres sont connectés à la masse causant une dissipation du signal par la masse du transmetteur à travers le tissu. En effet, durant la transmission, les canaux du transmetteur supposés être inactifs court-circuitent le signal du canal principal à la masse du transmetteur. Ceci empêche le signal d'atteindre le récepteur une fois testé avec un tissu. Un autre point faible du système est la présence de deux différentes masses dans le circuit. La masse de la source de tension de l'implant n'est pas reliée à celle du contrôleur extérieur. Alors chacune est flottante par rapport à l'autre mettant en question la fiabilité du système. En effet, l'extrémité avant du récepteur est formée d'un réseau fermé de résistances qui sont interconnectées l'une à l'autre avec les quatre entrées des deux comparateurs comme montré dans la figure 2.1. Ce type de connexion empêche l'échappement des charges du réseau, ce qui rend le voltage dépendant de

la charge initiale du système. Une différence de masse de l'ordre de quelques volts pourrait endommager les comparateurs utilisés et mettre le circuit en dehors de sa région d'opération.

La première étape était de remplacer les condensateurs par un tissu provenant du cuir chevelu d'un mouton et de simplifier le récepteur afin de concevoir un prototype à partir d'éléments discrets pour maximiser les résultats que l'on peut tirer de ces puces.

3.1 Conception de la télémétrie capacitive avec SPPM

Dans un premier temps, des modifications et corrections ont été effectuées au niveau du récepteur. Le réseau de résistance a été éliminé et remplacé par deux autres comparateurs. Ceci dit, le nouveau système comprend un total de quatre comparateurs. Ensuite, des filtres passe-bas ont été implémentés pour la récupération des données. La figure 3.1 montre le circuit implémenté du prototype.

3.2 Analyse préliminaire de la transmission à travers du cuir chevelu de mouton

Pour comprendre les paramètres des tissus, une tranche de cuir chevelu de mouton a été utilisée pour effectuer des mesures préliminaires d'impédance. La figure 3.1 montre l'impédance d'une épaisseur de 3.5 mm de cuir chevelu tel que mesurée par l'analyseur d'impédance Agilent, balayé de 40 Hz à 100 MHz. Les mesures d'impédance ont été effectuées avec un circuit imprimé (PCB) de plaques métalliques tel que présenté dans la figure 3.3. Ces mesures ont aidé à établir la conception d'un modèle du lien capacitif présenté dans la figure 3.2. Cette figure est divisée en deux parties: la partie (a) décrit la propagation du signal du canal principal transmetteur aux canaux récepteurs en mettant l'interférence en relief. Le signal transmis apparaît à gauche de la figure sur le premier canal. On observe une atténuation sur le récepteur principal qui s'accroît au niveau des autres récepteurs. Ceci est causé par l'impédance croissante du tissu en s'éloignant du canal transmetteur. Dans la partie (b) de la figure 3.2, plusieurs signaux sont transmis sur tous les canaux, un à la fois et l'interférence au niveau du premier canal est mise en relief. On peut voir que lors d'une transmission au niveau du premier canal, le premier récepteur aura une amplitude plus élevée que celle des autres permettant ainsi l'identification du canal qui porte le signal des canaux interférents.

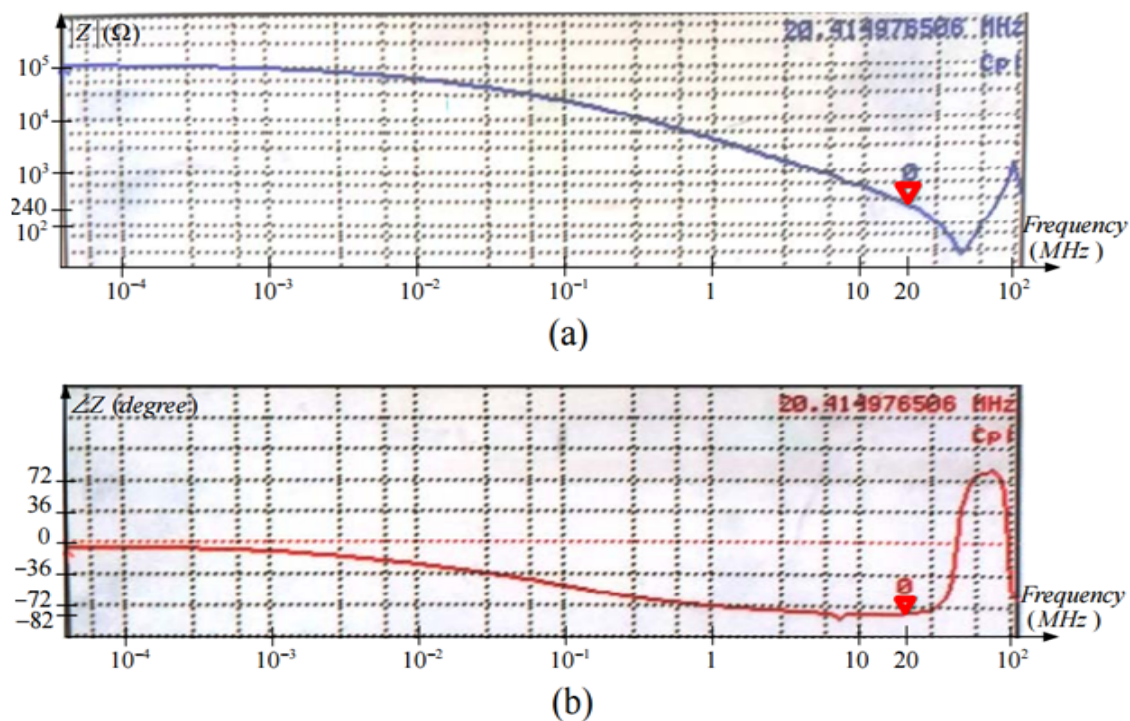


Figure 3.1. Variation de l'impédance de la peau de tête du mouton.

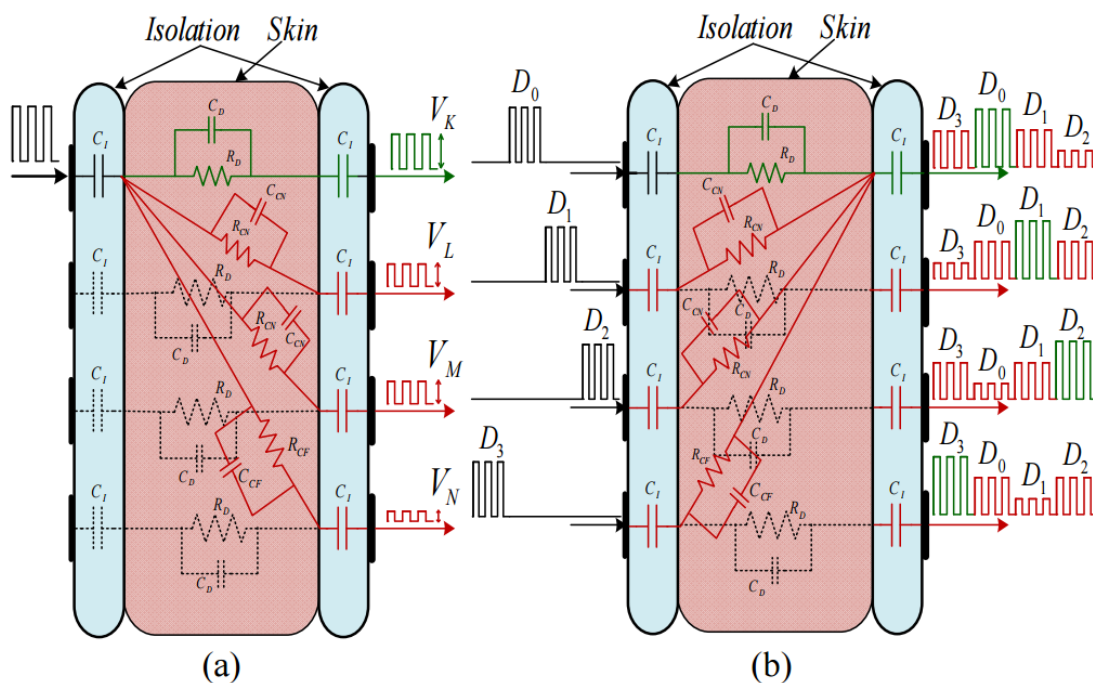
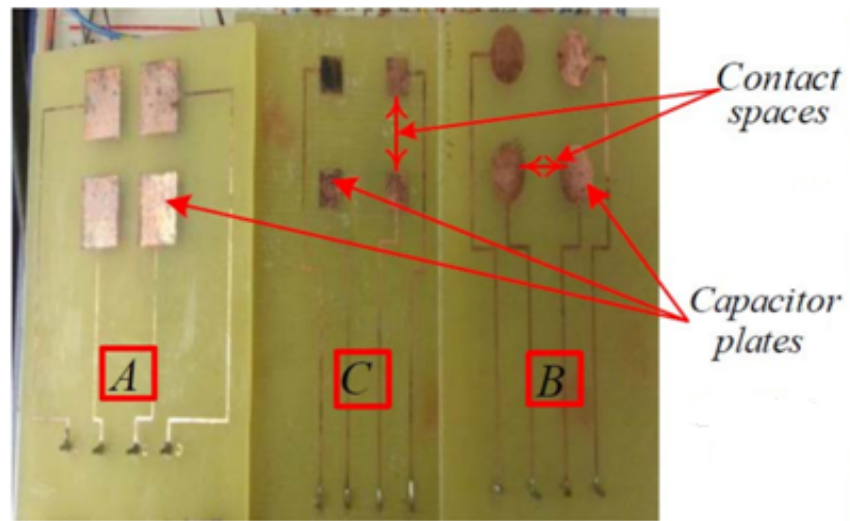
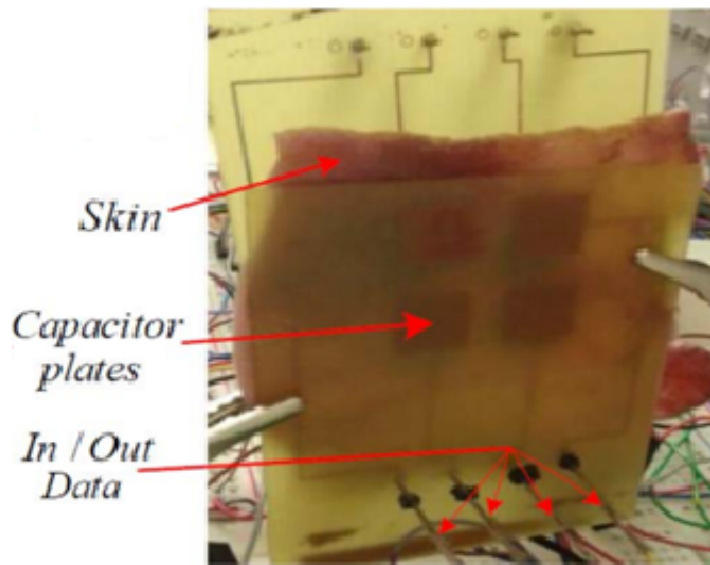


Figure 3.2. Modèle électrique du lien capacitif, (a) Un signal transmis sur le premier canal, (b) Plusieurs signaux transmis l'un après l'autre.



(a)



(b)

Figure 3.3. Circuits imprimés utilisés pour vérifier : (a) Les différentes géométries A 1cm carré, B 0.5cm carré, C 1cm diamètre, (b) Le lien capacitif utilisé pour transmettre des données.

3.3 Modélisation sur COMSOL

Pour comprendre le principe de propagation du courant dans le tissu, un modèle a été implémenté sur le logiciel de modélisation COMSOL et a été analysé. La figure 3.4 montre les deux géométries utilisées pour faire le modèle et les simulations du lien capacitif. La première géométrie consiste en deux plaques carrées parfaitement alignées. Le côté des plaques mesure 5mm et trois domaines existent entre les plaques: deux couches d'isolation attachées aux plaques d'épaisseur 1 μm chaque et de permittivité relative de 3 et, une couche de matériel d'épaisseur 3.5 mm simulant les propriétés de la peau comme publié dans [24]. Dans la deuxième géométrie les mêmes matériaux sont utilisés sauf que la plaque inférieure est éloignée de 10mm de la plaque supérieure, résultant en une séparation de 5 mm entre eux.

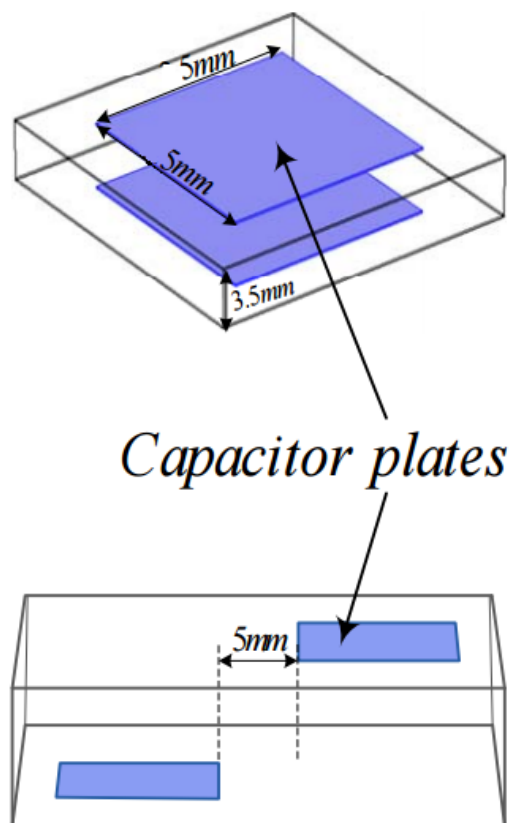
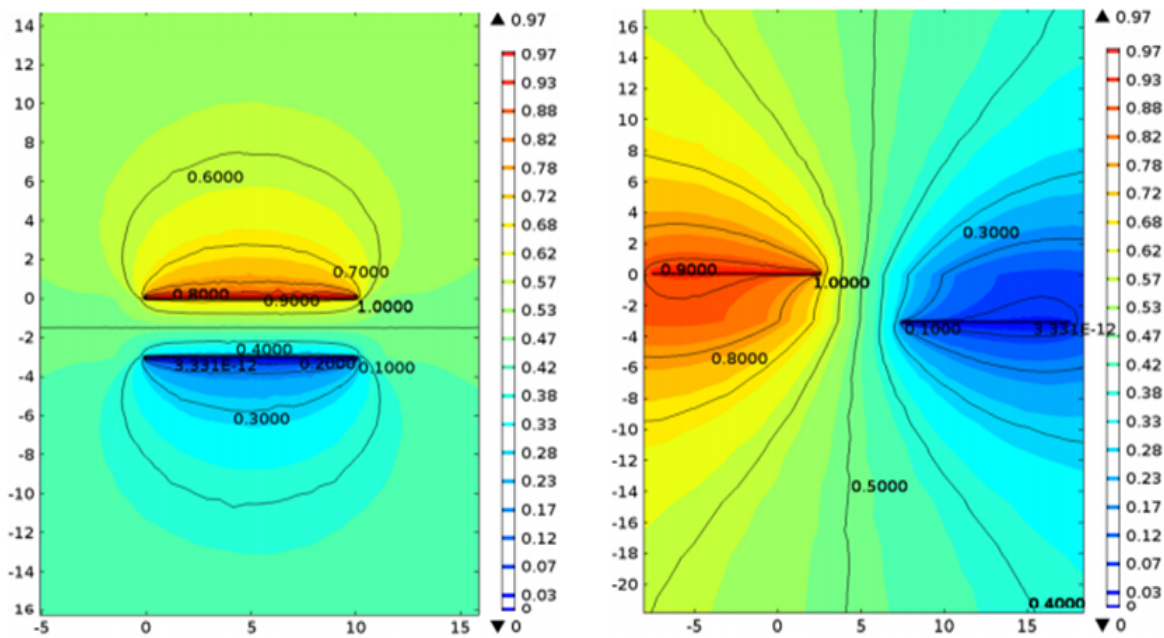
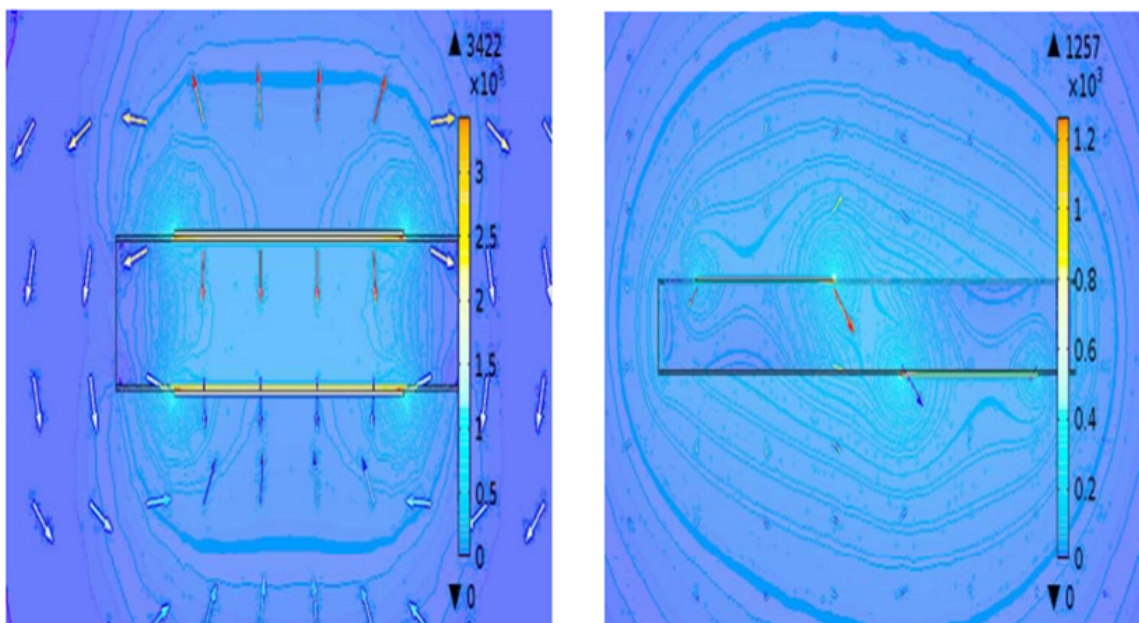


Figure 3.4. Les géométries de plaques de condensateurs utilisées dans COMSOL.



(a)



(b)

Figure 3.5. Résultats de simulation de (a) potentiel électrique, (b) champ électrique.

Pour faire tourner la simulation, un potentiel est connecté à la plaque supérieure du système et la plaque inférieure est connectée à la masse. La figure 3.5(a) montre les résultats de la simulation du potentiel électrique distribué dans ce milieu. La figure 3.5(b) montre les résultats de la simulation du champ électrique. Ces résultats sont intéressants car ils montrent tous d'abord que la partie conductrice de la peau est plus dominante que la partie capacitive et, ils indiquent le trajet probable du courant se déplaçant de la première plaque à la seconde plaque. Le champ électrique est faible dans le tissu et est concentré dans la partie isolante ce qui implique que le courant se propage dans le tissu. Les propriétés du tissu qui sont introduit au simulateur proviennent de la publication de Gabrielle [24]. Le courant se propage dans tout le tissu et peut être divisé en deux types : le courant direct qui passe directement de la plaque source à la plaque masse et, le courant secondaire qui fait des paraboles en allant de la plaque source à la plaque masse et ne passe pas dans la zone directe. Le courant direct a beaucoup plus de poids que le courant secondaire car il subit une résistance de trajet plus petite à cause de la distance plus petite qu'il traverse tandis que le courant secondaire va faire un plus long trajet et va subir une résistance plus grande diminuant ainsi la valeur du courant.

3.4 Conception du circuit de transmission et de réception SPPM

La télémétrie proposée dans ce projet comprend un transmetteur qui prend deux bits à la fois et produit un signal au niveau d'une de ses quatre sorties, un lien capacitif composé de quatre canaux symétriques eux même formés avec 8 plaques isolées et le tissu et, un récepteur qui prend les quatre signaux reçus sur les quatre canaux provenant du lien capacitif puis va extraire les deux bits de données et va les délivrer vers la sortie. La figure 3.6 décrit le fonctionnement de la modulation SPPM. Le transmetteur envoie une pulsation sur un canal à la fois et dépendamment du canal la valeur des deux bits est transmise puis extraite. Si la pulsation est envoyée sur le premier canal les bits seront 00, sur le deuxième canal 01, troisième 10 et quatrième 11. Cela explique la modulation spatiale ou une pulsation peut porter deux bits dépendamment de sa position dans l'espace ; dans notre cas les quatre canaux.

3.4.1 Le transmetteur

Le design du transmetteur est basé sur la modulation spatiale des positions des pulses. Ce mode de transmission prend deux bits de données à la fois et les transforme en une seule impulsion. La

position de cette dernière est déterminée par la valeur des deux bits. Par exemple, si le premier bit A avait une valeur de 0 et le deuxième bit B avait une valeur de 0, l'impulsion va être transmise sur le premier canal. Si A=0 et B=1 l'impulsion serait transmise sur le deuxième canal. Si A=1 et B=0 elle serait transmise sur le troisième canal. Et finalement si A=1 et B=1 elle serait transmise sur le quatrième canal.

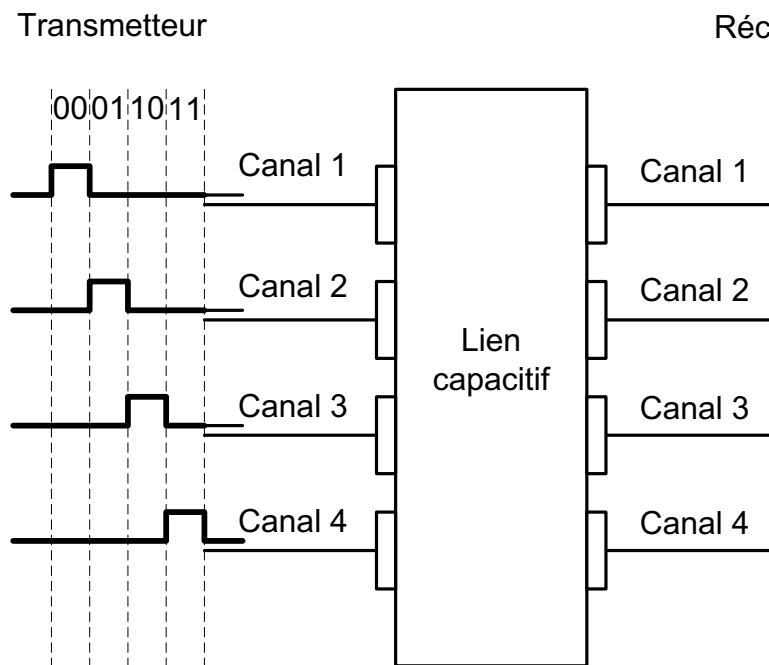


Figure 3.6. Schéma descriptif de la SPPM.

La modulation spatiale consiste à transmettre une quantité supérieure de données en conservant la même bande passante et la même puissance. Cette méthode vise à utiliser l'espace physique pour créer un certain nombre de canaux. Les données sont extraites en fonction du canal utilisé pour transmettre le signal. Le nombre de canaux requis pour transmettre un certain nombre de bits est illustré par la formule suivante :

$$\text{Nombre de canaux} = 2^{\text{nombre de bits}} \quad (3.1)$$

Ce qui implique pour ce cas que le nombre de canaux requis pour transmettre 2 bits est quatre.

Pour pouvoir choisir le canal des deux bits de données, un décodeur 2-4 est utilisé, puis les sorties du décodeur sont connectées chacune à une porte ET, au niveau desquelles les entrées

proviennent une du décodeur et l'autre de l'horloge du système. Les sorties des portes ET sont connectées au lien capacitif, chacune à son canal désigné. Ceci va permettre de créer des pulses qui vont charger un canal du lien capacitif puis vont le décharger.

La fréquence de l'horloge utilisée est de 20 MHz. Dans ce design l'horloge est transmise avec le signal de données pour être extraite au niveau du récepteur et utilisée dans l'implant comme montrée dans la figure 3.7. Le débit de données d'entrée est de 20Mb/s séparé en deux, 10 Mb/s sur l'entrée A et 10 Mb/s sur l'entrée B.

3.4.2 Le récepteur

Le design du récepteur est fait pour qu'il soit capable de démoduler quatre canaux de modulation spatiale et extraire en même temps le signal d'horloge transmit. L'extrémité avant du récepteur comprend quatre comparateurs. Les deux entrées de chacun sont connectées l'une au lien capacitif et l'autre à une référence commune. La référence commune est un diviseur de tension de valeur fixe. La sortie des comparateurs est donc connectée à des filtres passe-bas qui ont pour rôle l'extraction du signal provenant du décodeur du côté du transmetteur. Des filtres passe-bas passifs sont utilisés car leur consommation de puissance est minimale. En parallèle aux filtres, les quatre sorties des comparateurs sont reliées aux quatre entrées d'une porte OU à 4 entrées. La sortie de cette porte est l'horloge extraite du signal reçu. Les quatre sorties des filtres passe-bas sont reliées à un encodeur 4-2 pour reconstruire les deux bits transmis A et B. Les deux sorties de l'encodeur sont reliées chacune à deux bascules où l'horloge de chacun provient de la sortie de la porte OU tel que le montre la figure 3.7.

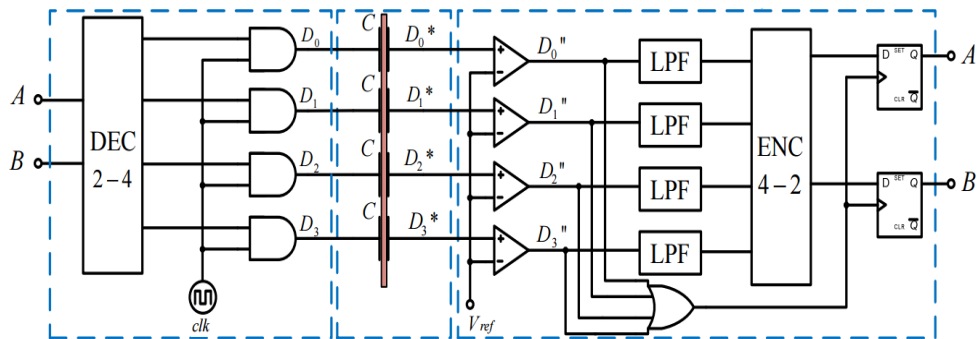


Figure 3.7. Diagramme du prototype de télémétrie capacitive implémenté avec des composants discrets.

3.5 Simulation du système

La simulation du système est présentée dans la figure 3.8 avec un modèle simplifié du tissu. Cette figure montre les données transmises A et B et, les signaux D_0 , D_1 , D_2 et D_3 (sorties des portes ET comme indiqué dans la figure 3.7). Il est montré que la porteuse change de canal dépendamment des deux bits de données A et B.

Sur la partie du récepteur, on peut voir les signaux de sortie qui sont l'horloge et les deux bits récupérés A^* et B^* .

En comparant les deux bits originaux transmis A et B avec les deux bit récupérés A^* et B^* on peut valider le système.

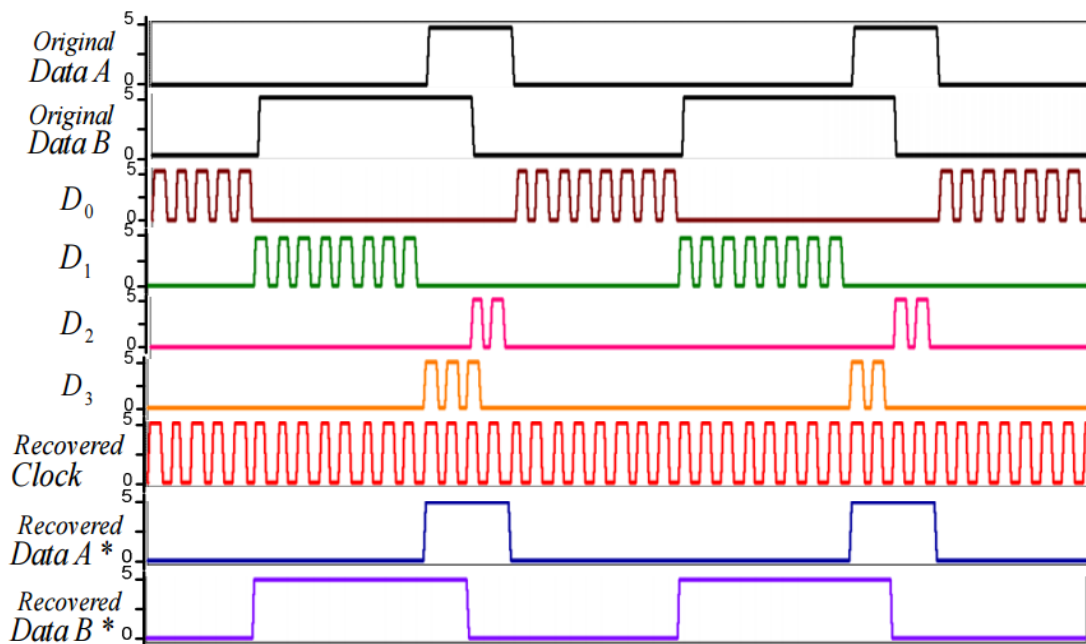


Figure 3.8. Simulation du prototype avec les résultats de récupération des données et de l'horloge.

3.6 Résultats expérimentaux

Pour tester le système expérimentalement, un circuit imprimé a été fabriqué avec quatre plaques de transmission et quatre plaques de réception dont chacune présente une surface de 10 mm x 10 mm. Ce circuit est isolé avec une couche de Parylène C d'épaisseur 1 um pour éliminer le courant

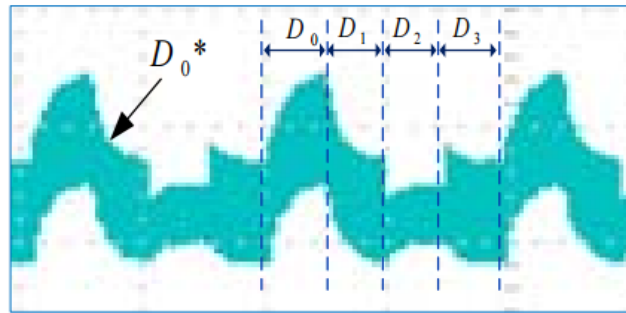
DC. L'épaisseur de 1 μm est la plus petite épaisseur qu'on a pu choisir sur la machine d'isolation, ce qui va maximiser la capacitance et va augmenter la bande passante en diminuant la fréquence de coupure de la borne inférieure. La tranche de cuir chevelu est placée entre les deux circuits imprimés qui a comme épaisseur d'environ 3.5 mm tel que montré sur la figure 3.3(b).

La figure 3.9 montre les deux résultats obtenus en testant le lien capacitif avec un générateur de fonction et un oscilloscope. Un signal carré est appliqué sur chacune des quatre plaques. La partie (a) de la figure 3.9 montre le signal reçu sur la première plaque réceptrice du lien capacitif. Il est montré que dans la région D0, le signal pilote est transmis au niveau de la première plaque. Pour la région D1 et D3, le signal pilote est transmis sur les plaques perpendiculaires, tandis que pour la région D2 le signal pilote est transmis sur la plaque diagonale. La figure 3.9 (b) montre la sortie du comparateur dont l'entrée est connectée aux plaques réceptrices du lien capacitif. On constate que le comparateur avec un seuil spécifique permet uniquement le passage du signal pilote transmis sur la première plaque et va rejeter les signaux reçus qui ont été transmis sur les autres plaques. La nature du lien élimine les ISI (inter symbol interference) car l'erreur qui peut se produire ne va pas permettre l'extrait du symbole transmis. Alors le récepteur ne peut pas confondre entre les symboles transmis.

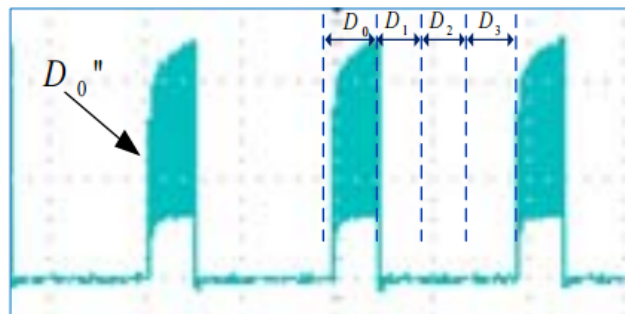
La figure 3.10 montre les résultats de la simulation expérimentale du système capacitif proposé. La partie (a) de cette figure montre les valeurs de données d'entrées A et B. La partie (b) montre les valeurs des données récupérées sur la sortie du récepteur. La partie (c) montre le signal d'horloge original transmis avec les données. La partie (d) montre le signal d'horloge récupéré sur la sortie du récepteur.

3.7 Conclusion

Ce système a atteint un débit de 20 Mb/s avec le cuir chevelu d'un mouton. La fréquence de l'horloge est de 20 MHz et le débit de chacune des deux entrées est de 10 Mb/s (10 MHz). Le chapitre prochain va élaborer sur les solutions utilisées pour résoudre le problème de masse flottante, l'automatisation du seuil des comparateurs du récepteur et va introduire un lien ascendant au dessus du lien descendant pour obtenir une communication bidirectionnelle.



(a)



(b)

Figure 3.9. Effet de l'interférence des canaux secondaires sur le canal principal : (a) L'interférence avant le comparateur, (b) L'interférence supprimée après le comparateur.

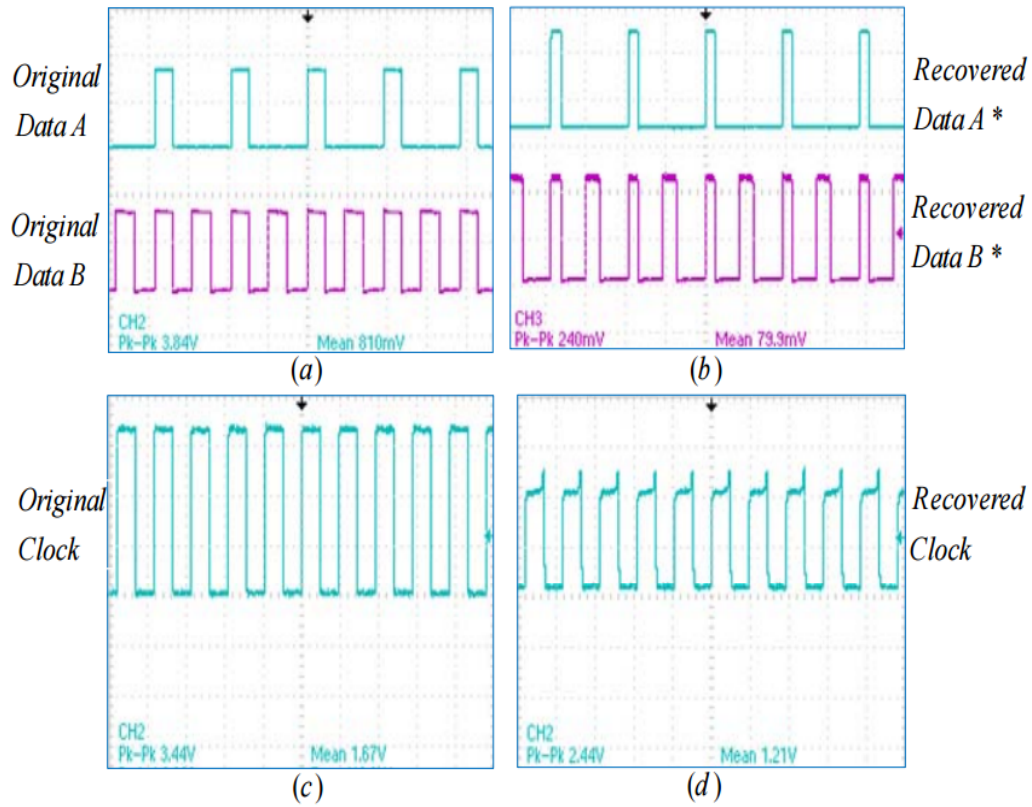


Figure 3.10. Résultats expérimentaux : (a) Entrées de données A et B, (b) Récupération des données A* et B*, (c) Signal d'horloge original, (d) Signal d'horloge récupéré.

CHAPITRE 4 BIDIRECTIONAL PARALLEL CAPACITIVE DATA LINKS: EXPERIMENTAL MEASUREMENT AND SYSTEM MODELING

4.1 Présentation de l'article

Ce chapitre est la transcription de l'article soumis en juillet 2016 au journal 'IEEE transactions on circuit and systems 1, regular papers' sous le nom 'bidirectional Parallel Capacitive Data Links: Experimental Measurement and System Modeling'. Les coauteurs de l'article sont A. Hassan, A. Kassem et M. Sawan. Nous présentons dans cet article une liaison de données bidirectionnelle capacitive. Une amélioration de la modulation spatiale par le positionnement de l'impulsion (spatial pulse position modulation, SPPM) utilisée sur la liaison descendante est introduit. La modulation par déplacement de charge est mise en œuvre pour la liaison montante. Différent masses utilisées pour l'émetteur et le récepteur sont discutées et une solution compatible est proposée. Le modèle électrique de la peau humaine est extrait en utilisant l'analyseur d'impédance Agilent 4294A pour faire des mesures in vivo sur la joue, puis en faisant un ajustement de courbe aux données entre 2MHz et 20 MHz courbe. Plusieurs géométries de la liaison sont analysées et une largeur de 5 mm de plaque est utilisée pour la conception du système. Le rapport signal sur bruit ainsi que la capacité du canal sont analysées théoriquement en calculant les limites pour la liaison descendante et la fréquence de fonctionnement valide pour mettre en évidence les paramètres de base qui affecte l'interférence de diaphonie entre les canaux. Le compromis pour l'utilisation de la liaison montante et sur le même canal que la liaison descendante est également discuté et analysé. La fréquence de fonctionnement est de 10 MHz et un débit binaire de 10 Mbps est démontré pour la liaison ascendante et 20 Mbps pour la liaison descendante.

4.2 Article 1: Bidirectional Parallel Capacitive Data Links: Experimental Measurement and System Modeling

Abstract

We present in this paper, a bidirectional capacitive data link. Enhancement to the spatial pulse position modulation used on the downlink is introduced and a load shift keying modulation is implemented for the uplink. Different ground on the transmitter and the receiver is discussed

and a compatible solution is proposed. Human skin electrical model is extracted using the Agilent impedance analyzer 4294A while doing in-vivo measurements on the cheek skin and then applying curve fitting to the data between 2MHz and 20 MHz. multiple geometries for the link are analyzed and a 0.5 cm plate width is used for the design of the transceiver. The signal to noise ratio along with the capacity of the channel are analyzed theoretically while computing the limits for the downlink and the valid operating frequency to highlighting the core parameters that affects the crosstalk interference between channels. The tradeoff for using the uplink and on the same channel as the downlink is also discussed and analyzed. The operating frequency is 10 MHz and a bit-rate of 10 Mbps is demonstrated on the uplink and 20 Mbps on the downlink.

4.2.1 Introduction

Biomedical implants have required communication links to communicate data and power. The history of biomedical implants shows that many designs implemented use different types of communication links ranging from mechanical push buttons going through wired baseband systems reaching wireless transceivers [1, 11]. To most of these implants the data transmitted is necessary for control and monitoring purposes. Today most implantable designs target wire free data transmission systems due to the fact that they are extremely sensible to external shocks and displacements because they sit on critically important areas inside the body and are susceptible to physical forces exerted from the external world [1]. More reasons that back up the wireless trend are: the skin inflammation and infections that accompany the wired data telemetry and most importantly the patient's mobility when connected wirelessly to an external controller system (signal processor, stimulator, camera ...). During the last decade many wireless data telemetries emerged and were implemented in biomedical implants such as the inductive link [1, 21, 25-27], optical link [18], ultra-sonic link [28], radio frequency link [25, 29, 30] and the capacitive link [11, 13, 31-33]. All of these links have advantages and disadvantages and are classified by: the data rate, followed by the power consumption then the size restrictions. The data rate is application dependent where some requires small data rates such as the pacemaker which requires 1 kbits/sec and other applications require more data rates such as cortical implant monitoring different parts of the brain which could require data rates up to 200 Mb/s [13, 31]. Power consumption in these type of implants is critically limited, the implant could be powered internally by a rechargeable battery (limited by the size available for the implant, the heat

limitation and the time required for one charge to last) or powered externally by a constant power link (which power is restricted due to the link's characteristics and the maximum allowed power transmission through skin) [1]. The size limitation depends on the location of the implant and how much space is available along with how much area is useful for the data link. The inductive link, using the magnetic field, is the most common data link used in recent implants [21]. The main drawback of this link is its low pass nature where the link itself acts as a low pass filter, which makes the link's bandwidth and data rate limited. The optic link is a good candidate where data is transmitted using light and detected using light receivers. The RF link has a huge drawback due signal loss in skin and the human body, and the allowed radiations are limited for organs safety [29]. The ultrasonic link is low on bandwidth and requires a lot of power per bit. The capacitive link transmitting data using the electric field is a good candidate where the power consumption is low; the modulation is baseband which makes the transmitter/receiver design light and simple. Most capacitive data links designed in the literature uses baseband modulation schemes such as amplitude engraving modulation [15], on-off keying [32], spatial pulse position modulation [13], and spatial carrier position modulation [12]. Capacitive data links are also used for inter-chip communication in integrated circuits where an array of plates is located on top of both chips then placed one on top of the other in the package with a small layer of insulation in between [34]. In biomedical implants having a bidirectional data link is important and necessary for system control application [35, 36]. Load shift keying is a modulation scheme that can be implemented for the uplink on top of most downlink baseband modulation schemes, where the interaction of the downlink signal transmitted with the load at the receiver can be sensed at the transmitter [36, 37]. This system is implemented with the inductive link [36, 37] where the resonance of the link changes on the internal coil and can be sensed by the external coil through voltage variation monitoring. In [21] the system is used on top of the inductive power link. When implementing an uplink on top of a downlink, there will be tradeoffs between them where some the downlink's performance will be sacrificed for the functionality of the uplink.

4.2.2 Previous systems improved

In our previous work done in [12] the capacitive link was designed with four plates on the transmitter, four on the receiver, four comparators at the front-end of the receiver followed by a low pass filter on every channel. The output of the low pass filter is then fed to a flip-flop which

clock is extracted by connecting the output of all channels to a 4 inputs or gate. Separate power supplies for the transmitter and receiver were not taken into consideration with the floating grounds. The reference threshold of the comparators was designed to be set by the upper levels by sweeping a feedback system till a reliable signal reception is achieved. In this work five plates are used on the receiver side as shown in figure 4.1(b) where the fifth plate is used as the common plate and the reference for the comparators. One external physical capacitor is used to replace the insulation layer in [12] on the transmitting plates. A voltage divider is introduced to the receiver's front-end as shown in figure 4.6(b) to deal with the different ground problem. These improvements to [12] are elaborated in the three subsections below.

4.2.2.1 Common plate

On the receiver side, a fifth plate is added in the middle of the matrix to automate the comparators threshold as shown in figure 4.1(b). The signal received on all plates is related to the impedance seen while propagating through skin, hence the received signal will vary on each plate depending on its distance from the transmitting plate. The position of the 5th plate allows it to receive a signal smaller than the overlapping intended plate and larger than the rest of the plates due to the smaller distance between itself and the transmitting plate.

4.2.2.2 External capacitor

On the transmitter the signal is applied to one plate while on the receiver 5 plates are receiving the signal which will be absorbed by five channels. The capacitance formed by the insulation layer is critical on the transmitting plate and is required to be 5 times greater than that on the receiving plates. Section 3 explains why a small plate area is preferable which will make it harder to maintain a large capacitance on the transmitter side especially when the required insulation layer becomes smaller (micro meters range), it will become extremely fragile and could wear off quickly. Putting a large on chip capacitor would solve the problem and will maintain the functionality of the insulation layer which is to block dc current from the transmitter. This method will allow us to use only one capacitor for all the channels since only one channel is transmitting at a time, the capacitor will be switch from channel to channel using a multiplexer.

4.2.2.3 Different grounds

When the system is implanted inside the body, the transmitter and the receiver will be powered each from a different power supply, which means that the transmitter ground will be floating compared to that of the receiver [38] as shown in Figure 4.1(c). The voltage at the front-end will risk being outside the operating region of the receiver or might even be oscillating. One solution for this problem is to introduce a resistor network (voltage divider) at the front-end of the receiver which acts as a differentiator and will eliminate the grounding difference.

4.2.3 Skin impedance measurement

The impedance is measured using the Agilent impedance analyzer 4294A with different plate sizes. The equation connecting the geometry to the impedance is extracted and curve fitting is used. The measurements were split into two types, overlapping plates measurement and cross plates measurement, which are elaborated in the subsections below.

4.2.3.1 Overlapping Measurements

Overlapping measurement setup is defined by putting the plates with same size each on one side of the skin while all of their area is overlapping. Figure 4.2(a) shows the link's geometry used to sample the frequency dependent impedance of in-vivo human skin depending on the plate's area. Four square plates were chosen with width 5, 10, 15 and 19mm. $(19\text{mm})^2$ plate is the biggest one measured due to size limitation while doing in-vivo measurements on the human cheek skin. The thickness of the skin is approximated to 4mm and is not varied throughout the measurements.

$$Z = \frac{\rho L}{A} \quad (4.1)$$

$$\rho = \frac{ZA}{L} \quad (4.2)$$

In equations (4.1) and (4.2), Z is the skin impedance measured, ρ is the impedance density which will be computed, A is the area of the plates and L is the thickness of the skin. In this analysis ρ should be extracted from the measurements by applying equation (4.2). The current will propagate in all the medium and the impedance can be approximated by equation (4.1). The

results of equation (4.1) using the 4 square plates are shown in figure 4.3(a). The measurements were sensitive to skin density.

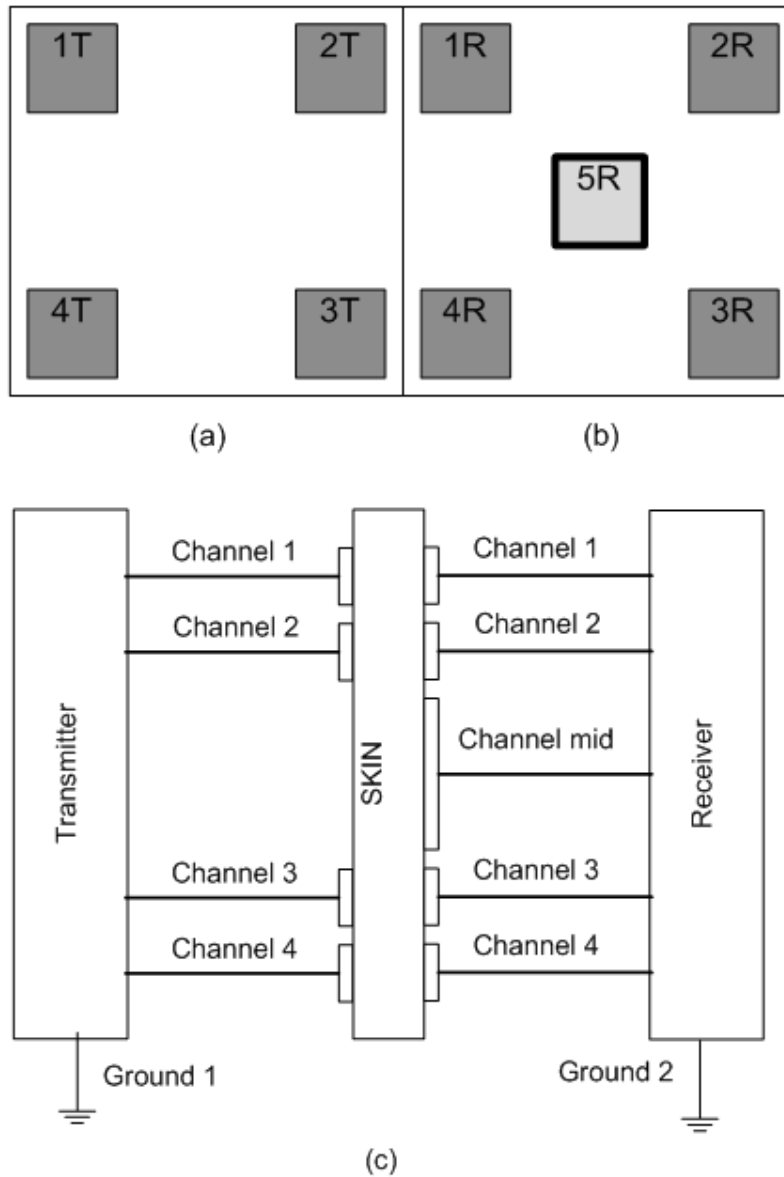


Figure 4.1. Capacitive link geometry and diagram, (a) Four transmitting plates, (b) Five receiving plates, (c) Transmitter and receiver connections to the link and a highlight for the different grounds.

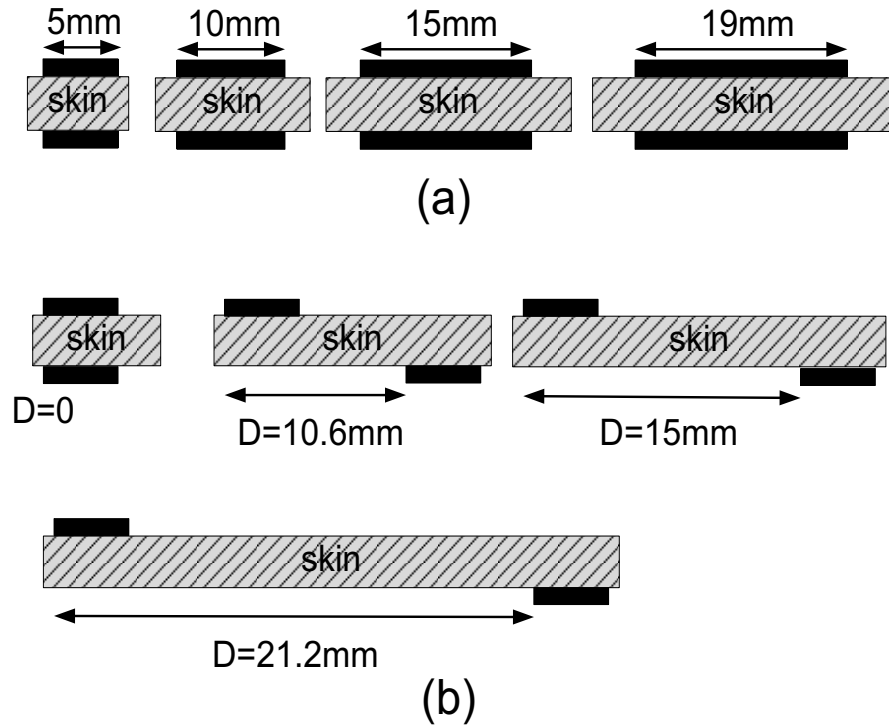


Figure 4.2. Measurement setup for (a) overlapping plates and (b) cross plates.

4.2.3.2 Cross Measurements

The cross measurement consists of fixing the top plate and moving the bottom one while measuring the impedance on multiple positions. Figure 4.2(b) shows the setup used. The plate size chosen is $(5\text{mm})^2$ it provides reasonably high impedance. The plate separation d is taken to be 0, 10.6, 15 and 21.2mm which are the maximum separation due to the spatial limitation by the human cheek skin. This measurement is proportional to the following equation:

$$Z = \frac{\rho\sqrt{d^2 + L^2}}{A} \quad (4.3)$$

where d is the distance that separates the plates. ρ used in this equation is the one extracted in the subsection above. The impedance curves from these measurements are plotted in figure 4.3(b) along with the electrical model curves explained in the section below. The distance between all plates to the common plate is $\frac{15\sqrt{2}}{2}$ mm. The impedances seen at 10 MHz are 190Ω for the 1st

channel 750 Ω for the 2nd and 3rd channels, 1040 Ω for the 4th channel and 550 Ω for the common channel (5th channel).

4.2.3.3 Skin Electrical Model

The skin electrical model is derived in [24] and is elaborated in [14]. The model is defined as a capacitor in parallel with a resistor then in series with another resistor. This model follows the in-vivo human skin impedance behavior where the impedance is inversely proportional to the frequency as shown in equation 5 below.

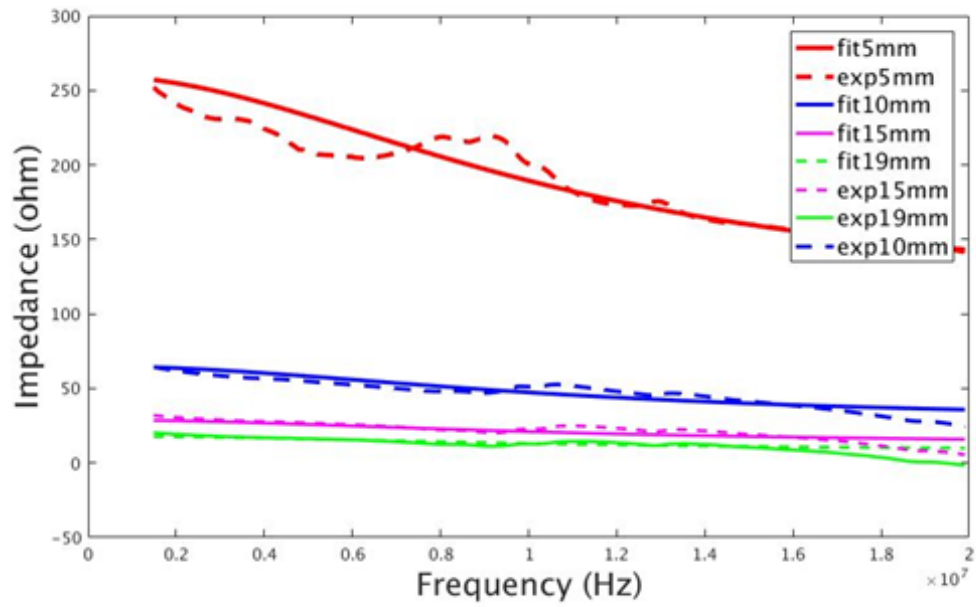
$$Z_{model} = R_s + \left(R_p \parallel \frac{1}{j\omega C} \right) \quad (4.4)$$

$$Z_{model} = R_s + \frac{R_p}{j\omega C R_p + 1} \quad (4.5)$$

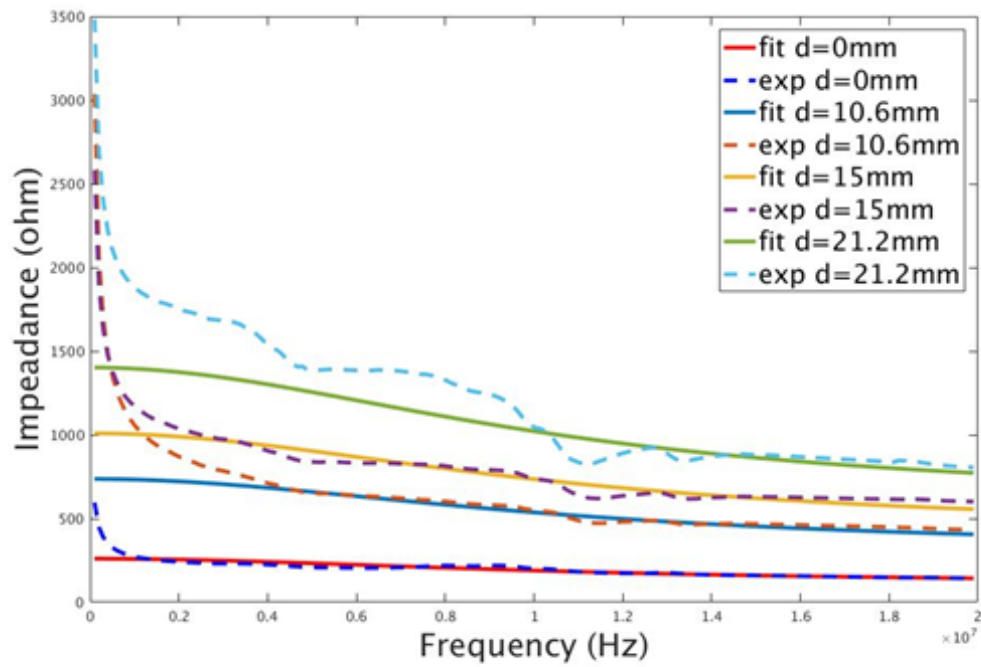
Z_{model} is the modeled impedance of the skin, R_s is the resistance in series; R_p is the resistance in parallel with C the capacitance. ω is the angular frequency. Figure 4.3 displays the impedances curves along with the electrical model curves used to fit them. The values of the electrical components are shown in Table 4.1 and are computed using equations (4.6) to (4.12).

Tableau 4-1. Electric model components value

	R_s	R_p	C	K
Channel 1	110	150	$2 \cdot 10^{-10}$	1
Channel 2 & 3	426.91	582.15	$0.515 \cdot 10^{-10}$	3.88
Channel 4	593.28	808.95	$0.37 \cdot 10^{-10}$	5.393
Channel 5	311.56	424.86	$0.7 \cdot 10^{-10}$	2.832



(a)



(b)

Figure 4.3. Impedance experimental measurement and fitting of (a) overlapping plates, (b) cross plates.

$$Z_a = \frac{\rho\sqrt{d_a^2 + L^2}}{A} = R1_s + \frac{R1_p}{j\omega C1R1_p + 1} \quad (4.6)$$

$$Z_b = \frac{\rho\sqrt{d_b^2 + L^2}}{A} = KR1_s + \frac{KR1_p}{j\omega C1R1_p + 1} \quad (4.7)$$

$$\text{where } K = \frac{\sqrt{d_b^2 + L^2}}{\sqrt{d_a^2 + L^2}} \quad (4.8)$$

$$Z_b = R2_s + \frac{R2_p}{j\omega C2R2_p + 1} \quad (4.9)$$

$$R2_s = KR1_s \quad (4.10)$$

$$R2_p = KR2_s \quad (4.11)$$

$$C2 = \frac{C1}{K} \quad (4.12)$$

4.2.4 Spatial pulse position modulation analysis

In this section the downlink receiver front-end will be analyzed. Important parameters that link the signal level of every channel and the signal difference between the channels will be discussed then the operating frequency will be computed and the link Capacity will be derived.

4.2.4.1 Voltage transfer

The voltage transfer equation in figure 4.5 for one channel can be obtained by equation (4.13):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{2Z + R} \quad (4.13)$$

this equation illustrates the dependence of the output and input voltage on R and Z (where R is the resistance value in the front end voltage divider and Z is the impedance of skin in series with front-end capacitor of the channel) shown in figure 4.4. To obtain a good voltage transfer ratio R is required to be much greater than Z as shown in figure 4.5.

4.2.4.2 Channel interference

In this section two channel outputs will be compared where the first output "Vout1" is the direct facing channel and the second channel output "Vout2" is varying as a function of "d" the separation between the plates. The frequency is considered high enough to omit the capacitance in the equation.

$$V_{out1} - V_{out2} = \left(\frac{R}{Z_0 + R} - \frac{R}{Z_d + R} \right) V_{in} \quad (4.14)$$

$$\delta V_{out} = \left(\frac{R}{Z_d + R} \right) \left(\frac{Z_d + R}{Z_0 + R} - 1 \right) V_{in} \quad (4.15)$$

$$\frac{\delta V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_d - Z_0}{\frac{Z_0 Z_d}{R} + Z_0 + Z_d + R} \quad (4.16)$$

$$\frac{\delta V_{out}}{\delta R} = \frac{(Z_0 - Z_d)(R^2 - Z_0 Z_d)}{(R^2 + (Z_0 + Z_d)R + Z_0 Z_d)^2} \quad (4.17)$$

Equation (4.15) shows the relationship of the voltage difference between the outputs of each channel with respect to the input voltage depending on R as shown in figure 4.5. Equation (4.17) is the derivative of equation (4.15). For δV_{out} maximum the value of R is found by equating equation (4.17) to zero. One acceptable solution can be found by solving equation (4.18):

$$R = \sqrt{Z_0 Z_d} \quad (4.18)$$

Equation (4.18) shows the dependence of R the resistance value of the voltage divider at the front-end of the receiver on the square root of the skin impedance seen on the main channel multiplied by the skin impedance seen on the second closest channel. In this system, the first channel is the couple plates 1T/1R and the second channel is 1T/5R as shown in figure 4.1(a-b). The resistance value chosen should maximize the voltage difference between the transmitting channel and the closest interfering channel.

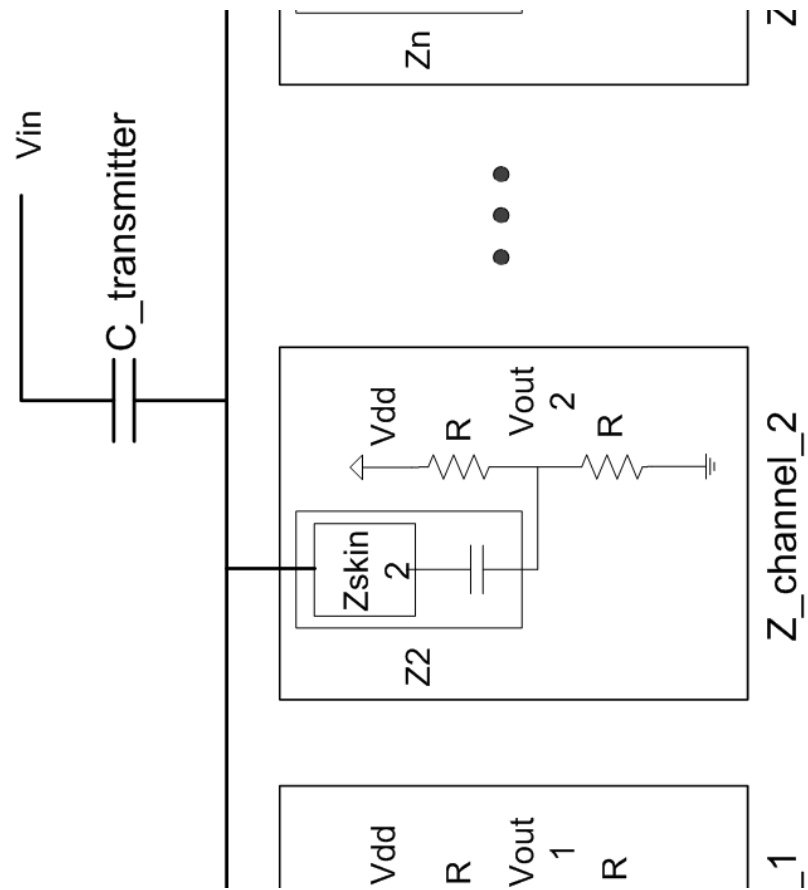


Figure 4.4. Channel voltage divider resistor network.

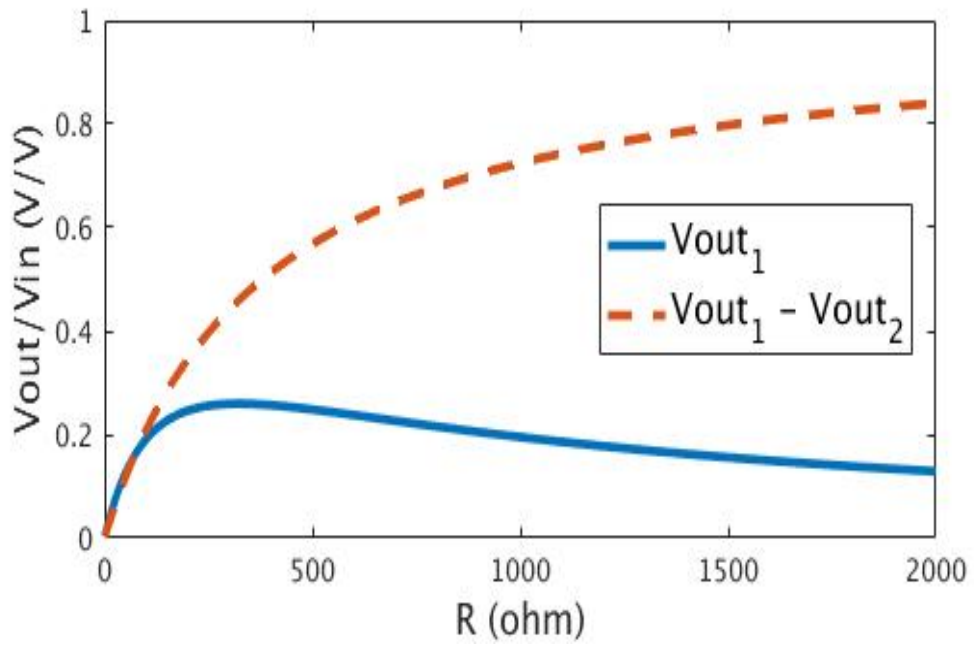


Figure 4.5. Voltage transfer function and voltage difference between channels.

4.2.4.3 Cutoff frequency

Since the capacitive link is a high pass channel the operating frequency can be computed by the following high pass filter equation:

$$f_c \geq \frac{1}{2\pi(R + Z_n)_{equ} C_{equ}} \quad (4.19)$$

Where $(R + Z_n)_{equ}$ is the equivalent impedance of the voltage divider in series with the skin impedance of all the parallel channels and C_{equ} is the equivalent capacitance of the main transmission capacitor in series with all channel capacitors in parallel. Operating at a frequency higher than the cutoff frequency allows us to neglect the front-end main capacitor and the channel capacitors impedance by considering them as shorted.

4.2.4.4 Capacity

To determine the capacity of this system, first the SNR at the front-end of the receiver should be computed. The SNR on the downlink is formed by the signal of the first channel minus the signal of the middle channel divide by the RMS voltage noise of the first channel plus the second channel plus the voltage input referred noise of the comparator.

$$SNR = \frac{\delta V_{out}}{N_{noise}} \quad (4.20)$$

$$= \frac{\frac{Z_d - Z_0}{\frac{Z_0 Z_d}{R} + Z_0 + Z_d + R}}{2 * 4KTR + N_{comp}}$$

The capacity of this system can be computed by the following equation:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (4.21)$$

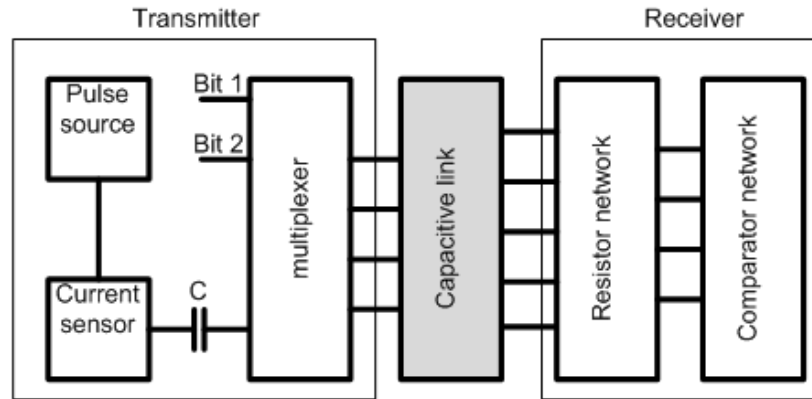
$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{\frac{Z_d - Z_0}{\frac{Z_0 Z_d}{R} + Z_0 + Z_d + R}}{2 * 4KTR + N_{comp}} \right)$$

C is the channel capacity and B is the channel bandwidth. The bandwidth is defined mainly by the cut-off frequency of equation (4.19) for the lower bound and the cutoff frequency of the front-end comparator for the upper bound.

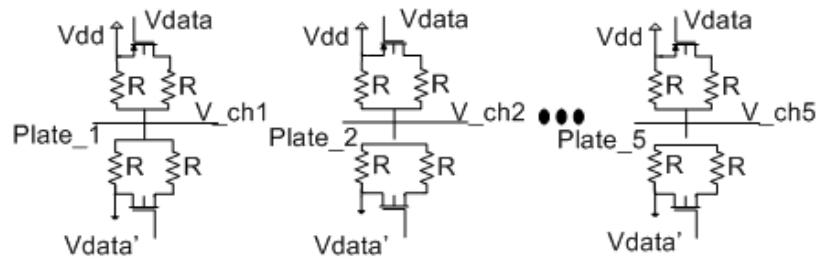
For a case study: $R = \sqrt{550 * 190} = 323 \Omega$. With a $4KTR = 22.8616 \mu\text{V}$ and considering that the thermal noise is dominating with a total noise of $50 \mu\text{V}$. Considering a comparator cutoff frequency of 50 MHz to maintain a high comparator gain. The capacity of the channel will be 185.5 Mbps .

4.2.5 Transceiver Design

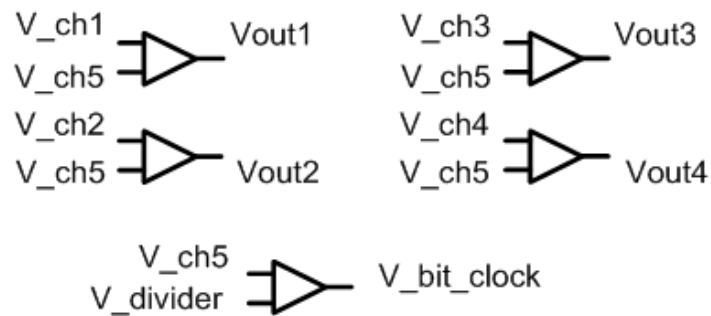
Figure 4.6(a) shows the transceiver block diagram. It consists of a downlink transmitter and receiver using spatial pulse position modulation and an uplink transmitter and receiver using load shift keying modulation. The uplink transmitter is embedded in the downlink receiver specifically in the resistor network (figure 4.6(b)) which forms the load that will be varied. The uplink receiver is embedded in the downlink transmitter through the current sensor block (figure 4.8) which will sense the load value and extract the bits.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.6. (a) transceiver block diagram. Downlink receiver: (b) resistor network, (c) comparator network.

4.2.5.1 Spatial pulse position modulation

The downlink in this system uses the spatial pulse position modulation to transmit data from the outside to the implant. Subsections 1 and 2 below illustrate the design of the transmitter and the receiver while subsection 3 elaborates on the simulation results.

4.2.5.1.1 Receiver

The downlink receiver is formed by multiple voltage dividers each connected to a channel as shown in figure 4.6(b), followed by a comparator. Four two input comparators compares the voltage output of every resistor network with the voltage output of the common channel. An additional comparator is added to extract the positive bit cycle of every transmitted bit where one end is connected to the fifth network and the other is connected to a voltage divider set 10% higher. In this way, the fifth comparator detects if a pulse is transmitted while the other 4 comparators detect on which channel the pulse is transmitted (figure 4.6(c)).

4.2.5.1.2 Transmitter

The downlink transmitter is formed by a pulse generator, a current mirror (which is used by the uplink), a capacitor and a multiplexer. The pulse generator is connected to the current sensing circuit then to a capacitor followed by the multiplexer. This forms a single transmitting path that can be connected to different channels once at a time. The capacitance used for transmission is chosen to be 5 times greater than the capacitance used for the reception so it will be able to drive all 5 channels.

4.2.5.1.3 Simulation

Figure 4.7(a) shows the different voltages at the receiver resistor network. Each curve represents the signal received from a channel where V1 is the output of the main receiving plate of the model, V5 is the output of the common plate which is closest in distance to the main plate, then comes V2 and V3 symmetrical to the main plates and V4 the furthest away. There is a voltage difference of 97mV between the main and 5th channel and an 85 mV between the 5th channel and an 85 mV between the 5th and the 2nd and 3rd channels. These signals are fed to comparators where each of the four channels will be compared with the common channel. An additional comparator is added which compares the common channel with a voltage divider set to 1/10 higher than the resistor network at rest, in other word, the resistor connected to Vdd is R and the resistor connected to ground is R+R/10. This comparator will trigger when a bit is sensed and will provide a clock which indicates when a bit is valid as shown in figure 4.6(b,c). Figure 4.7(b) shows the input pulse voltage V_{in} , the comparator output voltage on channel 1, 2, 3, 4 and the bit clock respectively.

4.2.5.2 Load shift keying

Load shift keying is a modulation scheme that utilizes load variation to transmit data by directing a signal (electric or magnetic) towards the load and sensing the power dissipated or reflected in the load. Each number of bits is associated with a certain load and the number of loads required to transmit a number of bits at once is shown by the following equation:

$$Number_{of_loads} = 2^{Number_{of_bits}} \quad (4.22)$$

In this work only one bit is transmitted at a time which implies that only two load values are used.

The signal which will be analyzed to differentiate between loads is the current. The current will vary depending on the impedance seen starting from the capacitive link till the voltage divider. The current is computed by equation (4.23):

$$i = \frac{V_{in}}{Z_{C_{transmitter}} + (Z_{channel_1} \parallel Z_{channel_2} \parallel \dots \parallel Z_{channel_n})} \quad (4.23)$$

$$Z_{channel_n} = Z_n + (R \parallel R) \quad (4.24)$$

Considering one channel, when the load R varies, the current will vary according to equation (4.25):

$$\frac{\delta i}{\delta R} = - \frac{V_{in}}{2(Z_n + (R \parallel R) + Z_{C_{transmitter}})^2} \quad (4.25)$$

Equation (4.25) is the derivative of equation (4.23) with respect to R. It shows that the smaller the R the greater the current variation. An M-array load modulation can be applied in this case where multiple bits can be transmitted in one current amplitude level. The R values for this M-array system should be chosen and spaced apart depending on equation (4.25) while maintaining a reliable signal reception on the downlink.

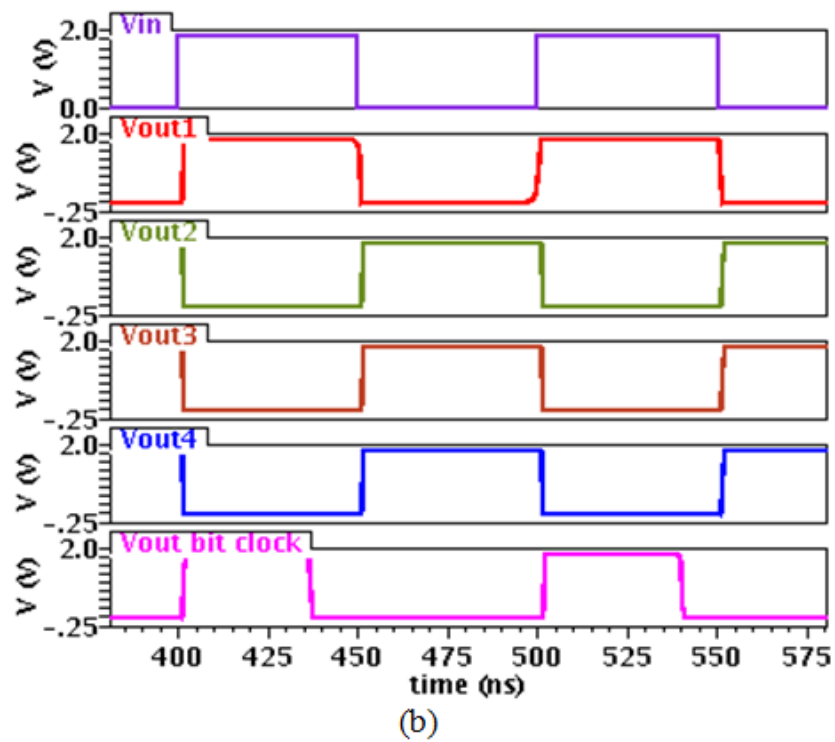
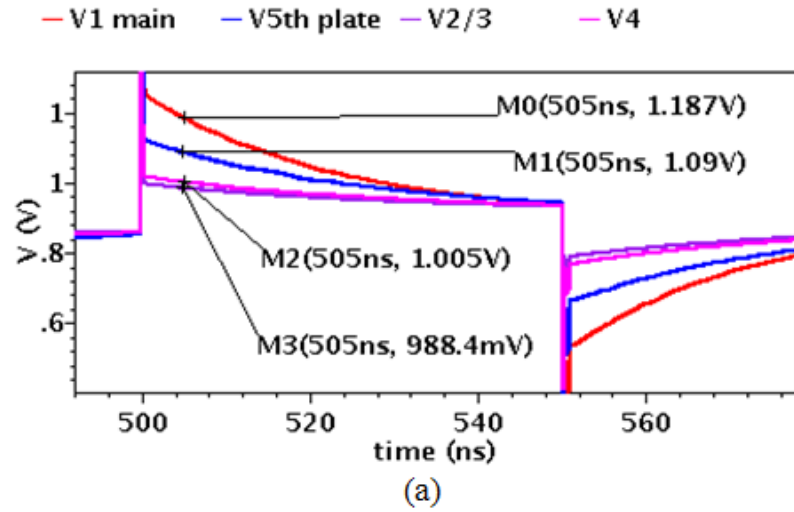


Figure 4.7. simulation output of the receiver (a) resistor network, (b) comparator network.

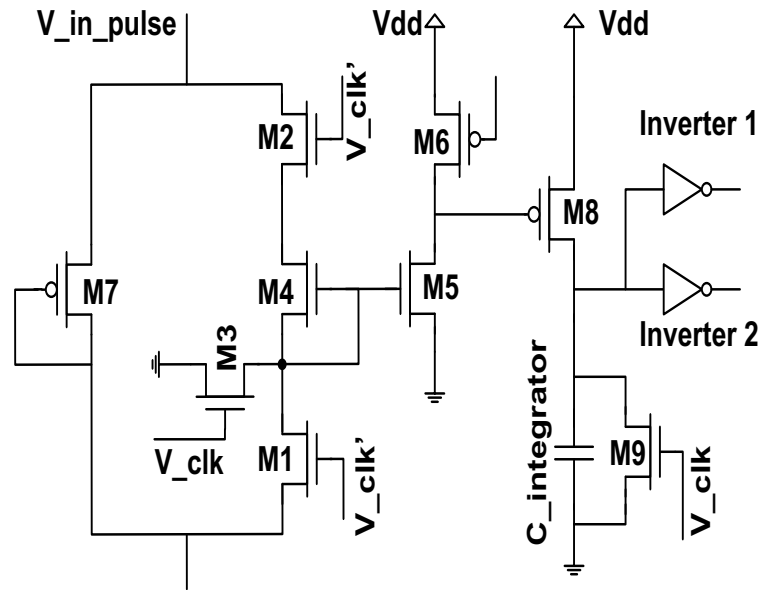


Figure 4.8. Current sensor circuit architecture.

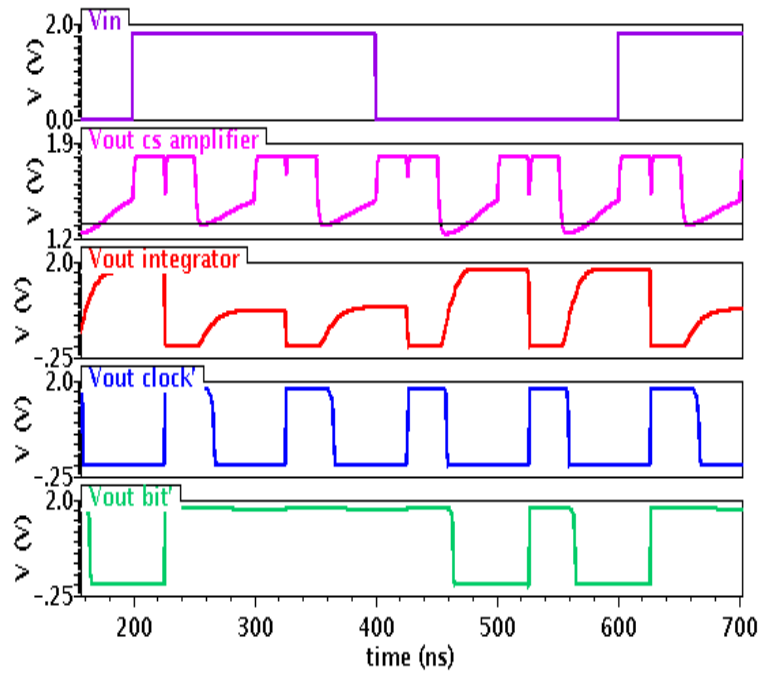


Figure 4.9. Simulation results of the Load shift keying uplink.

The same analysis applies to multiple channel system where to maintain symmetry, the load R should be varied across all channels, the current will be multiplied by n (the number of channels) hence n times current gain.

The uplink in this system uses the load shift keying modulation to transmit data from the implant to the external system. Sections 1 and 2 illustrate the design of the current mirror and the load switching topology respectively, while section 3 elaborates on the simulation results.

4.2.5.2.1 Current mirror

The current mirror used to sense the current at the downlink transmitter is illustrated in figure 4.8. Transistors M4 and M5 are the heart of the mirror where the current going through M4 is mirrored to M5. Transistors M1 and M2 are used as switches to deactivate the current mirror during the positive cycle of the pulse. These two transistors are necessary to eliminate the effect of transistor M7 during both cycles and to provide a clean reading of the current syncing from the capacitor into the source. Transistor M3 is used to turn off the current mirror during the positive cycle by pulling the gate of M4 and M5 to ground and then switched out during the negative cycle where the current is evaluated. Transistors M6 and M5 are used to form a current/voltage amplifier. The voltage between M6 and M5 is then fed to an integrator where its output is connected to two inverters each with a different threshold as shown in figure 4.8. Inverter 1 threshold is set between the maximum and minimum integrator output for a bit, inverter 2 threshold is set below the voltage of both bits at the output of the integrator to detect a bit transmission. After that the output of inverter 2 is used as the clock to the flip-flop which input is the output of inverter 1.

4.2.5.2.2 Load switching

At the downlink receiver the loads used to build the voltage divider are switch in function of the bit to be transmitted. The bit is directly connected to all transistors of the voltage dividers which will switch in and out the R loads in parallel with the voltage divider already established which will divide the impedance in half. These voltage dividers are chosen to fit the maximum voltage of Vout1 curve shown in figure 4.5.

4.2.5.2.3 Simulation

Figure 4.9 shows the simulation result of the load shift keying receiver where V_{in} is the input bits at the resistor network which switches resistors in and out; V_{out} common source amplifier (V_{out_cs}) is used to amplify the output of the current mirror and convert it to voltage; V_{out} integrator is the output of the integrator which input is connected to the output of the common source amplifier; V_{out} clock' is the output of inverter 2 which detects the presence of a bit and V_{out} bit' is the output of inverter 1 which detects the bit value. Note that the clock' and bit' are logic low.

Tableau 4-2. Comparison Table of Main Capacitive (Cap.) – and Inductive (Ind.) – Based Biomedical Data Telemetries.

Reference	Type	Downlink	Uplink	Bit-rate	Medium
[16]	Cap.	SPI	N/A ¹	N/A	Chicken exp.
[13]	Cap.	SPPM	N/A ¹	200 Mb/s ²	Simulation
[7]	Cap.	FSK	N/A ¹	N/A	Air exp.
[12]	Cap.	SCPM	N/A ¹	20 Mb/s ²	Sheep exp.
[14]	Cap.	BPSK	N/A ¹	N/A	Chicken exp.
[23]	Ind.	FSK	LSK	1 kb/s ³	N/A ⁴
[22]	Ind.	ASK	LSK	18.7 kb/s ³	N/A ⁴
[6]	Ind.	N/A	LSK	20 kb/s ³	N/A ⁴
[17]	Ind.	PSK	LSK	100 kb/s ³	Simulation
This work	Cap.	SPPM	LSK	20 ² ,10 ³ Mb/s	Human skin model sim.

¹ These telemetries are uni-directional they do not have an uplink modulation. ² Downlink bit-rate. ³ Uplink bit-rate.

⁴ Medium is not mentioned.

4.2.6 Analysis and discussion

The system is mainly dependent on the parameter discussed above, for a good voltage transfer ratio shown in equation (4.13) the R value in the resistor network is preferred to be as big as possible. This contradicts with the result of equation (4.14) where the value of R should be as in equation (4.18) for maximum voltage difference between the channels. Equation (4.19) sets the lower bound for the bandwidth in equation (4.21) for the capacity, hence the bigger the R the bigger the bandwidth and the greater the channel capacity. The SNR is directly related to equations (4.13) and (4.14). The noise at the front-end of the receiver is proportional to R but does not affect the SNR as much as equations (4.13) and (4.14) and can be neglected. The upper bound for the bandwidth of this system is the cutoff frequency of the comparator which is

technology and design dependent. The tradeoff presented by adding the load shift keying uplink is shown in equations (4.23) and (4.25) where the current value is inversely proportional to the value of R .

As for power consumption, there is a great tradeoff where the lower the R the higher the power consumption of the resistor network and the higher the R the smaller the power consumption of the resistor network but the smaller the signal which implies a more power demanding comparator to extract the bits. The power consumption for this system can be improved by using low power comparators topologies due to the relaxed condition for the comparison and by doing a tradeoff for the signal quality to reach a reasonably acceptable bit error rate around 10^{-6} . The beauty of this system lays in the compatibility of the system with the Viterbi decoder which allows an easy implementation for a convolutional code with $R=1/2$.

The comparison of this system with other uni or bi-directional capacitive and inductive data telemetries is shown in table 4.2. All existing capacitive link based systems employ a uni-directional telemetry. Thus no uplink modulation exists. The highest data rate of 200Mb/s is achieved by [13] for a downlink capacitive data link system with simulation while considering the skin model as a pure capacitor and ignoring the different supply ground problem. The capacitive link has an advantage over the inductive link in terms of bandwidth as shown in table 4.2.

4.2.7 Conclusion

In this paper a capacitive data link transceiver is designed using spatial pulse position modulation for the downlink and load shift keying for the uplink. A 10 Mbps data rate is achieved on the uplink and a 20 Mbps on the downlink with a 10 MHz clock frequency. An in-vivo human skin model for a 5mm by 5mm plate size with 21.2mm separation is extracted and the capacity's equation of the channel is computed using the equations for the analysis of the system. This paper shows that bidirectional communication using the capacitive link is possible while maintaining a high data rate with minor tradeoffs. Further work will concentrate on reducing the power consumption and increasing the data rate as much as possible while implementing a transceiver with the CMOS 180nm technology.

4.2.7.1 Acknowledgment

The authors would like to acknowledge the financial support from Canada Research Chair in Smart Medical Devices, and the design tools from CMC Microsystems.

CHAPITRE 5 NOUVELLE MÉTHODE DE MODULATION

Dans ce chapitre une nouvelle méthode de modulation est implémentée avec le SPPM pour augmenter le débit par la transmission de trois bits plutôt que deux. Cette modulation est avantageuse du point de vue consommation d'énergie et simplicité du circuits requis. La technique de modulation, le circuit implémenté et les compromis sont élaborés dans les sections suivantes.

5.1 Technique de modulation

Cette nouvelle technique consiste à transmettre 1 bit additionnel au SPPM en l'utilisant avec son complément pour définir deux états qui vont former un bit.

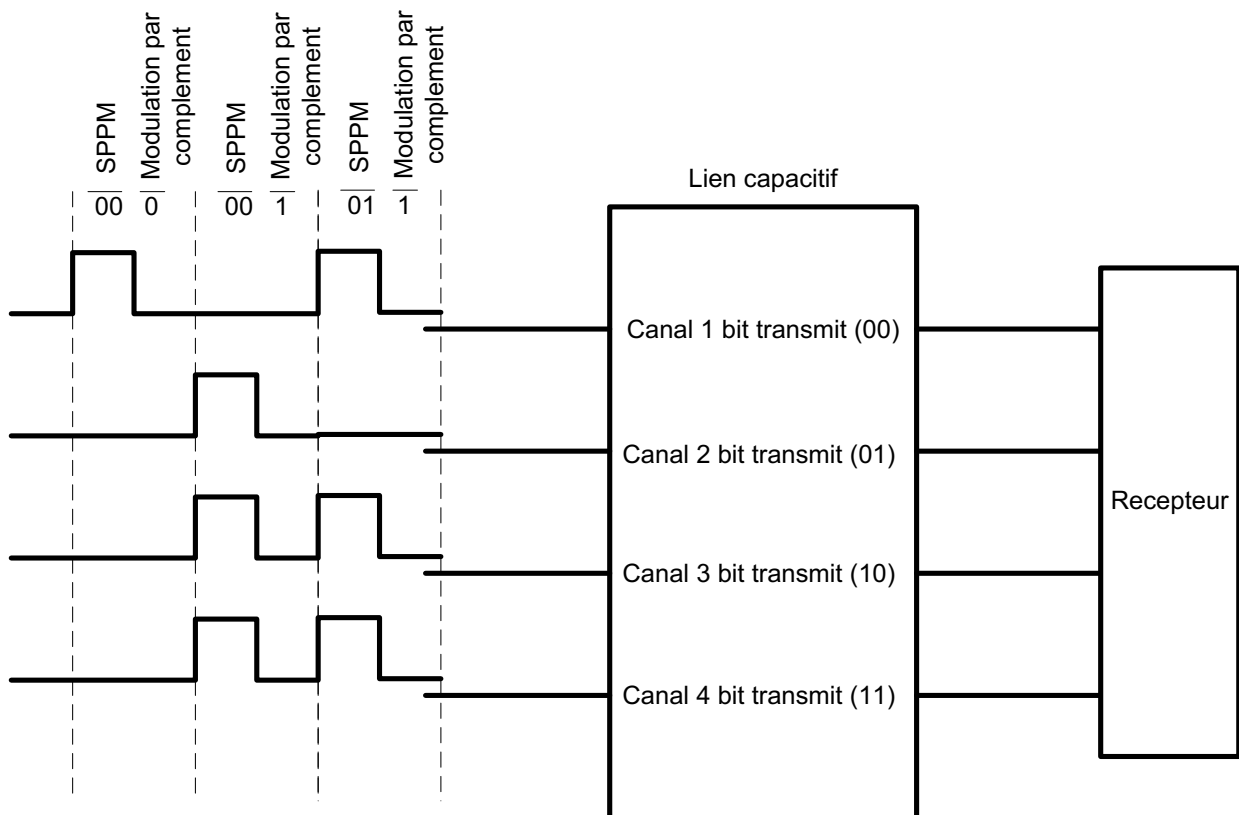


Figure 5.1. Exemple de la modulation complémentaire avec la SPPM

Pour transmettre les deux bits de SPPM il suffit de positionner une impulsion sur une des quatre plaques. C'est le premier état du troisième bit à envoyer, qui peut être considéré comme logique bas. Le deuxième état (logique haut) consiste à transmettre des impulsions en même temps sur

tous les canaux sauf sur le canal conçu pour le SPPM des deux premiers bits. En d'autres termes, l'état bas pour une certaine transmission est sous forme 0001 où les zéros indiquent un circuit ouvert. L'état haut pour la dernière sera 1110. Ceci veut dire que le troisième bit complémente la transmission du SPPM, plutôt que de transmettre un signal sur la plaque désignée pour les deux bits ; la plaque désignée est laissée flottante tandis que le signal est transmis sur les autres plaques. La figure 5.1 et le tableau 5.1 présente un exemple de transmission. Pour récapituler, la modulation du complément, crée un état additionnel à la SPPM ce qui permet l'ajout d'un bit.

Tableau 5.1. Tableau des transmissions complémentaires et SPPM possibles.

Bit transmit	0 00	0 01	0 10	0 11	1 00	1 01	1 10	1 11
Pulsation sur les canaux	0001	0010	0100	1000	1110	1101	1011	0111

5.2 Limitations

Il existe une limitation pour le fonctionnement de cette méthode que nous élaborons dans cette section.

Considérons deux paires de plaques de transmission et réception et une plaque commune. Pour pouvoir détecter deux impulsions qui sont transmises en même temps, des conditions sur la séparation des plaques vont être introduites. La figure 5.2 (a) montre le modèle du lien capacitif qui représente cette modulation. L'impédance R_d est l'impédance vue entre les plaques chevauchantes, R_c est vue entre les plaques de transmission et la plaque commune et finalement R_i est vue entre la plaque de transmission et une plaque de réception non alignée. R_i peut être négligée car elle va être en parallèle avec R_d , vu que R_d est significativement plus petite que R_i .

Dans le cas de transmission de deux impulsions en même temps, il y aura V_{dd} sur les plaques de transmission, ce qui rend le circuit comme vu à la figure 5.2 (b). Pour pouvoir distinguer les impulsions transmises, la résistance vue entre V_{dd} et la plaque commune doit être plus grande que celle vue entre V_{dd} et les plaques réceptrices. Cela implique que la distance entre les plaques doit être suffisamment grande pour que dans ce cas la résistance entre une plaque de transmission

et la plaque commune soit au moins deux fois plus grande que la résistance directe entre les plaques chevauchantes. Les formules de la section 4.2.3 sont appliquées pour valider cette condition.

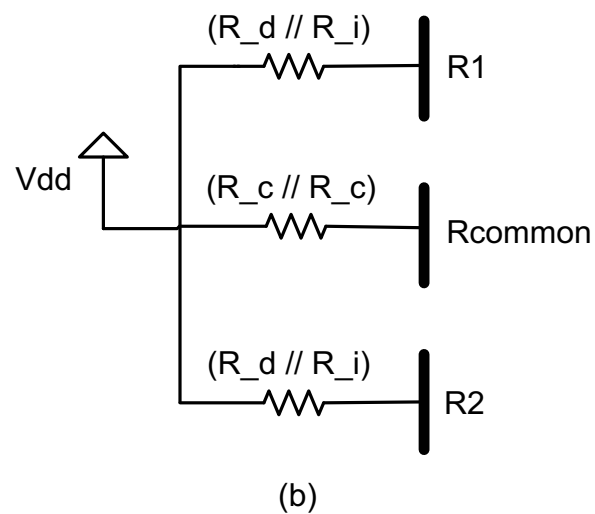
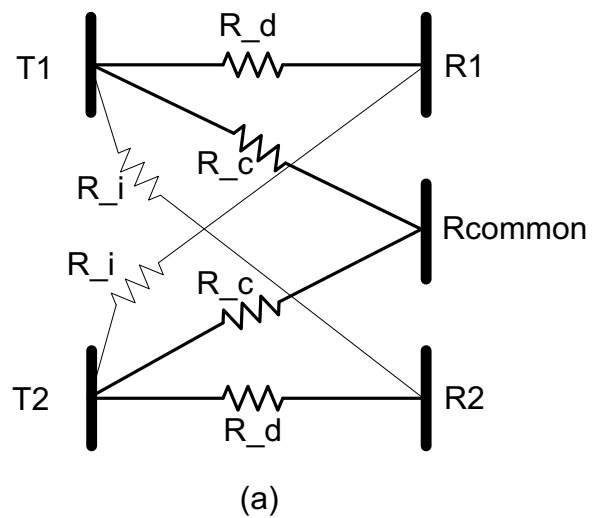
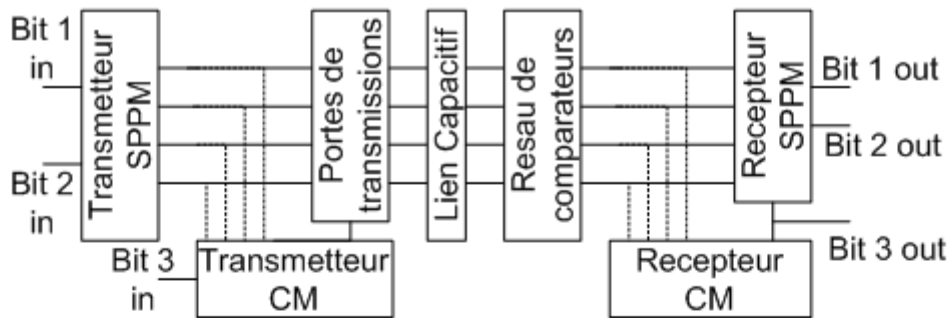
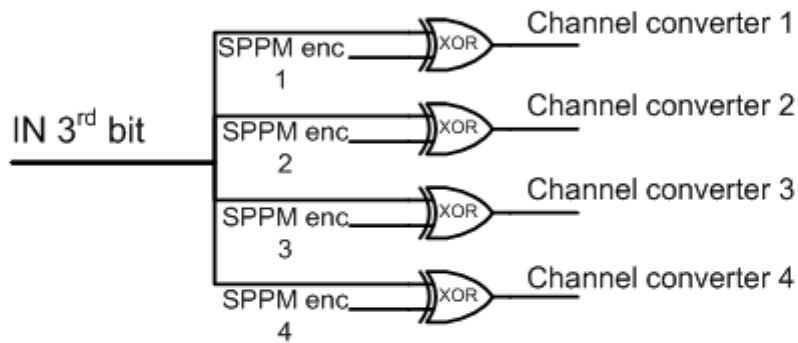


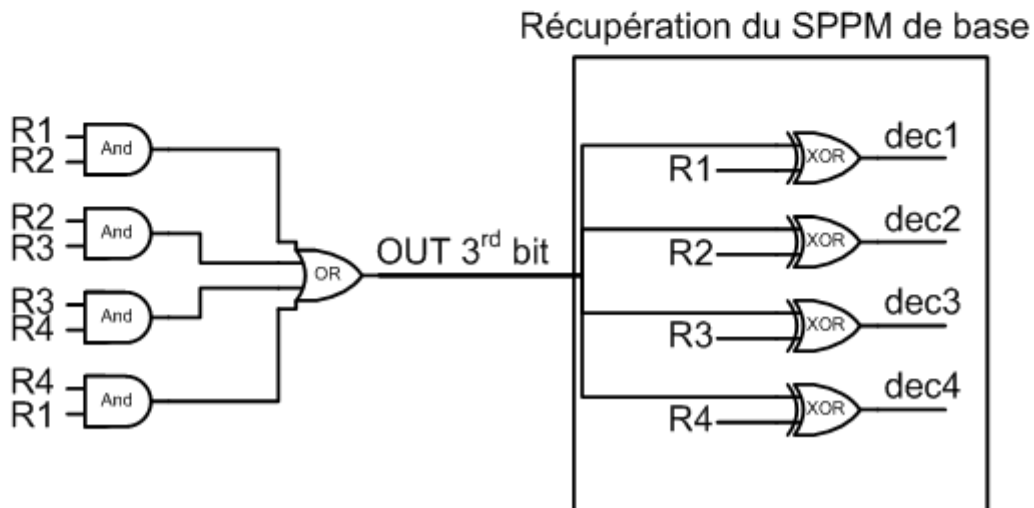
Figure 5.2. (a) Modèle du lien capacitif pour la modulation complémentaire, (b) Modèle simplifié.



(a)



(b)



(c)

Figure 5.3. Circuit : (a) Schéma bloc du système, (b) Transmetteur de la modulation complémentaire, (c) Récepteur de la modulation complémentaire.

La même analyse peut être appliquée au système à quatre plaques. Pour ce cas, trois plaques peuvent transmettre à la fois, on aura alors $(R_c // R_c // R_c)$ ce qui rend la résistance équivalente égale à $R_c/3$. Alors la distance minimale entre les plaques devrait assurer une résistance directe entre les plaques de transmission et de réception R_d au moins trois fois plus petite que celle formée avec la plaque commune R_c .

5.3 Circuit implémenté

La figure 5.3(a) illustre le système du transmetteur et du récepteur utilisé pour implémenter la modulation complémentaire par dessus la SPPM.

Le transmetteur dans la figure 5.3 (b) est formé par des portes XOR dont la première entrée est le troisième bit à transmettre, et la deuxième entrée provient de l'encodeur SPPM. Lorsque le troisième bit vaut 0, le codage du SPPM passe sans être modifié, tandis que quand le troisième bit vaut 1, le codage du SPPM est inversé.

Pour le récepteur, les sorties des quatre comparateurs principaux sur la figure 4.6 (c) sont comparées une à une avec des portes ET, comme le montre la figure 5.3 (c); les sorties des comparateurs sont reliées à R1, R2, R3 et R4. Les sorties des portes ET sont alors connectées à une porte OU, et la sortie de cette porte est le troisième bit récupéré.

Pour récupérer les deux premiers bits transmis par la SPPM, le troisième bit récupéré est alors inversé par l'opération XOR (ou exclusive) avec les sorties des comparateurs R1, R2, R3 et R4. La sortie des XOR correspond alors à la sortie du système SPPM de base qui est décodée avec un décodeur 4/2 pour extraire les deux premiers bits.

5.4 Simulation

La simulation du système a été faite sur Cadence. Un modèle simplifié de tissu est considéré avec une résistance directe R_d de $1k\Omega$ et une résistance à la plaque commune R_c de $10k\Omega$. Une cross-résistance entre les canaux de $20k\Omega$ est considérée avec une résistance de $25k\Omega$ entre les canaux symétriques. Le transmetteur utilise une source de pulse pour générer l'impulsion pilote qui va être envoyé sur les canaux. L'impulsion est contrôlée par un multiplexeur formé des portes de transmission ayant comme signal de contrôle la sortie (Out 3rd bit) du transmetteur

complémentaire montré dans la figure 5.3 (b). La figure 5.4 élabore sur le design du démultiplexeur.

Les résultats de la simulation sont introduits par les figures 5.5 et 5.6. Dans la figure 5.5 les sorties des bascules D connectées aux sorties des comparateurs sont visualisées en mettant en relief la modulation complémentaire, durant un cycle un bit est transmis sur le premier canal par modulation SPPM, durant le deuxième cycle le pulse est transmis sur les trois autres canaux tandis que le premier est laissé flottant. La figure 5.7 montre le signal SPPM récupéré sur le récepteur qui va être décodé par le décodeur pour extraire les deux bits transmis. Les pics dans cette figure sont causés par le délai des portes logiques et des bascules D; le même signal subit une opération XOR avec une copie retardée de lui-même.

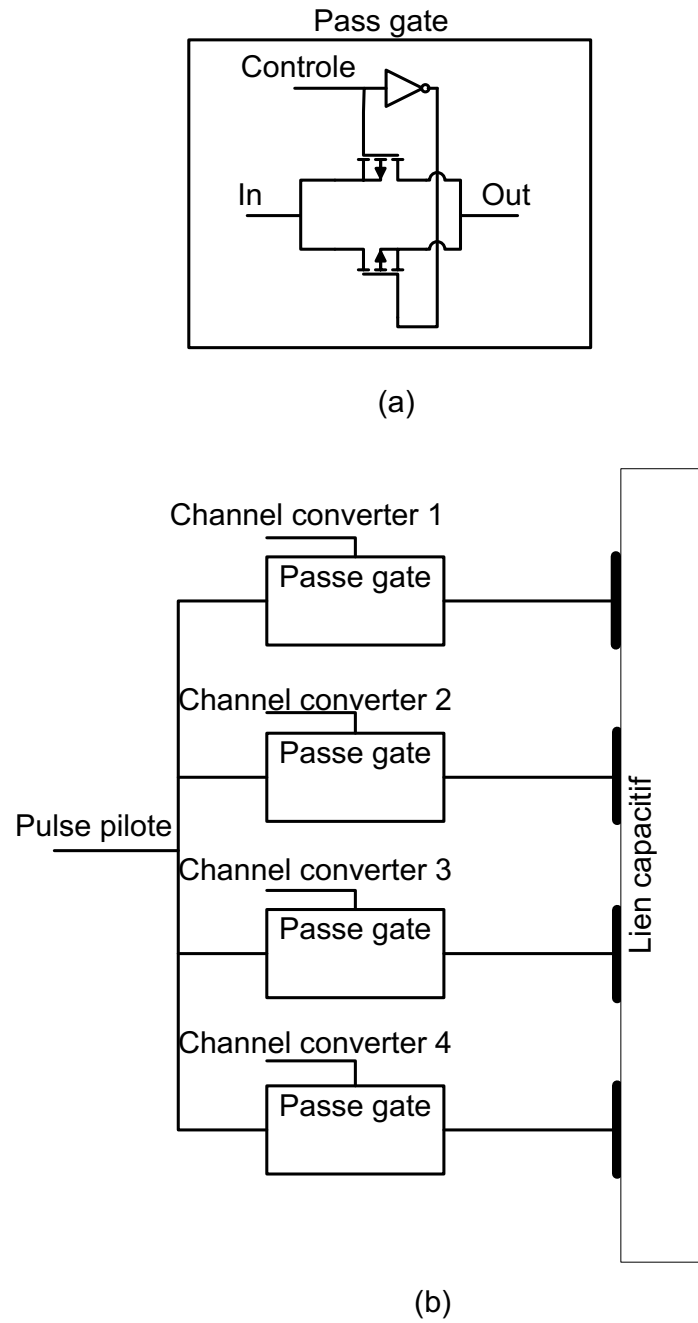


Figure 5.4. Circuit du (a) Porte de transmission, (b) Démultiplexeur.

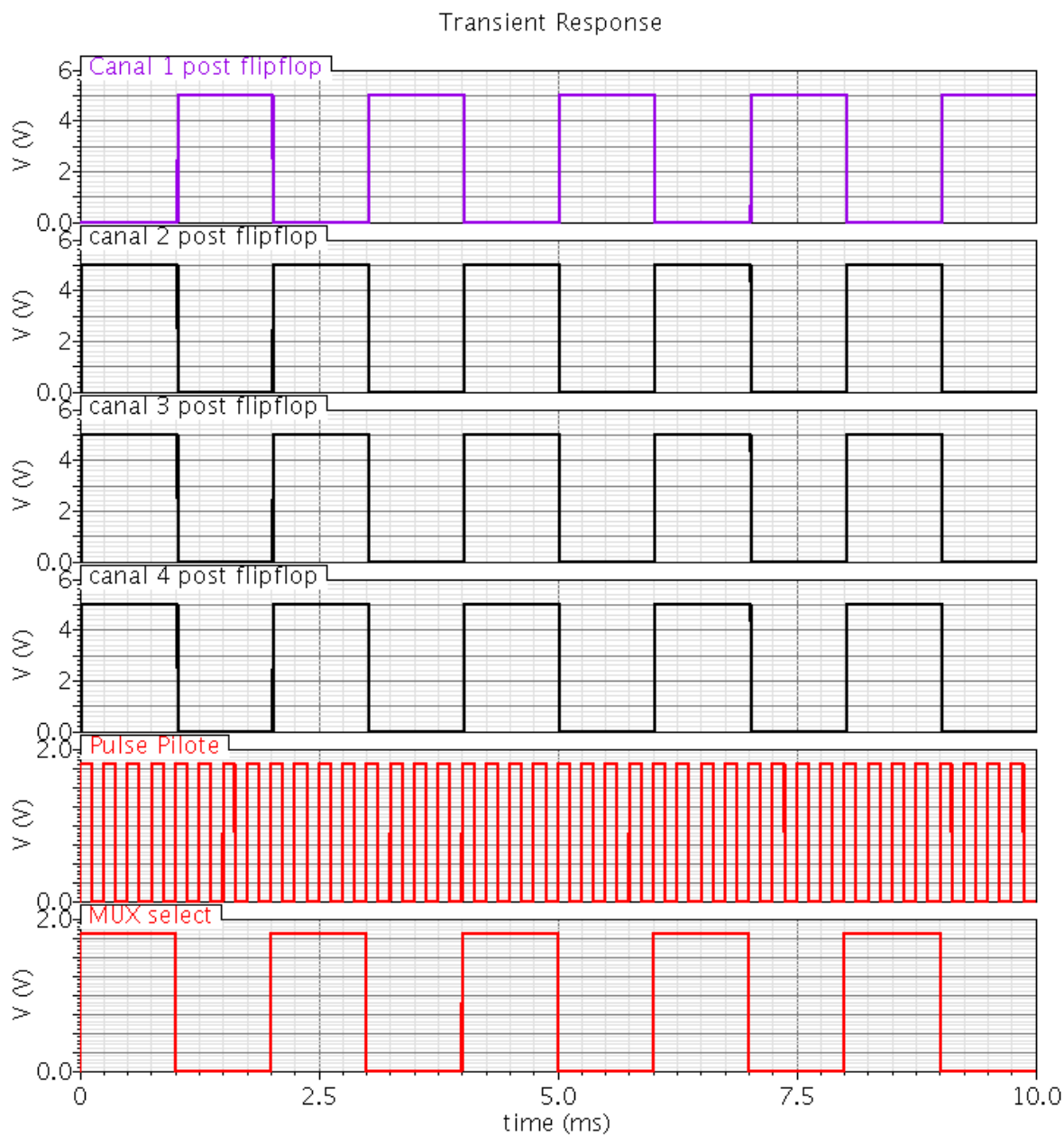


Figure 5.5. Résultat de simulation pour la détection entre les pulses uniques et les pulses communs.

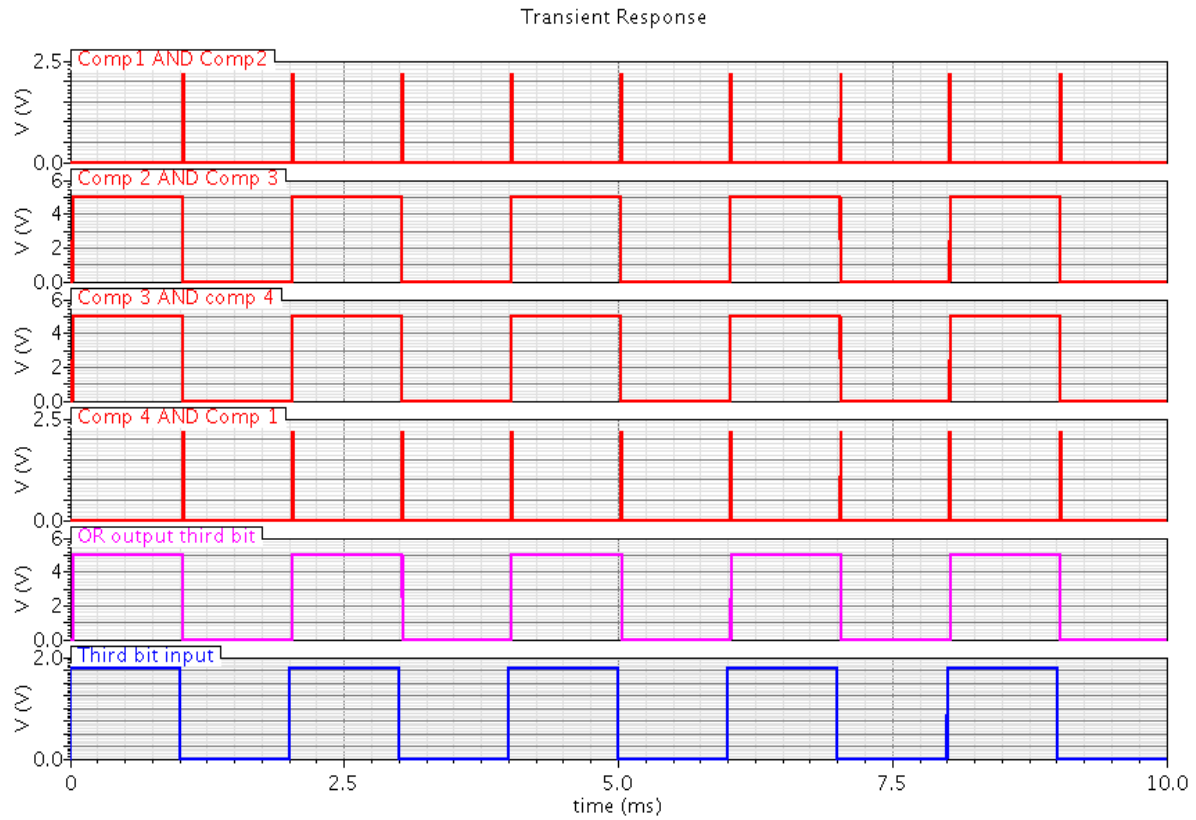


Figure 5.6. Résultat de simulation pour le récepteur de la modulation complémentaire.

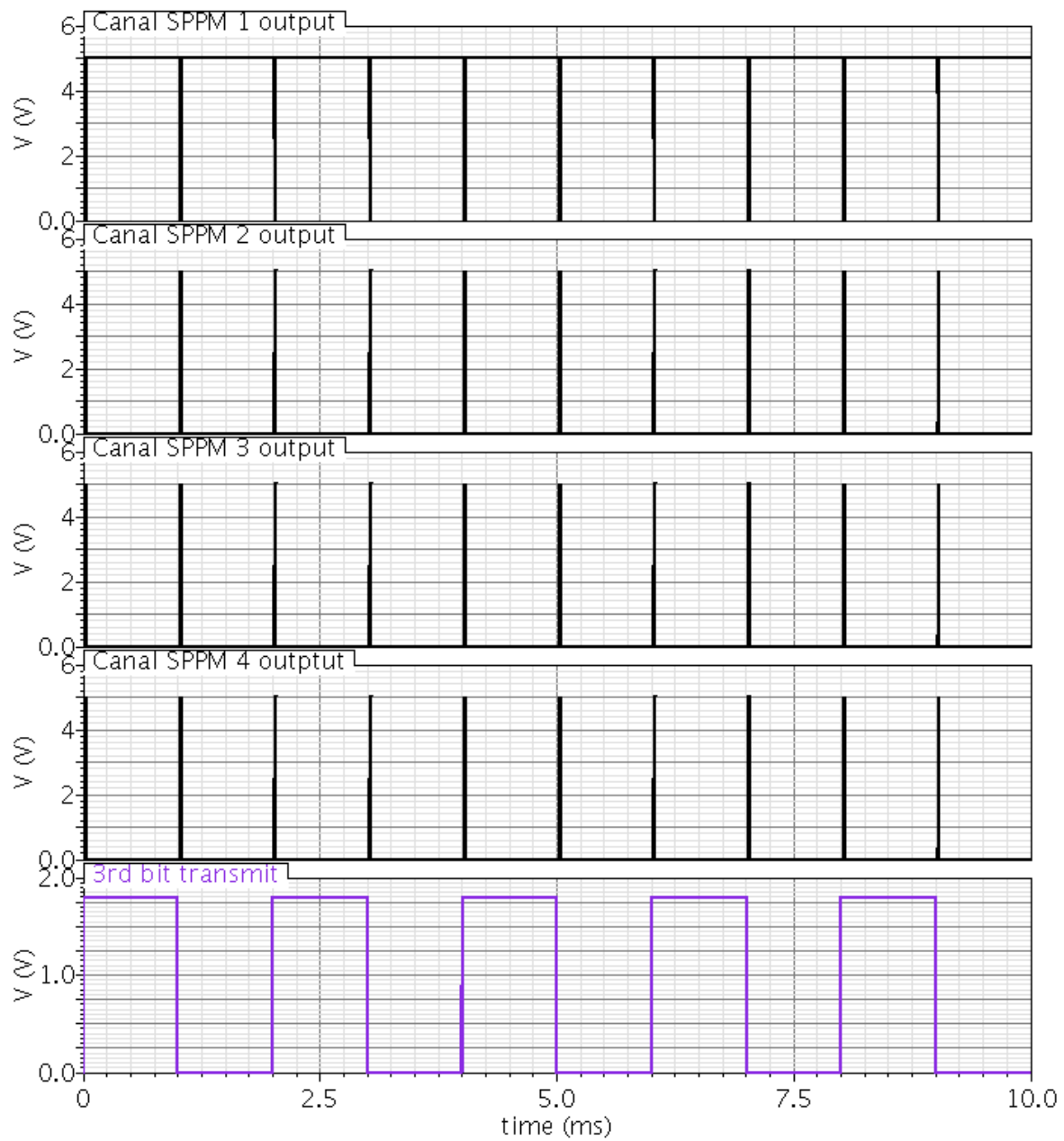


Figure 5.7. Récupération du signal SPPM transmis qui va être décodé.

CHAPITRE 6 DISCUSSION GÉNÉRALE

Le premier système implémenté dans ce mémoire a été un prototype de base pour confirmer le fonctionnement du lien capacitif à plusieurs canaux. Les défis rencontrés sont : les différentes sources de voltages utilisées sans connecter leurs masses ensemble, la capacité d'isolation qui nécessite une couche d'isolation très fine et finalement l'automatisation du seuil des comparateurs.

Pour le second système, l'analyse de la peau humaine a été effectuée et l'impédance a été extraite avec un analyseur d'impédance, puis le modèle électrique a été formulé. Les résultats ont montré que l'impédance varie en sens inverse de la surface des plaques, et dans le même sens que la distance de séparation. Pour régler le problème de la capacitance d'isolation, on remplace la couche d'isolation par un condensateur à l'intérieur du système qui peut avoir une capacitance plus élevée et ne requiert pas une surface minimale des plaques ou une épaisseur d'isolation spécifique.

Avec l'impédance du tissu et son modèle électrique, une analyse paramétrique du transfert du signal a été effectuée en fonction de la distance entre les plaques et l'épaisseur de la peau. La distance entre les plaques joue un rôle critique dans la conception de la télémétrie car elle dicte les caractéristiques du signal récupéré, ce qui va imposer des conditions pour l'implémentation du récepteur.

Pour régler le problème de différence de masse, un diviseur de tension formé par un réseau de résistances est introduit au niveau du récepteur. Ce réseau, combiné avec la capacité d'isolation, va fonctionner en dérivateur, et le taux de changement du signal transmis sera capté par le récepteur. Par conséquent la différence entre les masses sera absorbée par le réseau résistif.

Ce réseau résistif affecte l'amplitude du signal reçu et doit être conçu selon la formule 4.18 pour un maximum d'efficacité. L'impédance de la peau joue un rôle très important dans la conception du système et du réseau résistif, et va dicter la consommation de puissance.

Pour régler l'automatisation du seuil de détection des comparateurs, une cinquième plaque est ajoutée au système tel que le montre la figure 4.1. Cette cinquième plaque est identifiée comme étant la plaque commune du système, et est située à distance égale de toutes les plaques pour conserver la symétrie du système. L'impédance entre la plaque commune et la plaque de

transmission est plus grande que celle entre la plaque de transmission et la plaque directement opposée, mais plus petite que l'impédance entre les autres plaques et la plaque de transmission. Sachant que toutes les plaques sont affectées par la même erreur d'alignement, cela permet de compenser l'écart d'alignement entre les plaques de transmission et les plaques de réception.

Une méthode de communication bidirectionnelle (LSK) est introduite qui utilise le lien descendant pour établir un lien ascendant. Le récepteur peut modifier la résistance du réseau, et le transmetteur va pouvoir détecter le changement du courant transmis et va extraire les données du lien ascendant. L'avantage de cette modulation est qu'elle impose peu de compromis sur le lien ascendant.

Les compromis pour établir un lien ascendant sont montrés par les formules du chapitre 4. Le réseau de résistances sur le récepteur joue un rôle très important : pour avoir un signal élevé sur le récepteur il est préférable d'utiliser de grandes résistances, et cela va alors diminuer la fréquence de coupure inférieure. Mais plus la valeur des résistances est élevée, moindre sera la distinction entre les signaux des différentes canaux, ce qui peut rendre la réception mauvaise. Un compromis doit alors être effectué tout en respectant les limites de variation des résistances requise pour pouvoir transmettre les données sur la voie ascendante.

Pour augmenter le débit, une nouvelle méthode de modulation est introduite qui utilise le complément du système SPPM. Un bit est ajouté aux deux bits transmis pour un total de trois. Pour transmettre un 0 additionnel, le système SPPM est utilisé tel qu'il est. Pour transmettre un 1 additionnel, le complément du système SPPM est utilisé : trois impulsions sont transmises simultanément sur les plaques supposées être flottantes, tandis que la plaque supposée transmettre est gardée flottante. Cela va être détecté au niveau du récepteur par un circuit logique ayant une faible consommation de puissance. La fonctionnalité de la voie ascendante utilisant LSK ne va pas être affectée.

CHAPITRE 7 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

La conception de deux versions d'un lien capacitif a été présentée. Le premier système est unidirectionnel avec un transmetteur récepteur utilisant la modulation spatiale de la position de l'impulsion qui permet de récupérer l'horloge sur le récepteur. Ce système a été simulé et implémenté avec des composants discrets, et le lien capacitif a été expérimentalement testé sur un cuir chevelu de mouton. Une modélisation sur COMSOL a été effectuée pour comprendre la propagation du champ électrique dans le tissu, et un débit de 20 Mb/s a été atteint. Cette télémétrie vise à être implémentée dans un système de mesure et stimulation corticales.

La conception du second système a permis de régler les limitations du premier. Citons le problème de différence de masse sur l'émetteur et le récepteur, la grande taille des plaques nécessaire pour obtenir une capacité d'isolation valide, la connexion des autres plaques de transmission à la masse et finalement l'ajustement automatique du seuil de détection du récepteur en ajoutant une cinquième plaque commune.

Les plaques de transmission sont flottantes quand elles ne transmettent pas. L'architecture du récepteur n'est pas affectée par la différence de masse utilisée entre les générateurs de voltage. La modalisation du tissu de la joue humaine a été faite en mesurant l'impédance du tissu avec un analyseur d'impédance, puis un modèle de simulation a été créé. Pour la liaison descendante, une modulation spatiale de la position de l'impulsion a été utilisée. Pour la liaison montante, une modulation par déplacement de charge a été utilisée pour renvoyer les données du récepteur au transmetteur. Une conception théorique du système a été élaborée en montrant les compromis entre les facteurs principaux qui affectent la transmission des données et le débit. La capacité du système a été extraite en se basant sur les paramètres des composants utilisés. Un débit de 20 Mb/s a été atteint sur la liaison descendante et 10 Mb/s sur la liaison ascendante.

Le défi du second système est un compromis entre la consommation élevée de puissance et le débit.

Une nouvelle modulation est introduite qui utilise le complément de la SPPM pour transmettre un bit additionnel pour un total de trois bits par impulsion. La consommation de puissance totale par bit diminue car l'implémentation de cette modulation a une faible consommation.

Comme travail futur, le débit pourrait être augmenté en ajoutant au système une modulation de la polarité de l'impulsion. Comme le système agit sur la différence de voltage, la polarité de l'impulsion transmise peut ajouter un bit supplémentaire en plus des deux bits de la modulation spatiale et la modulation complémentaire. Ceci augmente le nombre de bits transmis pour atteindre un total de quatre.

Implémenter une version intégrée (une puce regroupant le tout mais peut être configuré en émetteur ou en récepteur et valider l'atteinte des objectives de débit et de basse consommation d'énergie, ensuite valider au niveau système in vitro, ex vivo et in vivo.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. Ritter, J. Handwerker, T. Liu, and M. Ortmanns, "Telemetry for Implantable Medical Devices: Part 1 - Media Properties and Standards," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 6, pp. 47-51, 2014.
- [2] U. Bihr, T. Liu, and M. Ortmanns, "Telemetry for implantable medical devices: Part 3 - Data telemetry," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 6, pp. 56-62, 2014.
- [3] D. Andreuccetti, R. Fossi, and C. Petrucci, "An Internet resource for the calculation of the dielectric properties of body tissues in the frequency range 10 Hz-100 GHz," *Internet document*, 1997.
- [4] A. N. Bashkatov, E. A. Genina, V. I. Kochubey, and V. V. Tuchin, "Optical properties of human skin, subcutaneous and mucous tissues in the wavelength range from 400 to 2000 nm," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 38, p. 2543, 2005.
- [5] O. Aquilina, "A brief history of cardiac pacing," *Images in Paediatric Cardiology*, vol. 8, pp. 17-81, Apr-Jun 2006.
- [6] Q. Ma, M. R. Haider, and S. K. Islam, "A high efficiency inductive power link and backward telemetry for biomedical applications," in *Sensors, 2010 IEEE*, 2010, pp. 89-93.
- [7] A. M. Sodagar and P. Amiri, "Capacitive coupling for power and data telemetry to implantable biomedical microsystems," in *2009 4th International IEEE/EMBS Conference on Neural Engineering*, 2009, pp. 411-414.
- [8] S. M. Abbas, M. Hannan, and A. Salina, "Efficient class-E design for inductive powering wireless biotelemetry applications," in *Biomedical Engineering (ICoBE), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 445-449.
- [9] H. Xu, J. Handwerker, and M. Ortmanns, "Telemetry for Implantable Medical Devices: Part 2 - Power Telemetry," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 6, pp. 60-63, 2014.
- [10] C. Bulach, U. Bihr, and M. Ortmanns, "Evaluating the influence of the bit error rate on the information of neural spike signals," in *Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2012 19th IEEE International Conference on*, 2012, pp. 21-24.
- [11] C. Sawma, M. Sawan, and A. Kassem, "Capacitive data links intended for implantable medical devices: A survey," in *2015 International Conference on Advances in Biomedical Engineering (ICABME)*, 2015, pp. 266-269.
- [12] A. Hassan, C. Sawma, M. Hasanuzzaman, B. Gosselin, and M. Sawan, "Spatial carrier position modulation based multichannel capacitive link for bioelectronic implants," in *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2015 IEEE*, 2015, pp. 1-4.
- [13] G. Simard, M. Sawan, and D. Massicotte, "Low-power high-speed capacitive transdermal spatial pulse position modulation communication," in *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International*, 2011, pp. 113-116.
- [14] M. Takhti, F. Asgarian, and A. M. Sodagar, "Modeling of a capacitive link for data telemetry to biomedical implants," in *2011 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, 2011, pp. 181-184.

- [15] R. Erfani and A. M. Sodagar, "Amplitude-Engraving Modulation (AEM) scheme for simultaneous power and high-rate data telemetry to biomedical implants," in *2013 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, 2013, pp. 290-293.
- [16] R. Mohammadi, M. A. Sharif, A. Kia, M. Hoveidar-Sefid, A. M. Sodagar, and E. Nadimi, "A compact ECoG system with bidirectional capacitive data telemetry," in *2014 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS) Proceedings*, 2014, pp. 600-603.
- [17] H. Yamu, J. F. Gervais, and M. Sawan, "High power efficiency inductive link with full-duplex data communication," in *Electronics, Circuits and Systems, 2002. 9th International Conference on*, 2002, pp. 359-362 vol.1.
- [18] T. Liu, U. Bihr, J. Anders, and M. Ortmanns, "Performance evaluation of a low power optical wireless link for biomedical data transfer," in *2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2014, pp. 870-873.
- [19] K. Guillory, A. Misener, and A. Pungor, "Hybrid RF/IR transcutaneous telemetry for power and high-bandwidth data," in *Engineering in Medicine and Biology Society, 2004. IEMBS'04. 26th Annual International Conference of the IEEE*, 2004, pp. 4338-4340.
- [20] E. Okamoto, Y. Yamamoto, Y. Inoue, T. Makino, and Y. Mitamura, "Development of a bidirectional transcutaneous optical data transmission system for artificial hearts allowing long-distance data communication with low electric power consumption," *Journal of Artificial Organs*, vol. 8, pp. 149-153, 2005.
- [21] G. Simard, M. Sawan, and D. Massicotte, "High-Speed OQPSK and Efficient Power Transfer Through Inductive Link for Biomedical Implants," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, pp. 192-200, 2010.
- [22] C. H. Hsu, S. B. Tseng, Y. J. Hsieh, and C. C. Wang, "One-Time-Implantable Spinal Cord Stimulation System Prototype," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 5, pp. 490-498, 2011.
- [23] I. Elixmann, M. Kony, S. Bertling, M. Kiefer, and S. Leonhardt, "Transcutaneous Energy Transfer System Incorporating a Datalink for a Wearable Autonomous Implant," in *2012 Ninth International Conference on Wearable and Implantable Body Sensor Networks*, 2012, pp. 1-5.
- [24] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 41, p. 2271, 1996.
- [25] M. Ghovanloo and S. Atluri, "A Wide-Band Power-Efficient Inductive Wireless Link for Implantable Microelectronic Devices Using Multiple Carriers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, pp. 2211-2221, 2007.
- [26] M. Ghovanloo and K. Najafi, "A Wireless Implantable Multichannel Microstimulating System-on-a-Chip With Modular Architecture," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 15, pp. 449-457, 2007.
- [27] V. Raghunathan, M. B. Srivastava, and R. K. Gupta, "A survey of techniques for energy efficient on-chip communication," presented at the Proceedings of the 40th annual Design Automation Conference, Anaheim, CA, USA, 2003.

- [28] G. E. Santagati and T. Melodia, "Experimental Evaluation of Impulsive Ultrasonic Intra-Body Communications for Implantable Biomedical Devices," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. PP, pp. 1-1, 2016.
- [29] H. Yamu and M. Sawan, "A fully integrated low-power BPSK demodulator for implantable medical devices," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, pp. 2552-2562, 2005.
- [30] M. Zgaren and M. Sawan, "A Low-Power Dual-Injection-Locked RF Receiver With FSK-to-OOK Conversion for Biomedical Implants," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, pp. 2748-2758, 2015.
- [31] M. Hasanuzzaman, G. Simard, N. I. Krouchev, R. Raut, and M. Sawan, "Capacitive-data links, energy-efficient and high-voltage compliant visual intracortical microstimulation system," in *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2013, May 19, 2013 - May 23, 2013*, Beijing, China, 2013, pp. 646-649.
- [32] R. Mohammadi, M. A. Sharif, A. Kia, M. Hoveidar-Sefid, A. M. Sodagar, and E. Nadimi, "A compact ECoG system with bidirectional capacitive data telemetry," in *2014 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 22-24 Oct. 2014*, Piscataway, NJ, USA, 2014, pp. 600-3.
- [33] A. M. Sodagar and P. Amiri, "Capacitive coupling for power and data telemetry to implantable biomedical microsystems," in *Neural Engineering, 2009. NER'09. 4th International IEEE/EMBS Conference on*, 2009, pp. 411-414.
- [34] O. Viitala, J. Flak, and S. Lindfors, "Modeling capacitive links for broadband inter-chip communication," in *Norchip, 2007*, 2007, pp. 1-4.
- [35] M. Sawan, H. Yamu, and J. Coulombe, "Wirelessly powered and bidirectional data exchanged in smart medical microsystems," in *Proceedings of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference, 2005.*, 2005, pp. 5-12.
- [36] S. Mandal and R. Sarpeshkar, "Power-Efficient Impedance-Modulation Wireless Data Links for Biomedical Implants," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 2, pp. 301-315, 2008.
- [37] Z. Tang, B. Smith, J. H. Schild, and P. H. Peckham, "Data transmission from an implantable biotelemeter by load-shift keying using circuit configuration modulator," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 42, pp. 524-528, 1995.
- [38] R. Xu, W. C. Ng, H. Zhu, H. Shan, and J. Yuan, "Equation Environment Coupling and Interference on the Electric-Field Intrabody Communication Channel," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 59, pp. 2051-2059, 2012.