Ecole doctorale ENGSYS Sciences de l'Ingénierie et des Systèmes

Thèse

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université

Spécialité : Electronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Par

Chakrya-Anna CHHUON

Conception et fabrication de dispositifs neuro-électroniques souples implantables et autonomes en énergie

Soutenance le 5 juillet 2024 devant le jury composé de :

Mme Anne CHOTTEAU-LELIEVRE, Professeure, Canther Lille	Présidente de jury
M. Benoit CHARLOT, Directeur de recherche, IES Montpellier	Rapporteur
M. Philippe PANNIER, Professeur, IM2NP Aix-Marseille Université	Rapporteur
Mme Thérèse LEBLOIS, Professeure, Femto-ST Besançon	Examinatrice
M. Laurent PICHON, Professeur, IETR Rennes	Examinateur
Mme Virginie HOEL, Professeure, IEMN Lille	Directrice de thèse
Mme Christel VANBESIEN-MAILLIOT, Professeure, IEMN Lille	Co-Directrice de thèse
M. Alexis VLANDAS, Chargé de recherche, IEMN Lille	Encadrant de thèse
Mme Hélène MOULET, Docteure, Axorus	Invitée
M. Philippe MARIAGE, Maître de conférences, IEMN Lille	Invité

Remerciements

Ces travaux ont été menés au sein du groupe CSAM à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN) en collaboration avec Axorus.

Tout d'abord, je souhaite remercier mes directrices de thèse, le Pr. Virginie Hoël et le Pr. Christel Vanbesien-Mailliot, pour leurs conseils avisés afin de guider mes recherches et leur confiance en moi tout au long de ce projet. Je les remercie également pour leur soutien tout au long de cette thèse, et en particulier pendant les périodes plus difficiles.

Mes remerciements vont au D.R. Benoit Charlot et au Pr. Philippe Pannier qui ont accepté d'être rapporteurs de ma thèse. Je les remercie de consacrer leur temps à l'évaluation de ce travail et pour leurs commentaires afin d'améliorer ce travail.

Je tiens également à remercier l'ensemble du jury. Je remercie aussi Anne Chotteau-Lelièvre d'avoir accepté d'être la présidente de mon jury. Je remercie également le Pr. Thérèse Leblois et le Pr. Laurent Pichon d'avoir accepté d'examiner mes travaux.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers tous mes collègues d'Axorus, Jean-Damien Louise, Dr. Hélène Moulet-Redon, Julien Voillot et Arnaud Facon, de m'avoir fait confiance afin de mener cette thèse. Je les remercie d'avoir été un d'un fort soutien et de leur encouragement tout au long de ma thèse. Je remercie en particulier le Dr. Hélène Moulet-Redon d'avoir été mon encadrante entreprise lors de ma thèse et de m'avoir prodiguée de précieux conseils.

Je souhaite remercier infiniment le MCF Philippe Mariage, qui a énormément contribué à la construction et au bon déroulement de ma thèse. Il m'a beaucoup aidé sur l'aspect énergétique de mon sujet de thèse et au développement de l'antenne. Il a su m'aiguiller et me conseiller tout au long de ma thèse et a pris de son temps pour corriger mon manuscrit de thèse.

Je remercie le Dr. Alexis Vlandas et le Pr. Alain Cappy d'avoir encadré et suivi mes travaux. Je les remercie de m'avoir apporté leur avis et conseils lors des différentes discussions que nous avons pu avoir.

Je souhaite également adresser mes remerciements au personnel de la Centrale de technologie de l'IEMN, en particulier Pascal Tilmant, Bertrand Grimbert, le Dr. Flavie Braud, Karine Blary, Christophe Boyaval et Elisabeth Galopin. Je remercie aussi le personnel de la Centrale de caractérisation de l'IEMN, en particulier Vanessa Avramovic et Etienne Okada pour m'avoir aidé à monter le banc de caractérisation et caractérisé électriquement mes puces. Je remercie le D.R. Marc Faucher de m'avoir permis d'utiliser le bâti DRIE et de m'avoir aidé sur le développement de mon procédé

d’amincissement. Je tiens à remercier Pierre Laly de m’avoir fabriqué mes nombreuses antennes, de m’avoir permis d’utiliser la chambre anéchoïque et d’avoir préparé les équipements pour mes expérimentations.

Mes remerciements vont aussi à ma famille, ma mère, mes frères et sœurs, ainsi que ma belle-famille pour leur soutien, leurs encouragements constants et leur compréhension pendant les moments intenses de cette recherche même s’ils ne comprenaient pas toujours ce que je faisais. Une pensée pour mon père, parti au début de ma thèse, qui j’espère, malgré notre relation, est fier de ce que j’ai pu accomplir.

Un grand merci à mes amis, Mathilde, Aurélia, Dania, Nesrine et Alex, d’avoir été d’un soutien sans faille. D’avoir su me remonter le moral dans les moments difficiles et d’avoir toujours trouvé les mots pour me faire sourire. Merci Mathilde d’avoir aussi passé plusieurs heures pour relire ce manuscrit.

Un immense merci à mes amis de l’IEMN, ma camarade de bureau Anne-Charlotte, ainsi que Nathan. J’ai adoré nos discussions et nos rigolades tout au long de ma thèse, mais aussi du soutien mutuel durant de nos thèses respectives.

Un merci particulier à mon conjoint, Téo, de m’avoir toujours encouragé depuis 10 ans. D’avoir été mon pilier pendant cette thèse, d’avoir accepté mes sautes d’humeurs, d’avoir eu les mots juste pour que je n’abandonne pas et surtout d’avoir été d’un soutien indéfectible.

Un merci spécial à mon petit chien Loki, dont je parlais constamment, qui a été sans aucun doute ma principale source de réconfort et de soutien moral tout au long de ma thèse, et également merci à ma petite chienne Arya.

Enfin, je tiens à exprimer ma gratitude envers toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à cette thèse, même si elles ne sont pas mentionnées ici.

Résumé

Avec le vieillissement de la population, le nombre de personnes atteintes de maladies neurodégénératives telles que la rétinite pigmentaire (RP) et la dégénérescence maculaire liée à l'âge (DMLA) augmente. La RP se caractérise par une vision périphérique réduite, tandis que la DMLA entraîne une perte de vision au centre du champ visuel, dues à la dégénérescence des photorécepteurs de la rétine. Actuellement, il n'existe aucun traitement pour guérir la DMLA "sèche", qui se caractérise par un amincissement d'une partie de la rétine engendrant sa détérioration, et la RP. Des solutions utilisant des implants rétiniens sont donc en cours de développement pour restaurer partiellement les capacités visuelles des patients. Dans cette optique, l'Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) collabore avec Axorus, startup fondée en 2019, pour concevoir un implant rétinien autonome. Pour fabriquer des implants rétiniens, Axorus utilise deux composants brevetés et développés par l'IEMN dans le cadre du projet SPINE, à savoir un capteur optique et un neurone artificiel. Ce dernier est capable de reproduire fidèlement la signature électrique d'un neurone biologique et est intégré dans le capteur optique. Le travail mené se découpe en deux grands axes. Le premier axe de recherche de cette thèse a consisté à rendre conformable une puce électronique (prototype d'implant rétinien) développée par Axorus, afin qu'elle suive la forme de la rétine et que son épaisseur ne déforme pas une rétine de rat. Ainsi, le premier chapitre de ce manuscrit vise à établir le contexte, les objectifs et les enjeux de la thèse. Ce chapitre détaille plus particulièrement le fonctionnement et l'intérêt du capteur optique associé au neurone artificiel. Cela est accompagné d'une étude sur les différentes prothèses rétiniennes existantes et les objectifs définis pour cet implant rétinien. Le second chapitre s'intéresse au procédé d'amincissement du substrat silicium utilisant la technique de gravure ionique réactive profonde (DRIE), développée pour atteindre une épaisseur de 30µm de ce dernier, lui conférant des propriétés de conformabilité suffisantes pour épouser la forme de la rétine, tout en conservant les propriétés électroniques des puces amincies. Dans l'objectif de fabriquer à terme des implants matriciels larges, des travaux ont été conduits pour ajouter un substrat flexible en face arrière de la puce électronique amincie. Ce film sert à la manipulation et aussi de couche de protection puisque le silicium n'est pas un matériau considéré comme « biocompatible ». Une étude sur la résine sèche Ordyl SY300 a été réalisée à cet effet. Le second axe de la thèse a porté sur le développement d'une source d'énergie capable d'alimenter un pixel élémentaire (composé d'un neurone artificiel et d'une électrode de stimulation), visant des applications sans accès à la lumière directe. Dans ce contexte, le troisième chapitre a pour objectif d'identifier une ou plusieurs sources d'énergie alternatives à la source photovoltaïque. La puissance nécessaire pour alimenter un pixel est de 2nW/pixel. La taille de la source d'énergie ne doit pas excéder 1cm^3, et doit fournir suffisamment

d'énergie pendant au moins 10 ans. A l'issue de l'étude de la littérature, le choix de la source d'énergie s'est porté sur les sources d'énergie radiofréquences. Le quatrième chapitre détaille le système d'alimentation établi utilisant une antenne émettrice extérieure au corps et une antenne réceptrice implantée. A partir d'une étude de la littérature sur les antennes, des travaux ont été entrepris afin de réaliser à façon une antenne méandrée dite triaxiale, fonctionnant à 2,45GHz et encapsulée dans du polymère appelé PEEK. Le cinquième chapitre présente la conception, la simulation, la fabrication et la caractérisation expérimentale du prototype de notre antenne radiofréquence. Le sixième chapitre comporte une étude afin d'estimer le nombre de pixels implantés « alimentables », selon deux approches différentes (analytique et numérique) définissant de potentielles futures applications. La fabrication d'un implant mince, flexible et autonome en énergie ouvrirait la voie à d'autres applications médicales exploitant les neurones artificiels. En répondant à ces défis et avec le développement de notre source d'énergie RF, cet implant pourrait être implanté dans des zones privées d'accès à la lumière, tout en s'adaptant aux contraintes dimensionnelles.

Abstract

With the aging of the population, the number of people suffering from neurodegenerative diseases such as retinitis pigmentosa (RP) and age-related macular degeneration (AMD) is increasing. RP is characterized by the reduction of the peripheral vision, while AMD leads to loss of vision in the center of the visual field, due to degeneration of the retina's photoreceptors. Today, there is no cure for both "dry" AMD, which is characterized by a thinning of part of the retina, leading to its deterioration, and RP. Solutions using retinal implants are therefore being developed to partially restore patients' visual abilities. With this in mind, the Institute of Electronics, Microelectronics and Nanotechnology (IEMN) is collaborating with Axorus, a startup founded in 2019, to design an autonomous retinal implant. To manufacture retinal implants, Axorus is using two patented components developed by the IEMN as part of the SPINE project, which are an optical sensor and an artificial neuron. The latter is capable of faithfully reproducing the electrical signature of a biological neuron and is integrated in the optical sensor. The work is divided into two main axis. The first axis was to make a microchip developed by Axorus (a prototype retinal implant) conformable to the shape of the eye, so that its thickness does not distort a rat retina. Thus, the first chapter of this manuscript aims to establish the context, objectives and challenges of the thesis. In particular, this chapter details the operation and interest of the optical sensor associated with the artificial neuron. This is accompanied by a review of the various existing retinal prostheses and the objectives defined for our retinal implant. The second chapter details the thinning process of the silicon substrate using deep reactive ion etching (DRIE) technology, developed to achieve a thickness of 30µm, giving it sufficient conformability properties to fit the shape of the eye, while preserving the electronic properties of the thinned chips. With the ultimate aim of manufacturing large matrix implants, work has been carried out to add a flexible substrate to the back of the thinned microchip. This film is used for handling, and also as a protective layer, since silicon is not a material considered "biocompatible". A study on Ordyl SY300 dry resist was carried out for this purpose. The second axis of the thesis focused on the development of an energy source capable of powering an elementary pixel (composed of an artificial neuron and a stimulation electrode), for applications without access to direct light. In this context, the third chapter aims to identify one or more alternative energy sources to the photovoltaic source. The power required to supply a pixel is established at 2nW/pixel. The size of the energy source must not exceed $1cm^3$ and must provide sufficient energy for at least 10 years. Following a review of the literature, the choice of energy source has been made in favor of radio-frequency energy sources. The fourth chapter details the established power supply system using an external transmitting antenna and an implanted receiving antenna. Based on a literature review on antennas, efforts were made to design a triaxial meander antenna,

operating at 2.45 GHz and encapsulated in a polymer called PEEK. The fifth chapter presents the design, simulation, fabrication, and experimental characterization of the prototype of our radiofrequency antenna. The sixth chapter includes a study to estimate the implanted pixels number, which can be supplied, using two different approaches (analytical and numerical), defining potential future applications. The manufacture of a thin, flexible, energy-independent implant would pave the way for other medical applications exploiting artificial neurons. By addressing these challenges, and with the development of our RF energy source, this implant could be implanted in areas with no access to light, while adapting to dimensional constraints.

Table des matières

Remerciements _____ *I*

Résumé _____ *III*

Abstract _____ *V*

Liste des figures _____ *XV*

Liste de tableaux _____ *XXV*

Liste des abréviations _____ *XXVII*

Préambule _____ *1*

Chapitre 1 : Implant rétinien capable de restaurer la vision à l'aide du capteur optique _____ *5*

1. Contexte : un neurone artificiel biomimétique _____ **6**

1.1. Définition du biomimétisme _____ 6

1.2. Le neurone biologique _____ 8

1.2.1. Définition et structure du neurone biologique _____ 8

1.2.2. Fonctionnement du neurone biologique _____ 9

1.2.2.1. Le potentiel de repos _____ 9

1.2.2.2. Mécanismes du potentiel d'action _____ 10

1.2.3. Synthèse de la neuroinspiration et introduction du neurone artificiel _____ 12

1.3. Le neurone artificiel _____ 12

1.3.1. Principe et fonctionnement _____ 12

1.3.2. Etat de l'art du neurone artificiel _____ 16

1.3.3. Synthèse du neurone artificiel _____ 16

1.4. Le capteur optique _____ 17

1.4.1. Définition du capteur optique _____ 17

1.4.2. Taille de pixel avec le capteur optique _____ 23

1.4.3. Etat de l'art de la consommation énergétique d'un pixel _____ 24

2. Des prothèses rétiniennes pour la restauration visuelle _____ **25**

2.1. L'œil et la transmission visuelle _____ 25

2.1.1. L'œil et la rétine _____ 25

2.1.1.1. Anatomie de l'œil humain _____ 25

2.1.1.2. Fonctionnement de l'œil humain en conditions physiologiques _____ 26

2.1.2. Conséquences pathologiques de la dégénérescence pathologique des photorécepteurs _____ 27

2.1.2.1. La dégénérescence maculaire liée à l'âge (DMLA) _____ 28

2.1.2.2. La rétinite pigmentaire (RP) _____ 29

2.2. Des prothèses visuelles pour restaurer la vision _____ 30

2.2.1. Enjeux et compromis : cahier des charges médical _____ 30

2.2.2. Les prothèses visuelles : emplacement et fonctionnement _____ 32

2.2.2.1. Electrostimulation rétinienne _____ 32

2.2.2.2. Position de l'implant dans l'œil _____ 32

2.2.2.2.1. Les prothèses visuelles sous-rétiniennes _____ 35

2.2.2.2.2. Les prothèses visuelles épirétiniennes _____ 36

2.2.2.2.3. Les prothèses rétiniennes suprachoroïdiennes _____ 38

2.2.2.3. Synthèse : le choix de l'implant rétinien _____ 40

2.3. Etat de l'art sur les prothèses rétiniennes _____ 42

2.3.1. Etat de l'art sur l'acuité visuelle des prothèses rétiniennes et description de la prothèse rétinienne PRIMA _____ 42

2.3.2. Etat de l'art sur le champ de vision des prothèses rétiniennes et description de la prothèse rétinienne Polyretina _____ 44

2.3.3. Limites et compromis _____ 46

3. Objectifs pour la prothèse rétinienne développée dans le cadre de cette thèse _____ 47

3.1. Définition des termes _____ 47

3.2. Concept de l'implant rétinien basé sur le capteur optique _____ 48

3.3. Un implant non délabrant _____ 49

3.3.1. Définition : qu'est-ce qu'un implant non délabrant ? 49

3.3.2. Comment l'obtenir ? 49

3.4. Un implant autonome en énergie, durable et avec un faible encombrement 50

3.4.1. Autonomie énergétique 50

3.4.2. Durabilité 51

3.4.3. Encombrement 51

Conclusion de chapitre 51

Chapitre 2 : Conformabilité de l'implant rétinien 54

1. Développement d'un implant conformable et non délabrant suivant la courbure de la rétine 56

1.1. Objectifs de l'amincissement du silicium en face arrière des puces 56

1.2. Méthodes d'amincissement 58

1.2.1. Etude des différentes solutions disponibles au laboratoire IEMN 58

1.2.1.1. DRIE (*Deep* Reactive *Ion Etching*) 58

1.2.1.2. Ablation laser 59

1.2.1.3. Gravure chimique humide 60

1.2.1.4. Polissage mécano-chimique 61

1.2.2. Synthèse et orientation technologique 62

1.3. Amincissement : développement du procédé de fabrication 63

2. Impact de l'amincissement et de la flexion sur les performances électriques des implants 66

2.1. Caractérisation électrique du capteur optique CMOS développé par l'IEMN 66

2.1.1. Description et fonctionnement du circuit autonome étudié 66

2.1.2. Banc de caractérisation électrique adapté aux mesures à plat et sous flexion 67

2.1.3. Méthode de mesure, analyse statistique et résultats 69

2.1.3.1. Méthode de mesure 69

2.1.3.2. Méthode : analyse statistique 71

2.1.3.3. Résultats 73

2.2. Caractérisation électrique du prototype de puce développée par Axorus 74

2.2.1. Description et fonctionnement de la puce Axorus 74

2.2.2. Banc de caractérisation électrique développé à l'ESIEE pour des mesures sans flexion 76

2.2.3. Méthode de mesure et résultats 78

2.3. Synthèse de l'ensemble des mesures IEMN et Axorus 79

3. Ajout du substrat flexible en face arrière de l'implant 81

3.1. Objectif de l'ajout du substrat flexible 81

3.2. La résine sèche 81

3.2.1. Propriétés de la résine sèche 81

3.2.2. Tests d'ajout de la résine sèche sur la surface du substrat silicium aminci 82

3.2.2.1. Protocole général d'ajout de la résine sèche en face arrière de la puce en silicium 82

3.2.2.2. Fabrication de la languette 85

3.2.2.2.1. Protocole de fabrication de la languette 85

3.2.2.2.2. Résultats de fabrication de la languette 86

3.2.2.3. Création d'une implant rétinien matriciel avec la résine sèche 87

3.2.3. Synthèse : faisabilité de l'utilisation de la résine sèche 89

3.3. Perspectives : les hydrogels 90

Conclusion de chapitre 91

Chapitre 3 : Source d'alimentation appliquée à un dispositif médical implanté 93

1. Contexte : alimenter une puce à base de neurones artificiels sans accès à la lumière 94

1.1. Objectifs et définition du cahier des charges 94

1.2. Détermination de la puissance nécessaire pour le fonctionnement d'un pixel 96

2. Etude de la littérature : différents systèmes d'alimentation de dispositifs médicaux implantés 98

2.1. Source d'énergie autonomes non rechargeables _____ 100

2.1.1. Batterie lithium (Li) _____ 101

2.1.2. Batterie solide _____ 103

2.1.3. Supercondensateur _____ 103

2.1.4. Batterie β-voltaïque _____ 105

2.2. Sources d'énergie autonomes exploitant les ressources du corps humain_____ 106

2.2.1. Biopile _____ 107

2.2.2. Thermoélectricité _____ 109

2.2.3. Piézoélectricité _____ 110

2.3. Sources d'énergie venant de l'extérieur du corps humain (notion de transfert) __ 111

2.3.1. Photovoltaïque _____ 111

2.3.2. Source d'énergie à ultrasons_____ 112

2.3.3. Source d'énergie radiofréquence (RF) _____ 113

Conclusion de chapitre _____ 115

Chapitre 4 : Récupération de puissance dans le domaine des radiofréquences, à l'intérieur d'un corps humain _____ 118

1. Définitions_____ 120

1.1. Principes des ondes _____ 120

1.2. Principes des paramètres S _____ 121

1.3. Les antennes radiofréquences_____ 122

1.3.1. Définition d'une antenne _____ 122

1.3.2. Notion de champ proche et champ lointain _____ 123

2. Dimensionnement du système d'alimentation pour faire fonctionner à terme le dispositif médical implanté : bilan de liaison_____ 125

3. Etude bibliographique sur les antennes biomédicales _____ 127

3.1. Fréquence d'utilisation des antennes _____ 127

3.1.1. Les fréquences d'utilisations les plus fréquentes _____ 127

3.1.2. Les fréquences millimétriques _____ 130

3.2. Conception d'antennes RF _____ 132

3.2.1. Les différents designs d'antennes existants _____ 132

3.2.2. Antenne tridimensionnelle _____ 134

3.2.3. Encapsulation _____ 136

4. Etude préliminaire : étude de faisabilité _____ 138

4.1. Mesure de récupération de puissances avec une sonde en chambre anéchoïque _ 138

4.1.1. Hypothèse de travail _____ 138

4.1.2. Matériel et méthode de mesure _____ 139

4.1.3. Résultats _____ 140

4.2. Mesure d'atténuation de la puissance avec un fantôme _____ 143

4.2.1. Matériel et implémentation des méthodes de mesure d'atténuation de la puissance avec différents fantômes _____ 143

4.2.2. Résultats issus des deux méthodes pour déterminer l'atténuation de la puissance en utilisant différents fantômes _____ 145

5. Synthèse : choix de la fréquence d'utilisation, du design et de l'encapsulation de l'antenne _____ 148

5.1. Choix de la fréquence à 2,45 GHz _____ 148

5.2. Choix du design d'une antenne _____ 149

5.3. Encapsulation _____ 150

Conclusion de chapitre _____ 151

Chapitre 5 : Conception, simulation, réalisation et caractérisation de l'antenne RF triaxiale _ _____ 154

1. Conception et simulation d'une antenne individuelle et triaxiale avec le logiciel HFSS (Ansys) _____ 156

1.1. Utilisation du logiciel de simulation HFSS, pour le design des antennes 2D et 3D _ 157

1.1.1. Présentation de l'outil _____ 157

1.1.2. Développement sous HFSS du design de l'antenne individuelle en 2D _____ 158

1.1.3. Développement sous HFSS du design de l'antenne triaxiale en 3D _____ 162

1.2. Etudes paramétriques sous HFSS de la transmission du signal entre l'émetteur et le récepteur _____ 165

1.2.1. Impact de la profondeur d'implantation dans le corps _____ 165

1.2.2. Impact de l'éloignement de l'antenne émettrice dans l'air _____ 167

1.2.3. Impact de l'orientation de l'antenne réceptrice dans le corps_____ 170

2. Réalisation et caractérisation des antennes individuelle et triaxiale_____ 174

2.1. Les différentes étapes de réalisation d'antenne individuelle et triaxiale et caractérisation de leurs performances en fonction de l'environnement _____ 174

2.1.1. Présentation de l'ensemble des étapes de fabrication_____ 174

2.1.2. Encapsulation _____ 176

2.2. Caractérisation expérimentale de l'antenne _____ 177

2.2.1. Caractérisation de l'antenne individuelle au travers de son coefficient de réflexion _____ 178

2.2.2. Caractérisation de l'antenne triaxiale au travers de la mesure des coefficients de réflexion des 3 antennes individuelles_____ 183

2.2.3. Impact des tissus sur l'antenne triaxiale : diagramme de rayonnement _____ 185

Conclusion de chapitre _____ 191

Chapitre 6 : Estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés _____ 193

1. Le système d'alimentation de pixels _____ 195

1.1. Rappel des différents blocs du système d'alimentation de pixels incluant l'antenne triaxiale _____ 195

1.2. Conversion du signal à la fréquence de 2,45 GHz en signal continu : redresseur __ 196

2. Première approche : estimation du nombre de pixel pouvant être alimentés par l'approche fondée sur un modèle analytique simplifié_____ 198

2.1. Bilan de liaison théorique _____ 198

2.2. Détermination des grandeurs intervenant dans l'équation de la puissance reçue_ 200

2.2.1. Détermination de l'atténuation dans l'air A(d_{Air}) _____ 201

2.2.2. Détermination de l'atténuation dans le corps A(d_{Body}) avec la constante d'atténuation α intervenant dans l'équations _____ 201

2.2.3. Evolution du coefficient de réflexion ρ_0^2 selon l'angle d'incidence de l'onde sur la peau _____ 203

2.3. Estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés _____ 208

3. Seconde approche : estimation du nombre de pixel alimentables par l'approche fondée sur un modèle numérique 3D _____ 212

3.1. Estimation de Pr^0 pour une antenne individuelle à la surface de la peau _____ 214

3.2. Estimation de Pr^0_{total} pour une antenne triaxiale _____ 217

3.3. Estimation du coefficient d'atténuation de l'onde dans le corps _____ 218

3.4. Estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés _____ 220

4. Comparaison des deux approches _____ 223

Conclusion de chapitre _____ 224

Conclusion générale _____ 227

Perspectives _____ 232

Communications _____ 235

Annexe 1 : Circuit IEMN caractérisé, résultats bruts _____ 236

Annexe 2 : Circuits Axorus caractérisés, résultats bruts _____ 237

Bibliographie _____ 239

Liste des figures

FIGURE 1 : PHOTOGRAPHIE D'UN NEURONE ET LES TROIS PARTIES LE CONSTITUANT : LE SOMA, L'AXONE ET LES DENDRITES ; FIGURE ISSUE DE [14]. 8

FIGURE 2 : POTENTIEL D'ACTION DANS UN NEURONE ; FIGURE ISSUE ET ADAPTEE DE [18]. 10

FIGURE 3 : SCHEMA DU PRINCIPE DU POTENTIEL DE MEMBRANE ; FIGURE ISSUE ET ADAPTEE DE [21]. 11

FIGURE 4 : SCHEMA DE PRINCIPE DU CIRCUIT ELECTRONIQUE SIMULANT LE MODELE MORRIS-LECAR ; FIGURE FOURNIE PAR L'IEMN. 14

FIGURE 5 : SCHEMA COMPLET DU CIRCUIT ELECTRONIQUE A 8 TRANSISTORS SIMULANT LE MODELE DE MORRIS-LECAR, V_{DD} REPRESENTE LE POTENTIEL POSITIF (ENA), V_{SS} LE POTENTIEL NEGATIF (EK), EN ROUGE E CIRCUIT DE REACTION POSITIVE (PULL UP), EN BLEU LA CONTRE-REACTION (PULL DOWN), EN VERT LA CONDUCTANCE DE FUITE ET EN NOIR LA CAPACITE DE MEMBRANE C_M ; FIGURE ADAPTEE DE [2]. 15

FIGURE 6 : FORME D'ONDE DE SORTIE (A) DE LA SIMULATION DU CIRCUIT BIOMIMETIQUE (B) DU MODELE DE REFERENCE ET (C) DE LA REPONSE EXPERIMENTALE A UN COURANT D'IMPULSION EXCITATEUR. LA TENSION PAR PALIERS INDIQUEE EN HAUT CONTROLE LA GENERATION DU COURANT D'EXCITATION ; FIGURE ISSUE DE [2]. 15

FIGURE 7 : COURANT D'EXCITATION AVEC UNE DIODE EN MODE PHOTOVOLTAÏQUE (DIRECT) AVEC (A) UN TRANSISTOR PMOS ET (B) UN TRANSISTOR NMOS ; FIGURE FOURNIE PAR L'IEMN. 17

FIGURE 8 : CARACTERISTIQUE I/V DE LA PHOTODIODE EN CAS D'AUGMENTATION DE LA DENSITE PUISSANCE LUMINEUSE INCIDENTE G1 < G2 <G3, I_D ET V_D CORRESPONDENT AU COURANT ET LA TENSION DE LA PHOTODIODE. 19

FIGURE 9 : FREQUENCE DE STIMULATION DE LA SORTIE DES NEURONES (F_{OUT}) EN FONCTION DE LA PUISSANCE LUMINEUSE INCIDENTE MESUREE (P_{LUM}) DU CAPTEUR OPTIQUE AUTONOME. 22

FIGURE 10 : (A) SCHEMA DE L'ANATOMIE DE L'ŒIL, (B) FOND D'ŒIL D'UNE RETINE SAINE OBSERVEE A L'OPHTALMOSCOPE, (C) SCHEMA DE L'ORGANISATION CELLULAIRE DE LA RETINE ; FIGURES ISSUES DE [32], [37], [38]. 26

FIGURE 11 : FOND D'ŒIL DE PATIENTS ATTEINTS DE DMLA ; (A) ŒIL GAUCHE D'UN PATIENT ATTEINT DE DMLA A UN STADE INTERMEDIAIRE AVEC DE LARGES DRUSEN ; (B) ATROPHIE GEOGRAPHIQUE IMPLIQUANT LE CENTRE DE LA FOVEA, VAISSEAUX CHOROÏDIENS PLUS LARGES ET PLUS PROFONDS ; (C) DMLA NEOVASCULAIRE, AVEC HEMORRAGIE RETINIENNE; FIGURE ISSUE DE [42]. 28

FIGURE 12 : FOND D'ŒIL DE PATIENTS ATTEINTS DE RP A DIFFERENTS STADES D'AVANCEMENT DE LA PATHOLOGIE ; (A) PATIENT ATTEINT DE RP A UN STADE PRECOCE ; (B) PATIENT ATTEINT DE RP A UN STADE INTERMEDIAIRE (DES DEPOTS DE PIGMENTS EN FORME DE PETITES POINTES OSSEUSES PRESENTS DANS LA PERIPHERIE MOYENNE, AVEC UNE ATROPHIE RETINIENNE. LA MACULA EST PRESERVEE, MAIS AVEC UN ANNEAU PERIPHERIQUE DE DEPIGMENTATION. LES VAISSEAUX RETINIENS SONT MOINS PRONONCES.) ; (C) PATIENT ATTEINT DE RP A UN STADE AVANCE (DES DEPOTS DE PIGMENTS SONT PRESENTS SUR L'ENSEMBLE DE LA RETINE. LES VAISSEAUX RETINIENS SONT TRES FINS ET LE DISQUE OPTIQUE EST PALE) ; FIGURE ISSUE DE [45]. 29

FIGURE 13 : PERCEPTION VISUELLE SELON L'ANGLE DU CHAMP DE VISION ; FIGURE ISSUE DE [46]. 31

FIGURE 14 : SCHEMA DE L'ŒIL ET DE LA RETINE ILLUSTRANT LES POSITIONS D'IMPLANTATION, EPIRETINIENNE, SOUS-RETINIENNE ET SUPRACHOROÏDIEN ; FIGURE ISSUE DE [51]. _____ 33

FIGURE 15 : SYSTEME COMPLET DE LA PROTHESE RETINIENNE ALPHA AMS, LA PROTHESE EPIRETINIENNE ALPHA AMS SE COMPOSE D'UNE MATRICE D'ELECTRODES DE STIMULATION SENSIBLES A LA LUMIERE IMPLANTEE SOUS LA RETINE POUR STIMULER LES PHOTORECEPTEURS. CETTE MATRICE D'ELECTRODES EST CONNECTEE A UN RECEPTEUR PLACE DERRIERE L'OREILLE QUI TRADUIT ET AMPLIFIE LE SIGNAL LUMINEUX EN SIGNAL PERCEPTIBLE PAR LES CELLULES RETINIENNES AVEC UNE SOURCE D'ALIMENTATION EXTERNE ; FIGURE ISSUE DE [66]. _____ 36

FIGURE 16 : SYSTEME COMPLET DE PROTHESES VISUELLES EPIRETINIENNES POUR LES SYSTEMES ARGUS II ET IRIS II ; (A.1) PARTIES IMPLANTEES DU SYSTEME ARGUS II AVEC L'IMPLANT RETINIEN, L'ANTENNE RECEPTRICE ET LE SYSTEME ELECTRONIQUE DE CONVERSION DE L'ONDE EN SIGNAL ELECTRONIQUE; (A.2) PARTIE EXTERNE DU SYSTEME ARGUS II AVEC LE BOITIER DE CONTROLE, LA BATTERIE, LES LUNETTES INCLUANT LA CAMERA DE RECUPERATION DE L'IMAGE ET L'ANTENNE EMETTRICE; (B) SYSTEME COMPLET DE LA PROTHESE RETINIENNE IRIS II AVEC LE BOITIER DE CONTROLE, LES LUNETTES AVEC UN CAPTEUR D'IMAGE NEUROMORPHIQUE, LA MATRICE D'ELECTRODES IMPLANTES SUR LA RETINE ; FIGURES ISSUES DE [66], [72]._____ 37

FIGURE 17 : (A) LE DISPOSITIF BVA COMPLET ; (B) CONNECTEUR PERCUTANE DEPASSANT DE LA PEAU DERRIERE L'OREILLE ; (C) CONNEXION DIRECTE AU NEUROSTIMULATEUR PAR L'INTERMEDIAIRE D'UNE DERIVATION ; FIGURES ISSUES DE [57]. _____ 38

FIGURE 18 : (A) LE RESEAU D'ELECTRODES OCULAIRES IMPLANTEES (VARIANTE DE L'ŒIL GAUCHE) MONTRE AVEC DEUX STIMULATEURS IMPLANTABLES ; (B) COMPOSANTS EXTERNES COMPRENANT UNE CAMERA VIDEO CMOS MONTEE SUR LES LUNETTES, DES BOBINES DE TRANSMISSION A COUPLAGE MAGNETIQUE PORTEES SUR LA TETE ET UN PROCESSEUR VIDEO PORTABLE PORTE SUR LE CORPS ; FIGURES ISSUES DE [73]._____ 39

FIGURE 19 : (A) PHOTOGRAPHIES DES PARTIES INTERNES DU SYSTEME STS A 49 CANAUX ; (B) VUE LATERALE DE LA PROJECTION RADIOGRAPHIQUE DU CRANE DU PATIENT 1 APRES LA CHIRURGIE D'IMPLANTATION ; FIGURES ISSUES DE [75]. _____ 40

FIGURE 20 : SYSTEME COMPLET DE LA PROTHESE RETINIENNE PRIMA ; LE SYSTEME SE COMPOSE D'UN BOITIER DE CONTROLE, DE LUNETTES MUNIES D'UNE CAMERA POUR LA CAPTURE D'IMAGE, D'UN PROJECTEUR RETINIEN UTILISANT LA LUMIERE PULSEE A 880 NM, ET ENFIN D'UN IMPLANT PLACE SOUS LA RETINE ; FIGURE ISSUE DE [64]. _____ 43

FIGURE 21 : MATRICES DE PHOTODIODES PRIMA. (A) UN RESEAU DE PIXELS DE 100 MM ; (B) UN RESEAU DE PIXELS DE 75 MM. L'ENCART MONTRE LA DISPOSITION D'UN SEUL PIXEL, OU 1 ET 2 SONT LES REGIONS PHOTOSENSIBLES DES PHOTODIODES, 3 REPRESENTE L'ELECTRODE DE STIMULATION, ET 4-L'ELECTRODE DE RETOUR ; (C) IMAGE DU FOND D'ŒIL D'UN RESEAU DE PIXELS DE 75 MM IMPLANTE DANS LA REGION TEMPORO-DORSALE DE LA RETINE DE RAT ; (D) IMAGE OCT (*OPTICAL COHERENCE TOMOGRAPHY*, TOMOGRAPHIE A COHERENCE OPTIQUE) DE LA RETINE D'UN RAT RCS (*ROYAL COLLEGE OF SURGEONS*) AVEC UN IMPLANT PRIMA PLUSIEURS SEMAINES APRES L'OPERATION. LA LIGNE EN POINTILLE INDIQUE LA FACE ARRIERE DE L'IMPLANT REPOSANT SUR L'EPR. ; FIGURE ISSUE DE [52]. _____ 44

FIGURE 22 : IMAGES DE L'IMPLANT RETINIEN POLYRETINA ; (A) IMAGE DES PIXELS PHOTOVOLTAÏQUES (DIAMETRE DE 100-MM ET PAS DE 120-MM) ; (B) PHOTOGRAPHIE D'UN IMPLANT RETINIEN POLYRETINA DEPLIE MONTRANT SA FORME HEMISPHERIQUE ; (C) PHOTOGRAPHIE D'UN IMPLANT RETINIEN POLYRETINA PLIE QUATRE FOIS ; FIGURES ISSUES DE [84]. _____ 45

FIGURE 23 : SCHEMA DES TERMES DEFINIS ; (A) SCHEMA D'UN PIXEL COMPOSE D'UNE PHOTODIODE D'ALIMENTATION, DU CAPTEUR OPTIQUE ET D'UNE ELECTRODE DE STIMULATION ; (B) SCHEMA D'UNE PUCE COMPOSEE D'UN SUBSTRAT EN SI ET DE PIXELS, (C) SCHEMA D'UN IMPLANT COMPOSE D'UN SUBSTRAT FLEXIBLE ET D'UNE PUCE ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MISCROSOFT POWERPOINT. 48

FIGURE 24 : SCHEMA DU PRINCIPE DE L'IMPLANT RETINIEN BASE SUR LE CAPTEUR OPTIQUE ET LE NEURONE ARTIFICIEL DEVELOPPES ET BREVETES PAR L'IEMN DANS LE CADRE DU PROJET SPINE POUR LA STIMULATION D'UN NEURONE BIOLOGIQUE ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 48

FIGURE 25 : SCHEMA DE PUCES SUR UN SUBSTRAT FLEXIBLE COURBE ; (A) PUCES DE FAIBLE DIMENSION SUR UN SUBSTRAT FLEXIBLE ; (B) PUCE DE FAIBLE EPAISSEUR SUR UN SUBSTRAT FLEXIBLE ; FIGURE ISSUE DE [92]. 50

FIGURE 26 : SCHEMA DE PRINCIPE DE L'IMPLANT RETINIEN MATRICIEL DEPLIE ET PLIE ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 57

FIGURE 27 : SCHEMA DU PRINCIPE D'AMINCISSEMENT ET DE L'AJOUT DU SUBSTRAT FLEXIBLE SOUHAITE POUR L'IMPLANT RETINIEN MATRICIEL. LA PUCE DE 280 µM EST AMINCIE POUR ATTEINDRE UNE EPAISSEUR DE 30 µM. LE SUBSTRAT FLEXIBLE EST AJOUTE EN FACE ARRIERE POUR FORMER L'IMPLANT RETINIEN MONOPUCE. SUR LE SUBSTRAT FLEXIBLE, PLUSIEURS PUCES PEUVENT ETRE COLLEES POUR FORMER L'IMPLANT RETINIEN MATRICIEL ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 58

FIGURE 28 : SCHEMA DU PRINCIPE DE POLISSAGE MECANO-CHIMIQUE ET DES DIFFERENTES PARTIES CONSTITUANT L'APPAREIL ; FIGURE ISSUE DE [102]. 61

FIGURE 29 : SCHEMA COMPLET DU PROTOCOLE D'AMINCISSEMENT. TOUT D'ABORD, LA PUCE DE SILICIUM EST REÇUE TELLE QUELLE AVEC LES CIRCUITS ELECTRONIQUES SUR LE DESSUS DE LA SURFACE ET UNE EPAISSEUR DE 280 µM. A L'ETAPE 1, LA PUCE EST PLACEE SUR UN SUPPORT TEMPORAIRE AFIN D'ETRE GRAVEE A L'ETAPE 2. A L'ETAPE 3, LA PUCE OBTENUE A ETE AMINCIE JUSQU'A UNE EPAISSEUR DE 30 µM. LE SUPPORT TEMPORAIRE PEUT ALORS ETRE RETIRE A L'ETAPE 4 EN ETANT PLONGE DANS UN BAIN DE SVC-14. ENFIN, A L'ETAPE 5, LA PUCE EST PLACEE SUR UN SUBSTRAT FLEXIBLE POUR OBTENIR L'IMPLANT RETINIEN MONOPUCE OU MATRICIEL ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 63

FIGURE 30 : SCHEMA DES ETAPES DU PROCESSUS DE DRIE AVEC L'ETAPE DE NETTOYAGE ET LE CYCLE DU PROCEDE BOSCH ; FIGURE ADAPTEE DE [103] , REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 65

FIGURE 31 : IMAGE D'UNE PUCE AXORUS AMINCIE A 30 µM D'EPAISSEUR ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. 66

FIGURE 32 : SCHEMA DU CIRCUIT AUTONOME UTILISANT LE CAPTEUR OPTIQUE (NEURONE ARTIFICIEL + PHOTODIODES) DEVELOPPE PAR L'IEMN ; FIGURE FOURNIE PAR L'IEMN. 67

FIGURE 33 : BANC DE MESURE MIS EN PLACE POUR LA MESURE SOUS POINTE. (A) ENCEINTE DANS LAQUELLE SONT PLACES LES ECHANTILLONS. NOUS Y RETROUVONS LES POINTES DE MESURE CABLEES AUX APPAREILS DE MESURES, ET LA SOURCE LUMINEUSE VARIABLE, ET LE MICROSCOPE AVEC SA CAMERA ; (B) GENERATEUR DE TENSION EN BAS ET OSCILLOSCOPE EN HAUT. LE MULTIMETRE (JAUNE) PERMET DE VERIFIER LA TENSION APPLIQUEE PAR LE GENERATEUR ; (C) PHOTOGRAPHIE PRISE PAR LA CAMERA DES CIRCUITS SUR LESQUELS SONT POSES LES POINTES DE MESURE ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES 67

FIGURE 34 : SUPPORT EN ALUMINIUM POUR DES MESURES FLEXIBLES ; (A) REPRESENTATION DE L'ŒIL INDIQUANT LE DIAMETRE DE L'ŒIL ; (B) SUPPORT EN ALUMINIUM POUR DES MESURES DE FLEXION AVEC UN DIAMETRE DE COURBURE DE 2CM ; (C) MISE EN SITUATION D'UNE MESURE DE FLEXION AVEC LES SONDES MULTI-CONTACTS CONNECTEES AUX CIRCUITS A PUCE PLACES DANS LE SUPPORT EN ALUMINIUM ; SCHEMA DE L'ŒIL REALISE SUR BIORENDER.COM ET PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 68

FIGURE 35 : CONFIGURATION DE FLEXION DANS LES DEUX DIRECTIONS DE MESURE ; (A) SUPPORT EN ALUMINIUM FABRIQUE A FAÇON A L'IEMN AVEC INDICATION DE L'AXE DE FLEXION ; (B) PUCE DE CARACTERISATION ET LES DEUX DIRECTIONS DE FLEXION CORRESPONDANT AUX MESURES EFFECTUEES ; PHOTOGRAHIE PERSONNELLE (A) ET PHOTOGRAPHIE FOURNIE PAR L'IEMN (B). _____ 69

FIGURE 36 : SCHEMA DES CONNEXIONS DES SONDES MULTI-CONTACTS ET IDENTIFICATION DES ROLES DE CHAQUE PAD RELATIFS AUX FONCTIONNALITES DU CIRCUIT ELECTRONIQUE ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. ____ 70

FIGURE 37 : FREQUENCE DE SPIKES (F_{OUT}) EN FONCTION DE L'INTENSITE LUMINEUSE APPLIQUEE SUR LA SURFACE DES CAPTEURS MESUREE AVEC LE LUXMETRE ($P_{LUM,SURFACE}$) ; (A) ETUDE DE LA FREQUENCE MOYENNE DE SPIKES EN FONCTION DE LA DENSITE DE PUISSANCE LUMINEUSE APPLIQUEE DANS DIFFERENTES CONFIGURATIONS (PAS D'AMINCISSEMENT (NO), AVEC AMINCISSEMENT (T), AVEC AMINCISSEMENT ET FLEXION (T+B)) SUR LE BANC DE MESURE MULTI-CONTACTS) ; L'ANALYSE STATISTIQUE A MONTRE UNE INFLUENCE UNIQUEMENT DE LA LUMIERE (ANOVA A DEUX FACTEURS : $F_{(1.023,3.07)} = 188$, $P = 0.0007$) ; (B) ETUDE DE LA FREQUENCE MOYENNE DE SPIKES EN FONCTION DE LA DENSITE DE PUISSANCE LUMINEUSE APPLIQUEE SUR DEUX DIRECTIONS DE COURBURE (D1 ET D2) SUR LE BANC DE CARACTERISATION AVEC AIGUILLES INDIVIDUELLES ; L'ANALYSE STATISTIQUE A MONTRE UNE INFLUENCE UNIQUEMENT DE LA LUMIERE (ANOVA A DEUX FACTEURS : $F_{(1.025,3.074)} = 145.5$, $P = 0.0011$). _____ 71

FIGURE 38 : SCHEMA ET PHOTOGRAPHIE PRISE AU MICROSCOPE OPTIQUE DE PUCES V4 DEVELOPPEES PAR AXORUS ; (A) SCHEMA INDIQUANT L'IMPLEMENTATION DES DIFFERENTS PROTOTYPES PRESENTS DANS LES PUCES CONÇUES PAR AXORUS. DANS LES BANDES VERTES A DROITE ET A GAUCHE DE LA PUCE SONT SITUES DIFFERENTS CIRCUITS DE CARACTERISATION SOUS POINTES. AU CENTRE SONT SITUES LES CIRCUITS DE CARACTERISATION POUR LES EXPERIMENTATIONS *EX VIVO*. L'ENCADREMENT EN ROUGE DELIMITE LA ZONE OU SE SITUENT LES CIRCUITS CARACTERISES POUR ETUDIER L'IMPACT DE L'AMINCISSEMENT ; (B) PHOTOGRAPHIE PRISE AU MICROSCOPE OPTIQUE D'UNE PUCE AXORUS AVEC LES DIFFERENTS CIRCUITS. EN ROUGE SONT ENCADRES LES CIRCUITS CARACTERISES DURANT L'ETUDE ; SCHEMA REALISE SUR MICROSOFT POWERPOINT ET PHOTOGRAPHIE D'AXORUS. _____ 75

FIGURE 39 : SCHEMA SIMPLIFIE PRESENTANT LES ENTREES (V_{DD},V_{SS},V_{IN}, GND) ET SORTIES (OUT 1, OUT 2, ET OUT 3) EN TENSION PERMETTANT DE POLARISER ET DE RELEVER LES SIGNAUX ISSUS DU CIRCUIT R61 AINSI QUE LES TAILLES DE CAPACITE ASSOCIEE A CHAQUE SOUS-CIRCUIT ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. _____ 76

FIGURE 40 : PHOTOGRAPHIES DU BANC DE MESURE SOUS POINTES UTILISE A L'ESIEE POUR LA CARACTERISATION DE PUCES AVANT ET APRES AMINCISSEMENT, A PLAT ; (A) LE BANC SE COMPOSE D'UN MICROSCOPE PAR LEQUEL EST PROJETE LA LUMIERE SUR LA PUCE, UNE CARTE A POINTES MULTI CONTACTS SPECIFIQUE AUX PUCES AXORUS EST PLACEE AU-DESSUS DE LA PUCE SUR UN SUPPORT REGLABLE EN X, Y ET Z, LE CIRCUIT EST BRANCHE A UN *BUFFER* PERMETTANT D'AMPLIFIER LE SIGNAL, UN GENERATEUR DE TENSION DONT NOUS FAISONS VARIER LA VALEUR POUR MODIFIER LA FREQUENCE DE SPIKES ET UN OSCILLOSCOPE

PERMETTANT DE VISUALISER LES SPIKES ET MESURER LA FREQUENCE ; (B) PHOTOGRAPHIES DE LA PUCE CARACTERISEE A TRAVERS LE MICROSCOPE SUR LEQUEL LES POINTES MULTI-CONTACTS SONT CONNECTEES ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 77

FIGURE 41 : FREQUENCE MOYENNE DE SPIKES (F_{OUT}) SOUS LA FORME D'HISTOGRAMME EN FONCTION DE LA TENSION APPLIQUEE (V_{IN}) POUR LES 3 SORTIES DES SOUS-CIRCUITS DE R61 (OUT 1, OUT 2 ET OUT 3), AVANT ET APRES AMINCISSEMENT A L'AIDE DU PROCEDE TECHNOLOGIQUE DEVELOPPE A L'IEMN APPLIQUE A LA PUCE R61 D'AXORUS. _____ 79

FIGURE 42 : SCHEMA DU PROTOCOLE D'AJOUT DE LA RESINE SECHE SUR UN SUBSTRAT EN SILICIUM ; 1. DECOUPE DE LA RESINE SECHE AUX DIMENSIONS SOUHAITEES ; 2. RETRAIT DU PREMIER LINER ET LAMINAGE DE LA RESINE SECHE SUR LE SUBSTRAT SI ; 3. RETRAIT DU SECOND LINER ET EXPOSITION AUX UV ; 4. DEVELOPPEMENT DE LA RESINE SECHE ET RECUIT A 150°C PENDANT 30 MIN POUR OBTENIR L'ECHANTILLON FINALISE ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. _____ 83

FIGURE 43 : PHOTOGRAPHIES DE POSE DE RESINE SECHE SUR DIFFERENTS ECHANTILLONS ; (A) RESINE SECHE DEPOSEE SUR UN *WAFER* DE SILICIUM (PARTIE GRISE PLUS FONCEE). ELLE NE PRESENTE PAS DE BULLE CAR LA SURFACE ETAIT SUFFISAMMENT PROPRE LORS DU LAMINAGE ; (B) RESINE SECHE DEPOSEE SUR UN *WAFER* DE SILICIUM (PARTIE GRISE PLUS FONCEE). NOUS POUVONS OBSERVER DES BULLES CAR LA SURFACE DU *WAFER* PRESENTAIT DES IMPURETES EN SURFACE LORS DU LAMINAGE ; (C) RESINE SECHE DEPOSEE SUR UNE PUCE AMINCIE COLLEE A UN SUBSTRAT TEMPORAIRE. PHOTOGRAPHIE PRISE AVANT L'EXPOSITION AUX UV DE L'ECHANTILLON ; (D) RESULTAT OBTENU DE LA RESINE SECHE COLLEE SUR UNE PUCE AMINCIE APRES L'ETAPE 4. SUR LA PHOTOGRAPHIE IL N'EST PAS POSSIBLE DE DISTINGUER VISUELLEMENT LA PRESENCE DE RESINE SECHE SUR L'ECHANTILLON CAR LE FILM EST TRANSPARENT ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 84

FIGURE 44 : SCHEMA DU PROTOCOLE DE LA FABRICATION D'UNE LANGUETTE AVEC LA RESINE SECHE ; ETAPE 1 : ENDUCTION DE LA SURFACE DE L'ECHANTILLON (PUCE ET SUBSTRAT TEMPORAIRE) DE RESINE SPR 220; ETAPE 2 : RETRAIT DE LA RESINE SPR 220 SUR LA SURFACE DE LA PUCE DE SILICIUM ; ETAPE 3 : LAMINATION DE LA RESINE SECHE SUR LA PUCE; ETAPE 4 : RETICULATION DE LA RESINE SECHE ET RETRAIT DE LA RESINE SPR 220; ETAPE 5 : RETRAIT DU SUBSTRAT TEMPORAIRE DANS UN BAIN DE SVC-14 ; ETAPE 6 : IMPLANT FINAL AVEC LE SUBSTRAT FLEXIBLE EN RESINE SECHE SERVANT DE LANGUETTE ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. _____ 85

FIGURE 45 : PHOTOGRAPHIE D'AJOUT DE RESINE SECHE SUR DEUX PUCES DE SILICIUM DE 30 µM D'EPAISSEUR, ESPACEES DE MOINS D'1MM ; PHOTOGRAPHIE PERSONNELLE._____ 88

FIGURE 46 : PHOTOGRAPHIES DE DEUX PUCES DE SILICIUM MAINTENUES L'UNE CONTRE L'AUTRE PAR LA RESINE SECHE. LES DEUX PUCES DE SILICIUM SONT ENCADRES EN ROUGE ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES _____ 89

FIGURE 47 : SCHEMA SIMPLIFIE DU SYSTEME D'ALIMENTATION AVEC LA DEFINITION D'UN PIXEL ELEMENTAIRE COMPOSE DU NEURONE ARTIFICIEL ET DE L'ELECTRODE DE STIMULATION ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. ___ 95

FIGURE 48 : GAMME DE PUISSANCE DE DIFFERENTES SOURCES D'ALIMENTATION (EN ORANGE) ET DES BESOINS EN PUISSANCE DE DISPOSITIFS MEDICAUX. L'ECHELLE DE PUISSANCE EST A TITRE INDICATIF ; FIGURE ISSUE DE [115]. _____ 99

FIGURE 49: LISTE DES DIFFERENTES SOURCES D'ENERGIE REFERENCEES POUR DES IMPLANTS MEDICAUX. LES SOURCES D'ENERGIE REPERTORIEES DANS LA LITTERATURE DISPONIBLES A CE JOUR PEUVENT ETRE REPERTORIEES EN TROIS CATEGORIES : LES SYSTEMES AUTONOMES ET EPUISABLES, LES SYSTEMES AUTONOMES QUI EXPLOITENT LES RESSOURCES DU CORPS HUMAIN ET LES

SOURCES D'ENERGIE VENANT DE L'EXTERIEUR DU CORPS HUMAIN ; FIGURE INSPIREE DE [116], [115] ET ADAPTEE AUX SOURCES D'ENERGIE ETUDIEES, REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 100

FIGURE 50 : DIAGRAMME DE RAGONE COMPARANT DIFFERENTS SYSTEMES DE BATTERIES (BATTERIE LI, BATTERIE SOLIDE, SUPERCONDENSATEURS). PLUS LA DENSITE MASSIQUE D'ENERGIE (WH/KG) EST ELEVEE, PLUS LE DISPOSITIF EST DURABLE DANS LE TEMPS (AUTONOME), ET PLUS LA DENSITE MASSIQUE DE PUISSANCE (KW/KG) EST ELEVEE, PLUS LA PUISSANCE FOURNIE PAR LA BATTERIE EST ELEVEE ; FIGURE ISSUE DE [119]. 101

FIGURE 51 : SCHÉMA D'UNE BATTERIE LI ; FIGURE ISSUE DE [120]. 102

FIGURE 52 : SCHEMA D'UN SUPERCONDENSATEUR ; FIGURE ISSUE DE [130]. 104

FIGURE 53 : PUISSANCE PRODUITE PAR LE CORPS HUMAIN ET SES MOUVEMENTS, ENTRE PARENTHESE EST INDIQUEE LA PUISSANCE TOTALE ; FIGURE ISSUE DE [140]. 107

FIGURE 54 : SCHEMA D'UNE BIOPILE ; FIGURE ISSUE DE [115]. 108

FIGURE 55 : SCHEMA DE PRINCIPE D'UN GENERATEUR THERMOELECTRIQUE ; FIGURE ISSUE [146]. 109

FIGURE 56 : SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE SOURCE PIEZOELECTRIQUE ; FIGURE INSPIREE DE [151] REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 110

FIGURE 57 : (A) SCHEMA D'UN QUADRIPOLE ; (B) SCHEMA DES PARAMETRES S DANS UN QUADRIPOLE ; FIGURE ADAPTEE DE [164], REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 122

FIGURE 58 : SCHEMA REPRESENTATIF DU CHAMP PROCHE ET CHAMP LOINTAIN DANS L'ESPACE, FIGURE ISSUE DE [162]. 124

FIGURE 59 : SCHEMA BLOC DU SYSTEME D'ALIMENTATION NECESSAIRE POUR FAIRE FONCTIONNER A TERME LE DISPOSITIF MEDICAL IMPLANTE ET ETABLIR LE BILAN DE LIAISON ; PRODUCTION PERSONNELLE REALISEE SUR MICROSOFT POWERPOINT. 126

FIGURE 60 : BANDES DE FREQUENCE POUR LES ANTENNES MEDICALES IMPLANTEES ; FIGURE ISSUE DE [169]. 128

FIGURE 61 : IMPACT DE LA DISTANCE ET DE LA FREQUENCE SUR LA PUISSANCE REÇUE POUR DES SYSTEMES RF, FIGURE ISSUE DE [171]. 129

FIGURE 62 : PROFONDEUR DE PENETRATION DANS LA PEAU HUMAINE SELON LA FREQUENCE D'EXPOSITION EN UTILISANT DIFFERENTS MODELES DE PEAU ; FIGURE ISSUE DE [172]. 131

FIGURE 63 : TEMPERATURE D'ELEVATION SELON LA PROFONDEUR DE PENETRATION DANS LE CORPS HUMAIN POUR DIFFERENTES FREQUENCES MILLIMETRIQUES [177]. 132

FIGURE 64 : DIFFERENTS DESIGN D'ANTENNE ; (A) ANTENNE HELICE ; (B) ANTENNE SPIRALE ; (C) ANTENNE FILAIRE MEANDREE ; (D) ANTENNE NŒUD PAPILLON ; FIGURE ISSUE ET ADAPTEE DE [168]. 134

FIGURE 65 : ANTENNE 3D EN ORIGAMI, FABRIQUEE PAR IMPRIMANTE 3D ET IMPRIMANTE A JET D'ENCRE ; (A) ANTENNES PATCHS IMPRIMES SUR LE SUBSTRAT EN POLYMERE SOUPLE DEPLIE ; (B) STRUCTURE FINALE DU CUBE PLIEE; FIGURE ISSUE DE [187] 136

FIGURE 66 : COURBES DE LA PUISSANCE RAYONNEE NORMALISEE SELON LA DISTANCE RADIALE DANS LE CORPS POUR DIFFERENTES EPAISSEURS DE MATERIAUX ; (A) COURBE DU POLYPROPYLENE (E_R=2,55) ; (B) CORRESPOND A LA COURBE DE LA ZIRCONE (E_R=29) ; FIGURE ISSUE DE [189]. _____ 137

FIGURE 67 : PRINCIPE DU SYSTEME DE MESURE DE LA DENSITE SURFACIQUE DE PUISSANCE RECUEILLIE EN SURFACE DU CORPS ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 140

FIGURE 68 : BANC EXPERIMENTAL POUR LA MESURE DU PARAMETRE S_{21} ENTRE UNE ANTENNE EMETTRICE ET UNE ANTENNE RECEPTRICE PLONGEE (A) DANS L'AIR ET (B) DANS L'AGAR-AGAR ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 144

FIGURE 69 : EQUIPEMENTS DE MESURE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE RECEPTRICE A 2,45GHZ ; (A) ANTENNE RECEPTRICE DANS L'AIR, PLACEE SUR UN SUPPORT SURELEVE (B) ANTENNE RECEPTRICE PLACEE DANS LE MILIEU D'EAU SALEE AVEC DE L'AGAR-AGAR. L'ANTENNE EST PLACEE SUR UN PLATEAU ROTATIF A 360°. UNE ANTENNE CORNET SERT D'ANTENNE EMETTRICE A 2,45 GHZ ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 145

FIGURE 70 : REPRESENTATION GRAPHIQUE DU MODULE DE S_{21} (DB) EN FONCTION DE LA DISTANCE EN MM ENTRE L'ANTENNE EMETTRICE DANS L'AIR ET L'ANTENNE RECEPTRICE DANS DIFFERENTS MILIEUX. L'ANTENNE EMETTRICE RESTE FIXE._____ 146

FIGURE 71 : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE RECEPTRICE A 2,45 GHZ DANS L'AIR ET DANS UNE SOLUTION D'EAU SALEE AVEC DE L'AGAR-AGAR EN DBM. _____ 147

FIGURE 72 : SONDE DE MESURE DE DENSITE DE PUISSANCE DECOUPEE ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 150

FIGURE 73 : SCHEMA DE L'ANTENNE DEVELOPPEE DANS L'ETUDE DE FENG ET AL. ; W = L = 3MM ; FIGURE ISSUE DE [196]. ____ 159

FIGURE 74 : ANTENNE INDIVIDUELLE 2D DEVELOPPEE ; (A) VUE DU HAUT DE L'ANTENNE INDIVIDUELLE SIMULEE SUR HFSS ; (B) SCHEMA DU PROFIL DE L'ANTENNE INDIVIDUELLE, AVEC L'EMPILEMENT DES DIFFERENTES COUCHES ; (C) COURBE D'EVOLUTION FREQUENTIELLE DU PARAMETRE S_{11} (DB) SELON LA FREQUENCE (GHZ) DE L'ANTENNE SIMULEE SUR HFSS ; (D) COTATIONS DE L'ANTENNE, DU MEANDRE ET DE L'ALIMENTATION ; FIGURE (A) EXTRAITE DU LOGICIEL DE SIMULATION HFSS. _____ 161

FIGURE 75 : ANTENNE TRIAXIALE DEVELOPPEE A L'AIDE DU LOGICIEL DE SIMULATION HFSS ; (A) MODELE DE SIMULATION 3D DE L'ANTENNE TRIAXIALE REALISEE, COMPOSEE DE TROIS ANTENNES INDIVIDUELLES ; (B) COURBES DE PARAMETRES S_{11} (DB) SELON LA FREQUENCE (GHZ) DE CHAQUE ANTENNE INDIVIDUELLE COMPOSANT LE SYSTEME TRIAXIAL OBTENUS PAR SIMULATION A L'AIDE DU LOGICIEL HFSS. LA COURBE BLEUE CORRESPOND A L'ANTENNE 1, LA ROUGE A L'ANTENNE 2, LA VERTE A L'ANTENNE 3. LA DROITE VERTICALE EN VIOLET INDIQUE LA FREQUENCE A 2,45 GHZ ; FIGURE (A) EXTRAITE DU LOGICIEL DE SIMULATION HFSS. _____ 163

FIGURE 76 : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT TOTAL DES TROIS ANTENNES DU SYSTEME TRIAXIAL, (A) SELON LE PLAN ZY ; (B) SELON LE PLAN XY ; (C) MODELE DE SIMULATION POUR LA REALISATION DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT. L'ANTENNE TRIAXIALE EST ENCAPSULEE DANS UN CUBE D'AIR, LUI-MEME PLACE DANS UN CUBE REPRESENTANT LE CORPS HUMAIN DE 10X10X10 CM^3. L'ANTENNE EST A 1 CM DU BORD DU CUBE CORRESPONDANT AU CORPS HUMAIN ; FIGURES EXTRAITES DU LOGICIEL DE SIMULATION HFSS. _____ 164

FIGURE 77 : MODELES DE SIMULATION (A) SCHEMA DU MODELE DE SIMULATION POUR L'ETUDE DE L'IMPACT DE LA PROFONDEUR D'IMPLANTATION DANS LE CORPS DE L'ANTENNE RECEPTRICE ; (B) MODELE DE SIMULATION DE L'ANTENNE PIFA 2,45 GHZ UTILISEE PERMETTANT DE SITUER LE BRIN RAYONNANT ; FIGURES EXTRAITES DU LOGICIEL DE SIMULATION HFSS _____ 166

FIGURE 78 : GRAPHIQUE DU PARAMETRE S_{21} DU SIGNAL ENTRE L'ANTENNE EMETTRICE ET DE CHAQUE ANTENNE INDIVIDUELLE RECEPTRICE, A UNE FREQUENCE DE 2,45 GHZ, SELON LA PROFONDEUR D'IMPLANTATION DE L'ANTENNE TRIAXIALE. _____ 167

FIGURE 79 : MODELES DE SIMULATION (A) SCHEMA DU MODELE DE SIMULATION POUR L'ETUDE SUR L'IMPACT DE L'ELOIGNEMENT DE L'ANTENNE EMETTRICE ; (B) MODELE SIMULATION DE L'ANTENNE PIFA 2,45 GHZ UTILISEE ; FIGURES EXTRAITES DU LOGICIEL DE SIMULATION HFSS._____ 168

FIGURE 80 : GRAPHIQUE DU PARAMETRE S_{21} (DB) DU SIGNAL TRANSMIS ENTRE L'ANTENNE EMETTRICE ET CHAQUE ANTENNE INDIVIDUELLE RECEPTRICE, A UNE FREQUENCE DE 2,45 GHZ, SELON LA DISTANCE D'ELOIGNEMENT DE L'ANTENNE EMETTRICE PAR RAPPORT A LA SURFACE DE LA PEAU._____ 169

FIGURE 81 : MODELES DE SIMULATION (A) SCHEMA ILLUSTRANT LE MODELE DE SIMULATION POUR L'ETUDE DE L'IMPACT DE LA ROTATION DE L'ANTENNE RECEPTRICE SUR LE S_{21} (DB) ENTRE L'ANTENNE EMETTRICE ET RECEPTRICE SELON LES AXES X, Y ET Z ; (B) MODELE DE SIMULATION DE L'ANTENNE PIFA 2,45 GHZ UTILISEE ; FIGURES EXTRAITES DU LOGICIEL DE SIMULATION HFSS. _____ 171

FIGURE 82 : DIAGRAMME ANGULAIRE DU PARAMETRE S_{21}, COEFFICIENT DE TRANSMISSION EN DB, ENTRE L'ANTENNE EMETTRICE ET LES ANTENNES 1, 2 ET 3, DE L'ANTENNE TRIAXIALE RECEPTRICE, POUR UNE ROTATION COMPLETE SELON LES AXES X, Y ET Z. UN SEUIL ARBITRAIRE EST ETABLI A -50 DB, LES ZONES GRISEES CORRESPONDANT A LA ZONE D'EXCLUSION, INFERIEURE AU SEUIL.___ 172

FIGURE 83 : ANTENNE INDIVIDUELLE MEANDREE FABRIQUEE ; (A) ANTENNE INDIVIDUELLE DE $1CM^2$, SANS SUPERSTRAT, FABRIQUEE PAR GRAVURE MECANIQUE ; (B) ANTENNE INDIVIDUELLE AVEC LA COUCHE DE SUPERSTRAT FR4 EN FACE AVANT ; (C) ANTENNE INDIVIDUELLE V2 AVEC LE CONNECTEUR UFL SOUDEE A L'ALIMENTATION EN FACE ARRIERE ; (D) ANTENNES INDIVIDUELLES V1 POSITIONNEES DANS LA CAPSULE EN PLA POUR FORMER L'ANTENNE TRIAXIALE ; (E) ENCAPSULATION DE L'ANTENNE TRIAXIALE DANS UNE CAPSULE EN PEEK, LES CONNECTEURS SORTENT DE LA CAPSULE POUR POUVOIR CONNECTER LES ANTENNES AUX APPAREILS ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 176

FIGURE 84 : MODELE 3D ET PHOTOGRAPHIE DE LA CAPSULE DEVELOPPEE ; (A) VUE DE PROFIL DE LA PARTIE PRINCIPALE ; (B) VUE EN PERSPECTIVE DE LA PARTIE PRINCIPALE ; (C) VUE DE PROFIL DU COUVERCLE DE LA CAPSULE ; (D) VUE EN PERSPECTIVE DU COUVERCLE DE LA CAPSULE ; (E) CAPSULE EN PLA, FABRIQUEE PAR IMPRIMANTE 3D, L'ANTENNE TRIAXIALE SE SITUE A L'INTERIEUR DE LA CAPSULE ET LES CONNECTEURS DEPASSENT DE LA CAPSULE ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES. _____ 177

FIGURE 85 : EQUIPMENT ET CONFIGURATIONS DE MESURE ; (A) VNA RHODE & SCHWARZ ZVA 24, L'ANTENNE EST CONNECTEE AU PORT 1 DE L'APPAREIL ; (B) ANTENNE INDIVIDUELLE NON ENCAPSULEE PLACEE ENTRE DEUX DOIGTS ; (C) ANTENNE INDIVIDUELLE ENCAPSULEE PLACEE DANS DE LA VIANDE DE PORC ; PHOTOGRAPHIES PERSONNELLES._____ 179

FIGURE 86 : VARIATIONS DU PARAMETRE S_{11} DES ANTENNES 1, 2 ET 3 COMPOSANTS L'ANTENNE TRIAXIALE, EN FONCTION DE LA FREQUENCE DANS LA VIANDE DE PORC. _____ 184

FIGURE 87 : PHOTOGRAPHIE DU SET-UP POUR LA REALISATION DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT ; (A) ANTENNE TRIAXIALE ENCAPSULEE DANS L'AIR, L'ANGLE A 0° CORRESPOND A LA POSITION INITIALE ; (B) ANTENNE TRIAXIALE ENCAPSULEE PLACEE

dans la viande de porc, l'angle a 0° correspond a la position initiale. En vert est mis l'emplacement suppose de l'antenne triaxiale dans sa capsule en PEEK, la fleche jaune indique une distance approximative de 2cm, la fleche bleue indique une approximative de 5cm ; (c) set-up mis en place pour la realisation des diagrammes de rayonnement. L'antenne cornet est espacee de 2 m de l'antenne triaxiale qui est plongee dans la viande de porc, sur un plateau rotatif. Les mesures se font en chambre anechoïque ; photographies personnelles. _____ 186

Figure 88 : Diagramme de rayonnement des antennes 1, 2 et 3 composants l'antenne triaxiale en dBm pour (a) une polarisation horizontale dans l'air, (b) une polarisation verticale dans l'air, (c) une polarisation horizontale (parallele a la table) dans la viande de porc et (d) une polarisation verticale (perpendiculaire a la table) dans la viande de porc. _____ 187

Figure 89 : Schema bloc du systeme d'alimentation radiofrequence fonctionnant a la frequence de 2,45GHz compose d'une antenne triaxiale, d'un systeme de conversion et d'un pixel ; production personnelle realisee sur Microsoft PowerPoint. _____ 196

Figure 90 : Évolution du rendement de conversion en fonction de la puissance d'entree pour 4 architectures de redresseur ; figure issue de [160]. _____ 197

Figure 91 : Schema du systeme d'alimentation radiofrequences integrant les grandeurs du bilan de liaison etabli ; production personnelle realisee sur Microsoft PowerPoint. _____ 199

Figure 92 : Constante d'attenuation a defini pour trois frequences (403,5 MHz, 916,5 MHz et 2450 MHz) et differents tissus humains ; figure issue de [165]. _____ 202

Figure 93 : Propagation de l'onde dans differentes couches dielectrique selon le coefficient de Fresnel ; figure issue de [204]. _____ 204

Figure 94 : Coefficient de reflexion en puissance p_0^2 a 2,45GHz selon l'angle d'incidence de l'ondes RF pour une polarisation perpendiculaire (TE) du champ electrique. _____ 206

Figure 95 : Coefficient de reflexion en puissance p_0^2 a 2,45GHz selon l'angle d'incidence de l'onde RF pour une polarisation parallele du champ electrique. _____ 207

Figure 96 : Representation graphique du nombre de pixels alimentables selon la profondeur d'implantation pour differents angles d'incidence de l'onde dans le cas d'une polarisation perpendiculaire du champ electrique. 209

Figure 97 : Representation graphique du nombre de pixels alimentables selon la profondeur d'implantation pour differents angles d'incidence de l'onde dans le cas d'une polarisation parallele du champ electrique._____ 210

Figure 98 : Schema du systeme d'alimentation pour l'estimation du nombre de pixels pouvant etre alimentes selon le modele numerique 3D ; Production personnelle realisee sur Microsoft PowerPoint. _____ 213

Figure 99 : Rappel du graphique du parametre S_{21} (dB) du signal transmis entre l'antenne emettrice et chaque antenne individuelle receptrice, a une frequence de 2,45 GHz, selon la distance d'eloignement de l'antenne emettrice par rapport a la surface de la peau, issu du chapitre 5. _____ 216

FIGURE 100 : MODELE HFSS DE L'ETUDE EN SYMETRIE DE L'ATTENUATION DE L'ONDE DANS LE CORPS, LE CUBE ROSE REPRESENTE LE CORPS AVEC UNE PERMITTIVITE RELATIVE DE 55. IL CONTIENT DEUX ANTENNES TRIAXIALES ; (A) REPRESENTATION DU MODELE GLOBAL DE SIMULATION INCLUANT LE CORPS HUMAIN ET LES DEUX ANTENNES TRIAXIALES ; (B) REPRESENTATION DU MODELE DE SIMULATION AVEC LES DEUX ANTENNES TRIAXIALES ET LES 3 ANTENNES INDIVIDUELLES QUI LES COMPOSENT. L'ANTENNE TRIAXIALE A SE COMPOSE DES ANTENNES 1,2 ET 3 ; L'ANTENNE B SE COMPOSE DES ANTENNES 4,5 ET 6 ; FIGURES EXTRAITES DU LOGICIEL DE SIMULATION HFSS. _____ 219

FIGURE 101: PARAMETRES S21 ENTRE DEUX ANTENNES A 2,45GHZ, SOIT LE COEFFICIENT DE TRANSMISSION ENTRE DEUX ANTENNES SELON LEUR ELOIGNEMENT ENTRE ELLES DANS UN CORPS HUMAIN. _____ 220

FIGURE 102 : GRAPHIQUE DU NOMBRE DE PIXELS ALIMENTABLES SELON LA PROFONDEUR D'IMPLANTATION POUR DIFFERENTES PUISSANCES DE RECUPERATION AU NIVEAU DE LA PEAU (PROFONDEUR 0CM) A PARTIR DE DONNEES OBTENUES PAR SIMULATION HFSS. _____ 222

FIGURE 103 : COURBES COMPARATIVES DU NOMBRE DE PIXELS ALIMENTABLES NORMALISE EN FONCTION DE LA PROFONDEUR D'IMPLANTATION POUR LES RESULTATS DE CALCUL ANALYTIQUE POUR UNE POLARISATION PERPENDICULAIRE ET PARALLELE AINSI QUE LES RESULTATS ISSUS DU MODELE NUMERIQUE 3D. _____ 224

Liste de tableaux

TABLEAU 1 : CRITERES A ATTEINDRE D'UN IMPLANT CONSIDERE COMME IDEAL, GARANTISSANT UNE AUTONOMIE DU PATIENT. 31

TABLEAU 2 : TABLEAU DE SYNTHESE DES DIFFERENTES PROTHESES RETINIENNES DEVELOPPEES DANS LE MONDE. 41

TABLEAU 3 : TABLEAU COMPARATIF DES PROTHESES VISUELLES PRIMA ET POLYRETINA. 46

TABLEAU 4 : DEFINITIONS DES TERMES UTILISES DANS LE MANUSCRIT. 47

TABLEAU 5 : SYNTHESE DES TECHNIQUES DE GRAVURE DISPONIBLES AU LABORATOIRE IEMN PRESENTANT LEURS AVANTAGES ET INCONVENIENTS. 62

TABLEAU 6 : EPAISSEURS MOYENNES MESUREES ET ECART TYPE ASSOCIE EN µM POUR LES 4 PUCES CONÇUES PAR L'IEMN, FABRIQUEES PAR LE FONDEUR TSMC ET AMINCIES A L'IEMN A L'AIDE DU PROCEDE TECHNOLOGIQUE DEVELOPPE DANS LE CADRE DE CETTE THESE. 69

TABLEAU 7 : EPAISSEURS MOYENNES MESUREES ET ECART TYPE ASSOCIE EN µM POUR LES 5 PUCES DU LOT V4 CONÇUES PAR AXORUS, FABRIQUEES PAR LE FONDEUR TSMC ET AMINCIES A L'IEMN A L'AIDE DU PROCEDE TECHNOLOGIQUE DEVELOPPE DANS LE CADRE DE CETTE THESE 78

TABLEAU 8 : CAHIER DES CHARGES POUR LA DEFINITION D'UNE SOURCE D'ALIMENTATION DE L'IMPLANT DANS LE CAS D'UNE ALTERNATIVE AU MODE PHOTOVOLTAÏQUE. 96

TABLEAU 9 : CONSOMMATION MOYENNE D'UN PIXEL EN CONDITION D'UTILISATION « REELLES » AVEC UNE LUMINOSITE FLUCTUANTE APPLIQUEE SUR LA PUCE ELECTRONIQUE. 97

TABLEAU 10 : SYNTHESE DES DIFFERENTS SYSTEMES D'ALIMENTATION UTILISES DANS LES DISPOSITIFS MEDICAUX. LE TABLEAU INDIQUE LA DENSITE DE PUISSANCE GENEREE PAR LES DIFFERENTS SYSTEMES AINSI QUE LES AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE CHACUN. 116

TABLEAU 11 : DENSITE SURFACIQUE DE PUISSANCE MESUREE POUR DIFFERENTES ZONES DU CORPS HUMAIN AVEC COMME SOURCE DE PUISSANCE UNE SONDE LARGE BANDE WAVECONTROL SMP2. 141

TABLEAU 12 : NOMBRE DE PIXELS ALIMENTABLES POUR P_M = 2 nW/cm^2 DANS L'HYPOTHESE D'UN POSITIONNEMENT A LA SURFACE DU CORPS (NON IMPLANTE). 142

TABLEAU 13 : MESURE DU MODULE DE S_{21}(DB) ENTRE L'ANTENNE EMETTRICE ET RECEPTRICE SELON LA DISTANCE ENTRE LES DEUX ANTENNES EN MM ET EN CM, POUR DIFFERENTS MILIEUX DANS LESQUELS EST PLONGEE L'ANTENNE RECEPTRICE. 145

TABLEAU 14 : FREQUENCE DE RESONANCE (GHZ) ET AMPLITUDE DU PARAMETRE S_{11} (DB) DU SIGNAL DE L'ANTENNE INDIVIDUELLE 2D POUR DIFFERENTES CONFIGURATIONS DE MESURE. 180

TABLEAU 15 : FACTEUR D'ATTENUATION DANS LE CORPS $A(D_{BODY})$ SELON LA CONSTANTE D'ATTENUATION A DU TISSU ET LA PROFONDEUR D'IMPLANTATION. 203

TABLEAU 16 : FACTEUR D'ATTENUATION DANS LE CORPS A(D_{BODY}) SELON LA CONSTANTE D'ATTENUATION A POUR L'INTESTIN GRELE (SI) ET LA PROFONDEUR D'IMPLANTATION D_{BODY}. 208

TABLEAU 17 : TABLEAU DE SYNTHESE DE LA PUISSANCE REÇUE EN DB ET EN µWATT SELON LE S_{21} POUR UNE SEULE ANTENNE RECEPTRICE, AVEC UNE PUISSANCE D'EMISSION DE 50MW SOIT 17DBM. 217

TABLEAU 18 : PUISSANCE REÇUE TOTALE EN ADDITIONNANT LES PUISSANCES REÇUES DE CHAQUE ANTENNE INDIVIDUELLE (ANTENNE 4, 5 ET 6). 218

TABLEAU 19 : NOMBRE DE PIXELS ALIMENTABLES SELON LES APPROCHES D'ESTIMATION ANALYTIQUES SIMPLES (POUR LES POLARISATIONS PARALLELE ET PERPENDICULAIRE) ET PAR MODELE NUMERIQUE 3D. 223

Liste des abréviations

ATP	Adénosine triphosphate
BVA	*Bionic Vision Australia*
C_4F_8	Octafluorocyclobutane
CAO	Conception assistée par ordinateur
CEM	Compatibilité électromagnétique
CMOS	*Complementary metal-oxide-semiconductor*
Cu	Cuivre
DMLA	Dégénérescence Maculaire Liée à l'Age
DRIE	*Deep Reactive Ion Etching* (Gravure ionique réactive profonde)
EDX	*Energy dispersive X-ray spectrometry*
EM	Electromagnétique
ESIEE	École supérieure d'ingénieurs en électrotechnique et électronique
FR4	Flame Retardant-4
GSM	*Global System for Mobile Communications*
HFSS	*High Frequency Structure Simulator*
IA	Intelligence Artificielle
IEMN	Institut d'Electronique, Microélectroniques et Nanotechnologies
IR	Infrarouge
IRCICA	Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée
ISM	Industriel, Scientifique et Médical
ISO	*International Organizations for Standardisation*
K	Potassium
KOH	Hydroxyde de potassium
Li	Lithium
MEK	Méthyléthylcétone
MEMS	*Micro Electro-Mechanical Systems* (Microsystème électromécanique)
Na	Sodium
NMOS	Négatif métal–oxyde–semiconducteur
OCT	*Optical coherence tomography*
PA	Potentiel d'Action
PDMS	Polydiméthylsiloxane
PECVD	*Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition* (Dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma)
PMOS	Positif métal–oxyde–semiconducteur
PEEK	Polyétheréthercétone
PLA	Acide Polylactique
RCS	*Royal College of Surgeons*
RF	Radiofréquence
RP	Rétinite Pigmentaire
SF_6	Hexafluorure de soufre
SI	Silicium
SiO_2	Dioxyde de silicium

SOI	*Silicon On Insulator*
STS	*Suprachoroidal–transretinal stimulation*
TMAH	Hydroxyde de tétraméthylammonium
TSMC	*Taiwan Semiconductor Manufacturing Company*
UV	Ultraviolet

Préambule

Avec le vieillissement de la population, le nombre de personnes affectées par les maladies neurodégénératives, telles que la rétinite pigmentaire (RP) et la dégénérescence maculaire liée à l'âge (DMLA), est en constante augmentation. La RP est une maladie génétique caractérisée par la dégénérescence des photorécepteurs. Les symptômes apparaissent généralement entre l'enfance et l'âge de 30 ans, et se manifestent par un déficit visuel dans des environnements peu éclairés et une diminution de la vision périphérique, pouvant évoluer vers une atteinte de la vision centrale. La DMLA se caractérise par une perte de vision centrale causée par la dégénérescence des photorécepteurs au centre de la rétine. Deux formes principales de la maladie existent : la DMLA humide, associée à une vascularisation anarchique de l'œil, et la DMLA sèche, dans laquelle une partie de la rétine s'amincit et se détériore, entraînant une altération de la vue. Bien que des solutions thérapeutiques soient disponibles pour la DMLA humide, il n'existe actuellement aucun traitement pour guérir de la DMLA sèche et la RP. Il a été estimé par la Haute Autorité de Santé que la DMLA devrait augmenter de 50% d'ici vingt ans et doubler dans 30 ans [1]. Cette maladie devrait alors concerner plus d'un million de personnes en France.

Afin de restaurer les capacités visuelles des patients atteints de RP et de DMLA, des recherches sont en cours pour développer des implants rétiniens. Dans cette optique, l'Institut d'électronique, de microélectronique et de nanotechnologie (IEMN de Lille), et Axorus, une start-up fondée en 2019, ont mis en place une collaboration pour développer et concevoir le prototype d'une puce électronique afin d'aboutir à un implant rétinien autonome. Axorus a intégré dans cette puce électronique un capteur optique composé du "neurone artificiel", un circuit électronique reproduisant la signature électrique d'un neurone biologique, appelé spike. Le capteur optique et le neurone artificiel ont tous les deux été développés et brevetés par l'IEMN dans le cadre du projet SPINE [2], [3], [4]. La puce est donc composée du neurone artificiel, de transistors, de photodiodes et d'un réseau de microélectrodes sur un substrat de silicium. Elle est alimentée par la lumière naturelle et le signal lumineux est directement converti en signal électrique sous forme de spike, dont la fréquence varie linéairement avec la puissance lumineuse. L'implant sera implanté sous la rétine, offrant ainsi une alternative prometteuse pour remplacer les photorécepteurs défaillants et restaurer la fonction visuelle chez les patients atteints de RP et de DMLA. Le du neurone artificiel pourrait être utilisé dans le cadre d'autres types d'applications médicales afin de stimuler électriquement avec des spikes des cellules nerveuses du corps. Dans ces conditions, il est à noter que cet implant médical ne pourra pas être alimenté grâce au

mode photovoltaïque, n'ayant pas accès à la lumière naturelle, rendant nécessaire l'ajout d'une autre source d'énergie.

Les problématiques de ce travail de thèse résident dans la conception et la réalisation d'implants rétiniens ajustables à la forme de la rétine, une caractéristique que nous désignerons par le terme « conforme » dans la suite du propos, mais également dans l'obtention d'un dispositif médical implantable qui fonctionnera de façon autonome sur le plan énergétique pour des applications médicales (hors implant rétinien) ne bénéficiant pas de l'accès à la lumière directe. Deux axes majeurs seront ainsi explorés dans ce manuscrit pour répondre à ces problématiques. En premier lieu, il s'agira de développer un implant rétinien flexible, non délabrant, assurant une adaptation optimale à la forme hémisphérique de la rétine. En second lieu, nous nous concentrerons sur le développement d'une source d'énergie capable d'alimenter un pixel élémentaire (composé d'un neurone artificiel et d'une électrode de stimulation), placé dans le corps et en condition d'obscurité. Nous établirons alors la puissance nécessaire pour alimenter ce pixel, puis nous travaillerons sur la sélection et le développement de solutions innovantes pour lui assurer son alimentation et donc son autonomie en termes d'énergie.

Le premier axe consiste à améliorer l'adaptabilité de l'implant rétinien qui doit être inséré dans une ouverture de 6 mm et qui doit suivre la forme de la rétine. Pour cela, il faut que l'épaisseur de l'ensemble « circuit électronique sur substrat silicium » atteigne 30 µm pour préserver les photorécepteurs et les cellules à stimuler. A cette épaisseur, les propriétés mécaniques du silicium permettent de bénéficier d'une courbure légère de la puce électronique afin d'épouser la forme de la rétine. Pour atteindre cet objectif, une méthode d'amincissement utilisant la technique DRIE (Deep Reactive Ion Etching) a été développée pour obtenir un substrat silicium mince et conformable. Dans l'objectif de fabriquer à terme des implants matriciels larges, des travaux ont été conduits pour ajouter un substrat flexible en face arrière de la puce électronique amincie. Ce film servira à la manipulation et aussi de couche de protection puisque le silicium n'est pas un matériau considéré comme « biocompatible ».

Le deuxième axe de recherche vise à identifier une ou plusieurs sources d'énergie alternatives au photovoltaïque pour le développement d'implants médicaux adressant des applications médicales en dehors du champ de la rétine humaine. Ces sources énergétiques doivent non seulement fournir un niveau de puissance adéquat pour alimenter le neurone artificiel afin de stimuler les neurones biologiques, mais elles doivent également répondre aux contraintes fixées suivantes : miniaturisées, biocompatibles et ne dépassant pas 1 cm^3 de volume. De plus, un critère essentiel repose sur la durabilité du système d'alimentation, qui doit maintenir une fonctionnalité opérationnelle pendant au moins 10 ans pour assurer une utilisation à long terme dans le corps humain. Après avoir examiné la

littérature, le choix de la source d'énergie s'est porté sur les sources radiofréquences (RF). Un système d'alimentation a ainsi été établi, se composant d'une première partie avec une antenne émettrice extérieure au corps et d'une seconde partie avec une antenne réceptrice implantée dans le corps. Nous avons alors entrepris de concevoir une antenne méandrée dite « triaxiale », opérant à 2,45 GHz et encapsulée dans un polymère appelé PEEK (Polyétheréthercétone). Notre antenne a été conçue et simulée sous le logiciel HFSS *(High Frequency Structure Simulator),* puis fabriquée et caractérisée expérimentalement. Dans le cadre des travaux menés par la suite, le nombre de pixels pouvant être alimentés par notre système a été estimé selon deux approches, analytique simplifiée et numérique 3D, afin de nous guider pour de futurs choix sur d'éventuelles applications médicales.

Pour répondre à nos problématiques, le choix a été fait de diviser ce manuscrit en six chapitres. Les chapitres 1 et 2 se concentrent sur l'axe concernant le développement d'un implant rétinien conformable exploitant le capteur optique et la lumière naturelle :

- Chapitre 1 : Implant rétinien capable de restaurer la vision à l'aide du capteur optique
- Chapitre 2 : Conformabilité de l'implant

Les chapitres 3, 4, 5 et 6 se concentrent sur la recherche et le développement d'un système énergétique pour un futur implant médical dans le corps, utilisant le neurone artificiel placé à l'obscurité.

- Chapitre 3 : Source d'alimentation appliquée à un dispositif médical implanté
- Chapitre 4 : Récupération de puissance dans le domaine des radiofréquences à l'intérieur d'un corps humain
- Chapitre 5 : Conception, simulation, réalisation et caractérisation de l'antenne RF triaxiale
- Chapitre 6 : Estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés

Etant issue d'une formation technologique axée sur les matériaux (Ecole d'ingénieur Denis Diderot, Paris, spécialité matériaux et nanotechnologiques ; IUT de Paris-Pajol, Paris, spécialité matériaux et contrôles physico-chimiques), j'ai pu tout au long de ma thèse mobiliser les différentes compétences disponibles aux laboratoires IEMN et IRCICA. J'ai ainsi été en particulier encadrée et accompagnée tout au long des étapes de ma thèse par mes directrices de thèse Virginie HOEL (Pr.), Christel VANBESIEN-MAILLIOT (Pr.), mon co-encadrant Alexis VLANDAS (CR), et mon encadrante entreprise chez Axorus Hélène MOULET (PhD). J'ai également bénéficié de l'accompagnement scientifique de Philippe Mariage (MCF). J'ai pu bénéficier de ses compétences dans le domaine des antennes, de la CEM (Compatibilité Electromagnétique) et des outils de CAO (Conception Assisté par Ordinateur), indispensables pour mener à bien cette partie du projet. Enfin j'ai également pu être accompagnée

scientifiquement par Marc Faucher (DR) au travers de ses compétences portant sur la technique DRIE pour le développement du protocole d'amincissement.

Chapitre 1 : Implant rétinien capable de restaurer la vision à l'aide du capteur optique

Ce chapitre a vocation à présenter le contexte et les objectifs du travail de thèse exposés dans ce manuscrit pour le développement d'un implant rétinien. Pour cela, il est composé de trois grandes parties. La première partie présente le neurone artificiel biomimétique et le capteur optique développés et brevetés à l'IEMN dans le cadre du projet SPINE et les restitue dans leur contexte. Elle introduit les concepts de biomimétisme et la définition du neurone biologique. Le neurone artificiel neuroinspiré et le capteur optique, éléments centraux dans la conception et le fonctionnement de l'implant rétinien d'Axorus, sont également décrits en mettant en avant leurs propriétés et spécificités. Nous retrouverons également ces deux composants à de multiples reprises dans l'ensemble de ce manuscrit. La seconde partie se focalise sur les prothèses rétiniennes déjà existantes pour la restauration visuelle de patients atteints de pathologies affectant les photorécepteurs. L'œil et le mécanisme de transmission visuelle sont définis dans cette partie. Les pathologies visées, à savoir la DMLA et la RP sont également décrites ainsi que leurs symptômes. Les différents types de prothèses rétiniennes, à savoir les prothèses sous-rétiniennes, épirétiniennes et suprachoroïdiennes sont définies. Afin d'évaluer l'état actuel des technologies des prothèses rétiniennes et définir les opportunités d'amélioration, une étude de la littérature sur les différentes prothèses rétiniennes existantes est réalisée. Un état de l'art est également réalisé pour évaluer les performances actuelles des prothèses rétiniennes les plus avancées en termes d'acuité visuelle et de champ de vision. Enfin, la troisième partie de ce chapitre expose les objectifs scientifiques de la thèse, dans le but d'obtenir un implant rétinien conformable, qui s'adapte à la zone d'implantation, tout en étant autonome en énergie et durable dans le temps. Pour être conformable l'implant doit donc être aminci à une épaisseur de 30 µm afin de pouvoir suffisamment se courber pour épouser la forme de la rétine et ne pas déformer la rétine. Le développement d'un procédé d'amincissement est nécessaire en s'adaptant aux contraintes imposées par les fondeurs industriels (TSMC, *Taiwan Semiconductor Manufacturing Company*). Le concept de l'implant rétinien basé sur le capteur optique est également détaillé. Au préalable, les termes spécifiques pour la description de différents éléments liés à l'implant rétinien sont définis (pixels, puce, implant rétinien). Ces termes seront utilisés tout au long du manuscrit.

1. Contexte : un neurone artificiel biomimétique

1.1. Définition du biomimétisme

Le biomimétisme est une approche scientifique qui s'inspire des formes, des propriétés, des processus et/ou des fonctions du vivant, en les imitant ou en les adaptant pour résoudre des problèmes humains et concevoir de nouvelles technologies [5]. Ce domaine s'étend des niveaux nanométriques aux écosystèmes macroscopiques. Cette approche examine la façon dont les êtres

vivants ont fait face à des problèmes complexes au cours de l'évolution et a pour but d'utiliser les solutions développées par la nature pour résoudre des problèmes techniques humains. La norme ISO (*International Organizations for Standardisation*, Organisation internationale de normalisation) 18458 relative à la biomimétique (les normes ISO visent à établir des standards uniformes pour la gestion, les services et le développement de produits dans le secteur industriel) propose de structurer cette approche en trois étapes. D'abord une analyse des systèmes biologiques, puis l'abstraction en un modèle, enfin l'application de ce modèle au développement technique ou organisationnel répondant à un besoin particulier [6], [7].

Ce domaine émergent couvre un large éventail d'activités telles que la recherche, la technologie, la médecine, l'industrie et la bioéconomie. Le biomimétisme comprend plusieurs sous-domaines, notamment la bionique (imitation de structures biologiques pour concevoir des technologies), la bioassistance (utilisation de principes biologiques pour améliorer les capacités humaines) et l'architecture biomimétique (intégration de stratégies biologiques dans la conception architecturale de bâtiments)[8], [9].

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous allons plus particulièrement nous intéresser à la neuroinspiration. Il s'agit d'une approche qui s'inspire des principes et des mécanismes du système nerveux, notamment du cerveau, pour concevoir des systèmes artificiels, des algorithmes ou des technologies. L'étude de Zhang *et al.* sur le développement d'un hydrogel conducteur neuroinspiré pour des capteurs portables est un exemple de dispositif neuroinspiré [10]. En effet, dans cette étude, la structure du neurone est imitée afin d'améliorer la structure de l'hydrogel cela permet d'obtenir un hydrogel conducteur plus flexible et plus stable. Le capteur est plus sensible que d'autres capteurs souples basés sur des hydrogels.

La stratégie utilisée pour la neuroinspiration implique l'observation et la compréhension des processus biologiques liés au fonctionnement des neurones et du cerveau afin de mimer les fonctions cognitives humaines pour les appliquer à des domaines de recherche comme le calcul neuromorphique, qui est une approche de traitement des données qui tire son inspiration du mode de fonctionnement du cerveau humain, et l'intelligence artificielle (IA) [11], [12]. La revue de Hassabis *et al.* explore les liens entre la neuroinspiration et l'intelligence artificielle [13]. La neuroinspiration offre une source d'inspiration pour de nouveaux algorithmes et architectures en IA, indépendamment des méthodes traditionnelles. Cette approche permet également une meilleure compréhension des mécanismes cognitifs, améliorant les performances des systèmes d'IA.

1.2. Le neurone biologique

1.2.1. Définition et structure du neurone biologique

Un neurone vivant est une cellule capable de générer et transmettre des informations à d'autres cellules du corps humain par le biais de signaux électriques et chimiques. Dans le cerveau, les neurones établissent entre eux de vastes réseaux de communication dynamiques et interconnectés qui sont au cœur de nombreuses fonctions physiologiques vitales pour les êtres vivants. Parmi ces fonctions, nous comptons la perception sensorielle (à laquelle participent les neurones de l'œil présenté en partie 2.1 de ce chapitre), permettant de capturer et de traiter les stimuli de l'environnement, la motricité, assurant le contrôle des mouvements et des actions, ainsi que des processus cognitifs plus complexes tels que l'apprentissage et la mémoire.

La structure générique d'un neurone peut se décomposer en trois parties distinctes : les dendrites, arborescence souvent très dense, qui reçoivent les informations des neurones en amont ; le soma ou corps cellulaire qui contient la majorité des organites cellulaires ; et l'axone, en général unique, est un long prolongement qui se termine par une extrémité très ramifiée appelée l'arborisation terminale, au niveau de laquelle se trouvent les boutons synaptiques. La Figure 1 est une photographie d'un neurone biologique et des trois parties le constituant. Elle montre la forme générale d'un neurone et permet de distinguer le soma, l'axone et les dendrites.

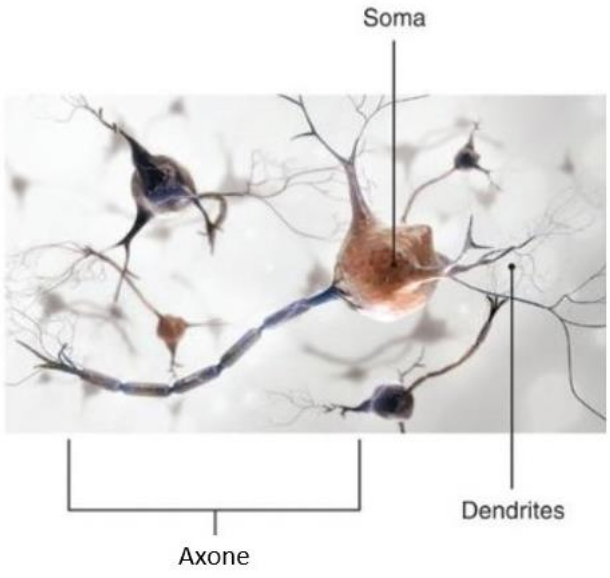


Figure 1 : Photographie d'un neurone et les trois parties le constituant : le soma, l'axone et les dendrites ; figure issue de [14].
Le soma contient la majorité des organites cellulaires : noyau, réticulum endoplasmique, appareil de Golgi, mitochondries, vésicules intracellulaires. Les dendrites (du grec dendron, « arbre ») sont des ramifications très nombreuses/denses qui qui aboutissent au soma. Ils constituent la zone principale de réception des informations en provenance des neurones en amont. L'axone est un prolongement du soma qui transmet l'influx nerveux aux autres neurones et peut atteindre pour certains plus d'un mètre de longueur **[15]**.

La communication entre deux neurones au sein d'un même réseau est un processus électro-chimique complexe, impliquant à la fois des éléments électriques et chimiques. Cette interaction repose sur des échanges ioniques de part et d'autre de la membrane plasmique neuronale, générant ainsi des impulsions électriques. Des messagers chimiques appelés "neuromédiateurs" jouent un rôle essentiel dans cette communication interneuronale.

Les neuromédiateurs regroupent plusieurs catégories, comprenant les neurotransmetteurs, les neuromodulateurs et les neurohormones. Les neurotransmetteurs, tels que l'acétylcholine, ont un impact immédiat en déclenchant ou supprimant un potentiel d'action (PA) lorsqu'ils interagissent avec un neurone spécifique. En revanche, les neuromodulateurs, tels que la dopamine, modulent la force d'une communication préexistante entre deux neurones, sans avoir d'effet isolé sur un neurone inactif. Enfin, les neurohormones, une autre catégorie de neuromédiateurs, sont des molécules sécrétées par un neurone et libérées dans la circulation sanguine. Elles exercent ainsi leur influence dans le voisinage immédiat des neurones qui les ont produits mais aussi à longue distance, agissant sur des organes cibles qui possèdent les récepteurs appropriés. Ainsi, la communication neuronale s'articule autour de mécanismes électriques et chimiques complexes, régulant divers aspects du fonctionnement du système nerveux.

1.2.2. Fonctionnement du neurone biologique

1.2.2.1. Le potentiel de repos

Les neurones sont des cellules électriquement actives. La génération et la propagation des signaux électriques dans les neurones, appelés potentiels d'action, sont permises grâce à des échanges ioniques au travers de la membrane neuronale. En particulier, les ions sodium (Na^+) et potassium (K^+) jouent un rôle essentiel dans le maintien actif d'un déséquilibre ionique, contre leurs gradients de concentration respectifs, de part et d'autre de la membrane neuronale, appelé potentiel de repos. Ce potentiel de repos est généralement mesuré entre -60 mV et -80 mV.

Ce déséquilibre ionique repose sur l'activité permanente de la pompe sodium-potassium, une protéine transmembranaire qui utilise l'énergie de l'ATP (adénosine-triphosphate) pour transporter les ions sodium et potassium à contre-courant de leurs gradients de concentrations. Le sodium étant plus concentré dans le milieu extracellulaire et le potassium à l'intérieur du neurone, cette pompe assure l'échange des ions sodium provenant du milieu intracellulaire avec les ions potassium du milieu extracellulaire dans une proportion spécifique (3 Na^+/2 K^+) [16]. Son rôle consiste à maintenir le potentiel de repos des cellules nerveuses, musculaires et cardiaques. C'est cette différence de potentiel qui fait que les neurones sont des cellules électriquement actives.

1.2.2.2. Mécanismes du potentiel d'action

Les potentiels d'action, ces impulsions électriques produites par les neurones, sont également appelés "spikes". Ils sont cruciaux pour la communication neuronale. Les neurones produisent ces impulsions électriques uniformes en forme et en amplitude. La Figure 2 est une représentation de la forme générique d'un potentiel d'action émis par dans un neurone. Elle illustre les différentes phases caractéristiques d'un potentiel d'action décrites dans le paragraphe suivant. Les études menées par les chercheurs britanniques Andrew Huxley et Alan Hodgkin dans les années 1940 et 1950 ont permis de comprendre comment fonctionnent les potentiels d'action [17]. Sur la base des travaux de A. Huxley et A. Hodgkin, un modèle mathématique a été proposé par ces deux auteurs, qui leur a valu le prix Nobel de physiologie ou médecine en 1963.

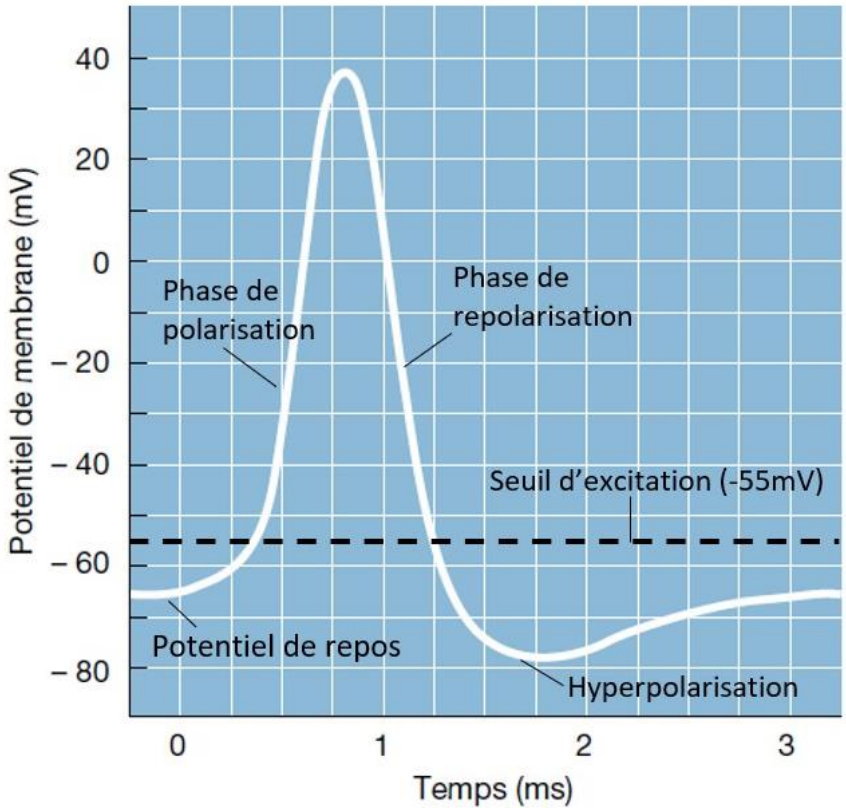


Figure 2 : Potentiel d'action dans un neurone ; figure issue et adaptée de [18].
Lors d'une dépolarisation locale, lorsqu'un neurone reçoit un signal électrique, le potentiel de la membrane atteint environ 30-40 mV pour une amplitude d'environ 100 mV et un seuil d'excitation à -55mV. Une fois le signal de départ déclenché, le potentiel d'action conserve la même amplitude lors de sa propagation le long d'un axone. C'est ce processus qui permet aux neurones de transmettre rapidement et efficacement des informations électriques dans le système nerveux. En raison de cette courte période, les neurones peuvent produire des centaines d'impulsions par seconde. De plus, la fréquence à laquelle un neurone crée des potentiels d'action varie selon les stimuli et le type de neurone. La fréquence des potentiels d'action représente l'intensité du stimulus. Les différentes étapes sont donc les suivantes : 1. état de repos ; 2. phase de dépolarisation du potentiel d'action ; 3. phase de repolarisation du potentiel d'action ; 4. Hyperpolarisation.

Lorsqu'un neurone est stimulé, soit chimiquement, soit électriquement, soit mécaniquement, les canaux ioniques perméables au sodium s'ouvrent, ce qui provoque une entrée massive dans le neurone d'ions sodium chargés positivement. Ces charges positives en excès vont s'accumuler à la face interne de la membrane neuronale et provoquer une inversion de la charge à l'intérieur du neurone, ce qui produit une dépolarisation membranaire localisée appelée potentiel post-synaptique excitateur. Si cette légère dépolarisation dépasse le seuil d'activation du neurone (~-55 mV), alors un potentiel d'action est déclenché et le potentiel de membrane atteint +40 mV (voir Figure 2). A ce niveau les canaux ioniques perméables au sodium se referment et, ceux perméables au potassium s'ouvrent, ce qui provoque la sortie d'ions potassium : cette perte de charges positives abaisse le potentiel de membrane et contribue à la deuxième phase du potentiel d'action, la repolarisation qui permet au neurone de rétablir un potentiel de membrane négatif. La dernière phase du potentiel d'action, appelée période réfractaire, se traduit par une inactivation de ces canaux voltage-dépendants, pendant que la pompe sodium/potassium rétablit les équilibres ioniques de part et d'autre de la membrane neuronale[19], [20]. L'intervalle entre le début d'un potentiel d'action et la fin de la période réfractaire est généralement de 1 à 2 millisecondes (ms) pour la plupart des neurones. La Figure 3 est un schéma du principe du potentiel de membrane. Elle illustre les différents types de canaux ioniques qui contribuent au maintien du potentiel de membrane et à la production de potentiels d'action des neurones.

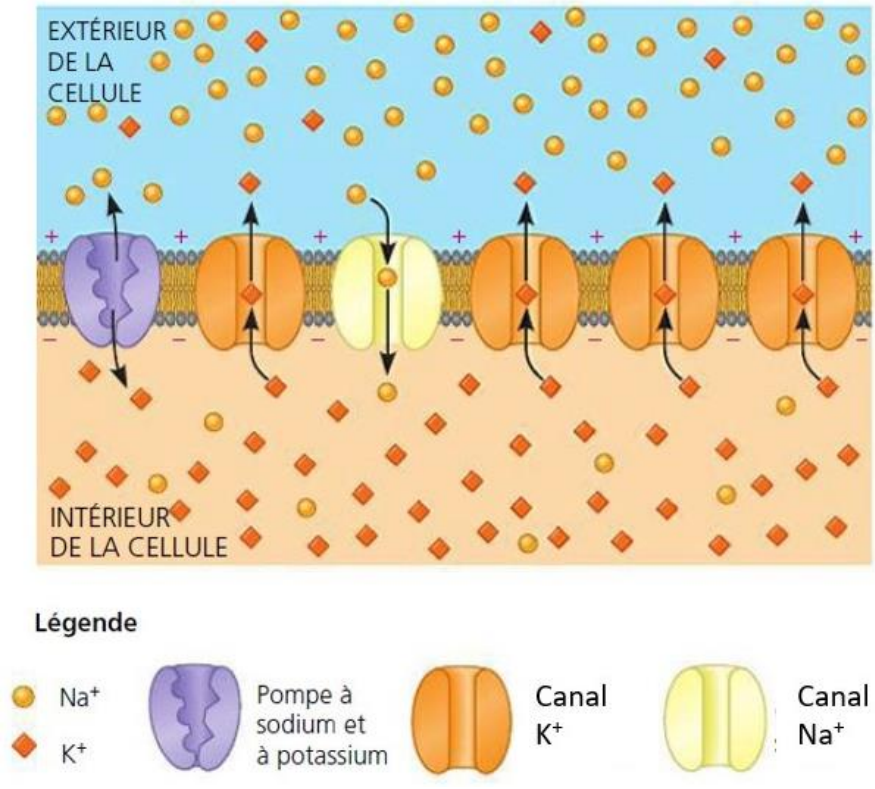


Figure 3 : Schéma du principe du potentiel de membrane ; figure issue et adaptée de [21].

1.2.3. Synthèse de la neuroinspiration et introduction du neurone artificiel

Nous avons donc établi les bases fondamentales d'un neurone biologique, en décrivant son fonctionnement et les principes sous-jacents de la communication neuronale. Le codage neuronal est un principe important du système nerveux qui traduit ou représente l'information à travers un ou plusieurs trains de potentiels d'action, de façon séquentielle pour coder une information spécifique. Les réseaux de neurones à impulsions (*Spiking Neural Networks)*, qui ressemblent aux réseaux neuronaux naturels, reproduisent l'échange entre neurones par l'intégration des impulsions et la redescente de l'activation [22], [23], [24].

En explorant le concept de neuroinspiration (qui consiste à appliquer les principes et connaissances relatives aux neurones vivants à des domaines technologiques), le développement d'un neurone artificiel a été possible. Dans le cadre du projet SPINE, une équipe de l'IEMN a investi ce champ de recherche avec succès et a créé un neurone artificiel aux performances inédites, présenté dans la partie suivante, avec l'idée de mimer un spike biologique [4]. Ce spike biologique, comme défini précédemment, se caractérise par une dépolarisation locale atteignant un maximum d'environ 40 mV pendant une durée de 1 à 2 ms. Le neurone artificiel est capable de reproduire ce signal quasiment à l'identique et se distingue par une très faible consommation d'énergie. La description du principe et du fonctionnement de ce neurone artificiel est réalisée dans la partie suivante.

La conception de neurones artificiels a été initialement envisagée pour des applications de calcul neuromorphique [2], mais elle s'étend également à des domaines tels que les interfaces cerveau-machine, l'intelligence artificielle adaptative et la résolution de problèmes complexes. Les neurones artificiels offrent également des perspectives intéressantes pour des applications potentielles dans divers domaines technologiques comme les dispositifs médicaux.

1.3. Le neurone artificiel

1.3.1. Principe et fonctionnement

Le domaine émergent de l'ingénierie neuromorphique, également connu sous le nom de traitement bio-inspiré de l'information, se concentre sur la création de systèmes artificiels basés sur les caractéristiques physiques des réseaux de neurones vivants. Ce domaine permet la conception de systèmes intelligents, à la fois cognitifs et apprenants.

Dans le cadre du projet SPINE mené par une équipe de l'IEMN, un « neurone artificiel » unique se basant sur le modèle neuronal de Morris-Lecar [25] a été inventé. Il s'agit d'un circuit qui se distingue par son efficacité énergétique exceptionnelle et sa grande flexibilité dans la génération des spikes. Sa

fabrication utilise une technologie CMOS (*Complementary metal-oxide-semiconductor*) standard de 65 nm (TSMC). Il est capable de produire un potentiel d'action proche de celui des neurones vivants en termes de formes, de constantes de temps et d'amplitude. Il est décrit dans l'article de Sourikopoulos *et al.* [2].

Les équations caractéristiques de ce modèle sont les suivantes :

$$I_{ex} = C_m \frac{dV_m}{dt} + I_{Na} + I_K + I_L \quad (1)$$

$$I_{Na} = G_{Na} m_{ss}(V_m).(V_m - E_{Na}) \quad (2)$$

$$I_K = G_K.n.(V_m - E_k) \quad (3)$$

$$I_L = G_L(Vm - E_L) \quad (4)$$

$$\frac{dn}{dt} = \lambda(V_m).(n_{ss}(V_m) - n) \quad (5)$$

$$m_{ss}(V_m) = \frac{1}{2}.\left[1 + Tanh\left(\frac{V_m V_1}{V_2}\right)\right] \quad (6)$$

$$n_{ss}(V_m) = \frac{1}{2}.\left[1 + Tanh\left(\frac{V_m V_3}{V_4}\right)\right] \quad (7)$$

$$\lambda(V_m) = \lambda_0.\mathrm{Cosh}\left(\frac{V_m V_3}{2V_4}\right) \quad (8)$$

Les différents éléments de ces équations sont les suivants :

- I_{ex} : courant d'excitation
- C_m : capacité de membrane
- V_m : potentiel de membrane
- I_{Na} : courant sodium
- I_K : courant potassium
- I_L : courant de fuite
- n : coefficient d'activation du potassium
- m_{ss} et n_{ss} : coefficients d'activation du sodium et du potassium en régime stationnaire indépendant du temps
- E_{Na} et E_K : potentiels de Nernst du sodium et du potassium
- G_{Na} et G_K : conductances maximales des ions sodium et potassium
- E_L et G_L : potentiel de Nernst et conductance de fuite
- $V_{1\text{-}4}$ et λ_0 : constantes du modèle

A partir de ces équations et des propriétés mathématiques connues du modèle de Morris-Lecar, il est possible de concevoir un circuit électronique représenté en Figure 4 se basant sur les équations. Dans ce circuit, les courants du sodium et du potassium sont simulés respectivement par des

transistors PMOS et NMOS. Pour la conception du circuit, des transistors qui fonctionnent en dessous du seuil ont été utilisés, ce qui permet un contrôle exponentiel du courant de drain par la tension de grille. L'utilisation de cette méthode a permis l'intégration de fonctions non linéaires, soit les fonctions « tangente hyperbolique » du modèle de Morris-Lecar, à l'aide d'inverseurs tout en fonctionnant sous une tension d'alimentation minimale. Cela a conduit à des économies d'énergie importantes. Les neurones artificiels créés se distinguent en effet par leur très faible consommation d'énergie (4fJ/spike), marquant une avancée significative de deux ordres de grandeur par rapport aux neurones artificiels existants et de trois ordres de grandeur par rapport aux neurones biologiques. Cette caractéristique est un avantage important, en particulier pour les utilisations de calcul médical ou neuro-inspiré. Le modèle élaboré peut être étendu à une variété d'optimisation de performances, telles que la simplification de la conception pour une réduction accrue de la consommation d'énergie et de la surface de silicium, adaptée aux architectures de réseaux neuronaux à faible consommation d'énergie.

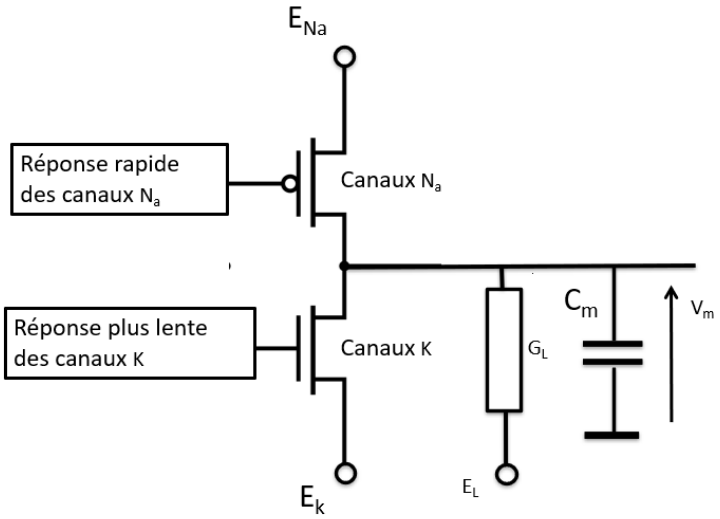


Figure 4 : Schéma de principe du circuit électronique simulant le modèle Morris-Lecar ; figure fournie par l'IEMN.

La Figure 5 représente le modèle complet du neurone artificiel et est donc réalisée à partir du circuit électronique à 8 transistors simulant le modèle de Morris-Lecar. Dans ce circuit complet, V_{dd} représente le potentiel positif (E_{Na}) et V_{ss} le potentiel négatif (E_k). Le circuit de réaction positive (pull up) qui correspond à la partie croissante du spike est représenté en rouge, la contre-réaction (pull down) qui correspond à la phase descendante du spike est en bleu, et la conductance de fuite qui permet de fixer la valeur du potentiel de repos est en vert. En noir, la capacité de membrane C_m permet de moduler la fréquence de spikes. Une capacité C_k est ajoutée à la sortie du double inverseur (MP2-MN2, MP3-MN3) pour simuler le retard avec lequel s'ouvrent les canaux potassium. Cette capacité C_k

permet de modifier la largeur de spike. Le rapport C_k/C_m est choisi pour fixer l'amplitude du spike : plus C_K/C_m est grand, plus le retard de la conduction de MN_k est grand et donc plus l'amplitude du spike est importante.

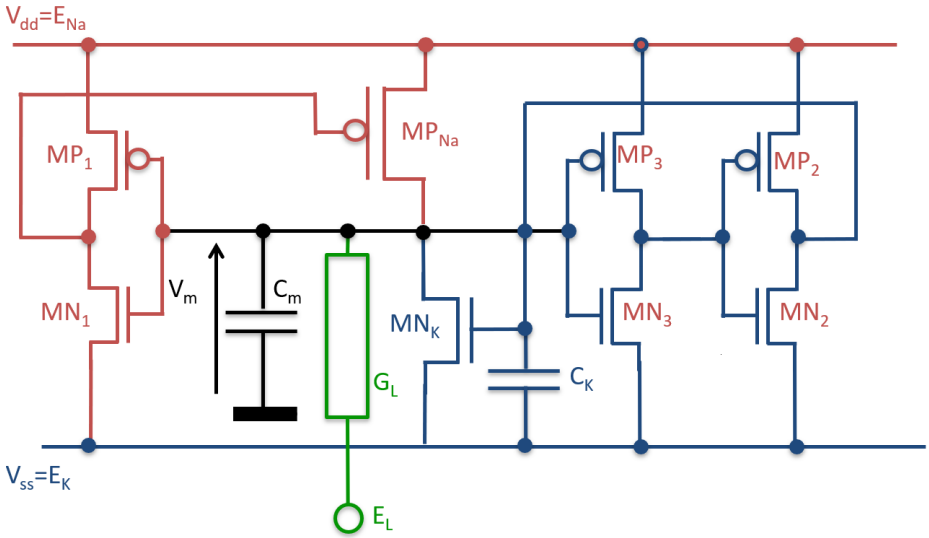


Figure 5 : Schéma complet du circuit électronique à 8 transistors simulant le modèle de Morris-Lecar, V_{dd} représente le potentiel positif (Ena), V_{ss} le potentiel négatif (Ek), en rouge e circuit de réaction positive (pull up), en bleu la contre-réaction (pull down), en vert la conductance de fuite et en noir la capacité de membrane C_m ; figure adaptée de [2].

Le signal issu du neurone artificiel est représenté en Figure 6. La Figure 6(a) résulte de la simulation du circuit biomimétique, la Figure 6(b) est le modèle de référence et la Figure 6(c) correspond à la réponse expérimentale. Ces résultats montrent que les réponses des trois modèles sont très similaires. Trois spikes sont créées pendant l'excitation pour chaque modèle. Le modèle de référence a une amplitude de spike légèrement décroissante, tandis que le circuit du neurone artificiel a une amplitude constante. La forme du premier spike dans la mesure varie en raison de la condition initiale imposée par l'excitation.

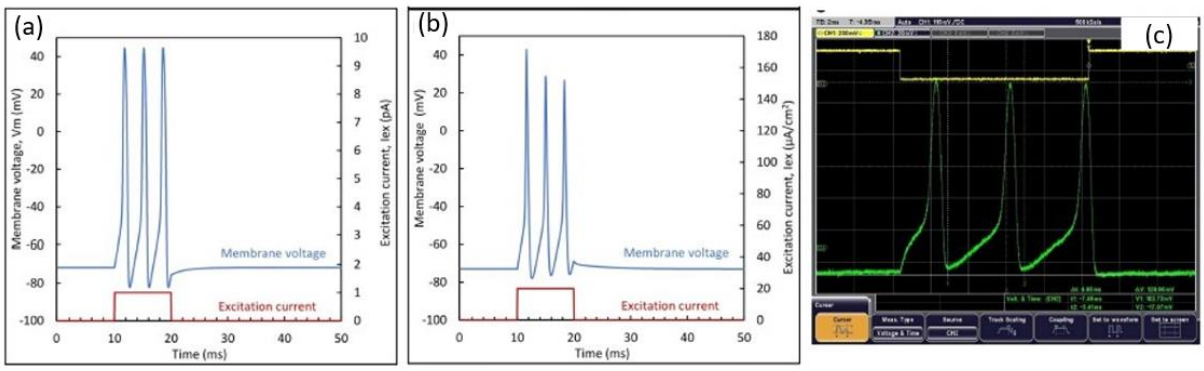


Figure 6 : Forme d'onde de sortie (a) de la simulation du circuit biomimétique (b) du modèle de référence et (c) de la réponse expérimentale à un courant d'impulsion excitateur. La tension par paliers indiquée en haut contrôle la génération du courant d'excitation ; figure issue de [2].

1.3.2. Etat de l'art du neurone artificiel

Dans les deux articles de Z. Jouni *et al.* datant de 2022 et 2023 [26], [27], un état de l'art de neurones artificiels neuromorphiques implémentés dans la technologie CMOS a été réalisé. Selon l'étude de Z. Jouni *et al.* de 2023, l'équipe de Besrour *et al.* a réalisé un dispositif à la consommation énergétique de 1,2fJ/spike, la plus basse à notre connaissance, la forme du signal électrique est un signal triangle presque parfait et diffère d'un signal de spike [10]. Le neurone artificiel du projet SPINE utilisé dans notre étude a une consommation énergétique de 4fJ/spike. Notre neurone artificiel, sous sa version biomimétique, reproduit avec précision la forme du signal d'un neurone vivant. Le neurone artificiel de Besrour *et al.* possède la meilleure performance en terme de consommation mais la forme du signal électrique s'écarte de celle d'un spike biologique. Si nous considérons la forme réelle d'un spike biologique, le neurone artificiel développé à l'IEMN et utilisé dans les travaux de cette thèse, possède la meilleure consommation énergétique.

F. Danneville *et al.* en 2019, en utilisant la même technologie que le projet SPINE, a modifié le circuit afin de diminuer la consommation du neurone artificiel. Pour cela, la capacité (de rétroaction) a été abaissée à 5 fF, la largeur de grille des transistors a été réduite à 120 nm et la tension d'alimentation a été abaissée jusqu'à 200 mV. Les auteurs ont ainsi obtenu une consommation inférieure 2 fJ/spike [28]. Ceci est une amélioration, avec une consommation divisée par 2 par rapport à la conception originale de I.Sourikopoulos *et al.*

En conséquence, le neurone artificiel biomimétique reste actuellement la meilleure solution technologique pour les applications dans le domaine de la santé nécessitant une reproduction fidèle des signaux neuronaux.

1.3.3. Synthèse du neurone artificiel

Le circuit développé à l'IEMN est à notre connaissance le neurone artificiel biomimétique le plus performant et qui mime au mieux les signaux électriques (spikes) d'un neurone biologique. Sa création est une avancée majeure dans le domaine de l'ingénierie neuromorphique, et permet d'envisager de nombreuses applications potentielles. La capacité d'un neurone artificiel à reproduire fidèlement le signal d'un neurone biologique permettrait de développer des dispositifs médicaux pour le traitement des troubles neurologiques. Le concept d'implant offre une perspective pour remédier à certains déficits neurologiques et améliorer la qualité de vie des patients. Au-delà du domaine médical, le neurone artificiel pourrait jouer un rôle important dans la transmission et le traitement de l'information en combinant ses capacités avec des systèmes d'intelligence artificielle.

En première application, le neurone artificiel a été couplé à des photodiodes et des transistors afin de réaliser un capteur optique, également breveté par l'IEMN [3]. Ce capteur optique, décrit dans la partie suivante, se distingue par sa capacité à faire varier linéairement la fréquence de spikes générés par le circuit avec l'intensité lumineuse appliquée sur le capteur. Dans le cadre de cette thèse, le capteur sera exploité pour la réalisation d'un implant rétinien. Certaines pathologies de la rétine provoquent la « mort » des photorécepteurs. En se substituant à ces photorécepteurs, les capteurs optiques ont pour but de restaurer la perception visuelle du patient.

1.4. Le capteur optique

1.4.1. Définition du capteur optique

Le capteur optique est un circuit développé en utilisant le neurone artificiel. La Figure 7 représente deux topologies différentes proposées pour exciter le neurone artificiel. Ces circuits visent essentiellement à contrôler et à moduler la valeur du courant de sortie (I_p ou I_n) qui va exciter le neurone au moyen de la puissance lumineuse incidente appliquée sur la photodiode. Pour ce faire, une jonction PN est utilisée, comme dans un dispositif à photodiode intégrée typique, pour capter la lumière. Cette photodiode peut être connectée à la grille soit d'un transistor NMOS (MN), soit d'un transistor PMOS (MP).

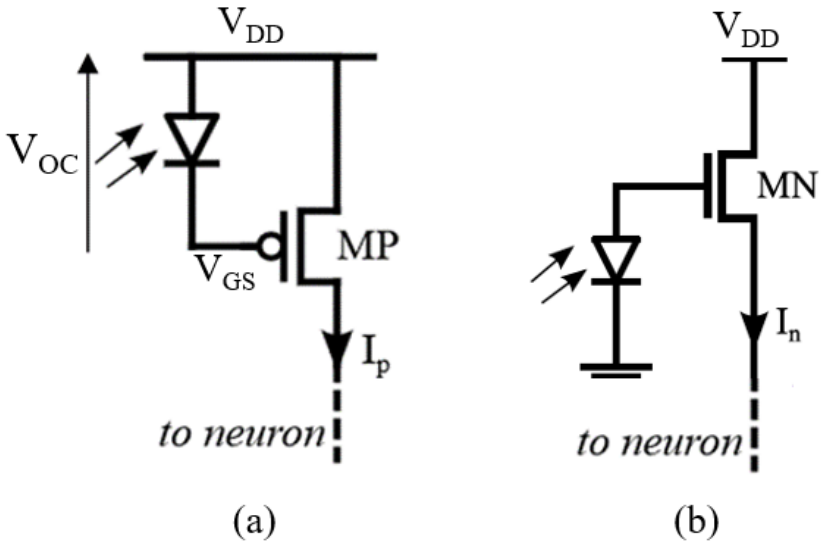


Figure 7 : Courant d'excitation avec une diode en mode photovoltaïque (direct) avec (a) un transistor PMOS et (b) un transistor NMOS ; figure fournie par l'IEMN.

Dans le cas de l'implémentation avec un transistor PMOS (Figure 7(a)), la cathode de la photodiode est connectée à la grille du transistor, tandis que sa source et l'anode de la photodiode sont connectées

à l'alimentation en tension V_{DD}. I_p représente le courant de drain pour l'implémentation en PMOS. Pour l'implémentation avec un transistor NMOS (Figure 7(b)), la source est connectée au potentiel de membrane du neurone artificiel, l'anode de la photodiode est connectée à la grille du transistor et la cathode de la photodiode est connectée à la masse. I_n représente le courant de source pour l'implémentation dite en NMOS.

Les deux topologies dites « PMOS » et « NMOS » fonctionnent. Il est à noter que la topologie PMOS présente des courants de fuite élevés expérimentalement. Les résultats expérimentaux basés sur la topologie avec NMOS offrent de meilleures performances.

Il est à noter également que dans le cas de la configuration PMOS de la Figure 7(b), l'anode de la photodiode et la source du transistor sont toutes les deux connectées à V_{DD}, là où dans la configuration NMOS, la cathode de la photodiode est connectée à la masse et l'anode de la photodiode à la grille du transistor MN.

Ainsi, nous utiliserons cette configuration PMOS dans la suite pour établir les équations expliquant le fonctionnement électrique de l'ensemble, en profitant de sa simplicité pour écrire la tension $V_{GS}=V_{DD}-V_{OC}$. Cette dernière permet de mettre en évidence aisément comment moduler le courant I_p en modulant la tension V_{GS} du transistor qui modulera à son tour le courant qui circule entre sa source et son drain. La modulation du courant permettra donc de jouer directement sur l'excitation du neurone artificiel.

Ainsi, une variation de la tension V_{OC} (tension aux bornes de la photodiode) en fonction d'une modification de l'intensité lumineuse, sera directement répercutée sur la tension grille-source V_{GS}. Si la tension V_{GS} diminue, cela entraîne une augmentation du courant de drain I_p. La tension aux bornes de la photodiode due à la lumière incidente est indiquée comme V_{OC}, car elle correspond à une tension de photodiode en circuit ouvert. Dans le mode utilisé pour le capteur optique, la photodiode est connectée en mode photovoltaïque en circuit ouvert.

La Figure 8 représente les caractéristiques I_d/V_d d'une photodiode, avec I_d le courant de la photodiode et V_d la tension aux bornes de la photodiode, pour des puissances optiques incidentes notées G1, G2 et G3. Ces courbes vont nous intéresser pour l'application du capteur optique au travers d'une analogie entre la tension V_d (Figure 8) et la tension V_{OC} de la photodiode (Figure 7(a)). En suivant le même raisonnement, la Figure 8 sert également à illustrer les caractéristiques courant ($I_{ph\ (photodiode)}$) - tension (V_{oc}) de la photodiode comme le montrera l'équation (10), qui établit la relation entre le photocourant et la tension en circuit ouvert à partir de l'équation classique de la diode.

Dans notre application, la cathode de la photodiode est connectée à la grille du transistor. Partant du principe qu'il n'y a pas de courant de grille, cette connexion avec la grille du transistor (Figure 7(a))

impose une condition de courant nul à travers la photodiode (en supposant que nous ignorons tout courant de fuite à travers la grille). La photodiode fonctionne en mode photovoltaïque circuit ouvert où la tension à ses bornes est strictement positive, Vd > 0, et le courant la traversant est nul. Il en résulte que l'éclairement produit une tension photovoltaïque (V_{OC}) en circuit ouvert.

Partant de ce constat, intéressons-nous maintenant à l'effet de la puissance lumineuse appliquée ici de façon croissante G1 <G2 <G3. Lorsque la puissance lumineuse G1 <G2 <G3 augmente, la courbe caractéristique se déplace vers une chute de tension finie pour un courant nul et cette chute de tension augmente avec l'intensité de la lumière.

Par analogie entre V_d et V_{OC}, cela montre donc un effet direct de l'influence de la puissance lumineuse sur la tension V_{OC} de la photodiode. Lorsque la puissance lumineuse augmente, V_{OC} augmente.

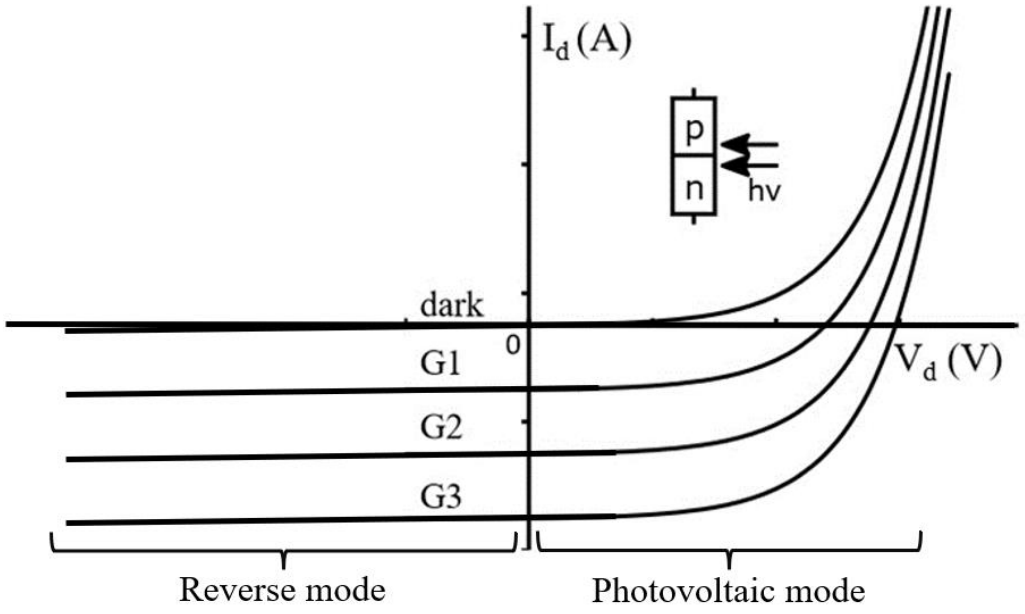


Figure 8 : Caractéristique I/V de la photodiode en cas d'augmentation de la densité puissance lumineuse incidente G1 < G2 <G3, I_d et V_d correspondent au courant et la tension de la photodiode.

Nous allons maintenant établir les équations caractéristiques du capteur optique. Revenant à la topologie PMOS dans la Figure 7, la tension grille-source est donnée en soustrayant la chute de tension à travers la photodiode, V_{OC}, de l'alimentation, c'est-à-dire : $V_{GS}=V_{DD}-V_{OC}$.

Dans des conditions de noir absolu, il n'y a pas de courant photoélectrique, donc la tension de la photodiode est nulle et la tension grille-source sera égale à V_{DD} avec le transistor « restant à l'arrêt ». Cependant, à mesure que l'intensité lumineuse augmente, V_{OC} augmentera également et donc la

tension grille-source baissera effectivement, activant le transistor MP. Il est à noter que V_{OC} ne dépendra pas de la surface de la photodiode (en raison du rapport de courants, chacun étant proportionnel à la taille de la photodiode I_{ph}/I_0). La tension V_{oc}, dont l'expression dépend du courant I_{ph}, va dépendre du transistor qui définit le courant de drain I_p puisqu'une relation directe peut être établie entre le courant de drain I_p et le photocourant I_{ph} comme le montrent les équations suivantes.

Ainsi, l'illumination de la jonction entraînerait généralement la génération de porteurs et d'un courant photoélectrique I_{ph} proportionnel à la puissance lumineuse P_{lum}. Cependant, comme aucun courant total n'est imposé de manière extrinsèque par la topologie, cela entraîne de facto que le courant total I de la photodiode est nul, permettant de trouver la chute de tension V_{oc} induite aux bornes de la photodiode comme suit :

$$I = I_d - I_{ph} = 0 \tag{9}$$

$$I_{ph} = I_0 \left(e^{\frac{V_{oc}}{n_d V_t}} - 1 \right) \tag{10}$$

$$V_{oc} = n_d V_t \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_0} + 1\right) \tag{11}$$

L'équation (9) traduit le fait que la connexion avec la grille du transistor impose une condition de courant total I nul à travers la photodiode. Cette équation comprend le courant I_d relié au courant de saturation de la jonction PN constituant la photodiode et le courant I_{ph} (photocourant généré par la photodiode).

L'équation (10), exprime à partir de l'équation classique d'une photodiode, la relation entre le photocourant I_{ph} et la tension de circuit ouvert V_{oc}. Enfin, n_d est le coefficient d'idéalité, qui est proche de 1 pour une bonne photodiode.

L'équation (11), qui se déduit de l'équation (10), donne l'expression de la tension de circuit ouvert V_{oc} qui résulte de l'éclairement en fonction du photocourant I_{ph} et du courant de saturation inverse de la photodiode $I_{0.}$ De plus, pour une longueur d'onde donnée, le courant photoélectrique est linéairement dépendant de la puissance lumineuse incidente P_{lum}, par un facteur qui dépend du rapport de l'efficacité quantique Q_e, de la charge de l'électron q et de l'énergie du photon hv, comme vu ci-dessous :

$$I_{ph} = \left(\frac{q Q_e P_{lum}}{h\nu}\right) \tag{12}$$

En fonctionnement sous le seuil, il existe une relation exponentielle entre le courant de drain et la tension de grille. Ainsi, le courant de drain I_p du transistor MP en mode sous-seuil est donné comme suit :

$$I_p \approx I_{0,MP}\, e^{\frac{|V_{GS}|-V_{TH}}{n_p V_t}} \left(e^{-\frac{|V_{DS}|}{V_t}} - 1 \right) \tag{13}$$

Où V_{GS} et V_{DS} se réfèrent aux tensions grille-source et drain-source, V_{TH} est la tension de seuil du transistor et n_p, $I_{0,MP}$ sont des constantes qui dépendent de la technologie et du dimensionnement.

Etant donné que la tension grille-source V_{GS} du transistor MP est directement liée à la tension aux bornes de la photodiode V_{OC} (équation (11)) à travers la relation $V_{GS}=V_{DD}-V_{OC}$, il est possible de remplacer la tension V_{GS} par la tension V_{OC} et d'approximer le courant de drain sous le seuil comme suit :

$$I_p \approx I_{0,MP} \left(\frac{I_{ph}}{I_0} + 1 \right)^{\frac{n_d}{n_p}} e^{\frac{-V_{TH}}{n_p V_t}} \left(e^{-\frac{|V_{DS}|}{V_t}} - 1 \right) \tag{14}$$

L'équation (14) montre qu'une relation directe peut être établie entre le courant de sortie I_p et le photocourant I_{ph}. Ce qui est particulièrement intéressant, c'est que les facteurs d'idéalité n_d et n_p sont proches de 1, alors le rapport n_d/n_p dépendant de la technologie est également proche de 1. De ce fait, étant donné que le rapport I_{ph}/I_0 est toujours supérieur à 1, la fonction I_p du courant de drain devient linéaire par rapport au photocourant et l'équation (14) devient :

$$I_p \approx K_0 \left(\frac{I_{ph}}{I_0} \right) = K_0 \left(\frac{\Re_\lambda P_{lum}}{I_0} \right) \tag{15}$$

Où P_{lum} est la puissance lumineuse, $\Re_\lambda$ la sensibilité de la photodiode et K_0 est une constante donnée par :

$$K_0 \approx I_{0,MP} e^{\frac{-V_{TH}}{n_p V_t}} \left(e^{-\frac{|V_{DS}|}{V_t}} - 1 \right) \tag{16}$$

Le courant qui traverse le transistor est alors directement proportionnel au photocourant généré par la photodiode. Cette propriété est importante car elle permet de stimuler un neurone artificiel par le photocourant généré. Une relation quasi linéaire a été établie entre le courant circulant dans le circuit et le photocourant produit par la photodiode. Le neurone est excité par une photodiode CMOS standard qui capte la lumière, couplée à un transducteur qui fournit des courants d'excitation de l'ordre du picoampère au nanoampère, et le neurone artificiel produit un signal de spike.

La Figure 9 illustre la relation entre la fréquence de sortie liée à la génération de spikes (Hz) et la puissance lumineuse utilisée (µW). Au travers de cette courbe, nous observons une augmentation de la fréquence de spike avec l'augmentation de la puissance lumineuse appliquée en partant de l'obscurité jusqu'à la lumière du jour. Cette fréquence peut fluctuer jusqu'à plusieurs centaines de hertz lorsque des photodiodes fonctionnent en mode photovoltaïque dans un dispositif entièrement autonome. Les variations de fréquences sont dues à la taille des condensateurs C_m (capacité de membrane) utilisés dans le neurone artificiel mais également à la variation de la puissance lumineuse entre l'obscurité totale et la pleine lumière du jour.

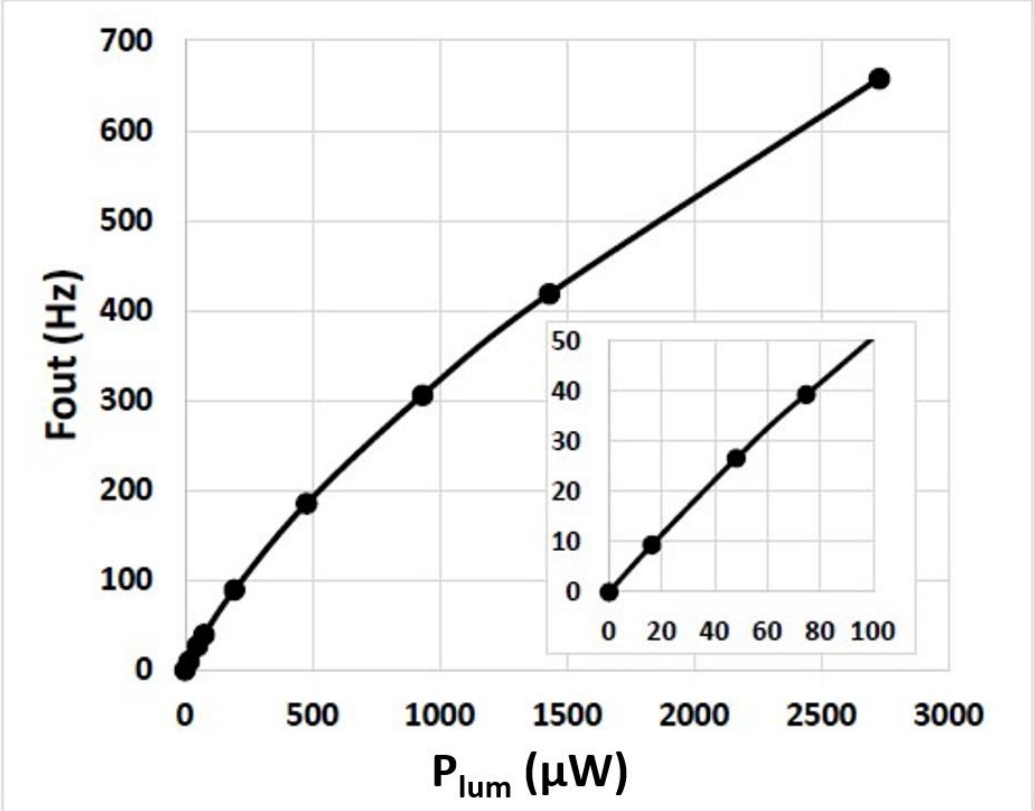


Figure 9 : Fréquence de stimulation de la sortie des neurones (F_{out}) en fonction de la puissance lumineuse incidente mesurée (P_{lum}) du capteur optique autonome.

Dans cette étude nous nous intéressons à l'utilisation du capteur optique comme substitut de capteurs optiques biologiques défaillants (les photorécepteurs). La matrice de capteurs optiques permettrait de transmettre la scène devant l'œil du patient, et permettrait de produire un gradient d'intensité lumineuse selon la fréquence des spikes émises. Le capteur optique étant de très faible consommation, l'implant pourrait s'auto-suffire, exploitant directement la lumière naturelle sans besoin d'utiliser un composant extérieur comme des lunettes pour projeter l'image dans la rétine par exemple. La captation de la lumière, le traitement du signal et l'émission du spike se fait donc

directement à l'aide du circuit du capteur. Pour référence, en situation d'éclairage en plein jour ou dans une pièce bien éclairée, la puissance lumineuse typique oscille entre 100 et 200 µW (correspondant à 10 à 10 000 lux), et la fréquence de spikes d'un neurone biologique varie généralement entre 1 et 250 Hz. Le choix de la taille optimale du condensateur C_m du neurone artificiel permettra de moduler la fréquence de spike dans cette gamme de fréquence pour une puissance lumineuse de 100 à 200 µW. Cette méthode innovante pourrait offrir une solution de restauration visuelle intéressante pour les patients, avec un implant compact, autonome et plus confortable (sans besoin de lunettes par exemple) pour le patient.

1.4.2. Taille de pixel avec le capteur optique

Des premiers prototypes de puces électroniques ont été réalisés utilisant le capteur optique en vue de l'exploiter en tant qu'implant rétinien. Les circuits électroniques des puces sont constitués du capteur optique (incluant le neurone artificiel, une photodiode de contrôle et des transistors), d'une photodiode d'alimentation et d'une électrode de stimulation. Ces puces électroniques seront détaillées dans le chapitre 2. Sachant ces composantes, nous avons pu estimer la taille théorique de pixels avec le capteur optique.

Dans le contexte de l'architecture des pixels de notre système, la dimension de la zone qui accueille les différents éléments est fondamentalement influencée par la taille de trois éléments primaires : la photodiode d'alimentation, la photodiode de contrôle (qui peut être identique en taille à la photodiode de puissance) et le plot qui initie l'excitation de la cellule. La dimension de la photodiode d'alimentation nécessaire pour alimenter le circuit est fixée à un minimum de 10x10 µm². L'intégration du circuit électronique qui comprend le capteur optique et le neurone artificiel ajoute quelques microns carrés à la taille totale. Il faut enfin tenir compte des zones inter-pixels qui représentent de l'espace perdu. Nous estimons qu'avec le circuit actuel, pour l'instant conçu sans optimisation de la surface, la taille des pixels est de 1250 µm² (environ 35x35µm² par pixel).

Une réduction de la surface des pixels d'un facteur cinq est envisageable. Cette estimation est justifiée par le fait qu'une réduction significative pourrait être obtenue en optimisant les dimensions de la photodiode de puissance et des condensateurs du neurone artificiel. Il est possible aussi de réduire cette surface en ajustant la taille des transistors, ce qui aura pour effet de réduire le courant. Ces réductions se traduiraient par le fait d'arriver à une dimension de pixel de 250 µm² (15x15 µm²).

Nous avons donc estimé une densité d'environ 800 pixels/mm². Cette estimation ne tient pas compte de toutes les contraintes techniques. Par exemple, l'électrode de stimulation peut nécessiter

l'ajout d'un amplificateur de tension ou d'un onduleur capable de fournir un courant plus important, ce qui pourra être susceptible d'augmenter la taille des pixels.

Le capteur optique présente un intérêt important, car il offre la possibilité d'obtenir une taille de pixel extrêmement réduite lorsque les conditions sont correctement optimisées. En augmentant la densité de pixels, nous pouvons également accroître la résolution de l'image transmise. Cette caractéristique est particulièrement bénéfique dans le domaine des implants rétiniens, où la qualité de l'image perçue est cruciale pour restaurer efficacement la vision chez les patients atteints de pathologies comme la DMLA et la RP.

1.4.3. Etat de l'art de la consommation énergétique d'un pixel

Deux articles de Choi *et al.* datant de 2021 et 2023 sur le développement d'une puce implémentée d'un circuit CMOS pour des prothèses rétiniennes ont montré une très faible consommation énergétique [29], [30]. Dans l'article datant de 2021, la consommation d'un pixel d'une puce comprenant 288 pixels a été établie à 4,49nW/pixel avec une polarisation de 1V, pour une intensité lumineuse comprise entre une centaine de lux et 5 000 lux [29]. Cette performance a ensuite été améliorée dans l'article datant de 2023 où la consommation énergétique d'un pixel d'une puce comprenant 1984 pixels est estimée à 1,26nW/pixel avec une polarisation de 1V pour une intensité lumineuse comprise entre une centaine de lux et 6 000 lux. Dans les deux études, la méthode de stimulation est séquentielle. Les pixels stimulent donc les cellules les unes après les autres, selon un schéma défini [31].

Dans notre étude, la consommation des pixels exploitant le capteur optique sur un prototype de puce comprenant une vingtaine de pixels est de 0,029 nW/pixel pour une intensité lumineuse de 100 lux et une tension issue de la photodiode de puissance de 0,3 V. La consommation est de 0,6 nW/pixel pour une intensité lumineuse de 10 000 lux et une tension issue de la photodiode de puissance de 0,42 V (les données sur la consommation d'un pixel sont explicitées dans le chapitre 3). Nous avons ici pris les données dont l'intensité lumineuse se rapproche de la gamme des études de Choi *et al.* Pour le dispositif que nous développons, il est envisagé une méthode de stimulation simultanée, tous les pixels seraient alors actifs en même temps. A partir de ces données nous pouvons montrer que le dispositif proposé est à l'état de l'art car sa consommation énergétique comprise entre 0,029 et 0,6 nW/pixel est inférieure à l'état de l'art précédent.

Le capteur proposé est donc de très faible consommation énergétique. Cet aspect permet de concevoir des implants rétiniens totalement autonomes, sans nécessité de sources d'alimentation externes. Cela représente un atout pour les implants, car il réduit l'encombrement et accroît le confort

pour les patients. En éliminant le besoin de composants supplémentaires pour l'alimentation, tels que des batteries ou des câbles, les implants rétiniens peuvent être plus compacts et moins intrusifs, offrant ainsi une solution plus confortable et plus discrète pour les utilisateurs.

2. Des prothèses rétiniennes pour la restauration visuelle

2.1. L'œil et la transmission visuelle

2.1.1. L'œil et la rétine

2.1.1.1. Anatomie de l'œil humain

L'œil est un organe creux de forme quasi-sphérique impliqué dans la perception visuelle. En effet, il capte les images et les transforme en impulsions électriques qui sont ensuite acheminées aux aires visuelles du cerveau par le nerf optique. La Figure 10 issue de l'étude de Darche *et al*. présente l'anatomie de l'œil humain [32]. L'œil est entouré de trois enveloppes : la sclérotique (enveloppe externe opaque très résistante à l'arrière de l'œil qui se transforme en un tissu transparent à l'avant de l'œil, la cornée), l'uvée (enveloppe intermédiaire) formée de trois structures distinctes mais reliées entre elles en un tissu continu (la choroïde, le corps ciliaire vers l'avant de l'œil et l'iris) et la rétine (enveloppe interne qui contient les neurones sensibles à la lumière responsables de la transduction des signaux lumineux en messages nerveux). L'œil est rempli de liquide et comprend trois milieux transparents : l'humeur aqueuse, le cristallin et l'humeur (ou corps) vitrée [33]. La taille d'un œil humain est généralement comprise entre 22 mm et 25 mm de diamètre [34]. La rétine, la couche la plus interne de l'œil, est une fine membrane pluristratifiée de 0,5 mm d'épaisseur qui couvre près de 72 % de la face interne du globe oculaire et se trouve entre l'humeur vitrée et l'épithélium pigmentaire sous-choroïdal [35] [36]. La Figure 10(b) représente un fond d'œil d'une rétine saine et montre les zones caractéristiques de cette dernière. La zone principale de la rétine est la macula. La fovéa, située au centre de la macula, se caractérise par une forte présence de cônes, responsables de la vision diurne et colorée. Au centre de la rétine, cette zone forme une petite dépression où l'acuité visuelle atteint son maximum. Les champs récepteurs des cônes sont situés au centre du champ visuel. Enfin la papille, qui est une zone du nerf optique, est dépourvue de photorécepteurs.

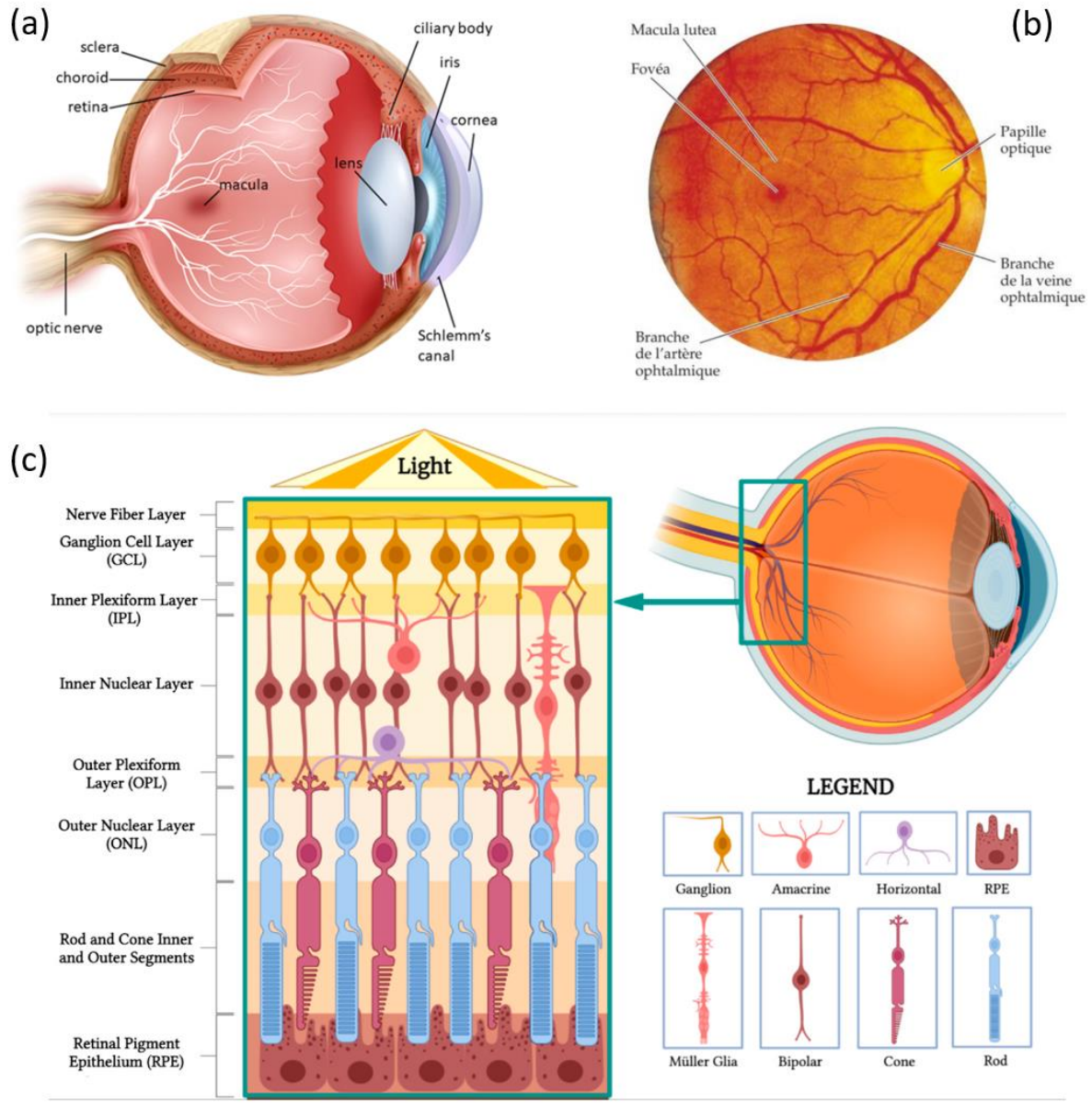


Figure 10 : (a) Schéma de l'anatomie de l'œil, (b) Fond d'œil d'une rétine saine observée à l'ophtalmoscope, (c) Schéma de l'organisation cellulaire de la rétine ; figures issues de [32], [37], [38].

2.1.1.2. Fonctionnement de l'œil humain en conditions physiologiques

La Figure 10(c) schématise les différentes couches cellulaires et le chemin de l'information visuelle au travers de ces dernières afin de restituer l'image perçue [38]. Pour transmettre une information visuelle, la lumière traverse plusieurs couches transparentes de neurones avant d'atteindre les bâtonnets et les cônes, qui sont deux types de photorécepteurs différents par leur forme et leur fonction. La partie sensible à la lumière comprend environ 5 millions de cônes et environ 92 millions de bâtonnets (assurant la vision crépusculaire et nocturne en noir et blanc), ces cellules captent les photons et les convertissent en signaux électrochimiques [37]. L'information produite par les

photorécepteurs est transmise à chaque cellule bipolaire. Les signaux visuels dans les cellules bipolaires sont divisés en voies parallèles ON et OFF ce qui permet d'obtenir des informations sur les variations (augmentation et diminution) de la lumière [39]. L'information est ensuite transmise aux cellules ganglionnaires. Elle est incorporée de part et d'autre de la rétine par les cellules horizontales et les cellules amacrines afin d'être modulée entre les différents types de cellules. Le nerf optique transporte ensuite les signaux électriques créés par les cellules ganglionnaires vers le cortex visuel. La fréquence de spike du signal joue un rôle important dans la codification de l'information visuelle dans les cellules ganglionnaires et bipolaires de l'œil [40]. La variation de fréquence de spikes permet en particulier d'obtenir une information sur l'intensité lumineuse et le contraste.

La description de la structure de la rétine nous permet pour la suite de mieux comprendre les maladies dégénératives et génétiques qui peuvent perturber son fonctionnement et les zones affectées. Ces conditions peuvent causer une altération graduelle de la vision, affectant plusieurs parties de la rétine et entravant la transmission des signaux visuels au cerveau. Nous examinerons maintenant quelques-unes de ces affections oculaires, qui sont la dégénérescence maculaire liée à l'âge (DMLA) et la rétinite pigmentaire (RP).

2.1.2. Conséquences pathologiques de la dégénérescence pathologique des photorécepteurs

Les pathologies dégénératives représentent des affections chroniques caractérisées par le déclin graduel d'un ou de plusieurs organes. Lorsque le système nerveux est atteint, nous pouvons parler de maladies neurodégénératives. Parmi les principales maladies neurodégénératives, nous comptons la maladie d'Alzheimer, la maladie de Parkinson et la sclérose en plaques. Les maladies dégénératives touchent environ 15% de la population mondiale [41]. Ces conditions sont souvent associées au vieillissement et peuvent résulter d'une exposition prolongée à des agents biologiques et toxiques ou à des virus. De nombreuses maladies dégénératives affectant la rétine existent, comme la maladie de Stargardt, le syndrome d'Usher ou la rétinopathie diabétique mais pour notre étude, nous allons nous concentrer sur deux maladies neurodégénératives affectant les photorécepteurs de la rétine, qui sont la DMLA et la RP. Les patients atteints de DMLA perdent progressivement la vision centrale, ne conservant qu'une faible vision périphérique. Dans le cas de patients atteints de RP, ces derniers perdent progressivement la vision périphérique pour ne percevoir qu'un faible point de vision central. Les détails des deux pathologies sont décrits dans les deux parties suivantes.

2.1.2.1. La dégénérescence maculaire liée à l'âge (DMLA)

La DMLA est une pathologie oculaire chronique qui affecte la macula, la zone centrale de la rétine [42]. Elle commence généralement à se manifester après l'âge de 50 ans et progresse lentement. La personne atteinte subit une perte de vision centrale à un stade avancé. La DMLA est la principale cause de déficience visuelle chez les personnes âgées en France, affectant environ 8 % de la population et augmentant avec l'âge. Il a été recensé par la Haute Autorité de Santé que le nombre de personne atteinte de DMLA devrait augmenter de 50% d'ici vingt ans et doubler dans 30 ans. Cette pathologie devrait alors concerner plus d'un million de personnes en France [1]. L'âge, le tabagisme et une prédisposition génétique en sont les principaux facteurs de risque.

La DMLA se présente sous deux formes distinctes : la forme sèche (90% des cas) et la forme humide. La DMLA humide est liée à une vascularisation anarchique de l'œil et la DMLA sèche est liée à une diminution et à une détérioration de la vue [43]. La forme humide progresse rapidement, pouvant entraîner la perte de vision en quelques semaines ou jours, tandis que la forme sèche, plus répandue, évolue lentement. La Figure 11 représente des images de fonds d'œil de patients atteints de DMLA à différent stade d'avancement de la pathologie. Elle met en évidence la dégradation de la rétine, en particulier dans les zones de la macula et de la fovéa, qui engendre une diminution de la vision des patients. La forme de la DMLA détermine les méthodes thérapeutiques. Il existe actuellement des traitements disponibles pour empêcher la croissance de vaisseaux sanguins inhabituels sur la rétine dans le cas de la DMLA humide. Ces traitements sont efficaces lorsqu'ils sont administrés par injection directe à l'intérieur de l'œil sous anesthésie locale. Cependant, à ce jour, il n'existe pas de traitement pour la DMLA sèche. Des prothèses rétiniennes sont donc développées par différentes équipes de recherche dans le but de restaurer les capacités visuelles de patients atteints de DMLA.

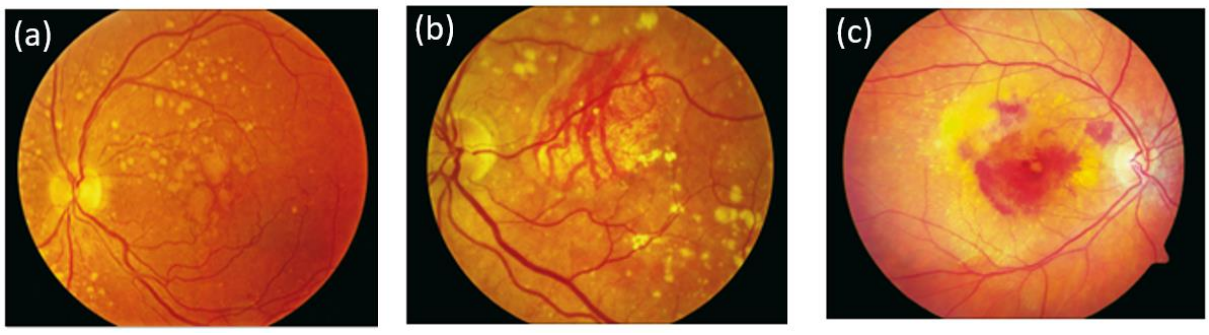


Figure 11 : Fond d'œil de patients atteints de DMLA ; (a) œil gauche d'un patient atteint de DMLA à un stade intermédiaire avec de larges drusen ; (b) atrophie géographique impliquant le centre de la fovéa, vaisseaux choroïdiens plus larges et plus profonds ; (c) DMLA néovasculaire, avec hémorragie rétinienne; figure issue de [42].

2.1.2.2. La rétinite pigmentaire (RP)

La RP est une pathologie génétique rare (1 naissance sur 4 000) caractérisée par une dégénérescence progressive des cellules de la rétine, notamment des photorécepteurs, essentiels à la vision. Cette pathologie peut entraîner une perte de vision graduelle, conduisant potentiellement à la cécité [44]. Les symptômes de la RP se manifestent généralement entre l'enfance et l'âge de 30 ans. Elle est la première cause de cécité totale. Les premiers signes incluent souvent un déficit visuel dans des environnements peu éclairés et une diminution de la vision périphérique. Au fil du temps, la pathologie peut également affecter la vision centrale.

La RP est causée par des anomalies au niveau des photorécepteurs. La caractéristique commune à différentes formes de la pathologie est la dégénérescence progressive des cellules en bâtonnets (responsables de la détection de la lumière de faible intensité) et en cônes (associées à la détection de la lumière intense et des couleurs). L'évolution de la pathologie se fait généralement de manière graduelle sur plusieurs années. Bien que certaines personnes puissent développer une cécité après une période variable, la plupart des patients conservent un niveau d'acuité visuelle variable. Des traitements existent pour ralentir la progression de la RP et améliorer la qualité de vie des patients.

La Figure 12 représente des fonds d'œil de patients atteins de RP à différents stades d'avancement de la pathologie. Elle montre la gradation de la détérioration de la rétine en périphérie qui s'étend au fur et à mesure jusqu'au centre de la vision.

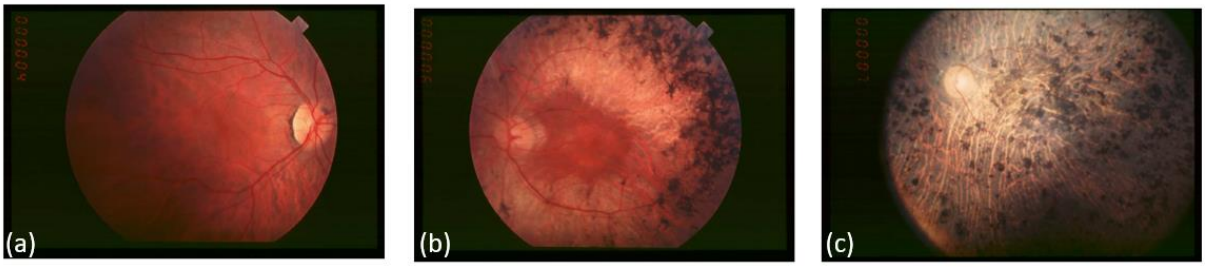


Figure 12 : Fond d'œil de patients atteints de RP à différents stades d'avancement de la pathologie ; (a) Patient atteint de RP à un stade précoce ; (b) patient atteint de RP à un stade intermédiaire (des dépôts de pigments en forme de petites pointes osseuses présents dans la périphérie moyenne, avec une atrophie rétinienne. La macula est préservée, mais avec un anneau périphérique de dépigmentation. Les vaisseaux rétiniens sont moins prononcés.) ; (c) patient atteint de RP à un stade avancé (des dépôts de pigments sont présents sur l'ensemble de la rétine. Les vaisseaux rétiniens sont très fins et le disque optique est pâle) ; figure issue de [45].

2.2. Des prothèses visuelles pour restaurer la vision

Les solutions thérapeutiques actuelles pour les formes sévères de DMLA sèche et de RP ne permettent pas de guérir de ces deux pathologies. Ainsi, des prothèses visuelles ont été développées par de nombreux acteurs académiques et industriels.

2.2.1. Enjeux et compromis : cahier des charges médical

Le développement des rétines artificielles offre de nouvelles perspectives aux personnes atteintes par des pathologies dégénératives de la rétine. Ces prothèses ont pour objectif de restaurer, au moins partiellement, la vision en transmettant aux neurones survivants de la rétine une stimulation que le cerveau saura interpréter comme une image (cellules bipolaire, ganglionnaires, ou nerf optique).

Pour que les prothèses rétiniennes puissent véritablement apporter des avantages thérapeutiques significatifs aux patients souffrant de DMLA et de RP, elles doivent satisfaire aux exigences spécifiques inhérentes à ces conditions oculaires. La conception de ces dispositifs doit mettre l'accent sur la stimulation des cellules rétiniennes avec la plus grande précision possible afin de restaurer la vision altérée par la dégénérescence des photorécepteurs. La capacité de ces prothèses à offrir une perception visuelle adaptée aux besoins quotidiens des patients, allant de la reconnaissance des formes à la discrimination des couleurs, détermine leur efficacité. Pour garantir une amélioration réelle de la qualité de vie de ces personnes souffrant de troubles visuels, le développement de prothèses rétiniennes doit donc tenir compte des aspects fonctionnels essentiels. Une vision de « qualité » est définie par la résolution spatiale de l'image perçue, le champ visuel, la qualité des contrastes et la résolution temporelle (20 Hz).

Les implants sous-rétiniens sont insérés chirurgicalement sous la rétine biologique avec une incision de 6 mm près de l'œil. Une fois placés, ils doivent adopter la courbure de l'œil pour permettre un bon recollement de la rétine biologique sur l'implant. Un implant rigide ne peut ainsi donc pas dépasser 3 mm de côté. La chirurgie ne peut pas avoir lieu plus d'une fois (durabilité de l'implant 10 ans). Le nombre de pixels intégrés à l'implant rétinien a un impact sur la qualité de la perception visuelle. Ainsi plus la densité de pixels est élevée, meilleure sera la résolution. Les différents critères à atteindre issus de discussions avec des ophtalmologistes pour permettre d'apporter une autonomie et un confort visuel aux patients sont résumés dans le Tableau 1. Ce tableau reprend les besoins en termes d'acuité visuelle et de champ de vision nécessaires à un patient afin d'être autonome. Il reprend également les besoins et contraintes techniques de l'implant pour ne pas endommager la zone d'implantation et être durable.

Besoin	Critère
Meilleure acuité visuelle possible	Acuité minimale souhaitée : 2,5/10 Cas idéal (reconnaissance de visage) : plus de 4/10
Champs de vision le plus large possible	Minimum : 15° Cas idéal : 30° et plus (1° = 300 µm sur l'implant)
Implantation durable	10 ans
Non délabrant	Faible épaisseur (<50µm) Largeur maximale de 3 mm pour un implant rigide (incision chirurgicale de 6 mm et risque de mauvais recollement de la rétine après implantation)
Restitution de l'image	Contraste Au moins 100 pixels/mm², l'acuité visuelle est déterminée uniquement au centre de la rétine biologique
Restitution temporelle	20 Hz (« *Flicker Fusion* »)

Tableau 1 : Critères à atteindre d'un implant considéré comme idéal, garantissant une autonomie du patient.

La perception de l'image par le patient en termes de champ de vision est illustrée en Figure 13. Elle montre la vision perçue pour différents champs de vision. Un champ de vision de 30° permettrait une restitution de la vision centrale. Il pourrait garantir une autonomie du patient car suffisante pour se déplacer et distinguer des objets.

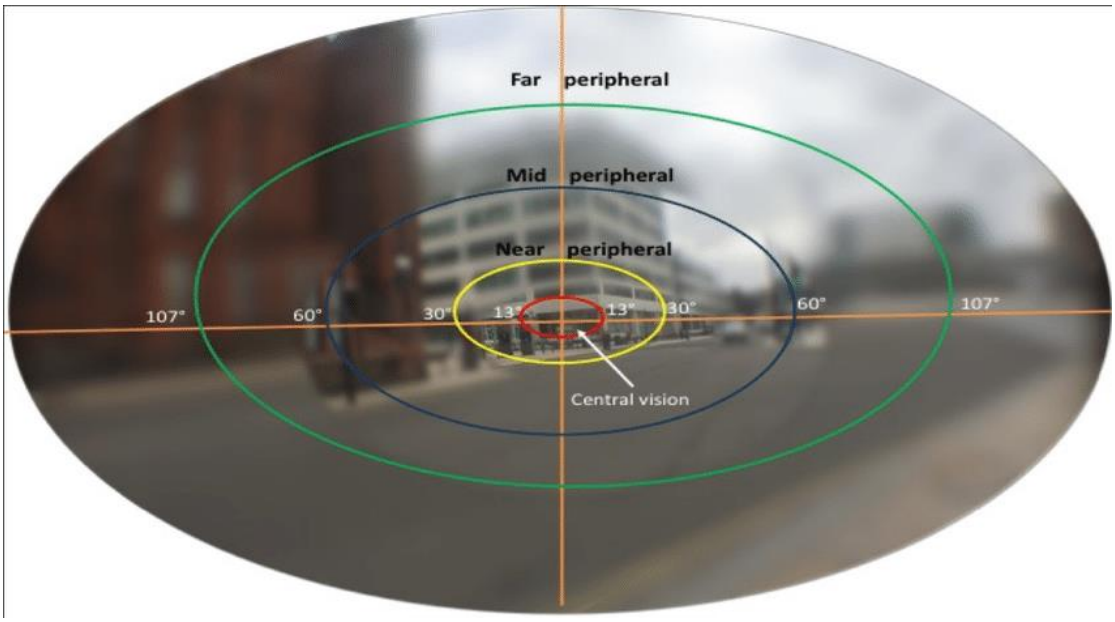


Figure 13 : Perception visuelle selon l'angle du champ de vision ; figure issue de [46].

2.2.2. Les prothèses visuelles : emplacement et fonctionnement

L'utilisation d'un capteur optique se révèle être une approche intéressante pour traiter une rétine malade avec le développement d'un implant rétinien. La lumière incidente est captée et convertie en signaux électriques par ce capteur optique, qui remplit le rôle des photorécepteurs de la rétine qui ne fonctionnent pas correctement.

Le concept d'électrostimulation rétinienne sera abordé dans les sections suivantes, ainsi qu'une courte étude sur les différentes zones d'implantation et exemples de prothèses rétiniennes existantes.

2.2.2.1. Electrostimulation rétinienne

Toutes les prothèses visuelles testées à ce jour en phase clinique stimulent les cellules de la rétine avec un signal électrique, et reposent donc sur le principe de l'électrostimulation. L'électrostimulation cellulaire permet la stimulation des neurones au moyen d'impulsions électriques, modifiant ainsi leur activité et influençant leur fonctionnement en imitant les signaux émis par d'autres neurones. L'électrostimulation neuronale utilise des techniques invasives (telles que des microélectrodes implantées) ou non invasives (telles que la stimulation magnétique transcrânienne) pour modifier l'activité du système nerveux [47], [48].

Ces prothèses se substituent aux photorécepteurs défectueux et éventuellement stimulent d'autres cellules (bipolaires ou ganglionnaires), permettant ainsi la transmission de signaux visuels au cerveau. La fréquence de stimulation est essentielle à l'activation neuronale par stimulation électrique. Les propriétés des stimulations utilisées qui sont l'amplitude, la largeur d'impulsion, les formes d'onde et la fréquence du signal électrique, permettent aux chercheurs de cibler les neurones souhaités [49]. L'étude de Freeman *et al.* a montré qu'avec un signal de stimulation sinusoïdal, les photorécepteurs sont activés à 5 Hz, les cellules bipolaires à 25 Hz et les cellules ganglionnaires à 100 Hz [50].

2.2.2.2. Position de l'implant dans l'œil

Les implants rétiniens restaurent et facilitent la transmission des signaux visuels au cerveau en se substituant aux cellules défectueuses de la rétine. Trois principales catégories d'implants rétiniens existent : les implants sous-rétiniens, les implants épirétiniens, les implants suprachoroïdiens. La Figure 14 est un schéma de l'œil et des couches cellulaires de la rétine. Elle montre l'emplacement des différents types d'implants rétiniens qui seront détaillés dans la suite du propos.

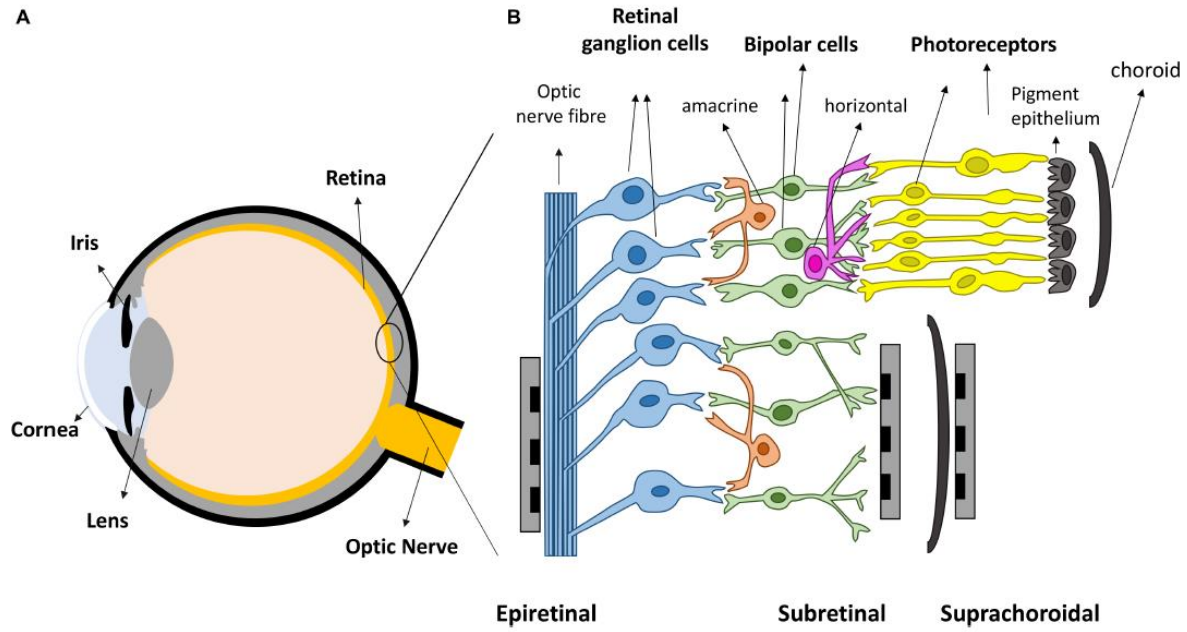


Figure 14 : Schéma de l'œil et de la rétine illustrant les positions d'implantation, épirétinienne, sous-rétinienne et suprachoroïdien ; figure issue de [51].

Les implants sous-rétiniens se placent comme leur nom l'indique sous la rétine au niveau des photorecepteurs. Ils sont préférés lorsque l'atteinte de la pathologie se limite à la couche externe (au niveau des photorecepteurs) de la rétine. Présentons l'implant rétinien le plus avancé à l'heure actuelle soit l'implant PRIMA créé par Pixium Vision [52]. Cet implant utilise des micro-photodiodes qui transforment la lumière incidente en signaux électriques et sont situés derrière la rétine. Les micro-électrodes peuvent transmettre ces signaux aux photorécepteurs, aux cellules bipolaires et éventuellement aux cellules ganglionnaires. L'intérêt de ce type d'implant est d'avoir le système d'alimentation, celui de captation de la lumière et les électrodes de stimulation sur la même face. Dans la revue de Kien *et al*. de 2012, nous avons les différents avantages et inconvénients de ce type de prothèses [53]. Les prothèses sous-rétiniennes présentent l'avantage de minimiser la consommation d'énergie, de réduire la nécessité d'un traitement externe et de traiter les informations à l'aide des tissus rétiniens intact restants. Le chemin optique naturel de la lumière dans l'œil est conservé, permettant de préserver les propriétés et spécificités de chaque cellule dans la transmission de l'information visuelle. De plus, la préservation des canaux de communication neuronale et la prévention du décollement de la rétine sont assurées par la stabilité mécanique du placement sous-rétinien. Cependant, l'inconvénient comprend la possibilité d'une interruption de l'approvisionnement nutritionnel provenant de la choroïde.

Les implants épirétiniens sont particulièrement recommandés lorsque les couches internes (au niveau des cellules ganglionnaires) et moyennes (au niveau des cellules bipolaires) sont altérées. Ces

implants sont fixés sur la rétine, au niveau des cellules ganglionnaires. Ils utilisent des électrodes pour stimuler les cellules ganglionnaires de la rétine. Les implants épirétiniens tels que l'Argus II (Second Sight, États-Unis) et l'IRIS II (Pixium Vision, France) en sont des exemples [38], [54], [55]. Ce type d'implant nécessite d'avoir des composants permettant de capter la lumière et d'alimenter l'implant sur une face et des électrodes de stimulation en contact avec les cellules cibles, soit les ganglionnaires, sur l'autre face, le tout relié par des vias. Reprenons la revue de Kien *et al.* de 2012 qui recense les avantages et inconvénients de ce type de prothèses [53]. La prothèse épirétinienne présente l'avantage de permettre une utilisation d'une puissance laser plus importante et donc de stimuler avec un signal de plus grande amplitude (normalement plus efficace) car la vitrée dissipe la chaleur. Les prothèses épirétiniennes sont généralement plus grandes que les prothèses sous-rétiniennes permettant d'obtenir un champ de vision plus large. En effet, plus le recouvrement d'un implant sur la rétine est grand, plus large sera la restauration du champ visuel [56]. La procédure chirurgicale est considérée comme plus facile car elle se place dans la cavité vitréenne et présente moins de risque d'endommager la rétine. Il n'est pas nécessaire d'avoir des cellules intactes restantes dans la rétine pour son fonctionnement. Cependant, le rôle des cellules bipolaires est d'intégrer et de prétraiter le signal transmis par les photorécepteurs. Ainsi stimuler directement les cellules ganglionnaires risque de fortement limiter la qualité de la vision restaurée en termes de résolution spatiale et de perception des contrastes. L'absence d'utilisation des cellules rétiniennes restantes implique la nécessité d'une caméra externe pour le prétraitement ce qui peut représenter un inconvénient. De plus, le réseau d'électrodes doit correctement épouser la courbure de l'œil sur la surface pour une stimulation fiable et éviter une déchirure de la rétine.

Les implants suprachroïdaux sont positionnés entre la choroïde et la sclère afin de stimuler des axones (cela fait perdre deux niveaux de traitement de l'information, celles des cellules bipolaires et ganglionnaires). Ces implants sont principalement destinés à la restauration visuelle de patients atteints de RP. Comme les deux autres types d'implants, ils consistent en un réseau d'électrodes qui va venir stimuler électriquement les cellules rétiniennes. Parmi les exemples de prothèses suprachoroïdiennes nous trouvons le prototype de Bionic Vision Australia (BVA) et la prothèse Semi-chronique Suprachoroïde Transscléral développée par l'équipe de Fujikado *et al.* au Japon[57], [58]. En raison de leur position, ils présentent un risque réduit de lésions rétiniennes pendant la chirurgie comparé aux autres types d'implants [38], [57]. Cependant un risque d'hémorragie et de fibrose est important après l'implantation en raison de la présence de nombreux vaisseaux sanguins dans l'espace suprachoroïdien. De plus, un trajet plus long du courant entre les électrodes et la rétine peut entraîner une propagation des charges électriques et une augmentation des seuils de stimulation, ce qui entraîne une faible résolution spatiale [59], [60].

Différentes prothèses épirétiniennes, sous-rétiniens et suprachoroïdiennes sont décrites plus en détails dans les parties suivantes (2.2.2.2.1 ; 2.2.2.2.2 et 2.2.2.2.3) afin de comprendre leur fonctionnement et spécificités.

2.2.2.2.1. Les prothèses visuelles sous-rétiniennes

Dans cette partie, les dispositifs PRIMA [27], Alpha IMS [61] et AMS [62], des prothèses sous-rétiniennes, seront présentés. Les implants sont placés sous la rétine, au niveau des photorécepteurs, afin de stimuler les photorécepteurs et cellules sous-jacentes.

La prothèse rétinienne Prima, créée par Pixium Vision (liquidation judiciaire 2024), est composée d'un implant rétinien de 2x2 mm avec une matrice de pixels de 100 µm ou 75 µm de large sur un substrat en silicium d'une épaisseur de 30 µm. Il peut contenir 378 pixels et a une durée de vie de 10 ans. Cet implant est actuellement en phase clinique et a démontré sa capacité à restaurer une acuité visuelle de 20/500 [63], [64]. Néanmoins, en raison de sa petite taille, il ne réussit à rétablir qu'un champ de vision de 10°. Le dispositif utilise des lunettes intégrant une caméra dont l'image est projetée sur l'implant sous forme de lumière pulsée proche-infrarouge pour restaurer des images. A ce jour, l'étude clinique de cette prothèse est la plus avancée du domaine et cet implant possède les performances d'acuité visuelle les plus élevées. Les détails du dispositif sont décrits en partie 2.3.1 de ce chapitre.

Les prothèses rétiniennes Alpha IMS et Alpha AMS ont été élaborées par la société allemande Retina Implant AG (liquidation judiciaire en 2019). L'Alpha AMS est considéré comme la version améliorée de l'Alpha IMS. Il s'agit d'une prothèse sous-rétinienne composée d'une micro-puce de 3x3 mm^2 intégrant une grille de 1600 électrodes. Le patient régule la sensibilité de la puce pour s'adapter à l'intensité lumineuse ambiante avec un courant basé sur l'intensité lumineuse locale [65]. La Figure 15 montre le système complet de la prothèse rétinienne. L'implant nécessite une alimentation électrique pour convertir et amplifier le signal de la lumière incidente en un courant que les cellules de la rétine interne adjacentes à l'implant peuvent percevoir. La puissance nécessaire est fournie par un câble en silicone qui passe sous la peau, reliant un coussinet de fixation à une bobine sous-cutanée fixée à l'os derrière l'oreille. Une bobine externe amovible s'aimante à celle sous-cutanée, permettant l'induction de puissance électromagnétique. Le patient porte un boîtier alimenté par des piles AA, qui, en fonction de la luminosité ambiante, peut ajuster le gain et la sensibilité du signal des amplificateurs intégrés aux 1600 électrodes de stimulation.

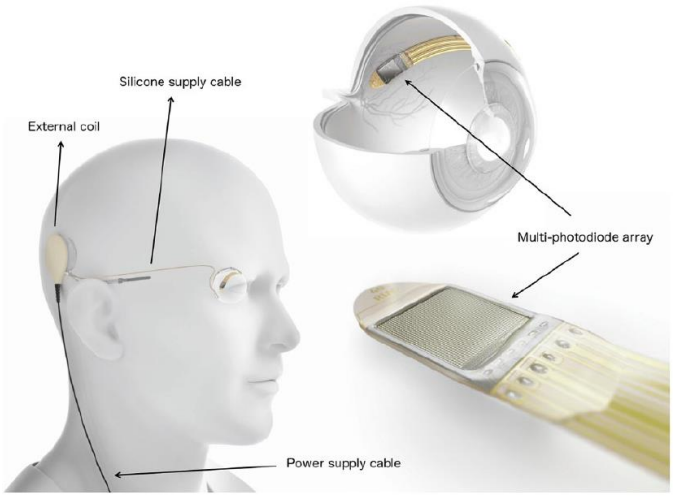


Figure 15 : Système complet de la prothèse rétinienne Alpha AMS, la prothèse épirétinienne Alpha AMS se compose d'une matrice d'électrodes de stimulation sensibles à la lumière implantée sous la rétine pour stimuler les photorécepteurs. Cette matrice d'électrodes est connectée à un récepteur placé derrière l'oreille qui traduit et amplifie le signal lumineux en signal perceptible par les cellules rétiniennes avec une source d'alimentation externe ; figure issue de [66].

2.2.2.2.2. Les prothèses visuelles épirétiniennes

Dans cette partie, les dispositifs Argus II [67], [68], IRIS II [66] et Polyretina [69], trois prothèses épirétiniennes, seront présentés. Les implants sont positionnés à la surface de la rétine afin de stimuler les cellules ganglionnaires.

La prothèse rétinienne Argus II, représentée en Figure 16(a.1) et Figure 16(a.2), intègre des caméras dans une paire de lunettes pour capter les informations visuelles. Un micro-ordinateur, servant également de batterie, reçoit ensuite ces informations et les transforme en signaux électriques qui sont ensuite transmis par ondes radio à un récepteur oculaire placé sur la tête. Ce dernier transforme le signal reçu en signaux électriques qui sont ensuite guidés le long de fils implantés dans l'œil jusqu'à l'implant composé d'électrodes fixées sur la rétine. L'Argus II comporte 60 électrodes. En 2006, Second Sight a implanté le premier implant rétinien électrique Argus II chez des patients atteints de RP avec un performance d'acuité visuelle de 20/1262 [60], [67], [70]. Les études cliniques ont montré que l'activation du système Argus II améliore la fonction visuelle, l'orientation et la mobilité. Cependant, les résultats ne sont pas encore suffisamment probants, en particulier en ce qui concerne l'amélioration de la qualité de vie des patients. Il n'est à ce jour pas possible de tirer des conclusions sur l'efficacité particulière du dispositif Argus II.

Avec l'acquisition de l'IMI en 2007 [71], Pixium Vision a perfectionné le dispositif, rebaptisé *Intelligent Retinal Implant System* (IRIS) II. La Figure 16(b) représente le système complet de la prothèse rétinienne IRIS II. Cette prothèse se compose d'une interface visuelle fixée sur des lunettes,

transmettant les informations à un processeur de poche. Celui-ci génère des commandes de stimulation transmises à un composant implanté aux positions extra- et intra-oculaires, comportant un réseau de 150 microélectrodes. Même si ce système ressemble à l'Argus II, IRIS II se démarque par plusieurs aspects. Pour commencer, il intègre un capteur d'image neuromorphique, qui fournit les coordonnées et les intensités lumineuses des pixels changeants et garantit une réponse continue à l'entrée visuelle. Des algorithmes traitent ces informations visuelles pour améliorer la qualité de l'image et simplifier la scène visuelle. Deuxièmement, les commandes du processeur de poche sont transmises optiquement directement à l'implant via un réseau infrarouge (IR) à l'interface visuelle. Ce processus permet une miniaturisation de l'implant et des taux de transfert de données plus élevés. Finalement, l'appareil est équipé d'un encodeur rétinien d'apprentissage qui permet un étalonnage personnalisé après 100 itérations. Cela permet d'attribuer des propriétés excitatrices ou inhibitrices aux zones, mimant ainsi les voies rétiniennes ON/OFF.

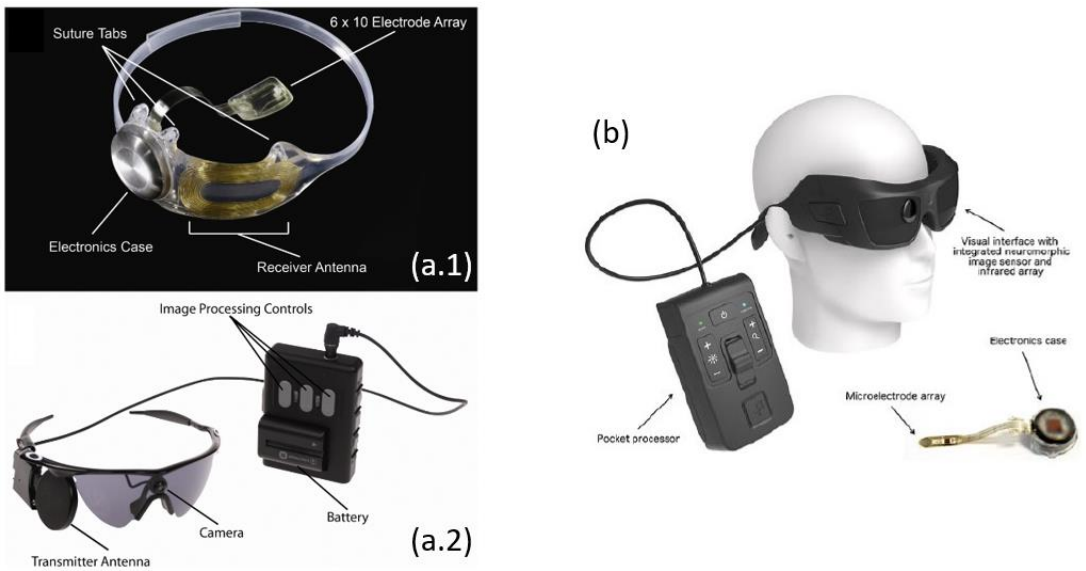


Figure 16 : Système complet de prothèses visuelles épirétiniennes pour les systèmes Argus II et IRIS II ; (a.1) parties implantées du système Argus II avec l'implant rétinien, l'antenne réceptrice et le système électronique de conversion de l'onde en signal électronique; (a.2) partie externe du système Argus II avec le boitier de contrôle, la batterie, les lunettes incluant la caméra de récupération de l'image et l'antenne émettrice; (b) système complet de la prothèse rétinienne IRIS II avec le boîtier de contrôle, les lunettes avec un capteur d'image neuromorphique, la matrice d'électrodes implantés sur la rétine ; figures issues de [66], [72].

La prothèse rétinienne Polyretina est un troisième dispositif épirétinien développé par l'équipe Du Pr. D.Ghezzi, qui se distingue des deux autres dispositifs par son implant flexible à base de PDMS. Pour son fonctionnement, lors des expérimentations une lumière artificielle est projetée sur la rétine et le signal lumineux est directement converti en signal électrique par la couche semiconductrice intégrée dans les électrodes de stimulation [69]. Le substrat présente de faibles contraintes mécaniques, permettant à l'implant d'être plié pendant l'implantation et déplié une fois qu'il est positionné dans

l'œil. L'implant a également une forme hémisphérique afin de s'adapter à la courbure de l'œil avec une dimension de 14 mm de large. Cela permet d'avoir un champ de vision plus large grâce à plus grande surface de la rétine recouverte et une densité de pixels plus élevée. Son design permet de réduire également la distance entre les électrodes et la surface de la rétine, augmentant ainsi la probabilité de stimuler les neurones. Les spécificités et propriétés de la prothèse rétinienne Polyretina sont détaillés dans la partie 2.3.2.

2.2.2.2.3. Les prothèses rétiniennes suprachoroïdiennes

Dans cette partie les dispositifs de BVA (*Bionic Vision Australia)* et Fujikado *et al.*, prothèses suprachoroïdiennes seront présentés. Les implants sont implantés sous la choroïde afin de stimuler les photorécepteurs et les cellules sous-jacentes.

Le prototype de prothèse suprachoroïdienne développé par BVA est composé d'un réseau d'électrodes intraoculaire comprenant un substrat en silicone avec 33 électrodes de stimulation en platine (30 d'un diamètre de 600 µm et 3 d'un diamètre de 400 µm) et deux grandes électrodes de retour (2000 µm de diamètre). La Figure 17 montre la première génération de prothèse suprachoroïdienne développée par BVA. Le réseau d'électrodes mesure 19 mm de long et 8 mm de large et est relié par un fil à un connecteur percutané en titane (voir Figure 17(a)) implanté derrière l'oreille du sujet. Le fil mesure 150 mm de long et contient 23 fils de platine/iridium isolés individuellement avec le 24e fil qui se connecte directement au connecteur percutané. Le connecteur percutané, fixé au crâne par des vis en titane, dépasse de la peau derrière l'oreille (voir Figure 17(b)). Ce connecteur permet une stimulation directe du réseau d'électrodes par l'intermédiaire d'un fil de connexion (Figure 17 (c)). D'après le suivi postopératoire de trois patients atteints de RP en 2012, pendant deux ans les dispositifs sont restés stables et fonctionnels sans causer de dommages rétiniens importants. L'acuité visuelle a été estimée à 20/8397, avec un maximum atteint de 20/4451 [57].

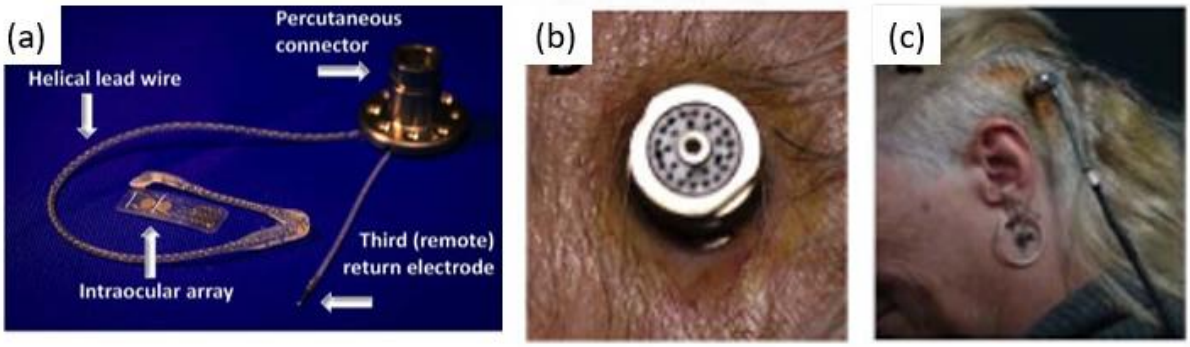


Figure 17 : (a) le dispositif BVA complet ; (b) connecteur percutané dépassant de la peau derrière l'oreille ; (c) connexion directe au neurostimulateur par l'intermédiaire d'une dérivation ; figures issues de [57].

La deuxième génération de la prothèse rétinienne suprachoroïdienne de BVA est équipée de 44 électrodes en disque de platine, chacune ayant un diamètre exposé de 1 mm sur un substrat en silicone de 19 × 8 mm (Fig. 1A). Ces électrodes couvrent une surface de 10,0 × 7,5 mm, correspondant à environ 37,6 × 27,6° de champ visuel [73], [74]. La Figure 18 montre la nouvelle version de la prothèse rétinienne développée par BVA. Le réseau d'électrodes est relié aux connecteurs externes de la prothèse par des fils. La stimulation électrique des électrodes est réalisée par deux sources de courant, logées dans deux boîtiers de stimulation en titane hermétiquement scellés, implantés sous le cuir chevelu postérieur (voir Figure 18(a)). Chaque stimulateur gère 22 électrodes indépendantes. Le transfert de puissance et de données s'effectue via des bobines de transmission magnétiquement couplées portées sur la tête. L'image perçue est continuellement capturée par une caméra vidéo CMOS montée sur la branche d'une paire de lunettes ajustées et moulées sur mesure, puis traitée en signaux adaptés aux stimulateurs implantés par un processeur vidéo portable porté sur le corps (Figure 18(b)). Les images sont filtrées par le processeur pour améliorer la détection des contours et du contraste.

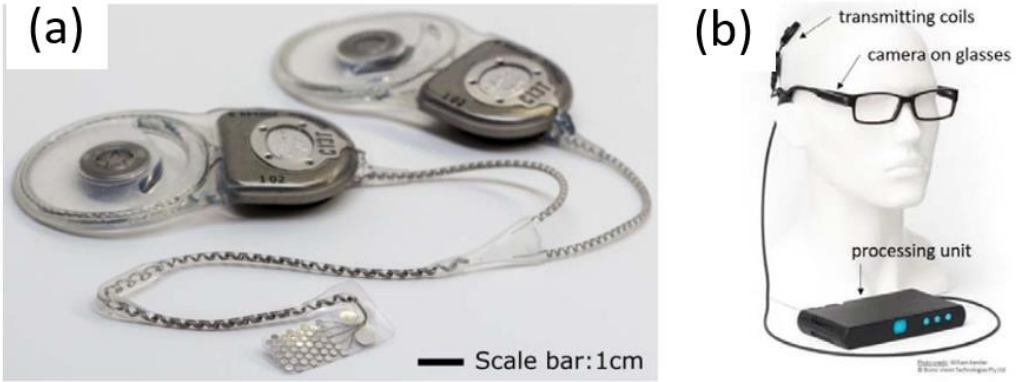


Figure 18 : (a) Le réseau d'électrodes oculaires implantées (variante de l'œil gauche) montré avec deux stimulateurs implantables ; (b) composants externes comprenant une caméra vidéo CMOS montée sur les lunettes, des bobines de transmission à couplage magnétique portées sur la tête et un processeur vidéo portable porté sur le corps ; figures issues de [73].

La Figure 19 montre une photographie et une radiographie de la partie implantée du système STS (*suprachoroidal–transretinal stimulation*) développé par l'équipe de Fujikado *et al.* [75]. Cette prothèse suprachoroïdienne inclut un décodeur qui produit des impulsions biphasiques et une bobine secondaire qui reçoit des signaux d'une bobine externe (voir Figure 19 (a)). Le réseau d'électrodes, fabriqué au Japon par Nidek Co., est composé de 49 électrodes en fil de platine de 0,5 mm de diamètre, espacées de 0,7 mm de centre à centre. Il mesure 5,7 × 4,6 mm. L'implant est inséré dans une poche située dans la sclérotique de l'oeil. Le boîtier électronique du dispositif est placé derrière l'os temporal et le câble est attaché à l'os zygomatique (voir Figure 19 (b)) [76]. Ces dispositifs sont utilisés pour fournir des impulsions électriques à des électrodes spécifiques à des fins thérapeutiques ou

expérimentales. Le système STS est composé d'une caméra vidéo fixée sur des lunettes, d'une unité de traitement vidéo et d'une batterie d'extérieur. Des tâches visuelles ont été effectuées par les patients en utilisant une caméra CMOS attachée aux lunettes afin de repérer les objets placés dans leur champ visuel. Deux patients atteints de RP ont été capables de localiser et de distinguer les boîtes blanches lors d'essais cliniques menés en 2011. L'un des patients a pu exécuter des tâches de préhension simple avec une précision supérieure au hasard [58].

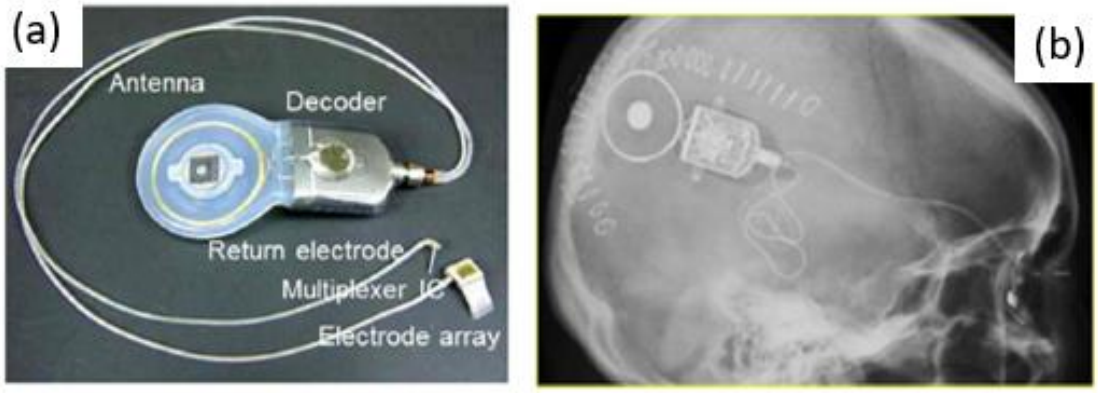


Figure 19 : (a) Photographies des parties internes du système STS à 49 canaux ; (b) vue latérale de la projection radiographique du crâne du patient 1 après la chirurgie d'implantation ; figures issues de [75].

2.2.2.3. Synthèse : le choix de l'implant rétinien

Le Tableau 2 fait la synthèse des caractéristiques des différentes prothèses rétiniennes décrites dans ce manuscrit. Ce tableau présente différentes technologies d'implants rétiniens, classées en trois catégories : sous-rétiniens, épirétiniens et suprachoroïdiens. Chaque type d'implant est caractérisé par son nom, sa taille, le nombre d'électrodes, l'acuité visuelle obtenue avec l'implant, le champ visuel couvert et les références bibliographiques associées. L'interprétation de ces données révèle une grande variabilité des caractéristiques des implants rétiniens, notamment en termes de taille, de nombre d'électrodes, d'acuité visuelle et de champ visuel. Nous pouvons observer que les implants sous-rétiniens ont généralement une taille plus petite, entre 2 et 3 mm de côté, mais un nombre d'électrodes plus élevé par rapport aux implants épirétiniens et suprachoroïdiens, entre 378 et 1600 électrodes. De plus, les implants épirétiniens présentent une taille plus importante, entre 10 et 14 mm mais un nombre d'électrodes relativement faible en comparaison avec 60 et 150 électrodes pour l'Argus II et IRIS II. Le champ visuel restauré des prothèses épirétiniennes est le plus élevé des trois types de prothèse, entre 20 et 43°, ce que nous pouvons expliquer par le fait que leur taille est plus élevée. En termes d'acuité visuelle, les implants sous-rétiniens semblent offrir les meilleures performances, autour de 20/500. Cependant, ces observations doivent être interprétées avec

prudence, car d'autres facteurs, tels que la durabilité, la sécurité et le confort de l'implant, peuvent également influencer le choix de la technologie appropriée pour chaque patient.

Type	Nom	Taille	Nombre d'électrodes	Acuité visuelle	Champ visuel	Réf
Sous-rétinien	Prima	2x2 mm	378	20/500	10°	[63], [64]
	Alpha IMS	3x3 mm	1500	20/545	11°x11°	[65]
	Alpha AMS	3x3 mm	1600			[65]
Epirétinien	Argus II	ø10,29 mm	60	20/1262	20°	[60], [67], [70]
	IRIS II		150			[71]
	Polyretina	ø14 mm	10 500		43°	[69]
Suprachoroïdien	BVA	19 × 8 mm	44	20/4451	12°	[57], [73], [74]
	STS	5,7 × 4,6 mm	49		20°x16°	[75], [76]

Tableau 2 : Tableau de synthèse des différentes prothèses rétiniennes développées dans le monde.

Dans le cadre de notre application, l'objectif est de venir directement se substituer au photorécepteur et conserver le mécanisme neuronal des cellules bipolaires et ganglionnaires (afin de conserver les détails de contraste et d'intensité lumineuse). Dans cette optique, les implants sous-rétiniens répondent davantage à ce besoin. Dans cette configuration, les implants sont placés derrière la rétine et visent principalement à traiter les lésions au niveau des photorécepteurs. Cependant, l'implantation sous-rétinienne implique des contraintes dimensionnelles en raison de la localisation de la zone d'implantation. L'implant devrait être suffisamment fin pour ne pas déformer la rétine et épouser la forme de l'œil.

Dans le système que nous proposons, les photodiodes intégrées à l'implant captent directement la lumière naturelle et la transforment en signaux électriques avec le capteur optique. Ces signaux sont ensuite transmis par des micro-électrodes aux cellules rétiniennes sous-jacentes aux photorécepteurs.

La spécificité de la prothèse rétinienne proposée dans ce travail réside dans le fait qu'elle ne nécessite pas d'appareillage externe. Les exemples de prothèses rétiniennes détaillées précédemment impliquaient tous l'utilisation d'appareils extérieurs comme des lunettes pour projeter l'image, un système d'alimentation ou un câblage externe pour envoyer le signal de stimulation. Notre système avec le capteur optique pourra, en principe, être auto-suffisant et ne comportera qu'un dispositif implanté, autonome énergétiquement. Cela offrira un confort supplémentaire aux patients.

2.3. Etat de l'art sur les prothèses rétiniennes

2.3.1. Etat de l'art sur l'acuité visuelle des prothèses rétiniennes et description de la prothèse rétinienne PRIMA

Les revues de Shim *et al.* de 2020 et de Wu *et al.* de 2023 sur les performances des prothèses rétiniennes actuelles montrent qu'à ce jour l'implant PRIMA développé par l'équipe du Pr. Daniel Palanker en collaboration avec l'entreprise Pixium Vision, et actuellement en phase clinique, a été capable de restaurer une acuité visuelle de 20/460 jusqu'à 20/315 [38], [60]. En comparaison, l'Argus II en 2006 atteignait une acuité de 20/1262 et l'Alpha IMS en 2013 atteignait une acuité de de 20/546 [60], [61], [77]. La prothèse PRIMA a donc à ce jour la meilleure performance d'acuité visuelle parmi les prothèses rétiniennes implantées.

Le but de l'implant PRIMA est de restaurer la vision pour des patients atteints de DMLA [28], [29]. Il s'agit d'un implant rétinien de 2x2 mm avec une matrice de pixels de 100 µm ou 75 µm de large. Son épaisseur est de 30 µm sur un substrat en silicium comprenant 378 pixels et une implantation viable pour une durée de 10 ans. La taille de l'implant ne permet pas de restaurer un large champ de vision mais permet une restauration de 7° au centre du champ de vision. Afin de restaurer les images, le dispositif utilise des lunettes intégrant une caméra dont l'image est projetée sur l'implant avec une lumière pulsée proche-infrarouge. Ce système est illustré en Figure 20. Elle montre les différents composants de la prothèse visuelle incluant un boîtier de contrôle, les lunettes avec la caméra pour restituer l'image, le projecteur rétinien par lumière pulsée et l'implant placé sous la rétine.



Figure 20 : Système complet de la prothèse rétinienne PRIMA ; Le système se compose d'un boitier de contrôle, de lunettes munies d'une caméra pour la capture d'image, d'un projecteur rétinien utilisant la lumière pulsée à 880 nm, et enfin d'un implant placé sous la rétine ; figure issue de [64].

La Figure 21 montre l'implant PRIMA implanté dans le cadre de l'étude clinique sur l'étude de faisabilité de la compensation de la cécité avec le système PRIMA chez les patients atteints de dégénérescence maculaire sèche liée à l'âge [79], [80]. Il possède une interface électro-neurale en forme de nid d'abeille qui est décrite dans l'étude de Flores *et al.* [81]. Cette interface est conçue pour permettre aux cellules rétiniennes de migrer dans les espaces vides sous la rétine. Chaque pixel est entouré de parois isolantes qui alignent le champ électrique verticalement, permettant ainsi de réduire la taille du pixel à des dimensions cellulaires. Ces pixels en nid d'abeille sont montrés en Figure 21(a) pour des pixels de 100 µm de large et Figure 21(b) pour des pixels de 75 µm de large. Plus de la moitié des cellules rétiniennes internes migrent dans ces puits de 25 µm de profondeur et 18 µm de large. L'épaisseur de l'implant de 30 µm et sa structure permettent d'obtenir un implant légèrement courbable pour correctement s'adapter à la forme de la rétine. La Figure 21(c) montre un fond d'œil d'une rétine de rat dans lequel un implant PRIMA a été implanté et la Figure 21(d) montre une image d'une rétine de rat avec un implant plusieurs semaines après l'opération. Ces deux figures montrent que la rétine des rats implantés n'est pas endommagée. L'implant s'adapte correctement à la courbure de la rétine avec un bon recollement de la rétine et sans déformation de cette dernière. Dernièrement, l'équipe de D. Palanker a démontré *in vivo* une résolution spatiale chez le rat de 28 µm [82] pour des pixels de 20 µm de large. La limite théorique se place à 24 µm de résolution spatiale pour une acuité de 20/100 [83].

Les premières implantations des prothèses PRIMA dans l'étude clinique sur 5 patients ont permis de montrer que l'implant résistait à la corrosion et aux infiltrations d'eau [64]. Il n'endommage pas

davantage le champ de vision résiduel. Toutefois, cette approche a nécessité le développement d'une technologie et d'un équipement spécifiques, ce qui en augmente le coût.

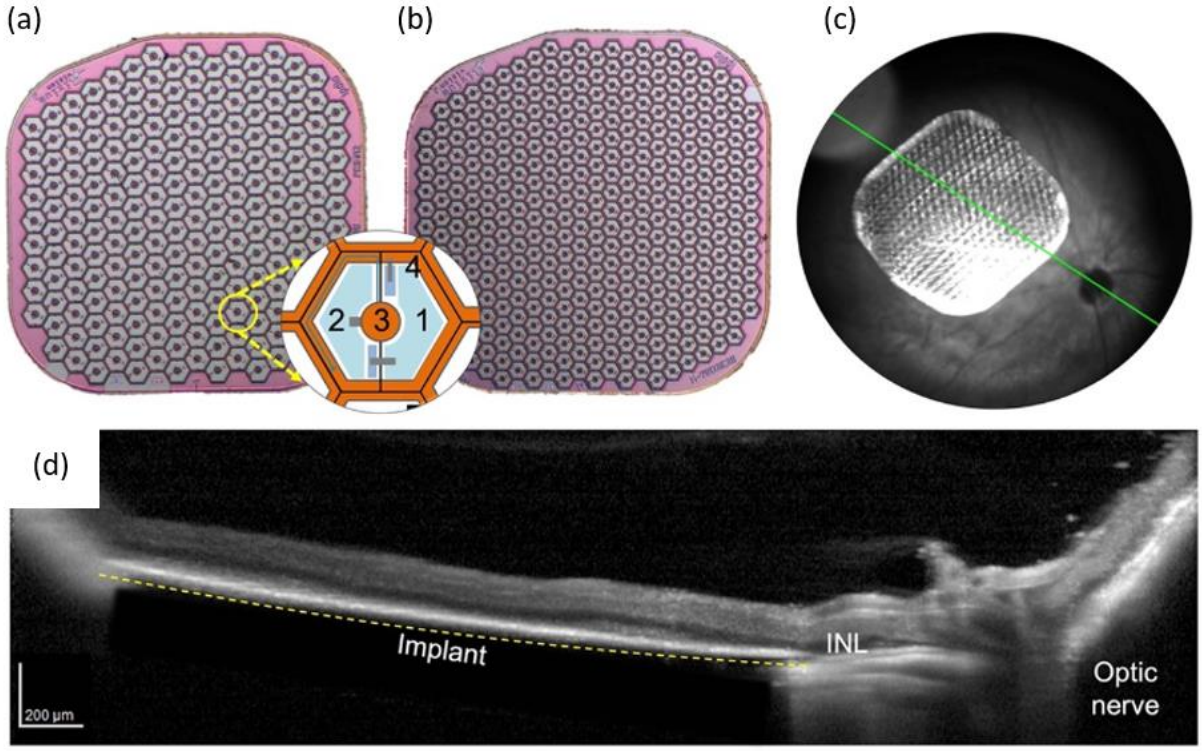


Figure 21 : Matrices de photodiodes PRIMA. (a) Un réseau de pixels de 100 µm ; (b) un réseau de pixels de 75 µm. L'encart montre la disposition d'un seul pixel, où 1 et 2 sont les régions photosensibles des photodiodes, 3 représente l'électrode de stimulation, et 4-l'électrode de retour ; (c) image du fond d'œil d'un réseau de pixels de 75 µm implanté dans la région temporo-dorsale de la rétine de rat ; (d) image OCT (*Optical coherence tomography*, Tomographie à Cohérence Optique) de la rétine d'un rat RCS (*Royal College of Surgeons*) avec un implant PRIMA plusieurs semaines après l'opération. La ligne en pointillé indique la face arrière de l'implant reposant sur l'EPR. ; figure issue de [52].

2.3.2. Etat de l'art sur le champ de vision des prothèses rétiniennes et description de la prothèse rétinienne Polyretina

Nous allons maintenant nous intéresser dans cette partie à la prothèse rétinienne capable de restaurer le plus large champ de vision à ce jour. En reprenant les revues de Shim *et al.* et de Wu *et al.* sur les performances des prothèses rétiniennes actuelles, ces derniers montrent que la prothèse épirétinienne nommée Polyretina, développée par l'équipe du Prof Diego Ghezzi, est capable de restaurer un champ de vision de 43° [38], [60]. En comparaison, la prothèse rétinienne Argus II restaure un champ de vision de 20°, la prothèse rétinienne Alpha AMS restaure 15° et la prothèse rétinienne de Fujikado *et al.* restaure 20°x16° de champ visuel. De ce fait, la prothèse rétinienne Polyretina est actuellement celle qui restaure le plus large champ de vision.

Le développement de cette prothèse a pour but de restaurer la vision de personnes souffrant de pathologies de la rétine comme la DMLA et la RP. A ce jour, elles ont été implantées et testées dans les rétines de mini-cochons aveugles, mais l'expérimentation sur l'humain n'est pas encore autorisé [84]. Elle est conçue sur un substrat polymère, du PDMS et recouvre une surface de 14 cm de diamètre pour une épaisseur d'environ 50 µm. Elle comporte 10 500 électrodes, avec une couche métallique en titane, une couche de cellules photovoltaïques organiques en P3HT:PCBM et une couche de semi-conducteurs en PEDOT:PSS [85], [86]. Pour les différentes expérimentations, une lumière artificielle est projetée dans la rétine. Cette lumière est captée par l'implant et directement convertie en signal électrique afin de stimuler les cellules

L'usage de matériaux polymères réduit considérablement les contraintes mécaniques. Le PDMS a été choisi pour sa transparence, son élasticité, son faible module d'Young et sa haute résistance aux déchirures. La Figure 22 illustre l'implant Polyretina. Elle montre la flexibilité et la transparence de l'implant en dehors des électrodes. Nous pouvons aussi noter que l'implant est de forme hémisphérique. Cette propriété permet à l'implant de s'adapter à la forme de la rétine et d'avoir une surface élevée de contact avec la rétine. La courbure permet de diminuer la distance entre les électrodes et la surface de la rétine augmentant ainsi la probabilité de stimuler les neurones [87]. Cette capacité d'adaptation à la courbure rétinienne permet également de recouvrir une surface rétinienne plus large, offrant ainsi un champ de vision élargi. L'emploi du PDMS facilite aussi l'insertion de l'implant lors de l'intervention chirurgicale sans risque d'endommager les tissus. Comme évoqué précédemment, l'incision lors de l'opération d'implantation est limitée à 6 mm, il faut donc pouvoir insérer l'implant rétinien en respectant cette dimension. Il est donc possible de plier l'implant lors de la transplantation, pour ensuite le déplier une fois qu'il est positionné dans l'œil.

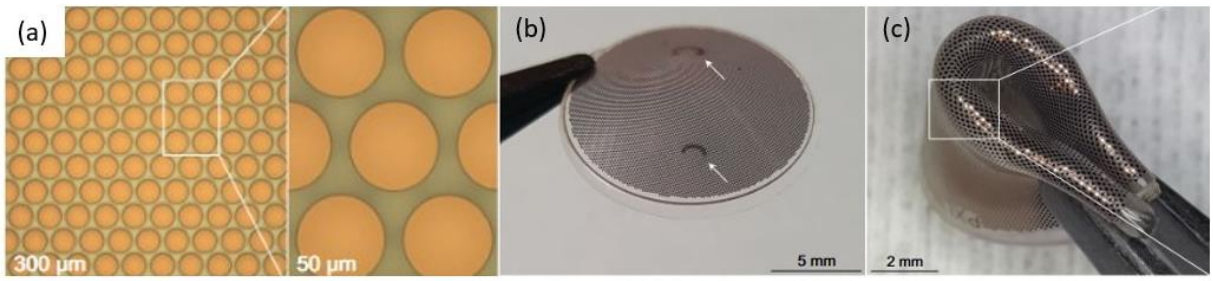


Figure 22 : Images de l'implant rétinien Polyretina ; (a) image des pixels photovoltaïques (diamètre de 100-µm et pas de 120-µm) ; (b) photographie d'un implant rétinien Polyretina déplié montrant sa forme hémisphérique ; (c) photographie d'un implant rétinien Polyretina plié quatre fois ; figures issues de [84].

2.3.3. Limites et compromis

Le Tableau 3 résume les caractéristiques et performances des prothèses rétiniennes PRIMA et Polyretina. Nous pouvons voir que les deux prothèses rétiniennes possèdent des approches de conception et de performances différentes afin de restaurer la vision de patients atteints de DMLA et de RP. L'implant PRIMA possède les meilleures performances d'acuité visuelle (20/500) mais restaure un faible angle de champ de vision (7°). L'implant Polyretina restaure un large champ de vision (43°) mais les données sur l'acuité visuelle restent inconnues à ce stade.

	Pr. Daniel Palanker "PRIMA"	**Pr. Diego Ghezzi "Polyretina"**
Type d'implant	Sous-rétinien	Epirétinien
Substrat	Silicium	Polymères : PDMS
Epaisseur	30 µm	50 µm
Propriété mécanique	Courbable jusqu'à un rayon de courbure de 5 mm	Pliable
Composants électroniques	Photodiodes (alimentation et capteur)	Photodiodes organiques Electrodes en titane
Dimension	2 mm de côté	14 mm de diamètre (forme hémisphérique)
Nombre d'électrodes	378	10 500
Acuité visuelle	20/500	<<1/10 (pas de données précises)
Champ de vision	~7°	43°
Statut de recherche	Etude clinique	*In vivo* avec mini-cochons

Tableau 3 : Tableau comparatif des prothèses visuelles PRIMA et Polyretina.

Pour la conception de notre prothèse rétinienne, nous nous plaçons dans une implantation sous-rétinienne. Nous devons donc amincir notre substrat en silicium afin de ne pas endommager la zone d'implantation à l'instar de la prothèse PRIMA. La courbure et la flexibilité sont des points importants dans la conception des implants pour une bonne adaptabilité dans l'œil. Le silicium est difficile à courber et impossible à plier sans le casser. Courber l'implant pour l'adapter à la forme de la rétine présente l'avantage d'optimiser la qualité de l'image perçue et de couvrir une zone plus large permettant d'augmenter le champ de vision. Dans le cas des implants plats, les cellules se réorganisent pour combler le gap résultant de l'implantation, augmentant le risque de fibrose. L'objectif est de réduire le silicium, initialement de 280 µm d'épaisseur, à une épaisseur inférieure à 50 µm afin d'obtenir une implant suffisamment conforme [88].

Nous avons également décidé de déposer une couche de polymère à l'arrière de l'implant, servant de substrat flexible. Cela doit renforcer la structure de l'implant pour prévenir toute cassure potentielle, faciliter la manipulation de l'implant une fois aminci et servir aussi d'encapsulant pour les aspects de biocompatibilité. Cependant, cette couche de polymère soulève plusieurs défis qui sont de trouver une méthode efficace pour faire adhérer le polymère à l'implant, il ne doit pas se désagréger dans le temps et ne doit pas être toxique pour le corps pour garantir la sécurité des patients.

3. Objectifs pour la prothèse rétinienne développée dans le cadre de cette thèse

3.1. Définition des termes

Le Tableau 4 répertorie les termes fréquemment employés dans ce manuscrit et détaille les divers composants qui les constituent. Prenons l'exemple d'un pixel, il est formé du capteur optique, des photodiodes d'alimentation et d'une électrode de stimulation. La Figure 23 propose des schémas des termes définis, offrant ainsi une illustration pour faciliter la compréhension. La Figure 23(a) représente un pixel, la Figure 23(b) représente une puce et la Figure 23(c) un implant.

Termes	Définition (composants)
Pixel (cf Figure 23(a))	Capteur optique (photodiodes + neurone artificiel + transistors) + photodiodes d'alimentation + électrode
Puce (cf Figure 23(b))	Pixel + Substrat en silicium
Implant rétinien (cf Figure 23(c))	Puce(s) + Substrat flexible Dans la suite nous parlerons d'implant rétinien monopuce ou matriciel (multipuces)
Prothèse rétinienne	Ensemble du système comprenant les parties externes et implantées, cela concerne principalement les prothèses rétiniennes déjà existantes

Tableau 4 : Définitions des termes utilisés dans le manuscrit.

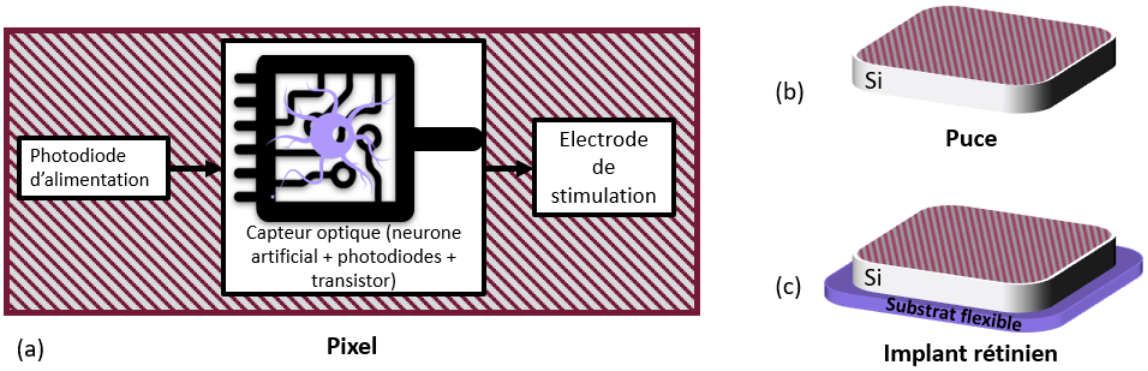


Figure 23 : Schéma des termes définis ; (a) schéma d'un pixel composé d'une photodiode d'alimentation, du capteur optique et d'une électrode de stimulation ; (b) schéma d'une puce composée d'un substrat en Si et de pixels, (c) schéma d'un implant composé d'un substrat flexible et d'une puce ; production personnelle réalisée sur Miscrosoft PowerPoint.

3.2. Concept de l'implant rétinien basé sur le capteur optique

Notre implant vise à stimuler de manière ciblée les cellules bipolaires ou ganglionnaires. L'implant sera sous-rétinien afin de répondre à cet objectif. Le principe est illustré en Figure 24. L'implant se compose d'un réseau de microélectrodes exploitant le capteur optique, réparties sur un substrat de silicium d'une épaisseur de 280 µm et sera alimenté par des photodiodes. Grâce à cette configuration, l'œil équipé sera en mesure de capter un faisceau lumineux naturel exploitable. Les neurones artificiels intégrés dans l'implant généreront un signal électrique similaire aux potentiels d'actions biologiques, lequel sera ensuite transmis aux cellules saines de la rétine par le biais des électrodes. Ce signal va encoder l'information visuelle, permettant ainsi la transmission au cortex visuel. En résultat, cette approche électrique stimulera les zones altérées, contribuant à restaurer la fonction visuelle.

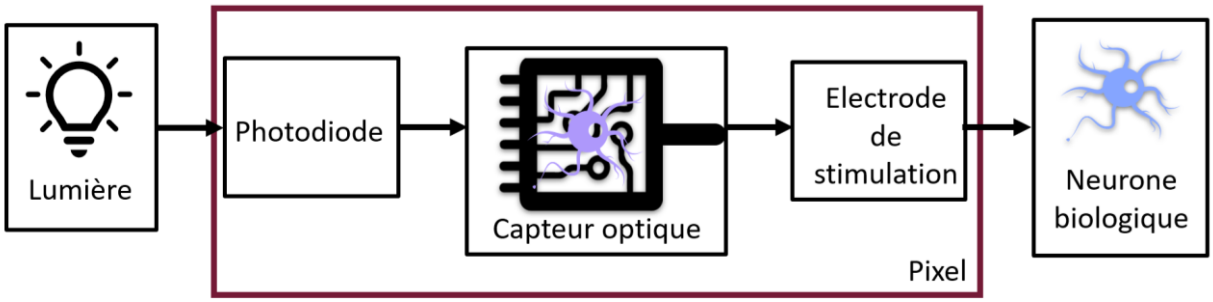


Figure 24 : Schéma du principe de l'implant rétinien basé sur le capteur optique et le neurone artificiel développés et brevetés par l'IEMN dans le cadre du projet SPINE pour la stimulation d'un neurone biologique ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

3.3. Un implant non délabrant

3.3.1. Définition : qu'est-ce qu'un implant non délabrant ?

Un implant non délabrant est conçu pour être implanté dans le corps sans altérer les structures existantes. Son objectif est de réduire l'impact sur les tissus environnants lors de son insertion et tout au long de sa présence dans l'organisme. L'implant devra donc avoir une épaisseur qui ne déforme pas la rétine (inférieure à 100 µm d'épaisseur) et devra être aminci. Ses bords devront être arrondis afin d'éviter les déchirures. Il devra être hydrophile afin d'optimiser l'adhésion cellulaire à la surface de l'implant. Il est important de noter que même les implants non délabrants peuvent présenter des risques de complications telles que l'infection, la réaction inflammatoire, voire le rejet dans des cas exceptionnels.

Il faut tenir compte des principes de la bioéthique et équilibrer les avantages et les inconvénients lors de la conception d'un implant. La non-délabrance de l'implant est essentielle à la réussite de ce travail, en particulier si les résultats escomptés en termes d'acuité visuelle et de champ de vision ne sont pas atteints. Pour que cette approche soit acceptée, il faut donc montrer un équilibre favorable des bénéfices sur les risques.

3.3.2. Comment l'obtenir ?

Nous souhaitons atteindre une épaisseur de 30 µm, les implantations antérieures dans des rétines de rat ayant montré que cette épaisseur n'endommageait et ne déformait pas la rétine. Il faut aussi déterminer ce qui est techniquement faisable. Dans l'étude de Navaraj *et al.* l'épaisseur de 15 µm a été atteinte par gravure humide dans du TMAH (hydroxyde de tétraméthylammonium) avec un dispositif de contrôle d'épaisseur en temps réel très précis [88]. L'étude de Navaraj *et al.* indique que descendre à une épaisseur de 10 µm est beaucoup plus difficile, en raison de la fragilité du matériau qui rend la manipulation de ce dernier trop complexe. Dans ce même article il est mentionné qu'en-dessous d'une épaisseur de 50 µm le silicium devient flexible, et en dessous de 10 µm il devient transparent [89]. Avec un substrat SOI (Silicon on *Insulator*), il est possible de descendre à 5 µm d'épaisseur comme le montrent les travaux des Dr. A.Lecavellier des Etangs Levallois et Dr. S.Mhedhbi sur le report d'un circuit CMOS sur un substrat flexible [90], [91]. Cependant nos puces fabriquées par technologie TSMC (*Taiwan Semiconductor Manufacturing Company*) ne nous permettent pas de bénéficier d'un substrat SOI. Il n'est donc pas envisageable d'atteindre une telle épaisseur. L'épaisseur cible serait donc 30µm afin d'égaliser l'épaisseur de l'implant PRIMA.

Le choix de la technique d'amincissement parmi toutes celles existantes sera important, chacune ayant ses avantages et ses inconvénients. Dans notre cas, le compromis idéal serait un amincissement rapide et contrôlé, avec une faible rugosité pour éviter les frottements dans l'œil. La technique ne doit pas non plus endommager le circuit électronique ou l'implant lui-même. Eventuellement, il pourrait être nécessaire de combiner plusieurs méthodes d'amincissement pour obtenir le résultat souhaité.

L'ajout d'un substrat flexible en face arrière permettra de renforcer et préserver la structure pour éviter la casse de l'implant. Cela pourra aussi faciliter la prise en main de l'implant en particulier au moment de la chirurgie avec la création d'une « languette ». Cette couche devra répondre à plusieurs problèmes : déterminer comment faire adhérer le polymère à la surface de l'implant, s'assurer qu'il ne se désagrège pas dans le temps et vérifier la biocompatibilité du matériau. La Figure 25 issue de l'article de Hussain *et al.* représente des schémas de dispositifs dits « semi-flexible » et « flexible » [92]. Ces schémas montrent le principe que nous souhaitons reproduire pour notre prothèse rétinienne. En disposant plusieurs puces sur un substrat flexible et en faisant varier soit la largeur des puces (Figure 25(a)) ou leur épaisseur (Figure 25(b)), il est possible d'obtenir une prothèse souple qui pourra se courber et correctement épouser la forme de la rétine.

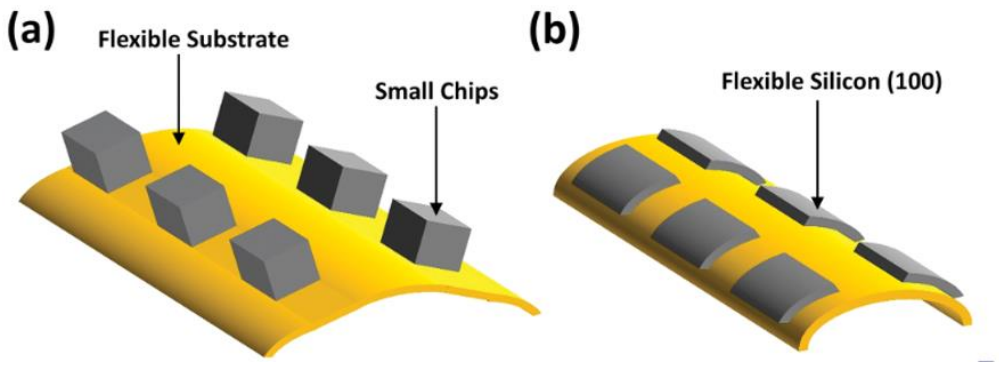


Figure 25 : Schéma de puces sur un substrat flexible courbé ; (a) puces de faible dimension sur un substrat flexible ; (b) puce de faible épaisseur sur un substrat flexible ; figure issue de [92].

3.4. Un implant autonome en énergie, durable et avec un faible encombrement

3.4.1. Autonomie énergétique

Actuellement, l'alimentation de l'implant d'Axorus repose sur la technologie photovoltaïque, exploitant l'emplacement de l'implant dans l'œil et l'accès direct à la lumière. Ce choix stratégique est basé sur l'autonomie de l'implant en maximisant l'utilisation des ressources environnementales, soit la lumière. Un avantage réside dans le fait que l'implant, équipé du capteur optique et de photodiodes, peut s'auto-alimenter, ce qui élimine la nécessité d'un système de projection externe (via des lunettes

par exemple). Ainsi, l'implant seul sera capable d'être alimenté, de capter l'information et de la convertir en signal électrique pour stimuler les cellules ciblées.

3.4.2. Durabilité

L'implant devra rester opérationnel pendant au moins 10 ans. Cette durée s'appuie sur la réflexion bénéfice-risque pour le patient. Une réimplantation fréquente n'est pas bénéfique pour les patients, en particulier en raison de la population cible, qui est composée de personnes âgées atteintes de DMLA. La perspective d'une chirurgie récurrente et d'une période de rééducation associée serait non seulement contraignante pour les patients, mais aussi peu favorable à l'adoption généralisée de l'implant. Par conséquent, la longévité opérationnelle doit être soigneusement évaluée en tenant compte de la stabilité technique du dispositif et de son impact sur la qualité de vie des patients visés.

3.4.3. Encombrement

L'avantage de l'implant en tant que dispositif autonome est, comme dit précédemment, qu'il ne nécessite pas d'accessoires externes tels que des lunettes, un système d'alimentation externe ou tout autre dispositif externe pour son fonctionnement. Selon l'étude de D. Ghezzi sur le rôle du champ de vision sur la vision artificielle, un implant rétinien trop large avec un substrat rigide peut engendrer un risque de mauvais recollement de la rétine après l'opération [56]. La puce en silicium aura donc une largeur limitée à 3-4 mm et une épaisseur inférieure à 50 µm pour s'adapter à la structure de l'œil humain. Outre l'aspect technique, cette conception minutieuse vise à maximiser le confort des patients. L'objectif est de garantir une adaptation optimale à l'œil, offrant ainsi une solution non seulement performante sur le plan technologique, mais qui puisse également améliorer la qualité de vie des personnes affectées par la DMLA et la RP.

Conclusion de chapitre

Ce chapitre offre une vue d'ensemble exhaustive du contexte et des objectifs de notre travail de thèse sur le développement d'un implant rétinien. Nous avons commencé par présenter le neurone artificiel biomimétique et le capteur optique conçus et brevetés à l'IEMN dans le cadre du projet SPINE. Ces éléments ont été contextualisés, mettant en lumière leur importance comme éléments centraux dans la conception de l'implant rétinien d'Axorus. La capacité du neurone artificiel à reproduire fidèlement le signal d'un spike biologique combiné à ce capteur optique permettant de faire varier

linéairement la fréquence de spike selon l'intensité lumineuse permettrait de reproduire le fonctionnement des photorécepteurs dégénérés. L'aspect très basse consommation du neurone artificiel permettrait également d'avoir un implant rétinien autonome, qui ne nécessite pas de source d'alimentation externe supplémentaire.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons effectué une analyse minutieuse des différentes prothèses rétiniennes déjà existantes sur le marché, en mettant en lumière les pathologies spécifiques qu'elles visent à traiter, notamment la DMLA et la RP. Parmi toutes les prothèses étudiées, deux d'entre elles ont particulièrement attiré notre attention : les prothèses PRIMA et Polyretina. Ces deux dispositifs se distinguent par leurs performances remarquables en termes d'acuité visuelle et de champ de vision. En effet, la prothèse PRIMA affiche une acuité visuelle de 20/500, tandis que la prothèse Polyretina offre un champ de vision impressionnant de 43 degrés. Cette étude de la littérature met en évidence l'importance de rechercher des solutions innovantes pour le développement d'un implant rétinien qui puisse rivaliser, voire surpasser, les performances des prothèses rétiniennes existantes.

Dans cette optique que nous avons défini les attentes et les objectifs à atteindre pour concevoir un implant rétinien autonome, conformable et durable. Ces objectifs incluent notamment la nécessité de créer un dispositif qui puisse s'adapter confortablement à l'œil, offrant une expérience optimale pour le patient tout en assurant une stabilité à long terme. Nous avons également détaillé le concept de l'implant rétinien basé sur le capteur optique, visant à stimuler les cellules bipolaires ou ganglionnaires. L'implant visé dans ce travail de thèse sera sous-rétinien et se composera d'un réseau de microélectrodes exploitant le capteur optique, réparties sur un substrat de silicium mince. Grâce à cette configuration, l'œil équipé sera en mesure de capter un faisceau lumineux naturel exploitable. Les neurones artificiels intégrés généreront un signal électrique similaire aux potentiels d'actions biologiques, lequel sera transmis aux cellules saines de la rétine par le biais des électrodes, encodant ainsi l'information tout en abordant des aspects clés tels que la durabilité et l'encombrement.

Nous avons également abordé les défis de la durabilité, de l'encombrement et de l'adaptabilité, avec pour ambition de fournir une solution technologique performante tout en garantissant le confort et la qualité de vie des patients. L'implant sera conçu pour être non délabrant, afin de minimiser l'impact sur les tissus environnants lors de son insertion et tout au long de sa présence dans l'organisme. Enfin, nous avons souligné l'importance de respecter les principes de la bioéthique et d'équilibrer les avantages et les inconvénients lors de la conception d'un tel dispositif. Il est essentiel que l'implant soit bien accepté par le patient, ce qui nécessite de garantir un équilibre favorable des bénéfices sur les risques. Ce chapitre pose ainsi les bases nécessaires à la poursuite de notre étude.

Dans le prochain chapitre, nous étudierons le processus d'amincissement du substrat en silicium en utilisant la technologie de gravure ionique réactive profonde (DRIE). Ce processus a été développé dans le but de rendre le substrat silicium plus fin, avec une épaisseur de 30 µm, tout en le rendant suffisamment conforme pour s'adapter à la forme de la rétine. L'objectif est de conserver les propriétés électroniques des puces tout en garantissant une adaptabilité optimale à l'œil du patient. De plus, nous envisageons d'ajouter un substrat flexible pour renforcer la structure du silicium aminci, ce qui servira également de couche de protection. Étant donné que le silicium n'est pas considéré comme un matériau biocompatible, l'ajout d'un substrat flexible contribuera à rendre l'implant rétinien plus sûr pour une utilisation à long terme. Une étude sur la résine sèche Ordyl SY300 sera menée dans le cadre de cette recherche, visant à évaluer sa compatibilité et son adéquation pour ce projet spécifique.

Chapitre 2 : Conformabilité de l'implant rétinien

Ce deuxième chapitre a vocation à présenter l'étude menée pour obtenir une puce électronique conformable qui s'adaptera et épousera correctement la forme concave de la rétine et qui conservera les performances électriques initiales du circuit électronique avant toute modification technologique. La puce se compose d'un substrat en silicium avec des pixels (capteur optique avec une photodiode d'alimentation et une électrode de stimulation). La puce, le pixel et le capteur optique ont été définis en chapitre 1 partie 3.1 page 47. Le chapitre 2 se décompose en trois parties. La première partie se concentre sur le développement d'un procédé technologique menant à la fabrication d'une puce conformable et non délabrante. Les objectifs à atteindre pour disposer d'une telle puce sont définis dans les premiers paragraphes et étayés par une étude des publications internationales relatives aux différentes méthodes d'amincissement. Le développement du procédé d'amincissement mis en place au cours de ce travail de thèse afin de passer d'une épaisseur initiale de silicium de 280 µm à 30 µm est détaillé. Dans la seconde partie de ce chapitre, les travaux menés tiennent compte de la future position sous-rétinienne de la puce. Ainsi, l'impact sur les performances électriques de l'amincissement du circuit électronique et de la flexion de ce dernier est étudié pour deux prototypes de puces électroniques différents. Nous nous intéressons tout d'abord à la caractérisation électrique d'une puce exploitant le capteur optique développé par l'IEMN (circuit de base), puis à la caractérisation d'un prototype de puce développé par Axorus exploitant le neurone artificiel (circuit décrit en chapitre 1 partie 1.3 page 12). Une synthèse des grandeurs électriques caractéristiques mesurées telle que la fréquence de spikes émise en fonction de l'intensité lumineuse appliquée, couplée à une analyse statistique, est proposée et discutée pour répondre à la question de la fabrication d'un implant flexible non délabrant. Enfin, la troisième partie se focalise sur l'ajout d'un substrat flexible en face arrière de la puce dont l'objectif sera de pouvoir créer un implant rétinien monopuce ou matriciel à base de puces. Dès le début de l'étude, il est important de s'intéresser à la manipulation par le chirurgien du dispositif final et de son insertion dans l'œil. L'utilisation comme substrat flexible d'une résine sèche, film fin en polymère, a été investiguée. Les résultats de l'étude sont présentés et objectivés dans cette troisième partie. En perspective, l'utilisation d'hydrogels en tant que substrats flexibles est abordée avec une brève étude de la littérature.

Ainsi, j'ai mené le développement du procédé d'amincissement du circuit électronique en bénéficiant de l'accompagnement scientifique de M. Marc Faucher pour son expertise sur la gravure DRIE. Dans le cadre des campagnes de mesure que j'ai menée, pour la caractérisation des puces développées par l'IEMN, j'ai reçu l'assistance de Vanessa Avramovic et Etienne Okada, respectivement ex-membre et membre de la Centrale de caractérisation de l'IEMN. Concernant la caractérisation des puces Axorus, j'ai reçu l'assistance de deux employés d'Axorus, Julien Voillot et Arnaud Facon, ce dernier ayant conçu les circuits. J'ai ainsi organisé et participé à l'ensemble des campagnes de mesures.

J'ai également effectué l'analyse des données obtenues afin de déterminer l'impact de l'amincissement et de la flexion sur le comportement électrique des circuits électroniques de puces amincies. L'étude statistique a été réalisée avec l'aide du Pr. Christel Vanbesien-Mailliot. J'ai également réalisé les différents tests effectués avec la résine sèche et l'étude bibliographique sur les hydrogels.

1. Développement d'un implant conformable et non délabrant suivant la courbure de la rétine

1.1. Objectifs de l'amincissement du silicium en face arrière des puces

Le premier objectif est d'amincir le substrat silicium qui est en face arrière des puces électroniques afin de rendre l'ensemble conformable. L'implant rétinien monopuce ou matriciel (défini comme un substrat silicium avec un substrat flexible et des pixels, voir chapitre 1 partie 3.1 page 47) développé est conçu pour une implantation sous-rétinienne. L'intégrité de la rétine humaine doit être préservée en évitant toute déformation ou déchirure lors de l'implantation. De plus, pour favoriser le recollement de la rétine après l'intervention, l'implant doit s'adapter à la forme de la rétine. Les puces conçues par Axorus sont fabriquées et découpées par le fondeur TSMC. Elles reviennent sous la forme d'un carré, de 5 mm de large. Le substrat de silicium possède, quant à lui, une épaisseur de 280 µm. Au niveau de la forme, la puce est préalablement découpée par l'équipe d'Axorus avec des bords arrondis, pour ne pas endommager les tissus de la rétine lors de l'implantation. Cette étape ne sera pas détaillée dans ce manuscrit car elle est déjà maîtrisée et réalisée par l'équipe d'Axorus. En ce qui concerne l'épaisseur des puces, celle-ci est trop grande par rapport à l'épaisseur de la rétine, ce qui engendrerait des déformations de la rétine humaine et qui nécessite un amincissement du substrat. Dans le cadre de ce travail de thèse, nous avons choisi d'atteindre une épaisseur totale pour la puce de l'ordre de 30 µm incluant le substrat de silicium. A cette épaisseur, ce dernier peut être courbé et la rétine humaine ne sera pas déformée [88], [89]. Il est à noter que cette épaisseur de substrat silicium est également choisie afin d'éviter l'introduction de microfissures qui pourraient remonter jusqu'à la face avant, c'est-à-dire dans la couche active des composants CMOS et de la photodiode.

Le second objectif est d'ajouter un substrat flexible sur la face arrière de l'implant aminci en reprenant le principe issu de l'article de Hussain *et al.* (voir Figure 25 dans le chapitre 1 page 50) [92]. L'ajout du substrat flexible en face arrière permet de manipuler des puces amincies à 30 µm. De plus, ce substrat flexible permettrait de construire un implant rétinien dit « matriciel » en collant plusieurs puces sur ce dernier. Ce dernier pourrait être plié grâce au substrat flexible pour pénétrer dans l'incision chirurgicale de 6 mm faite dans l'œil, pour ensuite être déplié une fois placé sous la rétine. Cela permettrait d'obtenir un implant rétinien matriciel plié d'une taille inférieur à 4 mm et un implant

rétinien matriciel déplié dans la rétine de dimension supérieure à 4 mm de côté. La Figure 26 est un schéma du principe de l'implant rétinien matriciel. Dans cet exemple, nous avons un implant rétinien matriciel de 10 mm de large, composé de 9 puces électroniques de 3 mm de côté chacune. Une fois plié l'implant rétinien matriciel aurait une taille de l'ordre de 3 mm de côté. En augmentant la largeur de l'implant rétinien, nous pouvons augmenter la taille du champ de vision restauré. Ce substrat pourrait également servir de languette pour faciliter sa prise en main par le chirurgien lors de l'opération. Le substrat flexible pourrait également servir de couche de protection car le silicium n'est pas considéré comme un matériau dit « biocompatible » et nécessite d'être recouvert d'une couche de protection (type SiO_2) pour être implanté. Ce substrat flexible doit donc répondre à plusieurs contraintes, qui sont d'avoir une bonne adhésion du substrat flexible au substrat silicium, d'éviter qu'il ne se détériore au cours du temps et de garantir qu'il ne présente aucune toxicité pour l'organisme humain.

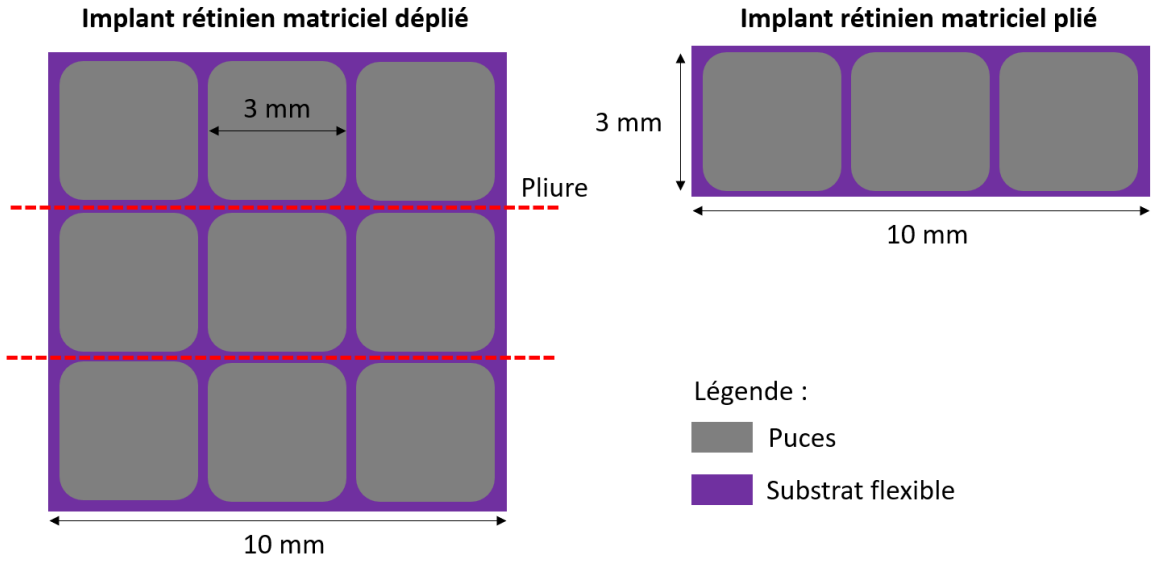


Figure 26 : Schéma de principe de l'implant rétinien matriciel déplié et plié ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

La Figure 27 est un schéma illustrant le principe d'amincissement et l'ajout du substrat flexible souhaité pour la fabrication d'un implant rétinien monopuce qui comprendrait dans la version optimale 800 pixels/mm². A terme, ce dernier pourrait devenir un implant rétinien matriciel (multipuces). Elle illustre les différents objectifs établis, à savoir l'amincissement de la puce jusqu'à 30 µm d'épaisseur, suivie de l'ajout du substrat flexible en face arrière pour déposer plusieurs puces sur ce dernier, formant ainsi une matrice pour obtenir un implant large courbable.

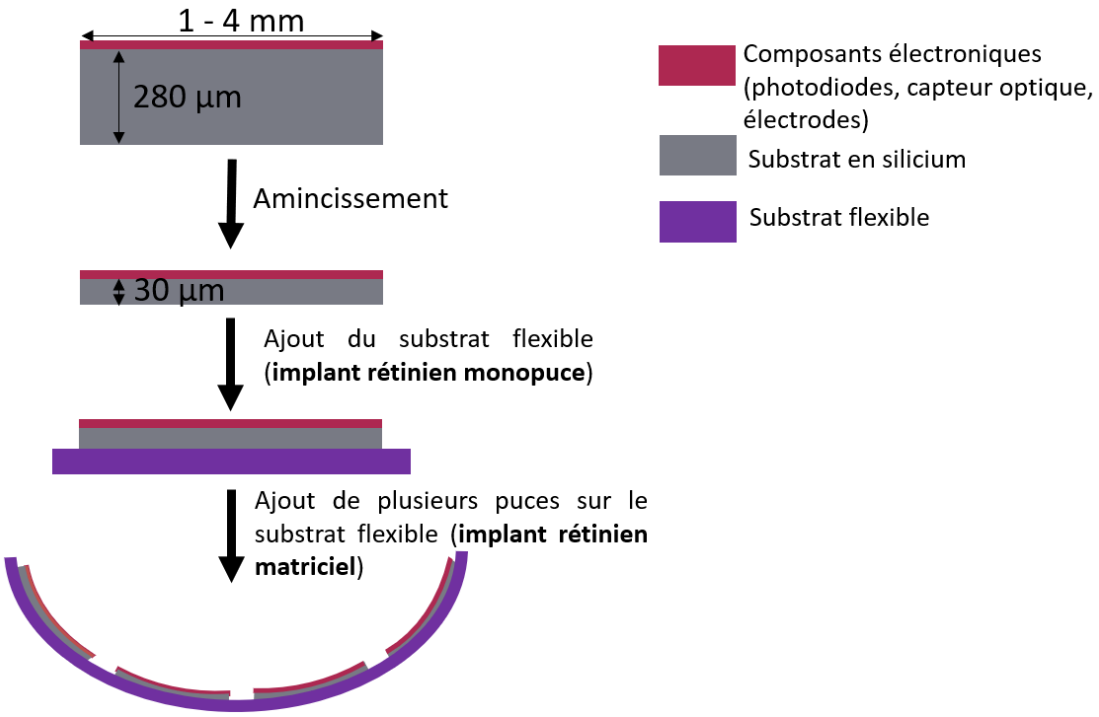


Figure 27 : Schéma du principe d'amincissement et de l'ajout du substrat flexible souhaité pour l'implant rétinien matriciel. La puce de 280 µm est amincie pour atteindre une épaisseur de 30 µm. Le substrat flexible est ajouté en face arrière pour former l'implant rétinien monopuce. Sur le substrat flexible, plusieurs puces peuvent être collées pour former l'implant rétinien matriciel ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

1.2. Méthodes d'amincissement

1.2.1. Etude des différentes solutions disponibles au laboratoire IEMN

Dans cette étude, nous nous sommes intéressée aux différentes solutions d'amincissement disponibles au laboratoire de l'IEMN afin de sélectionner la méthode la plus adaptée à nos besoins. Les différentes solutions sont les suivantes : la DRIE (*Deep Reactive Ion Etching*), l'ablation laser, la gravure chimique humide et le polissage mécano-chimique. Dans la suite, les différentes techniques d'amincissement sont décrites, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

1.2.1.1. DRIE (*Deep* Reactive *Ion Etching*)

La DRIE (*Deep Reactive Ion Etching*) est une technique de gravure ionique réactive anisotrope, alliant gravure chimique et physique. Ce procédé est largement utilisé en microélectronique. Il permet de créer des structures avec un rapport d'aspect largeur/profondeur élevé, comme des via-*holes* et/ou des tranchées profondes dans les *wafers* [93]. Le processus, initialement destiné aux microsystèmes électromécaniques (MEMS), est maintenant élargi à d'autres utilisations telles que la fabrication de

tranchées pour les condensateurs DRAM (*Dynamic Random Access Memory*) à haute densité et la création de TSV (*Through Silicon Vias*) [94].

Le procédé DRIE consiste en la création d'un plasma réactif à l'aide de gaz introduits dans une enceinte sous pression. La gravure physique permet de retirer de la matière par bombardement ionique. A cela s'ajoutent des éléments très réactifs, des radicaux fluorés, qui vont être ionisés pour réagir chimiquement avec la surface de l'échantillon et créer des composés volatiles. Cette technique utilise principalement les radicaux fluorés et très peu le bombardement ionique. Les ions interviennent un peu pendant la gravure et pour retirer la couche passivation qui a été déposée en alternance. Ce qui distingue le procédé DRIE des autres techniques de gravure est la passivation des flancs qui renforce l'anisotropie lors de la gravure. Grâce à ces dernières propriétés, il est ainsi possible de créer des motifs à la fois très profonds avec une définition très précise et présentant des parois verticales [94].

Pour cette étude, je me suis en particulier intéressée au procédé Bosch, maîtrisé à l'IEMN, qui permet de fabriquer des flancs verticaux à fort rapport d'aspect. La thèse de S. Avertin de 2012 décrit ce procédé [95]. Le système Bosch, breveté en 1993 par les Dr. Franz Laemer et Andrea Urban, s'appuie sur une alternance entre une phase de gravure du silicium à l'aide d'un plasma fluoré (Hexafluorure de soufre SF_6) et une phase de dépôt ou de passivation utilisant un gaz fluorocarboné (C_4F_8, C_2F_6, CF_4 ou CHF_3-Ar). Ce processus garantit une gravure anisotrope profonde avec un rapport d'aspect élevé mais les flancs présentent des rugosités (« *scalloping »)* en raison des différents cycles de gravure. Dans le cas de l'amincissement de la totalité de la surface de la puce, cela peut engendrer une surépaisseur de silicium non gravé sur les rebords. De plus, la passivation entraîne la formation de dépôts sur les parois du réacteur, ce qui peut engendrer une dérive du processus. Il est donc essentiel de faire un nettoyage régulier des parois. De plus, le bâti DRIE disponible à l'IEMN est adapté pour les *wafers* 4 pouces. Un support temporaire est donc nécessaire pour graver des échantillons carrés ayant une taille comprise entre 1 à 4 mm de côté.

1.2.1.2. Ablation laser

L'ablation laser consiste à venir arracher en surface les couches d'un matériau sans endommager son substrat ni la couche intermédiaire située en dessous, à l'aide d'un laser pulsé. Pour cela, un faisceau laser à impulsions courtes (nanosecondes) ou ultra-courtes (picosecondes ou femtosecondes) est concentré sur un diamètre de 5 à 100 µm afin d'éviter une augmentation de la température trop importante sur la zone de gravure [96]. L'ablation laser peut servir à créer des trous très petits et profonds dans des matériaux extrêmement résistants tels que les métaux ou les diamants. Elle permet

également de créer des films minces ou des nanoparticules, ainsi qu'à préparer la surface des matériaux de manière micro- et nano-contrôlée [97]. Elle permet une gravure sélective sans délamination, bosses ni microfissures.

L'avantage de l'ablation laser dans le cadre de notre application réside dans le fait que l'équipement ne nécessite pas de taille d'échantillon spécifique pour fonctionner contrairement au bâti DRIE. Cela offre une grande liberté et autorise une grande variabilité au niveau de la dimension des échantillons. De plus, en faisant varier les paramètres du laser, il sera possible de contrôler la rugosité de la surface selon les besoins. Cela permettrait en particulier de modifier le caractère hydrophile et/ou hydrophobe de la surface. Le principal inconvénient de cette technique est que des débris peuvent être engendrés lors de l'ablation. Ces débris adhèrent alors à la surface en raison des forces électrostatiques. Ils sont très difficiles à retirer et rendent cette technique peu compatible avec la fonctionnalité finale du dispositif (implantation dans le corps humain) [98].

1.2.1.3. Gravure chimique humide

La gravure chimique humide est fréquemment utilisée dans la réalisation de MEMS. Cette technique consiste à plonger l'échantillon dans un bain de gravure à base de composés chimiques acides ou alcalins qui vont venir attaquer les matériaux ciblés en surface [99]. Elle implique au préalable de déposer une couche de protection sur la face avant d'un *wafer*. Il s'agit très souvent d'une résine photosensible qui est déposée à l'aide de techniques de photolithographie. Cela permet d'éviter d'endommager par la solution de gravure les dispositifs présents en face avant. Les *wafers* silicium amincis sont obtenus grâce à la gravure du dispositif sur la face arrière et à l'utilisation (suivant leur composition) de différents agents de gravure tels que l'hydrazine, le TMAH (hydroxyde de tétraméthylammonium) et le KOH (Hydroxyde de potassium). En raison de sa compatibilité avec les circuits intégrés, de sa nature moins toxique que les autres alternatives (mais tout de même considérée d'après les pictogrammes d'utilisation comme « nocive pour les organismes aquatiques »), et de ses caractéristiques de gravure anisotrope, le TMAH est l'agent de gravure privilégié [100].

La principale difficulté de cette technique est d'obtenir un contrôle précis de la vitesse de gravure nécessaire dans notre application. Le contrôle de la concentration de la solution de gravure peut permettre de surveiller de manière précise la durée totale de la gravure afin d'obtenir l'épaisseur désirée. La fluctuation de la transmittance optique en fonction de l'épaisseur est également une solution envisageable pour réguler le processus de gravure [89].

1.2.1.4. Polissage mécano-chimique

Le polissage mécano-chimique, CMP (*Chemical Mechanical Polishing*), consiste à venir retirer de la matière en utilisant à la fois une action mécanique et une attaque chimique. L'échantillon est placé sur un plateau rotatif qui exerce une pression sur un autre plateau où se trouve un drap de polissage. Un agent chimique, appelé solution de suspension ou « *slurry* », est ajouté lors du polissage afin de réduire les contraintes liées au polissage. Pour ce procédé, il est nécessaire de définir divers paramètres de polissage tels que la vitesse, la force exercée et la durée de polissage [101]. La Figure 28, issue de l'étude de Vives *et al.,* est un schéma du principe de polissage mécano-chimique et montre les différentes parties décrites qui constituent l'appareil [102].

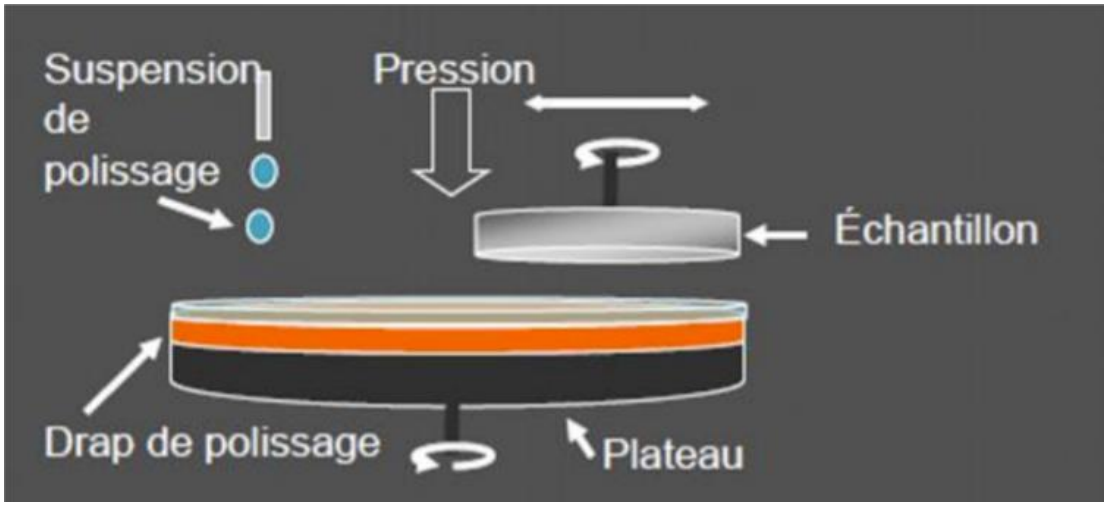


Figure 28 : Schéma du principe de polissage mécano-chimique et des différentes parties constituant l'appareil ; figure issue de [102].

Cette technique permet d'obtenir des échantillons avec une faible rugosité de surface et permet de retirer une grande quantité de silicium rapidement. Cependant, elle présente plusieurs inconvénients. L'échantillon est exposé durant une longue durée à un stress mécanique. Cette technique peut créer des microfissures dans le matériau et l'uniformité n'est pas garantie surtout lorsqu'il s'agit de traiter des surfaces de grande taille. Ces défauts ont donc un impact sur la fiabilité globale du processus. De plus, le problème de cette méthode avec les puces que nous utilisons est que l'équipement est principalement adapté aux *wafers* en silicium de taille standard. Ainsi, elle ne convient pas à nos dispositifs que nous utilisons actuellement qui sont des puces carrées de petite taille (de 1 à 4 mm). Il faudrait alors coller la puce à un *wafer* avec le risque qu'il soit arraché au moment du polissage ou que le polissage ne soit pas homogène si la puce n'est pas collée parallèlement au support.

1.2.2. Synthèse et orientation technologique

Le Tableau 5 résume les différentes techniques d'amincissement décrites précédemment. Ces dernières sont toutes disponibles à l'IEMN. Ce tableau permet de rappeler les avantages et les inconvénients de chaque technique pour notre application afin de choisir celle qui correspond le mieux à nos besoins.

Techniques d'amincissement	Principe	Avantages	Inconvénients
DRIE (Procédé Bosch)	Gravure ionique et chimique de la surface du silicium par alternance de phase de passivation et de gravure	• Vitesse de gravure contrôlée • Gravure d'une épaisseur de silicium supérieure à 50 µm	• Nettoyage fréquent pour éviter la pollution du bâti • Nécessité d'un porte-échantillon adapté
Ablation laser	Gravure de la surface avec un laser pulsé de haute énergie	• Ne nécessite pas de support spécifique • Contrôle de la rugosité de surface	• Débris sur l'échantillon après ablation
Gravure humide	Gravure du silicium dans une solution de TMAH avec protection de la face avant	• Solution de gravure fréquemment disponible en laboratoire	• Nécessite de bien protéger la face avant • Reproductibilité • Contrôle de la vitesse de gravure
Polissage Mécano-chimique	Polissage mécanique par rotation et pression de l'échantillon sur un drap de polissage, et attaque chimique de la surface	• Faible rugosité de surface après polissage	• Stress mécanique • Microfissures • Nécessité d'un porte échantillon • Non homogénéité si échantillon mal placé • Risque d'arracher l'échantillon durant le processus

Tableau 5 : Synthèse des techniques de gravure disponibles au laboratoire IEMN présentant leurs avantages et inconvénients.

Les critères pour le choix de la méthode d'amincissement sont d'avoir un procédé capable d'amincir près de 250 µm de silicium de façon homogène, en conservant la planéité de la surface, sans introduction de microfissures, ni de débris. La méthode doit être reproductible avec une vitesse de gravure maîtrisée tout en tenant compte d'une difficulté liée à l'absence de couche d'arrêt. La rugosité de la surface doit être faible pour éviter le risque de frottements dans la rétine qui augmenterait le risque de fibrose.

A l'issue de cette étude, nous avons décidé d'utiliser le procédé DRIE pour amincir les puces. Le choix s'est porté sur cette technique car il est possible de graver des épaisseurs de silicium supérieures à 50 µm, de manière contrôlée et homogène. De plus, cette méthode a été préférée car elle ne provoque pas de microfissures dans le matériau, ni de dépôt sur l'échantillon.

1.3. Amincissement : développement du procédé de fabrication

Dans cette partie, le procédé technologique développé afin d'amincir ces puces sur substrat silicium d'épaisseur initiale de 280 µm est présenté. Les puces ont été amincies jusqu'à une épaisseur d'environ 30 µm en adaptant la technique de gravure par DRIE à notre étude. Cette méthode permet une gravure uniforme et contrôlée d'une épaisseur de silicium dépassant les 50 µm. La Figure 29 montre le procédé technique complet d'amincissement développé dans le cadre de ces travaux.

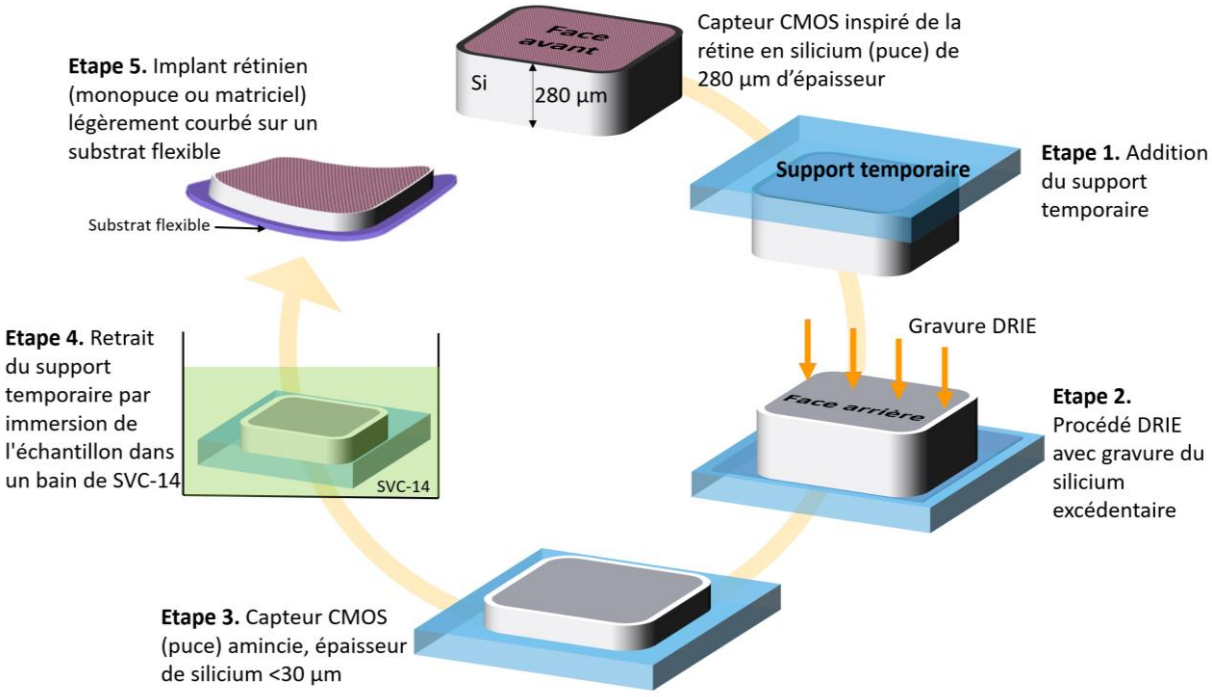


Figure 29 : Schéma complet du protocole d'amincissement. Tout d'abord, la puce de silicium est reçue telle quelle avec les circuits électroniques sur le dessus de la surface et une épaisseur de 280 µm. A l'étape 1, la puce est placée sur un support temporaire afin d'être gravée à l'étape 2. A l'étape 3, la puce obtenue a été amincie jusqu'à une épaisseur de 30 µm. Le support temporaire peut alors être retiré à l'étape 4 en étant plongé dans un bain de SVC-14. Enfin, à l'étape 5, la puce est placée sur un substrat flexible pour obtenir l'implant rétinien monopuce ou matriciel ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Tout d'abord, nous avons les puces de silicium de 280 µm d'épaisseur, de largeurs variables. Pour le développement de ce procédé, des puces de 2 mm et 5 mm ont été amincies. Pour une implantation dans la rétine, la largeur de la puce sera comprise entre 1 mm et 4 mm pour respecter la taille de

l'incision chirurgicale de 6 mm (la taille de l'implant rétinien avec la taille de la pince chirurgicale doit permettre de pénétrer dans l'incision lors de l'implantation).

L'étape 1 consiste à faire adhérer la puce sur un substrat hôte temporaire. Dans notre cas, c'est la face avant de la puce (côté circuits) qui est collée afin de s'adapter au bâti DRIE, compatible seulement avec des *wafers* 4 pouces. Ce substrat hôte facilitera également la manipulation de la puce tout au long du processus. Un *wafer* de silicium de 4 pouces doublement poli est utilisé comme support temporaire. Il est recouvert de 2 µm de dioxyde de silicium (SiO_2) déposé par dépôt chimique en phase vapeur assistée par plasma (PECVD). Pendant le processus DRIE, la couche d'oxyde (SiO_2) protège le support temporaire. Une fine couche de résine positive S1828 d'une épaisseur de 2,5 à 3 µm est déposée sur le support temporaire par enduction centrifuge (*spin-coating*). La puce est ensuite déposée sur la résine entre les étapes de *spin-coating* et de *soft-bake* (recuit à 110°C après enduction), les circuits faisant face à la résine. Pour améliorer l'adhérence, une légère pression manuelle est appliquée sur la puce. Afin d'éliminer l'excès de résine et de ne conserver que la résine entre la puce et le support temporaire, l'échantillon est ensuite exposé à une exposition UV complète à l'aide d'un aligneur de masque (MJB4) puis développée dans le développeur MF-319. Après cela, l'épaisseur de l'échantillon est mesurée à l'aide d'un profilomètre mécanique (Bruker Dektak XT) pour déterminer l'épaisseur initiale et définir l'épaisseur de silicium à enlever.

L'étape 2 correspond à la gravure du silicium par DRIE pour atteindre une épaisseur de 30 µm. L'échantillon est placé dans le bâti de gravure (SPTS TL0407000) après avoir été nettoyé, en particulier le dos du support temporaire, avec de l'acétone et de l'isopropanol pour éviter toute poussière dans le bâti. Le vide est réalisé et la température de l'échantillon est maintenue à 10°C car le procédé DRIE engendre une augmentation de la température de l'échantillon. La recette est lancée avec le nombre de cycles gravure/passivation souhaité pour graver le silicium. La recette commence par l'introduction, dans la chambre de gravure d'oxygène sous forme gaz (O_2) pendant un temps court de 15 secondes, afin d'éliminer les poussières ou les résidus de résine sur la surface. Pour graver le silicium, les gaz SF_6 (gravure) et C_4F_8 (passivation) sont ensuite introduits successivement dans la chambre. La vitesse de gravure moyenne est de 0,49 µm/cycle, par ailleurs la recette comprend environ 500 cycles. Tout au long du procédé de gravure, il est nécessaire de vérifier que le niveau d'hélium (équivalent à une fuite) dans le bâti est inférieur à 12 sccm. Cette valeur peut augmenter lorsque la face arrière du substrat présente des poussières. Lorsque la fuite est trop importante, la gravure ne se fait pas correctement et le procédé s'arrête par sécurité. La Figure 30 illustre le principe de gravure DRIE avec le cycle du procédé Bosch. A noter que dans le cadre de notre protocole, nous gravons pleine plaque.

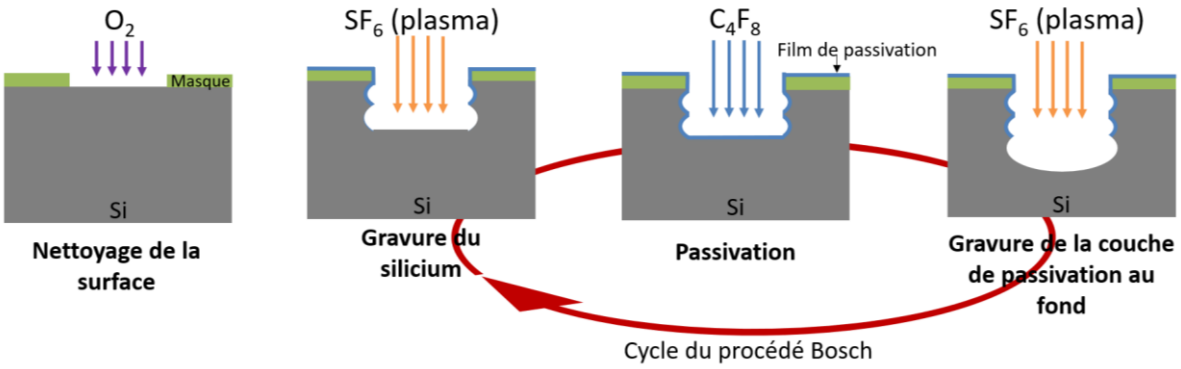


Figure 30 : Schéma des étapes du processus de DRIE avec l'étape de nettoyage et le cycle du procédé Bosch ; Figure adaptée de [103] , réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Dans l'étape 3, nous obtenons à la fin du processus DRIE, l'échantillon aminci. L'épaisseur de l'échantillon est à nouveau mesurée à l'aide d'un profilomètre mécanique pour définir l'épaisseur finale.

L'étape 4 correspond au retrait du support temporaire. Pour cela, l'échantillon est immergé dans un bain de solution SVC-14 à 70°C pour enlever la résine S1828 utilisée comme colle. Après 5 min dans le bain, la puce se décolle du support temporaire. Cette étape est la plus délicate car la puce est très fine et peut facilement se casser.

A l'étape 5, la puce de silicium est placée sur un substrat flexible. Nous avons utilisé, de façon temporaire, du ruban adhésif 3M de 100 µm d'épaisseur, afin de manipuler l'échantillon après le processus d'amincissement et pour éviter qu'il ne se brise pendant les mesures. Il ne s'agit pas du substrat flexible final pour l'implant. Des tentatives d'ajout d'un autre substrat flexible à visée biomédicale, la résine sèche Ordyl SY300, ont été réalisées et sont présentées à la fin de ce chapitre.

Ce protocole d'amincissement présente plusieurs difficultés. Tout d'abord, nous avons obtenu dans certains cas des amincissements irréguliers sur l'ensemble de la surface de la puce, et les causes précises n'ont pas pu être identifiées. De plus, l'un des principaux risques réside dans le décollement de la puce de son substrat flexible, ce qui rend difficile sa récupération dans le bain de SVC-14. Étant donnée la finesse de l'implant, il est arrivé qu'il se casse à l'occasion de l'étape de décollement, lors de la récupération de la puce ou encore lors du séchage. Cette étape en particulier nécessite d'être prudent et délicat.

Au total, plus d'une vingtaine de puces ont été amincies. Il a fallu au moins une dizaine d'amincissements pour converger vers une technique d'amincissement reproductible. A ce jour, nous parvenons à amincir les puces jusqu'à environ 30 µm d'épaisseur de silicium, de façon reproductible

et homogène sur l'ensemble de la puce avec une vitesse de gravure de 0,49 µm/cycle. La photographie de la Figure 31 montre une puce Axorus amincie à 30 µm avec ce protocole.

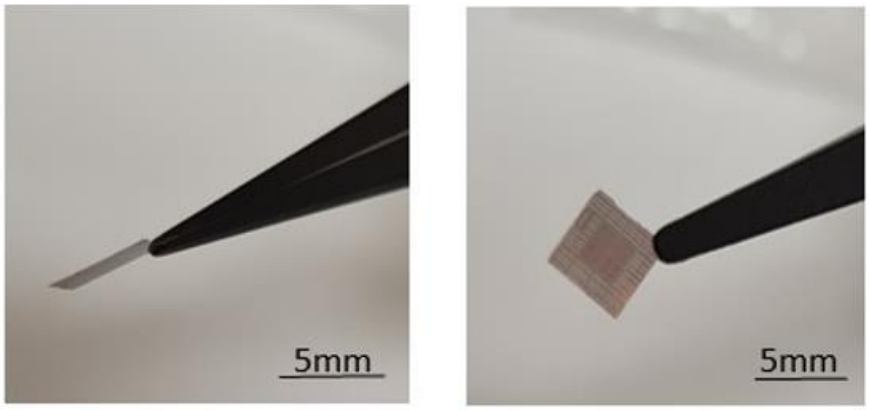


Figure 31 : Image d'une puce Axorus amincie à 30 µm d'épaisseur ; photographies personnelles.

2. Impact de l'amincissement et de la flexion sur les performances électriques des implants

Une fois le processus d'amincissement développé et appliqué aux dispositifs, les performances des puces ont été déterminées grâce à plusieurs campagnes de caractérisation électrique dans le but d'évaluer l'effet de l'amincissement et de la flexion sur les circuits électroniques provenant à la fois de l'IEMN et d'Axorus. Dans le cas des puces développées par l'IEMN, nous étudierons un circuit dit « autonome », exploitant le capteur optique décrit en chapitre 1 partie 1.4 page 17. Dans le cas des puces développées par Axorus, nous étudierons un circuit « dépendant » car alimenté par une source externe, exploitant le neurone artificiel décrit en chapitre 1 partie 1.3 page 12. Les détails de chaque circuit sont fournis dans les prochaines parties, pages 66 et 74. Nous nous attendons à obtenir une augmentation linéaire de la fréquence de spike (F_{out}) avec l'augmentation de la densité de puissance lumineuse mesurée ($P_{lum,surface}$) appliquée pour la puce IEMN et une augmentation linéaire de F_{out} avec l'augmentation de la tension appliquée (V_{in}) pour la puce Axorus.

2.1. Caractérisation électrique du capteur optique CMOS développé par l'IEMN

2.1.1. Description et fonctionnement du circuit autonome étudié

Le circuit caractérisé, disponible sur une puce de 2x2 mm de côté, a été développé par l'IEMN. Il s'agit du circuit autonome, dont le schéma est présenté en Figure 32, et sur lequel nous avons réalisé une étude complète. Il est dit « autonome » car il est directement alimenté par la lumière extérieure et ne nécessite pas d'alimentation externe supplémentaire. Il est composé du capteur optique,

incluant le neurone artificiel et d'une photodiode, qui permet de faire varier linéairement la fréquence de spike en fonction de l'intensité lumineuse. Ce circuit a été sélectionné en raison de ses caractéristiques qui reflètent étroitement le comportement souhaité de l'implant rétinien.

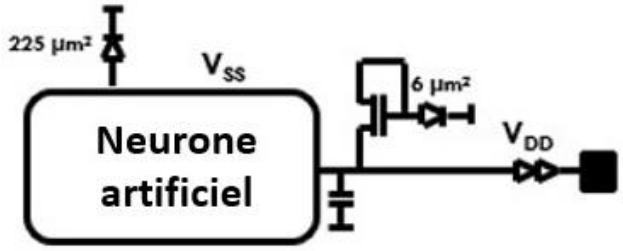


Figure 32 : Schéma du circuit autonome utilisant le capteur optique (neurone artificiel + photodiodes) développé par l'IEMN ; figure fournie par l'IEMN.

2.1.2. Banc de caractérisation électrique adapté aux mesures à plat et sous flexion

Les mesures du circuit « autonome » ont été effectuées avec trois configurations : à plat avant amincissement, à plat après amincissement et sous flexion après amincissement en appliquant deux orientations de courbure. Pour cela, un banc de caractérisation sous pointes spécifique pour les mesures à plat et en flexion a été installé dans une boîte noire afin d'éviter les lumières résiduelles. La Figure 33 montre les différents équipements du banc de mesure à plat et sous flexion, et la Figure 34 montre l'équipement spécifique pour les mesures de flexion. Les équipements utilisés sont des pointes multi-contacts (2x8) (voir Figure 33(a) et Figure 33(c)), un générateur de tension (KEITHLEY 2636B), un oscilloscope (ROHDE&SCHWARZ RTM3004) (Figure 33(b)), et un capteur de lumière (Yocto-Light-V3).

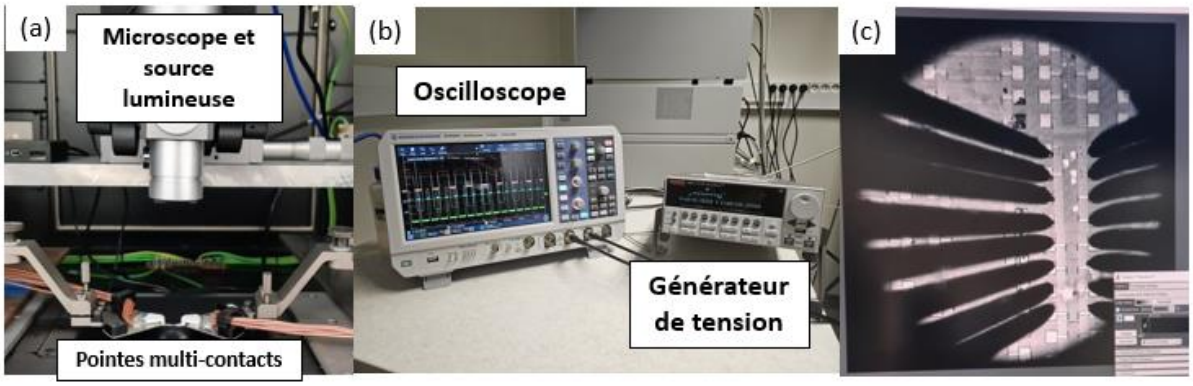


Figure 33 : Banc de mesure mis en place pour la mesure sous pointe. (a) enceinte dans laquelle sont placés les échantillons. Nous y retrouvons les pointes de mesure câblées aux appareils de mesures, et la source lumineuse variable, et le microscope avec sa caméra ; (b) générateur de tension en bas et oscilloscope en haut. Le multimètre (jaune) permet de vérifier la tension appliquée par le générateur ; (c) photographie prise par la caméra des circuits sur lesquels sont posés les pointes de mesure ; photographies personnelles

Pour les mesures sous flexion, un support en aluminium a été conçu et fabriqué à façon à l'IEMN, comme le montrent les Figure 34(b) et Figure 34(c). Ce support possède un creux qui reproduit la forme hémisphérique de l'œil. Il a un rayon de courbure de 2 cm de diamètre, similaire au diamètre de l'œil humain [34], comme le montre la Figure 34(a).L'aluminium fournit à la fois la rigidité et la rugosité nécessaires pour fixer les puces au centre de la zone d'étude.

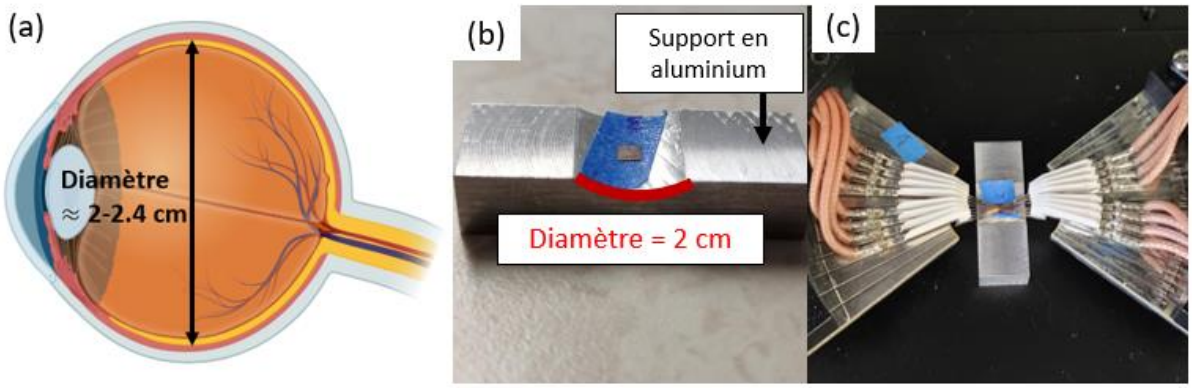


Figure 34 : Support en aluminium pour des mesures flexibles ; (a) représentation de l'œil indiquant le diamètre de l'œil ; (b) support en aluminium pour des mesures de flexion avec un diamètre de courbure de 2cm ; (c) mise en situation d'une mesure de flexion avec les sondes multi-contacts connectées aux circuits à puce placés dans le support en aluminium ; schéma de l'œil réalisé sur BioRender.com et photographies personnelles.

Ce premier banc de caractérisation électrique ne permet pas la mesure du circuit dans les deux sens de flexion, en raison des sondes multi-contacts qui ne sont pas adaptées à la forme du support en aluminium. Par conséquent, nous avons opté pour l'utilisation concomitante d'une méthode de mesure utilisant cette fois des aiguilles unitaires plutôt que des sondes multi-contacts, sur un second banc de caractérisation électrique. Les mesures à l'aide des sondes multi-contacts permettent de positionner les mesures après amincissement par rapport à celles communément réalisées à plat. La seconde avec les aiguilles offre l'avantage d'étudier l'influence des orientations de flexion. La Figure 35 montre l'axe de flexion dans les deux directions de mesures. La Figure 35(a) montre une photographie du support en aluminium et l'axe de courbure considéré pour l'étude. La Figure 35(b) montre une photographie de la puce caractérisée et les deux directions de courbure qui lui sont appliquées (direction 1 ou 2).

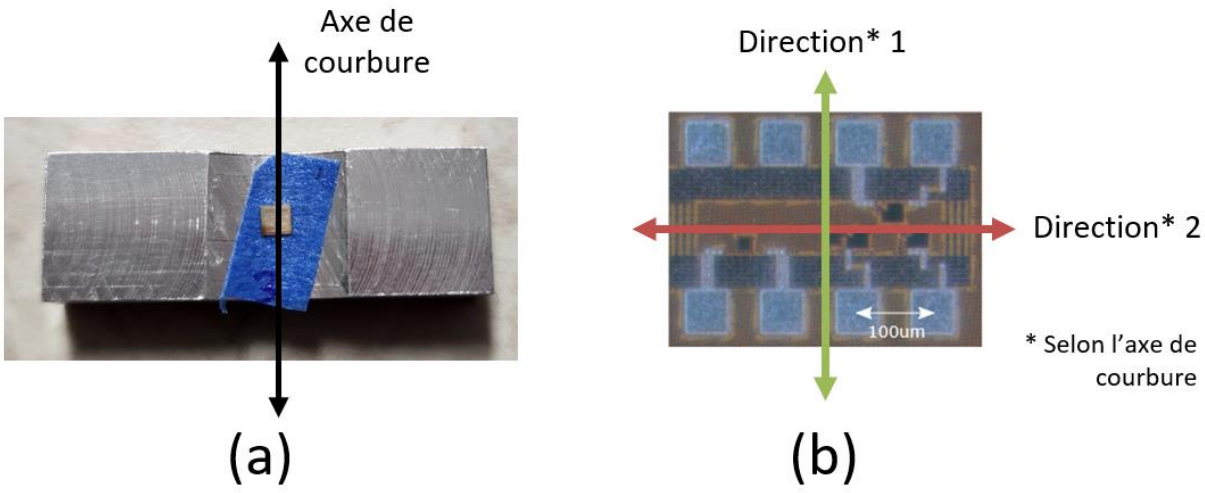


Figure 35 : Configuration de flexion dans les deux directions de mesure ; (a) support en aluminium fabriqué à façon à l'IEMN avec indication de l'axe de flexion ; (b) puce de caractérisation et les deux directions de flexion correspondant aux mesures effectuées ; photograhie personnelle (a) et photographie fournie par l'IEMN (b).

Plusieurs campagnes de caractérisation électriques DC en fonction de l'illumination ont été effectuées sur 4 puces de 2x2 mm différentes comprenant à chaque fois le circuit autonome illustré en Figure 32. Le circuit autonome a été mesuré dans les trois configurations différentes mentionnées ci-dessus. En ce qui concerne les épaisseurs de ces différentes puces, elles sont données dans Tableau 6 qui synthétise l'épaisseur moyenne de chaque puce caractérisée. Pour rappel l'épaisseur cible est de 30 µm et l'épaisseur des puces obtenue dans ce travail est comprise entre 29 et 41 µm.

Echantillon aminci	Puce 1	Puce 2	Puce 3	Puce 4
Epaisseur moyenne (µm)	29±1,1	41±0,29	39±1,1	38±0,67

Tableau 6 : Epaisseurs moyennes mesurées et écart type associé en µm pour les 4 puces conçues par l'IEMN, fabriquées par le fondeur TSMC et amincies à l'IEMN à l'aide du procédé technologique développé dans le cadre de cette thèse.

2.1.3. Méthode de mesure, analyse statistique et résultats

2.1.3.1. Méthode de mesure

Pour les connexions présentées sur la Figure 36, l'entrée $V_{DD,}$ qui sert à alimenter le *buffer* du circuit électronique, est connectée au générateur de tension et l'entrée V_{SS}, correspondant à la masse, est connectée à la terre. La tension V_{dd} est autour de 100 mV et la tension V_{ss} est de 0 mV.

Le pad de sortie Out 3 est connecté à un oscilloscope pour mesurer la périodicité, la forme et la fréquence des spikes. La lumière est émise par le microscope et son intensité est mesurée par le

capteur de lumière. Les pads nommés « cathode » et « anode » ne sont pas utilisés, ils correspondent aux connexions de la photodiode seule. Le pad Out 2 correspond à la sortie du circuit dont la fréquence de spikes varie en fonction à la fois de la tension appliquée et de l'intensité lumineuse mais n'est pas étudié dans ce manuscrit.

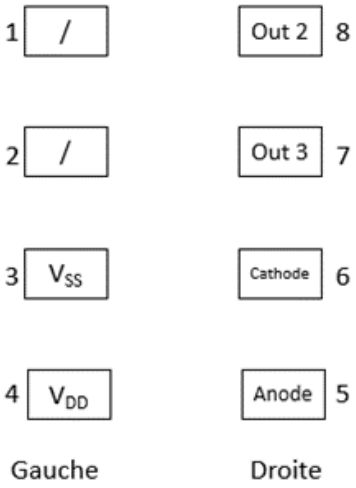


Figure 36 : Schéma des connexions des sondes multi-contacts et identification des rôles de chaque pad relatifs aux fonctionnalités du circuit électronique ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

La méthode utilisée pour caractériser les performances est la suivante. La tension V_{DD} a été maintenue constante pendant toutes les mesures car V_{DD} n'a pas d'influence sur la fréquence de spike mais seulement sur la largeur d'impulsion. Elle sert principalement à alimenter le *buffer*. La fréquence de spike ne varie alors que selon l'intensité lumineuse grâce aux photodiodes intégrées dans le circuit. Nous faisons varier manuellement la densité de puissance lumineuse de 0 à 630 µW/cm² (0, 30, 300, 440 ou 630 µW/cm²). Pour cela, afin de calibrer la densité de puissance lumineuse, le luxmètre a été placé au plus proche de l'implant pour être le plus précis possible, sous le spot lumineux, et la lumière a été réglée à l'intensité désirée. La fréquence de spikes liées à la tension issue du circuit et mesurée sur le plot 7, correspondant au plot Out 3, est déterminée à l'aide de l'oscilloscope.

La Figure 37 représente sous la forme d'histogrammes l'évolution de la fréquence moyenne de spikes (F_{out}) pour les quatre puces en fonction de la densité de puissance lumineuse ($P_{lum,surface}$) appliquée aux circuits dans différentes configurations de mesure : pas d'amincissement, avec amincissement, amincissement + flexion et les deux directions de courbure. $P_{lum,surface}$ est exprimé en µW/cm². Cela correspond à la densité surfacique de la puissance lumineuse détectée par le luxmètre. La densité de puissance lumineuse appliquée au circuit pour ces mesures est équivalente à la luminosité d'une pièce bien éclairée (environ 100-200 µW dans la Figure 9 du chapitre 1 page 22), afin de se rapprocher d'un cas d'utilisation réel de l'implant. En se référant à la courbe de la Figure 9 page

22 du chapitre 1, une fréquence de spike de l'ordre de quelques dizaines de Hz est attendue pour une puissance lumineuse inférieure à 200 µW.

Grâce à la Figure 37(a), il est possible de suivre les variations de la fréquence de spikes (F_{out}) en fonction de l'intensité lumineuse appliquée sur la puce et déterminée avec le luxmètre. Les mesures menées afin de proposer une étude statistique sont faites en suivant trois configurations du circuit, à savoir : pas d'amincissement (NO pour « *No Thinning* »), amincissement (T pour « *Thinning* »), amincissement + flexion (T+B pour « *Thining et Bending* »). La Figure 37 (b), quant à elle, donne les mesures dans deux directions de courbure qui sont « Direction 1 (D1) » et « Direction 2 (D2) », perpendiculaires l'une à l'autre. L'objectif est de détecter si les performances des circuits sont modifiées par les trois configurations auxquelles ils ont été exposés ainsi que les directions de courbures.

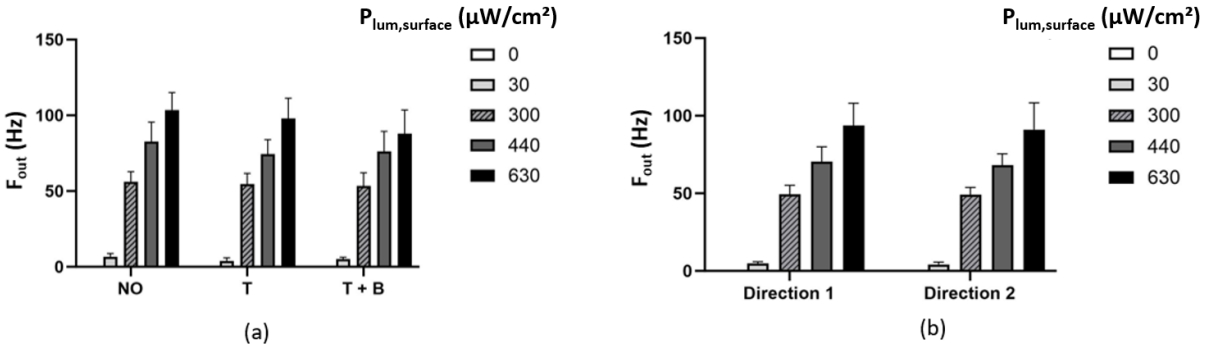


Figure 37 : Fréquence de spikes (F_{out}) en fonction de l'intensité lumineuse appliquée sur la surface des capteurs mesurée avec le luxmètre ($P_{lum,surface}$) ; (a) étude de la fréquence moyenne de spikes en fonction de la densité de puissance lumineuse appliquée dans différentes configurations (pas d'amincissement (NO), avec amincissement (T), avec amincissement et flexion (T+B)) sur le banc de mesure multi-contacts) ; l'analyse statistique a montré une influence uniquement de la lumière (ANOVA à deux facteurs : $F_{(1.023,3.07)} = 188$, $p = 0.0007$) ; (b) étude de la fréquence moyenne de spikes en fonction de la densité de puissance lumineuse appliquée sur deux directions de courbure (D1 et D2) sur le banc de caractérisation avec aiguilles individuelles ; l'analyse statistique a montré une influence uniquement de la lumière (ANOVA à deux facteurs : $F_{(1.025,3.074)} = 145.5$, $p = 0.0011$).

2.1.3.2. Méthode : analyse statistique

Les analyses statistiques ont été réalisées à l'aide du logiciel GraphPad PRISM 10 pour Windows (version 10.1.0). Les données en Figure 37 sont présentées sous forme de moyennes ± l'écart-type et ont été analysées à l'aide d'une analyse de variance (ou ANOVA) à deux facteurs pour mesures répétées sur 4 échantillons. L'ANOVA est une méthode d'analyse qui permet de déterminer la dépendance d'une variable quantitative (dans notre cas la fréquence de spikes) à une ou plusieurs variables qualitatives (les manipulations effectuées sur la puce). Ce test statistique évolue la différence entre les valeurs moyennes de plus de deux groupes de données.

Nous rappelons les conditions de l'étude. Deux bancs de caractérisation ont été utilisés, à savoir le banc avec les sondes multi-contacts et le banc avec les sondes type « aiguilles ». Les résultats de mesures de la fréquence des spikes F_{out} (variable quantitative) obtenus avec ces deux bancs ont été analysés pour répondre à la question suivante : est-ce qu'il y a un effet du banc de mesure, un effet de l'amincissement, un effet de la courbure, et/ou un effet de la densité de puissance lumineuse sur cette valeur ? Une réponse intéressante serait que les caractéristiques étudiées évoluent uniquement en fonction de la densité de puissance lumineuse.

Pour le banc de caractérisation avec les sondes multi-contact, les deux facteurs de l'étude sont : la configuration de mesure (variable qualitative) de l'échantillon et la densité de puissance lumineuse (variable qualitative) à laquelle les échantillons ont été exposées. Pour la configuration de mesure nous avons l'absence d'amincissement (NO), avec amincissement (T) ou avec amincissement + flexion (T+B), et pour la densité de puissance lumineuse les puissances lumineuses utilisées sont 0, 30, 300, 440 ou 630 µW/cm².

Pour le banc de caractérisation avec les sondes type « aiguilles », les deux facteurs de l'étude sont : la direction de courbure (variable qualitative D1 et D2) et la densité de puissance lumineuse (variable qualitative) à laquelle les échantillons ont été exposées (0, 30, 300, 440 ou 630 µW/cm²).

Deux valeurs sont à prendre en compte pour valider ou rejeter l'hypothèse nulle, la valeur F de Fisher et la valeur p. Dans notre étude, l'hypothèse nulle est que "**les différents facteurs n'ont pas d'impact sur la fréquence de spikes**".

La valeur F de Fisher est un rapport entre deux mesures de dispersion, appelées variances. Dans une ANOVA, la valeur F est noté F(DFn,DFd) avec DFn et DFd correspondant respectivement au degré de liberté du numérateur et au degré de liberté du dénominateur. Elle compare la dispersion entre les groupes (c'est-à-dire la variance inter-échantillons) avec la dispersion à l'intérieur des groupes (c'est-à-dire la variance intra-échantillons). Un résultat très élevé de la valeur F indique qu'il existe des différences significatives (résultats d'un test jugés fiables et non dus au hasard) entre au moins deux des moyennes des groupes. Cette valeur doit être couplée à la valeur p afin de déterminer si l'hypothèse est validée ou non.

La valeur p indique la probabilité que les différents résultats obtenus soient dus au hasard, en considérant que l'hypothèse nulle était vraie, pour un seuil établit à p = 0,05. Si la valeur p est inférieure à 0,05 et F très supérieure à 1, cela signifie que les résultats observés sont si extrêmes qu'ils sont peu probables d'être dus au hasard. L'hypothèse nulle est rejetée et nous pouvons conclure que les facteurs n'ont pas d'impact sur la fréquence de spikes. À l'inverse, si la valeur p est supérieure à 0,05 et F proche de 1, l'hypothèse nulle est validée.

Dans les résultats de l'étude statistique menée, nous nous attendons à ce que la densité de puissance lumineuse à laquelle les échantillons ont été exposées ait un impact sur la fréquence de spike ($p < 0,05$ et $F>>1$, hypothèse nulle rejetée). Nous nous attendons également à ce que les configurations NO, T, T+B, et les directions de courbure D1 et D2 n'aient pas d'impacts sur la fréquence de spikes (donc $p > 0,05$ et F proche de 1, hypothèse nulle validée).

2.1.3.3. Résultats

La première analyse des données permet de statuer sur l'évolution des grandeurs caractéristiques du circuit. Pour rappel l'hypothèse nulle établie est : « **les différents facteurs n'ont pas d'impact sur la fréquence de spikes (F_{OUT}) ».** Les résultats bruts sont mis en annexe 1.

Ainsi, pour une densité de puissance lumineuse $P_{lum,surface}$, augmentant de 0 à 630 µW/cm² (Figure 37 (a)), la fréquence de spike F_{out} augmente de 0 à 101Hz pour la configuration sans amincissement (NO), de 0 à 98Hz pour la configuration avec amincissement (T), de 0 à 88Hz pour la configuration avec amincissement+flexion (T+B)). Pour la Figure 37(b), la fréquence de spike F_{out} augmente de 0 à 94Hz pour la direction de courbure 1 (D1), et de 0 à 91Hz pour la direction de courbure 2 (D2).

Dans toutes les configurations testées, la fréquence de spikes (F_{out}) augmente bien avec l'intensité lumineuse ($P_{lum,surface}$). Il s'agit d'un comportement similaire à celui observé dans la Figure 9. La fréquence de spikes est de l'ordre de dizaines de Hz comme nous l'avions prédit plus haut (partie 2.1.3.2).

Selon l'étude ANOVA sur l'impact de l'intensité lumineuse, pour le banc multi-contacts nous obtenons $p=0,0007$ et $F_{(1.023,3.07)} = 188$. Pour l'étude statistique sur le banc avec aiguilles individuelles nous obtenons $p = 0.0011$ et $F(1.025,3.074) = 145.5$. L'hypothèse nulle est rejetée dans les deux cas car $p<0,05$ et $F>>1$. Nous pouvons conclure que, pour la caractérisation des puces sur le banc de mesure multi-contacts et le banc avec aiguilles individuelles, la densité de puissance lumineuse appliquée a un impact sur la fréquence de spikes. Ce résultat est en accord avec les attentes établies dans le paragraphe précédent.

Dans la Figure 37 (a), la fréquence moyenne des spikes pour chaque intensité lumineuse après amincissement (0 Hz, 4±2Hz, 55±7Hz, 74±10Hz, 98±13Hz) et amincissement + flexion (0 Hz, 5±1Hz, 53±9Hz, 76±13Hz, 88±16Hz)) est similaire à la mesure sans amincissement à plat (0 Hz, 6±2Hz, 56±6Hz, 84±13Hz, 101±1Hz). L'ANOVA, nous obtenons $p=0,119$ et $F_{(1.006,3.019)} = 4.66$ concernant l'étude statistique de l'impact des trois configurations (NO, T, T+B). Nous avons $p>0,05$ et F proche de 1, l'hypothèse nulle est validée. Nous pouvons en conclure que les configurations de mesures n'ont pas

d'impact sur la fréquence de spikes ce qui est en accord avec les informations issus de la littérature [89], [92], [104].

De plus, nous avons vérifié si le changement d'axe de courbure a une influence sur la puce dans la Figure 37(b). Pour la direction de courbure 1 (D1) et la direction de courbure 2 (D2), les fréquences moyennes de spikes pour chaque densité de puissance lumineuse sont indiquées. Il est possible de voir que les résultats suivant la direction de courbure 1 (D1) (0 Hz, 5±1Hz, 49±6Hz, 70±10Hz, 94±14Hz) sont similaires à ceux de la direction de courbure 2 (D2) (0 Hz, 4±2Hz, 49±5Hz, 68±7Hz, 91±17Hz). L'ANOVA, nous obtenons p=0,10 et F ($_{1,3}$) = 5,54 pour l'étude statistique de l'impact des deux directions de courbure (D1 et D2). Nous avons p>0,05 et F proche de 1, l'hypothèse est validée. Nous pouvons en conclure que la direction des axes de courbure (D1 et D2) n'a pas d'impact sur la fréquence de spikes ce qui est en accord avec les informations issus de la littérature [89], [92], [104].

Ces premiers résultats montrent que le procédé d'amincissement et la flexion ne modifient pas le comportement électrique des circuits implémentés sur les puces développées par le laboratoire IEMN. En effet, les performances des circuits électriques restent les mêmes après le procédé d'amincissement et sous la contrainte de la courbure. Les résultats ont également montré une évolution cohérente des grandeurs caractéristiques en fonction de l'intensité lumineuse. En effet, une augmentation de la fréquence de spikes est observée avec l'augmentation de l'intensité lumineuse appliquée, ce qui est cohérent. La densité de puissance lumineuse est le seul paramètre qui a une réelle influence sur les mesures, il n'y a pas d'effet du banc de mesure. Il est à noter que l'ensemble des résultats a été corroborés et validé par une étude statistique indiquant une très faible variabilité des caractéristiques du circuit.

2.2. Caractérisation électrique du prototype de puce développée par Axorus

2.2.1. Description et fonctionnement de la puce Axorus

Durant trois ans, Axorus a développé différents prototypes de puces et plusieurs versions (lots) ont été fabriquées par le fondeur TSMC. Ces dernières étaient caractérisées sous-pointes à l'ESIEE, École supérieure d'ingénieurs en électrotechnique et électronique (Ile-de-France), et également utilisées pour des expérimentations *ex vivo* à l'Institut de la Vision (Paris) dans le but de stimuler les neurones de rétines de rats. Dans cette partie de ma thèse, les puces caractérisées pour étudier l'impact de l'amincissement sont issues de la quatrième et dernière version (V4) développée. La Figure 38 présente un schéma d'implémentation (Figure 38(a)) ainsi qu'une photographie prise au microscope optique (Figure 38(b)) des puces V4 développées par Axorus. Le schéma des prototypes de puces Axorus (Figure

38(a)) indique les emplacements des différents types de circuits implémentés. Dans les bandes vertes situées à droite et à gauche de la puce, il y a divers circuits de caractérisation sous pointes afin d'en vérifier le bon comportement électrique, tandis que les circuits de caractérisation pour les expérimentations *ex vivo* sont situés au centre. La Figure 38(b), qui montre une photographie prise au microscope, présente une puce Axorus comportant les différents circuits. Les circuits caractérisés électriquement afin de connaître l'impact de l'amincissement se trouvent localisés dans le cadre dessiné en rouge.

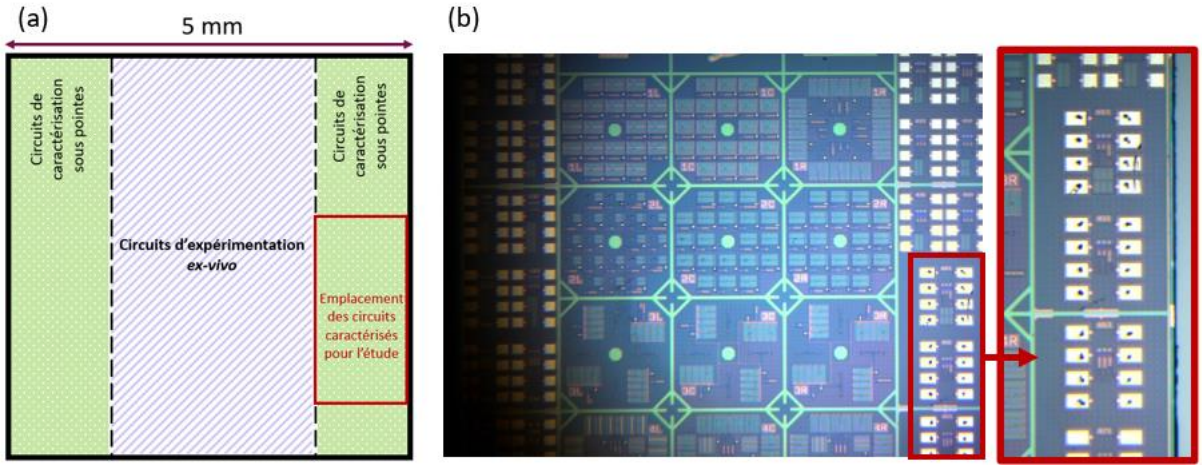


Figure 38 : Schéma et photographie prise au microscope optique de puces V4 développées par Axorus ; (a) schéma indiquant l'implémentation des différents prototypes présents dans les puces conçues par Axorus. Dans les bandes vertes à droite et à gauche de la puce sont situés différents circuits de caractérisation sous pointes. Au centre sont situés les circuits de caractérisation pour les expérimentations *ex vivo*. L'encadrement en rouge délimite la zone où se situent les circuits caractérisés pour étudier l'impact de l'amincissement ; (b) photographie prise au microscope optique d'une puce Axorus avec les différents circuits. En rouge sont encadrés les circuits caractérisés durant l'étude ; schéma réalisé sur Microsoft PowerPoint et photographie d'Axorus.

Trois circuits dénommés (R41, R51, R61) ont été caractérisés au total sur 5 puces. La caractérisation de plusieurs puces est nécessaire afin de s'assurer de la cohérence de l'ensemble, du rendement de fabrication et de la reproductibilité des résultats obtenus. Les résultats ne seront pas tous détaillés dans cette partie. Parmi les trois circuits, nous allons nous intéresser au circuit (R61). Il est à noter que les résultats obtenus sur ce dernier illustrent le comportement de l'ensemble des circuits. L'intégralité des données brutes relatives aux circuits R41, R51 et R61 est mise en annexe 2.

Le circuit caractérisé (R61) exploite le circuit du capteur optique décrit dans le chapitre 1 partie 1.4 page 17 et reproduit la forme d'un spike biologique. Ce circuit est dit « dépendant » puisqu'il nécessite d'être polarisé par une tension extérieure car il ne possède pas de photodiodes. Ainsi, lorsque la tension appliquée V_{in} augmente, la fréquence de spikes augmente. Ce circuit se divise en trois sous-

circuits qui vont se distinguer les uns des autres par des tailles de capacités différentes. Modifier la taille des capacités permet de faire croître plus lentement ou plus rapidement la fréquence de spikes selon la tension appliquée. La Figure 39 schématise les entrées et sorties du circuits R61 avec les tailles de capacité de chaque sous-circuit. Le sous-circuit 3 a une capacité de taille inférieure aux deux autres sous-circuits ce qui implique que sa fréquence de spikes augmente plus rapidement en fonction de la tension appliquée que celle des sous-circuits 1 et 2.

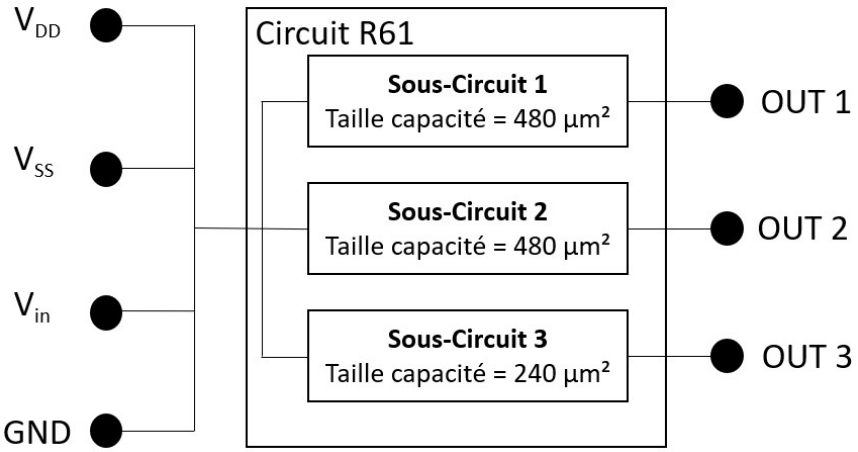


Figure 39 : Schéma simplifié présentant les entrées (V_{DD},V_{SS},V_{in}, GND) et sorties (OUT 1, OUT 2, et OUT 3) en tension permettant de polariser et de relever les signaux issus du circuit R61 ainsi que les tailles de capacité associée à chaque sous-circuit ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

2.2.2. Banc de caractérisation électrique développé à l'ESIEE pour des mesures sans flexion

Le banc de mesures utilisé dans cette partie a été développé dans la salle blanche de l'ESIEE. Ce banc utilisé par l'équipe d'Axorus est uniquement dédié aux mesures de puces sans flexion. Il a été décidé dans le cadre de mes travaux de thèse que les mesures en flexion étaient conduites à l'IEMN. L'intérêt de cette étude sur les puces d'Axorus est de confirmer les performances obtenues sur des lots différents et des setups de caractérisation différents. L'idée est de pouvoir également démontrer la reproductibilité de cette technique et le bon rendement de fabrication associé à la technologie CMOS industrielle, point fort de cette approche.

La Figure 40 montre le banc de mesure sous pointes utilisé pour la caractérisation des puces avant et après leur amincissement. Dans la Figure 40(a), une carte à pointes multi-contacts spécifique aux puces Axorus est positionnée sur un support réglable selon les axes x, y et z, placé au-dessus de la puce. Le signal électrique est amplifié par un *buffer* (RS-3005P), tandis qu'un générateur de tension (KETHLEY 2400) permet de moduler la fréquence des signaux. Enfin, un oscilloscope (Tektronix TBS 2000B Series) est utilisé pour visualiser les spikes et déterminer leur fréquence. Par ailleurs, ce banc

dispose d'un microscope permettant de poser les sondes qui servent à polariser la puce et également de projeter la lumière quand cela est nécessaire (pour des circuits dits « autonomes »). Il est à noter que ce banc de mesure n'était pas placé dans une boîte noire, il pouvait donc y avoir de la lumière résiduelle. Dans la photographie en Figure 40(b), la puce en cours de caractérisation est présentée à travers le microscope, avec les sondes multi-contacts connectées aux différents équipements.

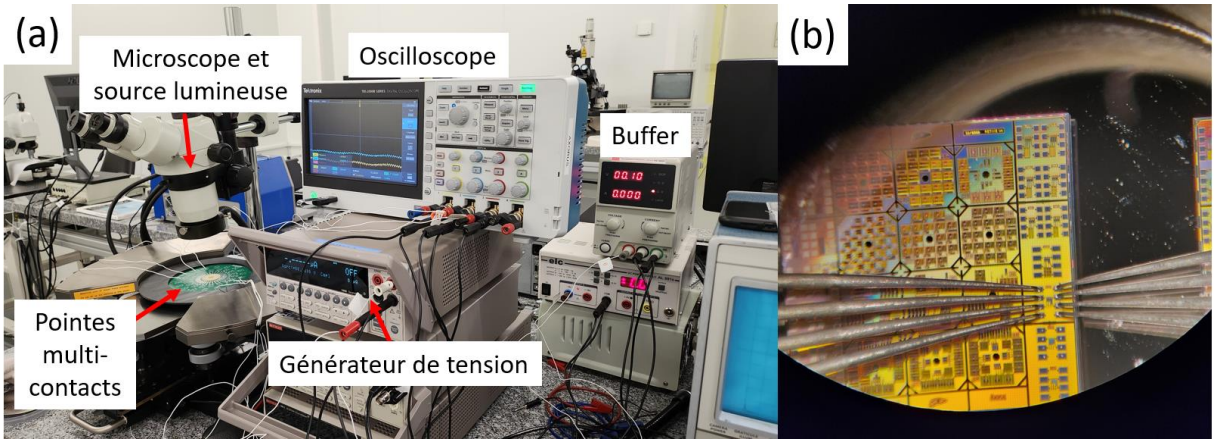


Figure 40 : Photographies du banc de mesure sous pointes utilisé à l'ESIEE pour la caractérisation de puces avant et après amincissement, à plat ; (a) le banc se compose d'un microscope par lequel est projeté la lumière sur la puce, une carte à pointes multi contacts spécifique aux puces Axorus est placée au-dessus de la puce sur un support réglable en x, y et z, le circuit est branché à un *buffer* permettant d'amplifier le signal, un générateur de tension dont nous faisons varier la valeur pour modifier la fréquence de spikes et un oscilloscope permettant de visualiser les spikes et mesurer la fréquence ; (b) photographies de la puce caractérisée à travers le microscope sur lequel les pointes multi-contacts sont connectées ; photographies personnelles.

En reprenant le schéma électrique de la Figure 39, il est possible de visualiser les entrées V_{DD} et V_{SS} connectées au *buffer* et polarisées aux valeurs suivantes : V_{DD} fixée à 1,4 V et V_{SS} à 0V. L'entrée V_{in} est connectée au générateur de tension. Les sorties OUT 1, OUT 2 et OUT 3 sont connectées à l'oscilloscope afin de visualiser le signal électrique et de déterminer la fréquence de spikes.

La caractérisation a été effectuée sur un total de 5 puces amincies. Il est à noter que pour ces échantillons, nous n'avons pas pu atteindre l'épaisseur de 30 µm visée en raison d'un problème de pollution dans le bâti de DRIE révélé au cours de l'expérience. Ce dernier a eu pour effet d'augmenter le niveau d'hélium dans l'enceinte, qui pour rappel ne doit pas dépasser 12 sccm. Il a été nécessaire d'arrêter le procédé avant la fin des cycles programmés afin d'atteindre 30 µm car ce seuil d'hélium était souvent dépassé. En réfléchissant à une amélioration du protocole pour prévenir ce problème, nous pourrions réduire les risques de fuite d'hélium liés aux impuretés sous le substrat temporaire en scindant l'étape d'amincissement avec la DRIE en deux. Une première gravure pour réduire l'épaisseur de 280 µm à 150 µm serait réalisée, puis une seconde gravure pour atteindre une épaisseur finale de 30 µm, en remplaçant le substrat temporaire entre chaque étape de gravure.

Le Tableau 7 regroupe les différentes épaisseurs des puces Axorus après cette campagne d'amincissement. Les épaisseurs vont de 42 µm pour la puce la plus fine à 119 µm pour la plus épaisse. Bien que les épaisseurs soient supérieures à 30 µm, nous les avons caractérisés après le procédé d'amincissement. Il est à rappeler que dans le cadre de cette étude sur les puces Axorus, il n'y a pas de campagne de caractérisation sous flexion. L'étude se focalise dans ce cas sur l'impact du procédé d'amincissement sur les performances électriques des puces Axorus.

Echantillon aminci	Puce 1	Puce 2	Puce 3	Puce 4	Puce 5
Epaisseur moyenne (µm)	119±35	75±5,9	42±1,4	57±3	69±10

Tableau 7 : Epaisseurs moyennes mesurées et écart type associé en µm pour les 5 puces du lot V4 conçues par Axorus, fabriquées par le fondeur TSMC et amincies à l'IEMN à l'aide du procédé technologique développé dans le cadre de cette thèse.

2.2.3. Méthode de mesure et résultats

Pour caractériser les performances électriques du circuit, nous faisons varier la tension V_{in} aux bornes du générateur de 0,3 à 0,5 V (0,3 ; 0,35 ; 0,4 ; 0,45 et 0,5 V). La fréquence de spikes générés est alors mesurée à l'oscilloscope sur les trois sorties (OUT 1, OUT 2 et OUT 3) qui se différencient en fonction de la taille de la capacité implémentée au niveau du circuit.

La Figure 41 présente la fréquence de spikes (F_{out}) pour les 3 sorties de sous-circuits de R61 (OUT 1, OUT 2 et OUT 3) avant et après amincissement, obtenue en faisant la moyenne des 5 puces mesurées et en fonction de la tension appliquée (V_{in}). Cette figure montre qu'en augmentant la tension V_{in} appliquée de 0,3 à 0,5V, la fréquence de spike F_{out} avant amincissement augmente de 8 à 603Hz ; de 8 à 604Hz ; de 8 à 822Hz respectivement pour OUT 1, 2 et 3. Après amincissement, la fréquence de spike F_{out} augmente en fonction de (V_{in}) de 8 à 625Hz ; de 8 à 621Hz ; et de 8 à 858 Hz respectivement pour OUT 1, 2 et 3. Pour chaque mesure, la fréquence de spikes (F_{out}) augmente avec la tension appliquée, ce qui est cohérent avec le comportement électrique attendu du circuit.

Il est attendu que les valeurs de fréquence moyenne des spikes mesurées sur les plots OUT1 et OUT2 soient identiques car la surface constituant la capacité est identique (480 µm²), tandis que celles acquises à partir du plot OUT3 diffèrent en raison de la différence de taille de surface de capacité (240 µm²). Ce choix a été fait par l'ingénieur en charge de la conception des circuits électroniques, afin d'avoir différentes configurations de mesures sur un même circuit de caractérisation.

La fréquence moyenne des spikes de OUT 1 avant amincissement (8Hz, 25Hz, 79Hz, 234Hz, 603Hz) est similaire à la mesure après amincissement (8Hz, 26Hz, 83Hz, 243Hz, 625Hz). La même observation

est faite pour OUT 2 où la fréquence moyenne des spikes avant amincissement (8Hz, 25Hz, 80Hz, 233Hz, 604Hz) est similaire à la mesure après amincissement (8Hz, 27Hz, 84Hz, 243Hz, 621Hz). De même, pour OUT 3 où la fréquence moyenne des spikes avant amincissement (8Hz, 27Hz, 89Hz, 284Hz, 822Hz) est similaire à la mesure après amincissement (8Hz, 28Hz, 93Hz, 299Hz, 858Hz).

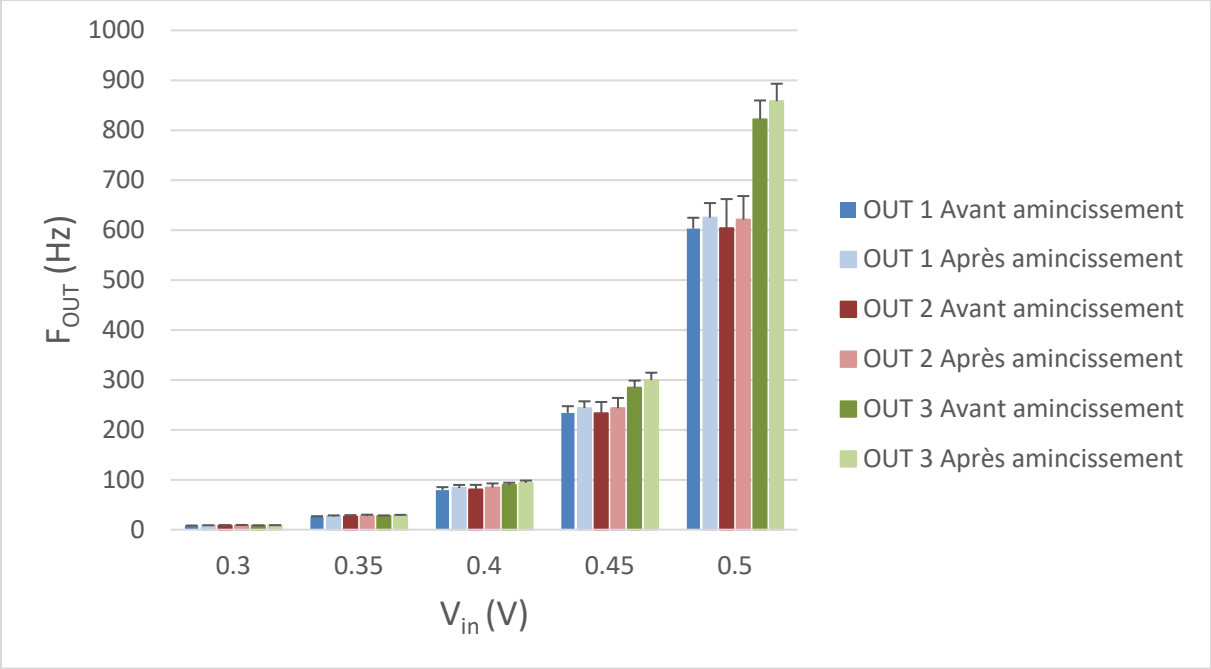


Figure 41 : Fréquence moyenne de spikes (F_{OUT}) sous la forme d'histogramme en fonction de la tension appliquée (V_{in}) pour les 3 sorties des sous-circuits de R61 (OUT 1, OUT 2 et OUT 3), avant et après amincissement à l'aide du procédé technologique développé à l'IEMN appliqué à la puce R61 d'Axorus.

Les résultats obtenus grâce à la caractérisation électrique des puces Axorus montrent que le procédé d'amincissement ne modifie pas le comportement électrique du circuit des puces. Dans le circuit, la taille de la capacité influence la fréquence des spikes. En effet, pour une tension donnée, lorsque la taille de la capacité augmente, la fréquence des spikes sera plus faible et inversement. Cette relation entre la capacité et la fréquence de spike permet d'ajuster la gamme de fréquence de spikes en fonction des besoins spécifiques de l'application. A l'avenir, des modifications doivent être apportées au banc de mesure pour pouvoir effectuer la caractérisation électrique des circuits sous flexion également à l'ESIEE.

2.3. Synthèse de l'ensemble des mesures IEMN et Axorus

Les résultats de caractérisation électrique des puces IEMN et Axorus montrent que la fréquence de spike (F_{out}) croît linéairement avec l'augmentation de la densité de puissance lumineuse appliquée ($P_{lum,surface}$) pour la puce IEMN et F_{out} croît avec l'augmentation de la tension appliquée (V_{in}) avec la puce

Axorus. Ce comportement électrique est cohérent avec les propriétés des circuits et du capteur optique exploité. Les résultats ont également mis en évidence que le procédé d'amincissement n'altère pas le comportement électrique des circuits électriques des deux puces. Les performances électriques étant similaires avant et après amincissement dans les deux cas pour des épaisseurs jusqu'à 30 µm.

Les résultats issus de la caractérisation électrique des puces de l'IEMN ont mis en évidence que la mise en flexion (légère puisque suivant la courbure de la rétine) n'altère pas le comportement électrique du circuit. Le comportement électrique est le même avant amincissement à plat, après amincissement à plat et après amincissement sous flexion. Cette conclusion est étayée par les résultats statistiques qui confirment la conservation des performances électriques. La caractérisation sous flexion pourrait éventuellement être étudiée sur des puces Axorus pour de futures études mais ne sera pas réalisable dans le cadre de cette thèse.

Des ajustements peuvent être apportés au processus d'amincissement pour améliorer son efficacité. Par exemple, pour garantir une épaisseur cible de 30 µm lors de la gravure par DRIE sans devoir arrêter le processus en raison d'une fuite d'hélium excédant le seuil, une approche envisageable serait de diviser la gravure du silicium en deux étapes distinctes comme évoqué précédemment dans la partie 2.2.2.

L'étude menée permet d'établir une preuve de concept mettant en évidence que l'amincissement et la courbure n'impactent pas les circuits électroniques. Dans le cas d'une production à grande échelle, il serait possible de fabriquer plusieurs implants simultanément en s'appuyant sur l'utilisation de substrat silicium comprenant une couche d'arrêt du type SOI (Silicon on Inulator). Les substrats SOI, sont des structures composées de trois couches principales : une couche de silicium, une couche d'isolant, généralement de l'oxyde de silicium, et une couche de support en silicium. Cette technique présente l'avantage d'être compatible avec toute l'industrie utilisant la technologie CMOS 65 nm en silicium et est, entre autres, utilisée dans la fabrication de l'implant PRIMA. De plus, il serait également possible de diminuer davantage l'épaisseur de silicium de façon contrôlée avec ce type de substrat.

L'amincissement de la puce permet de mieux s'adapter à la forme de la rétine en rendant le substrat légèrement flexible. La puce est ainsi non délabrante et les risques de déformation ou de déchirure sont réduits. Ces résultats sont particulièrement prometteurs et encourageants dans le cadre d'applications médicales. Dans ce domaine, la fiabilité et le bon rendement de fabrication des dispositifs électroniques sont importants. La capacité à maintenir des performances constantes et fiables est un critère essentiel pour les dispositifs médicaux.

Dans la continuité de ces avancées, et en ayant comme objectif de réaliser un implant rétinien matriciel à terme, des essais avec de la résine sèche en tant que substrat flexible ont également été entrepris afin de consolider la structure du silicium aminci.

3. Ajout du substrat flexible en face arrière de l'implant

3.1. Objectif de l'ajout du substrat flexible

Dès le démarrage de cette étude, un des objectifs était d'appliquer un substrat flexible sur la face arrière de l'implant aminci pour fabriquer à terme un implant rétinien matriciel, en s'inspirant du principe présenté dans l'article de Hussain *et al.* (voir Figure 25) [92]. Cela permettrait de créer un implant plus large et dépliable dans l'oeil (voir Figure 27) afin d'augmenter la taille du champ de vision restauré. Par ailleurs, cette approche technique (en comparaison des autres solutions développées dans la littérature) présente l'avantage de conserver un film de silicium suffisamment fin ne contenant pas de microfissures après son amincissement. Il est à noter que le substrat flexible aura également un rôle de couche protectrice car le silicium restant n'est pas considéré comme « biocompatible » et nécessite une couche de passivation afin d'être implanté. Ce substrat flexible peut également jouer le rôle de « languette », facilitant la manipulation de l'implant, en particulier pour le chirurgien lors de l'opération.

L'application de ce substrat flexible nécessite de relever plusieurs défis, notamment assurer une adhésion optimale au substrat en silicium, prévenir toute détérioration au fil du temps, et garantir sa non-toxicité pour l'organisme humain.

3.2. La résine sèche

3.2.1. Propriétés de la résine sèche

La résine sèche, couramment utilisée en microélectronique, est largement employée dans la fabrication de dispositifs MEMS (*Micro Electro-Mechanical Systems*) et dans la création de structures multicouches pour la fabrication de circuits imprimés (PCB). Elle se présente sous la forme d'un film sec mince et est utilisée dans des procédés de photolithographie ou de gravure sèche.

Dans le domaine de la microélectronique, les résines liquides sont fréquemment utilisées comme matériaux photosensibles dans les procédés de photolithographie. Ces résines subissent des modifications chimiques lorsqu'elles sont exposées à la lumière, entraînant une solubilité (résine

positive) ou une insolubilité (résine négative) dans le révélateur. La résine sèche se distingue de la résine liquide, pour transférer un motif d'un masque vers un substrat, par une utilisation simplifiée, nécessitant principalement cinq étapes (contre neuf étapes pour la résine liquide), à savoir : le nettoyage de la surface, la stratification, l'exposition, le développement et le séchage. Il convient de souligner que le choix entre la résine sèche et la résine liquide dépend des exigences spécifiques de l'application visée. Chaque type de résine présente ses propres avantages et inconvénients.

Dans le cadre de l'application visé dans ce travail de thèse, nous envisageons d'employer la résine sèche en tant que substrat flexible, non seulement pour maintenir la structure en silicium, mais aussi dans l'objectif de l'utiliser comme languette facilitant la manipulation afin de créer un implant rétinien matriciel collé sur le film de résine sèche. Nous souhaitons également que ce film soit le plus fin possible afin de ne pas perdre le bénéfice de l'amincissement en apportant une épaisseur supplémentaire trop importante.

Pour cette étude, nous avons donc choisi la résine sèche Ordyl SY310 de 10 µm d'épaisseur, une résine photosensible négative spécialement conçue pour les applications MEMS. A la fin du procédé de pose de la résine sèche, ce film dit « biocompatible » adhère au substrat sur lequel il est déposé, offrant une stabilité thermique et chimique élevée. L'Ordyl SY310 est ici considérée comme pouvant être une résine permanente. Pour retirer l'excédent de résine sèche lors du développement, cette dernière nécessite une immersion prolongée dans le développeur Ordyl ou l'utilisation de solvants forts comme le MEK (Méthyléthylcétone) ou l'acétone avant l'étape de cuisson post-exposition [105], [106].

3.2.2. Tests d'ajout de la résine sèche sur la surface du substrat silicium aminci

3.2.2.1. Protocole général d'ajout de la résine sèche en face arrière de la puce en silicium

Afin de maîtriser la pose de la résine sèche, de nombreux tests ont été réalisés afin de déterminer les paramètres optimaux assurant une bonne adhérence de la résine sur le substrat de silicium aminci. Au début, les essais ont été effectués directement sur un *wafer* silicium pleine plaque pour progressivement adapter le protocole à nos échantillons composé d'une puce en silicium découpée de 5x5 mm de côté. Le procédé résultant des différentes optimisations et permettant de répondre aux différents objectifs, notamment une bonne adhésion sur le substrat en silicium, est détaillé ci-après.

La Figure 42 illustre les principales étapes du protocole d'ajout de la résine sèche sur un substrat en silicium. L'étape 1 consiste à découper un morceau de résine sèche aux dimensions souhaitées.

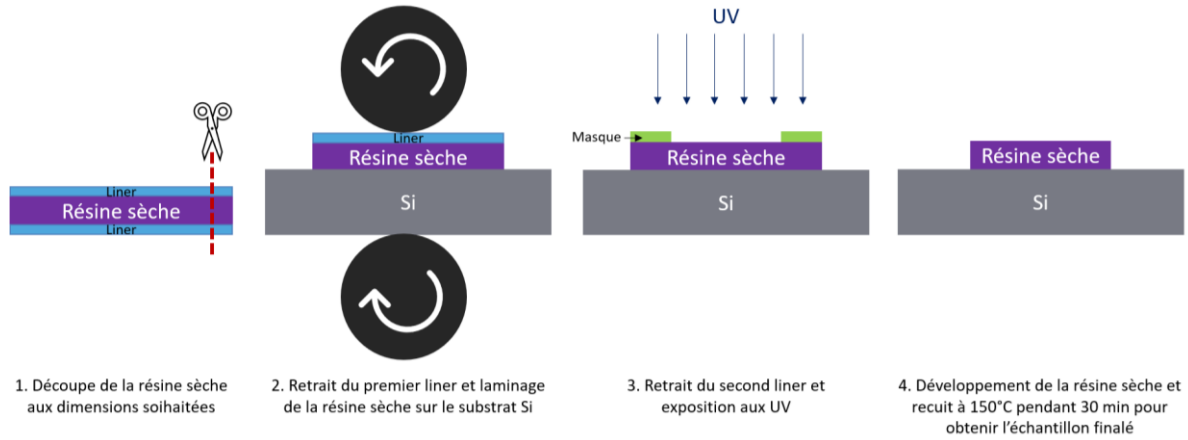


Figure 42 : Schéma du protocole d'ajout de la résine sèche sur un substrat en silicium ; 1. Découpe de la résine sèche aux dimensions souhaitées ; 2. Retrait du premier liner et laminage de la résine sèche sur le substrat Si ; 3. Retrait du second liner et exposition aux UV ; 4. Développement de la résine sèche et recuit à 150°C pendant 30 min pour obtenir l'échantillon finalisé ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Dans l'étape 2, l'une des deux couches de *liner* (film de protection de la résine sèche) est retirée. La face sans *liner* est mise en contact avec le substrat en silicium. Au préalable, il convient de nettoyer soigneusement le substrat pour éliminer les impuretés, avec de l'acétone et de l'isopropanol. Ce nettoyage est nécessaire afin d'éviter la formation de bulles au moment du laminage. La formation de ces bulles est présentée à la fin de cette section. Nous pouvons alors procéder au laminage. Cet équipement consiste en 2 rouleaux chauffés tournants qui vont venir exercer une pression uniforme sur l'échantillon où doit être déposé le film. L'échantillon est glissé entre les rouleaux à une vitesse définie. La température des rouleaux, la pression et la vitesse vont permettre de faire adhérer le film à la surface de l'échantillon. Les paramètres établis sont une température de laminage de 120°C, une pression de 2,5 bars et une vitesse de 2 m/min. A la fin du processus de laminage, le second *liner* peut être retiré afin de libérer la résine sèche et permettre son insolation aux UV.

Dans l'étape 3, pour activer la réaction photosensible afin de faire réticuler et stabiliser les liaisons moléculaires de la résine sèche, l'échantillon est exposé à la lumière UV pendant 5 minutes en mode "*flood exposure*". Pour ne garder la résine sèche que sur une zone précise (la surface de la puce par exemple), un masque en papier mylar rouge est utilisé dans lequel la forme souhaitée est découpée (pour rappel l'Ordyl SY310 est une résine sèche négative donc ce qui est insolé est ce qui est préservé après le développement). Une période de repos de 15 minutes suit cette étape pour permettre la stabilisation du processus photosensible.

Enfin dans l'étape 4, quand cela est nécessaire, un développement de la résine non exposée est réalisé en plongeant l'échantillon dans de l'acétone. L'échantillon est alors chauffé pour un recuit à 150°C pendant 30 minutes pour renforcer les liaisons moléculaires et assurer la stabilité thermique du matériau. Nous obtenons ainsi l'échantillon finalisé.

La Figure 43 présente une série de photographies illustrant les résultats probants obtenus ainsi que les problèmes rencontrés au cours du développement du procédé d'ajout de la résine sèche sur différents échantillons. La Figure 43(a) montre la résine sèche déposée sur un *wafer* de silicium, où aucune bulle n'est visible car la surface était propre lors du laminage. En revanche, la Figure 43(b) présente des bulles de résine, attribuées aux impuretés en surface du *wafer* lors du laminage. La Figure 43(c) présente la résine sèche déposée sur une puce amincie collée à un substrat temporaire, avant l'exposition aux UV. Enfin, la Figure 43(d) montre le résultat obtenu à la fin étape 4. La résine sèche conservée uniquement à la surface d'une puce amincie. La transparence du film rend difficile la visualisation de la résine sur l'échantillon sur la photographie. Néanmoins, la résine sèche est bien adhérente sur le silicium comme souhaité.

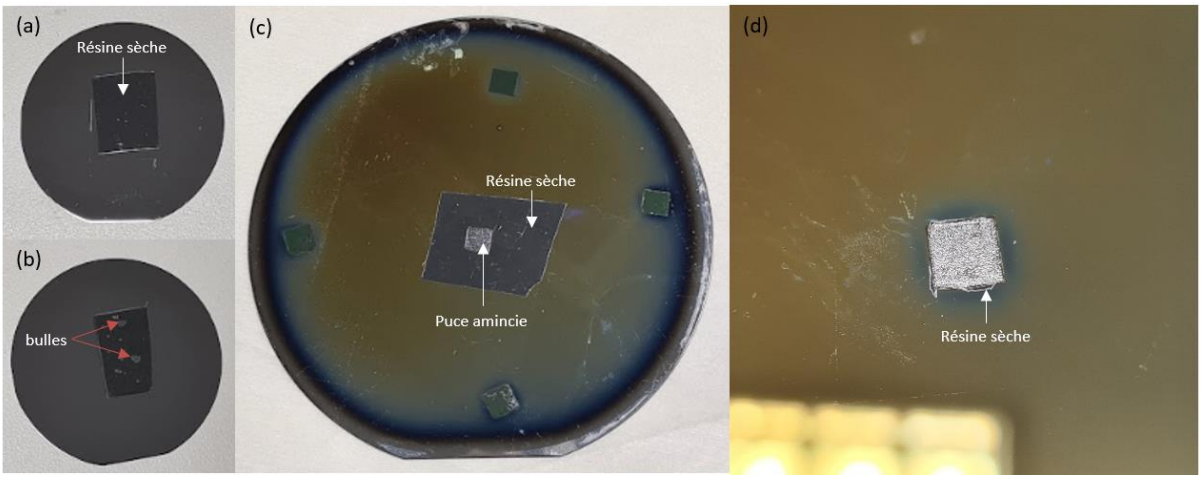


Figure 43 : Photographies de pose de résine sèche sur différents échantillons ; (a) résine sèche déposée sur un *wafer* de silicium (partie grise plus foncée). Elle ne présente pas de bulle car la surface était suffisamment propre lors du laminage ; (b) résine sèche déposée sur un *wafer* de silicium (partie grise plus foncée). Nous pouvons observer des bulles car la surface du *wafer* présentait des impuretés en surface lors du laminage ; (c) résine sèche déposée sur une puce amincie collée à un substrat temporaire. Photographie prise avant l'exposition aux UV de l'échantillon ; (d) résultat obtenu de la résine sèche collée sur une puce amincie après l'étape 4. Sur la photographie il n'est pas possible de distinguer visuellement la présence de résine sèche sur l'échantillon car le film est transparent ; photographies personnelles.

Au travers de ces différentes expériences illustrées en Figure 43, nous avons réussi à déterminer les paramètres appropriés pour une bonne adhérence de la résine Ordyl sur le substrat en silicium. Bien que cela ne soit pas très visible sur les photographies, nous pourrions le confirmer en effectuant une analyse par dispersion d'énergie des rayons X (EDX, *Energy dispersive X-ray spectrometry*), par

exemple. Ces paramètres établis nous ont permis de focaliser nos efforts pour développer l'étape suivante, à savoir le protocole technique pour la création de la languette en résine sèche en vue de la manipulation par le chirurgien et de l'implant rétinien matriciel.

3.2.2.2. Fabrication de la languette

3.2.2.2.1. Protocole de fabrication de la languette

Dans cette partie nous présentons de façon détaillée le principe suivi pour la réalisation d'une languette en utilisant de la résine sèche. La Figure 44 regroupe notre proposition pour y parvenir en montrant les différentes étapes de fabrication de cette languette et son emplacement sur la puce.

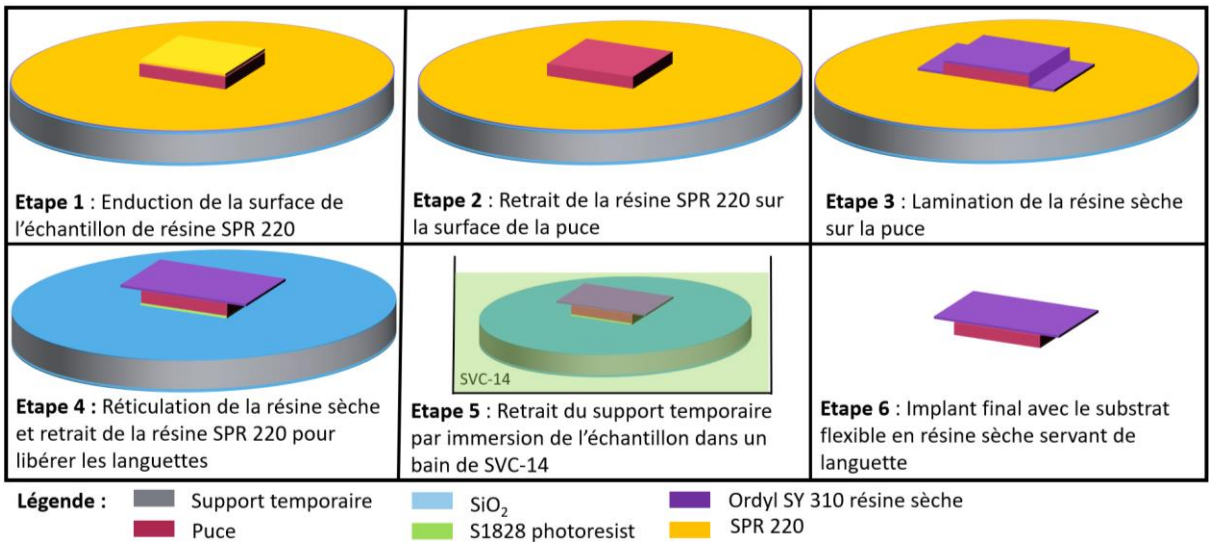


Figure 44 : Schéma du protocole de la fabrication d'une languette avec la résine sèche ; Etape 1 : enduction de la surface de l'échantillon (puce et substrat temporaire) de résine SPR 220; Etape 2 : retrait de la résine SPR 220 sur la surface de la puce de silicium ; Etape 3 : lamination de la résine sèche sur la puce; Etape 4 : réticulation de la résine sèche et retrait de la résine SPR 220; Etape 5 : retrait du substrat temporaire dans un bain de SVC-14 ; Etape 6 : implant final avec le substrat flexible en résine sèche servant de languette ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

L'échantillon initial est une puce de silicium amincie de 5x5 mm découpée à l'aide d'une pointe diamant, collée avec de la résine S1828 sur un support temporaire (*wafer* de Si 4 '' recouvert de SiO_2).

L'étape 1 consiste à appliquer une couche de SPR 220, résine positive d'une épaisseur de 4 µm. La couche est déposée par enduction centrifuge sur l'ensemble du *wafer* comprenant la puce amincie. Cette couche de résine est utilisée afin d'empêcher l'adhérence de la résine sèche sur le substrat temporaire lors du laminage (illustration en étape 3). Elle est retirée à la fin du procédé.

L’étape 2 est consacrée au retrait de la résine SPR 220 uniquement sur la surface de la puce. Elle est retirée à l’aide d’un coton-tige imbibé d’acétone qui est tamponné sur la surface de la puce.

L’étape 3 consiste à ajouter de la résine sèche sur la surface de la puce. Un morceau de résine sèche est découpé à la dimension souhaitée, en recouvrant la globalité de la puce et en dépassant sur les bords. La résine sèche Ordyl SY 310 est ensuite laminée sur le substrat avec les paramètres cités en partie 3.2.2.1.

L’étape 4 montre la réticulation de la résine sèche et le retrait de la résine SPR220. Pour activer la réaction photosensible de la résine sèche, l'échantillon est exposé à la lumière UV pendant 5 minutes en mode « *flood exposure* » sur l’ensemble du *wafer*. Ensuite, un temps de repos de 15min est respecté, puis le *wafer* est plongé dans un bain d'acétone pour retirer la couche de SPR 220 et libérer les bords de la résine sèche pour créer la languette. Vient ensuite l’étape de recuit, où l'échantillon est placé sur une plaque chauffante préchauffée à 150°C pendant 30 minutes.

En étape 5, l'échantillon est immergé dans un bain de SVC-14 à 70°C pendant 5 min afin de libérer la puce amincie avec la résine sèche en face arrière.

Enfin, en étape 6, nous obtenons la puce avec le susbtrat flexible composé de résine sèche en face arrière avec les languettes.

3.2.2.2.2. Résultats de fabrication de la languette

Nous avons suivi les étapes du protocole expérimental décrit précédemment. Cependant, au cours des différentes étapes, nous avons rencontré différentes difficultés pour la fabrication de la languette. Dans cette partie sont décrits les problèmes rencontrés, les solutions techniques proposées et les résultats obtenus afin de parvenir à un résultat satisfaisant. Au total, environ dix échantillons ont été utilisés dans le cadre de différents essais de fabrication, et quatre approches ont été testées dans le but de développer cette languette.

Pour la première approche, nous avons suivi les premières étapes du protocole illustré en Figure 44. A l’étape 4, correspondant au retrait de la résine SPR 220 dans un bain un bain d’acétone, la résine sèche s’enroulait sur elle-même à chaque tentative. Cela était dû à son épaisseur très fine, qui n’est que de 10 µm, et la longueur de la languette était certainement trop longue, plus de 1 cm de part et d’autre de la puce. L’enroulement de la résine sèche ne permettait pas de saisir les languettes.

Lors la deuxième approche, pour éviter l’enroulement de la résine sèche, nous avons pensé à conserver une partie du *liner* inférieur pour former la languette. Cependant, au moment de retirer le *liner* après le développement, la résine se déchirait, et cela malgré plusieurs essais.

Une approche différente a été adoptée lors de la troisième tentative afin d'éviter cet enroulement. La longueur de la languette a été réduite à environ 5 mm de part et d'autre de la puce. Il fallait également maintenir tendue la résine sèche dans le bain d'acétone avec la pince afin d'éviter tout enroulement. Ces modifications ont permis d'éviter l'enroulement de la résine sèche jusqu'au moment du recuit à 150°C pendant 30 min. En effet, une nouvelle difficulté est apparue à ce stade du procédé technique. La partie de la résine sèche devant servir de languette adhérait au substrat temporaire et n'était donc plus utilisable.

Pour la quatrième approche, afin d'essayer d'éviter l'adhérence de la résine sèche sur le substrat temporaire, nous avons repris l'idée de conserver le *liner* inférieur jusqu'au recuit. Cependant, le film du *liner* fondait et s'évaporait lors du recuit. Il n'y avait alors plus de résine sèche.

Nous avons pensé à conserver la résine SPR 220 jusqu'à l'étape 5 correspondant au retrait du substrat temporaire dans un bain de SVC-14 mais le recuit étant à 150°C (contre une température de 115°C conseillée pour le recuit du SPR 220), nous ne connaissons pas les interactions chimiques pouvant avoir lieu entre les deux types de résine. Nous ne pouvons pas non plus nous passer de l'étape du recuit qui est essentielle pour la stabilité thermique et chimique de la résine sèche.

Nos expériences indiquent clairement que la résine sèche à une épaisseur de 10 µm ne permet pas de créer une languette stable de manière autonome. Pour maintenir sa structure, la résine sèche semble nécessiter un support sans quoi elle risque de se déchirer ou de s'adhérer aux autres matériaux, dans notre cas le substrat temporaire, lors de l'étape de recuit.

3.2.2.3. Création d'une implant rétinien matriciel avec la résine sèche

La création d'une matrice de puce sur la résine sèche consiste à placer plusieurs puces sur le substrat flexible en les espaçant d'une faible distance. Pour rappel, l'objectif est d'obtenir un implant plus flexible afin d'épouser la forme de la rétine mais également de réaliser un implant plus large, éventuellement pliable, pour augmenter le champ de vision des patients.

Ainsi, malgré les échecs obtenus avec la fabrication de la languette sur une puce unique, nous avons émis l'hypothèse que les cassures au niveau du bord de cette dernière pourraient être évitées en collant deux puces côte à côte, ce qui pourrait renforcer leur structure et réduire les risques de rupture. Au total, 5 échantillons ont été utilisés pour effectuer les essais et deux approches ont été élaborées, la première avec un espacement entre les deux puces, la seconde sans espacement.

Dans un premier temps, pour former la matrice de puce, deux morceaux de silicium amincis (de 30 µm d'épaisseur environ) ont été placés côte à côte avec un faible écart de moins d'1 mm. Le protocole

d’ajout de la résine sèche sur le silicium, présenté en 3.2.2.1, a alors été suivi. La Figure 45 illustre le résultat obtenu dans ce cas. Il s’avère que la résine sèche n’est pas uniforme entre les deux puces de silicium. Il y a une fragilité au niveau de cette zone qui s’est ensuite confirmée au moment de décoller les deux puces, les deux morceaux s’étant détachés l’un de l’autre.

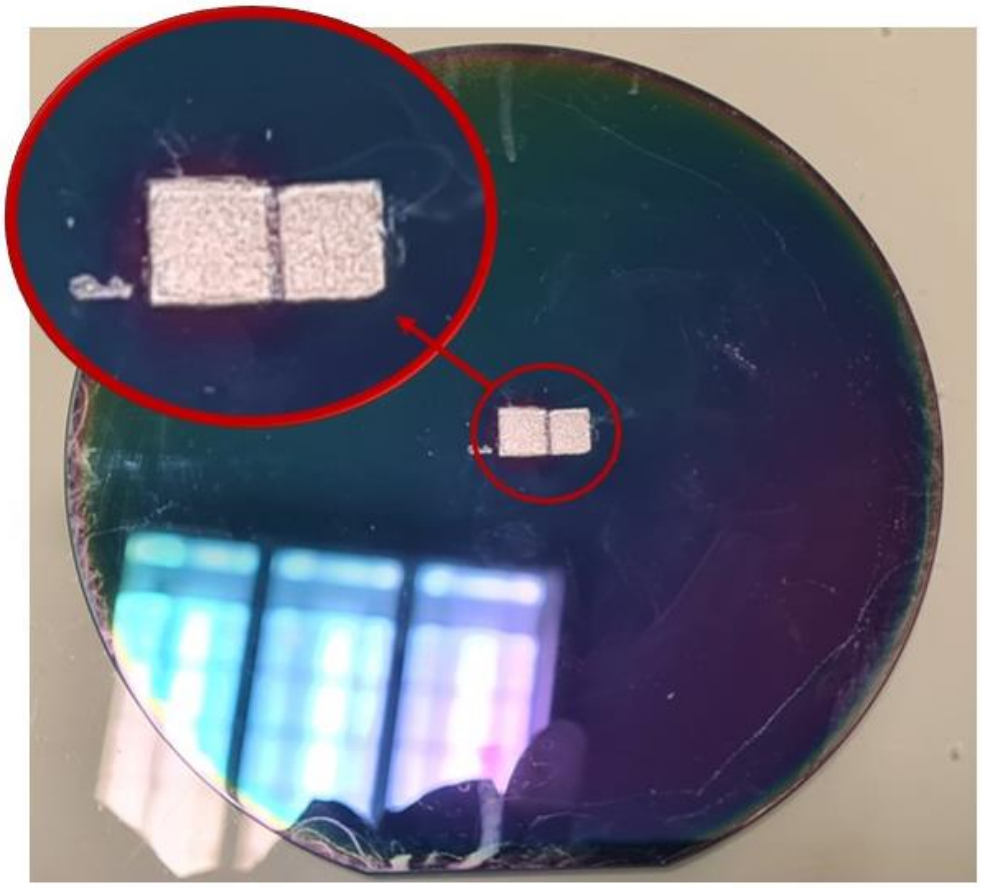


Figure 45 : Photographie d’ajout de résine sèche sur deux puces de silicium de 30 µm d’épaisseur, espacées de moins d’1mm ; photographie personnelle.

Pour la création de la matrice, nous avons également essayé de lier deux puces de silicium d’environ 30 µm d’épaisseur en les plaçant l’une contre l’autre. Il n’y a donc pas d'écarts entre les morceaux de silicium. La Figure 46 montre des photographies du résultat obtenu. Les deux morceaux de silicium sont détourés en rouge sur cette figure. La résine sèche a, ici, permis de maintenir l'assemblage. Cependant, des manipulations supplémentaires ont montré un point critique. Lors de tentatives de courbure au niveau de la zone de séparation, les puces se sont redivisées en deux sur cette même zone. Ainsi, malgré une adhérence robuste dans des conditions normales, la résine sèche ne permet pas de maintenir l’assemblage lorsqu’elle est soumise dans cette configuration à une contrainte mécanique spécifique, telle que le pliage.

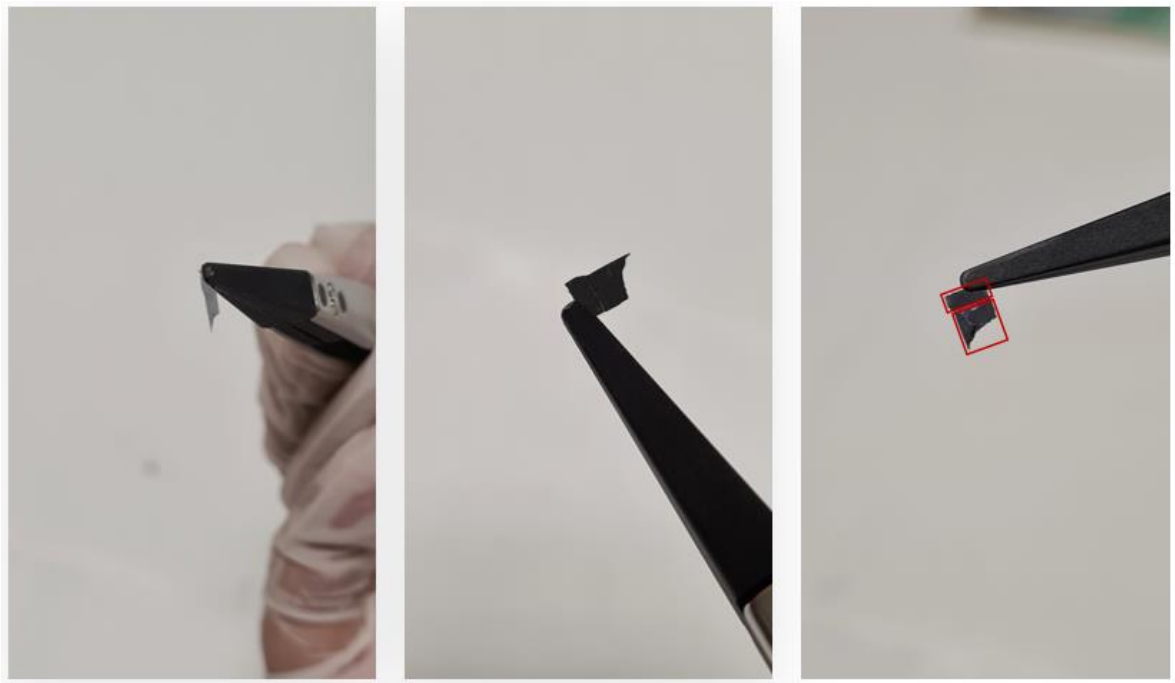


Figure 46 : Photographies de deux puces de silicium maintenues l'une contre l'autre par la résine sèche. Les deux puces de silicium sont encadrés en rouge ; photographies personnelles

Nos expériences récentes révèlent clairement que l'utilisation d'une résine sèche d'une épaisseur de 10 µm ne permet pas de former un implant rétinien matriciel. Nous sommes confrontée à nouveau à des problèmes d'adhérence sur le substrat temporaire et de déchirure aux bords des puces. Même en collant les puces ensemble, la résine sèche se déchire au moindre mouvement de flexion.

3.2.3. Synthèse : faisabilité de l'utilisation de la résine sèche

L'ensemble de nos tentatives visant à utiliser la résine sèche comme substrat flexible pour créer des languettes ou un implant matriciel a révélé des défis significatifs et des limitations inhérentes à cette approche. Malgré nos différentes stratégies, la résine sèche dans son état actuel et à cette épaisseur très fine, ne peut pas être utilisée pour les applications visées. Les principaux obstacles incluent la tendance de la résine sèche à s'enrouler sur elle-même dans le bain d'acétone, son détachement récurrent sans support d'accroche ou sa forte adhérence au substrat temporaire.

En conséquence, notre conclusion est que la résine sèche, dans sa configuration actuelle et avec les paramètres expérimentaux testés, ne peut pas être utilisée efficacement comme substrat flexible pour créer des languettes ou un implant matriciel de manière fiable. Cette constatation oriente notre recherche vers d'autres alternatives comme les hydrogels.

3.3. Perspectives : les hydrogels

Nous avons pu établir que l'utilisation de la résine sèche ne permettait pas de réaliser une languette ou une matrice de puces pour l'implant rétinien final. Nous avons donc réfléchi à d'autres alternatives et nous nous sommes intéressée aux hydrogels. Une étude de la littérature a été faite afin de déterminer si cette solution était envisageable pour le dispositif en cas de développement.

Les hydrogels sont définis par Peppas *et al.* comme « *des réseaux tridimensionnels hydrophiles capables d'absorber de grandes quantités d'eau ou de fluides biologiques et de ressembler ainsi, dans une large mesure, à un tissu biologique* » [107]. Les polymères utilisés dans la fabrication des hydrogels sont généralement insolubles dans n'importe quel solvant, mais ils peuvent gonfler considérablement en présence d'une grande quantité d'eau ou de solutions aqueuses, comme les fluides biologiques. Cette capacité d'absorption d'eau est essentielle pour de nombreuses applications biomédicales, où la compatibilité avec les tissus biologiques est cruciale. En raison des propriétés des hydrogels, telles qu'une teneur élevée en eau, une consistance molle et caoutchouteuse, ainsi qu'une faible tension interfaciale avec l'eau ou les fluides biologiques, ils constituent des alternatives potentielles aux tissus naturels [108]. Ces caractéristiques en font des candidats idéaux pour des applications biomédicales, notamment dans les systèmes de délivrance de médicaments, le traitement des brûlures cutanées et la régénération de tissus osseux [109].

En règle générale, les hydrogels sont divisés en deux catégories : les hydrogels qui sont réticulés physiquement et les hydrogels qui sont réticulés chimiquement [110], [111]. La revue de Bustamante-Torres *et al*. liste les différentes méthodes de synthèse des hydrogels physiques et chimiques. Il est possible de produire des hydrogels physiques en utilisant diverses méthodes, comme la cristallisation, les copolymères amphiphiles, les interactions de charge, les liaisons hydrogène, l'utilisation de stéréo-complexes ou les interactions protéiques. Les hydrogels fabriqués par des interactions chimiques ont une grande densité de réticulation et sont obtenus par greffage de copolymères, en utilisant des groupes fonctionnels réactifs ou des enzymes. La nature aqueuse de ces systèmes implique de prendre en compte les paramètres du milieu tels que la température, la concentration, le pH et la force ionique. De plus, certains hydrogels peuvent être intéressants pour certaines applications car ils peuvent réagir à des stimuli externes, tels que le pH, la température, l'électricité, la lumière et des molécules biologiques telles que les enzymes, durant les processus de gonflement et de rétrécissement. Ainsi, diverses études ont été menées pour améliorer les propriétés mécaniques, optiques ou de gonflement en incorporant d'autres composés présentant des caractéristiques hydrophobes aux monomères hydrophiles [108], [110]. L'exemple d'utilisation la plus fréquente des hydrogels est l'administration de médicaments. L'utilisation d'hydrogels sensibles permet de contrôler l'administration et la

libération de la dose médicamenteuse. Par exemple, un hydrogel sensible à la température a été développé dans l'étude de Shirky *et al.,* et un hydrogel sensible à la lumière proche infrarouge (IR) a été développé par l'équipe de Wang *et al.* [112], [113]

Pour l'application que nous visons, l'utilisation d'hydrogel à base d'acide hyaluronique par exemple serait intéressante en tant que substrat flexible [114]. Le matériau est très souple et adapté pour le corps humain. Il faut cependant vérifier sa stabilité au cours du temps ainsi que le risque de délamination. Également l'adhésion au substrat en silicium doit être étudiée pour éviter un décrochement de la puce sur le substrat flexible. Tous ces éléments doivent être approfondis pour de futures études mais ne pourront pas être réalisés dans le cadre de cette thèse.

Conclusion de chapitre

Après avoir étudié diverses techniques d'amincissement du silicium disponibles à l'IEMN, nous avons décidé d'utiliser la gravure ionique réactive profonde (DRIE) en raison de sa capacité à offrir une vitesse de gravure contrôlée et uniforme, une caractéristique essentielle pour l'application spécifique visée dans ce travail. Le protocole détaillé de DRIE que nous avons développé est présenté en détail dans ce chapitre. Une fois que nous avons établi la reproductibilité de notre procédé, nous avons dirigé notre attention vers l'évaluation de son impact sur les propriétés électriques de deux types de puces. Le premier type de puce dite « autonome » a été développé à l'IEMN et exploite le capteur optique (photodiodes + neurone artificiel). Le second type de puce dit « dépendant » est un prototype développé par Axorus exploitant le neurone artificiel. Pour ce faire, nous avons mené deux campagnes de mesures en flexion avec amincissement à l'IEMN et avec amincissement pour les puces Axorus à l'ESIEE. L'idée est de pouvoir également démontrer la reproductibilité de cette technique et le bon rendement de fabrication associé à la technologie CMOS industrielle, point fort de cette approche. Les résultats indiquent que l'amincissement et la flexion ne modifient pas le comportement électrique de nos puces.

Nous avons ensuite étudié la possibilité d'intégrer un substrat flexible à base de résine sèche dans notre conception. Cependant, nos investigations ont révélé que la résine sèche n'était pas la solution optmale pour servir de substrat flexible pour la réalisation d'une languette ou un implant rétinien matriciel. Nous avons ainsi initié une étude sur la création d'un substrat flexible à base d'hydrogel, une piste prometteuse qui mérite une analyse approfondie dans le cadre de nos travaux futurs.

Dans la suite de ce manuscrit, nous étendons notre étude et nous nous intéressons cette fois à un dispositif médical positionné dans le corps qui ne peut pas bénéficier de l'éclairage pour être alimenté et fonctionner. La problématique de l'alimentation électrique de l'implant dans le corps, sans source

lumineuse, est un sujet majeur pour le développement de cette approche. Cela implique une recherche plus approfondie pour trouver la meilleure source d'énergie pour cette nouvelle application médicale. Cette source doit garantir le bon fonctionnement et la durabilité de ces implants médicaux implantés.

Chapitre 3 : Source d'alimentation appliquée à un dispositif médical implanté

Ce chapitre vise à définir s'il est possible d'alimenter électriquement un dispositif médical implanté exploitant la technologie « neurone artificiel », dans des zones du corps où il n'est pas possible de bénéficier d'un éclairement direct. Dans le contexte du capteur optique lorsque la lumière est accessible, la puissance nécessaire pour alimenter un neurone artificiel associé à une photodiode est de 2 nW/pixel (cf. chapitre 1 partie 3.2 page 48). Si nous considérons des conditions sans éclairement, la source d'énergie doit donc pouvoir fournir au minimum ces 2 nW/pixel. Cela permet de définir le cadre et les enjeux de notre travail pour le choix d'une source d'énergie capable d'assurer le bon fonctionnement du circuit électronique dans des conditions sans lumière directe. Pour développer cela, ce chapitre se divise en deux grandes parties. Dans la première partie, le contexte d'une puce placée dans le corps sans accès à la lumière est discuté. Les objectifs et le cahier des charges sont définis, ainsi que la puissance nécessaire pour alimenter un élément élémentaire appelé « pixel », constitué d'un neurone artificiel et d'une électrode de stimulation. Le second chapitre est une étude de la littérature concernant les différentes sources d'énergie utilisées dans les dispositifs médicaux existants. Ces dernières sont divisées en trois catégories : les sources autonomes non rechargeables, les sources autonomes exploitant les ressources du corps humain et les sources d'énergie venant de l'extérieur du corps humain. Pour chaque source d'énergie sont détaillés les spécificités et les arguments du type avantages/inconvénients. Ils permettent de justifier pourquoi nous retenons (ou non) la source d'énergie pour le développement ultérieur d'un prototype d'alimentation des pixels. La fin du chapitre conclut sur une synthèse des différentes sources référencées et la sélection de la source d'énergie finalement choisie pour le développement d'un prototype pour la suite de l'étude, soit les sources radiofréquences RF.

Dans cette étude, les mesures de la consommation d'énergie d'un pixel ainsi que la preuve de concept pour alimenter une puce Axorus avec une batterie produite par Arkenlight ont été effectuées par Axorus. J'ai réalisé la revue de la littérature concernant les diverses sources d'énergie employées dans les dispositifs médicaux. J'ai également mené des démarches de contact auprès d'entreprises et de professionnels spécialisés sur certaines sources d'alimentation (biopiles, batteries nucléaires) pour établir le choix ultime qui a été approuvé avec les membres de mon encadrement à l'IEMN et chez Axorus.

1. Contexte : alimenter une puce à base de neurones artificiels sans accès à la lumière

1.1. Objectifs et définition du cahier des charges

Actuellement, la puce d'Axorus tire son énergie de la technologie photovoltaïque. Son emplacement qui est l'œil, facilite naturellement l'accès à la lumière. L'objectif de cette partie de la

thèse sera d'identifier une ou plusieurs sources d'énergie alternatives au photovoltaïque pour les situations où la puce serait dans l'obscurité. Le but est de développer d'autres applications médicales dans des zones du corps où il n'est pas possible d'exploiter la lumière extérieure. Pour cela, il faut donc travailler sur le dimensionnement d'un futur système, et s'atteler en tout premier lieu, à trouver la source d'énergie qui permettrait de l'alimenter.

Dans ce cadre, les sources d'énergie devront être capables de fournir assez de puissance pour stimuler au moins 10 pixels. Cet élément « pixel », qui est représenté en Figure 47, comprend un neurone artificiel et une électrode de stimulation. Il permettra de générer des potentiels d'action avec une fréquence de spikes variable. Il aura pour objectif de venir stimuler et/ou enregistrer des zones qui le nécessitent dans le corps humain.

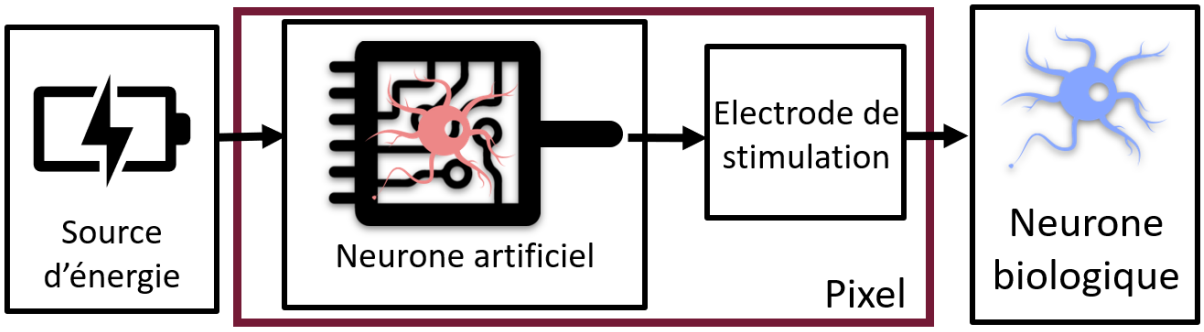


Figure 47 : Schéma simplifié du système d'alimentation avec la définition d'un pixel élémentaire composé du neurone artificiel et de l'électrode de stimulation ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Pour alimenter ces 10 pixels, il convient de trouver une source d'alimentation qui pourra fournir une puissance moyenne équivalente à 20 nW. Cette valeur, définie dans le paragraphe suivant, pourrait être revue à la hausse dans le cas d'ajout d'autres composants électroniques.

Par ailleurs, le dispositif complet doit pouvoir être miniaturisé, d'une taille maximale de 1 cm^3 (circuits électroniques et source d'alimentation compris), et ne doit pas être toxique pour le corps (possible encapsulation). Enfin, le système d'alimentation devra rester opérationnel pendant au moins 10 ans.

Une revue de la littérature est réalisée dans la suite de ce chapitre sur les sources d'énergie capables d'alimenter des implants médicaux, afin d'évaluer les avantages et les inconvénients de chacune des sources énergétiques. Le choix de la source d'énergie dépendra non seulement de sa capacité à fournir une puissance suffisante, mais aussi de sa compatibilité avec le reste du dispositif implantable. Par exemple, la source d'énergie ne doit pas interférer avec les autres composants électroniques de l'implant. De plus, elle doit être capable de résister aux conditions du corps humain,

comme la température corporelle et les fluides corporels. Enfin, la sécurité du patient est primordiale : la source d'énergie ne doit présenter aucun risque pour le patient, que ce soit en termes de toxicité ou de risque d'explosion ou de surchauffe. La source d'alimentation choisie influencera la profondeur maximale et la zone d'implantation du dispositif.

Le Tableau 8 synthétise l'ensemble des exigences afin de définir le cahier des charges et servira de guide afin de sélectionner la source d'alimentation dont les propriétés correspondront au mieux aux critères établis.

Exigences	**Critères**
Implantation durable	10 ans
Compact et miniaturisé	Dimension maximale de $1cm^3$ (circuit + source d'alimentation)
Récupère suffisamment de puissance pour alimenter au moins 10 pixels (un pixel = un neurone artificiel avec une électrode de stimulation)	Puissance moyenne : 2nW pour un pixel Puissance maximale : 187 µW pour un pixel pendant 0,01 ms
Non délabrant	Forme arrondie, pas de bords contendants
Non toxique pour le corps	Encapsulation, matériaux biocompatibles, seuils sanitaires respectés
Récupération de puissance indépendante de la position de l'implant dans le corps	Alimentation intégrée Connexion filaire à la source d'alimentation Récupération omnidirectionnelle pour les dispositifs de transmission sans fil

Tableau 8 : Cahier des charges pour la définition d'une source d'alimentation de l'implant dans le cas d'une alternative au mode photovoltaïque.

1.2. Détermination de la puissance nécessaire pour le fonctionnement d'un pixel

La consommation électrique nécessaire pour alimenter un pixel avec une photodiode, lorsque la lumière directe est disponible dans le cadre du capteur optique, est établie à 2 nW. En l'absence d'éclairement direct et de photodiode, la source d'alimentation doit être en mesure de délivrer au minimum cette même puissance. Pour déterminer la puissance nécessaire pour alimenter ce pixel, les données de l'implant rétinien développé par Axorus ont été utilisées. Les mesures ont été réalisées en amont par l'équipe d'Axorus à l'ESIEE. A noter, dans notre système, un pixel correspond au neurone artificiel, connecté à une électrode pour assurer l'interface entre l'implant et les cellules vivantes, comme présenté en Figure 47.

La consommation d'un pixel est estimée pour une exposition à la lumière de 100 000 lux, ce qui équivaut à une belle journée d'été à la plage. En utilisant V_p (tension fixée par la photodiode

d'alimentation, *powerdiode*, éclairée) de 480 mV et un courant de 4 nA, la consommation d'énergie moyenne par pixel est de :

$$\mathrm{Pm} = 480.10^{-3} \times 4.10^{-9} = 2\ \mathrm{nW} \quad (17)$$

Pour un pic de puissance de 0,01 ms, le courant est de 390 nA. Nous avons donc :

$$\mathrm{Pmax} = 480.10^{-3} \times 390.10^{-9} = 187\ \mathrm{nW} \quad (18)$$

Remarquons que les pics de consommation sont très courts (d'une durée inférieure à 0.01 ms). Le maximum de courant requis pour un pixel peut être le même que pour un grand nombre de pixel si nous mutualisons la source d'énergie (et que nous faisons en sorte qu'il n'y ait pas de pics simultanés). Lorsque cette étude sur la consommation de pixels a été réalisée, la fréquence de spikes ne dépassait pas 1 kHz, soit une période supérieure à 1 ms entre deux spikes. Pour un nombre de pixels plus élevé, l'estimation du pic de puissance nécessaire est ainsi calculée en mutualisant la source d'énergie par groupement de 25 pixels. Par exemple, pour un implant rétinien de 2 000 pixels, nous avons donc :

- Consommation moyenne : 2000 x Pm = 4 µW
- Pic de puissance, pendant moins de 0.01 ms : $\frac{2000}{25}$ x Pmax = 15 µW

La Tableau 9 montre la consommation moyenne d'un pixel en condition d'utilisation « réelle » avec une luminosité fluctuante appliquée sur la puce électronique. Nous pouvons noter à partir de ce tableau que dans des conditions d'utilisation réelles, la consommation sera significativement diminuée. Par exemple, la luminosité intérieure est généralement comprise entre 100 et 1 000 lux ce qui correspond respectivement à une puissance moyenne consommée pour un pixel de 0,029 nW et 0,162 nW.

		Intensité consommée (nA)		Tension powerdiode Vp (mV)		Puissance (nW)
	Luminosité (lux)	Moyenne	pic	Moyenne	Lors pic	Moyenne
intérieur	100	0.096	4	300	155	**0.029**
	1000	0.450	20	360	240	**0.162**
extérieur	10 000	1.5	86	420	330	**0.63**
	100 000	4	390	480	425	**1.92**

Tableau 9 : Consommation moyenne d'un pixel en condition d'utilisation « réelles » avec une luminosité fluctuante appliquée sur la puce électronique.

Pour un dispositif médical implanté dans le corps, nous ne connaissons pas encore le nombre exact de pixels nécessaires pour qu'un réseau de neurone puisse traiter de l'information. Cela va dépendre de l'application visée. Par conséquent, nous avons établi une première référence arbitraire pour le nombre de pixels potentiellement nécessaires, sans spécifier d'applications particulières. Nous avons ainsi établi un seuil minimal qui est de 10 pixels. A noter que dans la suite de notre étude nous allons seulement considérer la puissance moyenne Pm. En diminuant le nombre de pixels à 10 pixels nous obtenons une consommation moyenne est de l'ordre de 10 x Pm = 20 nW (soit 2 nW/pixel).

2. Etude de la littérature : différents systèmes d'alimentation de dispositifs médicaux implantés

Pour rappel, notre objectif est d'étudier la possibilité d'implanter et d'alimenter plusieurs neurones artificiels dans des zones du corps où il n'est pas possible de le polariser grâce à un éclairement direct. Pour conduire cette étude correspondant à une application dite « hors implant rétinien », il est donc nécessaire de définir un seuil minimal du nombre de pixels à alimenter permettant d'envisager à terme la faisabilité d'une telle approche et le développement de ce type de dispositifs. Ainsi, le seuil est donc établi à 10 pixels, correspondant à une puissance moyenne de 20 nW, soit 2 nW/pixels.

Pour la suite de l'étude, nous cherchons à déterminer quelles sources d'énergie auraient la capacité de répondre à ces attentes. Pour démarrer l'étude, il est intéressant de s'appuyer sur la Figure 48 issue de l'étude d'Amar *et al.* de 2015 sur les approches énergétiques pour les dispositifs médicaux implantables, qui présente une grande diversité de sources d'énergie potentielles produisant des niveaux de puissance différents et destinées à alimenter des dispositifs médicaux [115]. Elle comprend également des exemples d'appareils médicaux et leur besoin en puissance. Cela permet d'obtenir un premier aperçu des seuils de puissance généralement utilisés par ces dispositifs médicaux (comme les pacemakers qui nécessitent moins de 100 µW de puissance afin de stimuler le cœur) et les sources capables de répondre à ces besoins énergétiques (comme les batteries pouvant fournir une puissance au-delà de 10 mW). Nous pouvons noter que notre seuil de consommation de pixels établis à 2 nW/pixel est très faible en comparaison des dispositifs médicaux déjà sur le marché.

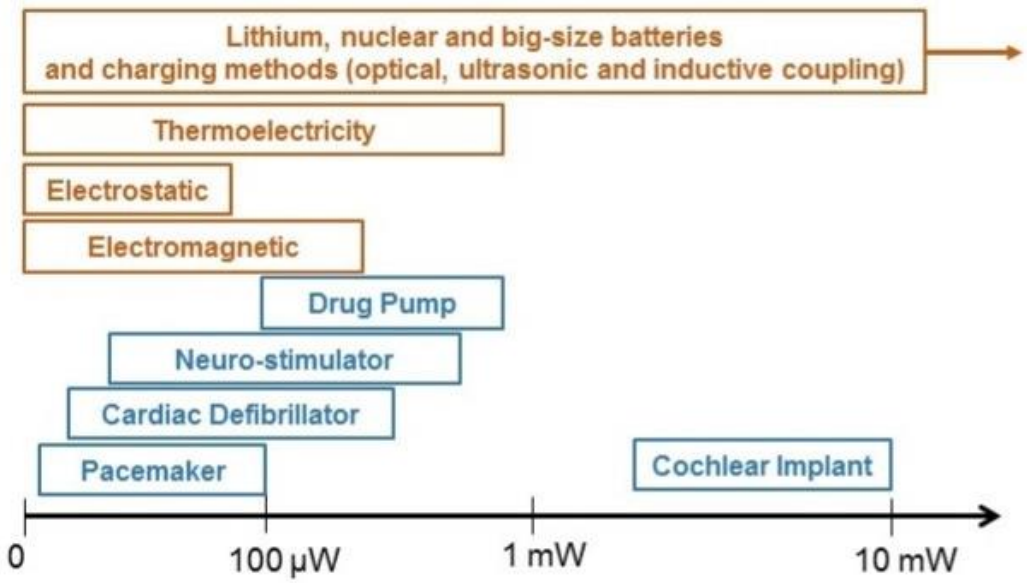


Figure 48 : Gamme de puissance de différentes sources d'alimentation (en orange) et des besoins en puissance de dispositifs médicaux. L'échelle de puissance est à titre indicatif ; figure issue de [115].

La Figure 49 est un schéma construit à l'issue de l'étude bibliographique regroupant les différentes catégories de systèmes d'alimentation utilisés dans les dispositifs médicaux implantés. Elle a été inspirée par des schémas similaires issus des revues sur les sources d'énergie appliquées aux dispositifs médicaux implantés, de Shuvo *et al.* et Amar *et al.,* dans lesquels ont été répertoriées différentes sources d'énergie selon différentes catégories [115], [116]. Pour cette étude, nous avons adapté les catégories à l'ensemble des sources étudiées et avons fait le choix de diviser les sources d'énergie en trois catégories : les sources autonomes non rechargeables, les sources autonomes exploitant les ressources du corps humain et les sources d'énergie venant de l'extérieur du corps humain [117], [118]. Dans les sources autonomes non rechargeables sont inclus différentes batteries, soit les batteries lithium (Li), les batteries solides et les batteries β-voltaïques, ainsi que les supercondensateurs. Concernant les sources autonomes exploitant les ressources du corps humain, nous trouvons les biopiles, les sources thermoélectriques et les sources piézoélectriques. Enfin, les sources d'énergie venant de l'extérieur du corps humain comprennent les sources photovoltaïques, à ultrason et radiofréquences (RF).

Dans les sections suivantes seront données la définition des trois catégories de sources énergétiques. Chaque source d'énergie énumérée dans le paragraphe précédent sera également examinée en détails, incluant son fonctionnement, ses performances, ainsi que ses avantages et inconvénients. Nous expliquerons également pour chaque source d'énergie les raisons pour lesquelles elle sera retenue, ou non, pour alimenter les pixels dans la suite de notre étude.

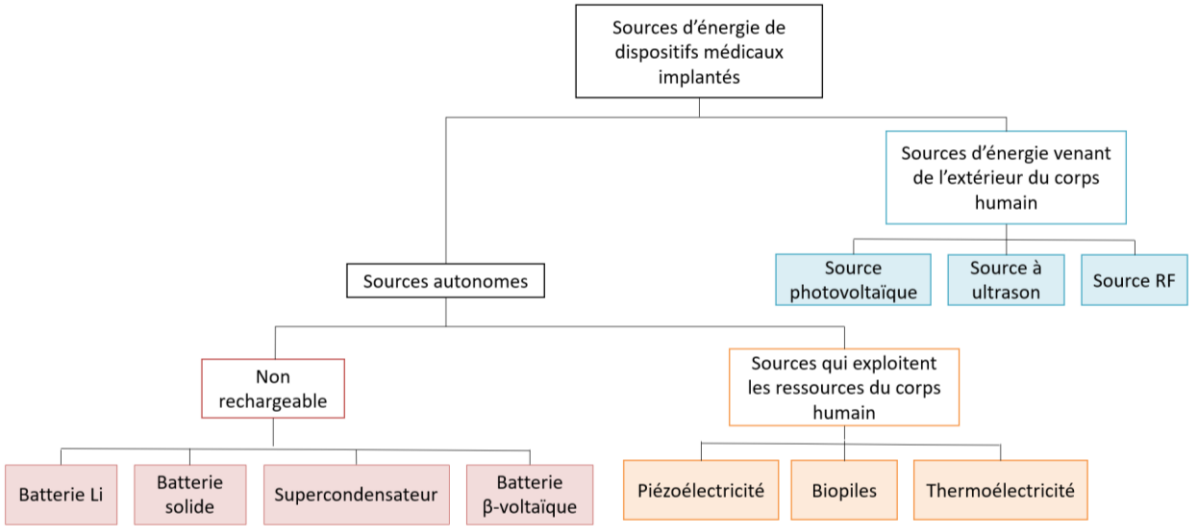


Figure 49: Liste des différentes sources d'énergie référencées pour des implants médicaux. Les sources d'énergie répertoriées dans la littérature disponibles à ce jour peuvent être répertoriées en trois catégories : les systèmes autonomes et épuisables, les systèmes autonomes qui exploitent les ressources du corps humain et les sources d'énergie venant de l'extérieur du corps humain ; figure inspirée de [116], [115] et adaptée aux sources d'énergie étudiées, réalisée sur Microsoft PowerPoint.

2.1. Source d'énergie autonomes non rechargeables

Dans cette étude, une source autonome non rechargeable est considérée comme une source d'énergie capable de stocker de l'énergie électrique. Nous pouvons englober dans ce groupe ce que nous appelons généralement une batterie ou une pile. Ces dernières fournissent ou reçoivent de l'électricité selon l'application pour alimenter un dispositif. La batterie est auto-suffisante et ne nécessite pas de composants extérieurs. Parmi les sources d'énergie autonomes non rechargeables utilisées dans les dispositifs médicaux implantables, nous retrouvons les batteries lithium (Li), les batteries solides, les supercondensateurs et les batteries β-voltaïque (nucléaire). Le fonctionnement et les caractéristiques de ces différentes sources d'alimentation sont détaillés dans les parties suivantes.

La Figure 50 montre le diagramme de Ragone, issu de l'étude de Kato *et al*. [119]. Celle-ci illustre la comparaison entre différents systèmes de batteries, comprenant les batteries Li, les batteries solides et les supercondensateurs. Le diagramme représente la densité massique de puissance, correspondant à la quantité d'énergie qu'une batterie peut fournir par unité de masse, ici exprimée en kW/kg, en fonction de la densité massique d'énergie, correspondant à la quantité d'énergie qui peut être stockée dans une batterie par unité de masse ici exprimée en Wh/kg. Ainsi, plus la densité massique de puissance est élevée, plus la source d'énergie peut fournir une puissance élevée. De même, plus la densité massique d'énergie est élevée, plus la batterie est durable dans le temps. Cela signifie que la

source d'énergie peut fonctionner de manière autonome pendant de longues périodes. Prenons l'exemple des supercondensateurs, ces derniers peuvent ainsi fournir une quantité élevée de puissance, mais pour une courte durée. Les batteries solides, autre exemple, peuvent quant à elles fournir une puissance élevée durant une longue durée.

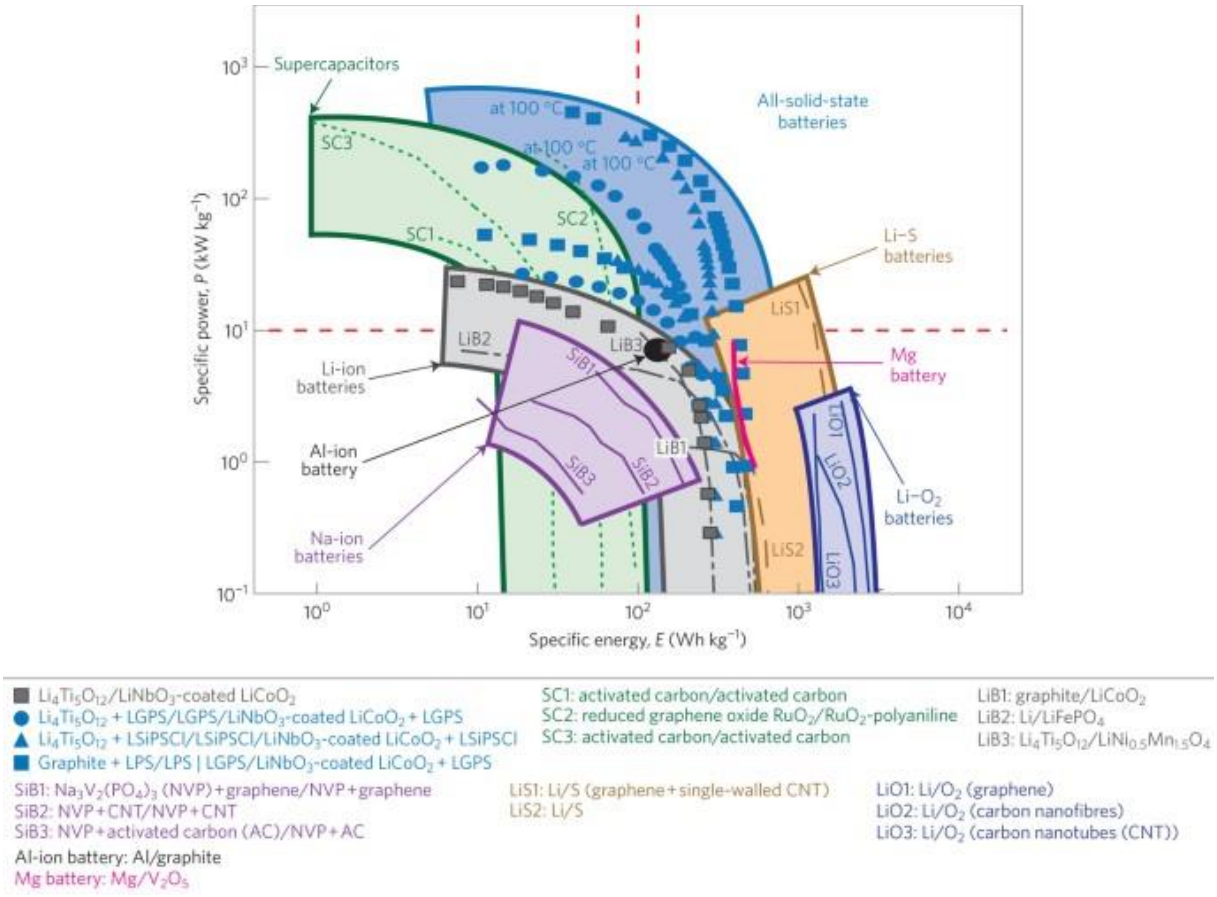


Figure 50 : Diagramme de Ragone comparant différents systèmes de batteries (batterie Li, batterie solide, supercondensateurs). Plus la densité massique d'énergie (Wh/kg) est élevée, plus le dispositif est durable dans le temps (autonome), et plus la densité massique de puissance (kW/kg) est élevée, plus la puissance fournie par la batterie est élevée ; figure issue de [119].

2.1.1. Batterie lithium (Li)

Les batteries lithium (Li) sont parmi les sources d'alimentation les plus courantes dans les dispositifs médicaux implantés, offrant une source d'alimentation fiable et durable. Ces batteries, illustrées en Figure 51 issue de l'étude de Zhang *et al.,* ont une anode en lithium, pouvant être associée à diverses cathodes telles que l'iode (Li/I_2), l'oxyde de manganèse (Li/MnO_2), le monofluorure de carbone (Li/CFx), l'oxyde d'argent et de vanadium (Li/SVO), ou des combinaisons hybrides de cathodes (Li/CFx-SVO) [115], [120].

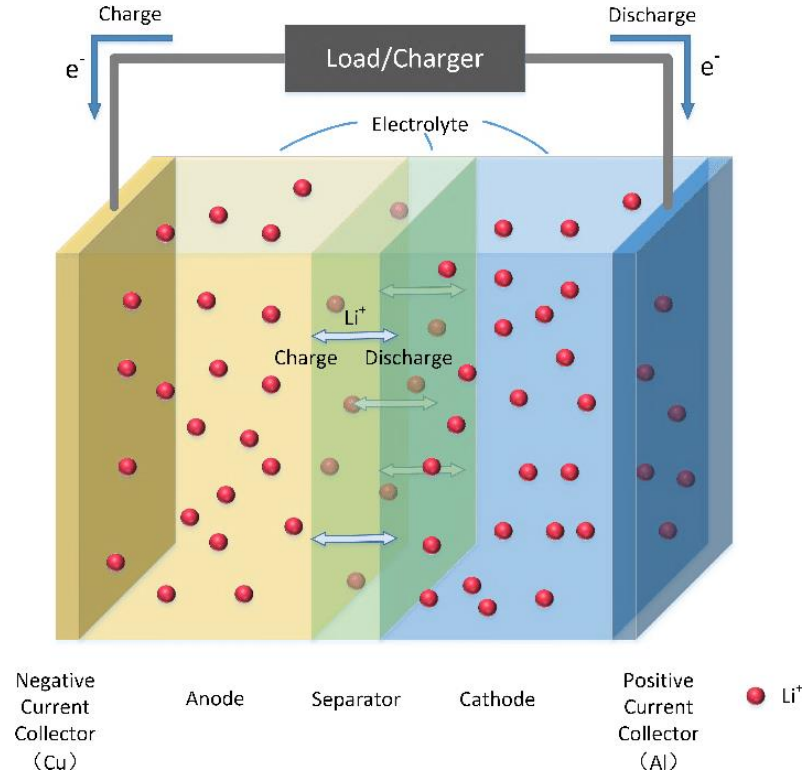


Figure 51 : Schéma d'une batterie Li ; figure issue de [120].

Ces batteries possèdent une grande densité massique d'énergie qui peut varier entre environ 100 Wh/kg et 250 Wh/kg et une longévité d'environ 10 ans, ce qui permet de prolonger la durée de vie des dispositifs implantés et de réduire la fréquence des interventions chirurgicales afin de les remplacer. Nous les retrouvons dans divers dispositifs, tels que les stimulateurs cardiaques, les neurostimulateurs, les pompes à médicaments et les implants auditifs [121], [122].

Les batteries Li ont l'avantage d'être une technologie mature et maîtrisée. Elles peuvent offrir des niveaux de courants adaptés, allant du micro-ampère à l'ampère, en fonction des exigences de l'application visée. Leur design intègre des éléments de protection afin d'éviter tous phénomènes liés à une surcharge électrique (surtension, surintensité), aux surchauffes et aux courts-circuits. Enfin, elles sont encapsulées dans des matériaux biocompatibles afin d'éviter toute réaction indésirable avec les tissus environnants. Cependant, l'encombrement des batteries Li est assez important et représente en général 25 à 60% du volume des dispositifs médicaux implantés [123].

Nous avons décidé de ne pas retenir cette source d'énergie pour la suite de notre étude car la batterie Li, bien que mature et maîtrisée, présente certains inconvénients. Le lithium est un matériau rare et toxique pour le corps humain. De plus, dans le cas d'une utilisation intensive de la batterie Li, il convient de la changer régulièrement, rythme fixé selon ses performances et sa taille.

2.1.2. Batterie solide

Les batteries solides sont des dispositifs à la structure et au mode de fonctionnement similaires aux batteries Li classiques. Contrairement aux batteries Li traditionnelles qui utilisent des électrolytes liquides, comme représenté dans la Figure 51, les batteries solides se différencient par l'utilisation d'électrolytes solides.

Elles ont une densité massique d'énergie plus élevée que celles des batteries à électrolyte liquide, supérieure à 500 Wh/kg [124]. Des entreprises développent actuellement des micro-batteries solides, comme ITEN qui promet une durée d'utilisation entre 10 et 20 ans et InjectPower qui conçoit une micro-batterie solide rechargeable pour des dispositifs médicaux implantés [125], [126].

L'avantage de l'utilisation d'électrolytes solides dans les batteries est que cela permet d'assurer une meilleure sécurité du dispositif en diminuant les dangers de fuites ou d'explosions, grâce à leur faible inflammabilité et une meilleure résistance aux courts-circuits. La gamme de température d'utilisation varie de -70°C à plus de 100°C [127], [128]. De plus, ces électrolytes permettent de concevoir des batteries plus légères, compactes et éventuellement flexibles, en supprimant le besoin de contenir des liquides. Cela permet de réduire la taille des batteries tout en améliorant leur performance, assurant une meilleure intégration dans les dispositifs implantés [129].

Les batteries solides sont une solution intéressante pour l'alimentation de nos pixels, cependant cette technologie est encore en développement en particulier pour des batteries solides miniaturisées. De plus, en raison des matériaux utilisés, le coût des batteries solides est plus élevé qu'une batterie Li. Il serait également intéressant pour nous d'avoir une source d'énergie rechargeable ce qui n'est pas le cas avec les batteries solides. Pour ces raisons, nous avons décidé de ne pas approfondir sur cette source d'énergie pour la suite de notre étude.

2.1.3. Supercondensateur

Les supercondensateurs sont des dispositifs électrochimiques utilisés pour le stockage d'énergie. Le schéma d'un supercondensateur est représenté en Figure 52, issue de l'étude de Drummond *et al.* [130]. En général, ils se composent de collecteurs de courant, de deux électrodes imprégnées d'un électrolyte organique ou aqueux. Un séparateur est placé entre les deux électrodes. Ce séparateur permet aux ions de passer et d'isoler les électrodes [131].

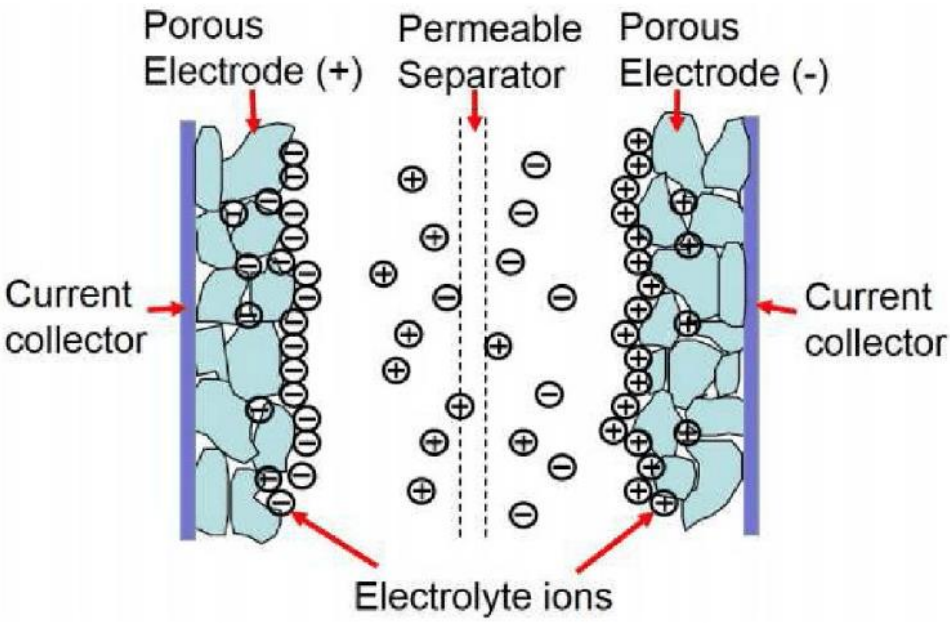


Figure 52 : Schéma d'un supercondensateur ; figure issue de [130].

La densité massique d'énergie est comprise entre 1 à 30 Wh/kg [117]. Ils ont également une longue durée de vie, ils peuvent atteindre près d'un million de cycles de charge, équivalent à une durée de vie de 20 ans [132].

Leurs avantages incluent une capacité de stockage rapide d'énergie grâce à une faible résistance interne, ce qui les rend adaptés aux applications nécessitant des charges et décharges de forts courants. Les supercondensateurs sont également considérés comme respectueux de l'environnement, ils peuvent fonctionner dans des conditions de température étendues et ils résistent efficacement aux courants élevés [133]. Malgré leur grande densité de puissance et leur durée de vie supérieure aux batteries chimiques, ils ne produisent qu'environ 5 % de l'énergie des batteries Li, ce qui les rend inadaptés à une utilisation continue à long terme pour des dispositifs médicaux implantables. Ces derniers ont généralement besoin d'une puissance comprise entre quelques µW à 1 mW (*cf* . Figure 48) pour une implantation d'au moins 5 ans [134].

Les supercondensateurs sont particulièrement avantageux pour des applications nécessitant une réponse rapide en alimentation énergétique, une longue durée de vie et une stabilité thermique. Cependant, nous avons décidé de ne pas étudier cette source d'énergie pour l'alimentation en continu de nos pixels car ils ne sont pas adaptés pour le stockage de grandes quantités d'énergie. Les supercondensateurs peuvent, en revanche, être intéressants dans des applications nécessitant des pics de puissance élevés et courts. Les supercondensateurs suppléeraient alors la source d'énergie

principale. Nous n'avons pas examiné en détails cet aspect, mais il demeure une option à considérer dans les perspectives de développement de notre technologie.

2.1.4. Batterie β-voltaïque

Les batteries β-voltaïque, également appelées batteries « nucléaires », utilisent des éléments émettant des rayons β afin de les convertir en énergie électrique. Elles utilisent des composants radioactifs communs tels que le tritium ou le nickel 63 [135]. À la différence des autres sources utilisant des éléments radioactifs qui génèrent de la chaleur convertie en électricité, les batteries β-voltaïque utilisent une conversion non-thermique, générant directement les paires électron-trous par l'ionisation des particules bêta traversant un semi-conducteur. Le cœur radioactif est encapsulé dans du diamant afin d'éviter toute émission vers l'extérieur.

L'étude de Bormashov *et al.* de 2018 décrit un prototype de batterie β-voltaïque ayant atteint une densité de puissance de 3 300 Wh/kg [136]. La durée de vie de ce type de source est supérieure à 15 ans. Selon la quantité d'éléments radioactifs nécessaires, cette technologie peut être miniaturisée. Ces batteries sont particulièrement adaptées aux applications nécessitant une faible puissance électrique et une longue durée de vie de la source d'énergie. Dans les années 1970, des batteries s'appuyant sur une réaction nucléaire à base de plutonium 238 étaient utilisées dans certains pacemakers, mais ont été graduellement remplacées par des batteries Li considérées comme moins toxiques et coûteuses [137]. Récemment, une entreprise chinoise, Betavolt, a dévoilé un prototype de batterie β-voltaïque utilisant une fine tranche de carbone-14 ou de nickel-63 entre deux couches de diamant. Cette batterie génère 100 µW de puissance et 3 V, avec une durée de vie de 50 ans sans nécessité de recharge ni de maintenance.

L'avantage de l'utilisation d'une source s'appuyant sur une réaction nucléaire permet d'avoir une énergie continue, avec une densité massique d'énergie élevée permettant son utilisation pour de très longues durées. L'un des principaux inconvénients est la dangerosité des éléments radioactifs. Le combustible a une toxicité élevée et un temps de demi-vie très long, ce qui nécessite des contrôles réglementaires rigoureux. Ces deux problèmes ont limité son utilisation dans les dispositifs médicaux [138]. La défiance de la part des futurs patients qui recevraient un implant avec ce type de source d'énergie est également à prendre en compte. Le stockage et l'utilisation de ce type de source nécessitent également un équipement spécifique et un contrôle rigoureux pour éviter les fuites radioactives. De plus, son mode de fabrication et les matériaux utilisés rendent cette source d'énergie coûteuse.

Nous avons trouvé cette source d'énergie intéressante pour l'alimentation de nos pixels. L'entreprise Arkenlight, une start-up basée à Bristol qui développe également sa batterie β-voltaïque à partir de déchets radioactifs a ainsi été contactée afin de mettre en place une éventuelle collaboration avec Axorus. La batterie Arkenlight a alimenté l'implant d'Axorus avec succès lors d'une étude préliminaire pour apporter une preuve de concept. Les défis sont de réaliser une batterie miniaturisée qui répond aux besoins énergétiques, d'encapsuler correctement le dispositif afin de bloquer toutes les radiations et de parvenir à intégrer cette batterie à l'implant. A ce stade de l'étude, et à la suite de changements stratégiques opérés au sein d'Axorus, la collaboration avec Arkenlight est suspendue à ce jour.

2.2. Sources d'énergie autonomes exploitant les ressources du corps humain

Dans cette partie, les systèmes « autonomes » exploitant les ressources du corps humain sont définis comme étant des systèmes d'alimentation énergétiques qui ne nécessitent pas de dispositif ou de source d'énergie externe. Tout d'abord, il convient de récupérer l'énergie disponible, avant de pouvoir s'en servir comme d'une source d'alimentation possible. Les dispositifs de récupération d'énergie issue du corps humain exploitent souvent les mouvements corporels, la température et les réactions chimiques internes pour produire de l'électricité. L'étude de Paulo *et al.* de 2010 a estimé que le corps peut générer une puissance comprise entre 81 mW pendant le sommeil et 1630 mW pendant la marche [116], [139]. La Figure 53 issue de l'étude de T. Starner est un schéma du corps humain, présentant les puissances produites par celui-ci à l'occasion de différents types de mouvements [140]. La puissance totale est donnée entre parenthèses. Cette figure résume les mécanismes qui pourraient être utilisés pour récupérer de l'électricité à partir du corps humain. Par exemple, la pression artérielle peut permettre de produire une puissance 0,37 W et la température corporelle une puissance entre 2,4 et 4,8 W. Parmi les sources d'énergies autonomes exploitant les ressources du corps humain, nous retrouvons les biopiles (glucose et oxygène), les batteries thermiques (gradient de température) et les sources piézoélectriques (mouvements du corps humain). Le fonctionnement et les caractéristiques de ces différentes sources d'énergie sont détaillés dans les parties suivantes.

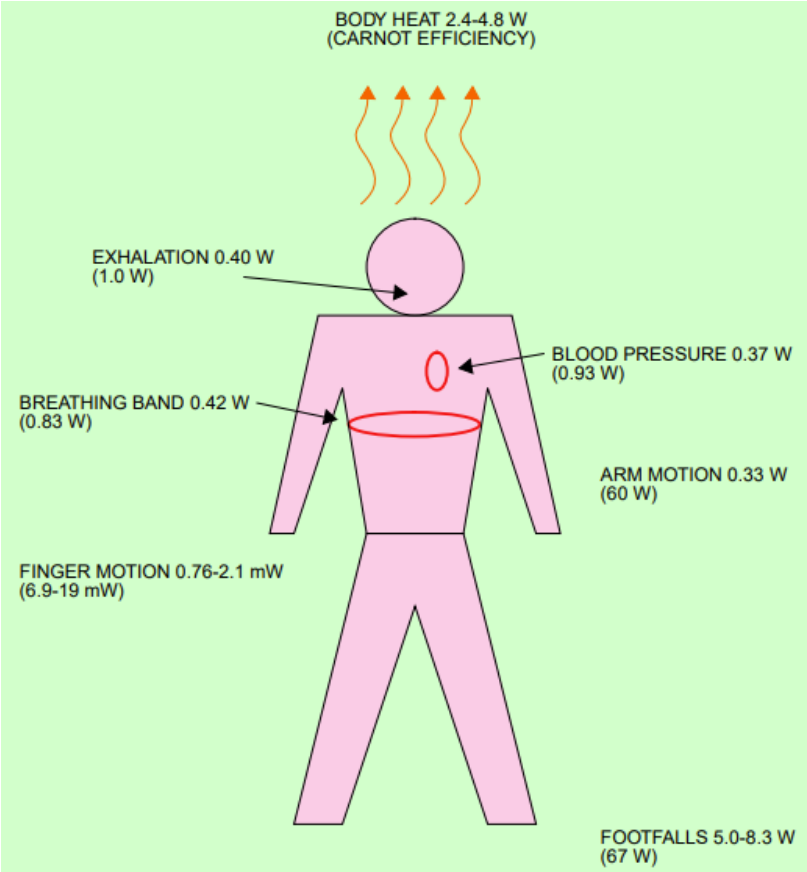


Figure 53 : Puissance produite par le corps humain et ses mouvements, entre parenthèse est indiquée la puissance totale ; figure issue de [140].

2.2.1. Biopile

Les biopiles, dont le schéma est présenté en Figure 54 issue de la revue d'Amar *et al.,* transforment l'énergie chimique en énergie électrique, tout comme les piles à combustible traditionnelles, cependant elles sont complètement naturelles et biodégradables [115]. Celles-ci tirent leur énergie de substances naturelles comme le sucre, les bactéries, et les extraits de plantes, qui mettent en jeu des enzymes pour catalyser la réaction entre l'oxygène et le sucre présent dans le corps. Cette réaction libère des électrons qui sont ensuite transformés en courant. En se basant sur l'oxydation du glucose et la réduction de l'oxygène, cette méthode est respectueuse de l'environnement et est dite « biocompatible ». Les biopiles émergent comme des sources d'énergie alternatives prometteuses pour les dispositifs implantables. La quantité d'enzymes immobilisée sur l'électrode est directement liée à la puissance des biopiles. Plusieurs paramètres exercent une influence significative sur la stabilité des enzymes. La température, peut accélérer les réactions enzymatiques tout en augmentant le risque de dénaturation (perte de sa conformation tridimensionnelle normale). Le pH modifie l'état d'ionisation du site actif et du substrat. La force ionique joue un rôle crucial, pouvant favoriser la solubilisation des protéines (« *salting-in* ») ou précipiter leur inactivation (« *salting-out* ») [141].

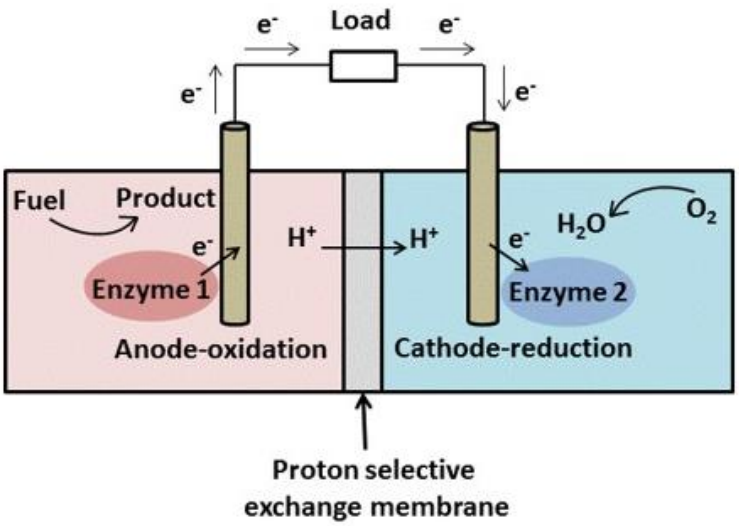


Figure 54 : Schéma d'une biopile ; figure issue de [115].

L'étude de Zebda *et al.*, de 2018 a montré une puissance de sortie obtenue de 38,7 µW d'une biopile implantée dans l'abdomen d'un rat, et une densité de puissance de 193,5 µW/cm² [142]. L'étude de Kwon et al. de 2018 met en avant une biopile aux performances élevées en recouvrant une fibre de coton métallique par du glucose oxydase (GOx). Leur biopile a ainsi démontré une densité de puissance de 3,7 mW/cm² [117], [143].

Les biopiles présentent des avantages attrayants pour les dispositifs médicaux implantables en offrant une alimentation continue grâce à l'utilisation du glucose organique comme source d'énergie. Cependant, leur utilisation est limitée en raison des faibles concentrations d'oxygène et de glucose dans le sang, ce qui restreint leurs performances potentielles dans ces applications. L'inconvénient majeur des biopiles actuelles est leur durée de fonctionnement et d'utilisation qui ne dépasse pas quelques jours. L'étude de Pankatrov *et al.* de 2014 présente des solutions hybrides qui couple les biopiles à des supercondensateurs, afin de stocker l'énergie produite et ainsi tenter d'étendre leur durée d'utilisation [144], [145].

A terme, ces systèmes pourraient permettre de réduire significativement le besoin de remplacement fréquent des piles, offrant ainsi des avantages certains, notamment pour les pacemakers soumis à des changements de pile tous les cinq à sept ans. Il est clair qu'à ce stade, leur utilisation pratique est très restreinte. La recherche sur les biopiles est en cours, mais leur utilisation sur une période de 10 ans n'est actuellement pas envisageable, puisque les techniques actuelles ne permettent qu'une utilisation de quelques minutes. Ce constat a été corroboré à la suite de discussions approfondies avec le Dr. Caroline Abreu, chercheuse ayant travaillé sur les biopiles durant sa thèse. Une discussion avec une start-up grenobloise, qui développe des biopiles à base de papier, a également

eu lieu. A la suite de ces discussions et en raison de tous les éléments évoqués, nous avons conclu que l'utilisation de biopiles dans un système implanté dans le corps n'est pas possible à ce jour. Par conséquent, les biopiles ne sont pas retenues comme solution d'alimentation de nos pixels.

2.2.2. Thermoélectricité

La thermoélectricité exploite un phénomène physique appelé l'effet Seebeck. Cela consiste à convertir l'énergie thermique due à un gradient de température en énergie électrique, dans notre cas en utilisant les variations de température dans le corps humain [116]. Ces variations de température sont utilisées par les générateurs thermoélectriques, dont le schéma est représenté en Figure 55 qui est issue de l'étude de Ghosh *et al.* [146]. La plupart des générateurs thermoélectriques est constituée de matériaux semi-conducteurs tels que le tellurure de bismuth (Bi_2Te_3) et le film polycristallin de silicium-germanium (poly-SiGe).

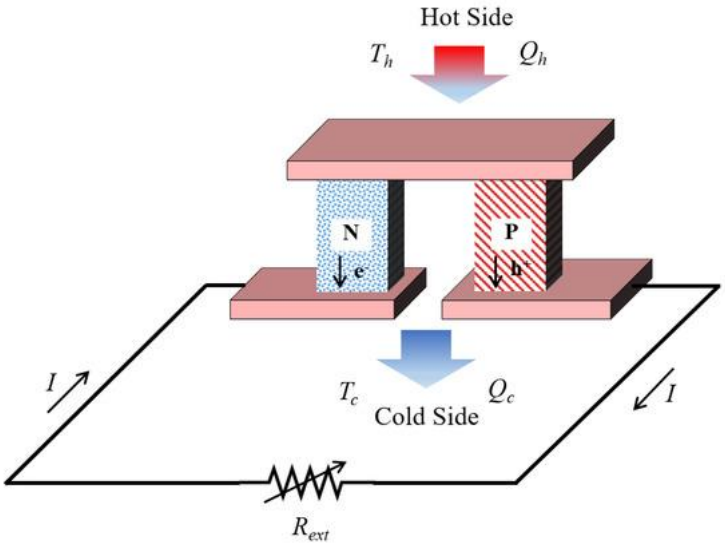


Figure 55 : Schéma de principe d'un générateur thermoélectrique ; figure issue [146].

La température maximale entre l'intérieur du corps et la surface de la peau est d'environ 8 degrés Kelvin ce qui permet d'obtenir une puissance de sortie maximale d'environ 180 µW/cm² [115], [147]. En raison du gradient de température constant dans le corps, la durée de vie de dispositifs thermoélectriques implantés est considérée comme « illimité » [115]. Cette technologie est également miniaturisable. Ces générateurs thermoélectriques peuvent être utilisés pour des capteurs médicaux portables, des systèmes de surveillance physiologique ou pour alimenter des dispositifs médicaux de faible consommation [148]. Cependant leur efficacité est restreinte par la faible variation de température dans le corps humain.

Cette source d'énergie n'a pas été retenue pour l'alimentation de nos pixels car cette source est très dépendante de l'environnement dans laquelle elle se trouve. Il faudrait alors maximiser la zone du corps avec le plus grand gradient de température. Nous serions dans tous les cas limités par des contraintes liées au phénomène physique impliqué, indépendantes de notre volonté. Comme dit précédemment, le gradient maximal entre l'intérieur du corps et la surface de la peau est de 8 K pour une puissance de sortie maximale produite d'environ 180 µW/cm². Cela impliquerait aussi que certains endroits ne puissent pas être implantés si le gradient de température n'est pas suffisant, ce qui exclurait certaines applications.

2.2.3. Piézoélectricité

La piézoélectricité est la capacité de certains matériaux de générer une polarisation électrique proportionnelle à la contrainte mécanique appliquée. Ce phénomène, illustré en Figure 56, se produit lorsque des matériaux solides subissent une déformation mécanique, ce qui entraîne une accumulation de charge électrique [149]. De cette manière, les dispositifs piézoélectriques ont la capacité d'utiliser l'énergie mécanique générée par les mouvements du corps humain, qui peuvent être divisés en mouvements continus tels que la respiration et la circulation sanguine, et en mouvements discontinus tels que la marche et les mouvements des mains [115], [150].

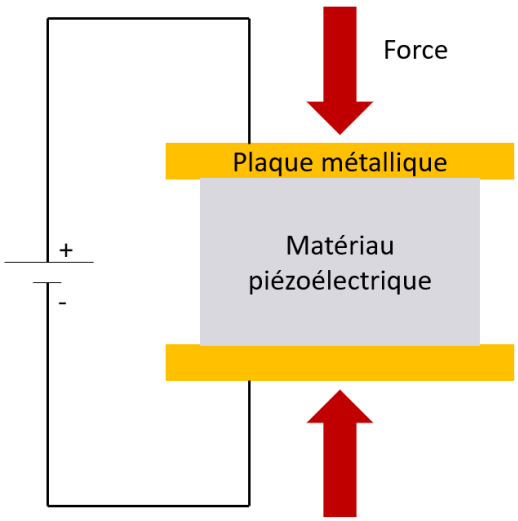


Figure 56 : Schéma de principe d'une source piézoélectrique ; figure inspirée de [151] réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Selon la zone d'implantation, la densité de puissance obtenue par un dispositif piézoélectrique s'étend du µW/cm² jusqu'à plusieurs mW/cm² [115], [116]. La puissance produite dépend des

mouvements du corps, la durée d'utilisation est donc en théorie illimitée. Cette technologie peut également être miniaturisée. Ce type de dispositif peut être utilisé dans des capteurs médicaux implantés et comme source d'alimentation de dispositifs médicaux implantés.

Nous avons décidé de ne pas retenir cette source d'énergie car, de nouveau, la zone d'implantation sera limitante. Ainsi certaines zones et applications potentielles seront d'office directement exclue. En effet, selon les attendus, le matériau piézoélectrique devra être suffisamment déformé afin de fournir la puissance nécessaire. A cela peut s'ajouter des problèmes de biocompatibilité pour certains matériaux.

2.3. Sources d'énergie venant de l'extérieur du corps humain (notion de transfert)

Dans cette partie, les sources d'énergie venant de l'extérieur du corps humain sont définies comme une partie externe (source naturelle ou dispositifs spécifique externe) et d'une partie interne (dispositif implanté) qui n'est pas autonome énergétiquement. Ce dernier est donc alimenté par une source d'énergie extérieure au corps humain convertie en courant électrique. Cette source d'énergie peut être environnante, comme la lumière (source photovoltaïque), et ne nécessite donc pas de dispositifs d'émission particuliers. Elle peut également nécessiter un dispositif externe comme un transducteur (source à ultrason), ou une antenne émettrice (source radiofréquence). La seconde partie, implantée, récupèrerait alors la puissance émise afin d'alimenter les pixels.

Dans les parties suivantes, le fonctionnement et les caractéristiques des systèmes utilisant les sources photovoltaïques, à ultrason et radiofréquences sont détaillés.

2.3.1. Photovoltaïque

Les dispositifs de récupération d'énergie photovoltaïque convertissent la lumière naturelle ou artificielle en énergie électrique. Pour cela, l'implant intègre des cellules photovoltaïques, comme des photodiodes. Ces cellules photovoltaïques se composent d'un ensemble de cellules modulaires mises en parallèle et en série. L'énergie collectée est donc proportionnelle à la surface du module et peut être ajustée selon la puissance nécessaire [118]. La densité de puissance lumineuse reçue dans le cas d'une lumière naturelle va dépendre des conditions d'ensoleillement. Dans le cas d'une lumière artificielle, une diode laser peut émettre de l'énergie dans la région proche infrarouge (proche-IR) ou infrarouge, qui est ensuite captée par un ensemble de cellules solaires. En général, la lumière a une faible interaction avec les tissus biologiques et, selon sa longueur d'onde, elle peut pénétrer profondément dans les tissus [115], [152]. Les tissus sous-cutanés et la peau humaine sont

optiquement transparents dans les longueurs d'onde comprises entre 650 et 1350 nm [117]. La source photovoltaïque est également la source d'énergie actuellement utilisée pour alimenter la puce Axorus

Ces dispositifs sont capables de générer une densité de puissance de l'ordre d'une dizaine de mW/cm². Cette source peut être utilisée pour alimenter le dispositif, mais également pour transmettre de l'information. Dans l'étude de Goto *et al.* de 2001, un dispositif a été développé utilisant des cellules photovoltaïques intégrées sous la peau, qui captent la lumière proche infrarouge, la transformant en énergie pour charger directement les dispositifs implantés [153]. Pour une superficie de 2,1 cm², une irradiation de 17 minutes à une longueur d'onde de 810 nm, la densité puissance obtenue est de 22 mW/cm². Cela permet de générer suffisamment d'énergie pour alimenter un pacemaker commercial pendant une durée de 24 heures. Cependant, la température cutanée augmente de 1,4 °C en raison de cette irradiation.

Les avantages de cette source d'énergie sont qu'elle permet de générer une grande densité de puissance et la ressource est abondante et inépuisable. Cependant, selon la source d'émission (lumière directe ou laser) l'élévation de la température des tissus est un aspect à contrôler dans l'utilisation de source photovoltaïque. De plus, dans le cas d'une utilisation de la lumière naturelle, la densité générée sera dépendante de l'ensoleillement ambiant.

La source photovoltaïque pourrait être exploitable pour une récupération de puissance sous-cutanée. Cependant, cela limite les zones accessibles et ne répond donc pas à notre cahier des charges pour des applications profonde d'implant biomimétique.

2.3.2. Source d'énergie à ultrasons

Les sources d'énergie à ultrasons ont pour principe de convertir des ondes ultrasonores en courant électrique. Cette méthode est considérée comme relativement sûre pour le corps humain et ne provoque pas d'interférences avec l'électronique des dispositifs [116], [154]. Les ondes ultrasonores peuvent en effet traverser les différents tissus avec une certaine puissance afin d'atteindre une zone souhaitée. Pour cela, des transducteurs permettent d'émettre des ultrasons et d'en stocker l'énergie. Ces transducteurs utilisent l'effet piézoélectrique, et produisent des ondes ultrasonores en transformant l'énergie électrique en déplacement mécanique.

Les systèmes à ultrason peuvent atteindre une densité de puissance de l'ordre du mW/cm² à plusieurs centaines de mW/cm² [117]. Phillips *et al.*, en 2003, ont développé un dispositif capable de générer des courants de l'ordre du milliampère à partir d'ultrasons pulsés pour alimenter des

dispositifs piézoélectriques [155]. La partie implantée servant à la récupération de la puissance peut être miniaturisée.

Ce type de dispositif est intéressant car la recharge peut se faire sans nécessité de rattacher la source à l'implant permettant ainsi la recharge de batteries avec une distance entre les deux éléments [156]. Les ultrasons peuvent atteindre une profondeur de pénétration plus élevée dans les tissus biologiques en comparaison des autres sources d'énergie. Un autre avantage majeur est leur insensibilité aux interférences électromagnétiques (EMI), garantissant un fonctionnement fiable. De plus, les dispositifs de réception des ultrasons peuvent être conçus de manière très compacte, contribuant ainsi à réduire la taille globale des implants sans compromettre les performances. Enfin, la technologie des systèmes micro-électromécaniques (MEMS) permet une fabrication à l'échelle microscopique des composants ultrasonores, ouvrant la voie à la création de dispositifs médicaux miniaturisés et hautement adaptés aux besoins des patients [117].

Les ultrasons sont considérés comme relativement sûrs pour le corps humain et génèrent peu de chaleur lors de leur passage à travers les tissus biologiques. Cependant, une exposition dans la durée peut localement engendrer une augmentation de la température des tissus. La puissance ne doit pas excéder un certain seuil de sécurité. Par exemple pour l'œil, la gamme de puissance autorisée s'étend de 17 à 720 mW/cm² selon un indice thermique (élévation de la température) et mécanique (effet biologique) [157]. Il existe également des cas où la douleur physique résultant de la cavitation, décrite comme une sensation de brûlure, est due au chauffage du gaz contenu dans les noyaux cellulaires des tissus [115], [158]. Cela entraîne des difficultés respiratoires, des étourdissements, des nausées et une désorientation.

En conclusion, la source ultrasonore présente un intérêt certain dans la recharge des dispositifs implantés. Toutefois, il est crucial de respecter les seuils de sécurité pour éviter de sérieux effets secondaires, tels que ceux liés à la cavitation. Malgré ces avantages, notre décision de ne pas utiliser la source ultrasonore comme alimentation des pixels a été influencée par les équipements et compétences disponibles à l'IEMN.

2.3.3. Source d'énergie radiofréquence (RF)

Les systèmes qui s'appuient sur les ondes radiofréquences fonctionnent en convertissant les ondes électromagnétiques environnantes émises par des sources du type GSM (Global System for Mobile Communications), Wifi, ou encore provenant d'autres émetteurs spécifiques, en un signal continu qui servira à alimenter le circuit électronique. La gamme de fréquences des sources radiofréquences est comprise entre 3 kHz et 300 GHz [118], [159], [160]. Un système qui s'appuie sur les ondes

radiofréquences (RF) se compose généralement d'antennes (émettrice et réceptrice) et d'un circuit de redressement qui permet de convertir l'énergie RF en courant continu. La fréquence d'utilisation, la taille, la forme et les matériaux de l'antenne sont des éléments qui vont influencer la densité de puissance qui pourra être délivrée au circuit électronique [161].

Pour les ondes GSM, la densité de puissance disponible est de l'ordre de 0,1 µW/cm², et pour les ondes Wi-Fi, la densité de puissance disponible est de l'ordre du mW/cm² [162]. Selon les différents éléments tels que la fréquence d'utilisation, le design de l'antenne et les matériaux utilisés, l'antenne réceptrice implantée est miniaturisable.

L'utilisation de cette source est intéressante et bénéficie, comme avantage, de l'abondance d'ondes radiofréquences dans notre environnement quotidien. Cela permettrait, potentiellement, et ce de façon quasi-continuelle, d'alimenter les pixels à partir des ondes générées par les équipements classiques qui nous entourent. Bien entendu cette solution peut aussi s'appuyer sur la conception et la fabrication d'un émetteur fonctionnant avec une fréquence différente de l'existant si l'application le demande. Il est à noter que l'inconvénient majeur de cette solution réside dans les phénomènes d'atténuation des ondes dans le corps, limitant très probablement la profondeur d'implantation du dispositif implanté. De plus, l'exposition humaine aux champs électriques, magnétiques et électromagnétiques est réglementée en fonction de l'échauffement des tissus. Elle est autorisée pour une plage de fréquences de 3 kHz à 300 GHz pour traverser les tissus humains (correspondant à toute la plage de fréquences des ondes RF) à condition de ne pas porter atteinte au corps humain. La puissance de l'onde est donc encadrée par les normes de sécurité qui ne doivent pas être dépassés [163].

Cette option permet la miniaturisation du dispositif, assure une durée de vie de plus de 10 ans grâce à la transmission de puissance par un dispositif externe, et garantit l'innocuité des ondes RF pour le corps humain dans le respect des seuils établis pour la puissance et l'exposition. De plus, les compétences et les équipements disponibles à l'IEMN et à l'Université de Lille offrent la possibilité d'innover dans la conception et la caractérisation des antennes RF. Ainsi, étant donné les investigations réalisées pour les différentes sources/systèmes énergétiques, nous avons choisi de développer une source RF en créant pour la suite de notre étude un prototype d'antenne réceptrice RF.

Les prochains chapitres de ce document se consacrent à une analyse détaillée des antennes RF, couvrant leur utilisation dans les dispositifs médicaux, le processus de développement de notre propre antenne, sa caractérisation approfondie, ainsi que l'évaluation de sa capacité à alimenter un nombre donné de pixels.

Conclusion de chapitre

Dans ce chapitre, nous avons établi le cahier des charges de notre système d'alimentation ainsi que la puissance nécessaire pour alimenter un pixel, soit 2 nW/pixel. Nous avons exploré les différents systèmes d'alimentation et sources d'énergie qui peuvent alimenter des dispositifs médicaux implantés. Ces derniers ont été répartis en trois groupes, les sources autonomes non rechargeables ; les sources autonomes exploitant les ressources du corps humain ; et les sources venant de l'extérieur du corps humain.

Le Tableau 10 recense les différents systèmes énergétiques utilisés dans les dispositifs médicaux décrits dans ce manuscrit. Ce tableau indique la densité de puissance générée par le système d'alimentation ainsi que leurs avantages et inconvénients. Le choix de la source d'énergie utilisée pour alimenter l'implant se fera selon les différents critères définis en partie 1.1 de ce chapitre. Les pixels étant de très basse consommation énergétique (2 nW/pixel), nous pouvons voir à partir du tableau que les différents systèmes énergétiques peuvent fournir, en théorie, suffisamment de puissance pour l'alimentation des pixels.

Système d'alimentation	**Densité massique d'énergie ou densité de puissance**	**Avantages**	**Inconvénients**	**Réf**
Batterie Li	100 - 250 Wh/kg	Technologie maîtrisée Haute densité de puissance	Risque de fuite chimique Sensible aux hautes températures Encombrant	[121], [122]
Batterie solide	> 300 Wh/kg	Haute densité de puissance Adapté pour électronique flexible Miniaturisable Résistance aux températures comprises entre -70°C et 100°C Durée de vie élevée (>10 ans)	Technologie en développement Coût élevé	[124]
Supercondensateur	1 -30 Wh/kg	Haute densité de puissance Longue durée de vie (>10 ans) Rapidité de charge et décharge	Pas adapté pour une alimentation continue	[117]

		Adapté pour des pics de puissances ponctuels		
Batterie β-voltaïque	3 300 Wh/kg	Haute densité de puissance Longue durée de vie (>10 ans) Miniaturisable	Haute toxicité Coût élevé	[136]
Biopile	193 µW/cm²	Biodégradable Ressources biologiques abondantes	Technologie en développement Durée de vie très courte Faible densité de puissance	[142], [117], [143]
Thermoélectricité	180 µW/cm²	Ressource inépuisable : durée de vie « illimitée » Miniaturisable	Dépendant de l'environnement Faible densité de puissance	[115], [147]
Piézoélectricité	1 µW/cm² - plusieurs centaines de mW/cm²	Densité de puissance élevée Miniaturisable	Possible problème de biocompatibilité Zone d'implantation limitée	[115], [116]
Photovoltaïque	Plusieurs dizaines de mW/cm²	Densité de puissance élevée Technologie mature Source abondante et inépuisable	Peut dépendre de la luminosité ambiante Seuil de puissance à ne pas dépasser avec laser Efficacité décroît avec la miniaturisation	[115], [153]
Ultrason	1 mW/cm² - plusieurs centaines de mW/cm²	Densité de puissance élevée Miniaturisable Profondeur de pénétration élevée	Technologie en développement Risque de chauffe des tissus pour une exposition longue	[117], [155]
Radiofréquences	GSM : 1 µW/cm² Wi-Fi : 1 mW/cm²	Technologie mature Miniaturisable Récupération possible des ondes électromagnétiques environnants	Atténuation de la puissance due aux tissus humains	[162]

Tableau 10 : Synthèse des différents systèmes d'alimentation utilisés dans les dispositifs médicaux. Le tableau indique la densité de puissance générée par les différents systèmes ainsi que les avantages et inconvénients de chacun.

Après avoir évalué ces différentes options, à la lumière des contraintes spécifiques de notre implant et à la suite de discussions avec des chercheurs et des entreprises du domaine, nous avons décidé d'exploiter la piste des sources RF pour le prototype que nous souhaitons développer. L'utilisation des sources RF permet une miniaturisation de l'antenne implantée pour récupérer la puissance émise. De plus, la durée de vie de l'implant peut être prolongée au-delà de 10 ans, car la transmission de l'énergie se fait par un dispositif externe, ce qui élimine le besoin de remplacer la batterie de l'implant. Les ondes RF, à ces bandes de fréquences, ne sont pas nocives pour le corps humain en respectant les seuils de puissance et d'exposition établis. Enfin, l'utilisation des ondes radiofréquences RF offre des opportunités d'innovation dans la conception de l'antenne. L'IEMN dispose également de nombreuses compétences et équipements qui peuvent m'aider et me guider dans ce domaine.

Dans la suite de ce manuscrit, nous allons donc établir le bilan de notre système d'alimentation composé d'une antenne émettrice dans l'air et une antenne réceptrice dans le corps. Nous nous concentrerons également sur l'étude des antennes RF, en réalisant une étude de la littérature sur les différents designs existants et les fréquences d'utilisation. Une étude préliminaire de faisabilité expérimentale sera aussi décrite. L'étude de la littérature et l'étude préliminaire nous permettrons de justifier nos décisions dans le but de parvenir à concevoir un prototype innovant, capable d'alimenter l'implant de manière efficace, sans être trop encombrant.

Chapitre 4 : Récupération de puissance dans le domaine des radiofréquences, à l'intérieur d'un corps humain

Dans ce chapitre, les efforts sont concentrés sur les dispositifs radiofréquences (RF) qui permettent la récupération de puissance afin d'alimenter un dispositif médical à base de neurones et de synapses artificiels biomimétiques implanté dans le corps. Ce chapitre se divise en quatre grandes parties. Dans la première partie, toutes les notions nécessaires à la compréhension des travaux menés et relatives aux ondes électromagnétiques dans le domaine des radiofréquences sont définies. Cela comprend le principe des ondes, le principe des paramètres S en hyperfréquences et les antennes RF. La seconde partie du chapitre se concentre sur le dimensionnement d'un système complet (extérieur/intérieur du corps) permettant de faire fonctionner le dispositif médical implanté. Il s'agit ici de définir le bilan de liaison complet en intégrant le passage des ondes au travers de différents milieux (air, tissus, etc…) et de définir les puissances et atténuations mises en jeu. La troisième partie propose une étude bibliographique des différentes antennes RF utilisées dans le cadre d'applications autour des dispositifs médicaux. Cette étude de la littérature reprend l'état de l'art au niveau des différentes solutions d'antennes existantes, et inclue les informations concernant leur fréquence d'utilisation et leur conception (design, encapsulation). A la fin de cette troisième partie, nous souhaitions également estimer la puissance qu'il serait possible de récupérer à partir d'un signal RF. Nous avons donc mis en place une étude préliminaire expérimentale afin de déterminer la faisabilité d'utiliser les antennes RF pour le dispositif que nous souhaitons concevoir. Dans un premier temps nous nous sommes intéressée à déterminer la puissance que nous pouvons récupérer à la surface de la peau pour alimenter un dispositif médical placé à la surface du corps. Dans un second temps nous avons estimé l'atténuation des ondes utilisant un modèle anatomique appelé « fantôme » dans le domaine de l'exposimétrie, à base d'eau salée et d'agar-agar dans le but de se rapprocher des propriétés des tissus humains. Enfin, la quatrième partie, fait la synthèse des choix stratégiques établis pour la conception de notre antenne. A partir de l'étude de la littérature et de cas pratiques nous explicitons notre décision de fréquence d'utilisation (2,45 GHz), de design d'antenne réceptrice (méandré et triaxial) et d'encapsulation (PEEK, Polyétheréthercétone).

J'ai mené l'ensemble de cette étude sur l'étude de la littérature des différentes antennes avec l'accompagnement du MCF Philippe Mariage sur le sujet. Les choix de la fréquence d'utilisation, du design et de l'encapsulation de l'antenne furent approuvés avec les membres de mon encadrement à l'IEMN et chez Axorus. L'étude préliminaire sur la mesure de densité de puissance à la surface de la peau ainsi que l'estimation de l'atténuation de l'onde ont été réalisées à l'Université de Lille avec l'équipement prévu à cet effet.

1. Définitions

1.1. Principes des ondes

Une onde est définie comme la propagation d'une perturbation sans transport de matière mais avec un transfert d'énergie. Il existe trois catégories principales d'ondes : les ondes mécaniques, qui se propagent à travers des matériaux qui peuvent être déformés ; les ondes gravitationnelles, qui modifient l'espace-temps sans avoir besoin d'un support physique ; et les ondes électromagnétiques, qui sont représentées par des champs électriques et magnétiques qui se propagent sans avoir besoin d'un support matériel. Pour notre application, nous allons nous intéresser aux ondes électromagnétiques (EM).

Une onde électromagnétique est un type d'onde qui se déplace dans le vide à une vitesse de près de 3.10^8 m/s. Elle se déplace également dans l'air ou d'autres milieux, avec une vitesse inférieure à 3.10^8 m/s. Ce sont des charges électriques en mouvement qui produisent ces ondes. Elles sont représentées par la combinaison d'un champ électrique et d'un champ magnétique dont les amplitudes fluctuent de manière sinusoïdale au fil du temps. Les ondes électromagnétiques transportent de l'énergie et peuvent également véhiculer des informations. La fréquence, c'est-à-dire le nombre d'oscillations en une seconde et la longueur d'onde, caractérisent les ondes électromagnétiques. Les ondes peuvent être tridimensionnelles et se propager dans toutes les directions qui leur sont offertes.

La longueur d'onde λ se définit par : $\lambda = \text{v}.T = \frac{v}{f} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}.f}$

- v = vitesse de propagation de l'onde dans le matériau
- c = vitesse de l'onde dans le vide
- T = période
- f = Fréquence
- ε_r = permittivité relative du matériau

Les ondes électromagnétiques, qui couvrent la plage de fréquences de 10 kHz à 3 GHz, offrent dans le haut de la gamme, des avantages importants pour la miniaturisation des circuits. Un autre avantage lié à l'utilisation des ondes radiofréquences de fréquence élevée réside en la possibilité d'augmenter la bande passante donc d'offrir un plus haut débit d'informations.

1.2. Principes des paramètres S

En hyperfréquence, les paramètres S (*Scattering parameters*) sont les éléments d'une matrice utilisés pour décrire le comportement et la répartition des ondes EM en fonction des signaux d'entrée qui arrivent sur un système électronique (considéré sous la forme d'un quadripôle et/ou d'un multi-pôle) fonctionnant dans une plage de fréquences allant de quelques centaines de MHz à plusieurs centaines de GHz. En effet, à des fréquences très élevées les notions de courant et de tensions ne peuvent plus être utilisées car ces grandeurs physiques ne sont plus mesurables. La présence de phénomènes de propagation impose l'utilisation de l'adaptation en puissance pour relier les étages des chaines d'émission/réception. Par conséquent, ce sont les notions de puissance qui sont utilisées et les raisonnements se font à partir du formalisme des paramètres S et de la matrice associée (matrice *Scattering*).

De nombreuses propriétés électriques, telles que le gain, les pertes en réflexion, le rapport d'ondes stationnaires (ROS) ou le coefficient de réflexion, peuvent être exprimées à l'aide des paramètres S qui sont habituellement exprimés en décibels : $20\log(|S_{ij}|)$. La valeur de chaque paramètre S dépend de l'impédance d'entrée et de sortie du quadripôle, ainsi que de la fréquence du signal. Les matrices sont donc fréquemment utilisées pour représenter ces paramètres et leurs manipulations sont basées sur les principes de l'algèbre linéaire.

Les paramètres S pour un quadripôle sont représentés par une matrice d'ordre 2 illustré en Figure 57(a). Les puissances, en lien avec les phénomènes d'incidence et/ou de réflexion des ondes arrivant sur les ports définissant l'entrée et la sortie du quadripôle, sont nommées incidentes et/ou réfléchies. Elles sont définies par :

- $|a1|^2$ la puissance incidente à l'entrée du quadripôle
- $|b1|^2$ la puissance réfléchie à l'entrée du quadripôle
- $|a2|^2$ la puissance incidente à la sortie du quadripôle
- $|b2|^2$ la puissance réfléchie à la sortie du quadripôle

Les paramètres S_{ii} et S_{jj} correspondent aux coefficients de réflexion de l'onde sur chaque port du quadripôle. Les paramètres S_{ij} et S_{ji} correspondent aux coefficients de transmission entre chaque port. Plus précisément la signification des paramètres S (Figure 57(b)) pour un quadripôle est la suivante :

- $S_{11} = \frac{b1}{a1}$ avec a2=0 représente la réflexion à l'entrée du dispositif. S_{11}=0 si l'entrée est adaptée.
- $S_{21} = \frac{b2}{a1}$ avec a2=0 représente la transmission de l'entrée vers la sortie, du port 1 vers le port (gain ou atténuation).

- $S_{22} = \frac{b2}{a2}$ avec a1=0 représente la réflexion à la sortie du dispositif. S_{22}=0 si la sortie est adaptée.
- $S_{12} = \frac{b1}{a2}$ avec a1=0 représente la transmission de la sortie vers l'entrée, du port 2 vers le port 1.

En résumé, les dispositifs dits « adaptés en puissance » ont des valeurs de S_{11} et S_{22} qui tendent vers moins l'infini en dB et des valeurs de S_{21} et S_{12} proches de 0 dB, ce qui signifie que la majeure partie de la puissance incidente du signal est transmise à travers le quadripôle. Cela signifie également qu'il y a très peu d'onde incidente qui est réfléchie à l'entrée du quadripôle.

Les réseaux dits « désadaptés en puissance » ont des valeurs de S_{11} et S_{22} proche de 0dB et des valeurs de S_{21} et S_{12} qui tendent vers moins l'infini en dB, ce qui signifie que la puissance du signal est en grande partie réfléchie aux entrées et aux sorties du quadripôle.

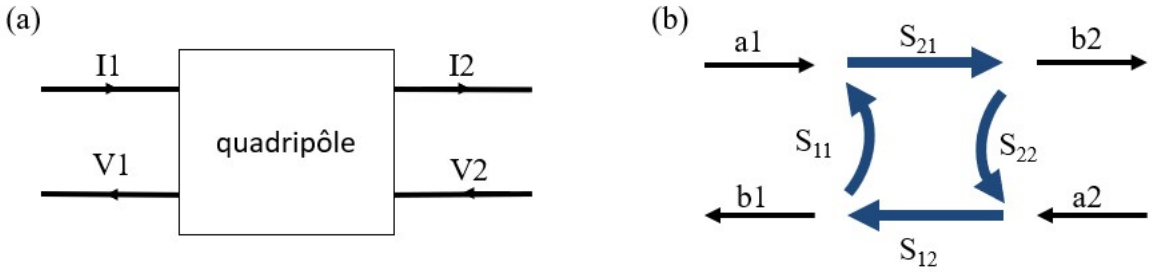


Figure 57 : (a) schéma d'un quadripôle ; (b) schéma des paramètres S dans un quadripôle ; figure adaptée de [164], réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Les paramètres S sont utilisés dans de nombreuses applications en RF et micro-ondes, notamment dans la mesure des caractéristiques de transmission et de réflexion des antennes, des filtres, des amplificateurs, des lignes de transmission et des circuits intégrés. Les paramètres S sont également utilisés pour la conception et la simulation de circuits RF, ainsi que pour l'optimisation des réseaux de communication sans fil.

1.3. Les antennes radiofréquences

1.3.1. Définition d'une antenne

Une antenne est un dispositif passif symétrique capable de transmettre (émetteur) ou de recevoir (récepteur) des ondes radio. Elle est généralement conçue pour capter ou rayonner le maximum d'énergie d'une onde électromagnétique qui se propage dans l'espace libre. Les performances de qualité et de portée d'un système radioélectrique sont directement affectées par le rendement, le gain et le diagramme de rayonnement de l'antenne. Le processus de conversion se produit lorsqu'une antenne radioélectrique transforme les grandeurs électriques d'un conducteur ou d'une ligne de

transmission (tension et courant) en grandeurs électromagnétiques dans l'espace, à savoir le champ électrique et magnétique. Lors de la réception, le champ électrique est transformé en un signal électrique amplifiable.

Une antenne est généralement constituée d'un élément conducteur rayonnant, qui agit comme la partie émettrice ou réceptrice des ondes radio. Ces éléments peuvent prendre diverses formes telles que des fils ou des plaques. De plus, il y a un système d'alimentation qui établit la connexion entre l'antenne et l'émetteur-récepteur, pouvant être un câble coaxial ou une ligne de transmission quelconque (bifilaire, microruban, coplanaire, …). Les antennes comprennent également des couches isolantes pour soutenir et séparer les éléments conducteurs et éviter les courts-circuits. Enfin, des connecteurs sont ajoutés pour connecter l'antenne au câble coaxial ou à d'autres parties du système. Il existe de nombreux types d'antennes, chacun avec ses propres caractéristiques et ses applications spécifiques.

Les antennes RF (radiofréquences) et hyperfréquences, ont une fréquence d'utilisation comprise entre 3 kHz et 300 GHz. Elles sont largement utilisées dans un large éventail de domaines, notamment la radiodiffusion, les communications sans fil (téléphonie mobile, internet mobile, puces RFID, Wi-Fi), et les radars. La fréquence d'opération et les exigences de l'application déterminent la taille, la forme et les matériaux les constituant.

1.3.2. Notion de champ proche et champ lointain

Dans l'étude des champs électromagnétiques (EM) générés par des objets tels que des antennes émettrices, il existe deux régions distinctes, le champ proche et le champ lointain. Ces notions de champ proche et champ lointain sont à prendre en considérations car les interactions de l'onde ne sont pas pareilles dans les deux cas. En effet, lorsque les antennes (émettrice et réceptrice) se rapprochent, l'antenne pourra capter des composantes en champ proche qu'il ne sera pas possible de retrouver en champ lointain. Cela aura également un impact, dans le chapitre 6, sur nos deux modèles utilisés pour estimer le nombre de pixels alimentables.

Le champ proche se caractérise par les zones situées près des conducteurs de l'antenne ou à l'intérieur de tout milieu polarisable qui l'environne. Dans cette région, les comportements non radiants du champ proche dominent, prévalant à courte distance de l'antenne ou du diffuseur. Les intensités du champ électrique (E) et du champ magnétique (H) dans le champ proche diminuent rapidement avec la distance. Cette région est définie là où le rayon (r) est bien inférieur à la longueur d'onde (λ) de l'émission, soit $r \ll \lambda$.

En revanche, le champ lointain concerne les distances beaucoup plus éloignées de la source. Ici, les comportements du rayonnement électromagnétique en champ lointain prédominent, s'observant à des distances plus significatives de la source. Les intensités des champs E et H du rayonnement en champ lointain décroissent à mesure que la distance par rapport à la source augmente. Cette région est caractérisée généralement par une distance supérieure à $2D^2/\lambda$ comme indiqué sur la Figure 58 ou de manière plus « pratique » par $r \gg 2\lambda$.

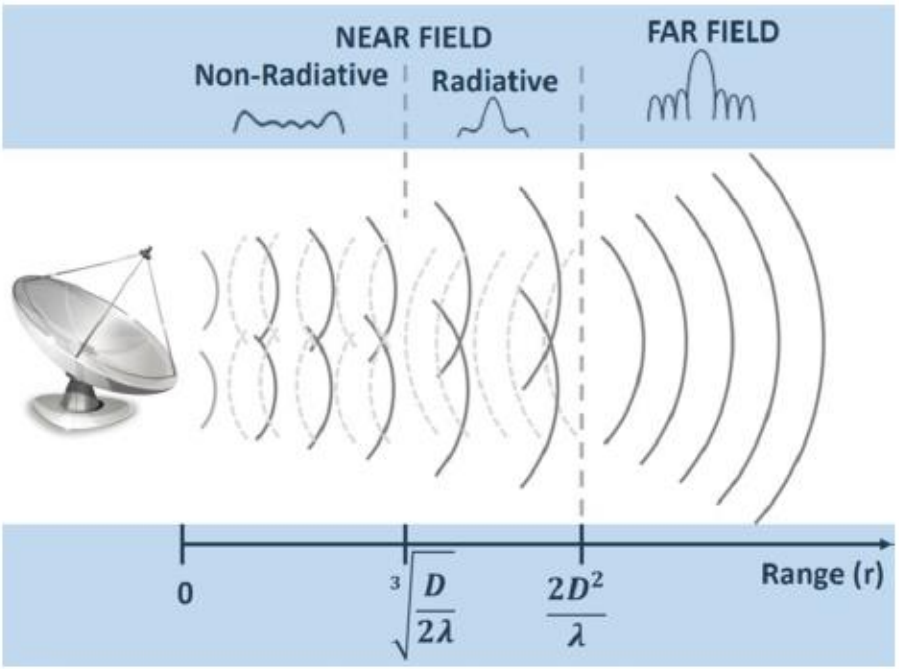


Figure 58 : Schéma représentatif du champ proche et champ lointain dans l'espace, figure issue de [162].

La frontière entre les régions de "champ proche" et "champ lointain" reste relativement floue, dépendant de la longueur d'onde dominante (λ) émise par la source et de la taille de l'élément rayonnant. Pour notre étude, nous avons utilisé deux modèles.

Le premier est un modèle simple dont l'objectif est de dimensionner le système, c'est-à-dire de donner très rapidement une estimation grossière des performances. Pour ce modèle l'approximation du champ lointain a été retenue.

Le second est un modèle numérique dans lequel aucune hypothèse simplificatrice n'a été appliquée. Pour ce dernier, nous nous placerons dans le cas d'une utilisation de l'antenne en champ proche pour laquelle les composantes des champs sont orientées suivants les 3 axes de l'espace.

2. Dimensionnement du système d'alimentation pour faire fonctionner à terme le dispositif médical implanté : bilan de liaison

La Figure 59 représente le schéma bloc de l'ensemble du système à étudier afin de savoir s'il est possible de faire fonctionner, dans une zone sans accès à la lumière, un implant médical comprenant des neurones et des synapses artificiels biomimétiques. Etant donné les choix liés au chapitre 3, le schéma bloc s'appuie par conséquent sur une liaison radiofréquence qui doit permettre d'alimenter un certain nombre de pixels (seuil établi pour cette étude à 10 pixels) embarqués dans l'implant médical.

Pour dimensionner l'étude, il convient tout d'abord d'identifier les différents éléments présents sur la Figure 59 nécessaires pour établir la liaison. Dans ce système, il y a deux milieux, l'air (en bleu) et le corps humain (en rose) considérés, en première approximation, comme homogène. Entre les deux milieux se trouve une interface qui est la peau symbolisée par des pointillés. Il y a également une antenne émettrice et une antenne réceptrice. Le bloc appelé conversion du signal RF en signal continu contient un adaptateur d'impédance et un redresseur. A la fin de la liaison se trouve un pixel qui pourrait émettre des spikes s'il est suffisamment alimenté électriquement. L'une des premières questions à laquelle doit répondre l'étude est : pouvons-nous alimenter un nombre suffisant de pixels, et si oui, combien et dans quelles conditions (autonomie, durée, etc …) ?

D'un point de vue fonctionnement de l'ensemble, dans l'air, nous avons l'antenne émettrice qui émet une onde d'une certaine puissance P_e, pour une fréquence à établir. L'onde traverse alors l'air, matériau diélectrique non conducteur où une atténuation sera à prendre en compte selon la distance d'éloignement avec le corps. A l'interface (peau), une partie de l'onde est réfléchie et une autre partie traverse l'interface. L'onde poursuit son chemin à l'intérieur du corps, matériau homogène conducteur. Cela implique une nouvelle fois de prendre en compte le phénomène d'atténuation de l'onde qui sera défini selon la profondeur d'implantation. L'antenne réceptrice récupère alors la puissance reçue P_r liée à l'onde incidente émise P_e. Le signal radiofréquence, défini avec une certaine fréquence caractéristique qu'il convient de déterminer, est ensuite converti en un signal continu grâce à un adaptateur d'impédance et un redresseur. Ce dernier est caractérisé par un rendement de conversion dont il faut tenir compte dans le bilan de liaison afin de statuer sur la possibilité d'alimenter les pixels dont le nombre reste à définir. Pour rappel, la puissance moyenne consommée par pixel est de 2nW/pixel.

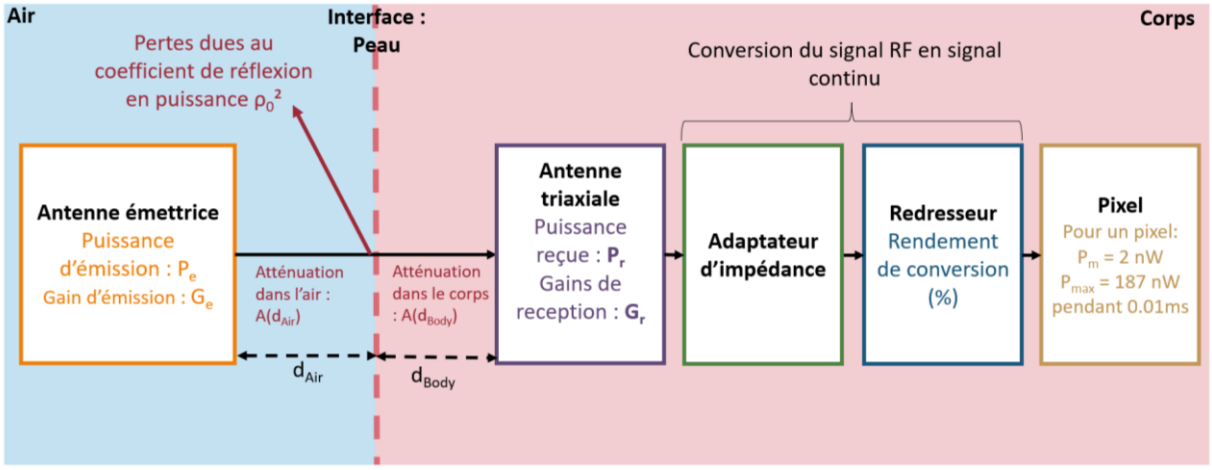


Figure 59 : Schéma bloc du système d'alimentation nécessaire pour faire fonctionner à terme le dispositif médical implanté et établir le bilan de liaison ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Le Dr. Romain Berges, dans le cadre de sa thèse sur un « dispositif conformable de récupération d'énergie radiofréquence : vers l'autonomie des objets communicants », établi le bilan de liaison d'un système avec une antenne émettrice et réceptrice dans l'air [160]. Nous avons adapté son bilan de liaison dans l'air dans notre configuration, incluant deux milieux, l'air et le corps avec un interface qui est la peau. En prenant en compte les différents éléments du schéma bloc et en s'appuyant sur le bilan de liaison issue de la thèse du Dr. R.Berges, le bilan de liaison établi pour notre système est :

$$P_r = P_e \,.\, G_e \,.\, A(d_{Air}) \,.\, (1 - \rho_0^2) \,.\, A(d_{Body}) \,.\, G_r \qquad (19)$$

Avec :

- $A(d_{Air})$ (sans unité) : l'atténuation dans l'air, en champ lointain, dépendant de la longueur d'onde (en m) et la distance dans l'air d_{Air} (en m) :

$$A(d_{Air}) = \left(\frac{\lambda}{4.\pi.d_{Air}}\right)^2 \qquad (20)$$

- $A(d_{Body})$ (sans unité) : l'atténuation dans le corps dépendant de la profondeur d'implantation d_{Body} (m) et la constante d'atténuation α en m^{-1}, qui varie selon la fréquence de l'onde et le tissu traversé. L'équation de l'atténuation dans le corps est issue des articles de Soliman et al. [165] et de Dove [166] :

$$A(d_{Body}) = e^{-\alpha d_{Body}} \qquad (21)$$

- P_e (en W) et G_e (sans unité) sont la puissance émise et le gain (en champ lointain) de l'antenne d'émission. Pour cette étude G_e vaut 1.

- P_r (en W) et G_r (sans unité) sont la puissance récupérée et le gain de l'antenne de réception. Pour cette étude G_r vaut 1.

- ρ_0^2 (sans unité) puissance réfléchie de l'onde sur la peau due au coefficient de réflexion (en champ électrique)

Ce bilan de liaison servira de base et sera utilisé dans le chapitre 6 afin de déterminer le nombre de pixels alimentables. Ce nombre sera dépendant des performances des différents éléments constituants le schéma bloc. Une première question très importante se pose alors au niveau des antennes émettrices et réceptrices : quelles sont les solutions qui existent actuellement au niveau international dans ce domaine de recherche ? Pour y répondre, il convient tout d'abord de conduire une étude bibliographique qui permettra de définir la fréquence du signal utilisé, d'identifier les différents designs d'antennes existants, puis de proposer et concevoir un premier prototype d'antenne original.

3. Etude bibliographique sur les antennes biomédicales

Les antennes sont utilisées dans de multiples dispositifs médicaux, en particulier pour les systèmes de communication et d'alimentation à distance. Leur design et leur utilisation diffèrent selon les exigences particulières de chaque application. Dans cette partie, nous étudierons de manière approfondie les fréquences auxquelles les antennes sont employées dans le domaine médical, les différents designs pour obtenir des dispositifs aussi compacts et performants que possible, ainsi que les méthodes d'encapsulation utilisées pour prévenir les dommages potentiels aux tissus environnants. La collecte et l'analyse de ces données permettront de concevoir ensuite un système d'alimentation efficace et sécurisé, capable de satisfaire aux besoins énergétiques de l'implant tout en assurant la sécurité et le bien-être des patients.

3.1. Fréquence d'utilisation des antennes

3.1.1. Les fréquences d'utilisations les plus fréquentes

Pour le développement de l'antenne, nous nous sommes d'abord intéressée aux fréquences couramment utilisées dans les dispositifs médicaux déjà existants. Les limites en termes de dimension

et d'efficacité de transmission de l'antenne seront déterminées en fonction de la fréquence d'utilisation. Pour notre application, nous recherchons une fréquence d'onde qui peut être facilement exploitable, qui respecte les normes sanitaires, qui peut atteindre une profondeur de pénétration élevée à travers les tissus du corps humain, et qui offre la possibilité de réduire la taille de l'antenne.

Dans ce but, trois revues de littérature sur les antennes biomédicales ont été étudiées, les revues de Aliqab *et al.* (2023) ; Malik *et al.* (2021) ; et Patil *et.al* (2019) [167], [168], [169]. Ces revues référencent différentes antennes développées pour des dispositifs médicaux utilisé pour transmettre des données dans le cadre de suivis médicaux ou pour du transfert de puissance sans fil. Dans ces revues sont également indiquées les fréquences d'utilisation de ces antennes.

Les revues de Aliqab *et al.* de 2023 et de Malik *et al.* de 2021 indiquent les fréquences typiquement utilisées par les dispositifs médicaux implantés [168], [169]. La Figure 60, issue de la revue de Aliqab *et al.* représente les bandes de fréquences utilisées pour les antennes médicales implantées. Ces appareils opèrent généralement dans les bandes de fréquences radio (MedRad), avec des plages telles que 401-406MHz, 413-419MHz, 426-432MHz, 438-444MHz, et 451-457 MHz. Pour la communication des implants médicaux (MICS), les fréquences de 402 à 405 MHz sont couramment utilisées. Il existe également plusieurs bandes ISM (Industriel, Scientifique et Médical), qui sont des bandes de fréquence qui peuvent servir à des fins industrielles, scientifiques, médicales, domestiques ou autres dans un espace restreint. Ces fréquences comprennent les bandes 13,56 MHz, 433-434 MHz, 902-908 MHz, 2,40-2,48 GHz (Bluetooth, Wi-Fi) et 5,717-5,875 GHz.

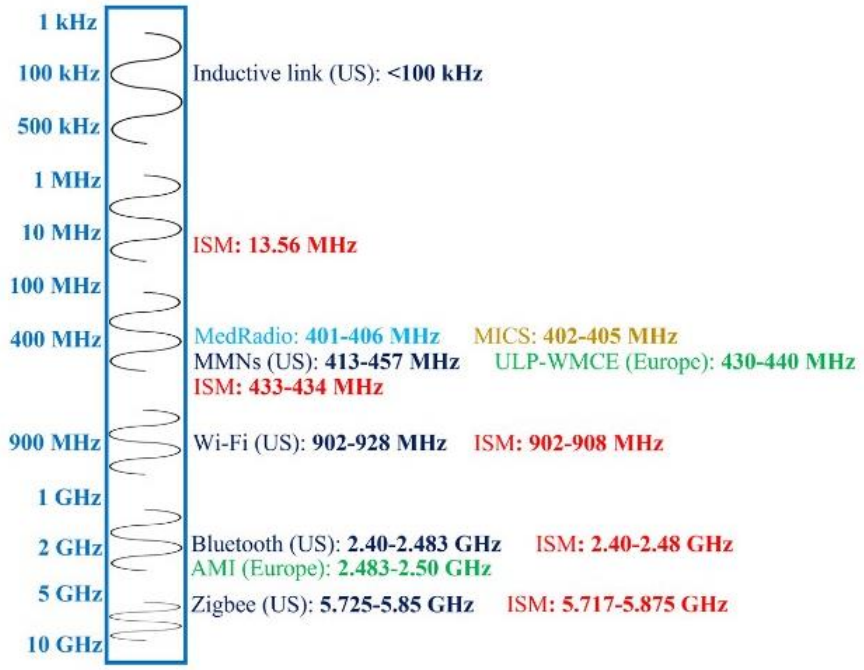


Figure 60 : Bandes de fréquence pour les antennes médicales implantées ; figure issue de [169].

La revue de Patil *et al.* montre également des antennes à double bande, qui exploitent deux fréquences en même temps [167]. L'intérêt de ce type d'antenne est d'avoir plusieurs applications (canaux de communication, alimentation) pour une même antenne. Les antennes double bande permettent de réduire le nombre d'antenne et ainsi diminuer leur encombrement. Cet aspect permet également de développer des antennes miniaturisées [170].

Les fréquences utilisées pour les dispositifs médicaux sont capables de pénétrer dans les tissus humains. L'atténuation dans le corps va, cependant, varier selon la fréquence. L'article de Sherazi *et al.* de 2022 met en avant que plus la fréquence d'utilisation est basse, meilleure est la pénétration dans les matériaux [171]. La Figure 61, issue également de l'article de Sherazi *et al.*, représente des courbes d'évolution de la puissance reçue selon la distance d'éloignement dans l'air pour les fréquences de 900 MHz et 2,4 GHz. Plus la distance augmente, plus la puissance décroît. Pour une fréquence de 900 MHz, entre 5 et 40m, la puissance reçue passe de 450 µW à 7 µW ; et pour une fréquence de 2,4 GHz, entre 5 et 40 m, la puissance reçue passe de 63,3 µW à 1 µW. Nous pouvons également noter que la puissance reçue est plus élevée à 900 MHz qu'à 2,4 GHz. Par exemple, à une distance égale de 5 mm, la puissance reçue à 900 MHz est de 450 µW et la puissance reçue à 2,4 GHz est de 63,3 µW.

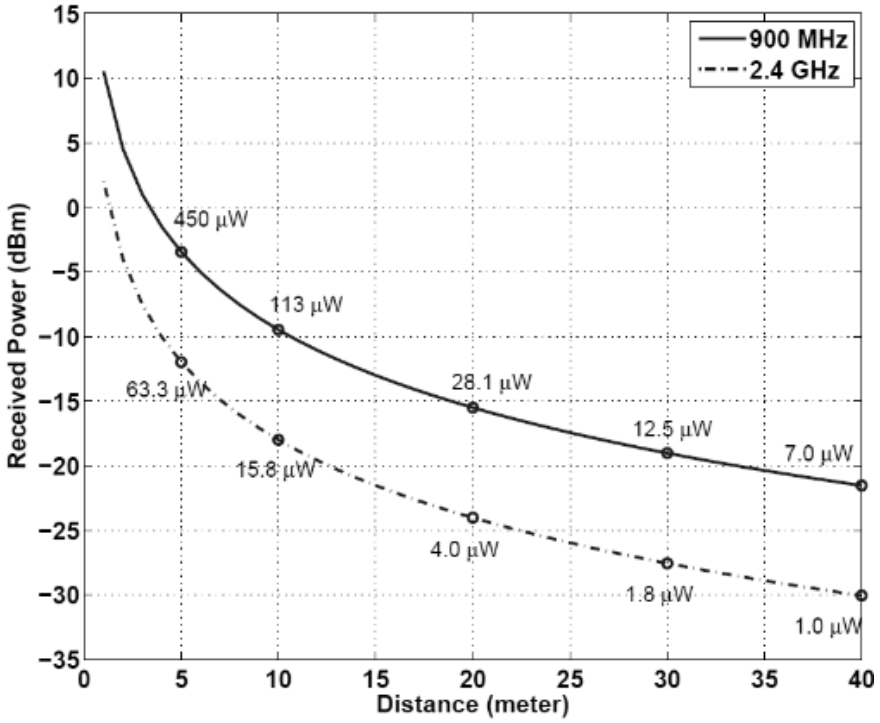


Figure 61 : Impact de la distance et de la fréquence sur la puissance reçue pour des systèmes RF, figure issue de [171].

Les signaux à basse fréquence ont une capacité plus élevée à pénétrer à travers le matériau. Cet article indique donc logiquement que pour les dispositifs implantables qui récupèrent de l'énergie RF, il est plutôt conseillé de restreindre les fréquences de transmission à quelques mégahertz. Néanmoins, il est à signaler que ce résultat n'est valable qu'avec des antennes identiques et des gains identiques. Par exemple, le gain d'une antenne résonante demi-onde vaut 2,14 dBi mais la taille de l'antenne, à 900MHz est 2400/900 fois celle de l'antenne à 2400MHz de même gain soit 2.8 fois plus grande. Si nous réduisons la taille de l'antenne, elle ne pourra résonner qu'en ajoutant des éléments d'adaptation d'impédance pour annuler la partie réactive de celle-ci à 900MHz ce qui va diminuer son gain et affecter sa bande passante. En revanche, l'effet d'atténuation de la fréquence dans les matériaux à pertes est, lui, indépendant de la taille de l'antenne.

3.1.2. Les fréquences millimétriques

Nous nous sommes également intéressée aux fréquences dites millimétriques, dont les fréquences sont comprises entre 30 et 300 GHz. Ces fréquences sont intéressantes car elles permettraient de développer un dispositif de très petite taille. En effet, plus la fréquence est grande, plus la longueur d'onde de l'antenne est petite. Pour qu'une antenne soit efficace (un seul lobe de rayonnement, gain supérieur à 0dBi et impédance proche de 50 Ω dans sa bande passante), sa taille doit être de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde du signal qu'elle émet ou reçoit. En règle générale, la longueur optimale de l'antenne est équivalente à la demi-longueur d'onde, ce qui permet de transmettre ou de recevoir le signal de façon optimal. Ainsi, plus la longueur d'onde est petite, plus l'antenne peut être petite.

L'article de Wu *et al.* de 2015 montre une étude comparative de différents modèles de peaux développés par différents chercheurs qui sont Gandhi *et al.*, Gabriel *et al.*, Chahat *et al.* et Alekseev *et al.* [172], [173], [174], [175], [176]. Compte tenu de la présence importante d'eau dans la composition du corps humain, la conductivité joue un rôle prépondérant influant sur le comportement des ondes électromagnétiques s'y propageant. L'article recense les différentes permittivités relatives complexes obtenues par les différentes études qui permettent d'estimer la profondeur de pénétration des ondes selon la fréquence. La Figure 62, issue de l'étude de Wu *et al.* représente la profondeur de pénétration dans la peau humaine selon la fréquence d'exposition en utilisant différents modèles de peau. Les courbes montrent une décroissance exponentielle de la profondeur de la pénétration selon la fréquence. A partir des courbes, nous pouvons observer que les ondes ne peuvent aller au-delà de 1 mm de profondeur de peau pour une fréquence de 25 GHz avec les modèles de Alekseev *et al.*, Gandhi *et al.,* et Gabriel *et al.* La profondeur de pénétration ne dépasse pas 1 mm à 40 GHz pour le modèle de

Chahat *et al*. L'implantation en profondeur du dispositif pour les fréquences millimétriques ne semblent donc pas envisageables.

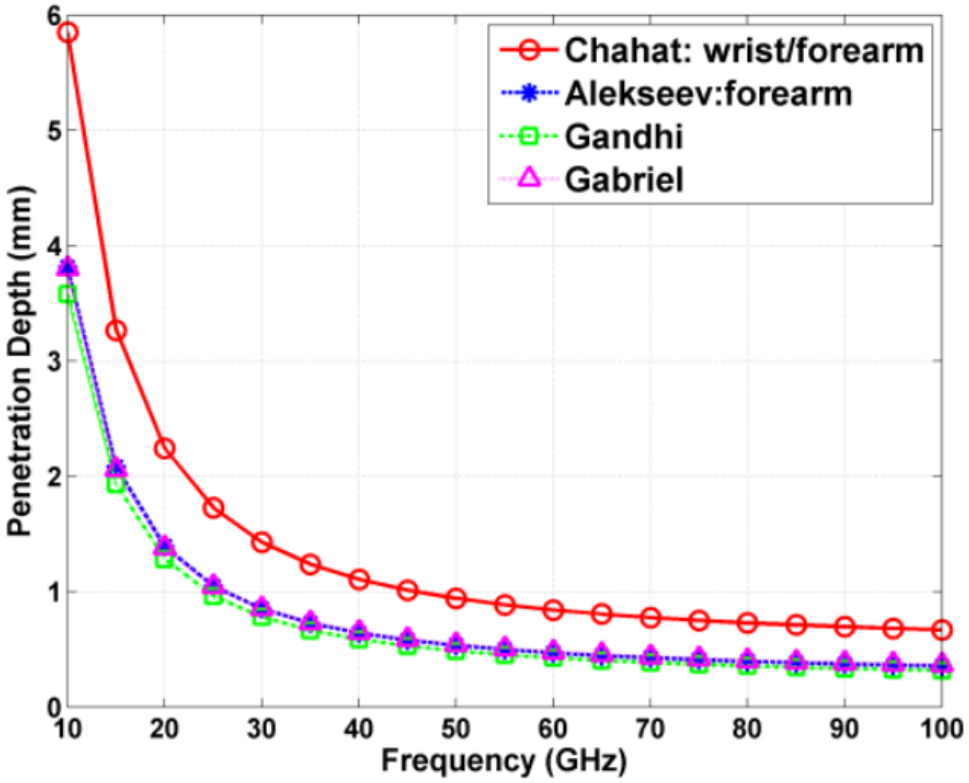


Figure 62 : Profondeur de pénétration dans la peau humaine selon la fréquence d'exposition en utilisant différents modèles de peau ; figure issue de [172].

Un autre problème qui se présente pour les fréquences millimétriques est une élévation de la température des tissus. D'après les études de Kanezaki *et al.* de 2008 et Wu *et al*. de 2015, l'élévation de température augmente avec l'augmentation de la fréquence et de la densité de puissance incidente [172], [177]. La Figure 63, issue de l'étude de Kanezaki *et al.* montre un graphique de la température d'élévation selon la profondeur de pénétration dans le corps humain pour différentes fréquences millimétriques. Nous pouvons observer l'élévation de température allant de 6°C à 10°C à la surface de la peau, respectivement pour les fréquences de 30 GHz et 300 GHz. Nous avons bien ici une élévation de la température qui augmente avec l'augmentation de la fréquence de l'onde. Par ailleurs, la température décroît en fonction de l'augmentation de la profondeur de pénétration. Ainsi, l'élévation de la température est inférieure à 1°C seulement à partir de 25 mm de profondeur. Il est important de noter que cette valeur du gradient de température (1° pour 25 mm de tissus) est celle qui a été retenue par l'ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) pour définir le seuil d'exposition initial aux ondes électromagnétiques. Des coefficients sont ajoutés afin de distinguer les seuils pour les personnes professionnelles ou le grand public.

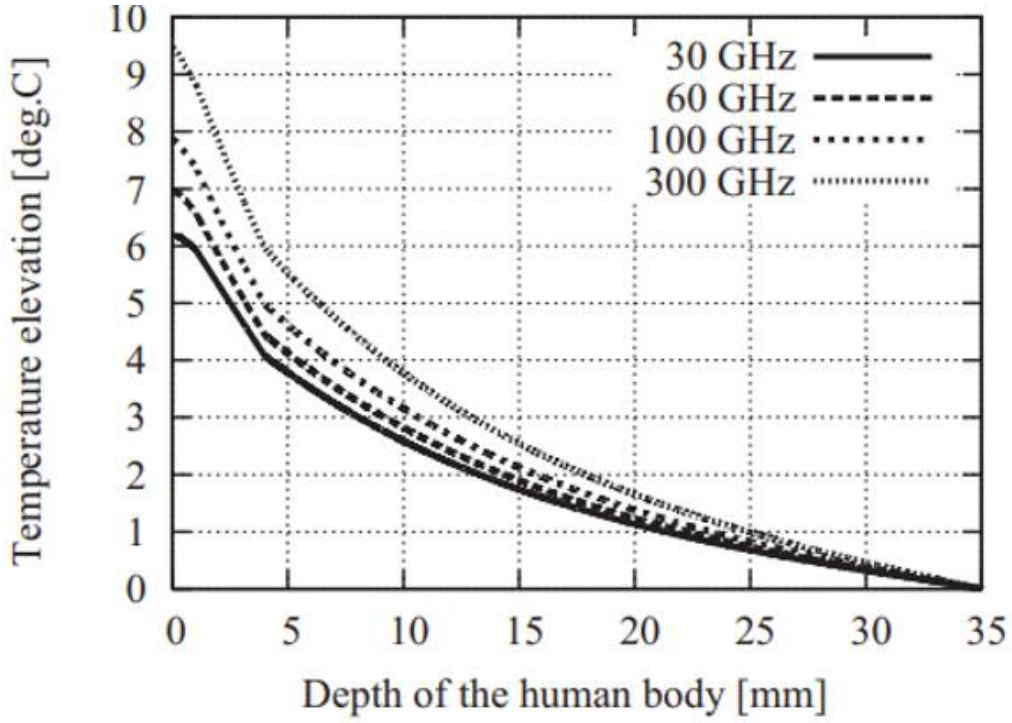


Figure 63 : Température d'élévation selon la profondeur de pénétration dans le corps humain pour différentes fréquences millimétriques [177].

Ces résultats mettent en évidence une augmentation de température trop importante dès les premiers millimètres de pénétration de l'onde à ces fréquences à l'intérieur du corps. Nous pouvons en conclure que l'utilisation de fréquences millimétriques n'est pas envisageable pour l'application de notre antenne.

3.2. Conception d'antennes RF

3.2.1. Les différents designs d'antennes existants

Le design des antennes biomédicales est développé afin d'utiliser l'antenne à une fréquence souhaitée et pour la rendre la plus compacte possible. Les revues de Malik *et al.* et Soliman *et al.* recensent de nombreux designs d'antennes développées et soulignent l'importance de la forme des antennes sur leurs performances [165], [168]. Dans la conception des antennes, la caractéristique qui subit le plus de changements concerne principalement la forme de l'élément conducteur (film métallique) qui peut prendre des formes diverses et variées. Les antennes recensées sont très majoritairement structurées en deux dimensions. En étudiant les antennes des différentes revues, les formes d'antennes que nous trouvons le plus souvent sont les antennes hélices, spirales ou filaires. La Figure 64 présente différents exemples de design d'antennes issue de la revue de Malik *et al.* [168]

Les antennes hélices sont, comme le nom l'indique, de forme hélicoïdale (voir Figure 64(a)). Elles sont intéressantes car elles ont un design assez simple à réaliser et compact. Elles ont également une large bande de fréquence d'utilisation [178]. Leur structure est généralement en trois dimensions car cylindrique. Les antennes spirales (voir Figure 64(b)) sont également intéressantes pour leur facilité de fabrication, leur prix abordable, leur longévité, leur large bande de fréquence et leurs performances d'émission élevée [179], [180]. A la différence des antennes hélices, elles sont plutôt fabriquées en deux dimensions. Les antennes filaires sont également utilisées pour les applications implantables en raison de leur simplicité et de leur flexibilité. Elles peuvent être fabriquées dans des tailles très petites. Elles sont néanmoins très fragiles et doivent être soigneusement encapsulées.

En plus des formes hélicoïdales, spirales et filaires, il existe d'autres types d'antennes implantables telles que les antennes patchs et les antennes dipôles [180]. Les antennes patchs sont plates et peuvent être facilement intégrées dans des circuits imprimés [181]. Elles sont souvent utilisées pour les applications de communication sans fil à courte portée telles que les implants médicaux. Les antennes dipôle sont des antennes de forme linéaire. Elles sont souvent utilisées pour les applications de surveillance de la santé et de détection de tumeurs [182].

Les antennes méandrées qui sont une variante d'antennes filaires (voir Figure 64(c)) nous ont particulièrement intéressée. Elles sont constituées d'un conducteur linéaire en forme de « zigzag ». La structure méandrique de l'antenne permet d'obtenir une grande longueur d'onde effective dans un encombrement réduit, ce qui en fait une solution intéressante pour les applications où l'espace est limité [183]. Les antennes méandrées ont une bande passante large, ce qui leur permet de fonctionner sur une plage de fréquences plus large que les antennes filaires classiques. De plus, elles peuvent être fabriquées à l'aide de techniques de microfabrication standards, ce qui les rend adaptées à une intégration facile avec des circuits électroniques.

D'autres formes, plus originales existent également, comme des antennes avec un design triangulaire, en nœud papillon (voir Figure 64(d)) ou en fractale [181], [184], [185], [186].

Il existe donc une grande diversité de design possible pour l'antenne et le choix dépendra grandement de la fréquence de résonance utilisée et de l'application visée. Dans notre cas nous souhaitons avec le choix du design de l'antenne, optimiser au maximum l'encombrement de l'antenne réceptrice implantée afin que le dispositif d'alimentation implanté ne dépasse pas 1 cm^3. La réalisation d'une antenne méandré est donc une piste intéressante pour diminuer la taille de l'antenne.

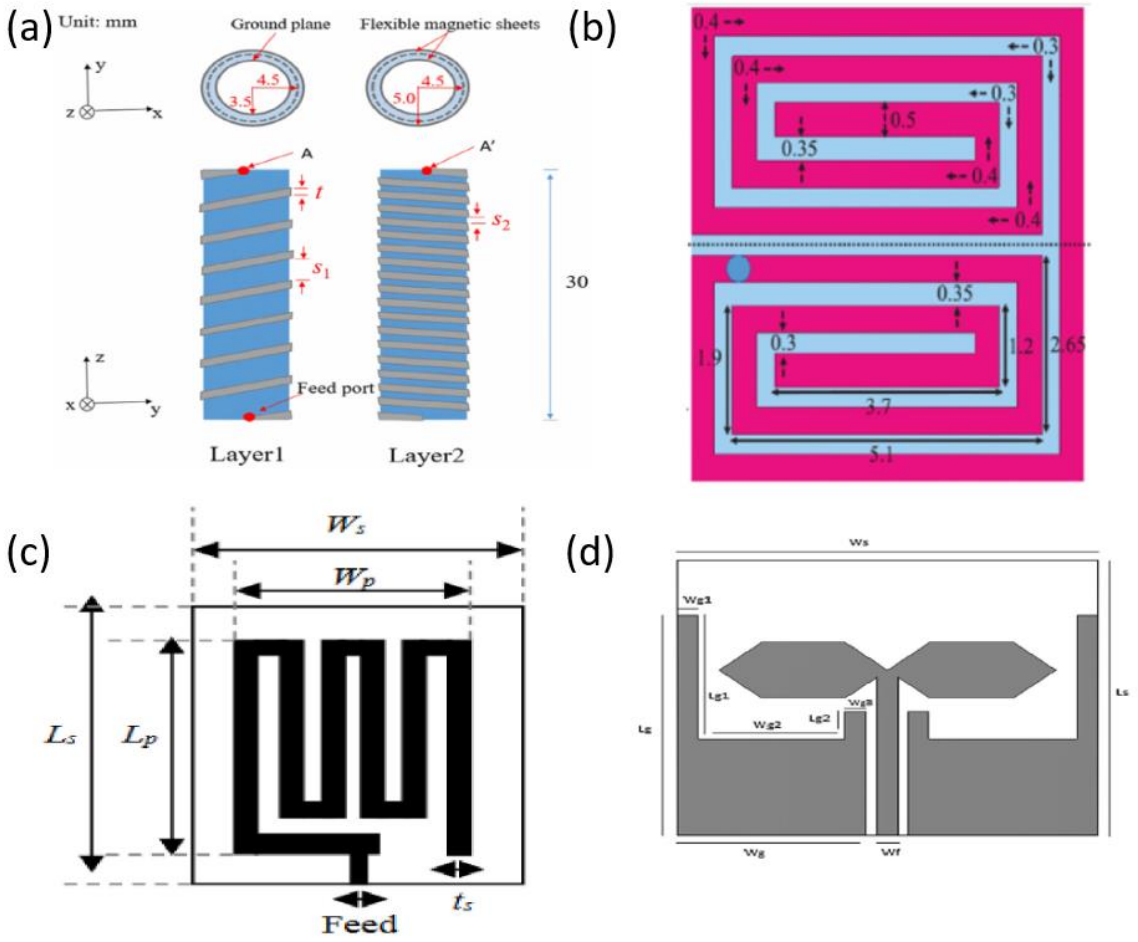


Figure 64 : Différents design d'antenne ; (a) antenne hélice ; (b) antenne spirale ; (c) antenne filaire méandrée ; (d) antenne nœud papillon ; figure issue et adaptée de [168].

3.2.2. Antenne tridimensionnelle

Dans le cas de notre étude, et au fur et à mesure de nos avancées, il nous est apparu important de tenir compte de la possibilité que l'implant puisse bouger en fonction de sa position dans le corps. Il s'agit d'un élément qui peut perturber la qualité du signal transmis et donc l'alimentation du dispositif implanté.

Pour répondre à cela, nous avons envisagé la conception d'une antenne tridimensionnelle pour capturer la puissance de l'onde dans toutes les directions possibles comme cela est fait dans les sondes de mesure large bande. Ces sondes, présentées en partie 5.2 de ce chapitre, sont capables de mesurer la densité de puissances des ondes ambiantes dans toutes les directions et sont composées de trois antennes. Ainsi, afin de ne pas limiter les cas d'usage, l'orientation de l'antenne de la source d'émission extérieure au corps est supposée inconnue. Dans la pratique, elle pourrait provenir soit d'un équipement de recharge dédié pouvant être optimisé, soit d'un équipement grand public type

smartphone dont les caractéristiques de rayonnement sont inconnues. De la même façon, aucune hypothèse simplificatrice n'a été imposée concernant le type et la profondeur de l'implant. Par exemple, s'agissant du cas d'un implant médullaire situé dans l'abdomen, il est possible que l'orientation de celui-ci à l'intérieur du corps varie. Afin de répondre à cette variabilité de l'orientation relative de l'antenne émettrice vis à vis de l'antenne de réception, notre choix s'est inspiré de la solution technique utilisée dans le domaine de l'exposimétrie pour la conception des sondes de champ électromagnétiques. Dans notre cas, la différence réside dans l'utilisation d'un système antennaire constitué de trois antennes orthogonales résonantes puisque la gamme de fréquence est restreinte et bien définie.

L'article de Kimionis *et al.* est un exemple d'antenne tridimensionnelle conçue comme un capteur de collecte d'ondes radiofréquences dans l'air [187]. L'objectif du développement de cette antenne est de créer une solution novatrice capable de fonctionner avec des capteurs orientés de manière aléatoire sur une zone étendue, tout en étant compacte et solide. Dans certains cas où les capteurs sont placés de façon aléatoire, la communication ou la collecte d'énergie peut être difficile si l'antenne du dispositif n'est pas orientée correctement. L'idée est donc assez similaire à ce que nous souhaitons créer pour un implant médical.

Cette étude présente une méthode novatrice pour produire des boîtiers inspirés des origamis à l'aide de l'impression 3D, combinée à l'impression d'antennes à jet d'encre pour les capteurs de récupération d'énergie RF. La Figure 65 présente l'antenne 3D en origami proposée par Kimionis *et al.*, fabriquée par imprimante 3D et imprimante à jet d'encre. Tout d'abord, les boîtiers origami sont fabriqués à plat (voir Figure 65(a)), à l'aide d'une imprimante 3D utilisant un matériau polymère flexible. Ensuite, les parties conductrices des antennes sont imprimées sur ce substrat polymère flexible à l'aide d'une imprimante à jet d'encre conductrice. Enfin, le substrat est plié pour former un cube (voir Figure 65(b)). Ce dispositif se compose de deux antennes patchs qui rayonnent à une fréquence de 2,3 GHz.

Avec ce dispositif, les auteurs ont su montrer que les signaux RF provenant de directions orthogonales sont efficacement captés grâce aux antennes imprimées sur le boîtier, ce qui serait plus difficile à faire avec des antennes planaires directionnelles. De plus, le processus de fabrication est très économique et peut être utilisé pour produire de grandes quantités d'antennes et de boîtiers à faible coût. Il est à noter que les dimensions du dispositif dans leur cas sont très grandes, une arête du cube mesurant plus de 5 cm. Pour développer notre antenne, cette dimension devrait être au moins divisée par 5.

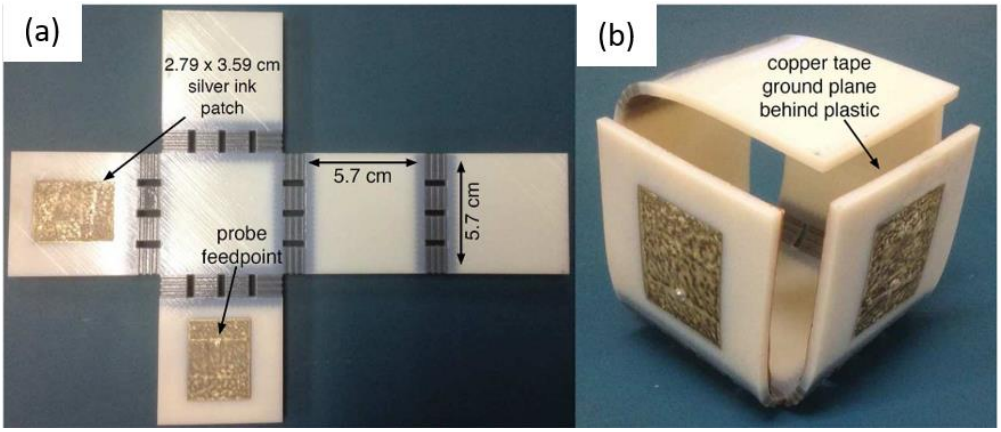


Figure 65 : Antenne 3D en origami, fabriquée par imprimante 3D et imprimante à jet d'encre ; (a) antennes patchs imprimés sur le substrat en polymère souple déplié ; (b) structure finale du cube pliée; figure issue de [187]

L'approche novatrice présentée dans cette étude démontre la faisabilité et la pertinence de développer une antenne miniature tridimensionnelle. En combinant les principes de fabrication additive et d'origami, cette méthode offre une solution efficace pour concevoir des structures complexes adaptées aux applications de récupération d'énergie RF de façon multidirectionnelle. L'innovation de cette approche et sa faisabilité nous encouragent à poursuivre dans cette direction pour le développement d'une antenne miniature tridimensionnelle.

3.2.3. Encapsulation

L'encapsulation dans le domaine des systèmes RF vise à isoler et à protéger les composants électroniques afin de minimiser les perturbations électromagnétiques, de réduire les pertes d'énergie et d'assurer la longévité des composants dans des environnements RF spécifiques. Cette protection est réalisée en utilisant des matériaux isolants adaptés qui préservent les performances des composants tout en les préservant des influences environnementales et des perturbations externes.

Dans le contexte des dispositifs médicaux, l'encapsulation est importante pour garantir la sécurité, la fiabilité et les performances de ces dispositifs. Elle assure la protection des composants électroniques sensibles contre l'humidité, les fluides corporels et les chocs mécaniques, préservant ainsi leur intégrité et leur bon fonctionnement. De plus, elle agit comme une barrière efficace contre les fluides corporels tels que le sang ou la lymphe, empêchant toute contamination du dispositif. Elle doit donc être parfaitement étanche tout au long de sa vie.

Les matériaux d'encapsulation doivent également être compatibles avec les tissus et les organes environnants pour favoriser une bonne intégration dans le corps et minimiser les risques de réaction

biologique. Ils doivent maintenir leurs propriétés mécaniques et de protection tout au long de la durée de vie du dispositif. Avant leur commercialisation, les dispositifs médicaux encapsulés font l'objet de tests rigoureux pour évaluer leur performance, leur biocompatibilité et leur durabilité.

Dans le cas de l'encapsulation des antennes, divers matériaux peuvent être utilisés, notamment l'alumine, le diamant, la zircone (dioxyde de zirconium) ou le PEEK (Polyétheréthercétone) [188], [189]. Les besoins spécifiques de l'application influencent le choix de l'encapsulation des antennes. L'étude de Merli *et al.* montre l'impact du matériau d'encapsulation sur les ondes électromagnétiques. La puissance de l'onde varie en fonction des propriétés diélectriques du matériau et de son épaisseur. Ce résultat est d'une grande importance pour la conception des antennes implantées.

La Figure 66 montre des courbes de la puissance rayonnée normalisée selon la distance radiale dans le corps pour différentes épaisseurs de deux matériaux encapsulant. La Figure 66(a) correspond à la courbe du polypropylène (ε_r=2,55) et la Figure 66(b) correspond à la courbe de la zircone (ε_r=29). Lorsque l'épaisseur du polypropylène dépasse 1 mm, nous observons une atténuation de la puissance à l'intérieur du matériau, suivie d'une décroissance plus importante lors du changement de milieu pour les différentes épaisseurs. En revanche, pour la zircone, la puissance reste stable à travers le matériau, même en augmentant son épaisseur. Cependant, une fois que le milieu change et que l'onde se propage dans le tissu humain fortement dispersif (conductivité importante), nous observons une diminution de la puissance. Dans l'article de Merli *et al.,* il est établi que l'utilisation d'un matériau d'encapsulation de faible permittivité relative peut être de faible épaisseur et à l'inverse qu'un matériau avec une permittivité relative élevée devra être plus épais [189].

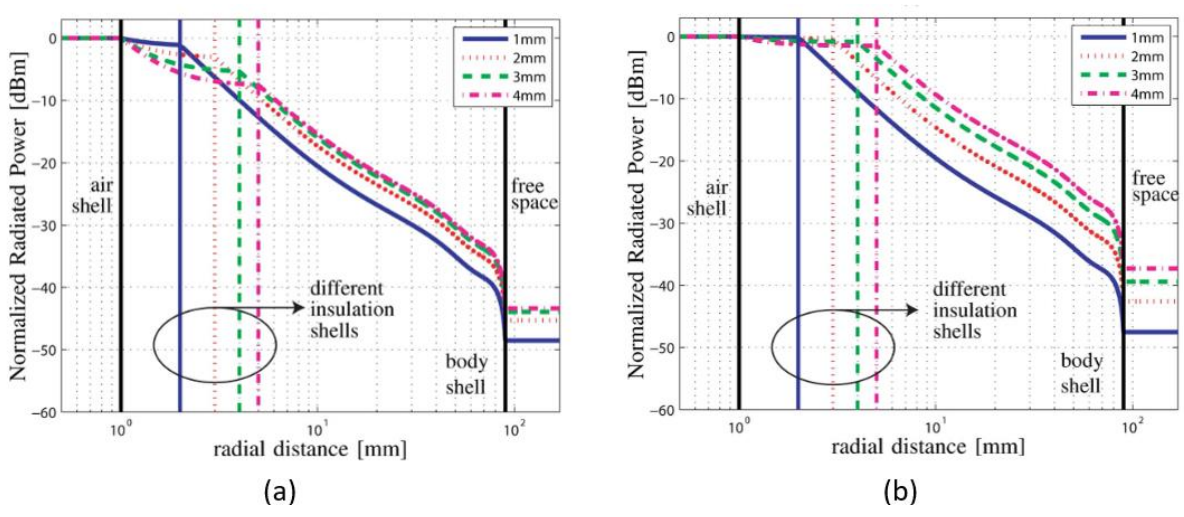


Figure 66 : Courbes de la puissance rayonnée normalisée selon la distance radiale dans le corps pour différentes épaisseurs de matériaux ; (a) courbe du polypropylène (ε_r=2,55) ; (b) correspond à la courbe de la zircone (ε_r=29) ; figure issue de [189].

Le PEEK est l'un des matériaux qui est fréquemment cité dans la littérature. La valeur de sa permittivité diélectrique relative est égale à 3,2. Le PEEK présente une résistance à la chaleur et une solidité mécanique élevée parmi les plastiques [190]. Il s'agit d'un matériau biocompatible et il est souvent utilisé dans le domaine médical pour la création de prothèses chirurgicales. Parmi ses multiples bénéfices, nous retrouvons sa capacité à conserver ses propriétés diélectriques jusqu'à une température de 260°C, sa résistance chimique, ainsi que sa durabilité adaptée aux utilisations à long terme. Ce matériau peut être usiné classiquement mais également être déposé avec une imprimante 3D afin de réaliser n'importe quelle forme. D'après l'étude Merli *et al.* et la Figure 66, nous pouvons aussi déduire qu'il est possible d'utiliser une faible épaisseur de PEEK pour l'encapsulation, en raison de sa faible permittivité relative.

4. Etude préliminaire : étude de faisabilité

4.1. Mesure de récupération de puissances avec une sonde en chambre anéchoïque

Dans cette partie nous nous intéressons à la densité de puissance qu'il serait possible de récupérer à l'entrée du corps humain, pour alimenter un dispositif médical à base de pixels exploitant le neurone artificiel, à la surface du corps. Pour rappel, la consommation d'un pixel est de 2 nW/pixel. Ces expérimentations ont été réalisée en chambre anéchoïque afin d'exclure de nos mesures les ondes environnantes du quotidien, pour nous intéresser qu'à la densité de puissance récupérée de l'antenne émettrice à la surface de la peau.

4.1.1. Hypothèse de travail

L'hypothèse initiale de notre étude consiste à évaluer la faisabilité d'alimenter un implant médical qui ne peut pas être alimenté par une source lumineuse en récupérant de l'énergie radiofréquence (RF). Cet objectif peut se traduire par la capacité à alimenter un certain nombre de pixels. Un bloc de base de 10 pixels a été arbitrairement choisi. Si nous nous plaçons dans l'idée d'utiliser, à terme, des dispositifs bénéficiant des apports de l'approche neuromorphique consommant beaucoup moins d'énergie, nous avons envisagé l'utilisation opportune du smartphone porté par le patient comme source d'énergie RF.

Tout équipement radioélectrique mis sur le marché Européen doit respecter la directive RED (Radio Equipment Directive). Cette réglementation s'applique à tous les équipements radioélectriques dont la puissance d'émission est supérieure à 20 mW et dont il est raisonnablement prévisible qu'ils seront utilisés à une distance n'excédant pas 20 cm du corps humain. Elle se traduit par des valeurs limites du

Débit d'Absorption Spécifique (DAS) de 2 W/kg pour la tête et le tronc et de 4W/kg pour les membres soit une densité de puissance surfacique respectivement égale à 442µW/cm^2 et 440µW/cm^2.

4.1.2. Matériel et méthode de mesure

Dans le cadre de notre étude sur la récupération d'énergie des ondes RF ambiantes à la surface du corps humain, nous avons entrepris des mesures de densité surfacique de puissance à différentes fréquences d'émission. Cette démarche vise à évaluer le potentiel d'utilisation des ondes radiofréquences pour alimenter des dispositifs implantables. En effet, pour mener à bien notre recherche, il est essentiel de comprendre les niveaux de puissance des ondes RF à la surface du corps humain, car cela peut orienter nos travaux et nous guider dans la conception des dispositifs. Le choix de commencer par des mesures avec un téléphone portable est motivé par sa large utilisation quotidienne et sa proximité constante avec le corps, ce qui en fait une source d'ondes RF pratique pour évaluer les puissances accessibles et potentiellement cartographier les positions favorables pour l'implantation des dispositifs.

La Figure 67 illustre le protocole mis en place pour la mesure servant à estimer les puissances qui peuvent être récupérées à différents endroits du corps humain baigné dans le champ électromagnétique crée par un téléphone portable. Pour cela, une antenne biconique orientée verticalement, émettant à différentes fréquences est placée au niveau de la poche gauche du corps humain afin de simuler l'emplacement de l'antenne d'un smartphone.

La bande passante de cette antenne, de type Schwarzbeck NB9113, s'étend de 500MHz à 3GHz. Une sonde large bande Wavecontrol SMP2 équipée d'une antenne WPF6 (100kHz à 6GHz) va mesurer la densité surfacique de puissance récupérable à la surface de différentes zones du corps. Une personne était donc placée à proximité de l'antenne biconique, en plaçant cette dernière au niveau de la poche gauche, puis la sonde large bande était placée aux différentes zones du corps afin d'effectuer une mesure. La mesure est une moyenne RMS sur 30 sec de la puissance mesurée. Les mesures ont été réalisées pour les fréquences 2,3 GHz ; 1,8 GHz ; 960 MHz et 500 MHz ; afin de se rapprocher des fréquences généralement utilisées dans les dispositifs médicaux ou les équipements de télécommunication sans fils. Nous n'avons pas pu réaliser les mesures à une fréquence de 2,45 GHz (bande WiFi) comme souhaité car le générateur de signal utilisé n'allait pas au-delà de 2,3 GHz. Les mesures ont été effectuées en chambre anéchoïque afin d'éviter toutes ondes perturbatrices extérieures. Pour des raisons techniques, les puissances émises ont des valeurs différentes égales respectivement à 15,4 dBm ; 15,9 dBm ; 17,5 dBm ; 18,3 dBm. Elles correspondent aux valeurs de puissance réelles couramment utilisées par des smartphones (quelques dizaines de mW).

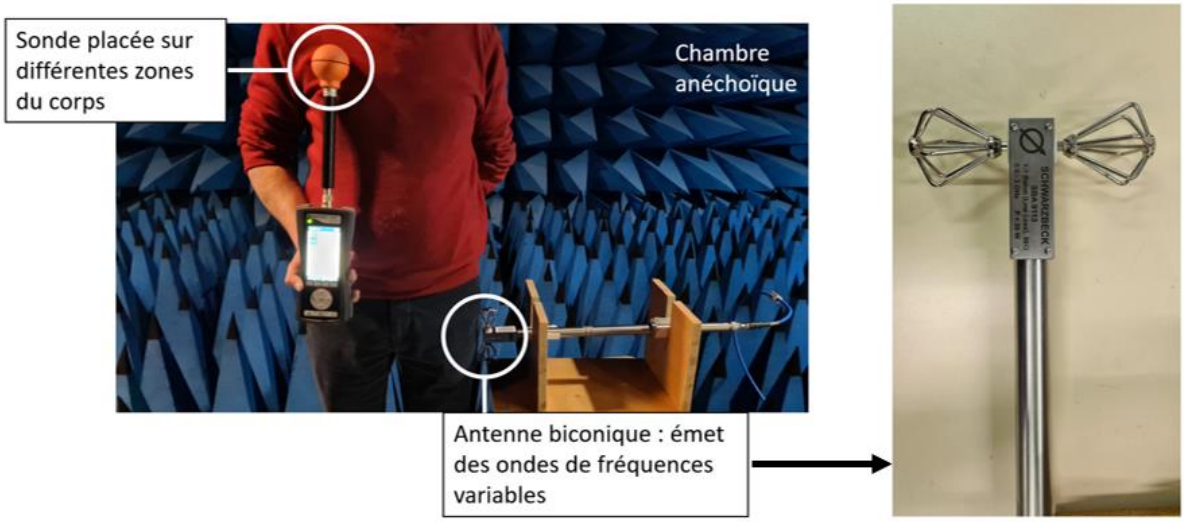


Figure 67 : Principe du système de mesure de la densité surfacique de puissance recueillie en surface du corps ; photographies personnelles.

4.1.3. Résultats

Les mesures obtenues sont indiquées dans le Tableau 11 qui recense la densité surfacique mesurée par la sonde de mesure à la surface de différentes zones du corps, pour différentes fréquences (2,3 GHz ; 1,8 GHz ; 960 MHz et 500 MHz). A partir de ce tableau, nous pouvons noter que la zone faisant apparaître les mesures de puissance les plus élevées est celle proche de la hanche gauche (respectivement 0,066 µW/cm² ; 0,768 µW/cm² ; 0,683, µW/cm² et 2,467 µW/cm²) et les valeurs de puissance les plus basses sont relevées au niveau de l'oreille droite (respectivement 0,057 µW/cm² ; 0.025 µW/cm² ; 0,018, µW/cm² et 0,028 µW/cm²). Ces résultats sont cohérents car il s'agit respectivement de la zone la plus proche et la plus éloignée de l'antenne émettrice. L'atténuation des ondes dans l'air augmente avec la distance d'éloignement. Il est à noter que toutes les valeurs sont au moins 80 fois plus faibles que le niveau d'exposition fixé par la directive RED précédemment citée. Une valeur théorique a été estimée sur la troisième ligne en tenant compte des valeurs de gain fournis par le constructeur de l'antenne biconique égales respectivement à 0,5 dBi ; 0,2 dBi ; -0,5 dBi et -5,5 dBi. A noter que cette dernière valeur, extrêmement faible, est due à la valeur très faible du VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) fournie par le constructeur et qui vaut 10 à 500 MHz.

Fréquence	2,3 GHz (µW/cm²)	1,8 GHz (µW/cm²)	960 MHz (µW/cm²)	500 MHz (µW/cm²)
Epaule gauche	0.087	0.07	0.02	0.07
Epaule droite	0.138	0.032	0.058	0.099
Genoux gauche	0.477	0.089	0.254	0.692
Genoux droit	0.118	0.03	0.33	0.09
Oreille gauche	0.133	0.027	0.03	0.062
Oreille droite	0.057	0.025	0.018	0.028
Hanche gauche	0.066	0.768	0.683	2.467
Hanche droite	0.036	0.04	0.096	0.047
Nombril	0.155	0.137	0.218	0.167

Tableau 11 : Densité surfacique de puissance mesurée pour différentes zones du corps humain avec comme source de puissance une sonde large bande Wavecontrol SMP2.

À partir des mesures de puissance effectuées, nous avons ensuite calculé le nombre de pixels pouvant être alimentés. Étant donné que la consommation moyenne d'un pixel est estimée à 2 nW/pixel, nous avons établi logiquement que notre système de récupération de puissance, avec une surface de 1 cm², doit être en capacité de fournir une densité de puissance de 2 nW/cm² pour faire fonctionner un pixel.

Pour avancer dans notre étude, nous avons également déterminé arbitrairement un premier seuil pour le nombre de pixels implémentés dans un dispositif médical qui serait disposé à la surface du corps. Nous avons fixé ce dernier à au moins 10 pixels. Le Tableau 12 indique le nombre de pixels pouvant être alimentés en fonction de la densité de puissance mesurée. Nous constatons qu'il y a uniquement une position à une fréquence donnée qui ne permet pas d'alimenter 10 pixels. Il s'agit de la position au niveau de l'oreille droite pour la fréquence de 960 MHz qui permet d'alimenter seulement 9 pixels. Tous les autres relevés de puissance montrent qu'il est possible d'alimenter 10 pixels ou plus pour les fréquences 2,3GHz, 1,8 GHz 960MHz et 500MHz.

	Nombre de pixels alimentables			
Fréquence	**2,3 GHz**	**1,8 GHz**	**960 MHz**	**500 MHz**
Epaule gauche	44	35	10	35
Epaule droite	69	16	29	50
Genoux gauche	239	45	127	346
Genoux droit	59	15	165	45
Oreille gauche	67	14	15	31
Oreille droite	29	13	9	14
Hanche gauche	33	384	342	1234
Hanche droite	18	20	48	24
Nombril	78	69	109	84

Tableau 12 : Nombre de pixels alimentables pour Pm = 2 nW/cm² dans l'hypothèse d'un positionnement à la surface du corps (non implanté).

À partir de ces mesures, nous avons constaté que l'atténuation, pour la majorité des cas, augmente à mesure que la distance entre l'émetteur et le récepteur placé sur le corps augmente, ce qui est cohérent. Par exemple, à 1,8 GHz, au niveau de la hanche gauche placé au plus près de l'antenne émettrice, il est possible d'alimenter 384 pixels, tandis qu'au niveau de l'oreille droite, zone la plus éloignée de l'antenne émettrice, 13 pixels peuvent être alimentés. Cela limite la distance d'implantation, en particulier lors de l'utilisation d'un téléphone comme émetteur. Il faut cependant noter que ces mesures ont été prises dans l'air, à la surface du corps humain, et l'atténuation due aux tissus devra également être prise en compte par la suite de l'étude. Le facteur de conversion AC-DC et DC-DC n'est également pas pris en compte dans cette estimation, mais il sera important à considérer également dans la suite des travaux. Toutefois, ces résultats sont encourageants pour le développement d'un dispositif de récupération de puissance RF, démontrant ainsi une première faisabilité de l'approche.

4.2. Mesure d'atténuation de la puissance avec un fantôme

Cette étude vise à évaluer l'atténuation des signaux RF à travers le corps humain en utilisant un modèle anatomique appelé « fantôme » dans le domaine de l'exposimétrie. Ce modèle va être représenté par de l'eau pure, de l'eau salée, et de l'eau salée avec de l'agar-agar. Cela permet d'évaluer l'impact de l'atténuation des tissus humains sur les performances du système envisagé. Ces informations nous permettrons d'avoir une première estimation de l'atténuation des ondes dans le corps afin de les prendre en considération dans la suite de notre étude pour la conception de notre antenne. Dans cette expérimentation nous avons décidé de réaliser nos expérimentations sur une seule fréquence d'utilisation. Ce choix s'est porté par la fréquence de 2,45 GHz correspondant à la bande WiFi. Cette technologie est souvent employée dans diverses applications sans fil, elle profite d'une infrastructure bien développée et de normes de communication établies. L'utilisation de la fréquence 2,45 GHz sera davantage détaillé en partie 5.1 de ce chapitre.

4.2.1. Matériel et implémentation des méthodes de mesure d'atténuation de la puissance avec différents fantômes

Deux méthodes ont été employées pour évaluer l'atténuation des ondes à travers le corps humain. La première méthode implique la mesure du coefficient de transmission (paramètre S_{21}) entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice, à une fréquence de 2,45 GHz, dans différents milieux définis ci-après. Un banc d'expérimentation, illustré dans la Figure 68 a été conçu à cet effet. Cet équipement comprend un analyseur de réseau vectoriel (Rohde & Schwarz ZVA 24) connecté par son port 1 à l'antenne émettrice dans la gamme des 2,45 GHz et par son port 2 à l'antenne réceptrice. L'antenne réceptrice est placée dans un récipient en matière plastique de 0,5 mm d'épaisseur environ, qui est d'abord rempli d'air (voir Figure 68(a)), puis de diverses solutions telles que de l'eau pure, de l'eau salée et de l'eau salée gélifiée avec de l'agar-agar (voir Figure 68(b)). Ces conditions permettent de s'approcher des conditions réelles de simuler des conditions proches du corps humain. Du sel, naturellement présent dans l'organisme est donc ajouté et représente 0,5% de la solution aqueuse. Dans les tests issus de l'étude de Chavez-Santiago *et al.* ainsi que celle de Kumar *et al.* dont nous nous sommes inspirée pour réaliser le modèle de fantôme utilisé pour nos expérimentations, ces derniers ajoutait également de l'huile végétale afin de simuler les tissus mous du corps humain [191], [192]. Dans notre cas, nous avons utilisé de l'agar commercial (substance gélatineuse extraite d'une algue), avec comme proportion 2 g pour 500 mL.

Pour chacune de ces configurations, le paramètre S_{21} est mesuré en fonction de la distance qui évolue entre les deux antennes, allant de 5 mm à 10 cm. L'antenne émettrice reste fixée contre la paroi

du récipient en plastique (le récipient n'interfère pas avec les ondes), tandis que l'antenne réceptrice est déplacée dans le milieu. Les résultats sont présentés et exploités après la présentation de la seconde méthode qui suit.

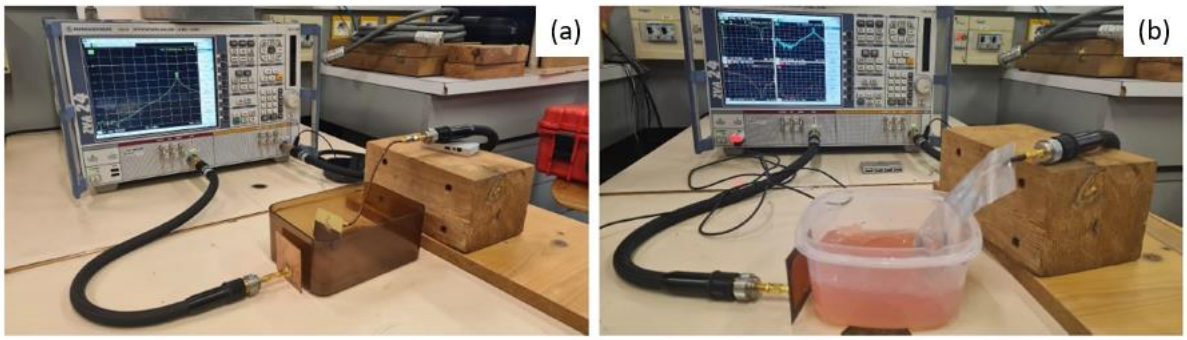


Figure 68 : Banc expérimental pour la mesure du paramètre S_{21} entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice plongée (a) dans l'air et (b) dans l'agar-agar ; photographies personnelles.

Pour la seconde méthode, nous avons réalisé la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne réceptrice dans deux conditions : dans l'air et immergée dans de l'eau salée avec de l'agar-agar. Cela permet de connaître la répartition du champ électromagnétique au niveau de l'antenne réceptrice en fonction de ses différentes orientations, permettant de compléter l'étude de l'atténuation des signaux RF à travers le corps humain.

La Figure 69 illustre la configuration des différents équipements utilisés pour cette mesure du diagramme de rayonnement. Cela comprend l'antenne réceptrice imprimée omnidirectionnelle à 2,45 GHz protégée par une poche en plastique, une antenne cornet agissant en tant qu'antenne émettrice, un plateau rotatif à 360° pour ajuster l'orientation de l'antenne réceptrice (voir Figure 69 (b)), ainsi qu'un support surélevé pour maintenir l'antenne réceptrice dans l'air (voir Figure 69 (a)). L'équipement utilisé nous imposait d'espacer les deux antennes de 3 m.

La puissance est émise au travers de l'antenne cornet à partir d'un *synthesized sweeper* (HP 83752A) à une puissance de 0 dBm. L'antenne réceptrice est reliée par un câble à l'analyseur de signal (Rohde & Schwarz FSV), lui-même connecté à un ordinateur. Notre méthode consiste à faire tourner le plateau rotatif pour couvrir toutes les orientations de l'antenne réceptrice, tout en mesurant et en enregistrant les valeurs du diagramme de rayonnement pour chaque angle. Une fois les données collectées, nous comparons les deux diagrammes obtenus dans les deux milieux afin d'en déduire une estimation de l'atténuation due aux tissus humains sur une épaisseur donnée.

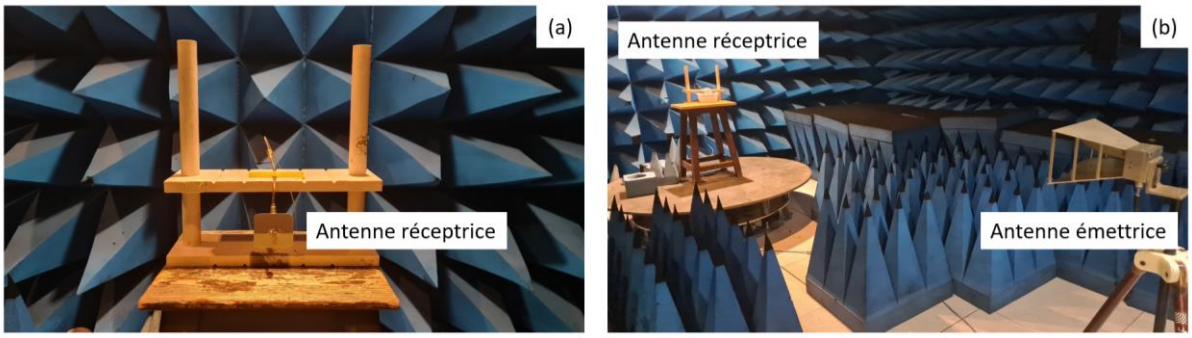


Figure 69 : Equipements de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne réceptrice à 2,45GHz ; (a) antenne réceptrice dans l'air, placée sur un support surélevé (b) antenne réceptrice placée dans le milieu d'eau salée avec de l'agar-agar. L'antenne est placée sur un plateau rotatif à 360°. Une antenne cornet sert d'antenne émettrice à 2,45 GHz ; photographies personnelles.

4.2.2. Résultats issus des deux méthodes pour déterminer l'atténuation de la puissance en utilisant différents fantômes

Nous allons tout d'abord nous intéresser aux résultats de la première expérimentation. Le Tableau 13 et la Figure 70 présentent les résultats des mesures du paramètre S_{21} (dB) entre l'antenne émettrice et réceptrice en fonction de la distance (en mm) entre les deux antennes, et en fonction des différents milieux dans lesquels l'antenne réceptrice est plongée. Les milieux étudiés comprennent l'air, l'eau pure, l'eau salée et de l'eau salée avec de l'agar-agar. Les données recueillies révèlent une tendance où le paramètre S_{21}, représentant la transmission d'un signal d'une antenne à une autre, diminue proportionnellement à l'augmentation de la distance entre les deux antennes d'un coefficient 1,5dB/cm. Cette évolution linéaire de l'affaiblissement (en dB) est cohérente avec la loi exponentielle d'atténuation d'une onde radiofréquence dans un matériau à pertes.

Distance entre antennes	S_{21} dans l'air (dB)	S_{21} dans l'eau pure (dB)	S_{21} dans l'eau salée (dB)	S_{21} dans l'eau salée + agar (dB)
5 mm	-7.4	-18	-17.4	-15.3
2 cm	-9.3	-19	-19.4	-21
4 cm	-13.5	-23	-23.5	-25.7
6 cm	-16.7	-27	-28.2	-27
8 cm	-17.9	-33.4	-30.6	-30
10 cm	-22	-35	-35.7	-34.7

Tableau 13 : Mesure du module de S_{21}(dB) entre l'antenne émettrice et réceptrice selon la distance entre les deux antennes en mm et en cm, pour différents milieux dans lesquels est plongée l'antenne réceptrice.

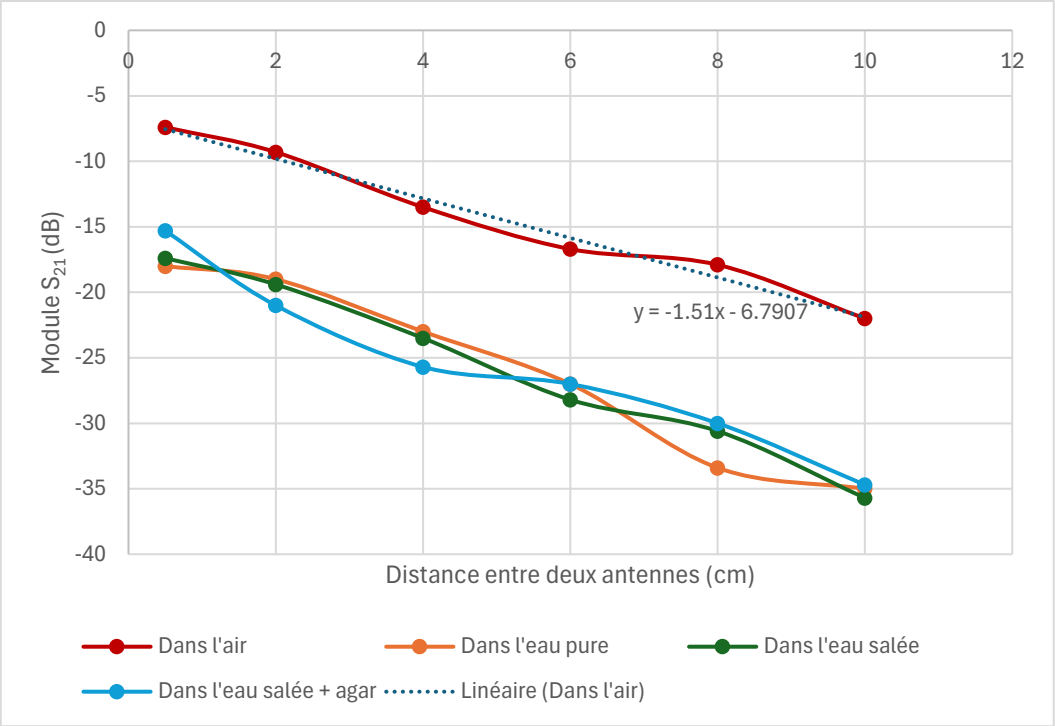


Figure 70 : Représentation graphique du module de S_{21} (dB) en fonction de la distance en mm entre l'antenne émettrice dans l'air et l'antenne réceptrice dans différents milieux. L'antenne émettrice reste fixe.

Dans les environnements de type eau pure et eau salée, l'atténuation du signal est plus marquée que dans l'air d'environ 10 à 15dB. L'ajout d'agar-agar à l'eau salée n'apporte pas de différence significative par rapport à l'eau pure et à l'eau salée, les valeurs de S_{21} obtenues étant très proches. Par exemple pour un éloignement maximal de 10cm, le S_{21} est à -35 dB dans l'eau pure, -35,7 dB dans l'eau salée et -34,7 dB dans l'eau salée avec l'agar-agar.

Il faut toutefois noter que les antennes utilisées dans ces expérimentations sont issues de projets de recherche antérieures sur la miniaturisation des antennes par méandrage mais ne sont pas spécialement adaptées pour un milieu biologique non encapsulées ni vernissées. Elles s'oxyderont rapidement et ne sont pas biocompatibles.

Ces premières expérimentations confirment néanmoins qu'il faudra tenir compte de l'atténuation apportée par le corps humain qui limitera la profondeur maximale de l'implant en fonction des paramètres de la liaison (distance et position des antennes, puissance d'émission, sensibilité de réception, performances ce la récupération d'énergie, …).

Nous allons maintenant nous intéresser aux résultats de la seconde expérimentation. La Figure 71 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne réceptrice à 2,45 GHz dans l'air (en violet) et dans une solution d'agar-agar (en rouge). L'analyse comparative des diagrammes de rayonnement de l'antenne réceptrice dans l'air et dans l'agar-agar révèle plusieurs différences.

La distribution du signal semble plus uniforme dans l'air, avec une propagation homogène dans toutes les directions, tandis que dans l'agar-agar, des variations notables indiquent une propagation moins régulière, probablement influencée par des facteurs environnementaux du milieu comme la géométrie du récipient qui est un parallélépipède rectangle de 30x20x8 cm^3. De plus, la puissance de l'onde reçue dans l'air vaut en moyenne -55 dBm, tandis que dans l'eau salée avec l'agar-agar la puissance reçue vaut en moyenne -75 dBm. L'intensité du signal est supérieure dans l'air par rapport au milieu avec de l'agar-agar. Cela se manifeste au travers d'une différence de puissance d'environ 20 dB, ce qui correspond bien à une profondeur d'immersion de l'antenne réceptrice d'une petite quinzaine de centimètre dans le récipient.

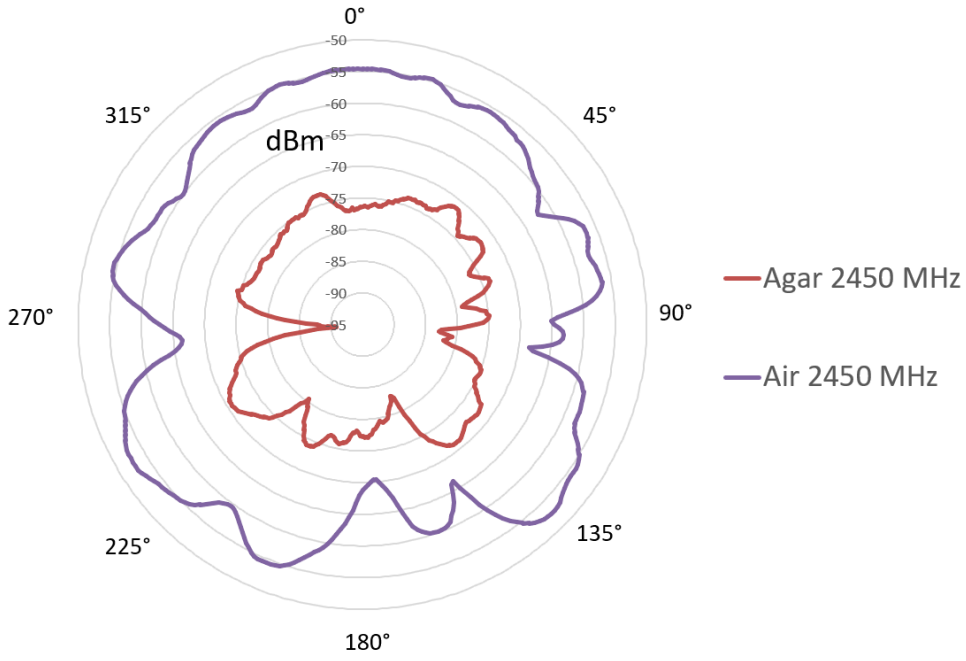


Figure 71 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réceptrice à 2,45 GHz dans l'air et dans une solution d'eau salée avec de l'agar-agar en dBm.

Pour résumer, nos analyses montrent des variations dans la transmission du paramètre S_{21} entre les antennes dans différents milieux, à savoir l'air, l'eau pure, l'eau salée, l'eau salée avec de l'agar-agar. L'atténuation du signal est proportionnelle à la distance entre les antennes. Dans l'air, le signal a une portée plus grande et une distribution plus uniforme, tandis que dans l'agar-agar, la propagation est moins régulière avec des variations marquées. Les valeurs quantitatives absolues sont à relativiser car le volume et la nature du liquide utilisé ne peut pas représenter de manière parfaite l'intérieur d'un corps humain. En effet, celui-ci est moins homogène car constitué d'os, de muscles, de tissus adipeux, de nerfs, de fluide (sang) circulant, etc…

5. Synthèse : choix de la fréquence d'utilisation, du design et de l'encapsulation de l'antenne

5.1. Choix de la fréquence à 2,45 GHz

Dans notre étude, nous avons décidé de nous concentrer principalement sur une fréquence d'utilisation. Nous avons choisi d'utiliser une fréquence de 2,45 GHz pour notre application pour plusieurs raisons stratégiques et techniques. Tout d'abord, cette fréquence est couramment utilisée dans de nombreuses applications sans fil et partout sur la planète, ce qui signifie qu'elle bénéficie d'une infrastructure bien établie et de normes de communication reconnues. Cela nous offre une compatibilité avec une large gamme d'équipements, facilitant ainsi l'intégration du dispositif que nous souhaitons concevoir dans des environnements sans fil existants. De plus, la fréquence de 2,45 GHz présente des caractéristiques plutôt favorables pour la communication à travers des milieux biologiques, tel que le corps humain. Les ondes électromagnétiques à cette fréquence ont une capacité de pénétration raisonnable à travers les tissus biologiques, ce qui est essentiel pour assurer une transmission fiable et efficace des données à l'intérieur du corps. Des fréquences de l'ordre de 900 MHz (UHF) eurent été plus adaptées du point de vue de l'atténuation mais au détriment de l'encombrement de l'antenne. De plus, la fréquence de 2,45 GHz est située dans une plage de fréquences disponibles pour une utilisation sans licence partout dans le monde. Enfin, cette fréquence est également compatible avec de nombreuses applications médicales existantes qui utilisent des communications sans fil pour la surveillance, le diagnostic ou le traitement à distance.

La fréquence de 2,45 GHz présente également l'avantage d'être un bon compromis en termes de dimensions pour nos antennes implantables. En effet, plus la fréquence est élevée, plus la longueur d'onde associée est faible, selon la relation $\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}.f}$, avec c la célérité de l'onde et ε_r la permittivité relative du matériau. Cette caractéristique impose la taille de l'antenne qui est directement influencée par la longueur d'onde du signal qu'elle émet ou reçoit. Pour garantir l'efficacité d'une antenne, il faut que sa taille soit proportionnelle à la longueur d'onde du signal. En règle générale, une antenne fonctionne de manière optimale lorsque sa taille est équivalente à la longueur d'onde, ce qui permet une transmission ou une réception optimale du signal grâce à l'obtention d'une impédance de rayonnement proche de 50 Ω. Ainsi, avec des fréquences plus élevées telles que 2,45 GHz, les longueurs d'onde sont plus courtes, ce qui permet de concevoir des antennes plus petites tout en maintenant leur efficacité.

En tenant compte de ces facteurs, le choix d'une fréquence de 2,45 GHz apparaît comme une option judicieuse et bien fondée pour notre application d'antenne implantable. Cette fréquence offre un compromis idéal entre dimensions et performances pour nos antennes implantables.

5.2. Choix du design d'une antenne

Dans le cadre de notre projet de conception d'un dispositif d'antenne implantable, nous avons pu voir dans l'étude de la littérature réalisée en partie 3.2.1 de ce chapitre, qu'il existe un grand nombre de designs (spirale, hélice, fractales, etc…). Le design de l'antenne a un impact sur les performances de l'antenne. Dans notre cas, nous souhaitons un design optimisé pour miniaturiser au maximum l'antenne pour une fréquence d'utilisation maintenant définie à 2,45 GHz. A l'issue de cette étude, nous avons décidé d'opter pour le développement d'une antenne méandrée. Les antennes méandrées permettent d'occuper une surface réduite tout en offrant des performances de transmission efficaces. Leur conception en forme de « serpentin » leur permet de s'adapter à des espaces restreints, ce qui les rend particulièrement adaptées pour une intégration dans des dispositifs implantables. De plus, les antennes méandrées présentent une bande passante assez large, ce qui est essentiel pour assurer une communication fiable dans des environnements complexes tels que le corps humain, où les conditions peuvent varier considérablement. Cette solution offre à la fois des performances élevées et une compatibilité avec les contraintes spécifiques liées à l'implantation dans le corps humain.

De plus, comme dit précédemment, l'une des problématiques à laquelle devra répondre l'antenne est d'être capable de capter de la puissance indépendamment de l'orientation de l'implant dans le corps et de celle de l'émetteur, source de rayonnement. Cela apportera de la liberté au patient qui ne sera pas dans l'obligation de placer constamment l'émetteur et l'antenne implantée l'un en face de l'autre. Cela permettra également de ne pas avoir à prendre en compte les déplacements et mouvements de l'implant dans le corps.

Nous nous sommes donc inspirée de l'antenne issue de l'étude Kimionis *et al.* décrit en partie 3.2.2 de ce chapitre, qui est un capteur de collecte d'ondes radiofréquences dans l'air construit en trois dimensions comme un origami, et du type d'antenne constituant les sondes de mesure larges bandes, représentée en Figure 72, utilisées pour mesurer les niveaux d'exposition aux ondes électromagnétiques dans l'environnement [187]. Ces sondes doivent être isotrope et capable de fournir la densité de puissance RF présente en n'importe quel point de l'espace. Elle capte donc le champ selon toutes les directions, propriété que nous recherchons.

Après avoir pu procéder à une étude de *reverse engineering* sur une sonde de mesure large bande hors service au laboratoire, nous avons pu constater que le dispositif est composé de trois antennes orientées selon trois axes d'orientation différents. Dans le cas de ces sondes, les éléments rayonnants comprennent des composants en série permettant de collecter l'énergie électromagnétique sur une très large gamme de fréquence. Un dispositif actif permet d'amplifier de manière logarithmique les différentes fréquences. Notre cas de figure ne nécessite pas un tel dispositif, l'antenne sera donc

simplement conçue avec des éléments passifs et résonnera dans une bande de fréquence restreinte entre 2.4 et 2.5GHz.

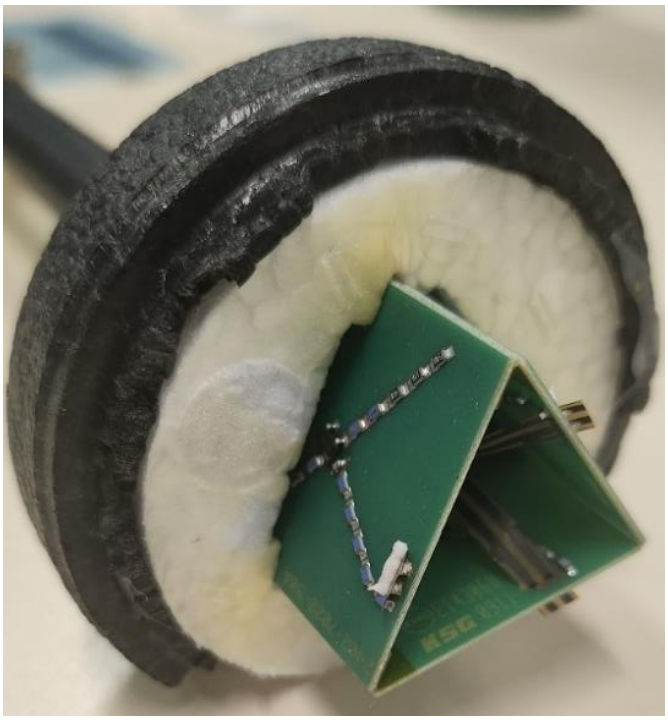


Figure 72 : Sonde de mesure de densité de puissance découpée ; photographies personnelles.

Nous avons donc décidé d'utiliser le même principe avec l'antenne que nous souhaitons concevoir. Les questions qui peuvent alors se poser sont : pourquoi pas moins de 3 antennes et pourquoi pas plus de 3 antennes également ?

- < 3 antennes : Dans cette configuration, la récupération n'est pas optimale car un axe n'est pas balayé. Le système fonctionne mais n'est pas optimal. Il dépendrait de l'orientation relative entre la source du rayonnement, le smartphone, et l'implant.
- > 3 antennes : En augmentant le nombre d'antennes, nous augmentons le risque de perturber le rayonnement des antennes entre elles. L'idée serait intéressante pour augmenter la puissance recueillie mais ce cas de figure fonctionnerait s'il n'y avait pas d'interaction entre les champs électromagnétiques et s'ils s'additionnaient entre eux. Dans la réalité les champs EM de chaque antenne risqueraient de se perturber mutuellement, voire de s'annuler.

5.3. Encapsulation

Après une analyse approfondie des différents matériaux d'encapsulation disponibles et notre étude de la littérature, nous avons décidé d'opter pour le PEEK (ε_r = 3,20) en tant que matériau principal. Le PEEK est déjà utilisé dans des prothèses médicales et montre une bonne compatibilité avec le corps humain. Il possède une résistance élevée à la chaleur et aux contraintes mécaniques, ainsi qu'une

grande stabilité chimique. Cela permet d'assurer la protection et la durabilité des composants électroniques sensibles dans des environnements exigeants tels que les dispositifs médicaux implantables. De plus, le PEEK est un matériau semi-cristallin qui conserve ses propriétés même dans des conditions extrêmes, ce qui garantit une performance constante sur la durée de vie du dispositif. Le PEEK est également un matériau accessible, facile à usiner ou à façonner par méthode additive. Nous pouvons par exemple aisément fabriquer une capsule d'encapsulation à base de PEEK à partir d'une imprimante 3D.

En combinant ces avantages, le choix du PEEK comme matériau d'encapsulation répond à nos exigences de performance, de fiabilité et de sécurité pour les applications médicales. Il sera nécessaire de déterminer la bonne épaisseur de PEEK pour l'application, en trouvant un équilibre entre une protection adéquate du corps humain et des composants, tout en évitant une atténuation excessive des ondes.

Afin d'avoir un dispositif non délabrant et d'éviter tout risque de dommage, nous avons pris la décision de choisir une conception de capsule présentant des bords arrondis, similaire à une gélule, éliminant ainsi tout bord contondant potentiel. Cette décision s'inspire des travaux de Abbas *et al*., qui ont exploré le développement d'une antenne implantée dans le cadre d'applications telles que les endoscopies sans fil et les stimulateurs cardiaques [193]. Leur étude montre des capsules en forme de gélule, avec des bords arrondis. Cette forme est adaptée pour ne pas abîmer et déchirer les tissus lors du passage de la capsule dans les différents organes lors de la réalisation de l'endoscopie. De forme cylindrique oblongue, elle pourrait facilement être modifiée pour s'approcher davantage de la forme d'un pacemaker ou d'un neurostimulateur médullaire de forme parallélépipédique aux arêtes arrondies.

Conclusion de chapitre

Dans ce chapitre, nous avons établi les notions de base relatives aux ondes électromagnétiques radiofréquences ainsi que le bilan de liaison de notre système. Pour définir nos choix technologiques, nous avons réalisé une étude de la littérature sur les antennes appliquées à des dispositifs médicaux pour la réalisation de la fonction communication sans fils, de la surveillance et de l'alimentation de ces dispositifs. Cela nous a permis de définir les fréquences les plus souvent utilisées (bandes GSM et Wifi par exemple), les différents designs existants (hélice, spirale, méandre), les matériaux d'encapsulation existants (zircone, PEEK et autres polymères) et les puissances rayonnées en adéquation avec les réglementations.

Nous avons également évalué dans une étude préliminaire la densité de puissance récupérable à l'entrée du corps humain afin d'alimenter un dispositif médical basé sur des pixels exploitant le neurone artificiel, en surface du corps. Nos expérimentations ont été menées en chambre anéchoïque, excluant ainsi les interférences des ondes environnantes pour se concentrer uniquement sur la densité de puissance récupérée de l'antenne émettrice à la surface de la peau. Les résultats ont montré une tendance à l'atténuation croissante à mesure que la distance entre l'émetteur et le récepteur augmente. Par exemple, à 1,8 GHz, au niveau de la hanche gauche (plus proche de l'antenne émettrice), il était possible d'alimenter 384 pixels, tandis qu'au niveau de l'oreille droite (plus éloignée de l'antenne émettrice), seuls 13 pixels pouvaient être alimentés. Cependant, il convient de noter que ces mesures ont été effectuées dans l'air, à la surface du corps, et l'atténuation due aux tissus devra être prise en compte dans la suite de notre étude. De plus, les facteurs de conversion AC-DC et DC-DC n'ont pas été inclus dans cette estimation, mais ils seront essentiels à considérer dans les travaux ultérieurs. Malgré ces limitations, ces résultats initiaux sont prometteurs pour le développement d'un dispositif de récupération de puissance RF, démontrant ainsi une première faisabilité de notre approche. Nos analyses ont également révélé des variations dans la transmission du paramètre S_{21} entre les antennes dans différents milieux, tels que l'air, l'eau pure, l'eau salée et l'eau salée avec de l'agar-agar. L'atténuation du signal est proportionnelle à la distance entre les antennes, avec une portée plus grande et une distribution plus uniforme dans l'air, tandis que dans l'agar-agar, la propagation est moins régulière avec des variations marquées. Ces résultats, bien que préliminaires, jetteront les bases d'investigations futures plus approfondies sur la transmission d'énergie sans fil dans des environnements biologiques complexes.

Nous avons opté pour une fréquence d’utilisation de 2,45 GHz pour l’antenne que nous souhaitons concevoir dans le cadre de ce travail de thèse, car elle offre un compromis optimal entre performance et taille. Cette fréquence répond également aux normes sanitaires et est fréquemment utilisée dans nos dispositifs du quotidien. Nous pouvons donc ainsi envisager d’utiliser nos smartphones comme antenne d’émission d’une énergie facilement disponible. Nous avons également choisi de réaliser la couche conductrice de l’antenne en forme de méandre, afin de réduire les dimensions de l'antenne tout en préservant ses performances. En intégrant trois antennes pour former une configuration dite "triaxiale", nous souhaitons couvrir un large éventail d'angles de réception sans dépendre de l'orientation spécifique de l'antenne émettrice ou réceptrice implantée. De plus, nous avons décidé d'encapsuler le dispositif avec du PEEK sous forme de gélule afin de ne pas endommager et protéger les tissus environnants.

Compte tenu des recommandations faites par l’ANSES dans un document d’Avril 2016 (Compatibilité électromagnétique des dispositifs médicaux exposés à des sources radiofréquences), il

apparait indispensable qu'au cours du développement d'un futur implant basé sur nos travaux il sera nécessaire de réaliser une étude préalable de susceptibilité électromagnétique.

La suite de ce manuscrit se concentre sur le développement de notre antenne implantée de sa simulation sur le logiciel de simulation électromagnétique HFSS-ANSYS jusqu'à sa conception à l'Université de Lille. La suite de l'étude portera également sur la caractérisation de l'antenne. Une étude paramétrique a été réalisée par simulation avec notre antenne, pour de nombreux cas de figures et un début de caractérisation expérimental a également été réalisée.

Chapitre 5 : Conception, simulation, réalisation et caractérisation de l'antenne RF triaxiale

Dans ce chapitre sont présentées les différentes étapes relatives au développement de notre antenne RF triaxiale. Cela comprend les étapes liées à la conception, la simulation, la réalisation et la caractérisation des performances de l'antenne triaxiale pour la récupération de puissance à 2,45 GHz. Une confrontation entre les résultats de simulation et expérimentaux sera proposée afin de déterminer le degré de précision du modèle et les axes d'amélioration possible. Pour cela ce chapitre se divise en deux grandes parties.

La première partie vise à la présentation des travaux en lien avec la conception et la simulation de l'antenne triaxiale, ainsi que l'étude de la qualité de la transmission de l'onde entre l'antenne d'un émetteur externe et notre antenne triaxiale implantée. Ainsi, l'étude commence par une présentation du logiciel de CAO 3D HFSS de la société Ansys, qui est un logiciel de simulation électromagnétique en 3D qui permet de concevoir et de réaliser des simulations de composant RF et micro-ondes. Ce logiciel offre la possibilité d'améliorer les performances des antennes en calculant les paramètres de la matrice *Scattering* [S], qui incluent les coefficients de réflexion et de transmission, ainsi que de déterminer les fréquences de résonance. Nous poursuivons par une discussion autour des résultats obtenus dans le cadre du développement de notre antenne tout d'abord en 2D puis en 3D. Le modèle en 2D correspond à une antenne individuelle. Le modèle en trois dimensions est lié à la mise en place de ces trois antennes individuelles distinctes pour former notre antenne triaxiale 3D. Dans les deux modèles, nous étudions la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion S_{11} de chaque antenne. Dans le modèle 3D, nous établissons également le diagramme de rayonnement de l'antenne triaxiale réalisé par le logiciel de simulation HFSS afin d'observer l'impact des tissus humains sur l'atténuation et la propagation des ondes. Ce diagramme de rayonnement permettra également de nous indiquer les zones à privilégier pour le placement de l'antenne émettrice à l'extérieur du corps lorsque l'antenne triaxiale est fixe à l'intérieur du corps. De plus, nous menons des études paramétriques approfondies pour évaluer l'impact de différents facteurs sur le coefficient de transmission S_{21} entre l'antenne émettrice et l'antenne triaxiale, tels que la profondeur d'implantation dans le corps, l'éloignement de l'antenne émettrice et l'orientation de l'antenne réceptrice à l'intérieur du corps humain avec une antenne émettrice fixe. Ce dernier point a pour but de mettre en avant la récupération de puissance de l'onde par l'antenne triaxiale indépendamment de son orientation dans le corps.

Dans la deuxième partie, nous nous penchons sur la conception et la caractérisation expérimentale de l'antenne. Nous détaillons le processus complet de fabrication du prototype, y compris les étapes de fabrication de l'antenne et de sa capsule isolante. Ensuite, nous présentons les résultats de la caractérisation expérimentale de l'antenne triaxiale, mettant en lumière les performances de l'antenne individuelle puis celles de l'antenne triaxiale (composée de trois antennes individuelles). De plus, nous examinons l'impact des tissus biologiques sur le rayonnement de l'antenne triaxiale à

travers l'analyse de son diagramme de rayonnement. Ce dernier est réalisé avec une antenne cornet émettrice fixe et un plateau rotatif sur lequel est déposée l'antenne triaxiale réceptrice qui effectue une rotation à 360° sur un point fixe. Le diagramme de rayonnement va représenter la puissance reçue par l'antenne réceptrice de l'onde émise par l'antenne cornet émettrice pour différent angle de rotation. Ces résultats pourront être comparés aux résultats obtenus par simulation. Nous concluons ce chapitre en mettant en lumière les défis, les réussites et les pistes d'améliorations à apporter à notre modèle afin d'obtenir la fréquence de résonance souhaitée, et d'aboutir à un dispositif fiable et performant.

J'ai mené et réalisé les différentes étapes de conception, de simulation à l'aide du logiciel HFSS et de caractérisations expérimentales de l'antenne avec l'accompagnement scientifique du MCF Philippe Mariage sur le sujet. J'ai pu bénéficier de ses compétences dans le domaine des antennes, de la CEM et des outils de CAO, indispensables pour mener à bien cette partie du projet. J'ai également pu bénéficier de l'infrastructure et l'équipement disponible à l'IRCICA pour la simulation sous HFSS, ainsi que ceux de l'Université de Lille pour la caractérisation expérimentale des antennes. Toutes les antennes fabriquées et caractérisées ont été réalisée par Pierre Laly à l'Université de Lille, la capsule isolante en PLA a été fabriquée à l'Université de Lille et celle en PEEK à l'Atelier de Conception Mutualisé de l'Ecole Centrale de Lille.

1. Conception et simulation d'une antenne individuelle et triaxiale avec le logiciel HFSS (Ansys)

Dans cette partie, nous nous consacrons au développement de notre antenne RF individuelle (2D) et triaxiale (3D, composée de trois antennes individuelles), en utilisant le logiciel de simulation 3D HFSS d'Ansys dédié à la conception et à la simulation de composants RF et micro-ondes. Il permet d'optimiser les performances des antennes en évaluant les paramètres S, comme les coefficients de réflexion et de transmission, tout en identifiant les fréquences de résonance. Le logiciel HFSS intègre des simulations, des visualisations et une interface afin de résoudre les problèmes électromagnétiques en 3D de manière rapide et efficace. Nous rappelons qu'à terme notre objectif est de concevoir et de caractériser une antenne composée de 3 antennes individuelles pour obtenir la récupération maximale de puissance à 2,45 GHz. Pour ce faire, nous commençons par présenter l'intérêt de travailler avec le logiciel de simulation HFSS, puis nous expliquons en détail le processus de développement de notre antenne individuelle ce qui correspond au travail en deux dimensions (2D), puis à l'association de 3 antennes individuelles pour former l'antenne triaxiale amenant à un traitement des problématiques en trois dimensions (3D). Cette approche est essentielle car la configuration triaxiale implique trois

antennes distinctes, nécessitant une modélisation fiable pour garantir des performances optimales sur le calibrage de la fréquence de résonance et son coefficient de réflexion S_{11}. Nous approfondissons également nos recherches en menant des études paramétriques détaillées afin d'évaluer l'impact de divers facteurs sur le coefficient de transmission S_{21} entre l'antenne émettrice PIFA et chaque antenne individuelle constituants l'antenne triaxiale. Ces facteurs englobent la profondeur d'implantation spécifique dans le corps, la distance séparant l'antenne émettrice des antennes réceptrices, ainsi que l'orientation de ces dernières dans le corps. Cette approche nous permet d'obtenir une compréhension de la manière dont ces variables influent sur les performances globales du système d'antenne.

1.1. Utilisation du logiciel de simulation HFSS, pour le design des antennes 2D et 3D

1.1.1. Présentation de l'outil

Le logiciel Ansoft HFSS (High Frequency Structure Simulation) est un logiciel de simulation électromagnétique en 3D [194]. Ce logiciel a été développé par Ansys Corporation, et permet entre autres la conception et à la modélisation de dispositifs électroniques travaillant en haute fréquence.

La méthode numérique utilisée par le logiciel HFSS repose sur la méthode des éléments finis en régime harmonique afin de parvenir à la résolution des équations de Maxwell. Pour la décrire, nous pouvons suivre la thèse du Dr. E. Tchikaya de 2010, traitant de la « modélisation électromagnétique des surfaces sélectives en fréquence finies uniformes et non-uniformes par la technique de changement d'échelle (SCT) » [195]. Dans cette thèse, le logiciel et la méthode des éléments finis sont présentés. Le logiciel subdivise le volume de résolution des calculs entourant le dispositif simulé en régions plus petites pour former un maillage, permettant une représentation détaillée du champ électromagnétique dans chaque portion du volume. Cette approche assure une détermination précise des comportements électromagnétiques dans des structures complexes, telles que les antennes, les réseaux d'antennes, les composants RF, les filtres, les connecteurs, et bien d'autres encore.

La méthode des éléments finis, intégrée à HFSS, est un outil de mathématiques appliquées qui permet de résoudre des équations aux dérivées partielles avec conditions aux limites. Cette approche discrétise le problème en utilisant les principes de la formulation variationnelle. Nous obtenons alors des solutions qui vérifient des conditions d'existence plus faibles, ce qui signifie que les solutions obtenues sont souvent plus générales et plus flexibles. Cela permet d'obtenir des résultats précis tout en réduisant la complexité de la modélisation et en améliorant l'efficacité des calculs.

Le logiciel HFSS intègre des simulations, des visualisations et une interface afin de résoudre les problèmes électromagnétiques en 3D de manière rapide et efficace. L'interface utilisateur de HFSS

facilite également l'analyse et la visualisation des résultats de simulation. Il offre la possibilité de créer des graphiques performants afin de fournir rapidement à l'utilisateur des informations détaillées sur les performances des dispositifs étudiés, ainsi que des résultats et une compréhension des problèmes électromagnétiques en 3D. De plus, HFSS permet le calcul de paramètres tels que les paramètres de la matrice Scattering [S], les fréquences de résonance et les champs électromagnétiques, fournissant ainsi une compréhension approfondie du comportement des dispositifs dans différentes conditions.

Pour le développement du modèle, l'utilisateur suit généralement cinq étapes principales : dessiner l'élément rayonnant, définir les matériaux, les conditions de simulation, le mode de calcul, et utiliser des outils de post-traitement pour obtenir les caractéristiques de la structure, telles que les paramètres de la matrice Scattering [S] traduisant les flux de puissance ainsi que le diagramme de rayonnement en zone de champ lointain. Le logiciel HFSS peut ainsi être utilisé dans le développement de différents dispositifs, tels que les systèmes de communication sans fil, les systèmes radars, les satellites, et les modules utilisés dans le domaine de l'Internet des objets (IoT).

1.1.2. Développement sous HFSS du design de l'antenne individuelle en 2D

Pour démarrer l'étude, nous avons d'abord travaillé sur un modèle d'antenne individuelle en technologie imprimée sur un substrat de type FR4 pouvant donc être décrit par une géométrie en 2D. Nous avons donc d'abord sélectionné un modèle existant afin de prendre en main le logiciel. Ce modèle a servi de base pour réaliser ensuite notre propre antenne, adaptée à nos souhaits. Pour revenir sur nos conclusions du chapitre 4, nous avons décidé d'opter pour une conception d'antenne spécifique : une antenne méandrée et triaxiale fonctionnant à une fréquence de 2,45 GHz. L'aspect triaxiale sera abordé dans la partie suivante. Ainsi, à la suite de la revue de littérature présentée dans le chapitre 4 sur les différents types d'antennes (design, fréquence) et compte tenu du problème à résoudre nous nous sommes particulièrement intéressée à l'antenne issue de l'étude de Feng *et al.* sur le développement d'une antenne implantable compacte et miniaturisée pour la bande ISM (2,4-2,48 GHz) dans un système de stimulateur cardiaque sans fil [196]. LaFigure 73, issue de l'article de Feng *et al.*, illustre l'antenne développée dans son article. Nous avons choisi de nous interesser à cette antenne pour différentes raisons. Tout d'abord, la taille de l'antenne est très petite, elle ne mesure que 3 mm de côté pour une épaisseur de 0,5 mm, ce qui la rend suffisamment compacte pour notre application. De plus, sa fréquence de fonctionnement est comprise entre 2,4-2,48 GHz et son design méandré correspond à ce que nous souhaitons produire pour notre propre antenne. La longueur du méandre permet de faire varier aisément la fréquence de résonance. Nous avons utilisé cette antenne comme base pour développer notre propre modèle et concevoir notre propre antenne. Nous avons reproduit

son design méandré tout en l'adaptant pour répondre à nos attentes spécifiques. Afin de facililiter la fabrication de notre antenne avec des matériaux courants et très économiques, nous avons choisi de remplacer le substrat Rogers3010 choisi dans l'étude de Feng *et al* par un substrat de type FR4 (Flame Retardant-4). Compte tenu de la nature exploratoire de notre étude, le choix a été fait d'accepter de renoncer à la miniaturisation extrême exposée par les auteurs de l'article. Ainsi notre modèle d'antenne tient sur un carré de 1 cm de côté soit une surface de 1cm^2 qui, de plus, s'avère compatible avec les caractéristiques des machines de réalisation de gravure des cartes de circuits imprimés (PCB) disponibles sur la plateforme de prototypage du laboratoire.

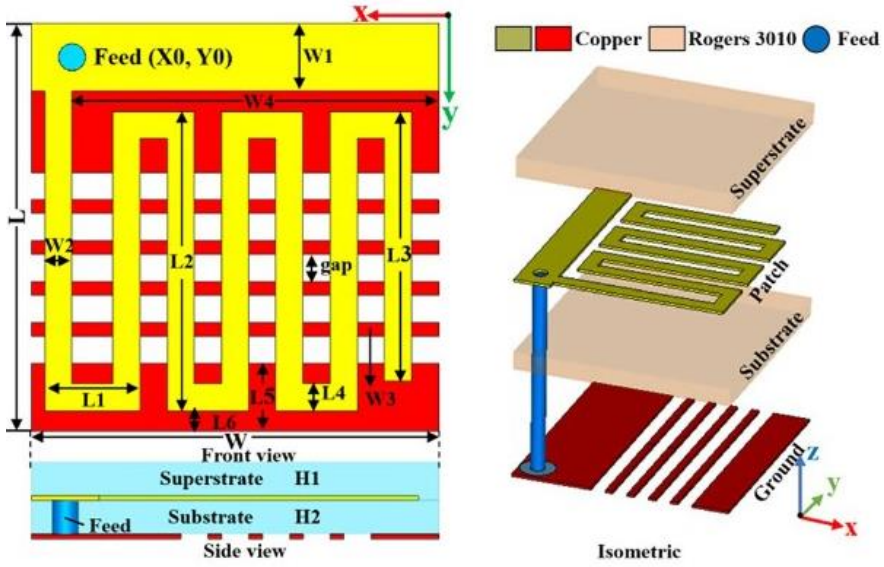


Figure 73 : Schéma de l'antenne développée dans l'étude de Feng et al. ; W = L = 3mm ; figure issue de [196].

Afin de délimiter notre modèle et de se rapprocher de la réalité en vue de la réalisation future de l'antenne par la suite, nous avons d'abord créé sous HFSS un cube de 10x10x10 cm^3 représentant le corps humain, considéré comme un milieu homogène. La permittivité relative du milieu est de 55 et sa conductivité 2 S/m. Nous avons décidé d'utiliser la même permittivité relative que celle issue de l'étude de Feng *et al.* Cette permittivité relative correspond à celle du cœur humain dans lequel l'antenne est implantée et a été maintenue constante tout au long de notre étude pour assurer la cohérence de nos résultats.

Pour créer notre propre antenne sous HFSS, nous avons d'abord reproduit l'antenne développée par Feng *et al*. pour établir notre base. Puis, nous avons apporté plusieurs modifications (milieu de contact avec l'antenne, taille de l'antenne, longueur du méandre) pour l'adapter à nos besoins spécifiques, à savoir une implantation profonde et une encapsulation par une capsule en PEEK de notre antenne. Toutes les modifications apportées sont détaillées dans la suite. Nous avons décidé de placer

l'antenne dans un cube d'air de dimensions 1,5x1,5x1,5 cm³, ce qui correspond à notre configuration d'encapsulation. Dans l'étude de Feng *et al*., l'antenne était directement en contact avec le milieu humain, à 3 mm de profondeur.

Ensuite, en anticipant le processus de fabrication de l'antenne, nous avons décidé de substituer la couche diélectrique (substrat et superstrat, ce dernier est placé en face avant de l'antenne) par du FR4 (ε_r=4) de 0,8 mm d'épaisseur. Le Rogers 3010, utilisé dans l'étude de Feng *et al.* possède quand à lui une permittivité diélectrique ε_r=10. La permittivité relative de la couche de diélectrique a un impact sur la fréquence de résonance. Lorsque la permittivité relative augmente, la fréquence diminue et inversement. Concernant le design, cela impacte ainsi la taille de l'antenne. Avec une couche dont la permittivité diélectrique est élevée, la longueur du méandre peut être diminuée permettant de diminuer également la taille globale de l'antenne, et inversement.

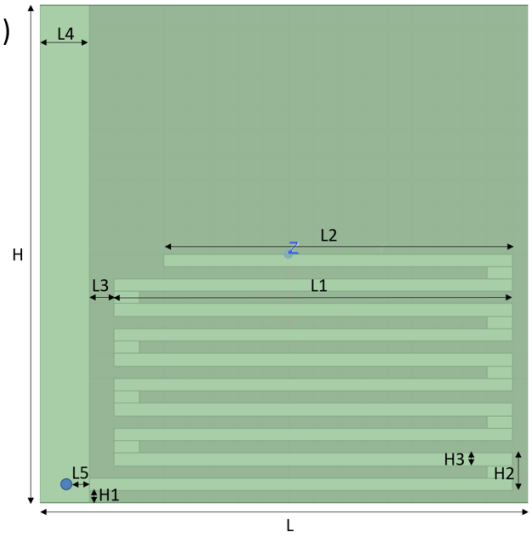
Nous avons également anticipé les contraintes de fabrication sur le développement de notre modèle de simulation. Ainsi, le dispositif d'usinage fonctionne en gravant des plaques de substrat diélectrique recouvertes d'une couche de cuivre à l'aide d'un outil qui retire le cuivre selon un motif défini. Cette méthode impose une contrainte technique au niveau de l'espace qui peut exister entre deux plots métalliques, puisque le pas minimal est de 0,25 mm en raison de la taille de la pointe et des spécifications de l'équipement utilisé. Par conséquent, au niveau de la construction du méandre, il faut une largeur minimale de 0,25 mm pour la couche conductrice et un espacement entre les lignes conductrices de 0,25 mm.

Pour aboutir à l'antenne individuelle finalisée qui est décrite dans la suite, le développement du design de l'antenne a nécessité plusieurs itérations et ajustements, qui ne seront pas détaillés dans ce manuscrit, jusqu'à parvenir à la version finale de notre antenne. Dans la première version, nous avions développé une antenne de 3x6 mm², mise en contact direct avec le corps humain car nous avions reproduit le même modèle de Feng et al. Par la suite, en anticipant les conditions réelles d'implantion, nous avons décidé d'intégrer dans le modèle de l'antenne l'encapsulation dans un cube d'air de 1,5x1,5x1,5 cm³. L'encapsulation de l'antenne dans le cube d'air a entrainé un décalage de la fréquence de résonnance vers les hautes fréquences (supérieure à 3 GHz) par rapport à la fréquence cible de 2,45 GHz. Dans la seconde version, nous avons alors prolongé la longueur du méandre, qui valait dans la première version 19,5 mm, jusqu'à 86,25 mm pour atteindre la fréquence souhaitée, apportant une augmentation de la surface de l'antenne à 1 cm². La fréquence de 2,45 GHz était atteinte mais nous avons également voulu déterminer du coefficient de réflexion (S_{11}) de notre antenne. Plus ce paramètre S_{11} tend vers moins l'infini (dB), moins l'onde est réfléchie (l'antenne récupère alors plus de puissance). Le S_{11} obtenu à partir de la simulation était de -5 dB, valeur trop éloignée des -10dB que nous nous sommes fixée comme limite acceptable. Ayant observé que la diminution de la largeur du

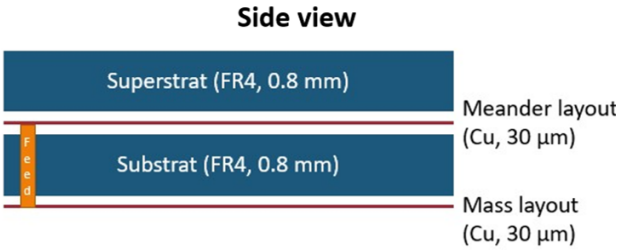
méandre conduisait à une amélioration de la valeur de ce paramètre, nous avons limité celle-ci à 0,25 mm correspondant à la limite technique due à notre équipement de fabrication expliqué plus haut.

La Figure 74 illustre la géométrie finale de l'antenne 2D que nous avons développée, présentant en détail toutes les dimensions de l'antenne (voir Figure 74 (d)) ainsi que l'épaisseur des différentes couches qui la composent et la courbe du paramètre de réflexion S_{11}. Nous avons donc augmenté la taille de l'antenne, dont la surface est passée à 1 cm² (voir Figure 74 (a)). Le méandre est réalisé avec du cuivre (Cu) de 30 µm d'épaisseur (voir Figure 74 (b)) et de longueur totale 86,25 mm. L'alimentation de l'antenne, désignée comme "*feed*", est connectée à un câble coaxial. Le plan de masse, également en cuivre de 30 µm d'épaisseur, recouvre l'entièreté de la surface inférieure du substrat. Cette antenne résonne à une fréquence de 2,45 GHz dans l'air et le module de son paramètre S_{11} vaut -18 dB (voir Figure 74 (c)), ce qui la rend adaptée à notre application. Nous avons opté pour un plan de masse sans fente afin de s'assurer que les circuits électroniques qui, dans une réalisation ultérieure, devront être positionnés derrière l'antenne soient suffisamment découplés de celle-ci.

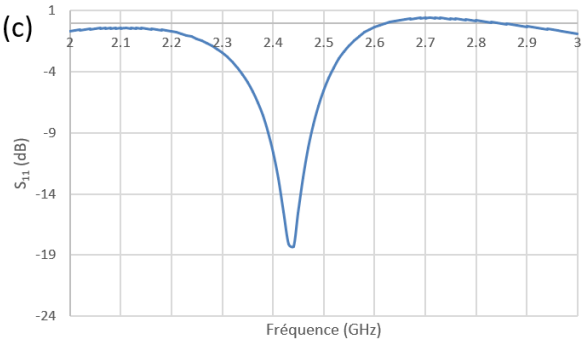
(a)



(b)



(c)



(d)

H	**10 mm**
H1	0.25 mm
H2	0.75 mm
H3	0.25 mm
L	10 mm
L1	8 mm
L2	7 mm
L3	0.5 mm
L4	1 mm
L5	0.15 mm
Feed diameter	0.2 mm

Figure 74 : Antenne individuelle 2D développée ; (a) vue du haut de l'antenne individuelle simulée sur HFSS ; (b) schéma du profil de l'antenne individuelle, avec l'empilement des différentes couches ; (c) courbe d'évolution fréquentielle du paramètre S_{11} (dB) selon la fréquence (GHz) de l'antenne simulée sur HFSS ; (d) cotations de l'antenne, du méandre et de l'alimentation ; figure (a) extraite du logiciel de simulation HFSS.

1.1.3. Développement sous HFSS du design de l'antenne triaxiale en 3D

Dans un second temps, après avoir développé l'antenne individuelle, nous avons poursuivi notre étude en développant un modèle tridimensionnel intégrant les trois antennes individuelles afin de former l'antenne triaxiale. Cette approche a été guidée par notre objectif qui est, pour rappel, de concevoir une configuration capable de récupérer efficacement la puissance de l'émetteur, indépendamment de l'orientation de l'antenne implantée. Le défi était principalement d'optimiser l'agencement des trois antennes afin qu'elles rayonnent dans les différentes orientations sans interférer entre elles.

Pour concevoir notre antenne triaxiale, nous avons opté pour une approche consistant à assembler trois antennes individuelles au sein d'un cube d'air de 1,5x1,5x1,5 cm^3, dans le corps humain. Notre objectif principal était de trouver le meilleur agencement pour minimiser les couplages entre les antennes et assurer qu'elles résonnent toutes à la même fréquence, soit à 2,45 GHz. Cette étape de développement a nécessité plusieurs tentatives d'agencement (positionnement et orientation) afin de garantir que les antennes ne se perturbent pas mutuellement et qu'elles conservent des performances optimales. Les dimensions du cube d'air n'ont pas fait l'objet d'une optimisation visant à minimiser les effets de couplage champ proche-champ lointain décrits dans la partie 1.3.2 du chapitre 4 page 123, inutile pour les besoins de notre étude de faisabilité.

La Figure 75 illustre l'antenne triaxiale conçue en assemblant trois antennes individuelles 2D, ainsi que les valeurs des paramètres de réflexion S_{11} pour chacune d'elles, exprimé en dB, obtenues à l'issue de la simulation de la structure à l'aide du logiciel de simulation HFSS. Dans la Figure 75 (a), chaque antenne est disposée de manière perpendiculaire par rapport aux autres afin de capter les composantes de champ électrique et orientée suivant les axes x, y et z, permettant ainsi de couvrir un large éventail d'angles de réception. Pour ce prototype d'étude, les plans de masse des 3 antennes ne sont pas reliés.

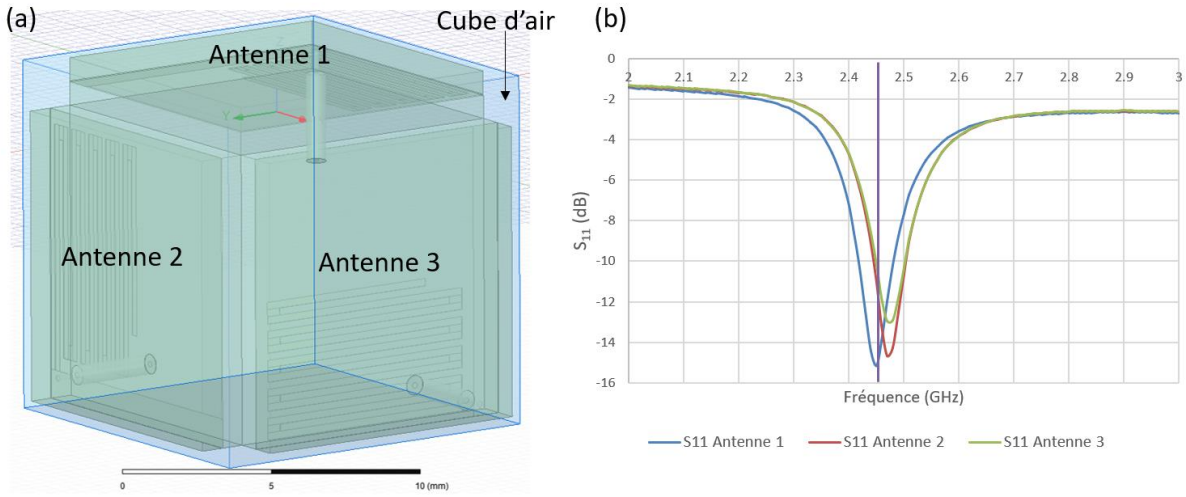


Figure 75 : Antenne triaxiale développée à l'aide du logiciel de simulation HFSS ; (a) modèle de simulation 3D de l'antenne triaxiale réalisée, composée de trois antennes individuelles ; (b) courbes de paramètres S_{11} (dB) selon la fréquence (GHz) de chaque antenne individuelle composant le système triaxial obtenus par simulation à l'aide du logiciel HFSS. La courbe bleue correspond à l'antenne 1, la rouge à l'antenne 2, la verte à l'antenne 3. La droite verticale en violet indique la fréquence à 2,45 GHz ; figure (a) extraite du logiciel de simulation HFSS.

En examinant la Figure 75 (b), qui présente les courbes des paramètres S_{11} de chaque antenne, nous constatons que les trois antennes résonnent à la fréquence de 2,45 GHz. L'amplitude du paramètre S_{11} pour les antennes 1, 2 et 3 à cette fréquence est respectivement de -15 dB, -14,5 dB et -13 dB, des valeurs qui apparaissent acceptables pour notre application. En comparaison, dans l'étude de Feng *et al.,* l'antenne développée présentait une valeur pour le coefficient de réflexion S_{11} d'environ -22 dB, ce qui indique que l'antenne est bien adaptée et réfléchit peu d'ondes.

La Figure 76 représente le diagramme de rayonnement tridimensionnel de l'antenne triaxiale, avec le gain total des trois antennes qui la composent. Il est calculé à l'extérieur du corps simulé par un cube de 10x10x10cm^3 de côté. La figure offre une vue détaillée selon trois plans différents : le plan zy en Figure 76(a) et le plan xy en Figure 76(b). Le modèle de simulation utilisé pour générer ces diagrammes de rayonnement est présenté en Figure 76 (c). L'antenne triaxiale est encapsulée dans un cube d'air, de dimension 1,5x1,5x1,5 cm^3. L'antenne est implantée à 1 cm du bord du cube représentant le corps humain (le bord en question est représenté par une ligne violette sur la Figure 76 (c)). Les observations des diagrammes de rayonnement (Figure 76(a) et Figure 76 (b)) ainsi que la légende associée, révèlent une variation significative du gain, allant de -24,1 dB à -46,66 dB, soit une dynamique de variation de 22 dB. En associant les diagrammes de rayonnement Figure 76 (a) et Figure 76 (b) et le modèle de simulation Figure 76(c), nous pouvons noter que le gain maximal est enregistré dans la direction -y où l'implant est le plus proche de l'extérieur du corps (bord violet sur la Figure 76(c)), avec un rayonnement relativement uniforme. A l'inverse, la direction +y où l'antenne est plus profondément

implantée dans le corps présente un rayonnement irrégulier et correspond au gain minimal. Ces observations confirment que le corps humain exerce une forte influence sur le rayonnement de l'antenne, entraînant une distribution irrégulière dans l'espace lorsque la profondeur d'implantation est élevée et une atténuation significative du gain. Ceci met également en évidence l'importance de positionner l'antenne émettrice à l'extérieur du corps dans une orientation permettant une réception directe du signal par l'antenne réceptrice, là où le niveau de signal est le plus élevé (directif). En observant les Figure 76 (a) et (b), nous pouvons noter un angle d'ouverture d'environ 120°. Cela suggère que nous pouvons placer l'antenne émettrice à l'extérieur du corps dans une zone située dans ces 120° d'ouverture par rapport à l'antenne triaxiale, pour optimiser nos chances de récupérer la puissance de l'onde émise par l'antenne émettrice de manière efficace.

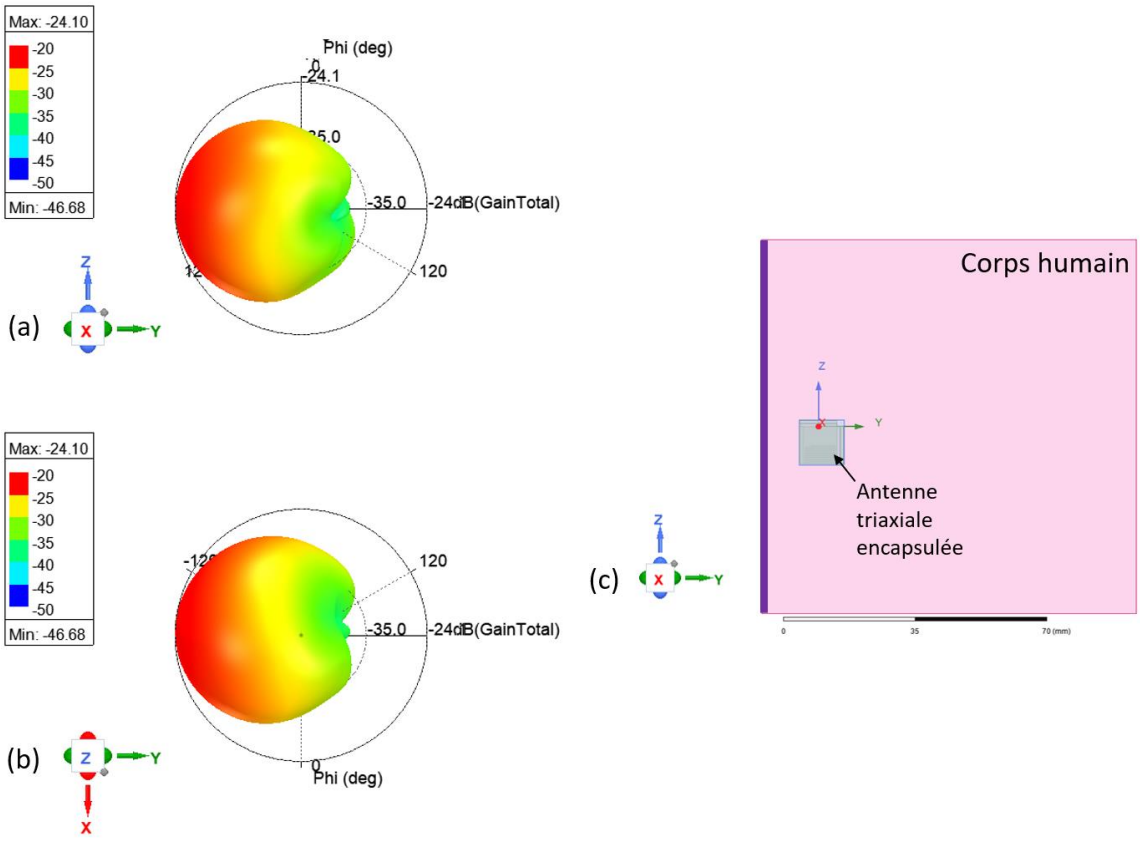


Figure 76 : Diagramme de rayonnement total des trois antennes du système triaxial, (a) selon le plan zy ; (b) selon le plan xy ; (c) modèle de simulation pour la réalisation des diagrammes de rayonnement. L'antenne triaxiale est encapsulée dans un cube d'air, lui-même placé dans un cube représentant le corps humain de 10x10x10 cm^3. L'antenne est à 1 cm du bord du cube correspondant au corps humain ; figures extraites du logiciel de simulation HFSS.

1.2. Etudes paramétriques sous HFSS de la transmission du signal entre l'émetteur et le récepteur

Dans cette section, notre objectif est d'appréhender le comportement du rayonnement de notre antenne et d'anticiper l'impact de ces paramètres sur la récupération de la puissance. À travers des études paramétriques approfondies, nous cherchons à comprendre comment des éléments qui sont la profondeur d'implantation, la distance par rapport à l'émetteur et l'orientation de l'antenne réceptrice influent sur le coefficient de transmission (paramètre S_{21}) entre l'antenne émettrice et l'antenne triaxiale (réceptrice). Ces informations nous seront utiles dans la suite de ce manuscrit, notamment dans le chapitre 6 où nous estimons le nombre de pixels que notre système pourrait alimenter.

1.2.1. Impact de la profondeur d'implantation dans le corps

Nous débutons notre étude paramétrique afin de déterminer l'effet de la profondeur d'implantation sur les performances de l'antenne triaxiale à l'aide de notre modèle de simulation. Le but est d'étudier l'évolution de la récupération de puissance, grâce au suivi du paramètre de transmission S_{21}, entre l'antenne émettrice et chaque antenne individuelle selon la profondeur d'implantation. Cela permettra également d'avoir une première estimation de la puissance que nous pourrions récupérer dans le cas d'une implantation profonde.

Pour cela, nous avons positionné l'antenne à l'intérieur d'un cube d'air de 1,5x1,5x1,5 cm^3 correspondant à l'encapsulation, placé dans le modèle de corps humain (ε_r = 55, σ = 2 S/m). La Figure 77(a) présente le schéma correspondant au modèle de simulation pour cette étude qui consiste à faire varier la profondeur d'implantation de l'antenne réceptrice tandis que l'antenne émettrice est placée à une distance fixe de 1 cm de la surface de la peau. L'antenne émettrice est modélisée par une antenne PIFA (Planar Inverted F Antenna), présentée en Figure 77 (b), classiquement utilisée dans les smartphones, qui résonne dans l'air à 2,45 GHz. Le via conducteur traversant le substrat de chacune des trois antennes individuelles 1, 2 et 3 est orienté respectivement suivant les directions Oz, Ox et Oy. L'antenne 1 est donc celle qui est parallèle à l'élément rayonnant de l'antenne PIFA. L'antenne 3 est perpendiculaire au plan contenant l'antenne PIFA. A noter, le brin rayonnant de l'antenne PIFA n'est pas situé exactement en face de l'implant mais décalé d'environ 5 cm.

Nous faisons varier la profondeur, $d_{corps,}$ de l'antenne triaxiale réceptrice sur une plage allant de 0 à 5 cm de profondeur, avec des incréments de 0,5 cm entre chaque profondeur.

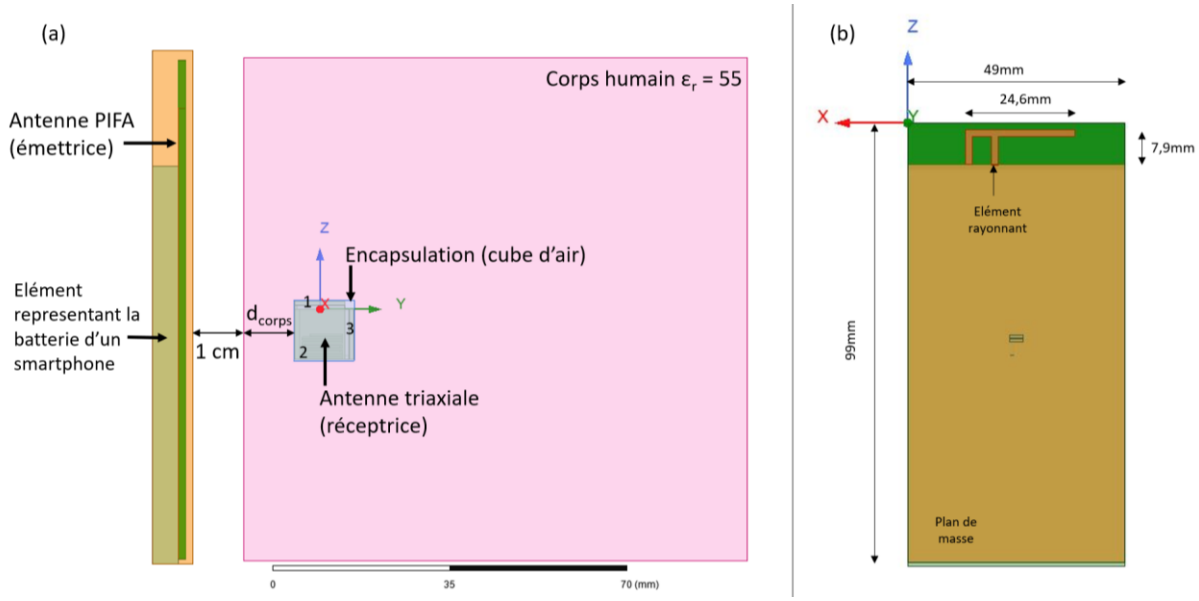


Figure 77 : Modèles de simulation (a) schéma du modèle de simulation pour l'étude de l'impact de la profondeur d'implantation dans le corps de l'antenne réceptrice ; (b) modèle de simulation de l'antenne PIFA 2,45 GHz utilisée permettant de situer le brin rayonnant ; figures extraites du logiciel de simulation HFSS

Les valeurs du paramètre S_{21} qui donnent une information sur la transmission de l'onde ont été enregistrées entre l'antenne émettrice et chaque antenne individuelle, pour chaque profondeur d'implantation afin de quantifier l'effet de la profondeur sur la transmission du signal.

La Figure 78 est un graphique représentant les valeurs du paramètre S_{21}, exprimé en dB, lié au signal se propageant entre l'antenne émettrice et chaque antenne individuelle réceptrice en fonction de l'espacement, à la fréquence de 2,45 GHz.

Tout d'abord, nous observons pour les trois antennes une diminution du signal à mesure que la profondeur d'implantation augmente. Pour une profondeur de 0 cm, les valeurs du paramètre S_{21} en décibels (dB) pour l'antenne 1, l'antenne 2 et l'antenne 3 sont respectivement de -37.15 dB, -42.72 dB et -46.43 dB. Pour une profondeur de 5 cm, ces valeurs chutent respectivement à -60.61 dB, -61.66 dB et -65.18 dB. Pour chaque augmentation de 1 cm en profondeur, les valeurs liées à chaque antenne diminuent d'environ 3 à 5 dB. Cette diminution progressive de l'intensité du signal avec l'augmentation de la profondeur est cohérente avec la théorie, car une plus grande profondeur implique une traversée de tissus biologiques supplémentaires, entraînant une atténuation plus élevée du signal.

Il est à noter que l'antenne 3 présente systématiquement le signal reçu avec une amplitude la plus faible (atténuation plus forte du signal liée au S_{21} plus élevé), suivi de l'antenne 2, puis de l'antenne 1. Ces différences s'expliquent d'une part par les distances séparant les antennes et d'autre part par les orientations de celles-ci par rapport au champ électrique créé par l'antenne PIFA du smartphone, orientée verticalement dans notre modèle.

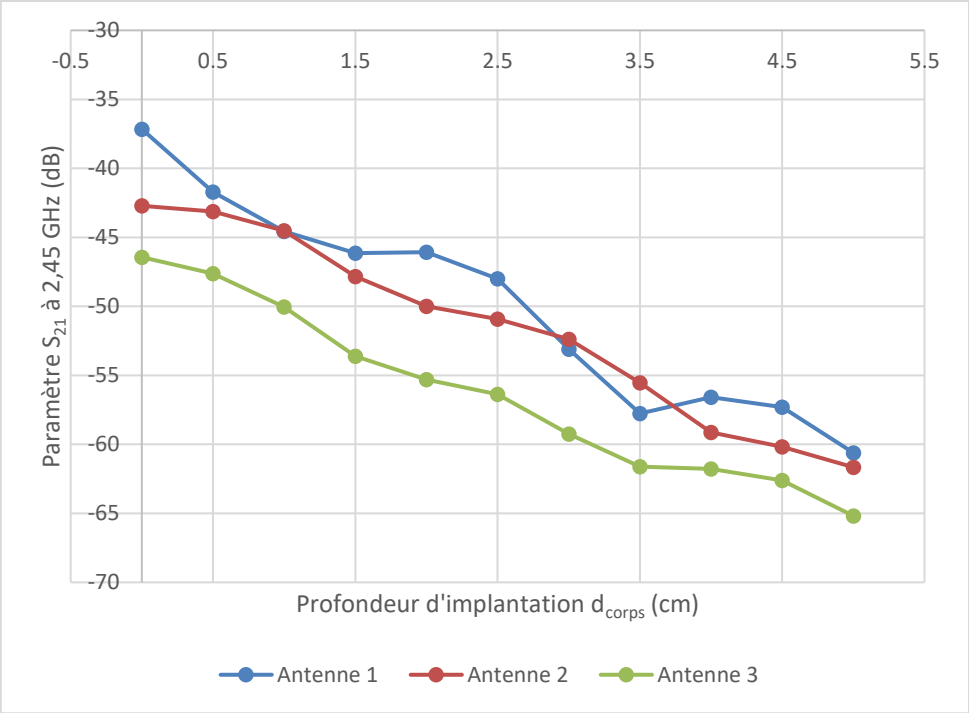


Figure 78 : Graphique du paramètre S_{21} du signal entre l'antenne émettrice et de chaque antenne individuelle réceptrice, à une fréquence de 2,45 GHz, selon la profondeur d'implantation de l'antenne triaxiale.

Nos résultats montrent clairement les pertes de signal en fonction de la profondeur d'implantation de l'antenne réceptrice, ce qui est cohérent avec le comportement attendu de l'onde. Les courbes présentent une tendance de décroissance quasi-linéaire. L'étude de l'atténuation du milieu à pertes que constitue le corps humain est précisée dans le chapitre suivant. La variation du paramètre S_{21} en fonction de la fréquence (évolution linéaire en dB) est donc exponentielle en linéaire. Sachant que le signal WiFi à 2,45 GHz est émis typiquement par les équipements standards avec une puissance de 17dBm (50mW), nous pouvons en déduire qu'il serait possible de capter un signal RF de l'ordre de -48 dBm (17dBm-65dB) pour l'antenne 3 à 5 cm de profondeur soit une puissance de 15,8 nW. Nous tirons ce calcul de l'équation issue de l'étude Kurup *et al*. $P_r = Pe - |S_{21}|$, avec P_r la puissance reçue en dBm et P_e la puissance d'émission en dBm, et le paramètre S_{21} exprimé en dB [197].

1.2.2. Impact de l'éloignement de l'antenne émettrice dans l'air

Dans cette partie, nous entreprenons une étude sur l'effet de l'éloignement de l'antenne émettrice sur les performances de notre antenne à l'aide de notre modèle de simulation. L'objectif est de comprendre comment la récupération de puissance varie en fonction de la distance entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. Cette étude nous fournira des indications sur la manière dont la

puissance récupérée évolue en fonction de la distance entre les antennes, ce qui nous aidera à évaluer les performances de notre système dans différents scénarios d'utilisation.

Nous avons repris exactement le même modèle que précédemment. Nous avons disposé l'antenne à l'intérieur d'un volume d'air simulé, représentant l'encapsulation, inséré dans le modèle de corps humain (εr = 55 et σ =2 S/m). La Figure 79(a) représente le modèle de simulation mis en œuvre pour l'étude de l'éloignement de l'antenne émettrice dans l'air. Dans cette configuration l'antenne réceptrice est fixe, implantée à 1 cm de profondeur. L'antenne émettrice est encore représentée par une antenne PIFA, présentée en Figure 79(b), couramment employée dans les smartphones, résonnant à 2,45 GHz dans l'air, telle que spécifiée dans le logiciel HFSS. Pour rappel, le brin rayonnant de l'antenne PIFA n'est pas situé exactement en face de l'implant mais décalé d'environ 5 cm. Chaque antenne, numérotée de 1 à 3, est dotée d'un via conducteur traversant son substrat, orienté selon les axes Oz, Ox et Oy respectivement. Ainsi, l'antenne 1 est alignée avec l'élément rayonnant de l'antenne PIFA, tandis que l'antenne 3 est perpendiculaire au plan contenant l'antenne PIFA. L'antenne émettrice est déplacée d'une distance d_{Air} variant de 1 cm à 20 cm par rapport à la surface de la peau simulant ainsi un éloignement du smartphone de l'utilisateur.

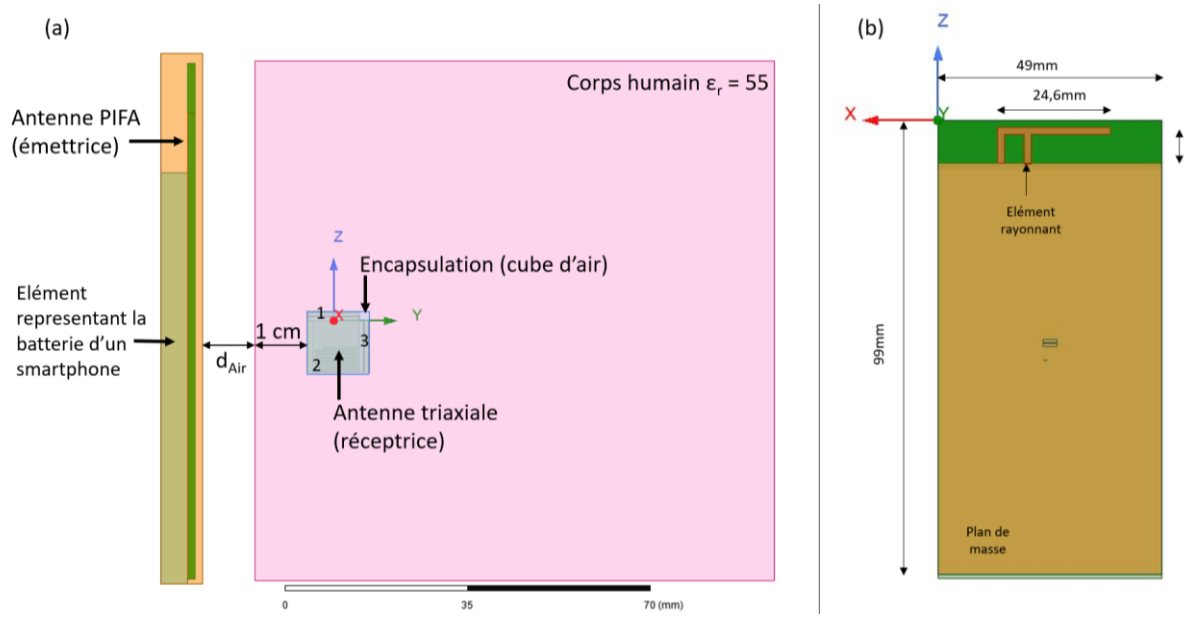


Figure 79 : Modèles de simulation (a) schéma du modèle de simulation pour l'étude sur l'impact de l'éloignement de l'antenne émettrice ; (b) modèle simulation de l'antenne PIFA 2,45 GHz utilisée ; Figures extraites du logiciel de simulation HFSS.

De nouveau, à chaque distance, nous avons relevé la valeur du paramètre S_{21} entre l'antenne émettrice et chaque antenne individuelle de l'antenne réceptrice (antenne 1,2 et 3), à la fréquence de

2,45 GHz. Cette approche permet d'évaluer comment la variation de la distance entre l'antenne émettrice et la peau influence la puissance transmise et récupérée au niveau de l'antenne triaxiale.

La Figure 80 est un graphique représentant les valeurs du paramètre S_{21}, exprimé en dB, liées à l'onde qui se propage entre l'antenne émettrice et de chaque antenne individuelle réceptrice en fonction de l'éloignement de l'antenne émettrice par rapport à la peau du corps humain, pour une fréquence de 2,45 GHz.

A une distance de 1 cm, les valeurs du paramètre S_{21} définies à l'aide du logiciel pour chaque antenne sont les suivantes : -44.6 dB pour l'antenne 1, -44.5 dB pour l'antenne 2, et -50 dB pour l'antenne 3. En revanche, à une distance de 20 cm, ces valeurs diminuent respectivement à -60 dB pour l'antenne 1, -62.7 dB pour l'antenne 2, et -71.8 dB pour l'antenne 3.

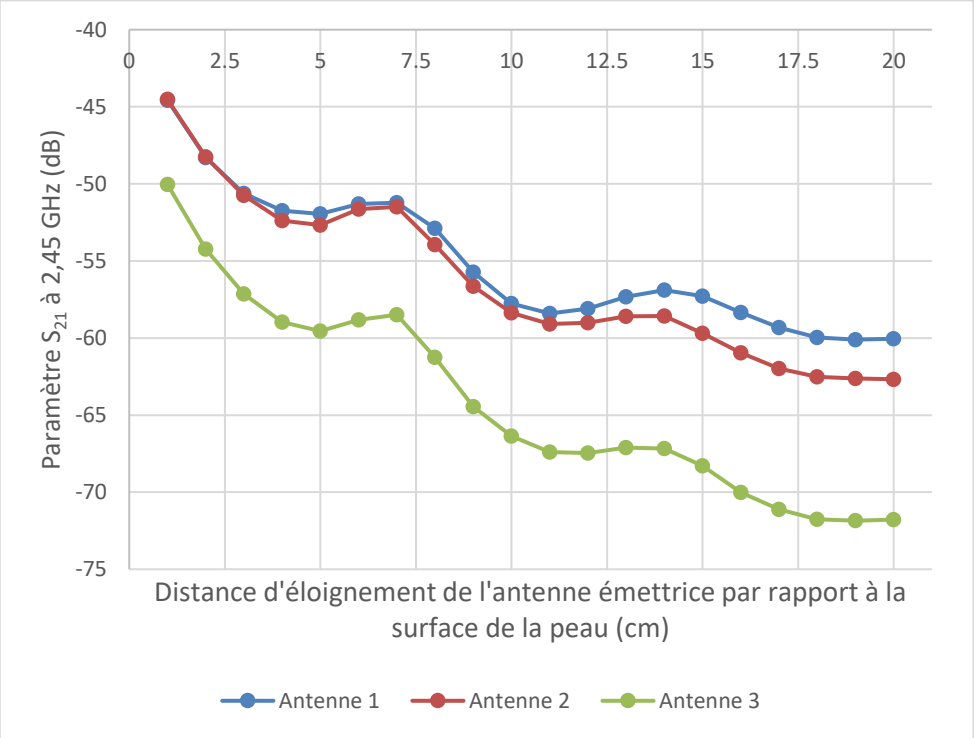


Figure 80 : Graphique du paramètre S_{21} (dB) du signal transmis entre l'antenne émettrice et chaque antenne individuelle réceptrice, à une fréquence de 2,45 GHz, selon la distance d'éloignement de l'antenne émettrice par rapport à la surface de la peau.

A priori, l'atténuation linéique devrait s'approcher de la valeur de 20dB/décade puisque l'antenne émettrice s'éloigne dans l'air. Cependant, nous constatons qu'une approximation linéique relative serait plus proche de 13dB/décade. Nous constatons que la courbe ne suit pas les variations d'une atténuation linéique classique dans l'air et que, de plus, elle subit des ondulations régulières entre minimums et maximums. Il est possible d'expliquer l'atténuation non linéique par le fait que le brin rayonnant de l'antenne PIFA n'est pas situé exactement en face de l'implant mais décalé d'environ 5

cm. De ce fait, la distance entre le point de pénétration de l'onde et l'implant est plus important lorsque l'antenne PIFA est proche du corps à 1cm que lorsque celle-ci est éloignée à 20cm. Il y a donc un effet inverse entre l'atténuation sur la distance parcourue dans l'air et la distance parcourue dans le corps. L'augmentation de la distance dans l'air diminue le signal mais en même temps correspond à une diminution de la distance parcourue dans le corps qui entraine une atténuation moindre du signal. Par ailleurs, il est possible d'attribuer l'existence des oscillations de la courbe aux interactions entre le plan de masse parfaitement conducteur du smartphone qui fait face au corps contenant l'implant.

1.2.3. Impact de l'orientation de l'antenne réceptrice dans le corps

Dans cette nouvelle phase de notre étude, nous nous intéressons à l'orientation de l'antenne triaxiale dans le corps humain. L'objectif principal de cette analyse est de comprendre le comportement du rayonnement de notre antenne placée dans le corps avec une antenne émettrice fixe, dans des situations où son orientation n'est pas parfaitement alignée avec celle de l'antenne émettrice. Cette simulation vise à reproduire des conditions réelles où l'antenne peut bouger dans le corps, ce qui peut impacter sa performance de récupération de puissance. Cette étude permettra également de montrer l'intérêt de notre concept triaxial. En effet, notre configuration d'antenne triaxiale doit permettre une récupération efficace de la puissance, quelles que soient les orientations de l'antenne dans le corps.

Pour cette étude sur l'impact de l'orientation de l'antenne réceptrice dans le corps, le modèle est représenté par la Figure 81(a). Nous avons conservé l'antenne émettrice PIFA, représentée en Figure 81(b), à une distance constante de 1 cm de la surface de la peau simulée, tandis que l'antenne réceptrice a été positionnée à une profondeur fixe de 1 cm sous la surface de la peau. Pour rappel, le brin rayonnant de l'antenne PIFA n'est pas situé exactement en face de l'implant mais décalé d'environ 5 cm. Dans cette configuration, nous avons effectué une rotation complète de l'antenne réceptrice à 360 degrés autour des axes x, y et z, en réalisant une seule rotation complète à la fois. Cette approche nous permet d'étudier l'influence de l'orientation de l'antenne réceptrice sur la réception du signal à une profondeur donnée. En enregistrant les variations du paramètre S_{21} tout au long de la rotation de l'antenne, nous avons pu analyser comment les changements d'orientation affectent la transmission du signal à travers les tissus biologiques.

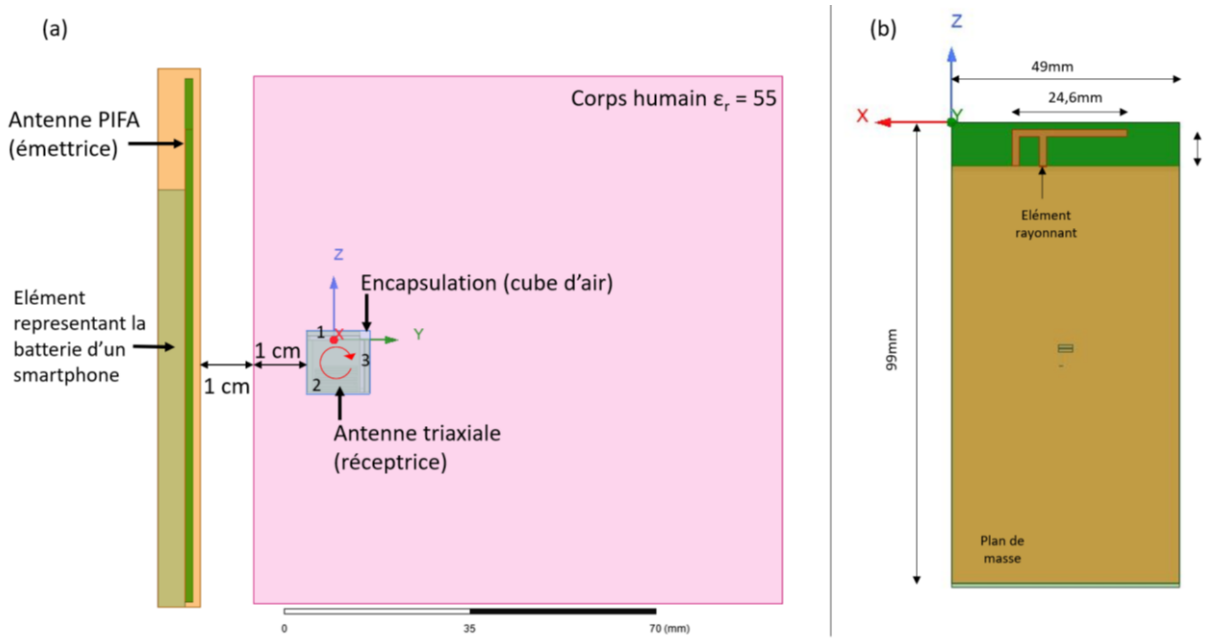


Figure 81 : Modèles de simulation (a) schéma illustrant le modèle de simulation pour l'étude de l'impact de la rotation de l'antenne réceptrice sur le S_{21} (dB) entre l'antenne émettrice et réceptrice selon les axes x, y et z ; (b) modèle de simulation de l'antenne PIFA 2,45 GHz utilisée ; figures extraites du logiciel de simulation HFSS.

La Figure 82 représente des graphiques du type « radar » permettant de déduire après analyse les performances de trois systèmes différents. Un système comprend une antenne émettrice à l'extérieur et une antenne du triaxiale (notés sous la forme « système émetteur-antenne i » où i peut être 1, 2 et 3). Les résultats sont présentés pour trois types de rotations complètes dans le corps différentes : rotation suivant l'axe x, l'axe y et l'axe z. Les graphiques montrent l'évolution du coefficient de transmission S_{21} lié au signal qui circule entre l'antenne émettrice et chaque antenne du dispositif triaxial, pour les différentes orientations de l'antenne réceptrice. Au travers de l'évaluation du paramètre S_{21}, qui permet de quantifier la transmission du signal entre les ports 1 et 2, il est possible de quantifier l'atténuation de l'onde arrivant sur chaque antenne individuelle constitutive de l'antenne triaxiale.

Nous avons observé que, pour chacune des trois antennes et à travers chaque axe de rotation, le paramètre S_{21} oscille entre -40 dB et -65 dB. Dans notre analyse, nous avons établi un seuil arbitraire à -50 dB tracé en rouge sur chaque graphe, et de façon concomitante, une zone d'exclusion qui correspond à la zone intérieure grisée délimitée par ce seuil. L'intérieur de cette zone, correspondant à un niveau égal ou inférieur à -50dB, indique que la quantité de signal reçue par une antenne individuelle dans cette configuration de rotation ne permettra pas d'alimenter des pixels.

Les 3 systèmes sont étudiés et le paramètre S_{21} est reporté pour chaque axe de rotation et pour un angle allant de 0 à 360°.

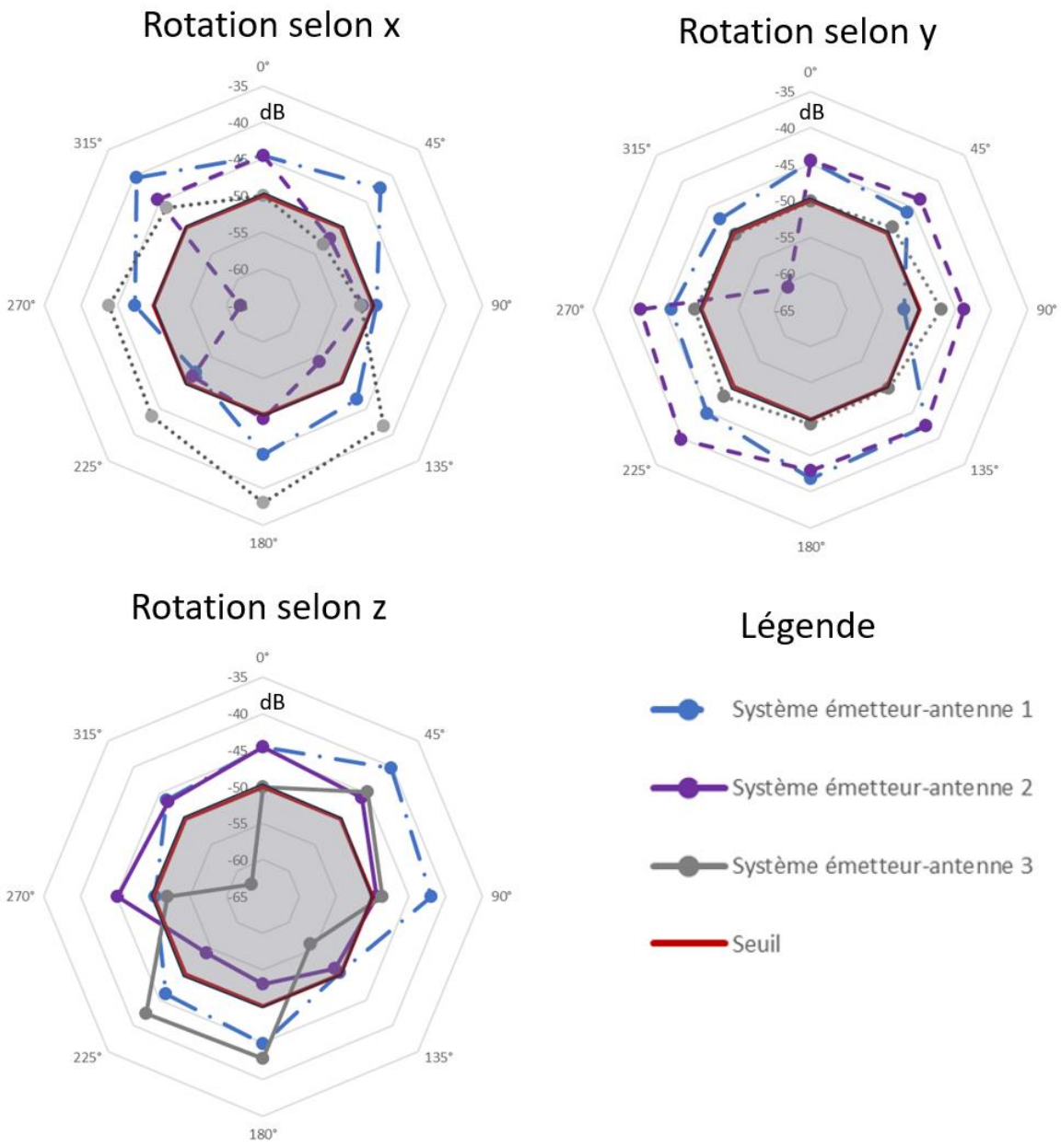


Figure 82 : Diagramme angulaire du paramètre S_{21}, coefficient de transmission en dB, entre l'antenne émettrice et les antennes 1, 2 et 3, de l'antenne triaxiale réceptrice, pour une rotation complète selon les axes x, y et z. Un seuil arbitraire est établi à -50 dB, les zones grisées correspondant à la zone d'exclusion, inférieure au seuil.

Ainsi, selon la rotation complète suivant l'axe x, il est possible de voir que pour chacun des systèmes émetteur-antenne individuelle i, le coefficient S_{21} est majoritairement en dehors de la zone d'exclusion. Néanmoins, pour certaines valeurs de l'angle de rotation en x, le coefficient S_{21} est très faible et inférieur à -50dB indiquant que dans cette configuration le signal qui sera reçu par l'antenne individuelle sera extrêmement faible. En exemple, le coefficient S_{21} est proche de -60dB pour le système émetteur-antenne 2 (en violet) pour un angle de 270° de rotation.

Pour l'axe de rotation suivant l'axe y, les résultats montrent que la valeur du coefficient S_{21} pour le système émetteur-antenne 3 (en gris) tangente le seuil limite de -50 dB pour quasiment tous les angles de rotation. Pour le système émetteur-antenne 1 (en bleu), les niveaux de S_{21} sont entre -40 et -45dB sauf pour l'angle de 90° qui correspond à une valeur du S_{21} de -53dB (en dessous du seuil). Pour le système émetteur- antenne 2 (en violet), les valeurs du coefficient S_{21} sont proches (voire meilleures) de -45dB, excepté pour l'angle de 315° avec une valeur de -60dB.

Pour l'axe de rotation suivant l'axe z, plusieurs angles (plage 135° à 250°) correspondent à des niveaux de S_{21} en dessous du seuil de -50dB pour le système émetteur-antenne 2 (en violet). Par ailleurs, pour le système émetteur-antenne 3 (en gris) les deux points les plus marquants sont pour l'angle de 135° avec une valeur de S_{21} de -55dB et pour l'angle de 315° avec une valeur de S_{21} de -63dB.

De façon plus générale, nous pouvons constater que lors de chaque rotation complète autour des 3 axes, la valeur du S_{21} pour une des antennes individuelles est systématiquement au-dessus du seuil limite de -50dB. Cela confirme que dans chaque cas, une partie du signal émis par l'antenne émettrice est captée par au moins une des antennes individuelles placée dans le corps, permettant d'alimenter à terme les pixels. Ces résultats démontrent que, quelle que soit l'orientation de l'implant dans le corps, au moins une antenne est capable de capturer la puissance émise par l'antenne émettrice, ce qui confirme l'efficacité de notre approche dans des conditions défavorables.

Il faut toutefois remarquer qu'il existe un cas de figure pour lequel le signal capté est minimum pour les 3 antennes. Ce cas de figure se présente lorsque l'implant a effectué une rotation de 135° dans le plan xOy autour de l'axe Oz. Ce cas correspond au cas où les antennes 1 et 2 ne sont pas colinéaires avec le brin rayonnant de l'antenne PIFA et la seule antenne bien alignée (ou polarisée) est celle de l'antenne 3 mais qui est éloignée de la surface de la peau d'environ 2 cm compte tenu de la distance d'implantation et de la largeur de l'implant. Les positions apportant un maximum de puissance sont celles pour lesquelles l'une des antennes est bien alignée et est située le plus proche de la surface de la peau. Nous rappelons également que le brin rayonnant (« chaud ») de l'antenne PIFA est situé à 5 cm du centre de l'implant dans la direction Oz avec une orientation selon ce même axe.

Par conséquent, nous pouvons retenir que les dimensions du méandre de l'antenne individuelle fabriquée en cuivre d'une épaisseur de 30 µm, avec une longueur totale de 86,25 mm et une largeur de 0,25 mm semble prometteur et permettrait dans la configuration triaxiale d'alimenter des pixels. Les résultats obtenus permettent également de valider nos choix matériaux, notre modèle de simulation intégrant les caractéristiques des tissus humains ainsi qu'un cube d'air pour représenter l'encapsulation. Ce qui est particulièrement intéressant à noter, c'est la capacité de l'antenne triaxiale

de récupérer de la puissance indépendamment de son orientation dans le corps, même en présence d'un décalage au niveau de l'élément rayonnant de l'antenne. Cela permettrait d'offrir une flexibilité et une adaptabilité de récupération de puissance par l'antenne triaxiale dans des conditions réelles, tout en ayant un aspect miniaturisé, de 1 cm^3 de dimension.

2. Réalisation et caractérisation des antennes individuelle et triaxiale

Dans cette deuxième partie dédiée à la fabrication et à la caractérisation expérimentale des antennes, nous allons, dans un premier temps, explorer en détail le processus complet relatif à sa fabrication. En mettant en lumière les choix et les techniques utilisées pour obtenir un résultat optimal, nous aborderons toutes les étapes, en allant jusqu'à la dernière, correspondant à celle de la fabrication de la capsule isolante. Dans un second temps, nous nous intéresserons à la caractérisation expérimentale de l'antenne individuelle et triaxiale, ainsi qu'à l'analyse des résultats obtenus. Nous examinerons d'abord les performances de chaque antenne individuelle avant de nous concentrer sur l'antenne triaxiale finalisée, composée des trois antennes individuelles. Nous explorerons également l'impact des tissus environnants sur les performances de l'antenne, en particulier à travers l'étude du diagramme de rayonnement. Cela nous permettra d'étudier les améliorations à apporter à notre modèle de simulation dans le cadre d'une démarche de rétro-ingénierie. Nous pourrons également comprendre comment notre antenne réagit en fonction des variations liées à des modifications de son environnement et comment elle peut être optimisée pour garantir des performances reproductibles et optimales dans différentes conditions d'utilisation.

2.1. Les différentes étapes de réalisation d'antenne individuelle et triaxiale et caractérisation de leurs performances en fonction de l'environnement

2.1.1. Présentation de l'ensemble des étapes de fabrication

L'antenne a été conçue avec les moyens techniques de la plateforme de prototypage du laboratoire IEMN et de l'Université de Lille. La Figure 83 montre des photographies des différentes parties de l'antenne triaxiale. Pour sa fabrication, le design de l'antenne a été extrait à partir du logiciel de simulation HFSS. La taille du méandre retenue à l'issue des simulations est un méandre de longueur totale de 86,25 mm et une largeur de 0,25 mm, dont les dimensions précises sont définies en en partie 1.1.2 de ce chapitre, sur la Figure 74. Une plaque composée d'un substrat diélectrique en matériau FR4 de 0,8 mm d'épaisseur et 1 x1 cm^2 de côté, recouverte d'une couche fine de cuivre de 30 µm, est usinée par gravure mécanique pour reproduire le méandre de l'antenne simulée (voir Figure 83 (a)).

Ensuite, une seconde couche de FR4 est déposée en tant que superstrat sur le méandre (voir Figure 83 (b)). Pour les expérimentations, le superstrat a été fixé avec un adhésif double face très fin (moins de 200 µm d'épaisseur). Lors des tentatives initiales, une colle a été utilisée, mais des problèmes d'oxydation ont été rencontrés. Deux versions d'antennes individuelles ont été réalisée avec des connectiques différentes. La première, nommée V1, comprenait un connecteur miniature de type uFL permettant de fixer un câble coaxial d'une dizaine de centimètres terminé par un connecteur SMA. Cette solution n'était pas suffisamment robuste donc nous avons décidé, dans la configuration appelée V2, de souder directement les câbles coaxiaux sur chacune des antennes afin de solidifier les connectiques (voir Figure 83 (c)). Pour créer l'antenne triaxiale, nous avons assemblé trois antennes individuelles dans la capsule d'encapsulation de forme oblongue (voir Figure 83 (d)), inspirée des capsules endoscopiques, reproduisant ainsi la configuration géométrique utilisée pour les simulations. Deux matériaux ont été utilisés pour la fabrication des capsules. Les premières versions étaient réalisées par imprimante 3D avec du PLA (acide polylactique), de permittivité relative ε_r de 2,88, visible sur la Figure 83(d) en blanc. Ce polymère est fréquemment utilisé dans les imprimantes 3D et a été utilisé afin de pouvoir effectuer nos expérimentations avec l'antenne V1 avec une encapsulation, en se rapprochant d'un cas réel. Il s'agissait du seul matériau disponible au moment de ces premières manipulations. Nous avons finalement pu réaliser sur la fin de nos expérimentations une capsule en PEEK en Figure 83 (e) (matériau choisi pour le dispositif final) de permittivité relative ε_r de 3,2. Cette capsule a été utilisée pour caractériser l'antenne individuelle V2. La permittivité relative des deux matériaux étant proche, cela ne créera pas de différence entre les deux mesures. Chaque antenne a été fixée à la paroi de l'encapsulation à l'aide du même adhésif double face utilisé pour le superstrat. Les deux parties de l'encapsulation sont ensuite emboitées, en laissant dépasser les câbles coaxiaux d'une dizaine de centimètres se terminant avec des connecteurs de type SMA, pour former le prototype final (voir Figure 83 (e)).

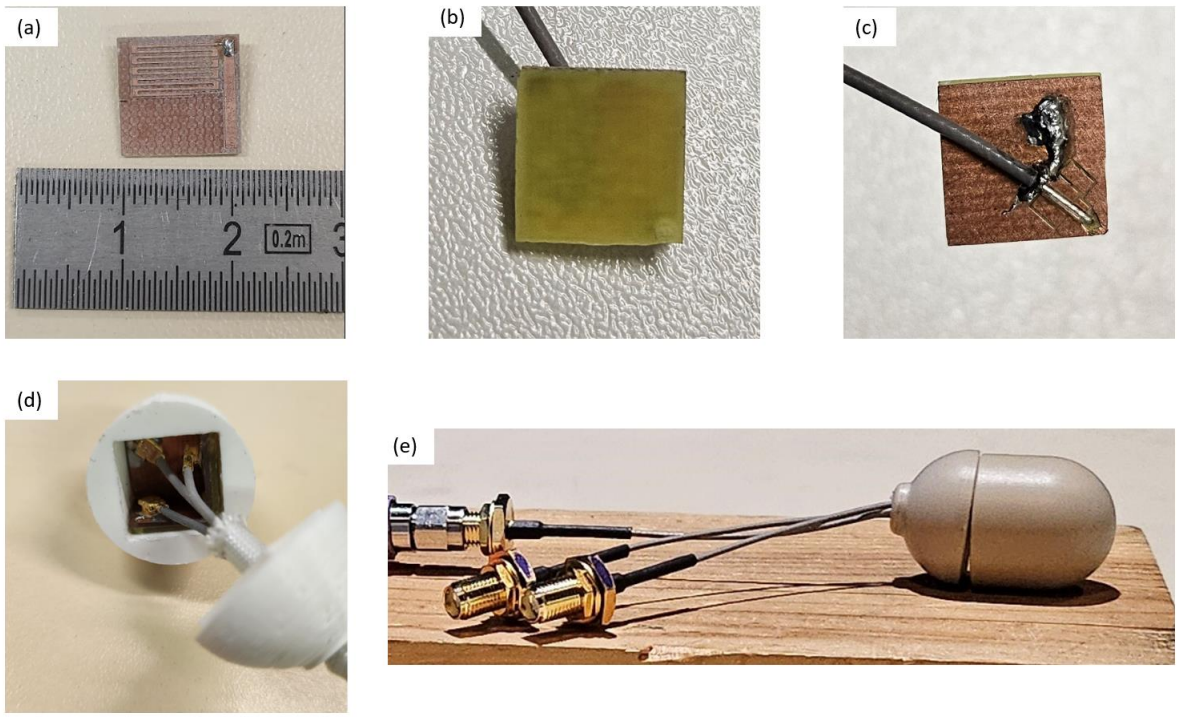


Figure 83 : Antenne individuelle méandrée fabriquée ; (a) antenne individuelle de 1cm², sans superstrat, fabriquée par gravure mécanique ; (b) antenne individuelle avec la couche de superstrat FR4 en face avant ; (c) antenne individuelle V2 avec le connecteur uFL soudée à l'alimentation en face arrière ; (d) Antennes individuelles V1 positionnées dans la capsule en PLA pour former l'antenne triaxiale ; (e) encapsulation de l'antenne triaxiale dans une capsule en PEEK, les connecteurs sortent de la capsule pour pouvoir connecter les antennes aux appareils ; photographies personnelles.

2.1.2. Encapsulation

L'encapsulation utilisée pour protéger les antennes est conçue sous la forme d'une gélule mesurant 2 cm de long pour un diamètre de 1,5 cm. Pour rappel, nous avons choisi cette forme car les bords arrondis permettent d'éviter d'endommager les tissus humains durant l'implantation. Elle a été élaborée à l'aide d'un logiciel de modélisation 3D. La Figure 84 montre le modèle 3D et une photographie de la capsule réalisée, en forme de gélule. Elle se compose de deux parties distinctes : une capsule principale comportant un creux cubique dans lequel les antennes sont placées (voir Figure 84 (a) et (b)), et un couvercle s'emboîtant dans la partie principale (voir Figure 84 (c) et (d)). Le couvercle possède un trou cylindrique pour permettre le passage des câbles coaxiaux reliés aux connecteurs des antennes en technologie SMA. Les premières versions ont été fabriquées à l'Université de Lille en PLA via une imprimante 3D (voir sur la Figure 84 (e)). La version la plus récente a été réalisée en PEEK (voir Figure 83(e)), à l'Atelier de Conception Mutualisé de l'Ecole Centrale de Lille, par le biais d'un procédé d'usinage. Pour rappel, le PLA a une permittivité relative ε_r de 2,88 et le PEEK a une permittivité relative de ε_r de 3,2. La permittivité diélectrique ε_r des deux matériaux étant très proche, cela n'impactera pas nos résultats de mesure.

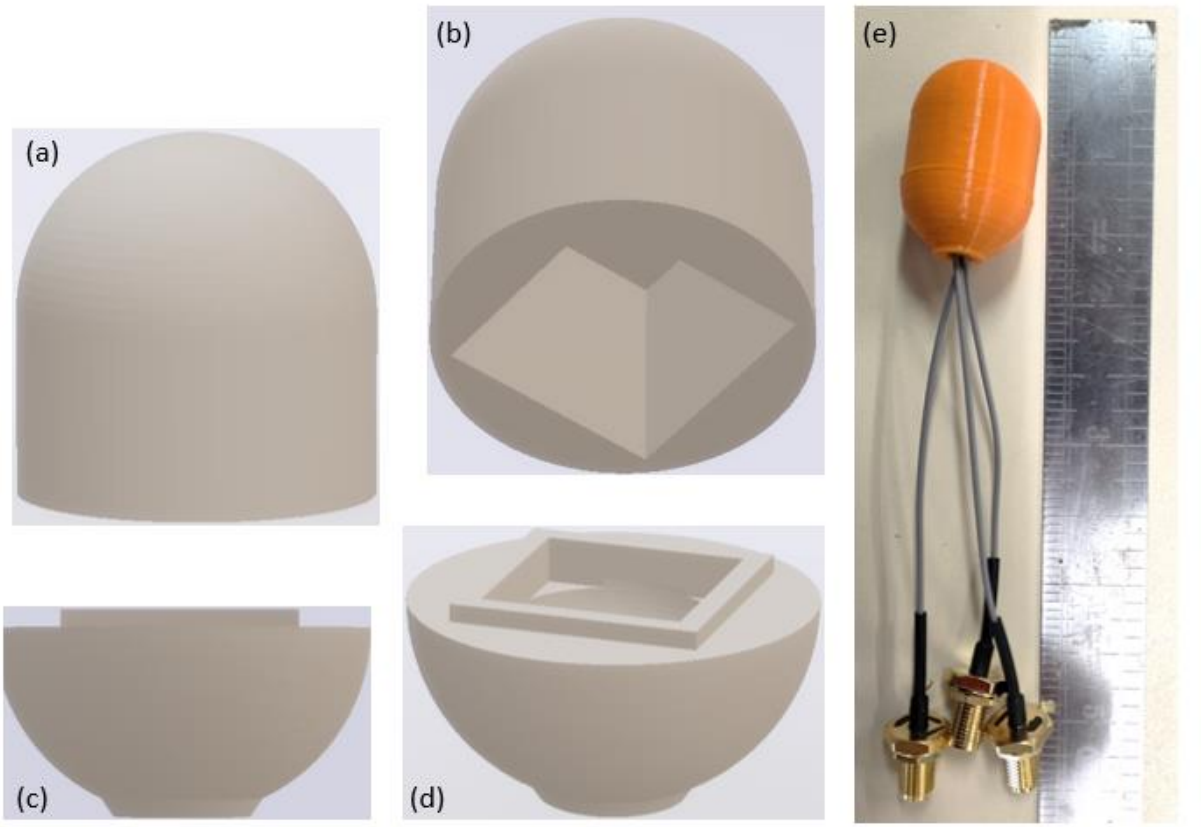


Figure 84 : Modèle 3D et photographie de la capsule développée ; (a) vue de profil de la partie principale ; (b) vue en perspective de la partie principale ; (c) vue de profil du couvercle de la capsule ; (d) vue en perspective du couvercle de la capsule ; (e) capsule en PLA, fabriquée par imprimante 3D, l'antenne triaxiale se situe à l'intérieur de la capsule et les connecteurs dépassent de la capsule ; photographies personnelles.

La présente étude ayant été réalisée sur une capsule d'un seul modèle, elle pourrait être adaptée afin de prendre en compte différentes formes et dimensions de Dispositif Médical Implantable Actif (DMIA). Celui-ci pourrait être un minuscule implant rétinien, une capsule endoscopique, un neurostimulateur médullaire ou encore un pacemaker. Une optimisation de cette encapsulation pourrait être envisagée en réduisant son épaisseur afin d'occuper un espace minimal. Il faut donc noter que cette capsule n'est pas la version définitive. Elle sert principalement à protéger nos antennes durant les expérimentations et avoir un premier aperçu du dispositif. Elle est ainsi utilisée à des fins de test et de développement.

2.2. Caractérisation expérimentale de l'antenne

Nous avons réalisé la caractérisation expérimentale du paramètre S_{11} de l'antenne développée en effectuant d'abord la caractérisation de chaque antenne individuelle en 2D, puis de l'antenne triaxiale 3D finalisée composée de trois antennes individuelles, des connectiques et de l'encapsulation. Nous

avons également étudié l'impact de tissus organiques sur le rayonnement de l'antenne triaxiale finalisée, en mesurant son diagramme de rayonnement. Ces expérimentations ont été réalisées à l'air libre et dans de la viande de porc pour la partie tissue organique. Ce dernier est souvent utilisé pour la caractérisation d'antennes car il s'agit du tissu animal dont les propriétés diélectriques se rapprochent le plus des tissus humains [198]. Nous n'avons pas réutilisé notre modèle de fantôme (avec de l'eau salée et de l'agar-agar) car nous souhaitions nous rapprocher des conditions réelles d'utilisations et l'eau pouvait potentiellement s'introduire dans la capsule de protection, endommageant nos antennes. Pour la caractérisation de l'antenne individuelle, les expérimentations ont été effectuées avec et sans l'encapsulation (capsule en PLA pour la V1 et en PEEK pour la V2). Pour la caractérisation de l'antenne triaxiale (avec antennes individuelles V2), les expérimentations ont été réalisées seulement avec l'encapsulation (capsule en PEEK). Les tests ont été menés dans une chambre anéchoïque afin de minimiser les interférences extérieures. L'objectif principal de ces expérimentations est de comparer les résultats expérimentaux obtenus avec ceux issus de simulations, afin d'identifier d'éventuelles divergences et de déterminer les ajustements nécessaires à apporter à notre modèle.

2.2.1. Caractérisation de l'antenne individuelle au travers de son coefficient de réflexion

Nous avons ici mesuré le paramètre S_{11} relatifs aux deux versions d'une antenne individuelle 2D (V1 et V2) fabriquées, afin de déterminer notamment la fréquence de résonance et l'amplitude coefficient de réflexion. Cette caractérisation nous permettra de déterminer les caractéristiques et performances réelles des antennes individuelles fabriquées afin de les comparer aux simulations réalisées.

Pour caractériser l'antenne individuelle, nous avons utilisé un analyseur de réseau vectoriel (VNA) Rhode & Schwarz ZVA 24, couvrant une plage de fréquences de 10 MHz à 24 GHz. Pour notre étude nous balayons une plage de fréquences allant de 2 à 3 GHz, définie autour de la fréquence de 2,45GHz. La Figure 85 montre des photographies de l'équipement avec le VNA et les câbles branchés à l'antenne (Figure 85(a)), ainsi que les différentes configurations de mesure.

Pour rappel, nous avons réalisé ces mesures pour deux versions d'antennes individuelles. La première, nommée V1, comprenait un connecteur miniature de type uFL permettant de fixer un câble coaxial d'une dizaine de centimètres terminé par un connecteur SMA. Ce choix technique s'est avéré non judicieux car source de déconnexions parasites en cours de manipulation. En effet, la mesure nécessite de connecter les 3 antennes successivement aux ports du VNA. Nous avons donc décidé,

dans la configuration appelée V2, de souder directement les câbles coaxiaux sur chacune des antennes afin de solidifier les connectiques.

Pour caractériser une antenne individuelle, nous avons, dans un premier temps, mesuré son paramètre S_{11} pour ses deux versions (V1 et V2), sans encapsulation et pour différentes conditions. Tout d'abord, nous avons effectué des mesures avec l'antenne sans couche de superstrat FR4, placée dans l'air. Ensuite, nous avons ajouté une couche de superstrat FR4 à l'antenne et avons répété la mesure dans les mêmes conditions. Pour évaluer l'influence de l'environnement humain sur les performances de l'antenne, nous avons réalisé des mesures avec l'antenne simplement tenue entre deux doigts d'une main (voir Figure 85(b)). Dans un second temps nous avons mesuré le coefficient S_{11} de la même antenne individuelle avec son encapsulation réalisée en PLA pour la V1 et en PEEK pour la V2. Les mesures ont été effectuées à l'air libre et dans la viande de porc (voir Figure 85 (c)).

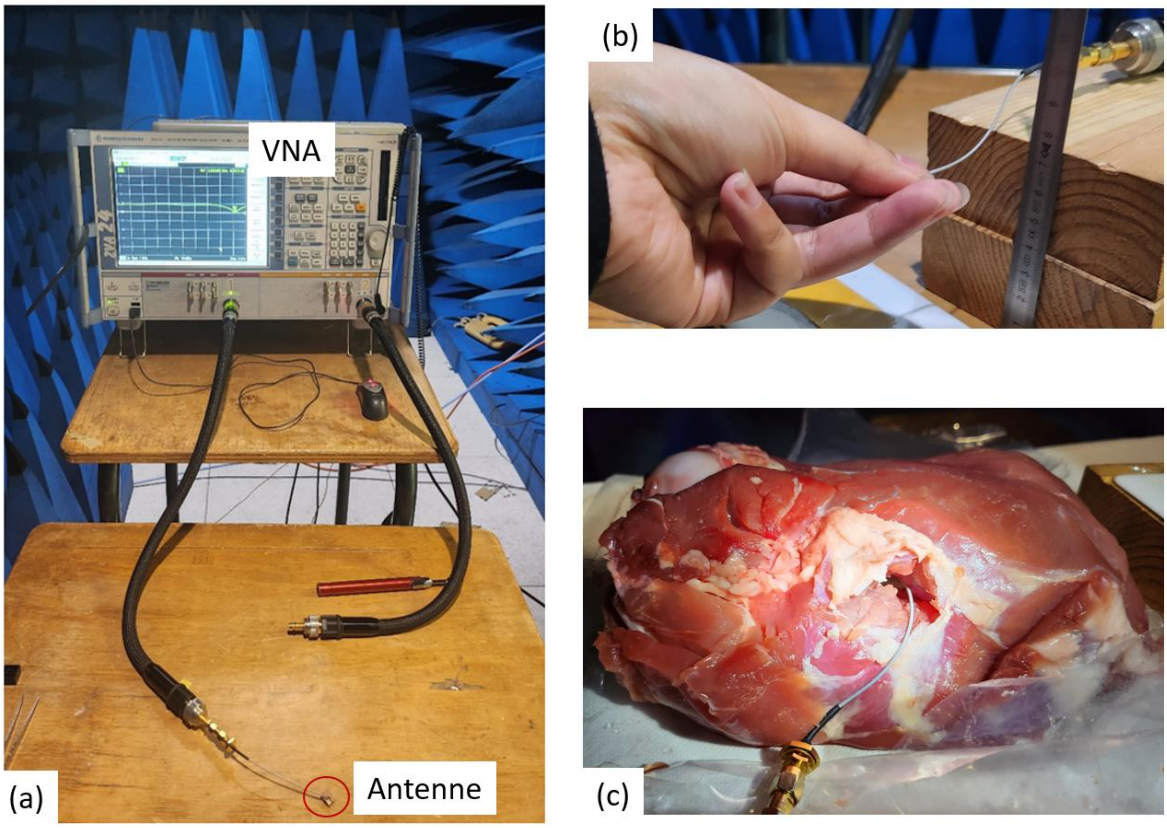


Figure 85 : Equipment et configurations de mesure ; (a) VNA Rhode & Schwarz ZVA 24, l'antenne est connectée au port 1 de l'appareil ; (b) antenne individuelle non encapsulée placée entre deux doigts ; (c) antenne individuelle encapsulée placée dans de la viande de porc ; photographies personnelles.

Le Tableau 14 synthétise les mesures relevées et rassemble la fréquence de résonance et l'amplitude du paramètre S_{11} de l'antenne individuelle 2D pour les différentes configurations de caractérisation citées précédemment. Les résultats expérimentaux montrent des variations

significatives dans les performances de l'antenne en fonction de la présence de matériaux environnants.

Configuration de l'antenne individuelle (deux versions)		Sans superstrat, à l'air libre	Avec superstrat, à l'air libre	Entre deux doigts	Avec encapsulation, à l'air libre	Avec encapsulation, dans la viande de porc
V1 avec connecteur coaxial uFL (capsule en PLA)	Fréquence de résonance (GHz)	2,83	2,64	2,43	2,54	2,54
	S_{11} (dB)	-9	-10	-33	-15	-15
V2 avec soudure du câble coaxial (capsule en PEEK)	Fréquence de résonance (GHz)	3,16	2,83	2,59	2,83	2,83
	S_{11} (dB)	-15	-11	-25	-13	-13

Tableau 14 : Fréquence de résonance (GHz) et amplitude du paramètre S_{11} (dB) du signal de l'antenne individuelle 2D pour différentes configurations de mesure.

Pour la version V1, la capsule utilisée pour la caractérisation était en PLA. En l'absence de superstrat et en étant placé à l'air, la fréquence de résonance atteint 2,83 GHz, avec un coefficient de réflexion S_{11} de -9 dB. L'ajout d'un superstrat réduit la fréquence de résonance à 2,64 GHz et diminue légèrement la valeur du coefficient S_{11} à -10 dB dans le même environnement de mesure. Lorsque le dispositif est maintenu entre deux doigts en exerçant une pression moyenne, la fréquence de résonance diminue à 2,43 GHz, et se rapproche très fortement de la fréquence souhaitée, accompagnée d'une augmentation du S_{11} à -33 dB. Dans le cas de l'antenne encapsulée dans le PLA, il y a deux nouvelles configurations de mesures possibles. L'antenne encapsulée est soit placée à l'air libre, soit dans la viande de porc. Dans ces deux cas, avec encapsulation, il y a une augmentation de la fréquence de résonance arrivant à 2,54GHz par rapport à la configuration « entre deux doigts », et des coefficients de réflexion S_{11} de -15 dB dans les deux cas.

Pour la configuration V2, la capsule utilisée pour la caractérisation était en PEEK. En l'absence de superstrat et en étant dans l'air, la fréquence de résonance atteint 3,16GHz, avec un coefficient de réflexion S_{11} de -15 dB. L'ajout d'un superstrat réduit la fréquence de résonance à 2,83 GHz avec un S_{11}

à -11 dB dans le même environnement. Lorsque le dispositif est maintenu entre deux doigts, la fréquence de résonance diminue à 2,59 GHz avec une augmentation du S_{11} à -25 dB. L'encapsulation du dispositif, associée à une configuration de mesures à l'air libre ou dans de la viande de porc, augmente la fréquence de résonance, atteignant de nouveau 2,83 GHz, avec des coefficients de réflexion S_{11} de -13 dB dans les deux cas.

A la vue des résultats, nous pouvons remarquer que les tendances observées pour les deux versions, V1 (connecteur coaxial uFL) et V2 (soudure du câble coaxial), sont assez similaires. Sans superstrat et à l'air libre, la fréquence de résonance de l'antenne est la plus éloignée de la fréquence cible de 2,45 GHz. Pour une mesure à l'air libre, cette fréquence diminue avec l'ajout d'un superstrat ou lors de la tenue entre les deux doigts d'une main, jusqu'à être proche de 2,45 GHz car le matériau en contact avec l'antenne est modifié (dans un cas le superstrat, dans l'autre les doigts d'une main). La fréquence augmente de nouveau avec l'ajout de l'encapsulation, se rapprochant de la configuration avec superstrat à l'air libre, avec des valeurs égales dans l'air et dans le porc.

Pour mieux évaluer l'ensemble de ces résultats, il est nécessaire de revenir sur la description de l'encapsulation. Il faut retenir la présence d'un gap d'air entre la face méandrée de chaque antenne individuelle et l'encapsulation (le PLA dont la permittivité diélectrique relative vaut 2,88, ou le PEEK dont la permittivité diélectrique relative 3,2) qui sert de capsule pour maintenir l'ensemble et former l'antenne triaxiale. De ce fait, chaque face méandrée ne touche pas les parois de la capsule, et donc ne touche pas la viande de porc, même dans le cas où la capsule est insérée dans ce dernier. De plus, dans cette configuration, le plan de masse inférieur de chacune des antennes est en contact avec l'air de la cavité cubique interne de la capsule d'encapsulation. Enfin, le superstrat est en contact également avec la paroi de la capsule, ce qui l'isole aussi des tissus organiques.

De ce fait, les configurations de mesures étudiées et relatives à la mesure du coefficient de réflexion S_{11} lié à l'onde incidente, à savoir superstrat à l'air libre, avec encapsulation à l'air libre et placé dans la viande de porc, sont similaires du point de vue de l'interface de la surface méandrée. Celle-ci est toujours au contact de l'air. Ces conditions de mesures peuvent par conséquent être comparées.

Il est à noter cependant une différence, puisque les fréquences de résonnance plus élevées pour l'antenne V2 (avec soudure du câble coaxial) sont observées par rapport à l'antenne V1 (avec connecteur coaxial uFL), montrant une augmentation de fréquence de résonance dans la configuration V2 par rapport à la configuration V1 qui varie au plus fort de 0,33 GHz et au plus faible de 0,16 GHz pour chaque même configuration. Ainsi, ces résultats démontrent que la fréquence de résonance de l'antenne individuelle 2D diffère de celle prédite par la simulation. En se référant aux résultats de simulation présentés dans la page 158 partie 1.1.2 de ce chapitre, une comparaison peut être établie

entre la simulation et les mesures expérimentales pour différentes configurations, telles que « superstrat à l'air libre », « avec encapsulation à l'air libre » et « placé dans la viande de porc ». Pour rappel l'antenne simulée est placée dans un système d'encapsulation composée d'air (cube de 1,5x1,5x1,5 cm^3) sans la capsule (dont la géométrie a été définie après les études numériques). Ce cube d'air permet d'assurer par simulation la même interface méandrée/air car dans la réalité l'antenne n'est pas en contact avec la capsule. Ce cube d'air et l'antenne individuelle sont plongés dans un tissu organique (cœur ε_r = 55, σ =2 S/m). Cette dernière est caractérisée par une fréquence de résonance de 2,45 GHz et une amplitude de S_{11} égale à -18 dB. Nous pouvons ainsi comparer le S_{11} de l'antenne individuelle à la surface méandrée/air et la fréquence de résonance.

Dans le cas de l'antenne individuelle V1, la fréquence de résonance mesurée est de 2,54 GHz pour un coefficient S_{11} de -15 dB pour les configurations « avec encapsulation à l'air libre » et « placé dans la viande de porc ». Pour la configuration « superstrat à l'air libre », la fréquence de résonance mesurée est de 2,64 GHz pour une valeur de S_{11} de -10 dB. Dans le cas de l'antenne individuelle V2 la fréquence de résonance mesurée est de 2,83 GHz pour une valeur de S_{11} entre -11 et -13 dB pour les trois configurations. Dans la globalité, nous pouvons noter une différence de fréquence de résonance de 0,09 à 0,19 GHz et de S_{11} de 3 à 8 dB par rapport aux résultats de simulation pour la V1. Pour la V2 il y a une différence de fréquence de résonance de 0,28 GHz et une différence de S_{11} de 5 à 7 dB par rapport à la simulation.

Les différences observées peuvent être attribuées à différents facteurs :

- Caractère exploratoire du sujet (pas d'expérience préalable au laboratoire)
- Difficulté de réalisation mécanique des prototypes et des assemblages
- Taille du méandre

En résumé, nos résultats de simulations et expérimentaux révèlent un décalage de fréquence compris entre 0,09 et 0,28 GHz par rapport à notre fréquence cible de 2,45 GHz. De plus, nous observons un décalage de S_{11} entre 3 et 8 dB par rapport à la simulation qui indique -18 dB. Il est donc nécessaire de retravailler le modèle de simulation pour éliminer ce décalage et rétablir la fréquence cible de 2,45 GHz. Une piste d'amélioration pourrait consister à allonger le méandre pour diminuer la fréquence de résonance. Nous avons tout de même réalisé dans la suite, la caractérisation de l'antenne triaxiale composée de trois antennes individuelles, afin de voir si ces mêmes observations sont constatées dans cette configuration.

2.2.2. Caractérisation de l'antenne triaxiale au travers de la mesure des coefficients de réflexion des 3 antennes individuelles

Contrairement au paragraphe précédent consacré à la mesure du paramètre S_{11} pour une seule antenne individuelle étudiée dans différentes configurations, nous allons ici travailler sur l'antenne triaxiale puisque trois antennes individuelles sont placées à l'intérieur de la capsule de PEEK.

Afin de déterminer s'il y a des interactions entre les trois antennes individuelles dans la configuration « antenne triaxiale finalisée encapsulée », nous avons ici mesuré le paramètre S_{11} de chacune d'elles afin de déterminer leur fréquence de résonance et la valeur du coefficient de réflexion associé. Cette caractérisation nous permettra de déterminer les caractéristiques et les performances réelles des antennes triaxiales fabriquées, et de comparer les résultats aux simulations réalisées.

Chaque antenne individuelle s'appuie sur la configuration V2 présentée avant, avec superstrat, placée dans la capsule PEEK avec une interface méandre/air.

Pour caractériser l'antenne triaxiale, nous avons de nouveau utilisé l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) Rhode & Schwarz ZVA 24, en limitant la mesure à une plage de fréquence allant de 2 à 3 GHz. Pour cette étude, nous avons mesuré le paramètre S_{11} (exprimant la réflexion de l'onde incidente) de chaque antenne individuelle du dispositif triaxial avec une nouvelle version de son encapsulation réalisée en PEEK, matériau biocompatible, dans la viande de porc. Il est à rappeler que chaque antenne individuelle ne touche pas le matériau PEEK, en raison du dimensionnement de la capsule et du gap d'air entre la face méandrée et ce dernier.

La Figure 86 est un graphique représentant l'évolution du paramètre S_{11} en dB en fonction de la fréquence (GHz) des trois antennes composant l'antenne triaxiale finalisée encapsulée. La capsule est placée dans la viande de porc. Les antennes 1, 2 et 3 résonnent respectivement à 2.83 GHz, 2.89 GHz, et 2.75 GHz, pour une amplitude respective du paramètre S_{11} de -13 dB, -16 dB et -16 dB. Nous observons ici un décalage de 0.3 à 0.44 GHz par rapport à notre fréquence cible d'utilisation qui est de 2,45GHz. L'amplitude du paramètre S_{11} de chaque antenne est en revanche assez proche de la simulation page 162 partie 1.1.3 de ce chapitre (Figure 75(b)) qui était comprises entre -13 et -15 dB.

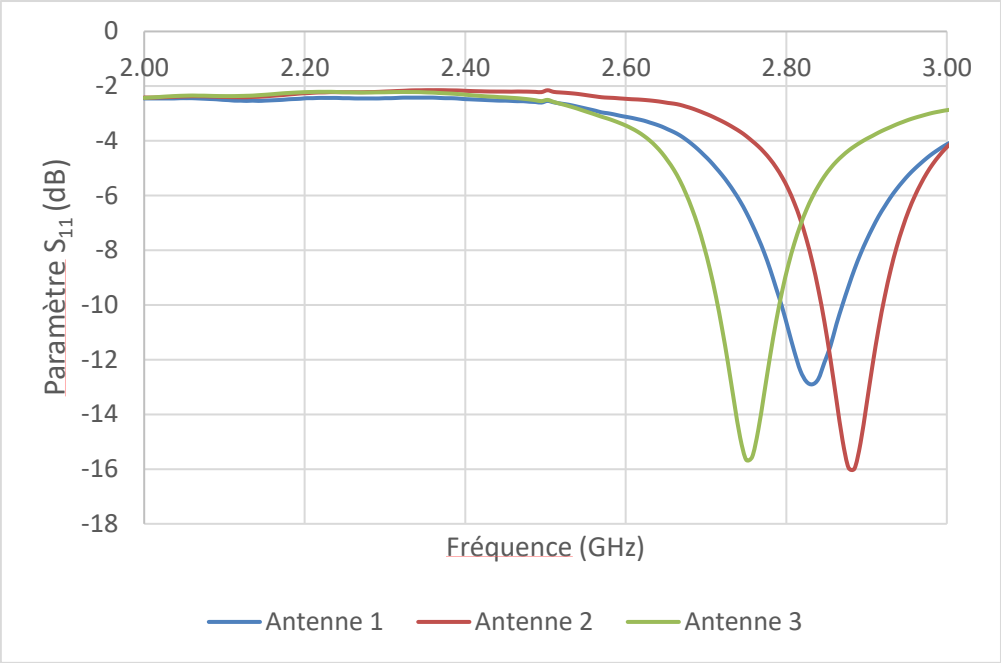


Figure 86 : Variations du paramètre S_{11} des antennes 1, 2 et 3 composants l'antenne triaxiale, en fonction de la fréquence dans la viande de porc.

Des écarts assez importants sont à nouveau constatés pour la fréquence de résonance des antennes individuelles fabriquées pour des raisons similaires à celles évoquées au paragraphe précédent, à savoir :

- Reproductibilité de fabrication et de soudure de chaque antenne individuelle
- Peu de recul sur cette nouvelle configuration associant 3 antennes individuelles pour former une antenne triaxiale
- Taille du méandre

Néanmoins, les ajustements nécessaires à l'obtention de la bonne fréquence de résonance pourront être réalisés en allongeant la longueur du méandre, afin d'assurer une meilleure correspondance entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux. En effet, nous remarquons dans nos résultats que la fréquence des antennes fabriquées est aux alentours de 2,8 GHz, ce qui est supérieure à 2,45 GHz comme souhaité. Or, d'après la relation $\lambda=\frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r} f}$, pour diminuer la fréquence de résonance f, il faut augmenter la longueur λ du méandre. Nous avons débuté ce travail d'allongement du méandre pour la fabrication de nouvelles versions de l'antenne, mais ne sommes pas encore arrivés à la fréquence souhaitée lors de la rédaction de ce manuscrit.

Néanmoins en dehors de ce décalage, l'agencement des trois antennes individuelles pour former l'antenne triaxiale ne semble pas créer de perturbations entre les antennes, leur S_{11} étant assez

similaires. De plus l'amplitude du paramètre S_{11} entre -13 et -16 dB est proche des résultats de simulation page 162 partie 1.1.3 de ce chapitre dans la Figure 75(b), dont le S_{11} des trois antennes était compris entre -13 et -15 dB. Ce qui montre qu'en dehors de la taille du méandre, notre modèle de simulation semble correct.

2.2.3. Impact des tissus sur l'antenne triaxiale : diagramme de rayonnement

Dans ce paragraphe, nous nous sommes intéressés à étudier l'impact du tissu organique sur le diagramme de rayonnement de notre antenne triaxiale. Nous avons donc mené des expérimentations afin de déterminer le diagramme de rayonnement de chaque antenne individuelle constitutive de l'antenne triaxiale finalisée avec une polarisation horizontale et verticale appliquées à l'aide d'une antenne cornet émettrice. L'onde issue de cette antenne cornet est appliquée à la capsule qui est positionnée à l'air libre et également placée dans la viande de porc. Cette expérimentation a pour but de déterminer l'influence des tissus organiques sur le rayonnement de notre antenne triaxiale finalisée et d'évaluer sa réponse dans le cadre d'une toute première expérience en chambre anéchoïque.

La Figure 87 illustre le dispositif expérimental de mesure du diagramme de rayonnement de chaque antenne individuelle placée dans la capsule pour former l'antenne triaxiale finalisée. Cet équipement comprend l'antenne triaxiale encapsulée posée sur un plateau en bois, ainsi qu'une antenne de type cornet agissant comme antenne émettrice (voir Figure 87 (c)). Un plateau rotatif est utilisé afin de permettre la rotation à 360° de l'antenne réceptrice sur un point fixe. Les deux antennes étaient espacées de 2 m. Cet espacement entre l'antenne émettrice et réceptrice est nécessaire pour avoir un signal global et réaliste du rayonnement de l'antenne. Le diagramme de rayonnement doit en effet être le même, qu'importe la distance entre les deux antennes. Si les deux antennes sont trop proches, il y a un risque de déformation du diagramme de rayonnement. L'antenne triaxiale, encapsulée dans une capsule en PEEK (voir Figure 87 (a)), a été plongée au milieu d'un morceau viande de porc non homogène (voir Figure 87 (b)) d'environ 10cmx20cm de 1.2kg.

La puissance a été émise dans l'antenne cornet à partir d'un générateur de signal (Agilent 8648C), réglé à une fréquence de 2,8 GHz, correspondant à la fréquence de résonance des antennes fabriquées, et une puissance de 0 dBm. Chaque antenne réceptrice individuelle faisant partie de l'antenne triaxiale finalisée a été reliée par un câble à un analyseur de signal (Rohde & Schwarz FSV), qui était à son tour connecté à un ordinateur. Les mesures ont été acquises de façon consécutive, antenne 1, puis 2, puis 3. Notre méthode expérimentale consistait à faire tourner le plateau rotatif à 360° sur un point fixe, sur lequel est placé l'antenne réceptrice, afin de couvrir toutes les orientations de cette dernière. Pendant cette rotation, l'amplitude du signal a été mesurée et enregistrée pour

chaque degré d'angle. L'angle 0° illustré en Figure 87 (a) et (b) correspond à la position initiale de mesure. La viande est posée sur une table en bois et une assiette en verre (non conducteur) qui n'interagissent pas avec les ondes émises. L'expérience a été réalisée sur deux antennes triaxiales identiques avec le même morceau de viande de porc. Les résultats obtenus sont quasiment identiques donc les résultats d'une seule des deux antennes seront présentés. La profondeur d'implantation de l'antenne est approximativement de 4 cm (bout de la capsule à 4 cm), à noter toutefois que la pièce de viande est asymétrique.

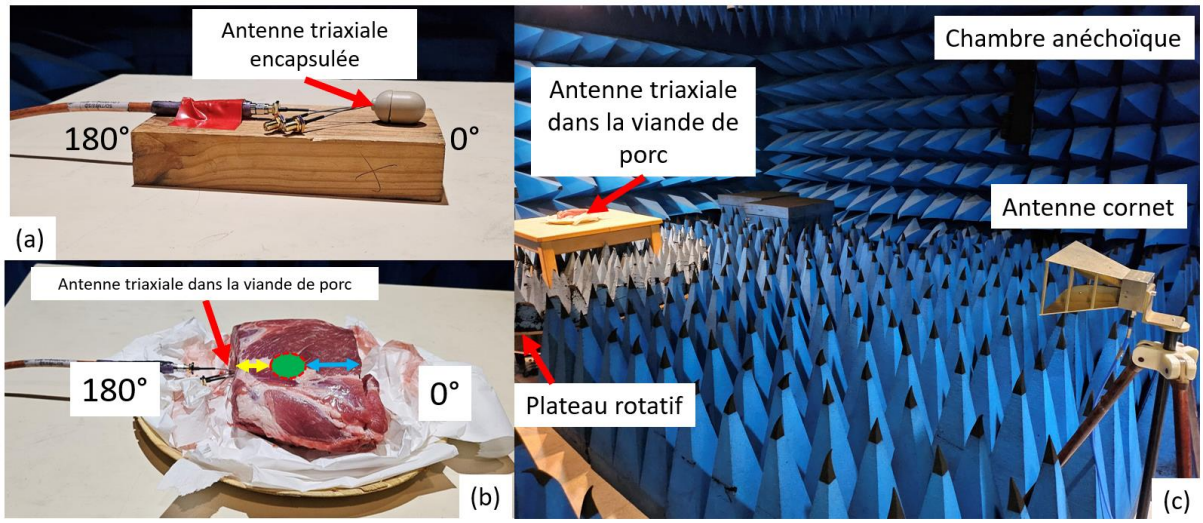


Figure 87 : Photographie du set-up pour la réalisation des diagrammes de rayonnement ; (a) antenne triaxiale encapsulée dans l'air, l'angle à 0° correspond à la position initiale ; (b) antenne triaxiale encapsulée placée dans la viande de porc, l'angle à 0° correspond à la position initiale. En vert est mis l'emplacement supposé de l'antenne triaxiale dans sa capsule en PEEK, la flèche jaune indique une distance approximative de 2cm, la flèche bleue indique une approximative de 5cm ; (c) set-up mis en place pour la réalisation des diagrammes de rayonnement. L'antenne cornet est espacée de 2 m de l'antenne triaxiale qui est plongée dans la viande de porc, sur un plateau rotatif. Les mesures se font en chambre anéchoïque ; photographies personnelles.

La Figure 88 présente les diagrammes de rayonnement obtenus pour les antennes 1, 2 et 3, de l'antenne triaxiale, dans diverses conditions. Les mesures ont été réalisées en émettant un signal avec une polarisation horizontale émise dans l'air et appliqué à la capsule posée à l'air libre (voir Figure 88(a)), une polarisation verticale émise dans l'air et appliqué à la capsule posée à l'air libre (voir Figure 88(b)), une polarisation horizontale émise dans l'air et appliqué sur l'ensemble « capsule insérée dans la viande de porc » (voir Figure 88(c)), et une polarisation verticale émise dans l'air et appliqué sur l'ensemble « capsule insérée dans la viande de porc » (voir Figure 88(d)). Cette représentation graphique permet d'évaluer les variations de performance et de rayonnement des antennes dans ces différentes configurations. L'antenne émettrice et les antennes réceptrices sont éloignées d'une distance de 2 m. Les raisons de cet éloignement sont expliquées plus haut mais le but est surtout d'obtenir un diagramme réaliste indépendant de la distance d'éloignement car ce qui nous intéresse

est la forme du diagramme de rayonnement. De plus, le niveau des signaux est noté à titre indicatif, car notre antenne n'étant pas adaptée/désignée pour une telle distance, le niveau indiqué est très faible. L'écart entre les niveaux est cependant intéressant à noter car il donne la différence d'atténuation de l'onde entre les antennes.

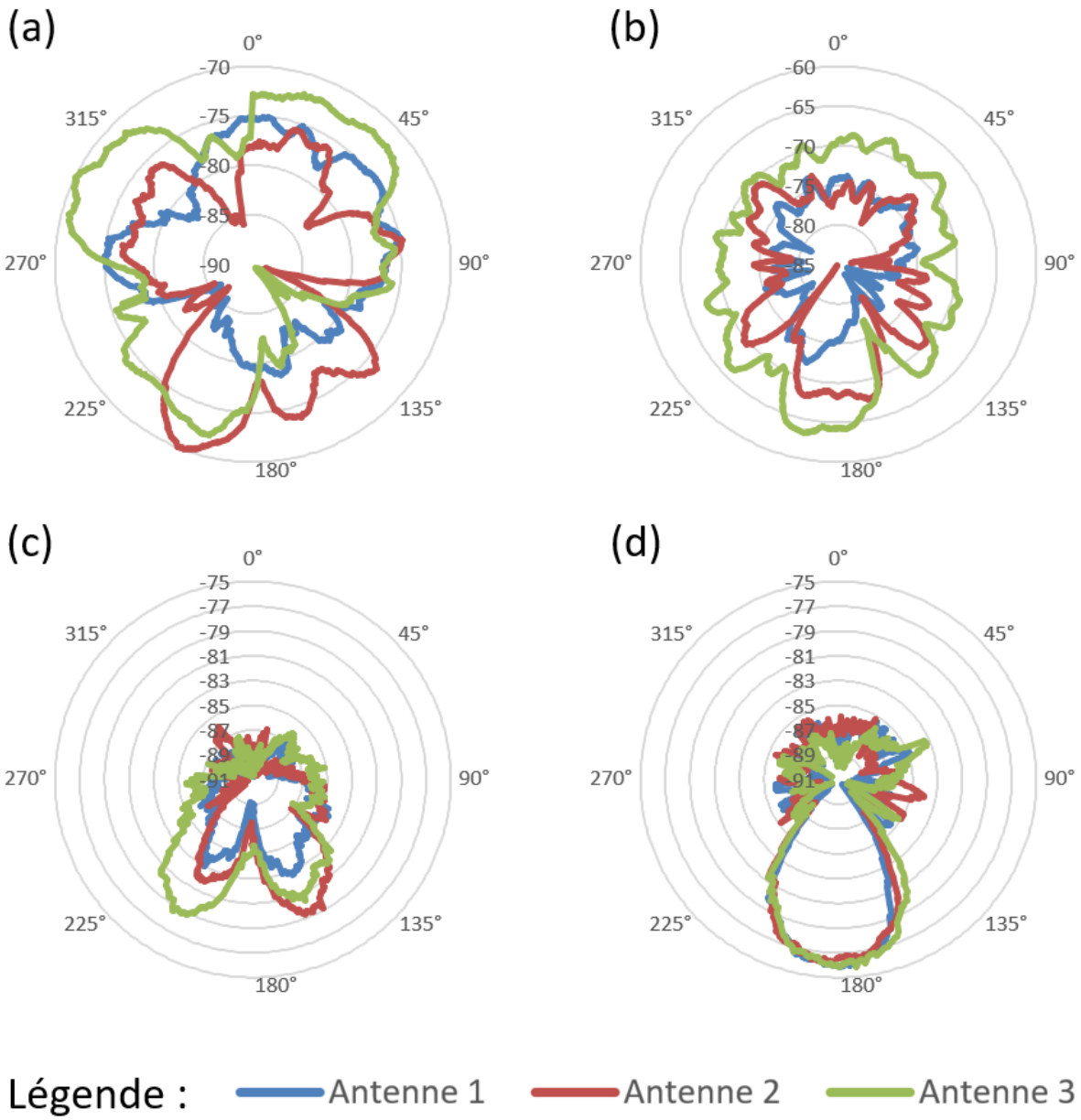


Figure 88 : Diagramme de rayonnement des antennes 1, 2 et 3 composants l'antenne triaxiale en dBm pour (a) une polarisation horizontale dans l'air, (b) une polarisation verticale dans l'air, (c) une polarisation horizontale (parallèle à la table) dans la viande de porc et (d) une polarisation verticale (perpendiculaire à la table) dans la viande de porc.

Pour la Figure 88(a), le niveau des signaux reçus varie entre -70 dBm et -85 dBm (différence de 15 dB), avec l'antenne 3 affichant la plus haute valeur. Il y a ici une atténuation de 15 dB de l'onde entre le niveau le plus haut et le plus bas. Les diagrammes de rayonnement de chaque antenne comprennent entre 3 et 5 lobes distincts. Nous pouvons observer que chaque antenne contribue de manière complémentaire aux autres, ce qui crée un diagramme de rayonnement global pratiquement uniforme pour l'antenne triaxiale. Cette observation suggère que l'arrangement des antennes permet bien, dans cette configuration de test, de compenser les variations des diagrammes de rayonnement de chaque antenne prise individuellement, assurant ainsi une couverture plus uniforme et cohérente dans toutes les directions.

Pour la Figure 88(b), les trois antennes présentent un profil de rayonnement relativement uniforme et similaire, avec des niveaux reçus variant entre -65 dBm et -85 dBm (différence de 20 dB). L'antenne 3 affiche le niveau le plus élevé, entre -65 dBm et -75 dBm (différence de 10 dB), suivie de l'antenne 2, puis de l'antenne 1. Le dispositif de mesure ne permet pas de visualiser précisément la position et l'orientation de chaque antenne dans la capsule. Il est néanmoins probable que l'antenne 3 soit la plus proche et la mieux orientée par rapport à la polarisation de l'antenne d'émission, tandis que l'antenne 1 est la plus défavorisée. Nous en déduisons que malgré les fluctuations du signal, celui-ci ne descend pas en dessous de -80 dBm en polarisation horizontale et -75 dBm en polarisation verticale quelle que soit la direction, ce qui suggère une efficacité globale de l'arrangement des antennes.

Avant de faire l'analyse des deux figures suivantes, il convient de rappeler un certain nombre d'éléments. Ainsi, le milieu de la capsule se situe à 4 cm du bord de la viande pour l'angle 180°. Les bords extérieurs de la capsule sont donc situés respectivement à 2 cm du bord de la viande (180°) et à 5 cm de l'autre extrémité de la viande (0°). Les épaisseurs de viande ne sont pas identiques de part et d'autre du morceau de porc utilisé comme le montre la Figure 87(b). De plus, dans le cas de ces manipulations, nous avons vérifié la fermeture de la viande une fois la capsule insérée à l'intérieur de du morceau de tissu biologique. Il est à rappeler que ce dernier est non homogène comparé à la simulation, froid et non vascularisé.

A la lumière de ces éléments, il est possible de comparer le diagramme de rayonnement pour une même polarisation de l'onde lorsque la capsule est à l'air libre et lorsqu'elle est placée dans le morceau de porc afin de déterminer l'impact de l'environnement de mesure et le comportement de l'antenne triaxiale. En ce qui concerne la comparaison avec la simulation (Figure 76), celle-ci doit être conduite avec prudence puisqu'il y a un certain nombre de différences entre les deux modèles (simulé et expérimental). Pour faire converger ces deux modèles, il faudra apporter des améliorations de part et d'autre de l'étude.

Sur la Figure 88(c), le diagramme de rayonnement de l'antenne révèle des variations significatives une fois l'antenne plongée dans la viande de porc. Le diagramme présente deux lobes distincts, situés à environ 155° et 200°. Ces lobes bien distincts indiquent clairement que le fait d'introduire l'antenne triaxiale à l'intérieur d'un morceau de viande de forme allongée impose un niveau de signal bien plus élevé dans les directions où l'épaisseur de viande (flèche jaune 2 cm) est la plus faible. Compte tenu de l'hétérogénéité du morceau de viande constatée visuellement (muscle, os, graisse), il est difficile d'interpréter la présence de deux lobes. Le niveau du signal varie entre -79 dBm et -90 dBm (différence de 11 dB) dans le porc. A l'air libre, le niveau était compris entre -70 dBm et -85dBm (différence de 15 dB) il y a donc une atténuation de l'ordre de 5 à 9 dB du signal lors de sa propagation à travers le tissu biologique. L'insertion manuelle de la sonde à l'intérieur du morceau de viande ne permettait pas de connaître précisément la distance entre la surface extérieure et l'antenne triaxiale. Cependant, il est possible d'estimer le bord de la capsule à 2 centimètres du bord de la viande pour l'angle à 180° et à 4 cm du bord de la viande pour l'angle à 0°. Compte tenu de la connaissance de la valeur de l'atténuation linéique issue de la littérature et du reste de nos travaux qui la situe à environ 6dB/cm (soit 12 dB pour 2 cm de profondeur), nous constatons une faible différence avec les résultats expérimentaux (atténuation entre 5 et 9 dB) qui pourrait s'expliquer par l'état inerte de la viande en comparaison avec un tissu organique vivant vascularisé. L'antenne 3 présente aussi dans cette configuration le niveau le plus élevé, tandis que l'antenne 1 affiche le niveau le plus faible, indiquant des différences dans la réception du signal entre les différentes antennes. Ces variations dans le diagramme de rayonnement suggèrent que les tissus biologiques interfèrent avec le rayonnement de l'antenne, entraînant une perte d'uniformité du signal.

Sur la Figure 88(d), l'observation du diagramme de rayonnement révèle une directivité nettement prononcée, avec une concentration du signal autour de l'angle d'environ 180°. Cette directivité peut indiquer une orientation préférentielle du rayonnement de l'antenne triaxiale, limitant sa couverture dans les autres directions. Cette directivité va influencer le positionnement de l'antenne émettrice, qui devra être placé dans l'angle d'ouverture du signal rayonné par rapport à l'antenne réceptrice pour optimiser la récupération de puissance par l'antenne triaxiale de l'onde émise. Le niveau du signal varie entre -75 dBm et -90 dBm, là où à l'air libre le niveau était initialement compris entre -65 dBm et -75 dBm. Nous notons ici une atténuation de 10 dB entre l'air libre et dans la viande. Ce résultat est proche des données issues de la littérature et du reste de nos travaux qui la situe à environ 6dB/cm (soit 12 dB pour 2 cm de profondeur).

Nous observons une récupération du signal quasi identique sur les 3 antennes dans cette configuration, ce qui augmente la puissance reçue sur un angle d'ouverture pour la manipulation de 70° environ. Il y a une atténuation entre le minimum et le maximum de 10 dB (Figure 88(d)).

Moyennant une prise en compte de toutes les différences au niveau des modèles entre la simulation et l'expérience, il est possible de retrouver des signatures similaires entre la Figure 76 et la Figure 88(d). En effet, le diagramme de rayonnement sur la Figure 88 montre que le maximum de puissance est récupéré sur un cône de 120° d'ouverture pour une profondeur d'implantation de 1 cm, avec une orientation favorable vers l'antenne PIFA. Concernant le niveau des signaux obtenus dans la Figure 76, nous pouvons lire qu'ils se situent entre -24,1 et -46,66 dB (légende : seuil en rouge et seuil en vert) correspondant à un écart de 22 dB entre le niveau minimal et maximal du signal. Cette dynamique est équivalente à celle obtenue dans les diagrammes de rayonnement de la Figure 88 avec des niveaux compris entre -75 dBm et -90 dBm, soit une différence de 15 dB entre le niveau minimal et maximal du signal. Cette observation suggère que dans cette configuration, l'antenne triaxiale présente un comportement directionnel sur un angle d'ouverture estimé à 70°. L'antenne émettrice devra donc être positionnée dans cet angle d'ouverture pour que l'antenne triaxiale puisse récupérer la puissance de l'onde émise. Il est à noter que les 3 antennes individuelles qui composent l'antenne triaxiale finalisée permettent chacune de récupérer de la puissance du signal émis, augmentant la puissance totale reçue pour alimenter les futurs pixels.

Les observations mettent en évidence un comportement distinct selon l'environnement dans lequel l'antenne est placée. A l'air libre, les antennes présentent un rayonnement uniforme et omnidirectionnel, soulignant ainsi l'intérêt de l'antenne triaxiale dans cette configuration car les trois antennes se compensent entre elles. En revanche, lorsqu'elles sont immergées dans les tissus, le rayonnement devient nettement directionnel, avec une atténuation de l'onde qui est conforme aux attentes. Cette évolution du rayonnement dans les tissus organiques est cohérente avec les irrégularités et la directivité observés lors de la simulation du rayonnement de l'antenne triaxiale dans le corps, comme présenté dans la Figure 76. Cela confirme l'impact significatif de l'environnement sur les propriétés de rayonnement de l'antenne triaxiale. Cela influencera le positionnement de l'antenne émettrice qui devra être positionnée dans l'angle d'ouverture où le signal de l'onde de l'antenne réceptrice est le plus élevée afin d'optimiser la récupération de puissance par l'antenne triaxiale de l'onde émise.

Les observations de l'antenne triaxiale à l'air libre révèlent principalement un effet de compensation entre les antennes, réduisant la puissance totale reçue lorsque les contributions de chaque antenne sont combinées. En revanche, à l'intérieur du corps, l'effet de compensation omnidirectionnelle est absent, mais il y a une sommation des signaux provenant des trois antennes pour une position donnée qui peuvent récupérer la même puissance. Ces constatations valident quand même les résultats de simulation, mais ces mesures méritent d'être reproduite pour confirmer leur fiabilité. En effet, les similitudes entre les Figure 76, Figure 88 (c) et Figure 88 (d) indiquent que

l'approche de modélisation HFSS est prometteuse, mais des améliorations sont nécessaires pour mieux correspondre aux données expérimentales.

En résumé, ces résultats mettent en évidence la nécessité d'améliorer le modèle de l'antenne, notamment en tenant compte de l'impact des tissus biologiques sur le rayonnement. En effet, les perturbations du rayonnement dans les tissus ne favorisent pas l'aspect compensatoire des antennes du triaxial mais permettent de capter de la puissance du signal sur 3 antennes individuelles qui récupère approximativement la même puissance, augmentant la puissance reçue totale. Cette constatation souligne l'importance de prendre en compte les conditions réelles d'utilisation de l'antenne, notamment lors de son implantation dans le corps humain. En étant au plus proche de la peau, l'antenne pourrait potentiellement subir moins de perturbations, ce qui pourrait influencer la profondeur d'implantation optimale pour assurer un rayonnement plus stable et uniforme. La position de l'antenne émettrice aura également son importance. Afin d'optimiser la puissance reçue par l'antenne triaxiale, l'antenne émettrice devra être placé dans l'angle d'ouverture de l'onde rayonnée par l'antenne réceptrice.

Conclusion de chapitre

Dans cette étude, nous avons développé, à l'aide du logiciel de simulation HFSS, une antenne triaxiale fonctionnant à 2,45 GHz, conçue pour récupérer la puissance d'une onde incidente extérieure indépendamment de l'orientation de l'antenne émettrice et réceptrice. Nous avons ensuite caractérisé cette antenne par simulation et réalisé une étude paramétrique afin de montrer l'impact de la profondeur d'implantation et de l'éloignement de l'antenne. Les résultats ont montré une décroissance du coefficient de transmission avec l'augmentation de la profondeur et de l'éloignement. Nous avons également étudié l'impact de l'orientation de l'antenne triaxiale dans le corps avec une antenne émettrice fixe. Cette étude a montré que grâce à l'aspect de l'antenne triaxiale, la puissance captée par les trois antennes se compensait entre elle qu'importe l'orientation de l'antenne triaxiale dans le corps avec une antenne émettrice fixe à l'extérieur du corps. Cela a permis de montrer l'intérêt de ce concept triaxial qui permet de récupérer la puissance de l'onde émise par l'antenne émettrice fixe à l'extérieur du corps indépendamment de l'orientation de l'antenne triaxiale dans le corps.

Après cela, nous avons procédé à sa conception pour évaluer ses performances réelles, afin de comparer nos résultats aux simulations. Nos observations ont révélé un décalage entre les fréquences de résonance simulées à 2,45 GHz et mesurées à environ 2,8 GHz, soulignant la nécessité d'ajuster nos simulations en tenant compte de ces résultats expérimentaux.

Le décalage de fréquence observé entre les simulations et les mesures expérimentales peut être attribué à plusieurs facteurs. Il faut retenir les défis liés à la réalisation mécanique des prototypes peuvent avoir introduit des variations.

Par ailleurs, les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés, ont mis en évidence l'impact significatif du corps humain sur le rayonnement de l'antenne, passant d'une distribution uniforme à l'air libre à une directivité prononcée dans le corps (dirigée vers l'épaisseur de tissu la plus fine). La profondeur d'implantation sera donc un élément limitant le niveau de puissance reçue par l'antenne, une épaisseur trop importante de tissu pouvant atténuer fortement les signaux reçus par l'antenne triaxiale. Il sera alors important de déterminer les profondeurs limites d'implantation permettant de maximiser la récupération de puissance sans perturber le rayonnement de l'antenne triaxiale. L'atténuation de l'onde due aux tissus implique également qu'il faudra privilégier certaines positions de l'antenne émettrice selon l'angle d'ouverture de l'onde rayonnée par l'antenne réceptrice. Il sera nécessaire de placer l'antenne émettrice dans la zone où l'angle d'ouverture correspond au niveau maximal du signal de l'onde rayonnée par l'antenne triaxiale. Cela permettra d'optimiser la récupération de puissance de cette dernière à partir de l'onde émise par l'antenne émettrice. Ces résultats montrent cependant, que chaque antenne individuelle de notre antenne triaxiale est tout de même capable de récupérer environ la même puissance provenant de l'antenne émettrice. L'intérêt de l'antenne triaxiale mis en avant ici est de pouvoir sommer les puissances reçues par chaque antenne individuelle, pour augmenter la puissance totale récupérée, en optimisant la position de l'antenne émettrice à l'extérieur du corps.

Malheureusement, nous n'avons pas pu reproduire l'étude paramétrique avec différentes profondeurs et orientations en conditions expérimentales, en raison d'un problème de calibration entre l'antenne émettrice et réceptrice. Pour les travaux futurs, une fois les antennes correctement calibrées, il sera intéressant d'effectuer les études paramétriques réalisées par simulation afin de déterminer les performances de cette antenne selon sa profondeur d'implantation dans des tissus biologiques, l'éloignement de l'antenne émettrice et l'orientation de l'antenne triaxiale dans les tissus.

Dans le chapitre suivant, nous avons estimé le nombre de pixels que notre antenne triaxiale peut alimenter. À cette fin, nous avons utilisé deux approches distinctes. La première repose sur une estimation analytique simplifiée, utilisant le bilan de liaison de notre système, tandis que la seconde exploite les données issues de notre modèle numérique 3D. A noter, que pour la seconde méthode, les résultats de la variation du coefficient de transmission S_{21} selon l'éloignement de l'antenne de la partie 1.2.2 de ce chapitre, seront exploités pour le calcul. Ces analyses nous permettront de mieux appréhender les capacités de notre dispositif et de définir ses performances dans des conditions réelles.

Chapitre 6 : Estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés

Ce chapitre a pour but d'estimer le nombre de pixels élémentaires, composés d'un neurone artificiel et d'une électrode de stimulation, pouvant être alimentés au travers d'un système développé à cet effet utilisant les ondes radiofréquences. Cette estimation permettra d'identifier des applications médicales pour lesquelles notre source énergétique et les pixels pourront être utilisés. Pour ce faire, ce chapitre est divisé en quatre grandes parties. La première partie redéfinit l'ensemble des éléments du système d'alimentation utilisant les ondes RF fonctionnant à 2,45GHz. Cela comprend une brève étude bibliographique sur les redresseurs afin d'estimer et de fixer une valeur du facteur de conversion pour passer du signal alternatif au signal continu. Celle-ci sera utilisée pour nos différents calculs. La seconde partie se concentre sur l'estimation du nombre de pixels alimentables en se basant sur un calcul analytique simplifié. Cette approche exploite le bilan de liaison établi entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. L'évolution des différentes grandeurs intervenant dans l'équation du bilan de liaison est discutée, à s'avoir l'atténuation dans l'air $A(d_{Air})$, l'atténuation dans le corps $A(d_{corps})$ et le coefficient de réflexion ρ_0^2 selon l'angle d'incidence de l'onde à la surface de la peau. La troisième partie s'appuie quant à elle sur les résultats de simulations obtenus à l'aide de deux modèles numériques 3D développés pour cette étude. Le premier modèle est issu du chapitre 5 partie 1.2.2 page 167, sur l'impact de l'éloignement de l'antenne émettrice. Ce modèle permettra d'estimer la puissance reçue à la surface de la peau (Pr^0) par une antenne individuelle réceptrice dans l'air, en utilisant une équation dérivée de l'étude de Kurup *et al.* [197]. Pour ce faire, les valeurs du coefficient de transmission (S_{21}^0) entre l'antenne émettrice et réceptrice, tirées de l'étude paramétrique réalisée par simulation HFSS dans le chapitre 5, seront utilisées pour ce calcul. Ensuite, nous pourrons en déduire la puissance totale reçue par l'antenne réceptrice triaxiale positionnée à la surface de la peau (Pr^0_{total}) en additionnant la puissance reçue par chaque antenne individuelle. Le second modèle de simulation a été conçu spécifiquement pour cette étude, il comprend deux antennes triaxiales identiques mises en symétrie dans un milieu homogène qui est le corps. De cette simulation nous tirerons le coefficient d'atténuation (k) de l'onde dans le corps pour un tissu biologique homogène. La quatrième, et dernière partie, s'emploie à comparer les résultats obtenus suivants les deux approches (analytique et simulation) en fonction des polarisations de l'onde. Nos résultats fournissent une première estimation du nombre de pixels alimentables, qui varie en fonction de la profondeur d'implantation. Selon notre modèle analytique simplifié, pour une profondeur allant de 0 cm jusqu'à 5 cm, le nombre de pixels alimentables se situe de l'ordre du million. En revanche, selon le modèle numérique 3D, ce nombre est de l'ordre du millier de pixels, voire moins. Une discussion est menée pour expliquer les écarts constatés au niveau des données obtenues par l'utilisation des deux méthodes. De plus, le second modèle indique une profondeur limite de 4 cm pour assurer une alimentation efficace des pixels.

J'ai mené l'ensemble de cette étude et des calculs présentés dans ce chapitre en faisant la synthèse des différents éléments du cahier des charges avec les membres de l'IEMN et d'Axorus, et en bénéficiant de l'accompagnement scientifique du MCF Philippe Mariage sur le sujet. J'ai pu bénéficier de ses compétences dans le domaine des antennes, de la CEM et des outils de CAO, indispensables pour mener à bien cette partie du projet.

1. Le système d'alimentation de pixels

1.1. Rappel des différents blocs du système d'alimentation de pixels incluant l'antenne triaxiale

En repartant des résultats définis à la page 125, le système d'alimentation se compose dans sa globalité d'une antenne émettrice externe située dans l'air et d'une antenne réceptrice dans le corps. Au niveau de l'antenne émettrice, la puissance est fixée à 50 mW, correspondant à la puissance standard que peut émettre un smartphone. Cette donnée nous sera utile pour estimer le nombre de pixels qu'il sera possible d'alimenter. La puissance est transmise par une onde radiofréquence à 2,45GHz qui traverse deux milieux, l'air et le corps (considéré comme homogène) et l'interface air-corps correspondant à la peau (sans épaisseur). La puissance est reçue par le récepteur correspondant à notre antenne triaxiale. Le signal de fréquence 2,45GHz est reçu puis converti en signal continu pour alimenter les pixels.

La Figure 89 s'appuie sur la première définition donnée par la Figure 59, qui représente le schéma du système d'alimentation radiofréquence discuté en partie 2 du chapitre 4 page 125. Les différents éléments composant le système étudié dans sa globalité, à savoir l'émetteur externe, le récepteur implanté (antenne triaxiale), l'adaptateur d'impédance, le redresseur, le pixel à alimenter, ainsi que les deux milieux (air et corps) et l'interface air-corps (peau) sont présentés sur le schéma bloc.

Pour déterminer le nombre de pixels pouvant être alimentés, nous devons définir les propriétés physiques et caractériser le comportement électrique (atténuation, gain, etc …) à cette fréquence de travail (2,45GHz) de chacun de ces éléments. En partant de l'antenne émettrice jusqu'à la sortie du redresseur, cela concerne également la couche d'air, la peau, la couche de tissus humains, l'antenne triaxiale, l'adaptateur d'impédance et le redresseur. Pour rappel, pour un seuil défini à 10 pixels, la puissance moyenne nécessaire pour les alimenter est de 20 nW, soit 2 nW/pixel.

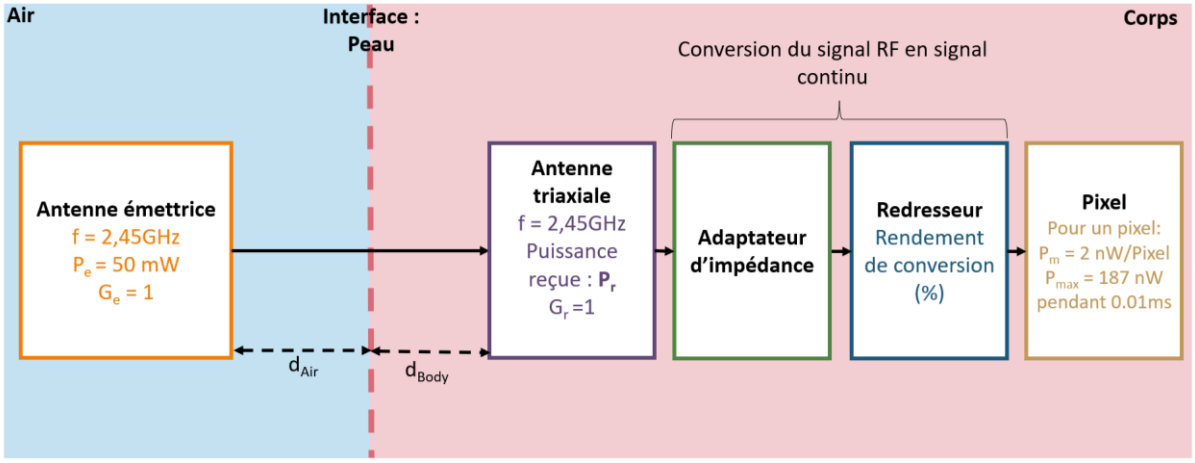


Figure 89 : Schéma bloc du système d'alimentation radiofréquence fonctionnant à la fréquence de 2,45GHz composé d'une antenne triaxiale, d'un système de conversion et d'un pixel ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

1.2. Conversion du signal à la fréquence de 2,45 GHz en signal continu : redresseur

Afin d'alimenter les pixels à partir d'un signal RF, il est nécessaire de convertir ce signal en signal continu. Notre objectif s'est concentré sur le choix d'une solution technologique qui puisse être implémentée de façon réaliste dans notre système. A partir de ce choix, il convient de déterminer le rendement de conversion associé. Ces éléments seront implémentés dans le déploiement de notre bilan de liaison et permettront de prendre en compte les pertes potentielles associées à la conversion du signal.

Le bloc « conversion du signal RF en signal continu » comprend un adaptateur d'impédance et un redresseur. Concernant l'adaptateur d'impédance, il est important de noter qu'il s'agit d'une technologie plutôt mature [199], [200]. Cet élément sera surtout déterminant au niveau de la puissance d'entrée reçue qui devra être supérieure à un certain niveau. Nous avons pour le moment décidé de négliger ce module pour notre estimation du nombre de pixels pouvant être alimenté car son effet ne devrait pas avoir un fort impact sur l'amplitude de l'onde s'il est correctement choix. Cela n'est pas le cas de l'élément "redresseur" pour lequel il convient de définir les caractéristiques

Parmi les solutions possibles, nous nous sommes intéressée aux redresseurs qui servent à convertir le signal fonctionnant à la fréquence 2,45 GHz en un signal continu, afin de pouvoir transmettre la puissance reçue par l'antenne réceptrice pour alimenter les pixels. Il est à noter que le rendement de cette conversion dépend de la puissance d'entrée. Les travaux menés dans le cadre de la thèse du Dr. R. Berges sur le sujet « Dispositif conformable de récupération d'énergie radiofréquence : vers l'autonomie des objets communicants », donnent les performances et le rendement de conversion de

quatre architectures de redresseurs étudiées sous l'angle de la simulation, à savoir : doubleur, Graetz, Greinacher et série [160]. La Figure 90 illustre le rendement de conversion (%) de ces quatre architectures en fonction de la puissance d'entrée (en dBm).

Par rapport à notre application, nos résultats expérimentaux et de simulations obtenus dans les chapitres 4 et 5 ont montré que la puissance reçue à l'entrée de notre système est très faible en raison de l'atténuation de l'onde dans les tissus. Nous avions par exemple estimé une puissance d'entrée reçue de 15,8 nW (soit -48 dBm) à 5 cm de profondeur dans le cadre de l'étude paramétrique menée pour savoir à quelle profondeur d'implantation il est possible de mettre l'antenne réceptrice (chapitre 5 partie 1.2.1 page 165). Ainsi, pour le choix de la valeur du rendement de conversion, nous nous plaçons sur la Figure 90 dans le cas le plus défavorable correspondant à une puissance reçue à l'entrée du système la plus faible possible, soit -25 dBm équivalent à 3 µW. A cette puissance d'entrée les rendements de conversion varient entre 5 et 25%.

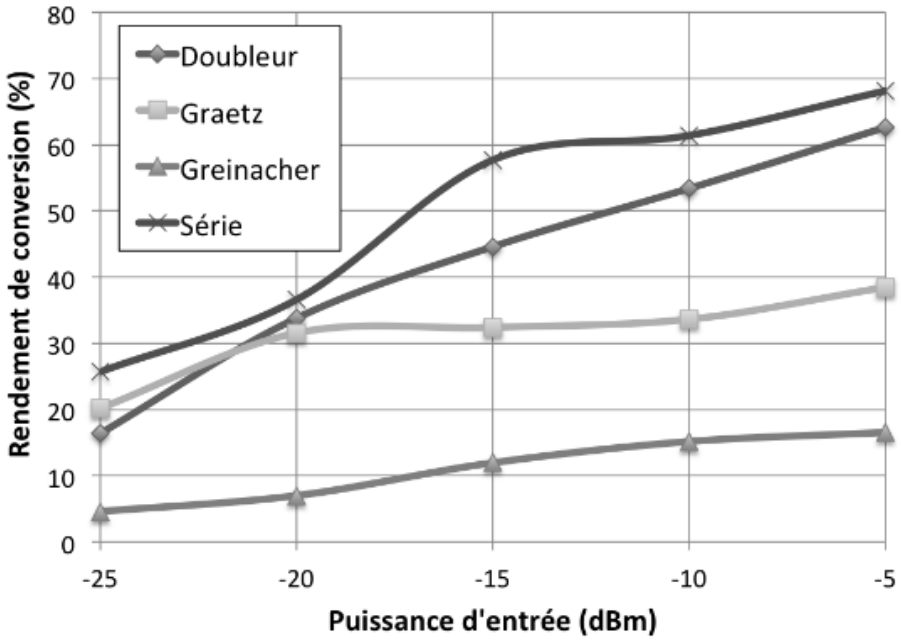


Figure 90 : Évolution du rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée pour 4 architectures de redresseur ; figure issue de [160].

Pour compléter ces premiers résultats, nous pouvons nous appuyer également sur les études menées par Rehman *et al.* ainsi que Franciscatto *et al.* qui se penchent également sur divers types de redresseurs [201], [202]. Ainsi, pour une puissance d'entrée de -25 dBm, le rendement de conversion est de 10 % pour le modèle de redresseur SMS-7630 dans l'étude de Rehman *et al.* Dans l'étude de Franciscatto *et al*., les résultats de simulation indiquent un rendement de conversion de 5 %, tandis que pour les résultats expérimentaux le rendement de conversion est de 10 %.

Après avoir passé en revue plusieurs études et publications, les résultats montrent une convergence vers une valeur de rendement de conversion communément rencontrée dans la littérature. Cette valeur, établie à environ 10% pour une puissance d'entrée de -25 dBm, semble être un choix judicieux. Ainsi nous avons donc décidé d'adopter un rendement de conversion de 10% pour la suite de nos recherches.

Nous pouvons toutefois noter qu'à la vue du comportement quasi linéaire des redresseurs (voir Figure 90), une puissance d'entrée trop faible, inférieure à -25 dBm, pourrait entraîner un rendement de conversion très faible (<5%), insuffisant pour alimenter les pixels. Cette observation souligne l'importance de trouver des solutions efficaces pour récupérer et convertir l'énergie disponible à l'intérieur du corps en énergie électrique utilisable.

En ce qui concerne le dimensionnement, l'ouvrage « Recent Wireless Power Transfer Technologies » de 2019, dans le chapitre « Voltage-Doubler RF-to-DC Rectifiers for Ambient RF Energy Harvesting and Wireless Power Transfer Systems », recense différents redresseurs dont les dimensions varie entre 43x20 mm² (SMS 7630) et 21x20 mm² (SMS 7630 également) [203]. Pour rappel, nous ne souhaitons pas dépasser une taille de 10x10X10 mm^3 pour la partie implantée dans le corps qui fait partie de l'ensemble du schéma bloc. Ainsi pour une surface de 10x10 mm² de la partie implantée, ces dimensions rencontrées dans la littérature sont plus de 2 à 4 fois supérieures à celles fixées dans notre cahier des charges. Une étude sera également nécessaire pour trouver un redresseur suffisamment miniaturisé et performant pour alimenter les pixels.

En résumé pour l'intégration du redresseur dans notre système, des recherches approfondies seront nécessaires pour identifier et concevoir des redresseurs adaptés à notre dispositif finalisé, afin de garantir des performances optimales et fiables dans des conditions réalistes d'utilisation et de miniaturisation. Notre antenne triaxiale étant encore en phase de prototypage, nous ne connaissons pas ses performances en conditions réelles. Le choix du redresseur le plus optimal se fera alors en fonction des performances réelles de l'antenne triaxiale finalisée.

2. Première approche : estimation du nombre de pixel pouvant être alimentés par l'approche fondée sur un modèle analytique simplifié

2.1. Bilan de liaison théorique

En définissant l'impact sur l'amplitude de l'onde émise de chaque élément constitutif de la chaîne en terme notamment d'atténuation et de gain, il est possible d'estimer par calcul la puissance reçue par l'antenne réceptrice, qui est une antenne triaxiale implantée. Cette contribution est évaluée au

travers d'expressions analytiques simples qui sont détaillées ci-après. En déterminant cette puissance reçue, nous pourrons calculer le nombre de pixels alimentables sachant que la puissance moyenne de consommation d'un pixel est de 2 nW/pixel. Ainsi, travailler sur un modèle analytique simple permet de vérifier que les comportements sont ceux attendus. Cela nous permet de donner des ordres de grandeur et d'établir des tendances, afin de pouvoir proposer un premier dimensionnement du système.

Sur la Figure 91 sont représentés les facteurs de pertes et d'atténuation de l'onde qui sont la réflexion de l'onde à la surface de la peau, l'atténuation de l'onde dans l'air et l'atténuation de l'onde dans le corps. Le milieu constitutif du corps est considéré comme homogène pour simplifier le modèle et s'adapter à un cas général. Ce modèle ne prend pas en compte différentes couches de tissus, se plaçant dans un cas de figure générique, pouvant s'adapter à différentes zones d'implantation puisque nous n'avons pas encore défini d'application spécifique. Dans un modèle proche de la réalité, il faudrait regrouper les différentes couches de tissus comme les muscles et la graisse.

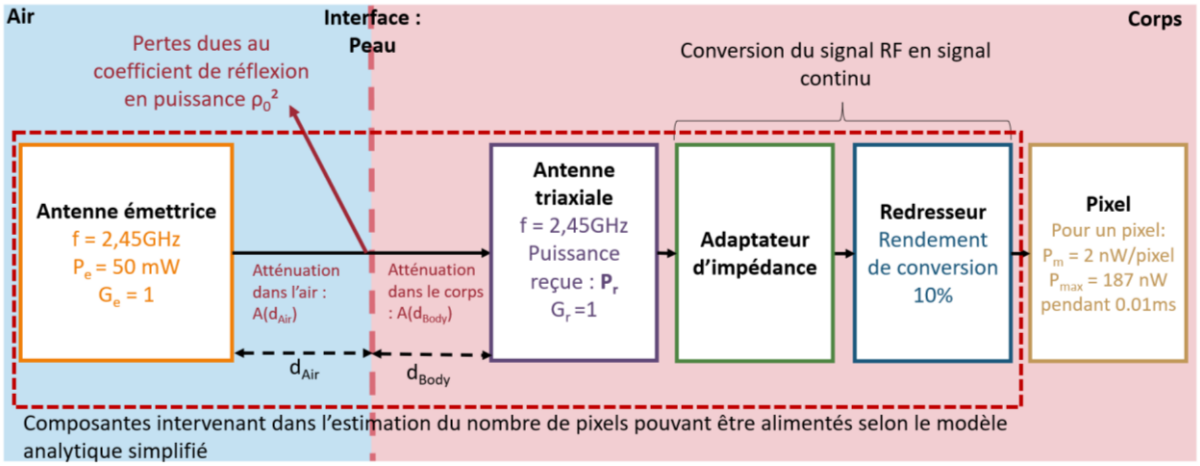


Figure 91 : Schéma du système d'alimentation radiofréquences intégrant les grandeurs du bilan de liaison établi ; production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Pour rappel, l'expression mathématique du bilan de liaison entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice est définie par l'équation (19) : $\mathbf{P_r = P_e \cdot G_e \cdot A(d_{Air}) \cdot (1 - \rho_0^2) \cdot A(d_{Body}) \cdot G_r}$

Avec :

- L'atténuation dans l'air (sans unité) dépendante de la longueur d'onde (en m) et de la distance dans l'air d_{Air} (en m) :

$$A(d_{Air}) = (\frac{\lambda}{4.\pi.d_{Air}})^2 \quad (22)$$

- L'atténuation dans le corps (sans unité) dépendante de la profondeur d'implantation d_{Body} (en m) et la constante d'atténuation α (en m^{-1}), qui varie selon la fréquence de l'onde et le tissu traversé. L'équation de l'atténuation dans le corps est issue des articles de Soliman *et al.* [165] et de Dove *et al.* [166] :

$$A(d_{Body}) = e^{-\alpha d_{Body}} \quad (23)$$

- P_e (en W) et G_e (sans unité) sont respectivement la puissance émise et le gain de l'antenne d'émission. Pour cette étude G_e vaut 1, caractéristique des antennes miniatures utilisées dans les smartphones ou dans la plupart des objets communicants grand public,

- P_r (en W) et G_r (sans unité) sont respectivement la puissance récupérée et le gain de l'antenne d'émission. Pour cette étude G_e vaut 1,

- ρ_0^2 (sans unité) puissance réfléchie de l'onde sur la peau due au coefficient de réflexion (en champ électrique).

Pour calculer la puissance reçue, issue du bilan de liaison équation (19), il faut donc déterminer les grandeurs intervenant dans l'équation, pouvant varier selon les configurations (éloignement de l'antenne émettrice dans l'air, profondeur d'implantation, angle d'incidence de l'onde). Ces grandeurs sont donc l'atténuation dans l'air $A(d_{Air})$ établie par l'équation (22), l'atténuation dans le corps $A(d_{Body})$ établie par l'équation (23) et le coefficient de réflexion en puissance ρ_0^2 dont les équations seront donnés dans la partie 2.2.3. Ces différentes grandeurs seront, dans la suite de cette étude, calculées pour déterminer la puissance reçue et aboutir à l'estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés par notre système radiofréquence.

2.2. Détermination des grandeurs intervenant dans l'équation de la puissance reçue

Dans le cadre de notre étude, pour estimer le nombre de pixels pouvant être alimenté, nous allons déterminer les différentes grandeurs intervenant dans l'équation de la puissance reçue. Nous débutons notre étude par la détermination des pertes dues à l'atténuation de l'onde incidente dans l'air établie par l'équation (22) $A(d_{Air}) = (\frac{\lambda}{4.\pi.d_{Air}})^2$ dépendant de la longueur d'onde λ (m) et de la distance d'éloignement de l'antenne émettrice d_{Air} (m). Puis nous nous concentrerons sur les pertes dues à

l'atténuation de l'onde incidente dans le corps humain, représentée par $A(d_{Body})= e^{-\alpha d_{Body}}$ (équation(23)), dépendantes de la constante d'atténuation α (m^{-1}) et de la profondeur d'implantation d_{Body}. Par la suite, nous examinons le coefficient de réflexion en puissance, ρ_0^2, qui sera influencé par plusieurs facteurs qui sont le champ électrique de l'onde (parallèle ou perpendiculaire), l'angle d'incidence θ_0 et la permittivité relative ε_r du milieu réfléchissant. Toutes ces grandeurs sont positionnées sur le schéma de la Figure 91.

2.2.1. Détermination de l'atténuation dans l'air $A(d_{Air})$

L'atténuation de l'onde incidente dans l'air est établie par l'équation (22) $A(d_{Air}) = (\frac{\lambda}{4.\pi.d_{Air}})^2$ dépendant de la longueur d'onde λ (m) et de la distance d'éloignement de l'antenne émettrice d_{Air} (m). Pour estimer le nombre de pixels pouvant être alimentés, nous avons opté pour une approche où cette grandeur reste constante, ce qui implique que la distance entre l'antenne émettrice et la surface de la peau est maintenue à une valeur définie de d_{Air} de 3 centimètres. Avec un Débit d'Absorption Spécifique (DAS) établi à 2 W/kg, la densité maximale autorisée correspond à 442 µW/cm². Cette valeur est calculée pour un champ proche, étant donné que le DAS est spécifiquement défini dans cette zone. En utilisant une puissance émise isotrope de 50 mW à une distance de 3 centimètres, nous obtenons ainsi la densité maximale autorisée de 442 µW/cm².

Nous avons ainsi d_{Air} = 3 cm et λ = 12,24 cm pour une fréquence de 2,45 GHz. Ainsi en reprenant l'équation (22) nous avons : $A(d_{Air}) = (\frac{0,122}{4.\pi.0,03})^2 = 0,32$.

Cette valeur sera utilisée dans la suite de cette étude pour estimer le nombre de pixels qui peuvent être alimenté en utilisant le modèle analytique simplifié.

2.2.2. Détermination de l'atténuation dans le corps $A(d_{Body})$ avec la constante d'atténuation α intervenant dans l'équations

La constante d'atténuation α qui intervient dans l'équation $A(d_{Body})= e^{-\alpha d_{Body}}$ (équation (23)) évolue en fonction de la fréquence de l'onde et la nature du tissu traversé par cette même onde. Cette constante d'atténuation α, préalablement définie par Soliman *et al.* [165], a pour unité le m^{-1}. Cette grandeur intervient directement dans le calcul de l'atténuation que subie l'onde incidente en fonction de la profondeur d'implantation de l'antenne de réception dans le corps. Nous pouvons noter, à partir de cette équation, que plus la constante d'atténuation α est élevée, plus le facteur d'atténuation est

proche de 0 indiquant une forte atténuation de l'onde. A l'inverse, plus la constante d'atténuation α est faible, plus le facteur d'atténuation est proche de 1 indiquant que l'onde n'est pas atténuée.

La Figure 92, issue de l'article de Soliman *et al.* [165], donne les valeurs de la constante d'atténuation α pour trois fréquences distinctes (403.5 MHz, 916.5 MHz et 2450 MHz) dans différents tissus standards que l'on retrouve dans le corps humain. Il y a les tissus graisseux, les muscles, la peau et l'intestin grêle (SI : Small Intestine, intestin grêle).

A partir de ce travail, nous pouvons relever les valeurs de α pertinentes pour notre application qui fonctionnera à 2,45 GHz. Nous relevons ainsi sur la figure les différentes valeurs de α suivantes : 79.24 m^{-1} pour le SI, 44.82 m^{-1} pour les tissus graisseux et les muscles, et 44.19 m^{-1} pour la peau. A partir de ces valeurs, il est possible de calculer le facteur d'atténuation $A(d_{Body})$ exprimé à l'aide de l'équation (23).

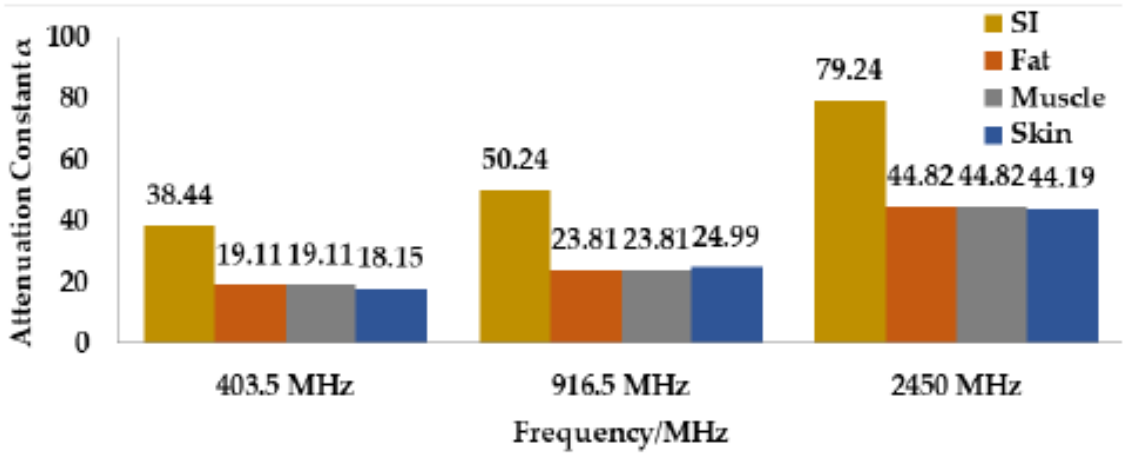


Figure 92 : Constante d'atténuation α défini pour trois fréquences (403,5 MHz, 916,5 MHz et 2450 MHz) et différents tissus humains ; figure issue de [165].

Le Tableau 15 présente les valeurs des facteurs d'atténuation linéaire $A(d_{body})$ obtenues pour une fréquence de 2,45GHz en fonction de la constante d'atténuation α des différents tissus humains listés précédemment et en fonction de la profondeur d'implantation allant de 0 cm (au niveau de la peau) à 5 cm à l'intérieur du corps. L'atténuation de l'onde à travers différents tissus corporels diminue avec l'augmentation de l'épaisseur du tissu (d_{Body}). Ce comportement est cohérent avec l'équation établie de $A(d_{body})$. Le tissu SI présente le coefficient d'atténuation le plus élevé, atteignant 79,24 m^{-1}, ce qui signifie qu'il absorbe l'onde plus rapidement que les autres tissus. Par exemple, à une épaisseur de 5 cm, seulement 0,019 de l'onde initiale peut passer au travers de ce dernier. En revanche, la graisse, le muscle et la peau ont des coefficients d'atténuation similaires, autour de 44 m^{-1}. Ainsi, pour une

épaisseur de 5 cm, 0,110 de l'onde initiale passe au travers de la peau et 0,106 au travers de la graisse et du muscle.

Tissu	α (m^{-1})	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 0cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 1 cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 2 cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 3 cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 4 cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 5 cm
SI	79.24	1.000	0.453	0.205	0.093	0.042	0.019
Fat	44.82	1.000	0.639	0.408	0.261	0.166	0.106
Muscle	44.82	1.000	0.639	0.408	0.261	0.166	0.106
Skin	44.19	1.000	0.643	0.413	0.266	0.171	0.110

Tableau 15 : Facteur d'atténuation dans le corps $A(d_{Body})$ selon la constante d'atténuation α du tissu et la profondeur d'implantation.

Dans la suite de notre étude, pour le dimensionnement et l'estimation du nombre de pixels qui peuvent être alimentés, nous choisissons de nous placer dans la configuration la plus défavorable, et donc de choisir la valeur la plus importante du facteur α. Il s'agit de la valeur liée à l'intestin grêle (SI), soit 79,24 m^{-1}. Ces données seront nécessaires pour calculer ensuite la puissance reçue par l'antenne réceptrice en utilisant l'équation(19) pour la détermination de la puissance Pr.

Il est à noter que les données en termes de facteur d'atténuation pour le cœur ne sont pas reportées dans cette étude, organe dont les propriétés seront reprises dans le calcul du coefficient de réflexion ρ_0^2. Le choix du cœur pour le calcul qui va suivre s'appuie sur la volonté de conserver une cohérence avec le modèle de simulation de l'antenne développé sous HFSS.

2.2.3. Evolution du coefficient de réflexion ρ_0^2 selon l'angle d'incidence de l'onde sur la peau

Le coefficient de réflexion en puissance ρ_0^2 (sans unité) sert à quantifier la réflexion de l'onde incidente sur l'interface air-corps humain, soit au niveau du contact avec la peau. Le coefficient de réflexion de Fresnel, dont les deux équations (24) et (25) établies suivant la polarisation du champ électrique sont rappelées par Yahalom et al. [204], varie selon l'angle d'incidence θ_0 de l'onde et la polarisation du champ électrique de l'onde.

La Figure 93 illustre le phénomène physique de l'onde traversant différents milieux diélectriques caractérisés par ε_0, μ_0 et par ε, μ, σ. Lorsqu'une onde rencontre un changement de milieu, une partie

de celle-ci est réfléchie avec un certain angle d'incidence θ_0, tandis que l'autre partie est transmise à travers le corps avec un angle θ. En raison de cette réflexion, une partie de la puissance de l'onde est réfléchie, représentant une perte par rapport à l'onde incidente. Cette représentation visuelle est essentielle pour appréhender les mécanismes d'interaction des ondes radiofréquences avec les différents tissus.

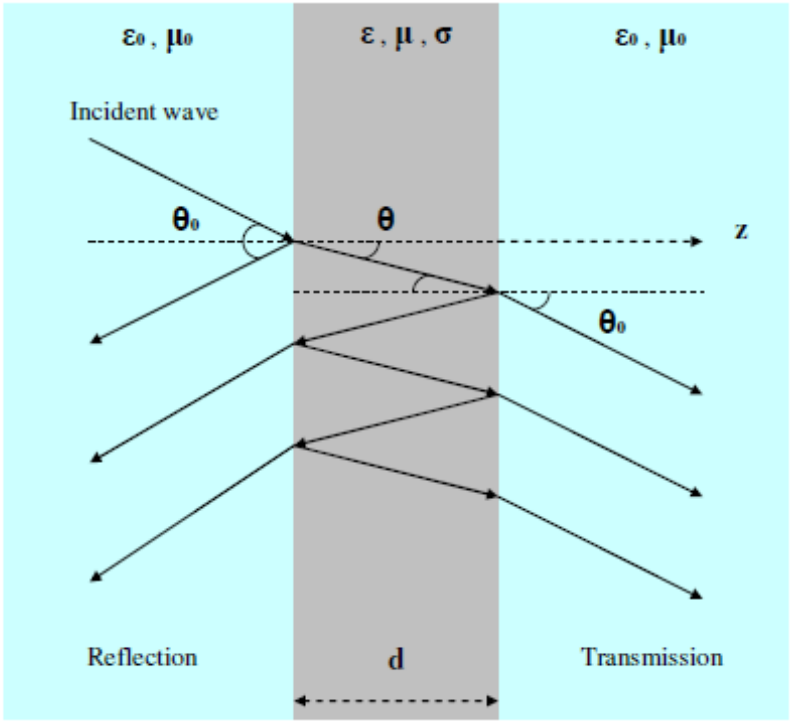


Figure 93 : Propagation de l'onde dans différentes couches diélectrique selon le coefficient de Fresnel ; figure issue de [204].

La relation établie dans l'article de Yahalom et al. est dépendante de la permittivité relative ε_r du matériau et de l'angle d'incidence θ_0. Les relations qui établissent le coefficient de réflexion selon la polarisation du champ électrique (parallèle ou perpendiculaire au plan incident) sont les suivantes :

- La relation qui établit le coefficient de réflexion selon un champ électrique perpendiculaire au plan d'incidence, avec θ_0 correspondant à l'angle incident de l'onde et ε_r la permittivité relative du milieu est :

$$\rho_{0-TE} = \frac{\cos(\theta_0) - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\theta_0)}}{\cos(\theta_0) + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\theta_0)}} \quad (24)$$

- La relation qui établit le coefficient de réflexion selon un champ électrique parallèle au plan d'incidence, avec θ_0 correspondant à l'angle incident de l'onde et εr la permittivité relative du milieu est :

$$\rho_{0-TM} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\theta_0)} - \varepsilon_r \cos(\theta_0)}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\theta_0)} + \varepsilon_r \cos(\theta_0)} \quad (25)$$

A partir de ces équations (3) et (4), nous pouvons calculer le coefficient de réflexion en puissance ρ_0^2 (sans unité) pour les deux polarisations de l'onde en fonction de différents angles d'incidence en degré (°). Pour ces calculs, nous avons défini une permittivité relative de 55 correspondant au cœur humain et une conductivité de 2 S/m, valeurs établies pour le développement de notre modèle d'antenne sur le logiciel de simulations HFSS [205].

La Figure 94 est un graphique représentant l'évolution du coefficient de réflexion en puissance $\rho_{0\text{-}TE}^2$ à 2,45GHz selon l'angle d'incidence θ_0 de l'onde allant de 0° (onde incidente normale au plan du tissu réflecteur) à 90° (onde incidente parallèle au plan du tissu réflecteur) pour une polarisation perpendiculaire du champ électrique. La valeur de $\rho_{0\text{-}TE}^2$ a été calculée en utilisant l'équation (24). Pour analyser les résultats, il faut retenir que lorsque le coefficient de réflexion en puissance est proche de 1 alors la réflexion de l'onde est maximale donc la totalité de cette dernière est réfléchie par la peau. Au contraire lorsque le coefficient de réflexion est proche de 0, la réflexion est minimale et la totalité de l'onde est transmise à travers la peau.

L'analyse du graphique de la Figure 94 montre que lorsque l'angle d'incidence augmente, le coefficient de réflexion en puissance augmente également. Cela indique que lorsque l'onde incidente atteint la peau avec un angle plus élevé, une plus grande partie de la puissance est réfléchie. Ainsi, à un angle d'incidence de 90° (angle critique), l'onde est totalement réfléchie avec $\rho_{0\text{-}TE}^2$ qui vaut 1. En revanche, à un angle de 0°, le coefficient de réflexion $\rho_{0\text{-}TE}^2$ est de 0,58. Ainsi 42 % de l'onde est transmise, ce qui représente la valeur maximale de transmission dans cette configuration. Nous pouvons noter que le coefficient de réflexion est toujours supérieur à 0,58, ce qui signifie qu'une proportion significative de la puissance de l'onde est toujours réfléchie par la peau avec cette polarisation. Cette analyse met en lumière l'impact significatif de l'angle d'incidence sur la transmission de l'onde à travers la peau. Ces informations nous seront utiles afin d'estimer le nombre de pixels que notre système peut alimenter en fonction de l'angle d'incidence pour une polarisation perpendiculaire du champ électrique.

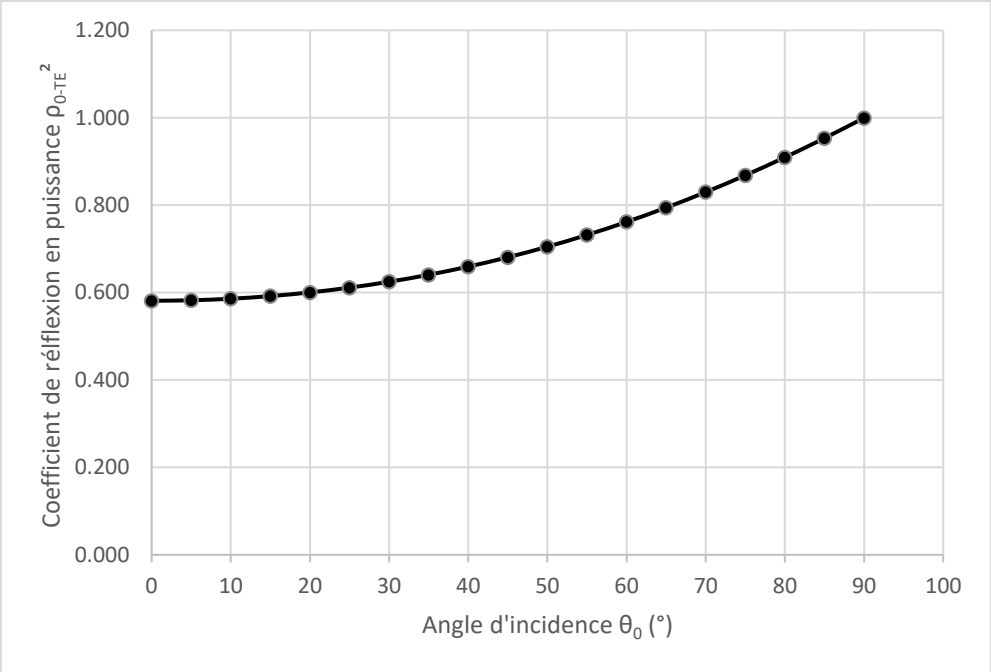


Figure 94 : Coefficient de réflexion en puissance ρ_0^2 à 2,45GHz selon l'angle d'incidence de l'ondes RF pour une polarisation perpendiculaire (TE) du champ électrique.

La Figure 95 est un graphique représentant également le coefficient de réflexion en puissance $\rho_{0\text{-}TM}^2$ à 2,45GHz selon l'angle d'incidence de l'onde θ_0 allant de 0° (onde incidente normale au plan du tissu réflecteur) à 90° (onde incidente parallèle au plan du tissu réflecteur) pour une polarisation parallèle du champ électrique. Ce coefficient $\rho_{0\text{-}TM}^2$ a été calculé en utilisant l'équation (25). De nouveau, pour l'analyse des résultats, il faut retenir que lorsque le coefficient de réflexion en puissance est proche de 1, alors la réflexion de l'onde est maximale donc la totalité de cette dernière est réfléchie par la peau et lorsque le coefficient de réflexion en puissance de l'onde est proche de 0, la réflexion de l'onde est minimale et la totalité de cette dernière est transmise à travers la peau.

Le graphique présente une tendance différente de la précédente, avec une variation non linéaire du coefficient de réflexion en fonction de l'angle d'incidence de l'onde. Nous observons une diminution progressive du coefficient de réflexion de 0,58 à 0 pour des angles allant de 0° à 80°, suivie d'une augmentation brutale à 1 pour un angle de 90°. Cette observation suggère un changement de comportement notable de la réflexion de l'onde à des angles spécifiques. À l'angle critique de 90°, l'onde est totalement réfléchie, tandis qu'à l'angle préférentiel de 80°, elle est presque totalement transmise à travers la peau. Ces résultats soulignent l'importance de choisir judicieusement l'angle d'incidence lors du positionnement de l'émetteur pour une transmission optimale de l'onde à travers la peau. En évitant l'angle de 90° et en favorisant celui de 80°, nous maximisons l'efficacité de la transmission. Nous pouvons également noter qu'en comparaison de la Figure 94, le coefficient de

réflexion atteint de seuils inférieurs à 0,58, pour les angles compris entre 0° et 80°. Cela suggère que la transmission de l'onde est plus importante avec une polarisation parallèle qu'avec une polarisation perpendiculaire du champ électrique. En conséquence, cette configuration semble offrir une meilleure efficacité en termes de transmission à travers la peau. De nouveau, ces informations nous seront utiles afin d'estimer le nombre de pixels que notre système peut alimenter en fonction de l'angle d'incidence pour une polarisation parallèle du champ électrique.

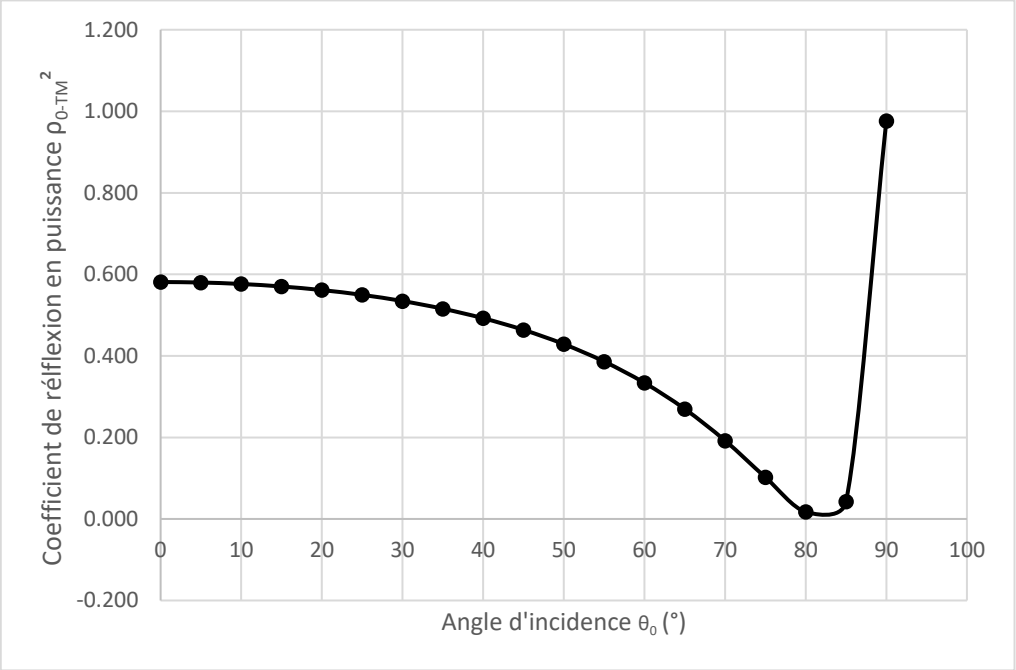


Figure 95 : Coefficient de réflexion en puissance ρ_0^2 à 2,45GHz selon l'angle d'incidence de l'onde RF pour une polarisation parallèle du champ électrique.

En comparant les deux graphiques, nous avons constaté que la polarisation parallèle du champ électrique favorise une transmission plus efficace du signal à travers la peau, tout en réduisant la réflexion de l'onde incidente. Cependant, déterminer la polarisation de l'onde provenant de l'antenne émettrice dans notre système s'avérera complexe, car notre objectif est de récupérer toute la puissance disponible. En examinant les deux graphiques, nous observons qu'à un angle de 90 degrés dans les deux cas, le coefficient de réflexion de l'onde incidente atteint une valeur proche de 1, ce qui signifie que l'onde est totalement réfléchie et aucune transmission n'a lieu. Cette configuration est donc critique et il est impératif d'éviter de placer notre dispositif selon cet angle. En revanche, un compromis est trouvé à un angle de 0 degré, où le coefficient de réflexion est de 0,58 dans les deux cas, ce qui correspond à une transmission de 42% de l'onde. Ainsi, il serait préférable de positionner l'émetteur autant que possible à un angle de 0 degré par rapport à l'antenne réceptrice.

Ces valeurs de coefficient de réflexion seront toutefois exploitées par la suite pour calculer la puissance reçue par l'antenne réceptrice en utilisant l'équation (19) du bilan de liaison, en prenant en compte les différents angles d'incidence de l'onde θ_0 (de 0° à 90°) et la polarisation (parallèle ou perpendiculaire) du champ électrique.

2.3. Estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés

Pour calculer le nombre de pixels alimentables, nous repartons du bilan de liaison exprimé par l'équation (19) établie dans le chapitre 4 page 125 et rappelé dans la partie 2.1 de ce chapitre, qui est : $P_r = P_e \cdot G_e \cdot A(d_{Air}) \cdot (1 - \rho_0^2) \cdot A(d_{Body}) \cdot G_r$. Le bilan de liaison exprime la puissance reçue Pr à l'entrée de l'antenne réceptrice. Nous reprenons également les grandeurs qui ont été déterminées dans les paragraphes précédents. Ainsi, pour le facteur d'atténuation nous nous plaçons dans le cas le plus défavorable en prenant α=79,24 m^{-1} (tissu de l'intestin grêle - SI), afin d'évaluer la performance dans des conditions les plus contraignantes ce qui donne les valeurs résumées dans le Tableau 16 de $A(d_{Body})$ en partie reprises des données issues de la partie 2.2.1 de ce chapitre.

Tissu	α (m^{-1})	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 0cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 1 cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 2 cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 3 cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 4 cm	$A(d_{Body})$: d_{Body} = 5 cm
SI	79.24	1.000	0.453	0.205	0.093	0.042	0.019

Tableau 16 : Facteur d'atténuation dans le corps $A(d_{Body})$ selon la constante d'atténuation α pour l'intestin grêle (SI) et la profondeur d'implantation d_{Body}.

Pour ce calcul, nous reprenons également les valeurs issues des Figure 94 et Figure 95 de la partie 2.2.2 de ce chapitre qui expriment l'évolution du coefficient de réflexion en puissance ρ_0^2 à 2,45GHz selon l'angle d'incidence θ_0 de l'onde RF, pour une polarisation perpendiculaire et parallèle respectivement du champ électrique. Nous reprenons toutes les valeurs pour ces deux polarisations pour un angle d'incidence allant de 0° à 90°.

Pour obtenir la valeur de la puissance à la sortie du redresseur qui permet de convertir le signal à 2,45 GHz en signal continu, il faut prendre en compte un rendement de conversion équivalent à 10%. Sachant la consommation moyenne d'un pixel qui est Pm=2nW, il est possible d'obtenir le nombre de pixel alimentables avec Pr et le facteur de conversion. Nous avons donc :

$$\text{Nombre de pixels alimentables} = \frac{Pr \times 10\%}{Pm} \quad (26)$$

La Figure 96 et la Figure 97 représentent le nombre de pixels alimentables, en millions de pixels, selon la profondeur d'implantation (cm) pour des angles d'incidence allant de 0° à 90°, respectivement pour une polarisation perpendiculaire et parallèle du champ électrique.

La Figure 96, pour une polarisation perpendiculaire du champ électrique, met en évidence une décroissance du nombre de pixels alimentables lorsque la profondeur d'implantation augmente. Nous observons une diminution de 98% du nombre de pixels alimentables entre une implantation au niveau de la peau (0 cm) et une implantation à 5 cm de profondeur. L'angle d'incidence qui correspond au nombre de pixels le plus élevé est de 0° ; pour lequel à une distance de 0 cm, 1,06 million de pixels peuvent être alimentés, tandis qu'à 5 cm, seulement 0,02 million de pixels peuvent être alimentés. En revanche, l'angle d'incidence associé au nombre de pixels le plus faible est de 90°, où aucun pixel ne peut être alimenté car l'onde est totalement réfléchie. Ces observations sont en accord avec le comportement du coefficient de réflexion ρ_0^2, comme détaillé précédemment, où l'angle de 0° présente le coefficient de réflexion le plus faible (0,58) tandis que l'angle de 90° présente le coefficient de réflexion le plus élevé (égal à 1). De plus, la tendance à décroître de manière exponentielle des courbes est justifiée par l'équation (22) $A(d_{Air}) = (\frac{\lambda}{4.\pi.d_{Air}})^2$, ce qui renforce la cohérence des résultats obtenus.

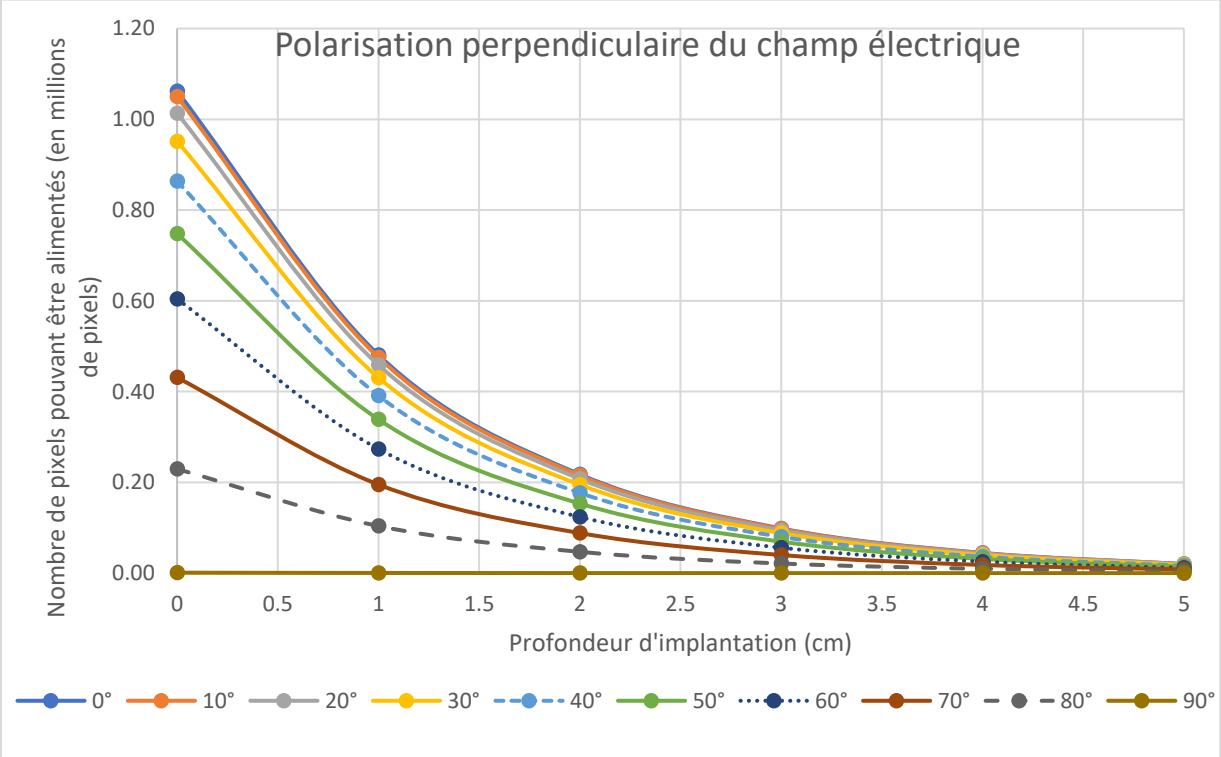


Figure 96 : Représentation graphique du nombre de pixels alimentables selon la profondeur d'implantation pour différents angles d'incidence de l'onde dans le cas d'une polarisation perpendiculaire du champ électrique.

La Figure 97, pour une polarisation parallèle du champ électrique montre également une décroissance du nombre de pixels alimentables lorsque la profondeur d'implantation augmente. L'angle d'incidence qui correspond au nombre de pixels le plus élevé est de 80°, où à une distance de 0 cm ; 2,5 millions de pixels peuvent être alimentés, tandis qu'à 5 cm ; seulement 0,05 millions de pixels peuvent être alimentés. En revanche, l'angle d'incidence associé au nombre de pixels le plus faible est aussi de 90°, où à une distance de 0 cm ; 0,06 millions de pixels peuvent être alimentés, tandis qu'à 5 cm, seulement 1136 pixels peuvent être alimentés. Ces observations sont là aussi en accord avec le comportement du coefficient de réflexion ρ_0^2 en polarisation parallèle du champ électrique. Comme détaillé dans la partie précédente, l'angle de 80° présente le coefficient de réflexion le plus faible (égal à 0 - onde totalement transmise) tandis que l'angle de 90° présente le coefficient de réflexion le plus élevé (0.98). De nouveau, la tendance à décroître de manière exponentielle des courbes est justifiée par l'équation (22) $A(d_{Air}) = (\frac{\lambda}{4.\pi.d_{Air}})^2$.

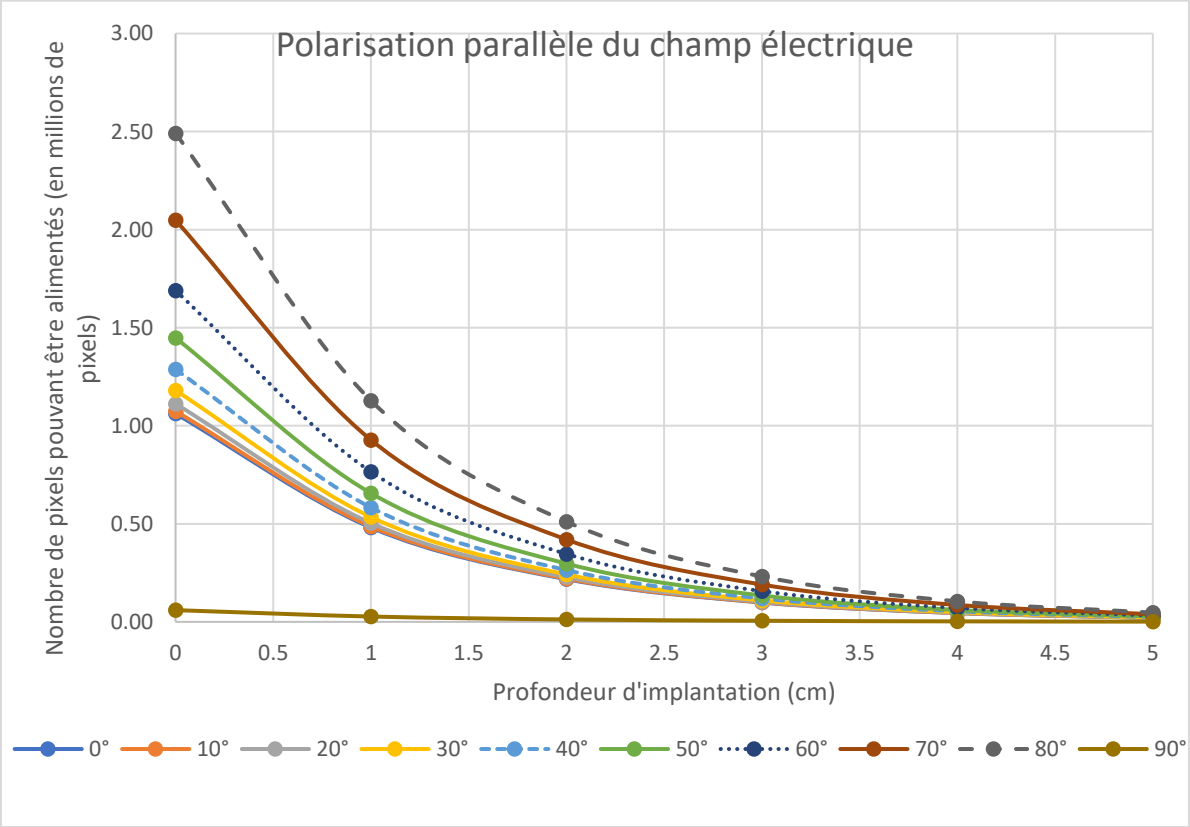


Figure 97 : Représentation graphique du nombre de pixels alimentables selon la profondeur d'implantation pour différents angles d'incidence de l'onde dans le cas d'une polarisation parallèle du champ électrique.

En synthèse, les deux courbes présentent une tendance similaire de décroissance du nombre de pixels alimentables avec l'augmentation de la profondeur d'implantation entre 0 et 5 cm de profondeur. L'angle d'incidence qui correspond au nombre de pixels le plus élevé diffère entre les deux

configurations. Pour la polarisation perpendiculaire, l'angle optimal est de 0°, où à une distance de 0 cm ; 1,06 millions de pixels peuvent être alimentés, tandis que pour la polarisation parallèle, l'angle optimal est de 80°, où à la même distance ; 2,5 millions de pixels peuvent être alimentés. Cependant, dans les deux cas, l'angle d'incidence associé au nombre de pixels le plus faible est de 90°, où aucun pixel ne peut être alimenté en raison d'une réflexion totale de l'onde. Ces observations sont en accord avec le comportement du coefficient de réflexion ρ_0^2, où les angles associés aux coefficients de réflexion les plus faibles présentent une transmission maximale de l'onde à travers la peau, tandis que les angles associés aux coefficients de réflexion les plus élevés correspondent à une réflexion totale de l'onde. La tendance à décroître de manière exponentielle des courbes est également justifiée par l'équation d'atténuation de l'onde dans les tissus, ce qui confirme la cohérence des résultats obtenus dans les deux configurations. Ces résultats montrent que l'angle à 90° est à éviter pour récupérer la puissance émise et que le meilleur compromis est d'essayer de maintenir au maximum un angle de 0° entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. Les résultats montrent également, qu'avec ce modèle analytique simplifié, nous pourrions alimentés plus de 10 pixels jusqu'à 5 cm de profondeur.

Cependant, l'analyse de ces données semble montrer que l'estimation du nombre de pixels alimentables par calcul analytique simplifié de notre système pourrait être surestimée en comparaison des résultats obtenus pour l'estimation du nombre de pixels alimentables à partir des simulations que nous présenterons dans la suite de ce chapitre. L'estimation par modèle numérique 3D donne des résultats aux alentours de plusieurs milliers de pixels alimentés, ici nous sommes de l'ordre du million de pixels alimentés.

Ces valeurs seront donc comparées aux résultats obtenus à partir des simulations présentées dans la partie 3 de ce chapitre. Cette surestimation peut s'expliquer par le fait que le bilan de liaison repose sur un modèle très simplifié, pour lequel de nombreux éléments de pertes potentiels peuvent ne pas être pleinement pris en compte. Des facteurs tels que les pertes de conversion, les variations réelles de la permittivité des tissus en multicouches, et d'autres paramètres non considérés dans cette approche pourraient influencer de manière significative la capacité réelle du système à alimenter les pixels. Par conséquent, des recherches plus approfondies et des ajustements du modèle par confrontations avec d'autres seront nécessaires pour obtenir une estimation réaliste du nombre de pixels alimentables dans des conditions réelles.

3. Seconde approche : estimation du nombre de pixel alimentables par l'approche fondée sur un modèle numérique 3D

Notre seconde approche vise à estimer le nombre de pixel pouvant être alimentés à partir des valeurs issues de la simulation grâce à l'outil de simulation électromagnétique 3D, le logiciel HFSS d'Ansys. Ce dernier permet de mieux intégrer les propriétés physiques des éléments qui entrent dans le bilan de liaison et leur comportement dans un environnement électromagnétique à 2,45GHz. Cette étude doit normalement conduire à des résultats plus proches de la réalité par rapport au calcul analytique précédent car ce modèle intègre des comportements plus réalistes et les propriétés physiques de matériau.

L'outil numérique 3D HFSS va être utilisé pour déterminer le paramètre S_{21}^0 qui est le coefficient de transmission entre l'antenne émettrice et une antenne réceptrice positionnée à la surface de la peau (signifié par l'exposant ^{0}). Il servira également à déterminer le coefficient d'atténuation appelé k (en dB/cm) de l'onde dans le corps. A partir de ces valeurs, il sera possible de remonter par calcul à la puissance reçue Pr^0 (dBm) au niveau de la peau pour une antenne, puis de déterminer dans le cas où l'antenne triaxiale serait placée au niveau de la peau la puissance Pr^0_{total} (dBm) pour les 3 antennes individuelles.

Reprenons le schéma de notre système illustré par la Figure 98. Dans le cadre de la simulation, la position de l'antenne émettrice va varier sur la plage 1cm-20cm par rapport à la peau (référence ^{0}) afin de déterminer la valeur du S_{21}^0. Cela va permettre de quantifier ce coefficient afin de savoir quelle est la distance minimale à laquelle il faut placer l'antenne émettrice par rapport à la peau afin d'être en capacité de transmettre du signal en amplitude suffisante jusqu'à cette référence. Par ailleurs, l'antenne réceptrice va varier d'une distance d (allant de 0 à 5 cm) afin de déterminer par simulation le coefficient d'atténuation linéique (k) de l'onde dans le corps. Ce phénomène d'atténuation s'exprimera au travers du produit k x d qui augmente lorsque la distance d augmente. Il est à noter que la valeur prise pour le redresseur est celle définie auparavant. Il est à noter que la valeur prise pour le redresseur est celle définie auparavant.

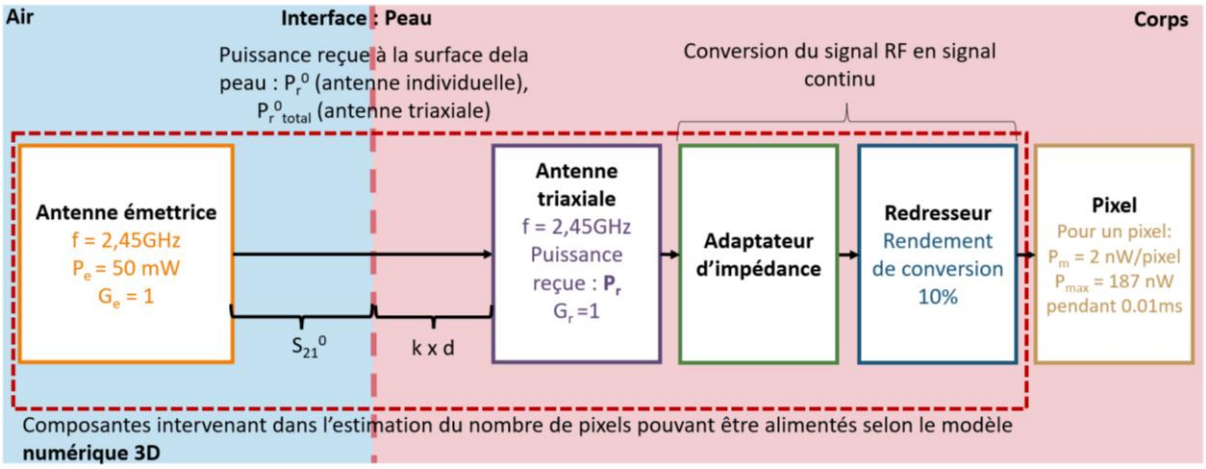


Figure 98 : Schéma du système d'alimentation pour l'estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés selon le modèle numérique 3D ; Production personnelle réalisée sur Microsoft PowerPoint.

Pour mener à bien cette étude, il nous faudra suivre plusieurs étapes présentées brièvement en introduction, mélangeant calcul et simulation.

Tout d'abord, il conviendra de déterminer la puissance reçue à la surface de la peau Pr^0 (en dBm) pour une antenne individuelle réceptrice dans l'air. Pour cela nous utiliserons une équation issue de l'étude de Kurup et al. [197] qui permet d'estimer la puissance récupérée entre deux antennes identiques dans un milieu homogène (ici l'air) :

$$P_r^0|_{dBm} = P_e|_{dBm} - |S_{21}^0|_{dB} \quad (27)$$

S_{21}^0 représente le coefficient de transmission entre l'antenne émettrice et réceptrice et est exprimé en dB. Les valeurs de ce coefficient sont tirées de l'étude paramétrique réalisée par simulation HFSS dans le chapitre 5 partie 1.2.2 page 167. Cette étude avait pour objectif de déterminer l'impact de l'éloignement de l'antenne émettrice par rapport à la peau sur l'amplitude de l'onde. Il est à noter que dans cette étude paramétrique, l'antenne réceptrice était placée dans le corps à 1 cm de profondeur et non à la surface de la peau. Il s'agit d'une configuration plus pénalisante que celle étudiée dans cette partie du travail. Nous faisons tout de même le choix d'utiliser ces valeurs puisqu'elles nous donnent un ordre de grandeur du S_{21}^0 dans un cas défavorable.

Nous allons ensuite déterminer $P_{r\,total}^0$, correspondant à la puissance reçue par l'antenne réceptrice triaxiale positionnée à la surface de la peau. Pour cela nous additionnons la puissance reçue Pr^0 par chaque antenne individuelle.

Enfin, par simulation, le coefficient k (en dB/cm) exprimant l'atténuation de l'onde dans le corps est déterminé dans le cas d'un tissu biologique homogène. Ce coefficient permettra de déterminer la valeur du coefficient de transmission dans la partie tissue organique selon la profondeur d'implantation de l'antenne réceptrice. Pour ce faire, nous avons élaboré un modèle de simulation dans un milieu homogène représentant le corps, avec une permittivité relative ε_r de 55 et une conductivité de 2 S/m. Dans ce modèle, deux antennes triaxiales identiques (antenne A et B) ont été placées à une distance d l'une de l'autre. Une étude paramétrique a été réalisée en faisant varier la distance d entre les deux antennes, et les valeurs du coefficient S_{21} ont été relevées pour chaque distance. À partir de ces données, nous avons pu tracer des courbes linéaires permettant d'extraire le coefficient d'atténuation k de l'onde dans le corps.

Chaque étape est détaillée dans la suite. Avec toutes ces données, il sera possible de calculer le nombre de pixels pouvant être alimentés.

3.1. Estimation de Pr^0 pour une antenne individuelle à la surface de la peau

Notre premier objectif est de déterminer la puissance reçue par l'antenne réceptrice individuelle Pr^0 à une profondeur d'implantation de 0 cm (signifié par l'exposant ^{0}). Les antennes émettrices et réceptrices étant alignées dans un même plan horizontal, nous ne considèrons ici que le cas d'une incidence normale de l'onde à l'interface air-corps, ce qui correspond à un angle d'incidence θ=0°. L'équation (27) issue de l'étude de Kurup et al. [197] permet d'estimer la puissance récupérée à la surface de la peau entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice identique dans un milieu homogène :

$$P_r^0|_{dBm} = P_e|_{dBm} - |S_{21}^0|_{dB}$$

Où Pr^0, représente la puissance reçue par l'antenne réceptrice individuelle à une profondeur d'implantation initiale de 0 cm. Elle est exprimée en dBm.

Pour calculer cette grandeur Pr^0 (dBm), il convient de déterminer P_e (dBm) qui est la puissance de l'antenne émettrice et le coefficient S_{21}^0 qui est le coefficient de transmission entre le port 1 (antenne émettrice) jusqu'au port 2 (antenne réceptrice positionnée à la surface de la peau).

P_e correspond à la puissance émise par l'antenne émettrice. Elle est également exprimée en dBm. Dans notre système, la puissance d'émission a été fixée à 50 mW, équivalant à 17 dBm. Cette valeur a été délibérément choisie pour refléter la puissance typiquement émise par des dispositifs tels que les

smartphones. En optant pour cette puissance standard, nous avons cherché à reproduire des conditions réalistes, simulant ainsi une situation où l'émetteur aurait des caractéristiques comparables à celles des appareils électroniques couramment utilisés. Un taux d'émission pendant 100% du temps est supposé. Ce taux d'émission serait plus faible dans la réalité sauf à imposer au dispositif une émission continue.

Le paramètre $S_{21}{}^{0}$, correspond au coefficient de transmission de l'onde du port 1 (antenne émettrice) jusqu'au port 2 (antenne réceptrice) à une profondeur d'implantation initiale de 0 cm. A noter que pour ce calcul il faut prendre la valeur absolue. En effet, il s'agit d'une propagation de l'onde qui subit une atténuation dans l'air. Il est exprimé en dB et est obtenu à partir de la simulation par maillage du modèle implémenté sous le logiciel HFSS (chapitre 5 partie 1.2.2 page 167).

Dans notre approche, la position de l'antenne émettrice peut varier selon l'axe θ=0°, de la position d=1 à 20 cm. Par conséquent, il faut déterminer la valeur du $S_{21}{}^{0}$ dans ces deux positions limites, définissant une gamme de valeurs qui peuvent être prises par ce dernier.

Pour obtenir la gamme de valeurs du paramètre $S_{21}{}^{0}$, nous avons repris les résultats de simulation de l'étude paramétrique évaluant l'impact de l'éloignement de l'antenne émettrice dans le chapitre 5 partie 1.2.2 page 167. Pour rappel, nous avons disposé l'antenne réceptrice à l'intérieur d'un volume d'air simulé, représentant l'encapsulation, inséré dans le modèle de corps humain (εr = 55, σ = 2 S/m), représenté par la Figure 79.

Dans la configuration du chapitre 5, l'antenne réceptrice est fixe, implantée à 1 cm de profondeur dans le corps. L'antenne émettrice est représentée par une antenne PIFA, résonnant à 2,45 GHz dans l'air. L'antenne émettrice est déplacée d'une distance d_{Air} variant de 1 cm à 20 cm par rapport à la surface de la peau simulant ainsi un éloignement du smartphone de l'utilisateur. Cela a permis de tracer les courbes de la Figure 99 représentant le paramètre S_{21} (dB) du signal transmis entre l'antenne émettrice et chaque antenne individuelle réceptrice, à une fréquence de 2,45 GHz, selon la distance d_{Air} (cm) correspondant à l'éloignement de l'antenne émettrice par rapport à la surface de la peau.

Ce graphe est représenté pour 3 antennes individuelles placées dans le cube d'air. Par conséquent, la valeur du S_{21} (dB) est évaluée pour chacune de ces antennes individuelles, sous la forme $S_{21antenne1}$, $S_{21antenne2}$ et $S_{21antenne3}$, variant suivant la configuration dans l'espace de ces 3 antennes individuelles. Par conséquent, il faut identifier les extrema de valeurs prises pour les $S_{21antenne(i)}$ (i=1,2,3) afin de prendre en compte toutes les situations liées à la position de ces 3 antennes individuelles. Le maximum que peut prendre le coefficient S_{21} est de -44dB, fixé par la position des antennes 1 et 2 pour d_{Air}=1 cm. Le minimum que peut avoir le coefficient S_{21} est de -72dB, fixé par la position de l'antenne 3 pour

d_{Air}=20 cm. Cela fixe une plage que peut prendre le coefficient de transmission allant de -44 dB à -72 dB.

Pour conduire notre étude et pour s'assurer une marge de sécurité, nous avons agrandi la plage d'étude. Ainsi, partir de ces résultats, nous avons fait le choix d'utiliser une plage du S_{21}^0 à la surface de la peau qui est comprise entre -30 dB et -70 dB.

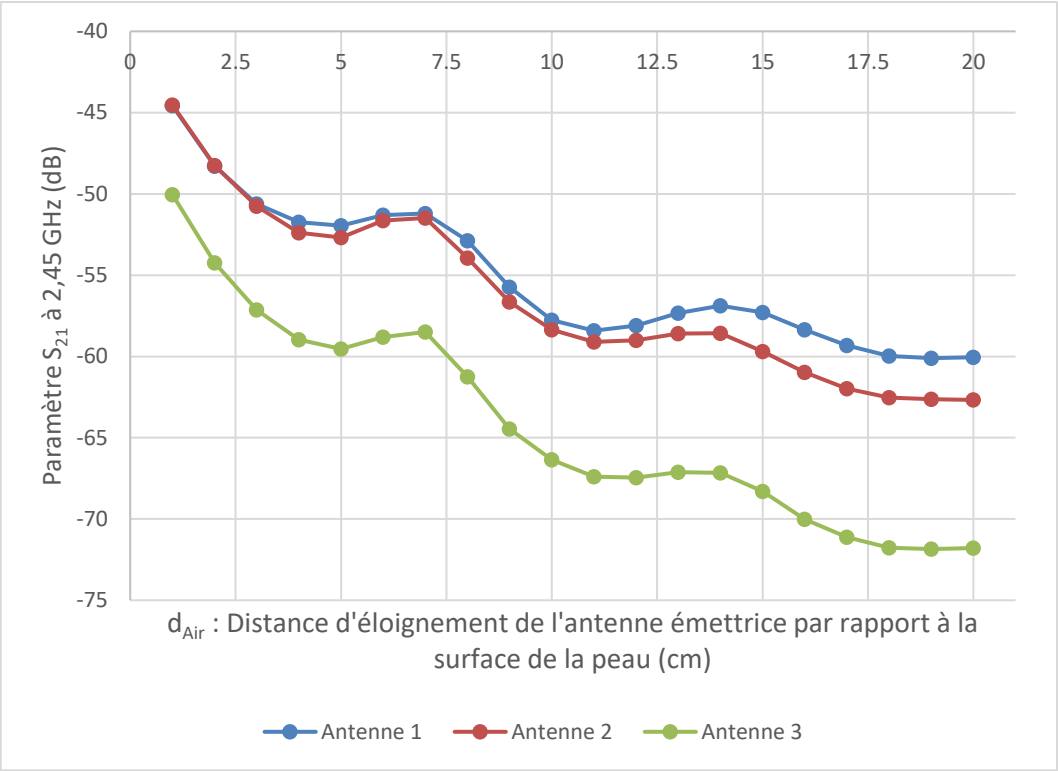


Figure 99 : Rappel du graphique du paramètre S_{21} (dB) du signal transmis entre l'antenne émettrice et chaque antenne individuelle réceptrice, à une fréquence de 2,45 GHz, selon la distance d'éloignement de l'antenne émettrice par rapport à la surface de la peau, issu du chapitre 5.

Connaissant la plage de valeurs que peut prendre le coefficient de transmission entre deux antennes, nous pouvons calculer les valeurs de Pr^0 pour différentes valeurs de S_{21} à partir de l'équation (27) $P_r^0|_{dBm} = P_e|_{dBm} - |S_{21}^0|_{dB}$.

Le Tableau 17 présente les différents résultats obtenus par calcul sous la forme d'une synthèse de la puissance reçue Pr^0 par une antenne individuelle réceptrice en dB et en µW selon la gamme de valeurs de S_{21} définie précédemment. Il montre que plus le coefficient de transmission diminue, plus la puissance reçue par l'antenne diminue. Ainsi à -30 dB, pour une puissance d'émission P_e de 17dBm, la puissance reçue au niveau de la peau est de -13 dBm soit 50 µW tandis que pour -70 dB la puissance reçue est de -53 dBm soit 5nW. La puissance est donc divisée par un facteur 10^4 entre le cas le plus favorable et le cas le plus défavorable.

S_{21}^0 (dB)	Pr ^{0}(dBm)	Pr^0 (μW)
-30	-13	50.1
-40	-23	5.01
-50	-33	0.5
-60	-43	0.05
-70	-53	0.005

Tableau 17 : Tableau de synthèse de la puissance reçue en dB et en μwatt selon le S_{21} pour une seule antenne réceptrice, avec une puissance d'émission de 50mW soit 17dBm.

Nous allons, dans la partie suivante, exploiter les données issues du Tableau 17 pour déterminer la puissance totale reçue à la surface de la peau Pr^0_{total} en additionnant la puissance des trois antennes individuelles composant l'antenne triaxiale.

3.2. Estimation de Pr^0_{total} pour une antenne triaxiale

Nous allons maintenant estimer la puissance reçue par l'antenne triaxiale réceptrice. Elle se compose de trois antennes individuelles (antennes 1, 2, 3). Nous supposons que pour notre système, la puissance reçue de chaque antenne individuelle s'additionne pour obtenir Pr^0_{total} de l'antenne triaxiale :

$$Pr^0_{total} = Pr^0_{antenne\ 1} + Pr^0_{antenne\ 2} + Pr^0_{antenne\ 3} \quad (28)$$

Le Tableau 18 est une synthèse des valeurs de Pr^0_{total} selon la puissance reçue par chaque antenne. La construction du tableau est réalisée de la façon suivante. Les trois premières colonnes du Tableau 18correspondent à la puissance reçue par chaque antenne individuelle (antennes 1, 2, 3) de l'antenne triaxiale. Nous reprenons le Tableau 17, où nous avons établi la gamme de puissance Pr^0 en μW, correspondant à la puissance reçue par une antenne individuelle à la surface de la peau, en fonction du paramètre S_{21}^0. Sachant les valeurs possibles de Pr^0 pour une antenne individuelle, pour chaque ligne du Tableau 18 nous avons alors attribué une puissance à chaque antenne individuelle 1,2 et 3 (comprises entre 50,1 et 0,005 μW) et avons réalisé plusieurs configurations. La première ligne correspond à la configuration la plus optimale, où les trois antennes récupèrent une puissance maximale de 50,1 μW. La puissance est ensuite graduellement diminuée pour chaque antenne jusqu'à obtenir dans la dernière ligne la configuration la plus défavorable, avec une puissance minimale de

0,005 µW pour les trois antennes. Pr^0_{total} est ensuite calculé en µW avec l'équation Tableau 18 et est convertie en dBm.

Ainsi la puissance reçue par l'antenne triaxiale Pr^0_{total} au niveau de la peau maximale est de 150 µW (-8,2 dBm) tandis que le Pr^0_{total} minimale est de 0,015 µW (-48,2 dBm). La puissance est ici également divisée par un facteur 10^4 entre le cas le plus favorable et le cas le plus défavorable.

$Pr^0_{antenne\ 1}$ (µW)	$Pr^0_{antenne\ 2}$ (µW)	$Pr^0_{antenne\ 3}$ (µW)	Pr^0_{total} (µW)	Pr^0_{total} (dBm)
50.1	50.1	50.1	150	-8.2
50.1	50.1	5.01	105	-9.8
50.1	5.01	5.01	60	-12.2
5.01	5.01	5.01	15	-18.2
5.01	5.01	0.5	11	-19.8
5.01	0.5	0.5	6.01	-22.2
0.5	0.5	0.5	1.50	-28.2
0.5	0.5	0.05	1.05	-29.8
0.5	0.05	0.05	0.60	-32.2
0.05	0.05	0.05	0.15	-38.2
0.05	0.05	0.005	0.11	-39.8
0.05	0.005	0.005	0.06	-42.2
0.005	0.005	0.005	0.015	-48.2

Tableau 18 : Puissance reçue totale en additionnant les puissances reçues de chaque antenne individuelle (antenne 4, 5 et 6).

Ces valeurs seront exploitées dans la suite de l'étude pour déterminer le nombre de pixels pouvant être alimentés pour différentes puissances reçues par l'antenne triaxiale à la surface de la peau Pr^0_{total}.

3.3. Estimation du coefficient d'atténuation de l'onde dans le corps

Nous allons maintenant estimer un coefficient d'atténuation dans le corps par simulation. Le modèle de simulation utilisé pour cette étude est représenté en Figure 100. Deux antennes triaxiales sont placées l'une en face de l'autre dans un cube de permittivité relative ε_r de 55 et de conductivité σ à 2 S/m, correspondants au tissu biologique du cœur afin de modéliser le corps humain considéré comme homogène (pas de distinction entre les différents tissus). L'antenne A triaxiale est définie comme l'antenne émettrice et l'antenne B triaxiale est l'antenne réceptrice. Elles sont espacées d'une

distance d qui est variable. Chaque antenne triaxiale est composée en réalité de trois antennes individuelles séparées, leur plan de masse n'étant pas en contact. L'antenne triaxiale A est composée de l'antenne 1,2 et 3 ; et l'antenne triaxiale B est composée de l'antenne 4, 5 et 6. Nous réalisons une étude paramétrique en faisant varier la distance d entre les deux antennes triaxiales de 1 et 6 cm. Le paramètre S_{21} entre les deux antennes est relevé aux différentes distances, à 2,45GHz.

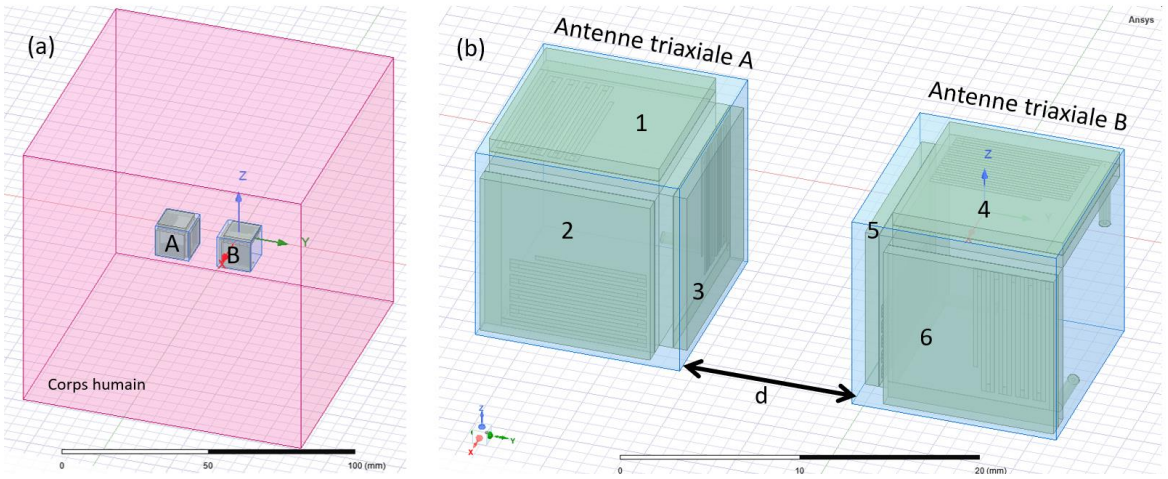


Figure 100 : Modèle HFSS de l'étude en symétrie de l'atténuation de l'onde dans le corps, le cube rose représente le corps avec une permittivité relative de 55. Il contient deux antennes triaxiales ; (a) représentation du modèle global de simulation incluant le corps humain et les deux antennes triaxiales ; (b) Représentation du modèle de simulation avec les deux antennes triaxiales et les 3 antennes individuelles qui les composent. L'antenne triaxiale A se compose des antennes 1,2 et 3 ; l'antenne B se compose des antennes 4,5 et 6 ; figures extraites du logiciel de simulation HFSS.

Les données recueillies permettent de réaliser le graphique présenté en Figure 101. Cette figure présente le coefficient de transmission en dB entre deux antennes à 2,45 GHz en fonction de leur distance d'éloignement. Ces courbes montrent que pour chaque paire d'antenne émettrice-réceptrice, le S_{21} diminue linéairement avec l'augmentation de la distance d'éloignement entre les antennes. Par corrélation, plus la profondeur d'implantation augmente, plus le coefficient de transmission diminue. En exploitant ces courbes linéaires, une régression linéaire est calculée pour chaque paire d'antenne pour obtenir le coefficient d'atténuation. Ce coefficient k a été moyenné à une valeur de -6,6dB/cm ± 0,27 pour une permittivité relative ε_r de 55 et une conductivité σ de 2S/m.

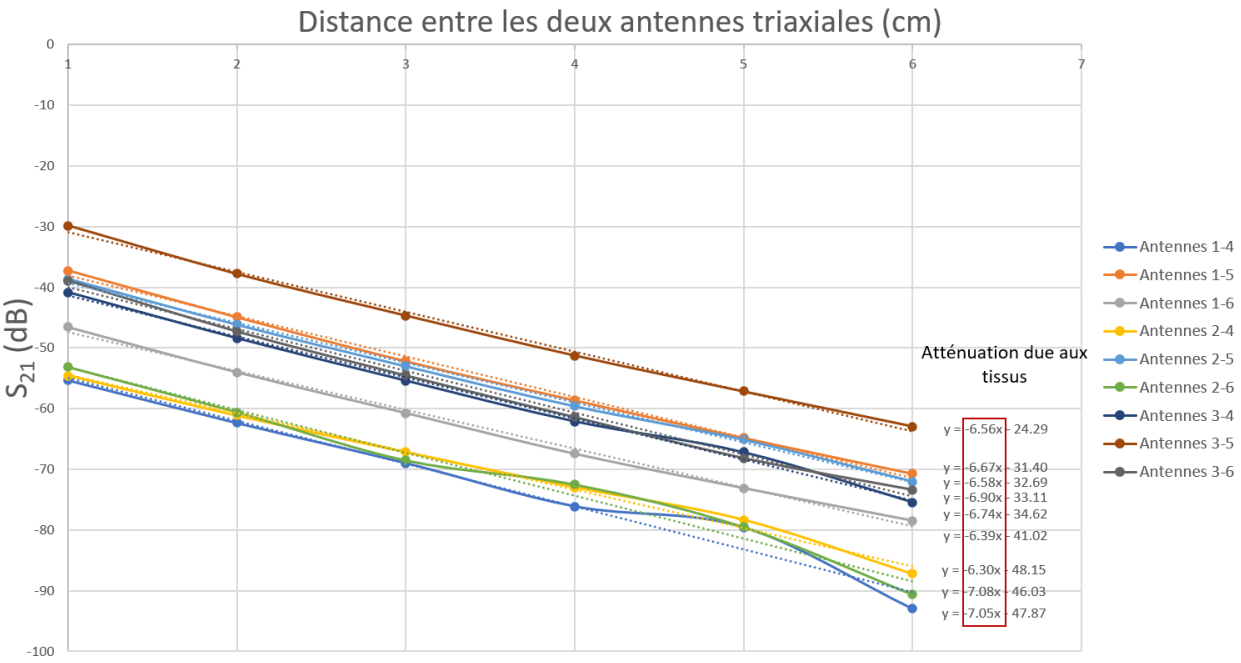


Figure 101: Paramètres S21 entre deux antennes à 2,45GHz, soit le coefficient de transmission entre deux antennes selon leur éloignement entre elles dans un corps humain.

Donc la variation du coefficient de transmission selon la profondeur d'implantation, avec comme coefficient d'atténuation k de l'onde dans le corps -6,6 dB/cm, se traduit par l'équation linéaire :

$$S_{21}(d) = -6{,}6 \times d - |S_{21}^{0}| \qquad (29)$$

L'équation (29) sera utilisée dans la prochaine partie afin estimer le nombre de pixels pouvant être alimentés en prenant en compte la profondeur d'implantation et le coefficient d'atténuation de l'onde dans le corps.

3.4. Estimation du nombre de pixels pouvant être alimentés

Pour estimer le nombre de pixels alimentables selon la profondeur d'implantation à l'aide des résultats de simulation, nous reprenons l'équation de l'étude de Kurup *et al.* et la déclinons pour donner la puissance reçue par l'antenne émettrice Pr(d) en fonction du coefficient $S_{21}(d)$ défini précédemment :

$$Pr(d)|_{dBm} = P_e|_{dBm} - |S_{21}(d)|_{dB} \qquad (30)$$

$$Pr(d)|_{dBm} = P_e|_{dBm} - \underbrace{|d \times (-6{,}6) - |S_{21}{}^0|_{dB}|}_{S_{21}(d)} \quad (31)$$

Sachant que $Pr^0_{total}|_{dB} = P_e|_{dBm} - |S_{21}{}^0|_{dB}$, la puissance reçue par l'antenne réceptrice Pr(d) (en dBm) selon la profondeur d'implantation se définit par :

$$Pr(d)|_{dBm} = Pr^0_{total}|_{dB} - |d \times (-6{,}6)| \quad (32)$$

Ainsi, en utilisant toutes les données définies dans ces travaux, nous pouvons déterminer le nombre de pixels qu'il est possible d'alimenter selon la puissance Pr(d) en watt et la puissance moyenne de consommation d'un pixel Pm, qui est de 2 nW/pixel, à partir de l'expression suivante :

$$\text{Nombre de pixels pouvant être alimentés} = \frac{10\% \times \text{Pr(d)}}{\text{Pm}} \quad (33)$$

Les 10% correspondent au facteur de conversion pour refléter la conversion du signal alternatif en signal continu.

La Figure 102 représente le nombre de pixels pouvant être alimentés en fonction de la profondeur d'implantation, pour différentes puissances reçues au niveau de la peau Pr^0_{total}. Pour rappel, nous avons défini un seuil arbitraire d'au moins 10 pixels alimentés pour envisager l'utilisation de notre système pour un dispositif médical. Ce seuil est établi par une ligne noire en pointillé sur le graphique. Les courbes montrent une décroissance exponentielle du nombre de pixels pouvant être alimentée avec l'augmentation de la profondeur d'implantation. Dans le meilleur cas, à une puissance Pr^0_{total} de 150 µW et à une profondeur d'implantation de 0 cm, 7518 pixels peuvent être alimentés. Dans des conditions optimales, la profondeur d'implantation maximale est d'environ 4 cm, avec une puissance reçue Pr^0_{total} dépassant 150 µW. En dessous d'une puissance Pr^0_{total} de 0,6 µW, le nombre de pixels pouvant être alimentés est inférieur au seuil de 10 pixels. Nous constatons que pour alimenter un minimum de 10 pixels, une plage de puissances reçues allant de 150 µW à 0,6 µW au niveau de la peau est nécessaire.

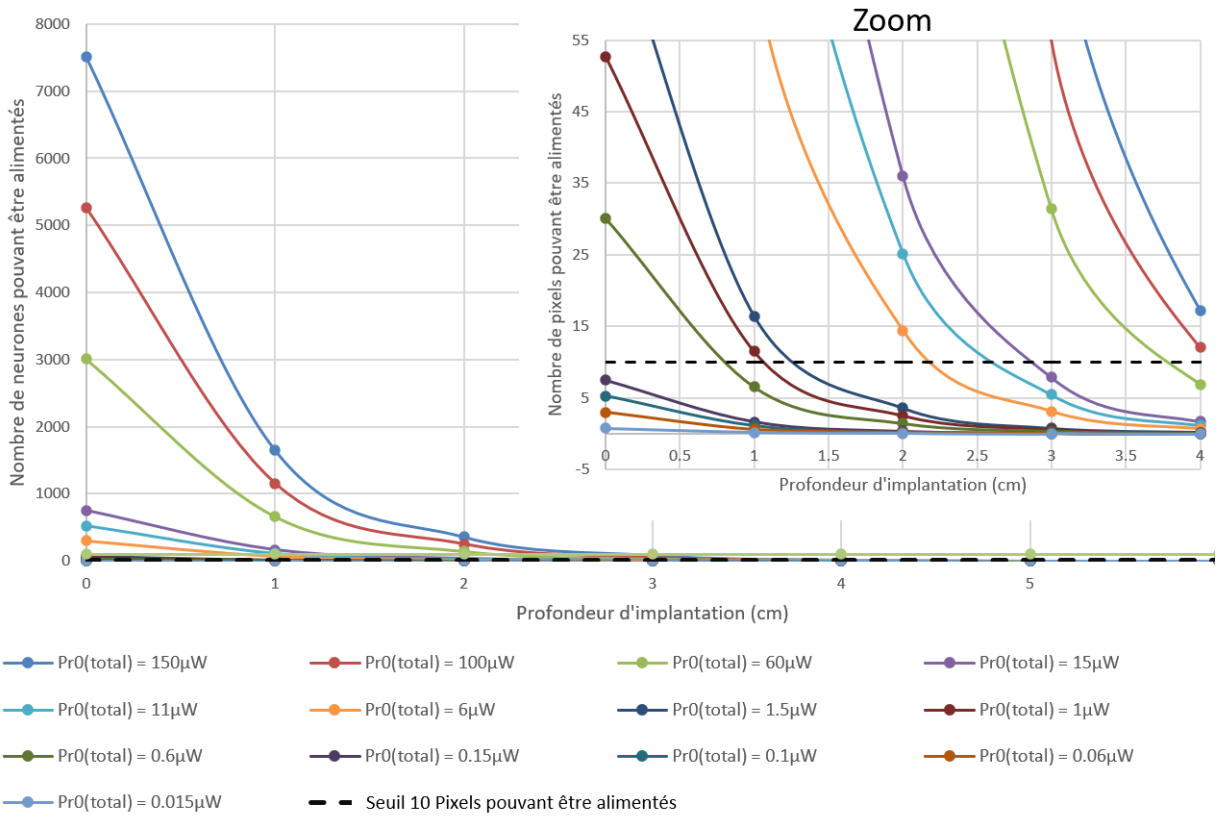


Figure 102 : Graphique du nombre de pixels alimentables selon la profondeur d'implantation pour différentes puissances de récupération au niveau de la peau (profondeur 0cm) à partir de données obtenues par simulation HFSS.

En résumé, à partir de la Figure 102, nous avons pu d'identifier la profondeur d'implantation maximale permettant d'alimenter au moins 10 pixels. Celle-ci est établie à 4 cm pour une puissance Pr^0_{total} de 150 µW. En dessous d'une valeur de Pr^0_{total} de 0,6 µW, nous ne pouvons pas alimenter les 10 pixels souhaités. Ces informations nous fournissent les limites de notre modèle et nous indique que la puissance Pr^0_{total} doit être comprise entre 0,6 et 150 µW pour alimenter au moins 10 pixels. Nous avons aussi déterminé que pour ce modèle nous pourrons difficilement aller au-delà de 4 cm de profondeur. Ces conclusions sont essentielles pour orienter les futures applications de notre système. Nous pouvons également faire un premier constat sur le fait que la tendance des courbes Figure 102 avec l'approche numérique 3D est similaire à celles obtenues avec l'approche analytique simplifiée. Cependant un rapport de 1000 du nombre de pixels pouvant être alimentés est à noter entre les deux approches. La comparaison des deux approches est réalisée dans la partie 4 de ce chapitre.

4. Comparaison des deux approches

Pour comparer les deux approches, nous allons nous placer dans des configurations quasiment similaires. Dans la simulation numérique 3D les deux antennes triaxiales sont mises l'une en face de l'autre, donc l'angle d'incidence vaut 0°. Pour la comparaison des approches, nous prenons donc les valeurs du modèle analytique simplifié pour des angles de 0° pour les polarisations perpendiculaires et parallèle. Pour l'approche numérique 3D, nous prenons arbitrairement les valeurs du cas le plus favorable à une puissance Pr^0_{total} de 150 µW reçue au niveau de la peau.

Le Tableau 19 montre le nombre de pixels alimentables selon les approches d'estimation analytiques simples (pour les polarisations parallèle et perpendiculaire) et par simulation numérique 3D. Nous rappelons que le nombre de pixels est le même dans le cas du modèle analytique simplifié pour une polarisation perpendiculaire et une polarisation parallèle. Cela s'explique par le fait que le coefficient de réflexion est le même avec une valeur de 0,58 pour les deux polarisations. Ce tableau montre donc que plus le nombre de pixels alimentables diminue plus la profondeur d'implantation augmente allant de : 7518 pixels à 0 cm à 4 pixels à 5cm pour l'approche par simulation numérique, et de 1 061 916 pixels à 0 cm à 20203 pixels à 5cm pour l'approche par calcul analytique.

Profondeur d'implantation (cm)	0	1	2	3	4	5
Modèle numérique 3D	7518	1645	360	79	17	4
Modèle analytique simplifié pour une incidence angulaire égale à 0°	1061916	480790	217681	98556	44622	20203

Tableau 19 : Nombre de pixels alimentables selon les approches d'estimation analytiques simples (pour les polarisations parallèle et perpendiculaire) et par modèle numérique 3D.

L'écart considérable existant entre les deux valeurs (facteur 1000 environ) s'explique par l'effet des pertes de couplage existant entre le champ proche et le champ lointain qui correspond au passage entre le cube d'air englobant les deux antennes et les tissus humains très conducteurs. Le paragraphe 3.2.3 du chapitre 4 page 136 décrit l'effet de l'encapsulation de l'antenne sur ses performances de rayonnement. Le modèle analytique ne considère que la formule du champ électrique en champ lointain alors que le modèle numérique prend en compte précisément le champ électrique créé par l'antenne méandrée.

La Figure 103 représente graphiquement le nombre de pixels alimentables normalisé selon la profondeur d'implantation pour les deux approches. La normalisation est réalisée par rapport au nombre de pixels alimentables calculé à l'interface avec la peau. Nous avons calculé une valeur

moyenne de 6,6dB/cm de l'atténuation linéique des tissus humains dans le cas du modèle numérique. Dans le cas du modèle analytique simple, nous avons retenu une valeur publiée dans la littérature égale à 79,24 m^{-1} soit 6.88dB/cm. Ces deux valeurs très proches traduisent un phénomène qui est pris en compte aussi au travers des deux approches, identifiable au travers de l'évolution similaire entre les deux courbes.

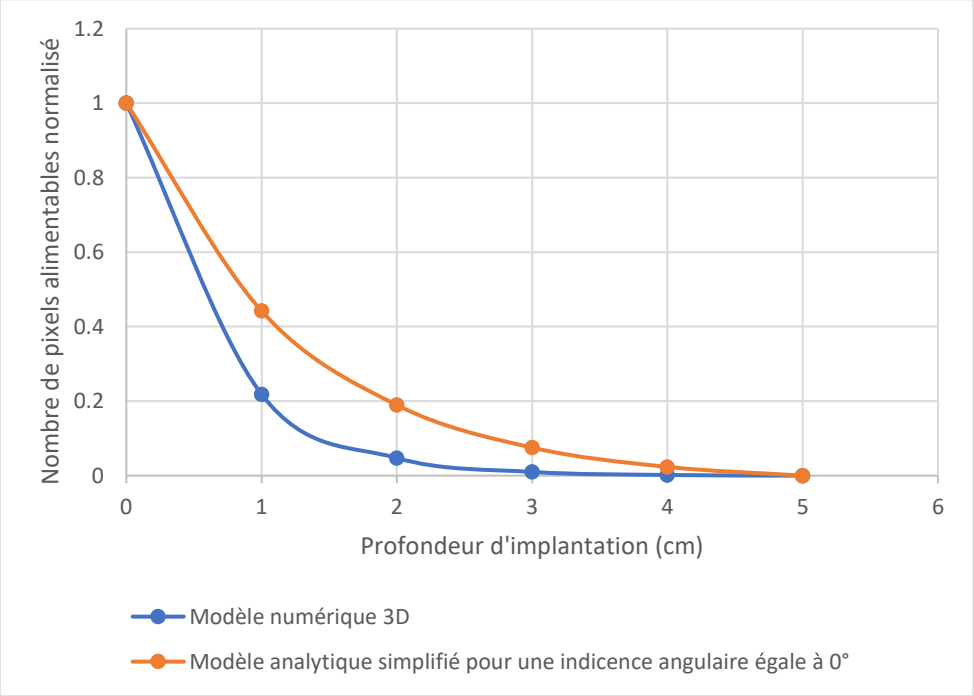


Figure 103 : Courbes comparatives du nombre de pixels alimentables normalisé en fonction de la profondeur d'implantation pour les résultats de calcul analytique pour une polarisation perpendiculaire et parallèle ainsi que les résultats issus du modèle numérique 3D.

En résumé, il y a bien une diminution logique du nombre de pixels alimentables avec l'augmentation de la profondeur, que ce soit pour le modèle numérique 3D ou le modèle analytique simplifié. Dans les deux approches, le système d'alimentation, à la sortie du redresseur, fourni suffisamment de puissance pour alimenter au moins 10 pixels. Avec l'approche numérique 3D, nous pouvons aussi définir une profondeur d'implantation maximale de 4 cm. Il est donc envisageable d'utiliser notre dispositif pour des applications médicales qui reste à être déterminées.

Conclusion de chapitre

Dans ce chapitre, nous avons exploré deux approches distinctes pour estimer le nombre de pixels que notre dispositif pourrait alimenter. Une première approche a été réalisée grâce à un modèle

analytique simplifié en considérant une antenne située à 3 cm de la peau afin de respecter la norme de DAS de 2W/kg imposée pour la tête et le tronc. Les résultats de ce modèle surévaluent considérablement la puissance reçue et donc le nombre de pixels alimentables pour une puissance donnée. Un modèle numérique a ensuite été imaginé afin d'étudier plus précisément les phénomènes physiques rencontrés avec l'immersion d'une antenne miniature d'émission et d'une autre, similaire, de réception à l'intérieur du corps. Ici, la présence du corps agit sur l'atténuation linéique du signal. Par ailleurs, l'encapsulation des antennes dans un volume d'air apporte également une très forte atténuation due au couplage entre un milieu sans pertes (air) et un milieu fortement dissipatif (corps). Les résultats obtenus avec ce modèle démontrent que pour garantir un nombre minimum de 10 pixels alimentés, la profondeur d'implantation ne devrait pas excéder 4 cm pour une puissance d'émission de 50 mW.

Cependant, ces estimations restent théoriques, une évaluation expérimentale du nombre de pixels alimentables devra être réalisée, nécessitant également des améliorations significatives du modèle afin de mieux correspondre aux conditions réelles. Cette étape de validation serait importante pour implémenter toute la partie rétro-ingénierie.

Avec un nombre minimal de 10 pixels à disposition, il est essentiel de considérer les diverses applications potentielles que nous pourrions développer. Outre les applications classiques de stimulation neuronale, telles que celles utilisées dans le cadre des prothèses rétiniennes artificielles, nous pouvons envisager des applications plus larges axées sur la surveillance et la transmission d'informations. L'étude de Lee *et al.* sur les « microélectrodes implantables souples pour la médecine du futur : prothèses, enregistrement de signaux neuronaux et neuromodulation », ainsi que l'étude de Shi *et al.* sur le sujet « Développement récent d'électrodes nerveuses implantables et flexibles », présente des exemples intéressants d'applications dans les domaines de la stimulation neuronale, de l'enregistrement et de la transmission d'informations grâce à l'utilisation d'électrodes implantées [206], [207].

Les articles suivants présentent des dispositifs utilisés pour la stimulation neuronale, notamment la stimulation des nerfs périphériques, la stimulation de la moelle épinière, la stimulation cérébrale profonde et la stimulation du cortex moteur [208], [209], [210], [211]. Ils exposent également des exemples d'interfaces cerveau-ordinateur, fournissant des solutions de communication pour les personnes paralysées, notamment dans le domaine des neuroprothèses, ainsi que pour le traitement des troubles neurologiques tels que la maladie de Parkinson [212], [213].

Ces applications nécessitent différents nombres d'électrodes, et donc de pixels. Par exemple, l'étude menée par Xie *et al.* sur une matrice d'électrodes pour le traitement de l'épilepsie comporte

32 électrodes [213]. D'autre part, l'étude de Toltosheeva *et al.* sur un réseau de microélectrodes pour la réalisation d'une interface visuelle et corticale expose 124 électrodes, tandis que l'étude de Minev *et al.* sur un implant vertébral présente 28 électrodes [209], [212]. Ce nombre peut varier de quelques dizaines à plusieurs centaines en fonction des spécifications et exigences de chaque application. Ainsi plusieurs facteurs sont à prendre en compte pour déterminer le nombre de pixels tels que la complexité de la tâche de surveillance ou de traitement, la résolution spatiale nécessaires pour obtenir des informations précises, et les contraintes technologiques inhérentes à la fabrication et à l'intégration des dispositifs.

Nous avons fixé un seuil de 10 pixels pour notre application, cependant, étant donné la diversité des applications discutées, il est peut-être nécessaire de considérer une augmentation de ce seuil. Cela dépendra largement de la puissance requise pour l'application finale. Dans ce contexte, il pourrait être judicieux de limiter la profondeur d'implantation pour une meilleure récupération de puissance, ou adapter la puissance d'émission. Cette question reste à débattre pour de futures études, et surtout, elle nécessitera de déterminer les performances réelles de l'antenne triaxiale dans divers scénarios d'utilisation.

Conclusion générale

Ce projet mené en collaboration entre l'IEMN et Axorus visait à mettre au point des solutions innovantes pour le développement d'implants rétiniens utilisant le capteur optique et le neurone artificiel bénéficiant d'un accès direct à la lumière. Des travaux ont été menés également pour pouvoir à terme alimenter d'autres implants utilisant le neurone artificiel pour des applications médicales sans accès à la lumière. Pour rappel, les problématiques de cette thèse résident dans la conception et la réalisation d'implants rétiniens conformes à la forme de la rétine, mais également dans la possibilité de dimensionner une source d'énergie pouvant alimenter un futur implant médical positionné à une profondeur allant jusqu'à quelques centimètres dans le corps. Cette source énergétique (comprenant émetteur et récepteur) doit permettre une recharge de l'implant, un fonctionnement autonome et la génération de spikes en milieu non éclairé. Dans ce contexte, le premier objectif était d'améliorer l'adaptabilité de l'implant rétinien afin de ne pas endommager les structures rétiniennes et de pouvoir s'ajuster à une taille d'incision maximale au niveau de l'œil de 6 mm. Pour cela, nous devions obtenir un implant de 30 µm d'épaisseur pouvant épouser la forme de la rétine. Le second objectif était d'étudier des sources d'énergie miniaturisées alternatives à une source photovoltaïque, et de développer et de mettre en œuvre par la conception 3D et le calcul un ensemble émetteur-récepteur permettant d'alimenter ce futur implant. Afin de répondre à ces problématiques, le manuscrit a été divisé en 6 chapitres.

Le chapitre 1 offre une vision globale de nos travaux sur le développement d'un implant rétinien, mettant en lumière les éléments clés, les enjeux et les objectifs à atteindre. Nous avons débuté notre étude en définissant le fonctionnement et les spécificités de deux éléments clés : le neurone artificiel biomimétique et le capteur optique, développés dans le cadre du projet SPINE. Ces composants sont importants dans la conception de notre implant rétinien, car ils permettent de reproduire le signal d'un neurone biologique. Ces composants, intégrés dans un implant rétinien, permettraient alors de se substituer aux photorécepteurs dégénérés de manière efficace, tout en assurant une faible consommation d'énergie, ce qui favorise l'autonomie du dispositif. En exploitant le capteur optique et le neurone artificiel qui sont de très faibles consommations, l'implant rétinien ne nécessitera pas de partie externe pour son alimentation ou la projection d'une scène devant le patient, ce qui augmentera considérablement le confort de ce dernier. Dans la seconde partie, nous avons effectué une étude approfondie des prothèses rétiniennes déjà disponibles sur le marché. Nous avons mis en évidence les avancées significatives réalisées dans le domaine, notamment en ce qui concerne l'amélioration de l'acuité visuelle (20/500 atteint par l'implant Prima) et du champ de vision (43° atteint par l'implant Polyretina) offerts par ces dispositifs. Après l'étude de la littérature, nous aspirons à concevoir un

dispositif autonome, conformable et durable, capable de rivaliser voire de surpasser les performances des prothèses existantes. Pour cela, il s'est avéré nécessaire de travailler sur l'amincissement du substrat en silicium jusqu'à 30 µm d'épaisseur pour que la puce puisse épouser la forme de la rétine, l'ajout d'un substrat flexible permettant de former un implant rétinien matriciel et une « languette ». Celui-ci devait servir également à renforcer la structure de l'implant rétinien et à améliorer sa biocompatibilité.

Le chapitre 2 détaille ce qui a été mis en place pour répondre à la problématique de conformabilité de la puce électronique tout en conservant ses propriétés électroniques. L'objectif a été d'aboutir à un implant rétinien monopuce ou matriciel, le plus large possible. Il est à noter que nous avons travaillé avec les contraintes imposées par les fondeurs industriels (TSMC dans notre cas) et nos puces ne possèdent donc pas de couche d'arrêt (SOI). Nous avons donc débuté par l'examen de plusieurs techniques d'amincissement disponibles à l'IEMN, et à l'issue de l'étude de la littérature nous avons opté pour la gravure ionique réactive profonde (DRIE). Le choix s'est porté sur cette technique en raison de sa capacité à offrir une vitesse de gravure uniforme et contrôlée, essentielle pour notre application à visée médicale. Nous avons détaillé le protocole que nous avons développé pour amincir nos puces jusqu'à 30 µm d'épaisseur par DRIE. Nous nous sommes ensuite concentrée sur l'évaluation de l'impact de l'amincissement et de la flexion sur les propriétés électriques de deux types de puces électroniques. Le premier type, avec un circuit dit « autonome », a été conçu à l'IEMN et intègre le capteur optique composé de photodiodes et du neurone artificiel. Le second type, avec un circuit dit « dépendant », est un prototype élaboré par Axorus, également basé sur le neurone artificiel. Pour ce faire, nous avons mené deux campagnes de mesures en flexion avec amincissement, une à l'IEMN et une autre pour les puces Axorus à l'ESIEE. Cette démarche visait à confirmer la reproductibilité de notre technologie et à souligner les performances satisfaisantes de la technologie CMOS industrielle. Les résultats obtenus ont indiqué que le protocole d'amincissement et la flexion n'ont pas altéré le comportement électrique de nos puces. Nous sommes donc parvenue à amincir des puces jusqu'à 30 µm (épaisseur équivalente à celle des implants Prima) et développer un protocole (quasi-) industriel. A la suite de cela, nous avons exploré la possibilité d'intégrer un substrat flexible à base de résine sèche. Cette approche technologique a pour objectif de maintenir la structure de silicium après amincissement. Le substrat flexible doit jouer également un rôle de couche de protection, car le silicium restant ne répond pas aux normes de biocompatibilité et nécessite une couche de passivation pour être implanté en toute sécurité. De plus, ce substrat flexible doit pouvoir être utilisé comme une « languette », facilitant la manipulation de l'implant, notamment pour le chirurgien lors de l'intervention. Enfin, nous souhaitions également utiliser ce substrat flexible pour réaliser un implant rétinien matriciel large, qu'il serait possible de plier lors de l'insertion dans l'œil, puis qui serait déplié

une fois positionné dans la rétine. Nous avons donc réalisé plusieurs tests avec de la résine sèche Ordyl SY300 mais les résultats ne sont pas satisfaisants et il apparaît que ce matériau ne convient pas pour les objectifs fixés. Nous avons donc opéré une courte étude de la littérature sur un substrat flexible à base d'hydrogel, une piste prometteuse nécessitant une analyse approfondie dans le cadre de travaux futurs.

Dans le chapitre 3, l'objectif est de rechercher des sources d'énergie alternatives au photovoltaïque pour les cas où la puce électronique serait soumise à l'obscurité. Cela a pour but d'étendre le champ des applications médicales possibles à des zones du corps où l'utilisation de la lumière extérieure n'est pas envisageable. Ainsi, notre travail a consisté à concevoir un système d'alimentation de pixels, composés du neurone artificiel et d'une électrode de stimulation. En premier lieu nous avons cherché à identifier une source d'énergie adaptée à une future application médicale utilisant des pixels. Nous avons commencé par établir un cahier des charges pour définir le futur système d'alimentation en partant de l'existant et donc de la consommation de notre implant rétinien, et en déterminant la puissance nécessaire pour alimenter un pixel, soit 2 nW/pixel. De plus, la partie implantée de notre source d'alimentation ne doit pas excéder une dimension de 1 cm^3 et doit pouvoir être fonctionnelle pendant 10 ans. Nous avons passé en revue différents systèmes d'alimentation et sources d'énergie potentielles pour les dispositifs médicaux implantés, les classant en trois groupes : les sources autonomes non rechargeables (batteries Li, batterie solide, supercondensateur, batterie β-voltaïque)), celles exploitant les ressources du corps humain (biopile, source piézoléctrique, source thermoélectrique), et les sources d'énergies provenant de l'extérieur du corps humain (source photovoltaïque, source à ultrasons, source RF). Nous avons répertorié ces divers systèmes énergétiques, avec leur densité de puissance respective, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Étant donné la faible consommation énergétique des pixels, les options énergétiques examinées peuvent fournir suffisamment de puissance pour l'alimentation des pixels. Après avoir évalué ces différentes options, nous avons opté pour l'utilisation des sources RF pour le choix de notre source d'alimentation en raison de la possibilité de recharger la partie implantée de l'extérieur, prolongeant la durée de vie de l'implant au-delà de 10 ans. Les sources RF sont également sans dangers pour le corps humain à condition que les seuils de puissance et d'exposition soient respectés. De plus, l'utilisation des ondes RF offre des possibilités d'innovation dans la conception et la miniaturisation de l'antenne comme la forme et le motif de l'antenne.

Le chapitre 4, présente une analyse détaillée des ondes électromagnétiques radiofréquences, des antennes RF et du bilan de liaison de notre système. Ce dernier est composé de deux parties, une antenne émettrice dans l'air et une antenne réceptrice dans le corps. Nous avons débuté en posant les fondements théoriques relatifs aux ondes hyperfréquences, comprenant leurs propriétés et leurs

comportements dans divers environnements. Par la suite, nous avons mené une revue de littérature sur les antennes utilisées dans les dispositifs médicaux. Ce travail de synthèse nous a permis de définir les fréquences les plus couramment utilisées (autour de 400 MHz, 900 MHz et 2,45 GHz), les différents designs d'antennes existants (hélice, spiral, méandre, etc…), les matériaux d'encapsulation recommandés (PEEK, zircone), ainsi que les puissances rayonnées conformes aux réglementations en vigueur. Nous avons également réalisé une étude préliminaire afin d'étudier la faisabilité de récupérer la puissance d'une onde émise à de l'extérieur pour alimenter un dispositif médical à base de pixels, utilisant le neurone artificiel, à la surface du corps humain et dans un fantôme (constitué d'eau salée et d'agar-agar pour simuler la composition du corps humain). Les résultats de l'étude sur la récupération de puissance à la surface de la peau montraient qu'il était possible d'alimenter au moins une dizaine de pixels à cet endroit. Cependant, ces résultats obtenus pour une propagation à l'air libre devaient être confrontés aux effets réels de propagation de l'onde dans les tissus organiques. Nous avons ensuite établi, après analyse de la littérature, les caractéristiques souhaitées pour notre antenne en termes de fréquence de résonance, de design et d'encapsulation. La fréquence de 2,45 GHz a été sélectionnée pour son équilibre entre performance et compacité, en plus de sa compatibilité avec les normes de sécurité et son utilisation répandue dans les appareils grand public. Nous avons également opté pour un design d'antenne en forme de méandre, visant à réduire les dimensions tout en préservant les performances de l'antenne. En intégrant trois antennes dans une configuration triaxiale, notre objectif était de couvrir un large éventail d'angles de réception sans être limité par l'orientation spécifique de l'antenne émettrice ou réceptrice. De plus, nous avons choisi du PEEK sous forme de gélule pour encapsuler notre dispositif, assurant ainsi une protection efficace des tissus environnants et de notre antenne du milieu biologique.

Dans le chapitre 5, nous avons développé par simulation sous logiciel HFSS une antenne triaxiale innovante d'environ 1 cm^3, composée de trois antennes individuelles de 1 cm^2, fonctionnant à 2,45 GHz, avec un design méandrée pour optimiser l'espace de l'antenne. Cette antenne triaxiale a été conçue pour récupérer la puissance d'une onde incidente extérieure indépendamment de l'orientation de l'antenne émettrice et réceptrice. Des travaux de simulation à l'aide du logiciel HFSS ont été conduits, montrant l'impact sur le paramètre de transmission S_{21} défini entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice, de la profondeur d'implantation de l'antenne réceptrice triaxiale, de l'éloignement de l'antenne émettrice par rapport à l'antenne réceptrice qui est fixe dans le corps, ainsi que de l'orientation/position (selon x,y ou z) de l'antenne réceptrice dans le corps avec une antenne émettrice fixe. Les résultats de simulation ont montré (avec une position d'antenne triaxiale fixe) une diminution du coefficient de transmission S_{21} avec l'augmentation de la profondeur d'implantation dans le corps et l'éloignement de l'antenne émettrice dans l'air. A l'aide de l'étude paramétrique

cherchant à évaluer l'impact de l'orientation/position de l'antenne triaxiale dans le corps (x,y et z) sur le paramètre S_{21} entre l'antenne émettrice et réceptrice, nous avons pu montrer l'efficacité de l'antenne triaxiale pour récupérer la puissance de l'onde émise par au moins une antenne individuelle de l'antenne triaxiale, indépendamment de l'orientation de l'antenne triaxiale dans le corps et pour une position fixe de l'antenne émettrice. Nous avons également réalisé les diagrammes de rayonnement de l'antenne triaxiale, par simulation et expérimentalement. Ces derniers montrent l'influence significative du corps humain sur l'émission de l'antenne, passant d'une dispersion uniforme à une directivité marquée. Ainsi, la profondeur d'implantation devient un facteur limitant pour la réception de puissance par l'antenne, car une grande épaisseur de tissu peut atténuer considérablement les signaux captés. Il faudra donc déterminer les profondeurs maximales d'implantation permettant de maximiser la réception de puissance sans altérer le rayonnement de l'antenne. De plus, il est nécessaire de positionner judicieusement l'antenne émettrice en fonction de l'angle d'ouverture du rayonnement de l'antenne réceptrice. Cela garantit une réception optimale de la puissance émise par l'antenne émettrice. Les diagrammes de rayonnement ont tout de même montré la capacité de chaque antenne individuelle de notre dispositif triaxial à récupérer de la puissance émise qui peuvent être sommées. Cependant, lors de la fabrication et de l'évaluation des performances réelles de l'antenne, un décalage entre les fréquences de résonance simulées (2,45 GHz) et mesurées (2,8 GHz) a été observé, nécessitant des ajustements dans nos futures simulations. Ce décalage peut notamment être dû à des défis liés à la réalisation mécanique des prototypes d'antennes individuelles et également à la longueur du méandre à affiner.

Dans le chapitre 6, deux approches ont été examinées pour estimer le nombre de pixels alimentables par notre dispositif pour une puissance d'émission de 50 mW. Tout d'abord, une approche analytique simplifiée s'appuyant sur des calculs simples a été utilisée en considérant une antenne située à 3 cm de la peau pour respecter la norme de DAS de 2 W/kg. Cette approche a permis de calibrer les phénomènes d'atténuation et de montrer la possibilité d'alimenter des pixels. Nous avons estimé à l'aide de cette approche très simple un nombre de pixels pouvant être alimentés de l'ordre du million de pixels. Ce nombre diminue de façon exponentielle avec l'augmentation de la profondeur d'implantation. Il faut noter que la puissance reçue par l'antenne triaxiale peut avoir été surestimée par cette méthode et donc le nombre de pixels pouvant être alimentés également. Ensuite, la seconde approche utilise des modèles numériques 3D. Avec ce modèle, nous avons pu estimer un nombre de pixels pouvant être alimentés de l'ordre de plusieurs milliers de pixels. Ce nombre diminue de façon exponentielle avec l'augmentation de la profondeur d'implantation. Nous avons également pu noter que la profondeur d'implantation ne devra pas dépasser 4 cm pour garantir un nombre minimum de 10 pixels alimentés avec une puissance d'émission de 50 mW. Les deux approches, bien

que montrant un écart important, présentent une tendance quasiment identique, avec une décroissance exponentielle du nombre de pixels pouvant être alimentés en fonction de l'augmentation de la profondeur d'implantation. Au demeurant, ces approches (analytique et numérique) restent théoriques et nécessiteront une validation expérimentale, ainsi que des améliorations du modèle pour mieux correspondre aux conditions réelles. Avec un minimum de 10 pixels qui peuvent être alimentés, différentes applications potentielles ont été envisagées, notamment la stimulation neuronale, l'enregistrement et la transmission d'informations. Des exemples d'applications telles que la stimulation des nerfs périphériques, la stimulation cérébrale profonde et les interfaces cerveau-ordinateur ont été discutés, mettant en lumière la variété des besoins en nombre d'électrodes, et donc de pixels, selon chaque application. En fonction de la complexité de la tâche de surveillance ou de traitement, de la résolution spatiale requise et des contraintes technologiques, le nombre de pixels peut varier considérablement. Bien que nous ayons fixé un seuil de 10 pixels pour notre application, une augmentation de ce seuil pourrait être envisagée en fonction des exigences spécifiques de chaque application. Cela soulève la question de la nécessité d'adapter la puissance d'émission ou de limiter la profondeur d'implantation pour une meilleure récupération de puissance. Ces questions restent ouvertes pour de futures études, soulignant l'importance de déterminer les performances réelles de l'antenne triaxiale dans divers scénarios d'utilisation.

Ce travail de thèse se distingue par sa grande pluridisciplinarité, nécessitant la mobilisation de nombreuses compétences au sein de la communauté scientifique représentée par les différents acteurs intervenant dans ces travaux. Cette synergie a été essentielle pour mener à bien les différentes phases de recherche et de développement. Cette approche m'a conduit à l'acquisition de connaissances approfondies dans des domaines variés et nouveaux comme les hyperfréquences, mais également sur la découverte de nouvelles techniques de salle blanche que je n'avais pas encore utilisée comme la DRIE, enrichissant ainsi mes compétences tout au long du travail. Les résultats obtenus ont permis le développement d'un procédé d'amincissement préservant les propriétés électroniques des puces ainsi que la conception et le prototypage d'une antenne triaxiale novatrice, pouvant potentiellement être implantée. Ces réalisations démontrent la valeur ajoutée d'une approche collaborative et multidisciplinaire dans la recherche et le développement de solutions innovantes en sciences et technologies.

Perspectives

Pour la suite de ces travaux, plusieurs pistes sont déjà envisagées. D'abord, l'intégration d'hydrogel dans les implants rétiniens en tant que substrat flexible est un sujet qui serait intéressant à

approfondir. Pour rappel les hydrogels, en raison de leur capacité à retenir l'eau et à être modulés pour s'adapter aux besoins spécifiques, offrent un potentiel significatif pour améliorer la biocompatibilité, la flexibilité et l'intégration tissulaire des implants. Des hydrogels à base d'acide hyaluronique pourraient par exemple être utilisés [114]. Cependant, des études plus approfondies sont nécessaires pour résoudre les défis liés à l'adhérence sur le substrat silicium et la stabilité à long terme.

En ayant démontré que notre protocole d'amincissement permettait de réduire de manière contrôlée l'épaisseur des puces en silicium jusqu'à 30 µm, tout en préservant intactes leurs propriétés électriques, une nouvelle perspective s'ouvre à nous : l'implantation de ces puces dans la rétine d'un rat. Cette étape nous permettrait de confronter nos avancées technologiques à un environnement réel, de vérifier que cette épaisseur de substrat n'altère pas la rétine et de confirmer que la flexibilité acquise permet à la puce de s'adapter à la forme de la rétine sans causer de dommages aux tissus.

Le développement de l'antenne triaxiale est également une piste à approfondir. Les résultats obtenus jusqu'à présent ont démontré la capacité à récupérer de la puissance provenant d'un émetteur sur chaque antenne individuelle dans le cas de l'étude paramétrique opérant une rotation suivant x,y et z de l'antenne réceptrice à l'intérieur du corps. Les premières estimations ont également montré que l'antenne triaxiale pourrait récupérer suffisamment de puissance pour alimenter au moins 10 pixels (de l'ordre du million de pixels pour l'approche analytique, et de l'ordre de plusieurs milliers de pixels pour l'approche numérique pour un angle de 0° entre l'antenne émettrice et réceptrice et une profondeur d'implantation limite de 4 cm). Cependant, des modifications de la taille du méandre sont nécessaires pour obtenir la fréquence cible de 2,45 GHz qui n'est pas encore atteinte à ce jour. Ce désaccord de fréquence entre l'antenne émettrice et réceptrice ne permet pas d'évaluer complétement les performances de l'antenne triaxiale. Ainsi, lorsque la fréquence de 2,45GHz sera atteinte par nos antennes individuelles composants l'antenne triaxiale, nous devrons ensuite reproduire notre étude paramétrique évaluant l'impact sur le coefficient de transmission S_{21} de la profondeur d'implantation de l'antenne triaxiale, de l'éloignement de l'antenne émettrice dans l'air et enfin de l'orientation/position (rotation selon x, y, et z) de l'antenne triaxiale dans le corps quand l'antenne émettrice est dans une position fixe.

Nous devrons réaliser de nouveaux diagrammes de rayonnement obtenus par la rotation de l'antenne triaxiale sur un point fixe (allant de 0 à 360°), dans le corps, avec une puissance émise par une antenne émettrice éloignée d'une distance fixe de l'antenne triaxiale, et cela afin de les comparer avec celles déjà réalisées dans notre étude. Il faudra également évaluer l'impact les tissus organiques sur le rayonnement de notre antenne triaxiale et quantifier l'atténuation du niveau du signal de l'onde de l'antenne triaxiale dans des conditions se rapprochant de la réalité. Il sera également intéressant de travailler sur l'optimisation de la capsule en PEEK pour réduire au maximum son encombrement

tout en garantissant qu'elle protège les tissus des matériaux de l'antenne triaxiale et l'antenne triaxiale des fluides corporelles.

Par ailleurs, Axorus travaille actuellement sur une technologie s'appuyant sur un implant photoacoustique. Il s'agit d'exploiter la sensibilité des cellules des couches internes de la rétine aux ondes mécaniques [214]. Fin 2021, Axorus a pris contact avec les Pr. JX. Chen et C. Yang de l'Université de Boston (BU) qui avaient alors réussi à stimuler des cultures de neurones in vitro à échelle cellulaire avec une fibre optique dont la pointe était recouverte par une membrane photoacoustique [215], [216]. Leurs équipes ont alors testé avec succès leur émetteur photoacoustique fibré sur des cellules de rétine. Fin 2022, Axorus a développé en partenariat avec BU une membrane photoacoustique implantable. Cette membrane est composée d'une très fine couche de nanoparticules de carbone (suie) en sandwich entre deux couches de PDMS (polydiméthylsiloxane), un polymère thermoélastique. L'énergie apportée par un laser pulsé à la membrane est absorbée par les particules de carbone. Ceci induit des variations de température très brèves et ainsi une vibration du PDMS, qui génère une onde mécanique. Les premiers résultats sont prometteurs pour la suite du projet, en vue de l'implantation de la membrane chez l'homme : Axorus a stimulé *ex vivo* des rétines de rats sains (rats Long-Evans) et de rats aveugles (lignée P23H, utilisée comme modèle de rétinite pigmentaire) et a mesuré l'activation des aires visuelles du cerveau lors de la stimulation de rats implantés *in vivo*.

Communications

Design and manufacture of flexible implantable and energy autonomous neuroelectronic devices

Chakrya-Anna Chhuon, Hélène Moulet, Alexis Vlandas, Philippe Mariage, Marc Faucher, et al.

GDR BioComp PhD Forum 2021, GDR BioComp, Nov 2021, Grenoble (virtual), France

Communication dans un congrès **hal-03450517v1** [217]

Development of a silicon substrate thinning process for a flexible and self-sufficient neuroelectronic implant

Chakrya-Anna Chhuon, Hélène Moulet, Alexis Vlandas, Philippe Mariage, Marc Faucher, et al.

IEEE Lille Engineering for Medicine and Biology Conference, IEEE Lille Student Branch, Apr 2022, Lille, France

Communication dans un congrès **hal-03778069v1** [218]

Design and manufacture of a self-sufficient flexible and implantable neuroelectronic device

Chakrya-Anna Chhuon, Hélène Moulet, Alexis Vlandas, Philippe Mariage, Marc Faucher, et al.

2ème édition des rencontres C'Nano Nord-Ouest, RJNO 2022, C'Nano Nord-Ouest, May 2022, Lille, France

Communication dans un congrès **hal-03450517v1** [219]

Digital system for human knowledge

Nathan Schoonjans, Chakrya-Anna Chhuon, Rédha Kassi, Vanessa Avramovic, David Delcroix, et al.

[Contract] Audition et Rapport fin de contrat projet DiSyKnow, contrat R-PILOTE-013-DiSyKnow, lauréat du dispositif projets pilotes, Isite Université Lille Nord-Europe (ULNE). 2023

Rapport **hal-04121740v1** [220]

[En cours] **An original thinned retina-inspired CMOS sensor circuit under bending**

Chakrya-Anna Chhuon, Christel Vanbesien-Mailliot, Alexis Vlandas, Marc Faucher, Kevin Carpentier, Arnaud Facon, Alain Cappy, Hélène Moulet, Virginie Hoël

IEEE Sensors Journal

A flexible high-precision photoacoustic retinal prosthesis

Audrey Leong, Yueming Li, Thijs R. Ruikes, Julien Voillot, Yuhao Yuan, Guo Chen, Arnaud Facon, Chakrya-Anna Chhuon, Corentin Joffrois, Gilles Tessier, Marion Cornebois, Julie Dégardin, Jean-Damien Louise, Ji-Xin Cheng, Chen Yang, Hélène Moulet, Serge Picaud

bioRxiv (2024), doi : https://doi.org/10.1101/2024.09.03.611068

Annexe 1 : Circuit IEMN caractérisé, résultats bruts

	P_{Light} 0 µW/cm²				
	NO (Hz)	T(Hz)	T + B (Hz)	DIRECTION 1 (Hz)	DIRECTION 2 (Hz)
Chip 1	0	0	0	0	0
Chip 2	0	0	0	0	0
Chip 3	0	0	0	0	0
Chip 4	0	0	0	0	0

	P_{Light} 30 µW/cm²				
	NO (Hz)	T(Hz)	T + B (Hz)	DIRECTION 1 (Hz)	DIRECTION 2 (Hz)
Chip 1	9.6	3.5	4.3	3.6	4.3
Chip 2	5.6	3.6	5.18	4.3	4
Chip 3	6.7	6.8	6.7	6.3	6.1
Chip 4	5	2	4.5	4.8	2.3

	P_{Light} 300 µW/cm²				
	NO (Hz)	T(Hz)	T + B (Hz)	DIRECTION 1 (Hz)	DIRECTION 2 (Hz)
Chip 1	46.9	44.9	42.2	40.9	42.2
Chip 2	59	56	60.02	52.4	52.2
Chip 3	57	56.7	60.3	51	50.1
Chip 4	62	61.3	51.4	53.5	51.9

	P_{Light} 440 µW/cm²				
	NO (Hz)	T(Hz)	T + B (Hz)	DIRECTION 1 (Hz)	DIRECTION 2 (Hz)
Chip 1	65.4	60.4	57.5	56.7	57.5
Chip 2	85	78.8	87.6	77.9	74.1
Chip 3	82.8	77	83.4	69.9	69.4
Chip 4	97	81.5	75.8	76.6	71.4

P_{Light} 620 µW/cm²					
	NO (Hz)	T(Hz)	T + B (Hz)	DIRECTION 1 (Hz)	DIRECTION 2 (Hz)
Chip 1	86.3	78.7	65.6	72.9	65.6
Chip 2	109	103.6	101.7	101.9	102
Chip 3	110	100	94.7	94.9	95.1
Chip 4	109	109.5	89.7	104.8	101.5

Annexe 2 : Circuits Axorus caractérisés, résultats bruts

R41 : Circuit autonome à trois sorties utilisant le capteur optique. La fréquence de spike n'est influencée que par l'intensité lumineuse appliquée sur la photodiode

Avant amincissement

(a)

Pourcentage de l'intensité maximale de la lampe	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0%	19.09	16.06	19.42	16.18	20.2
25%	72.91	64.04	71.42	55.87	73.46
50%	227.8	211.8	238.5	217.5	231.5
75%	343.3	334.1	372.7	347.1	336
100%	374.2	383.3	403.2	396.3	367.7

(c)

Pourcentage de l'intensité maximale de la lampe	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0%	18.08	17.25	21.76	17.36	19.81
25%	69.4	69.34	80.16	61.38	76.21
50%	214.7	227.2	254	218.1	247.9
75%	328.9	362.4	393	363.3	385.8
100%	363.3	416.6	431	411.2	433.9

(e)

Pourcentage de l'intensité maximale de la lampe	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0%	7.2	6.23	7.344	6.418	7.852
25%	25.84	24.09	25.51	21.13	27.84
50%	70.89	76.4	75.1	69.4	83.81
75%	89.68	114.9	100.1	94.12	116.6
100%	87.09	126	100.6	94.6	122

Après amincissement

(b)

Pourcentage de l'intensité maximale de la lampe	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0%	20.3	17.6	21.5	17.8	21.6
25%	86.9	68	83.9	68	72.9
50%	248	230	258	240	246
75%	374	363	396	379	362
100%	415	411	446	430	403

(d)

Pourcentage de l'intensité maximale de la lampe	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0%	18.8	18.6	23.3	18.3	20.9
25%	78.7	70.6	89	69.4	73.2
50%	227	240	264	240	260
75%	347	381	402	377	397
100%	385	434	449	426	445

(f)

Pourcentage de l'intensité maximale de la lampe	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0%	7.6	6.9	8	6.96	8.39
25%	29.5	25.3	28.8	23.4	27.3
50%	76	81	78.9	73.2	86.7
75%	106	124	113	105	124
100%	113	138	124	115	136

R51 : Circuit dépendant à trois sorties utilisant le capteur optique. La fréquence de spike varie en fonction de la puissance appliquée en V_{In}. La fréquence de spike de la sortie 3 est 2 fois plus faible que la fréquence de spike des sorties 1 et 2.

(a) Avant amincissement

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	15.38	14.22	18.2	14.1	20
0.35	44.7	41.9	53	41.8	56.8
0.4	123.9	120	146	119.5	150.3
0.45	307	312	365	310	359
0.5	672	712	795	710	744

(b) Après amincissement

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	16	14.8	19.8	14.9	20.9
0.35	46.5	44	56.9	43.9	59
0.4	128	125	154	125	156
0.45	319	325	381	323	369
0.5	698	742	826	736	760

(c)

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	14.9	14.34	17.4	14.5	18.9
0.35	43.2	43	50.2	43	54.5
0.4	120.6	124.5	136	123	147
0.45	304	332	332	320	347
0.5	672	788	712	740	725

(d)

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	15.5	15	18.8	15.3	19.7
0.35	45	45	53.3	45.1	56.2
0.4	125	129.5	144	128	150
0.45	315	349	347	334	359
0.5	700	816	740	765	748

(e)

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	6.1	5.74	6.97	5.65	7.6
0.35	17.8	16.9	20.4	17	21.5
0.4	50	46.2	57	50	57
0.45	126	125.5	145	135	133
0.5	280	287	322	323	275

(f)

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	6.3	8.02	7.48	5.98	7.91
0.35	18.5	17.7	21.8	17.9	22.4
0.4	52	51	60.8	52.6	59
0.45	130	130	152	142	138
0.5	290	296	331	333	283

R61 : Circuit dépendant à trois sorties utilisant le capteur optique. La fréquence de spike varie en fonction de la puissance appliquée en V_{In}. La fréquence de spike de la sortie 3 est 2 fois plus élevée que la fréquence de spike des sorties 1 et 2.

(a) Avant amincissement

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	7.5	7.4	8.56	7.16	8
0.35	24.3	23.9	27.6	23.12	26.6
0.4	76.6	75.4	86.2	74	85
0.45	225	225	247	223	250
0.5	570	600	620	600	625

(b) Après amincissement

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	7.94	7.9	9.21	7.5	8.31
0.35	25.6	25.15	29.56	24.3	27.6
0.4	80.2	79	91.9	77.9	88.2
0.45	234	236	262	232	254
0.5	590	615	650	610	660

(c)

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	7.49	6.75	8.7	7.75	9.6
0.35	24	22.1	28.25	24.68	30.2
0.4	75	71	89.5	76.5	91.2
0.45	216	214	264	223	250
0.5	540	590	690	570	630

(d)

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	7.9	7.2	9.32	8.14	10
0.35	25.3	23.25	30.2	25.7	31.4
0.4	78	75	95.2	80	94
0.45	222	225	278	231	260
0.5	570	585	710	590	650

(e)

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	8.39	7.2	7.99	8.67	8.5
0.35	27.5	23.5	27.8	28.3	28.5
0.4	91.2	77.5	89.4	93.5	95
0.45	291	249	285	297	300
0.5	860	730	820	860	840

(f)

Tension appliquée (V)	Fréquence de spike de la puce 1 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 2 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 3 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 4 (Hz)	Fréquence de spike de la puce 5 (Hz)
0.3	8.83	7.6	8.65	9.1	8.8
0.35	28.8	24.85	28.7	29.7	29.6
0.4	95.2	82	95.3	97.5	98.4
0.45	305	262	306	310	314
0.5	860	770	860	910	890

Bibliographie

[1] « Dégénérescence maculaire liée à l'âge : prise en charge diagnostique et thérapeutique », Haute Autorité de Santé. Consulté le: 7 mai 2021. [En ligne]. Disponible sur: https://www.has-sante.fr/jcms/c_1051619/fr/degenerescence-maculaire-liee-a-l-age-prise-en-charge-diagnostique-et-therapeutique

[2] I. Sourikopoulos *et al.*, « A 4-fJ/Spike Artificial Neuron in 65 nm CMOS Technology », *Front. Neurosci.*, vol. 11, mars 2017, doi: 10.3389/fnins.2017.00123.

[3] A. CAPPY, F. DANNEVILLE, V. HOEL, C. Loyez, et I. SOURIKOPOULOS, « Capteur optique », EP3700618A1, 2 septembre 2020

[4] A. CAPPY, F. DANNEVILLE, V. HOEL, et C. Loyez, « Neurone artificiel », EP3443506A1, 20 février 2019

[5] B. Bhushan, « Biomimetics: lessons from nature–an overview », *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 367, n° 1893, p. 1445-1486, avr. 2009, doi: 10.1098/rsta.2009.0011.

[6] « ISO 18458:2015(fr), Biomimétique — Terminologie, concepts et méthodologie ». Consulté le: 29 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.iso.org/obp/ui/#iso:std:iso:18458:ed-1:v1:fr

[7] « Le biomimétisme », Ministère de la Transition Écologique et de la Cohésion des Territoires. Consulté le: 29 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.ecologie.gouv.fr/biomimetisme

[8] P. E. Fayemi, K. Wanieck, C. Zollfrank, N. Maranzana, et A. Aoussat, « Biomimetics: process, tools and practice », *Bioinspir. Biomim.*, vol. 12, n° 1, p. 011002, janv. 2017, doi: 10.1088/1748-3190/12/1/011002.

[9] Y. Bar-Cohen, « Biomimetics—using nature to inspire human innovation », *Bioinspir. Biomim.*, vol. 1, n° 1, p. P1-P12, mars 2006, doi: 10.1088/1748-3182/1/1/P01.

[10] L. Zhang, J. Wang, S. Wang, L. Wang, et M. Wu, « Neuron-inspired multifunctional conductive hydrogels for flexible wearable sensors », *J. Mater. Chem. C*, vol. 10, n° 11, p. 4327-4335, 2022, doi: 10.1039/D1TC05864A.

[11] R. A. Nawrocki, R. M. Voyles, et S. E. Shaheen, « A Mini Review of Neuromorphic Architectures and Implementations », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 63, n° 10, p. 3819-3829, oct. 2016, doi: 10.1109/TED.2016.2598413.

[12] D. Marković, A. Mizrahi, D. Querlioz, et J. Grollier, « Physics for neuromorphic computing », *Nat Rev Phys*, vol. 2, n° 9, Art. n° 9, sept. 2020, doi: 10.1038/s42254-020-0208-2.

[13] D. Hassabis, D. Kumaran, C. Summerfield, et M. Botvinick, « Neuroscience-Inspired Artificial Intelligence », *Neuron*, vol. 95, n° 2, p. 245-258, juill. 2017, doi: 10.1016/j.neuron.2017.06.011.

[14] « Chapter 4: Anatomy and Physiology of the Neuron », in *Neuroscience for Neurosurgeons*, Cambridge University Press, 2023.

[15] P. E. Ludwig, V. Reddy, et M. Varacallo, « Neuroanatomy, Neurons », in *StatPearls*, Treasure Island (FL): StatPearls Publishing, 2024. [En ligne]. Disponible sur: http://www.ncbi.nlm.nih.gov/books/NBK441977/

[16] A. S. Pivovarov, F. Calahorro, et R. J. Walker, « Na+/K+-pump and neurotransmitter membrane receptors », *Invert Neurosci*, vol. 19, n° 1, p. 1, mars 2019, doi: 10.1007/s10158-018-0221-7.

[17] A. L. Hodgkin et A. F. Huxley, « A quantitative description of membrane current and its application to conduction and excitation in nerve », *The Journal of Physiology*, vol. 117, n° 4, p. 500-544, 1952, doi: 10.1113/jphysiol.1952.sp004764.

[18] « Chapitre 4 Potentiel d'action », in *Neurosciences: A la découverte du cerveau*, John Libbey Eurotext, 2016.

[19] M. W. Barnett et P. M. Larkman, « The action potential », *Practical Neurology*, vol. 7, n° 3, p. 192-197, juin 2007.

[20] « Chapitre 4 Canaux et transporteurs », in *Neurosciences*, De Boeck Supérieur., in Neurosciences & cognition. , De Boeck Superieur, 2019, p. 65-84.

[21] « Chapitre 48 - Les neurones, les synapses et la communication », in *Campbell Biology*, PEARSON., Pearson Education, 2012, p. 1211-1229.

[22] W. Bialek, F. Rieke, R. R. De Ruyter Van Steveninck, et D. Warland, « Reading a Neural Code », *Science*, vol. 252, n° 5014, p. 1854-1857, juin 1991, doi: 10.1126/science.2063199.

[23] W. Maass, « Networks of spiking neurons: The third generation of neural network models », *Neural Networks*, vol. 10, n° 9, p. 1659-1671, déc. 1997, doi: 10.1016/S0893-6080(97)00011-7.

[24] A. Borst et F. E. Theunissen, « Information theory and neural coding », *Nat Neurosci*, vol. 2, n° 11, p. 947-957, nov. 1999, doi: 10.1038/14731.

[25] C. Morris et H. Lecar, « Voltage oscillations in the barnacle giant muscle fiber. », *Biophys J*, vol. 35, n° 1, p. 193-213, juill. 1981.

[26] Z. Jouni, T. Soupizet, S. Wang, A. Benlarbi-Delai, et P. M. Ferreira, « 1.2 nW Neuromorphic Enhanced Wake-Up Radio », in *2022 35th SBC/SBMicro/IEEE/ACM Symposium on Integrated Circuits and Systems Design (SBCCI)*, Porto Alegre, Brazil: IEEE, août 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/SBCCI55532.2022.9893247.

[27] Z. Jouni, T. Soupizet, S. Wang, A. Benlarbi-Delai, et P. M. Ferreira, « RF neuromorphic spiking sensor for smart IoT devices », *Analog Integr Circ Sig Process*, vol. 117, n° 1, p. 3-20, déc. 2023, doi: 10.1007/s10470-023-02164-w.

[28] F. Danneville, C. Loyez, K. Carpentier, I. Sourikopoulos, E. Mercier, et A. Cappy, « A Sub-35 pW Axon-Hillock artificial neuron circuit », *Solid-State Electronics*, vol. 153, p. 88-92, mars 2019, doi: 10.1016/j.sse.2019.01.002.

[29] D.-H. Choi, H. Roh, M. Im, et D.-W. Jee, « A 4.49nW/Pixel Light-to-Stimulus Duration Converter-Based Retinal Prosthesis Chip », *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 15, n° 6, p. 1140-1148, déc. 2021, doi: 10.1109/TBCAS.2021.3128418.

[30] D.-H. Choi et D.-W. Jee, « A 1984-Pixels, 1.26 nW/Pixel Retinal Prosthesis Chip With Time-Domain In-Pixel Image Processing and Bipolar Stimulating Electrode Sharing », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 58, n° 10, p. 2757-2766, oct. 2023, doi: 10.1109/JSSC.2023.3284460.

[31] E. Schmid, W. Fink, et R. Wilke, « Simultaneous vs. Sequential and Unipolar vs. Multipolar Stimulation in Retinal Prostheses », présenté à International IEEE/EMBS Conference on Neural Engineering, nov. 2013, p. 190-193. doi: 10.1109/NER.2013.6695904.

[32] M. Darche *et al.*, « Light sheet fluorescence microscopy of cleared human eyes », *Commun Biol*, vol. 6, n° 1, p. 1025, oct. 2023, doi: 10.1038/s42003-023-05401-0.

[33] « Chapitre 50 - Les mécanismes sensoriels et moteurs chez les animaux », in *Campbell Biology*, Pearson Education, 2012, p. 1257-1292.

[34] I. Bekerman, P. Gottlieb, et M. Vaiman, « Variations in Eyeball Diameters of the Healthy Adults », *Journal of Ophthalmology*, vol. 2014, 2014, doi: 10.1155/2014/503645.

[35] C. E. Myers *et al.*, « Retinal Thickness Measured by Spectral Domain Optical Coherence Tomography in Eyes without Retinal Abnormalities: the Beaver Dam Eye Study », *Am J Ophthalmol*, vol. 159, n° 3, p. 445-456.e1, mars 2015, doi: 10.1016/j.ajo.2014.11.025.

[36] F. Behar-Cohen, E. Gelizé, L. Jonet, et P. Lassiaz, « Anatomie de la rétine », *Med Sci (Paris)*, vol. 36, n° 6-7, Art. n° 6-7, juin 2020, doi: 10.1051/medsci/2020094.

[37] « Chapitre 11 La vision : L'oeil », in *Neurosciences*, De Boeck Supérieur., in Neurosciences & cognition. , De Boeck Superieur, 2019, p. 233-260.

[38] K. Y. Wu, M. Mina, J.-Y. Sahyoun, A. Kalevar, et S. D. Tran, « Retinal Prostheses: Engineering and Clinical Perspectives for Vision Restoration », *Sensors*, vol. 23, n° 13, p. 5782, juin 2023, doi: 10.3390/s23135782.

[39] E. Popova, « ON-OFF Interactions in the Retina: Role of Glycine and GABA », *Curr Neuropharmacol*, vol. 12, n° 6, p. 509-526, déc. 2014, doi: 10.2174/1570159X13999150122165018.

[40] A. E. Hadjinicolaou, S. L. Cloherty, Y.-S. Hung, T. Kameneva, et M. R. Ibbotson, « Frequency Responses of Rat Retinal Ganglion Cells », *PLoS One*, vol. 11, n° 6, p. e0157676, juin 2016, doi: 10.1371/journal.pone.0157676.

[41] J. Van Schependom et M. D'haeseleer, « Advances in Neurodegenerative Diseases », *JCM*, vol. 12, n° 5, p. 1709, févr. 2023, doi: 10.3390/jcm12051709.

[42] L. S. Lim, P. Mitchell, J. M. Seddon, F. G. Holz, et T. Y. Wong, « Age-related macular degeneration », *The Lancet*, vol. 379, n° 9827, p. 1728-1738, mai 2012, doi: 10.1016/S0140-6736(12)60282-7.

[43] O. Rastoin, G. Pagès, et M. Dufies, « Experimental Models in Neovascular Age Related Macular Degeneration », *International Journal of Molecular Sciences*, vol. 21, n° 13, Art. n° 13, janv. 2020, doi: 10.3390/ijms21134627.

[44] D. T. Hartong, E. L. Berson, et T. P. Dryja, « Retinitis pigmentosa », *The Lancet*, vol. 368, n° 9549, p. 1795-1809, nov. 2006, doi: 10.1016/S0140-6736(06)69740-7.

[45] C. Hamel, « Retinitis pigmentosa », *Orphanet Journal of Rare Diseases*, vol. 1, n° 1, p. 40, oct. 2006, doi: 10.1186/1750-1172-1-40.

[46] O. Younis, W. Al-Nuaimy, M. Alomari, et F. Rowe, « A Hazard Detection and Tracking System for People with Peripheral Vision Loss using Smart Glasses and Augmented Reality », *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, vol. 10, p. 1-9, mars 2019, doi: 10.14569/IJACSA.2019.0100201.

[47] R. Gerwig *et al.*, « PEDOT–CNT Composite Microelectrodes for Recording and Electrostimulation Applications: Fabrication, Morphology, and Electrical Properties », *Frontiers in Neuroengineering*, vol. 5, 2012, Consulté le: 28 février 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.frontiersin.org/articles/10.3389/fneng.2012.00008

[48] M. Kobayashi et A. Pascual-Leone, « Transcranial magnetic stimulation in neurology », *The Lancet Neurology*, vol. 2, n° 3, p. 145-156, mars 2003, doi: 10.1016/S1474-4422(03)00321-1.

[49] S. I. Fried, C. Cai, et Q. Ren, « High frequency electric stimulation of retinal neurons elicits physiological signaling patterns », *Annu Int Conf IEEE Eng Med Biol Soc*, vol. 2011, p. 1077-1080, 2011, doi: 10.1109/IEMBS.2011.6090251.

[50] D. K. Freeman, D. K. Eddington, J. F. Rizzo, et S. I. Fried, « Selective activation of neuronal targets with sinusoidal electric stimulation », *J Neurophysiol*, vol. 104, n° 5, p. 2778-2791, nov. 2010, doi: 10.1152/jn.00551.2010.

[51] W. Tong, H. Meffin, D. J. Garrett, et M. R. Ibbotson, « Stimulation Strategies for Improving the Resolution of Retinal Prostheses », *Front. Neurosci.*, vol. 14, p. 262, mars 2020, doi: 10.3389/fnins.2020.00262.

[52] B.-Y. Wang, Z. C. Chen, M. Bhuckory, A. K. Goldstein, et D. Palanker, « Pixel size limit of the PRIMA implants: from humans to rodents and back », *J. Neural Eng.*, vol. 19, n° 5, p. 055003, sept. 2022, doi: 10.1088/1741-2552/ac8e31.

[53] T. T. Kien, T. Maul, et A. Bargiela, « A REVIEW OF RETINAL PROSTHESIS APPROACHES », *Int. J. Mod. Phys. Conf. Ser.*, vol. 09, p. 209-231, janv. 2012, doi: 10.1142/S2010194512005272.

[54] A. Bellapianta, A. Cetkovic, M. Bolz, et A. Salti, « Retinal Organoids and Retinal Prostheses: An Overview », *IJMS*, vol. 23, n° 6, p. 2922, mars 2022, doi: 10.3390/ijms23062922.

[55] K. A. Ramirez, L. E. Drew-Bear, M. Vega-Garces, H. Betancourt-Belandria, et J. F. Arevalo, « An update on visual prosthesis », *Int J Retin Vitr*, vol. 9, n° 1, p. 73, nov. 2023, doi: 10.1186/s40942-023-00498-1.

[56] D. Ghezzi, « The role of the visual field size in artificial vision », *J. Neural Eng.*, vol. 20, n° 2, p. 023001, avr. 2023, doi: 10.1088/1741-2552/acc7cd.

[57] L. N. Ayton *et al.*, « First-in-Human Trial of a Novel Suprachoroidal Retinal Prosthesis », *PLOS ONE*, vol. 9, n° 12, p. e115239, déc. 2014, doi: 10.1371/journal.pone.0115239.

[58] T. Fujikado *et al.*, « Testing of semichronically implanted retinal prosthesis by suprachoroidal-transretinal stimulation in patients with retinitis pigmentosa », *Invest Ophthalmol Vis Sci*, vol. 52, n° 7, p. 4726-4733, juill. 2011, doi: 10.1167/iovs.10-6836.

[59] Y. Yamauchi *et al.*, « Comparison of electrically evoked cortical potential thresholds generated with subretinal or suprachoroidal placement of a microelectrode array in the rabbit* », *J. Neural Eng.*, vol. 2, n° 1, p. S48, févr. 2005, doi: 10.1088/1741-2560/2/1/007.

[60] S. Shim, K. Eom, J. Jeong, et S. J. Kim, « Retinal Prosthetic Approaches to Enhance Visual Perception for Blind Patients », *Micromachines (Basel)*, vol. 11, n° 5, p. 535, mai 2020, doi: 10.3390/mi11050535.

[61] K. Stingl *et al.*, « Subretinal Visual Implant Alpha IMS – Clinical trial interim report », *Vision Research*, vol. 111, p. 149-160, juin 2015, doi: 10.1016/j.visres.2015.03.001.

[62] K. Stingl *et al.*, « Interim Results of a Multicenter Trial with the New Electronic Subretinal Implant Alpha AMS in 15 Patients Blind from Inherited Retinal Degenerations », *Front. Neurosci.*, vol. 11, p. 445, août 2017, doi: 10.3389/fnins.2017.00445.

[63] D. Palanker, Y. Le Mer, S. Mohand-Said, M. Muqit, et J. A. Sahel, « Photovoltaic Restoration of Central Vision in Atrophic Age-Related Macular Degeneration », *Ophthalmology*, vol. 127, n° 8, p. 1097-1104, août 2020, doi: 10.1016/j.ophtha.2020.02.024.

[64] D. Palanker, Y. Le Mer, S. Mohand-Said, et J. A. Sahel, « Simultaneous perception of prosthetic and natural vision in AMD patients », *Nat Commun*, vol. 13, n° 1, Art. n° 1, janv. 2022, doi: 10.1038/s41467-022-28125-x.

[65] T. L. Edwards *et al.*, « Assessment of the Electronic Retinal Implant Alpha AMS in Restoring Vision to Blind Patients with End-Stage Retinitis Pigmentosa », *Ophthalmology*, vol. 125, n° 3, p. 432-443, mars 2018, doi: 10.1016/j.ophtha.2017.09.019.

[66] E. Bloch, Y. Luo, et L. Da Cruz, « Advances in retinal prosthesis systems », *Ophthalmol Eye Dis*, vol. 11, p. 251584141881750, janv. 2019, doi: 10.1177/2515841418817501.

[67] Y. H.-L. Luo et L. Da Cruz, « The Argus® II Retinal Prosthesis System », *Progress in Retinal and Eye Research*, vol. 50, p. 89-107, janv. 2016, doi: 10.1016/j.preteyeres.2015.09.003.

[68] A. P. Finn, D. S. Grewal, et L. Vajzovic, « Argus II retinal prosthesis system: a review of patient selection criteria, surgical considerations, and post-operative outcomes », *Clin Ophthalmol*, vol. 12, p. 1089-1097, juin 2018, doi: 10.2147/OPTH.S137525.

[69] L. Ferlauto *et al.*, « Design and validation of a foldable and photovoltaic wide-field epiretinal prosthesis », *Nat Commun*, vol. 9, n° 1, p. 992, déc. 2018, doi: 10.1038/s41467-018-03386-7.

[70] M. S. Humayun *et al.*, « Interim Results from the International Trial of Second Sight's Visual Prosthesis », *Ophthalmology*, vol. 119, n° 4, p. 779-788, avr. 2012, doi: 10.1016/j.ophtha.2011.09.028.

[71] R. Hornig, T. Zehnder, M. Velikay-Parel, T. Laube, M. Feucht, et G. Richard, « The IMI Retinal Implant System », in *Artificial Sight: Basic Research, Biomedical Engineering, and Clinical Advances*, M. S. Humayun, J. D. Weiland, G. Chader, et E. Greenbaum, Éd., in Biological and Medical Physics, Biomedical Engineering. , New York, NY: Springer, 2007, p. 111-128. doi: 10.1007/978-0-387-49331-2_6.

[72] A. C. Ho *et al.*, « Long-Term Results from an Epiretinal Prosthesis to Restore Sight to the Blind », *Ophthalmology*, vol. 122, n° 8, p. 1547-1554, août 2015, doi: 10.1016/j.ophtha.2015.04.032.

[73] M. A. Petoe *et al.*, « A Second-Generation (44-Channel) Suprachoroidal Retinal Prosthesis: Interim Clinical Trial Results », *Transl Vis Sci Technol*, vol. 10, n° 10, p. 12, sept. 2021, doi: 10.1167/tvst.10.10.12.

[74] C. J. Abbott *et al.*, « Safety Studies for a 44-Channel Suprachoroidal Retinal Prosthesis: A Chronic Passive Study », *Investigative Ophthalmology & Visual Science*, vol. 59, n° 3, p. 1410-1424, mars 2018, doi: 10.1167/iovs.17-23086.

[75] T. Fujikado *et al.*, « One-Year Outcome of 49-Channel Suprachoroidal–Transretinal Stimulation Prosthesis in Patients With Advanced Retinitis Pigmentosa », *Investigative Ophthalmology & Visual Science*, vol. 57, n° 14, p. 6147-6157, nov. 2016, doi: 10.1167/iovs.16-20367.

[76] L. N. Ayton *et al.*, « An update on retinal prostheses », *Clinical Neurophysiology*, vol. 131, n° 6, p. 1383-1398, juin 2020, doi: 10.1016/j.clinph.2019.11.029.

[77] K. Stingl *et al.*, « Artificial vision with wirelessly powered subretinal electronic implant alpha-IMS », *Proceedings: Biological Sciences*, vol. 280, n° 1757, p. 1-8, 2013.

[78] D. Palanker, « Electronic Retinal Prostheses », *Cold Spring Harb Perspect Med*, vol. 13, n° 8, p. a041525, août 2023, doi: 10.1101/cshperspect.a041525.

[79] Pixium Vision SA, « Feasibility Study of Compensation for Blindness With the PRIMA System in Patients With Dry Age Related Macular Degeneration », clinicaltrials.gov, Clinical trial registration NCT03333954, janv. 2024. Consulté le: 1 janvier 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://clinicaltrials.gov/study/NCT03333954

[80] MMK. Muqit, Y. L. Mer, L. O. de Koo, F. Holz, J. Sahel, et D. Palanker, « Prosthetic Visual Acuity with the PRIMA System in Patients with Atrophic Age-related Macular Degeneration at 4 years follow-up », *medRxiv*, p. 2023.11.12.23298227, nov. 2023, doi: 10.1101/2023.11.12.23298227.

[81] T. Flores *et al.*, « Honeycomb-shaped electro-neural interface enables cellular-scale pixels in subretinal prosthesis », *Sci Rep*, vol. 9, n° 1, p. 10657, juill. 2019, doi: 10.1038/s41598-019-47082-y.

[82] B.-Y. Wang *et al.*, « Electronic photoreceptors enable prosthetic visual acuity matching the natural resolution in rats », *Nat Commun*, vol. 13, n° 1, p. 6627, nov. 2022, doi: 10.1038/s41467-022-34353-y.

[83] H. Bansal, N. Gupta, et S. Roy, « Theoretical analysis of optogenetic spiking with ChRmine, bReaChES and CsChrimson-expressing neurons for retinal prostheses », *J. Neural Eng.*, vol. 18, n° 4, p. 0460b8, juill. 2021, doi: 10.1088/1741-2552/ac1175.

[84] P. Vagni *et al.*, « POLYRETINA restores light responses in vivo in blind Göttingen minipigs », *Nat Commun*, vol. 13, n° 1, Art. n° 1, juin 2022, doi: 10.1038/s41467-022-31180-z.

[85] N. A. L. Chenais, M. J. I. Airaghi Leccardi, et D. Ghezzi, « Photovoltaic retinal prosthesis restores high-resolution responses to single-pixel stimulation in blind retinas », *Commun Mater*, vol. 2, n° 1, p. 28, déc. 2021, doi: 10.1038/s43246-021-00133-2.

[86] L. Ferlauto *et al.*, « Development and Characterization of PEDOT:PSS/Alginate Soft Microelectrodes for Application in Neuroprosthetics », *Front. Neurosci.*, vol. 12, p. 648, sept. 2018, doi: 10.3389/fnins.2018.00648.

[87] D. Ghezzi, « Retinal prostheses: progress toward the next generation implants », *Front. Neurosci.*, vol. 9, août 2015, doi: 10.3389/fnins.2015.00290.

[88] W. T. Navaraj, S. Gupta, L. Lorenzelli, et R. Dahiya, « Wafer Scale Transfer of Ultrathin Silicon Chips on Flexible Substrates for High Performance Bendable Systems », *Advanced Electronic Materials*, vol. 4, n° 4, p. 1700277, 2018, doi: https://doi.org/10.1002/aelm.201700277.

[89] S. Gupta, W. T. Navaraj, L. Lorenzelli, et R. Dahiya, « Ultra-thin chips for high-performance flexible electronics », *npj Flex Electron*, vol. 2, n° 1, p. 8, mars 2018, doi: 10.1038/s41528-018-0021-5.

[90] A. Lecavelier Des Etangs-Levallois *et al.*, « A converging route towards very high frequency, mechanically flexible, and performance stable integrated electronics », *Journal of Applied Physics*, vol. 113, n° 15, p. 153701, avr. 2013, doi: 10.1063/1.4801803.

[91] S. Mhedhbi *et al.*, « Recent improvements of flexible GaN-based HEMT technology: Improvements of flexible GaN-based HEMT technology », *Phys. Status Solidi A*, vol. 214, n° 4, p. 1600484, avr. 2017, doi: 10.1002/pssa.201600484.

[92] A. M. Hussain et M. M. Hussain, « CMOS-Technology-Enabled Flexible and Stretchable Electronics for Internet of Everything Applications », *Adv Mater*, vol. 28, n° 22, p. 4219-4249, juin 2016, doi: 10.1002/adma.201504236.

[93] M. K. Hooda, M. Wadhwa, S. Verma, M. M. Nayak, P. J. George, et A. K. Paul, « A systematic study of DRIE process for high aspect ratio microstructuring », *Vacuum*, vol. 84, n° 9, p. 1142-1148, avr. 2010, doi: 10.1016/j.vacuum.2010.01.052.

[94] F. Laermer et A. Urban, « Through-Silicon Vias Using Bosch DRIE Process Technology », in *Ultra-thin Chip Technology and Applications*, J. Burghartz, Éd., New York, NY: Springer, 2011, p. 81-91. doi: 10.1007/978-1-4419-7276-7_9.

[95] S. Avertin, « Développement et caractérisation de procédés de gravure plasma de T.S.V (Through Silicon Via) pour l'intégration tridimensionnelle de circuits intégrés », phdthesis, Université de Grenoble, 2012. Consulté le: 13 mars 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://theses.hal.science/tel-00771420

[96] L. John, « Le micro-usinage par laser et ses applications », p. 5.

[97] D. Zhang et L. Guan, « 4.06 - Laser Ablation », in *Comprehensive Materials Processing*, S. Hashmi, G. F. Batalha, C. J. Van Tyne, et B. Yilbas, Éd., Oxford: Elsevier, 2014, p. 125-169. doi: 10.1016/B978-0-08-096532-1.00406-4.

[98] C. Dowding, « 19 - Laser ablation », in *Advances in Laser Materials Processing*, J. Lawrence, J. Pou, D. K. Y. Low, et E. Toyserkani, Éd., in Woodhead Publishing Series in Welding and Other Joining Technologies. , Woodhead Publishing, 2010, p. 575-628. doi: 10.1533/9781845699819.7.575.

[99] G. T. A. Kovacs, N. I. Maluf, et K. E. Petersen, « Bulk micromachining of silicon », *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, n° 8, p. 1536-1551, août 1998, doi: 10.1109/5.704259.

[100] N. H. Tea *et al.*, « Hybrid postprocessing etching for CMOS-compatible MEMS », *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 6, n° 4, p. 363-372, déc. 1997, doi: 10.1109/84.650134.

[101] Z. J. Pei, G. R. Fisher, et J. Liu, « Grinding of silicon wafers: A review from historical perspectives », *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, vol. 48, n° 12-13, p. 1297-1307, oct. 2008, doi: 10.1016/j.ijmachtools.2008.05.009.

[102] S. Vivies, D. Colin, S. Charlot, et M. Dilhan, « Mise au point d'un procédé d'amincissement et de polissage d'un wafer de silicium Séverine VIVIES », p. 10, 2015.

[103] « What is the Bosch Process (Deep Reactive Ion Etching)? », Samco Inc. Consulté le: 17 mars 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.samcointl.com/opto/what-is-the-bosch-process-deep-reactive-ion-etching/

[104] A. Lecavelier des Etangs-Levallois, « Report de technologie SOI-CMOS sur substrat flexible : une approche convergente vers les hautes fréquences et la stabilité des performances sous déformation mécanique », These de doctorat, Lille 1, 2013. Consulté le: 18 novembre 2020. [En ligne]. Disponible sur: http://www.theses.fr/2013LIL10058

[105] « Ordyl SY 300, Dry Film, MicroChemicals GmbH ». Consulté le: 7 mai 2021. [En ligne]. Disponible sur: https://www.microchemicals.com/products/photoresists/ordyl_sy_300.html

[106] « Ordyl SY 300 Developer, Dry Film, Developer, MicroChemicals GmbH ». Consulté le: 16 avril 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.microchemicals.com/products/developers/ordyl_sy_300_developer.html

[107] N. A. Peppas et E. W. Merrill, « Poly(vinyl alcohol) hydrogels: Reinforcement of radiation-crosslinked networks by crystallization », *Journal of Polymer Science: Polymer Chemistry Edition*, vol. 14, n° 2, p. 441-457, 1976, doi: 10.1002/pol.1976.170140215.

[108] Q. Chai, Y. Jiao, et X. Yu, « Hydrogels for Biomedical Applications: Their Characteristics and the Mechanisms behind Them », *Gels*, vol. 3, n° 1, Art. n° 1, mars 2017, doi: 10.3390/gels3010006.

[109] M. K. Yazdi *et al.*, « Hydrogel membranes: A review », *Materials Science and Engineering: C*, vol. 114, p. 111023, sept. 2020, doi: 10.1016/j.msec.2020.111023.

[110] M. Bustamante-Torres, D. Romero-Fierro, B. Arcentales-Vera, K. Palomino, H. Magaña, et E. Bucio, « Hydrogels Classification According to the Physical or Chemical Interactions and as Stimuli-Sensitive Materials », *Gels*, vol. 7, n° 4, p. 182, oct. 2021, doi: 10.3390/gels7040182.

[111] P. Sikdar *et al.*, « Recent advances in the synthesis of smart hydrogels », *Mater. Adv.*, vol. 2, n° 14, p. 4532-4573, juill. 2021, doi: 10.1039/D1MA00193K.

[112] B. Shriky *et al.*, « Pluronic F127 thermosensitive injectable smart hydrogels for controlled drug delivery system development », *Journal of Colloid and Interface Science*, vol. 565, p. 119-130, avr. 2020, doi: 10.1016/j.jcis.2019.12.096.

[113] X. Wang, C. Wang, Q. Zhang, et Y. Cheng, « Near infrared light-responsive and injectable supramolecular hydrogels for on-demand drug delivery », *Chem. Commun.*, vol. 52, n° 5, p. 978-981, janv. 2016, doi: 10.1039/C5CC08391E.

[114] K. Xu, H. Yao, D. Fan, L. Zhou, et S. Wei, « Hyaluronic acid thiol modified injectable hydrogel: Synthesis, characterization, drug release, cellular drug uptake and anticancer activity », *Carbohydr Polym*, vol. 254, p. 117286, févr. 2021, doi: 10.1016/j.carbpol.2020.117286.

[115] A. Amar, A. Kouki, et H. Cao, « Power Approaches for Implantable Medical Devices », *Sensors*, vol. 15, n° 11, p. 28889-28914, nov. 2015, doi: 10.3390/s151128889.

[116] M. M. H. Shuvo, T. Titirsha, N. Amin, et S. K. Islam, « Energy Harvesting in Implantable and Wearable Medical Devices for Enduring Precision Healthcare », *Energies*, vol. 15, n° 20, Art. n° 20, janv. 2022, doi: 10.3390/en15207495.

[117] S. Roy, A. N. M. W. Azad, S. Baidya, M. K. Alam, et F. H. Khan, « Powering Solutions for Biomedical Sensors and Implants inside Human Body: A Comprehensive Review on Energy Harvesting Units, Energy Storage, and Wireless Power Transfer Techniques », *IEEE Trans. Power Electron.*, p. 1-1, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3164890.

[118] Pozo, Garate, Araujo, et Ferreiro, « Energy Harvesting Technologies and Equivalent Electronic Structural Models - Review », *Electronics*, vol. 8, n° 5, p. 486, avr. 2019, doi: 10.3390/electronics8050486.

[119] Y. Kato *et al.*, « High-power all-solid-state batteries using sulfide superionic conductors », *Nat Energy*, vol. 1, n° 4, Art. n° 4, mars 2016, doi: 10.1038/nenergy.2016.30.

[120] J. Zhang, L. Zhang, F. Sun, et Z. Wang, « An Overview on Thermal Safety Issues of Lithium-ion Batteries for Electric Vehicle Application », *IEEE Access*, vol. PP, p. 1-1, mai 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2824838.

[121] G. Pistoia, Éd., « Chapter 6 - Batteries for Medical and Special Applications », in *Batteries for Portable Devices*, Amsterdam: Elsevier Science B.V., 2005, p. 147-162. doi: 10.1016/B978-044451672-5/50006-5.

[122] D. C. Bock, A. C. Marschilok, K. J. Takeuchi, et E. S. Takeuchi, « Batteries used to power implantable biomedical devices », *Electrochimica Acta*, vol. 84, p. 155-164, déc. 2012, doi: 10.1016/j.electacta.2012.03.057.

[123] C. L. Schmidt et P. M. Skarstad, « The future of lithium and lithium-ion batteries in implantable medical devices », *Journal of Power Sources*, vol. 97-98, p. 742-746, juill. 2001, doi: 10.1016/S0378-7753(01)00648-6.

[124] P. Albertus *et al.*, « Challenges for and Pathways toward Li-Metal-Based All-Solid-State Batteries », *ACS Energy Lett.*, vol. 6, n° 4, p. 1399-1404, avr. 2021, doi: 10.1021/acsenergylett.1c00445.

[125] « Technology », Injectpower. Consulté le: 18 mars 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.injectpwr.com/technology

[126] « Micro Batteries – I-TEN ». Consulté le: 18 mars 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.iten.com/fr/micro-batteries

[127] S. Wang *et al.*, « An extra-wide temperature all-solid-state lithium-metal battery operating from −73 ℃ to 120 ℃ », *Energy Storage Materials*, vol. 39, p. 139-145, août 2021, doi: 10.1016/j.ensm.2021.04.024.

[128] L. Yan, J. Huang, Z. Guo, X. Dong, Z. Wang, et Y. Wang, « Solid-State Proton Battery Operated at Ultralow Temperature », *ACS Energy Lett.*, vol. 5, n° 2, p. 685-691, févr. 2020, doi: 10.1021/acsenergylett.0c00109.

[129] B. Hu et X. Wang, « Advances in micro lithium-ion batteries for on-chip and wearable applications », *J. Micromech. Microeng.*, vol. 31, n° 11, p. 114002, oct. 2021, doi: 10.1088/1361-6439/ac2480.

[130] R. Drummond, C. Huang, P. S. Grant, et S. R. Duncan, « Overcoming diffusion limitations in supercapacitors using layered electrodes », *Journal of Power Sources*, vol. 433, p. 126579, sept. 2019, doi: 10.1016/j.jpowsour.2019.04.107.

[131] S. Wasterlain, A. Guven, H. Gualous, J. Fauvarque, et R. Gallay, « Hybrid power source with batteries and supercapacitor for vehicle applications », *ESSCAP2006*, oct. 2006.

[132] P. Mendoza-Ponce, B. John, D. Schroeder, et W. H. Krautschneider, « Super-capacitors for implantable medical devices with wireless power transmission », in *2018 14th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Prague, Czech Republic: IEEE, juill. 2018, p. 241-244. doi: 10.1109/PRIME.2018.8430360.

[133] N. Kumar, S.-B. Kim, S.-Y. Lee, et S.-J. Park, « Recent Advanced Supercapacitor: A Review of Storage Mechanisms, Electrode Materials, Modification, and Perspectives », *Nanomaterials (Basel)*, vol. 12, n° 20, p. 3708, oct. 2022, doi: 10.3390/nano12203708.

[134] A. Chen, « Thermal Energy Harvesting with Thermoelectrics for Self-powered Sensors: With Applications to Implantable Medical Devices, Body Sensor Networks and Aging in Place », UC Berkeley, 2011. Consulté le: 2 mars 2021. [En ligne]. Disponible sur: https://escholarship.org/uc/item/5qj8d707

[135] A. Akimchenko *et al.*, « Betavoltaic device in por-SiC/Si C-Nuclear Energy Converter », *EPJ Web Conf.*, vol. 158, p. 06004, 2017, doi: 10.1051/epjconf/201715806004.

[136] V. S. Bormashov *et al.*, « High power density nuclear battery prototype based on diamond Schottky diodes », *Diamond and Related Materials*, vol. 84, p. 41-47, avr. 2018, doi: 10.1016/j.diamond.2018.03.006.

[137] A. R. Kahn, J. D. Hixson, J. E. Puffer, et E. E. Bakken, « Three-years' clinical experience with radioisotope powered cardiac pacemakers », *IEEE Trans Biomed Eng*, vol. 20, n° 5, p. 326-331, sept. 1973, doi: 10.1109/TBME.1973.324283.

[138] M. Rasouli et L. S. J. Phee, « Energy sources and their development for application in medical devices », *Expert Review of Medical Devices*, vol. 7, n° 5, p. 693-709, sept. 2010, doi: 10.1586/erd.10.20.

[139] J. Paulo et P. Gaspar, « Review and Future Trend of Energy Harvesting Methods for Portable Medical Devices », *Lecture Notes in Engineering and Computer Science*, vol. 2, juin 2010.

[140] T. Starner, « Human-powered wearable computing », *IBM Syst. J.*, vol. 35, n° 3.4, p. 618-629, 1996, doi: 10.1147/sj.353.0618.

[141] L. Edembe, « Élaboration de nouvelles biopiles glucose/O2 : cathodes enzymatiques à base des bilirubine oxydases issues de Bacillus pumilus et de Magnaporthe oryzae », p. 298.

[142] A. Zebda *et al.*, « Challenges for successful implantation of biofuel cells », *Bioelectrochemistry*, vol. 124, p. 57-72, déc. 2018, doi: 10.1016/j.bioelechem.2018.05.011.

[143] C. H. Kwon *et al.*, « High-power hybrid biofuel cells using layer-by-layer assembled glucose oxidase-coated metallic cotton fibers », *Nat Commun*, vol. 9, n° 1, p. 4479, oct. 2018, doi: 10.1038/s41467-018-06994-5.

[144] C. Abreu, « Conception et optimisation de piles enzymatiques glucose-O2 pour la gestion de puissance », p. 207, nov. 2017.

[145] D. Pankratov, P. Falkman, Z. Blum, et S. Shleev, « A hybrid electric power device for simultaneous generation and storage of electric energy », *Energy Environ. Sci.*, vol. 7, n° 3, p. 989-993, févr. 2014, doi: 10.1039/C3EE43413C.

[146] S. Ghosh et B. B. Saha, « Estimation of Energy Harvesting by Thermoelectric Cement Composites with Nanostructured Graphene and Metallic Oxides », *Journal of Composites Science*, vol. 7, n° 5, Art. n° 5, mai 2023, doi: 10.3390/jcs7050207.

[147] K. T. Settaluri, H. Lo, et R. J. Ram, « Thin Thermoelectric Generator System for Body Energy Harvesting », *J. Electron. Mater.*, vol. 41, n° 6, p. 984-988, juin 2012, doi: 10.1007/s11664-011-1834-3.

[148] D. M. Rowe, Éd., « - Medical Applications of Thermoelectrics », in *Modules, Systems, and Applications in Thermoelectrics*, 0 éd., CRC Press, 2012, p. 535-564. doi: 10.1201/b11892-30.

[149] N. Sezer et M. Koç, « A comprehensive review on the state-of-the-art of piezoelectric energy harvesting », *Nano Energy*, vol. 80, p. 105567, févr. 2021, doi: 10.1016/j.nanoen.2020.105567.

[150] H. S. Kim, J.-H. Kim, et J. Kim, « A Review of Piezoelectric Energy Harvesting Based on Vibration », *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, vol. 12, déc. 2011, doi: 10.1007/s12541-011-0151-3.

[151] « Piezoelectric Effect - MADPCB PCB Manufacturing, Assembly & Design ». Consulté le: 20 avril 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://madpcb.com/glossary/piezoelectric-effect/

[152] K. Murakawa, M. Kobayashi, O. Nakamura, et S. Kawata, « A wireless near-infrared energy system for medical implants », *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, vol. 18, n° 6, p. 70-72, nov. 1999, doi: 10.1109/51.805148.

[153] K. Goto, T. Nakagawa, O. Nakamura, et S. Kawata, « An implantable power supply with an optically rechargeable lithium battery », *IEEE Trans Biomed Eng*, vol. 48, n° 7, p. 830-833, juill. 2001, doi: 10.1109/10.930908.

[154] M. A. Hannan, S. Mutashar, S. Samad, et A. Hussain, « Energy harvesting for the implantable biomedical devices: Issues and challenges », *Biomedical engineering online*, vol. 13, p. 79, juin 2014, doi: 10.1186/1475-925X-13-79.

[155] W. B. Phillips, B. C. Towe, et P. J. Larson, « An ultrasonically-driven piezoelectric neural stimulator », in *Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (IEEE Cat. No.03CH37439)*, sept. 2003, p. 1983-1986 Vol.2. doi: 10.1109/IEMBS.2003.1279844.

[156] H. Basaeri, D. B. Christensen, et S. Roundy, « A review of acoustic power transfer for bio-medical implants », *Smart Mater. Struct.*, vol. 25, n° 12, p. 123001, déc. 2016, doi: 10.1088/0964-1726/25/12/123001.

[157] M. Modrzejewska, « Guidelines for ultrasound examination in ophthalmology. Part III: Color Doppler ultrasonography », *J Ultrason*, vol. 19, n° 77, p. 128-136, 2019, doi: 10.15557/JoU.2019.0019.

[158] J. E. Kennedy, G. R. Ter Haar, et D. Cranston, « High intensity focused ultrasound: surgery of the future? », *Br J Radiol*, vol. 76, n° 909, p. 590-599, sept. 2003, doi: 10.1259/bjr/17150274.

[159] S. M. Asif, A. Iftikhar, J. W. Hansen, M. S. Khan, D. L. Ewert, et B. D. Braaten, « A Novel RF-Powered Wireless Pacing via a Rectenna-Based Pacemaker and a Wearable Transmit-Antenna Array », *IEEE Access*, vol. 7, p. 1139-1148, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2885620.

[160] R. Berges, « Dispositif conformable de récupération d'énergie radiofréquence: vers l'autonomie des objets communicants », p. 144.

[161] Md. A. Ullah, R. Keshavarz, M. Abolhasan, J. Lipman, K. P. Esselle, et N. Shariati, « A Review on Antenna Technologies for Ambient RF Energy Harvesting and Wireless Power Transfer: Designs, Challenges and Applications », *IEEE Access*, vol. 10, p. 17231-17267, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3149276.

[162] L.-G. Tran, H.-K. Cha, et W.-T. Park, « RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications », *Micro and Nano Syst Lett*, vol. 5, n° 1, p. 14, déc. 2017, doi: 10.1186/s40486-017-0051-0.

[163] « IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz », *IEEE Std C95.1-2005 (Revision of IEEE Std C95.1-1991)*, p. 1-238, avr. 2006, doi: 10.1109/IEEESTD.2006.99501.

[164] T. Bore, « Amélioration du diagnostic de l'endommagement des gaines de précontrainte extérieure par sonde capacitive », janv. 2011.

[165] M. M. Soliman *et al.*, « Review on Medical Implantable Antenna Technology and Imminent Research Challenges », *Sensors*, vol. 21, n° 9, p. 3163, mai 2021, doi: 10.3390/s21093163.

[166] I. Dove, « Analysis of Radio Propagation Inside the HumanBody for in-Body Localization Purposes », août 2014. Consulté le: 29 mars 2023. [En ligne]. Disponible sur: https://www.semanticscholar.org/paper/Analysis-of-Radio-Propagation-Inside-the-HumanBody-Dove/61fbc20e5c09d573b53a7bf19691d531a4abe4ac

[167] K. S. Patil et E. Rufus, « A review on antennas for biomedical implants used for IoT based health care », *SR*, vol. 40, n° 2, p. 273-280, août 2019, doi: 10.1108/SR-01-2019-0020.

[168] N. A. Malik, P. Sant, T. Ajmal, et M. Ur-Rehman, « Implantable Antennas for Bio-Medical Applications », *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, vol. 5, n° 1, p. 84-96, mars 2021, doi: 10.1109/JERM.2020.3026588.

[169] K. Aliqab, I. Nadeem, et S. R. Khan, « A Comprehensive Review of In-Body Biomedical Antennas: Design, Challenges and Applications », *Micromachines*, vol. 14, n° 7, Art. n° 7, juill. 2023, doi: 10.3390/mi14071472.

[170] F. Faisal et H. Yoo, « A Miniaturized Novel-Shape Dual-Band Antenna for Implantable Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, n° 2, p. 774-783, févr. 2019, doi: 10.1109/TAP.2018.2880046.

[171] H. H. R. Sherazi, D. Zorbas, et B. O'Flynn, « A Comprehensive Survey on RF Energy Harvesting: Applications and Performance Determinants », *Sensors (Basel)*, vol. 22, n° 8, p. 2990, avr. 2022, doi: 10.3390/s22082990.

[172] T. Wu, T. S. Rappaport, et C. M. Collins, « The human body and millimeter-wave wireless communication systems: Interactions and implications », in *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, London: IEEE, juin 2015, p. 2423-2429. doi: 10.1109/ICC.2015.7248688.

[173] O. P. Gandhi et A. Riazi, « Absorption of Millimeter Waves by Human Beings and its Biological Implications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, n° 2, p. 228-235, févr. 1986, doi: 10.1109/TMTT.1986.1133316.

[174] S. Gabriel, R. W. Lau, et C. Gabriel, « The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues », *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, n° 11, p. 2271, nov. 1996, doi: 10.1088/0031-9155/41/11/003.

[175] N. Chahat, M. Zhadobov, R. Augustine Kachiramattom, et R. Sauleau, « Human skin permittivity models for millimetre-wave range », *Electronics Letters*, vol. 47, p. 427-428, mai 2011, doi: 10.1049/el.2011.0349.

[176] S. i. Alekseev et M. c. Ziskin, « Human skin permittivity determined by millimeter wave reflection measurements », *Bioelectromagnetics*, vol. 28, n° 5, p. 331-339, 2007, doi: 10.1002/bem.20308.

[177] A. Kanezaki, S. Watanabe, A. Hirata, et H. Shirai, « Theoretical Analysis for Temperature Elevation of Human Body Due to Millimeter Wave Exposure », in *2008 Cairo International Biomedical Engineering Conference*, déc. 2008, p. 1-4. doi: 10.1109/CIBEC.2008.4786116.

[178] N. Raimbault, « Antenne hélice compacte directive à polarisation circulaire pour dispositif RFID ».

[179] H. Nakano et J. Yamauchi, « Printed Slot and Wire Antennas: A Review », *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, n° 7, p. 2158-2168, juill. 2012, doi: 10.1109/JPROC.2011.2180269.

[180] A. Q. Khan, M. Riaz, et A. Bilal, « Various Types of Antenna with Respect to their Applications: A Review », vol. 7, n° 3, 2016.

[181] B. Mishra, R. K. Verma, N. Yashwanth, et R. K. Singh, « A review on microstrip patch antenna parameters of different geometry and bandwidth enhancement techniques », *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 14, n° 5, p. 652-673, juin 2022, doi: 10.1017/S1759078721001148.

[182] K. T. A, M. Nesasudha, et D. G. S, « Early Detection of Skin Tumor Using Dipole Antenna », in *2021 3rd International Conference on Signal Processing and Communication (ICPSC)*, mai 2021, p. 412-416. doi: 10.1109/ICSPC51351.2021.9451639.

[183] M. Fallahpour et R. Zoughi, « Antenna Miniaturization Techniques: A Review of Topology- and Material-Based Methods », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 60, n° 1, p. 38-50, févr. 2018, doi: 10.1109/MAP.2017.2774138.

[184] N. Mahalakshmi et A. Thenmozhi, « Design of hexagon shape bow-tie patch antenna for implantable bio-medical applications », *Alexandria Engineering Journal*, vol. 56, n° 2, p. 235-239, juin 2017, doi: 10.1016/j.aej.2017.01.028.

[185] S. Maity, K. R. Barman, et S. Bhattacharjee, « Silicon-based technology: Circularly polarized microstrip patch antenna at ISM band with miniature structure using fractal geometry for biomedical application », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, n° 1, p. 93-101, 2018, doi: 10.1002/mop.30925.

[186] A. K. Srinivasan et T. Shanmuganantham, « Coplanar Waveguide Fed ISM Band Implantable Crossed Type Triangular Slot Antenna for Biomedical Applications », *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 6, p. 167-172, avr. 2014, doi: 10.1017/S1759078713000883.

[187] J. Kimionis, M. Isakov, B. Koh, A. Georgiadis, et M. Tentzeris, « 3D-Printed Origami Packaging With Inkjet-Printed Antennas for RF Harvesting Sensors », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, p. 1-12, nov. 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2494580.

[188] J. Zhao *et al.*, « Self-Powered Implantable Medical Devices: Photovoltaic Energy Harvesting Review », *Advanced Healthcare Materials*, vol. 9, n° 17, p. 2000779, 2020, doi: https://doi.org/10.1002/adhm.202000779.

[189] F. Merli, B. Fuchs, J. R. Mosig, et A. K. Skrivervik, « The Effect of Insulating Layers on the Performance of Implanted Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, n° 1, p. 21-31, janv. 2011, doi: 10.1109/TAP.2010.2090465.

[190] G. Skirbutis, A. Dzingutė, V. Masiliūnaitė, G. Šulcaitė, et J. Žilinskas, « A review of PEEK polymer's properties and its use in prosthodontics », *Stomatologija*, vol. 19, n° 1, p. 19-23, 2017.

[191] S. Ashok Kumar et T. Shanmuganantham, « Design of implantable CPW fed monopole H-slot antenna for 2.45GHz ISM band applications », *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 68, n° 7, p. 661-666, juill. 2014, doi: 10.1016/j.aeue.2014.02.010.

[192] R. Chavez-Santiago *et al.*, « Experimental Path Loss Models for In-Body Communications within 2.36-2.5 GHz », *IEEE J. Biomed. Health Inform.*, p. 1-1, 2015, doi: 10.1109/JBHI.2015.2418757.

[193] N. Abbas, A. Basir, A. Iqbal, M. Yousaf, A. Akram, et H. Yoo, « Ultra-Miniaturized Antenna for Deeply Implanted Biomedical Devices », *IEEE Access*, vol. 10, p. 54563-54571, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3176720.

[194] « Ansys HFSS | 3D High Frequency Simulation Software ». Consulté le: 25 mars 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.ansys.com/fr-fr/products/electronics/ansys-hfss

[195] E. B. Tchikaya, « Modélisation électromagnétique des Surfaces Sélectives en Fréquence finies uniformes et non-uniformes par la Technique de Changement d'Echelle (SCT) ».

[196] Y. Feng, Z. Li, L. Qi, W. Shen, et G. Li, « A compact and miniaturized implantable antenna for ISM band in wireless cardiac pacemaker system », *Sci Rep*, vol. 12, n° 1, p. 238, janv. 2022, doi: 10.1038/s41598-021-04404-3.

[197] D. Kurup, W. Joseph, G. Vermeeren, et L. Martens, « In-body path loss model for homogeneous human muscle, brain, fat and skin ».

[198] T. Karacolak, R. Cooper, E. S. Unlu, et E. Topsakal, « Dielectric Properties of Porcine Skin Tissue and In Vivo Testing of Implantable Antennas Using Pigs as Model Animals », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 1686-1689, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2013.2241722.

[199] B. Couraud *et al.*, « Internet of Things: A Review on Theory Based Impedance Matching Techniques for Energy Efficient RF Systems », *Journal of Low Power Electronics and Applications*, vol. 11, n° 2, Art. n° 2, juin 2021, doi: 10.3390/jlpea11020016.

[200] S. Sharma, Department of ECE, University Institute of Engineering and Technology, Kurukshetra University, Kurukshetra – 136119, Haryana, India, C. C. Tripathi, Department of ECE, University Institute of Engineering and Technology, Kurukshetra University, Kurukshetra – 136119, Haryana, India, R. Rishi, et Department of CSE, University Institute of Engineering and Technology, Maharshi Dayanand University, Rohtak – 124001, Haryana, India, « Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna », *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 10, n° 28, p. 1-16, févr. 2017, doi: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642.

[201] M. ur Rehman, W. Ahmad, et W. T. Khan, « Highly efficient dual band 2.45/5.85 GHz rectifier for RF energy harvesting applications in ISM band », in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, nov. 2017, p. 150-153. doi: 10.1109/APMC.2017.8251400.

[202] B. R. Franciscatto, V. Freitas, J.-M. Duchamp, C. Defay, et T. P. Vuong, « High-efficiency rectifier circuit at 2.45 GHz for low-input-power RF energy harvesting ».

[203] A. Quddious, M. A. Antoniades, P. Vryonides, et S. Nikolaou, « Voltage-Doubler RF-to-DC Rectifiers for Ambient RF Energy Harvesting and Wireless Power Transfer Systems », in *Recent Wireless Power Transfer Technologies*, P. Pinho, Éd., IntechOpen, 2020. doi: 10.5772/intechopen.89271.

[204] A. Yahalom, Y. Pinhasi, E. Shifman, et S. Petnev, « Transmission through Single and Multiple Layers in the 3-10 GHz Band and the Implications for Communications of Frequency Varying Material Dielectric Constants », vol. 9, n° 12, p. 14, 2010.

[205] Q. Awais, Y. Jin, H. T. Chattha, M. Jamil, H. Qiang, et B. A. Khawaja, « A Compact Rectenna System With High Conversion Efficiency for Wireless Energy Harvesting », *IEEE Access*, vol. 6, p. 35857-35866, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2848907.

[206] J. H. Lee, H. Kim, J. H. Kim, et S.-H. Lee, « Soft implantable microelectrodes for future medicine: prosthetics, neural signal recording and neuromodulation », *Lab Chip*, vol. 16, n° 6, p. 959-976, mars 2016, doi: 10.1039/C5LC00842E.

[207] Y. Shi, R. Liu, L. He, H. Feng, Y. Li, et Z. Li, « Recent development of implantable and flexible nerve electrodes », *Smart Materials in Medicine*, vol. 1, p. 131-147, janv. 2020, doi: 10.1016/j.smaim.2020.08.002.

[208] A. Chaturvedi, T. J. Foutz, et C. C. McIntyre, « Current steering to activate targeted neural pathways during deep brain stimulation of the subthalamic region », *Brain Stimulation*, vol. 5, n° 3, p. 369-377, juill. 2012, doi: 10.1016/j.brs.2011.05.002.

[209] I. R. Minev *et al.*, « Electronic dura mater for long-term multimodal neural interfaces », *Science*, vol. 347, n° 6218, p. 159-163, 2015.

[210] Y. Zhang *et al.*, « Climbing-inspired twining electrodes using shape memory for peripheral nerve stimulation and recording », *Science Advances*, vol. 5, n° 4, p. eaaw1066, avr. 2019, doi: 10.1126/sciadv.aaw1066.

[211] J. Wang, H. Wang, N. V. Thakor, et C. Lee, « Self-Powered Direct Muscle Stimulation Using a Triboelectric Nanogenerator (TENG) Integrated with a Flexible Multiple-Channel Intramuscular Electrode », *ACS Nano*, vol. 13, n° 3, p. 3589-3599, mars 2019, doi: 10.1021/acsnano.9b00140.

[212] E. Tolstosheeva *et al.*, « A Multi-Channel, Flex-Rigid ECoG Microelectrode Array for Visual Cortical Interfacing », *Sensors*, vol. 15, n° 1, Art. n° 1, janv. 2015, doi: 10.3390/s150100832.

[213] K. Xie *et al.*, « Portable wireless electrocorticography system with a flexible microelectrodes array for epilepsy treatment », *Sci Rep*, vol. 7, n° 1, p. 7808, août 2017, doi: 10.1038/s41598-017-07823-3.

[214] M. D. Menz, Ö. Oralkan, P. T. Khuri-Yakub, et S. A. Baccus, « Precise Neural Stimulation in the Retina Using Focused Ultrasound », *J. Neurosci.*, vol. 33, n° 10, p. 4550-4560, mars 2013, doi: 10.1523/JNEUROSCI.3521-12.2013.

[215] L. Shi, Y. Jiang, N. Zheng, J.-X. Cheng, et C. Yang, « High-precision neural stimulation through optoacoustic emitters », *Neurophotonics*, vol. 9, n° 3, p. 032207, juill. 2022, doi: 10.1117/1.NPh.9.3.032207.

[216] Y. Li *et al.*, « Optically-generated focused ultrasound for noninvasive brain stimulation with ultrahigh precision », *Light: Science & Applications*, vol. 11, nov. 2022, doi: 10.1038/s41377-022-01004-2.

[217] C.-A. Chhuon *et al.*, « Design and manufacture of flexible implantable and energy autonomous neuroelectronic devices », in *GDR BioComp PhD Forum 2021*, Grenoble (virtual), France: GDR BioComp, nov. 2021. Consulté le: 6 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://hal.science/hal-03450517

[218] C.-A. Chhuon *et al.*, « Development of a silicon substrate thinning process for a flexible and self-sufficient neuroelectronic implant », in *IEEE Lille Engineering dor Medicine and Biology Conference*, Lille, France: IEEE Lille Student Branch, avr. 2022. Consulté le: 6 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://hal.science/hal-03778069

[219] C.-A. Chhuon *et al.*, « Design and manufacture of a self-sufficient flexible and implantable neuroelectronic device », in *2ème édition des rencontres C'Nano Nord-Ouest, RJNO 2022*, Lille, France: C'Nano Nord-Ouest, mai 2022. Consulté le: 6 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://hal.science/hal-03663741

[220] N. Schoonjans *et al.*, « Digital system for human knowledge », Isite Université Lille Nord-Europe (ULNE), Contract Audition et Rapport fin de contrat projet DiSyKnow, contrat R-PILOTE-013-DiSyKnow, lauréat du dispositif projets pilotes, mars 2023. Consulté le: 8 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://hal.science/hal-04121740