

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LITTÉRATURE	7
1.1 Fréquence d'opération	7
1.1.1 Contrainte du milieu	8
1.1.2 Positionnement et dimensionnement	13
1.1.3 Normes d'exposition et d'émission électromagnétique	15
1.2 Plateforme de capteur existante	16
1.3 Types de capteurs biomédicaux	18
1.3.1 Mesure de température	19
1.3.2 Capteur de pression	19
1.3.3 Électrocardiogramme	20
1.4 Emplacement du capteur	21
1.5 Conclusion sur l'état de l'art	23
CHAPITRE 2 ARCHITECTURE SYSTÈME ET MÉTHODOLOGIE	25
2.1 Alimentation du capteur	26
2.2 Communication sans fil	29
2.2.1 Communication entre le bracelet et l'implant	29
2.3 Communication entre le bracelet et le téléphone intelligent	31
2.4 Méthodologie	35
2.5 Simulation	35
2.6 Conception électronique et mécanique	36
2.7 Réalisation	36
2.8 Assemblage électronique	37
CHAPITRE 3 DIMENSIONNEMENT DU SYSTÈME PAR SIMULATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE	39
3.1 Structure d'antenne du bracelet	40
3.1.1 Format rectangulaire-planaire	43
3.1.2 Format circulaire	45
3.1.3 Comparaison	47
3.2 Structures d'antenne de l'implant	52
3.2.1 Modèle hélicoïdal	52
3.2.2 Modèle circulaire avec rayon de 2 mm	53
3.3 Effet de l'angle entre les plans du bracelet et de l'implant	53
3.3.1 Rotation par rapport à l'axe Z	54
CHAPITRE 4 CONCEPTION ET RÉALISATION DU BRACELET	59
4.1 Transpondeur RFID	60

4.2	Adaptation d'impédance.....	63
4.3	Conception du système d'alimentation	66
4.4	Conception du système de communication usager sans-fil.....	68
4.5	Développement et débogage.....	68
4.6	Forme du lecteur.....	69
CHAPITRE 5 CONCEPTION ET RÉALISATION DU CAPTEUR IMPLANTABLE.....		71
5.1	Récolte d'énergie (<i>Energy harvesting</i>).....	72
5.2	Traitement de signal et interface capteur.....	72
5.3	Utilisation de la mémoire EEPROM	73
5.4	Mesure de la température	73
5.5	Géométrie du capteur et prototypes.....	75
5.6	Étapes de miniaturisation	76
5.7	Conclusion.....	80
CHAPITRE 6 VALIDATION EXPÉRIMENTALE.....		81
6.1	Protocole d'expérimentation	81
6.1.1	Liste de matériel.....	82
6.1.2	Procédure	82
6.1.3	Montage réel	83
6.2	Choix du milieu	84
6.3	Prise de mesure.....	85
6.4	Résultats de mesure de température en submersion.....	86
CHAPITRE 7 ANALYSE DES RÉSULTATS OBTENUS ET DISCUSSION.....		89
7.1	Preuve de concept bracelet/implant.....	89
7.2	Polyvalence et qualité des données	90
7.3	Miniaturisation et fabrication	91
7.4	Application de concepts logiciels.....	92
7.4.1	Code exécuté sur l'implant	93
7.4.2	Code exécuté sur le bracelet	93
7.4.3	Application pour téléphone mobile.....	94
7.5	Retour sur la revue de littérature	94
CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS.....		95
LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....		107

LISTE DES TABLEAUX

		Page
Tableau 0.1	Grille sommaire des fonctionnalités	5
Tableau 1.1	Longueur d'onde et distance de la zone Fresnel selon la fréquence dans l'air	10
Tableau 1.2	Longueur d'onde et distance de la zone Fresnel selon la fréquence dans l'eau	10
Tableau 1.3	Limite d'exposition maximale permmissible (FCC, 2010)	16
Tableau 2.1	Matrice décisionnelle des technologies sans-fil	32
Tableau 4.1	Choix de transpondeur RFID	62
Tableau 5.1	Évolution des prototypes	76
Tableau 7.1	Couches de développement logiciel	92

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1	Champ proche, champ lointain8
Figure 1.2	<i>Far and Near Fields</i>9
Figure 1.3	Couplage magnétique14
Figure 1.4	Détecteur d'enveloppe15
Figure 1.5	<i>Wireless Identification Sensing Platform</i>17
Figure 1.6	Diagramme des couches de peau22
Figure 2.1	Concept du bracelet et de l'implant biomédical26
Figure 2.2	Capteur alimenté purement par batterie27
Figure 2.3	Capteur alimenté par batterie et rechargé par induction électromagnétique28
Figure 2.4	Capteur alimenté directement par champ électromagnétique28
Figure 2.5	Diagramme d'architecture haut-niveau du système33
Figure 3.1	Concept du bracelet et implant appliqué sur un poignet39
Figure 3.2	Concept d'antenne rectangulaire parallèle41
Figure 3.3	Concept d'antenne circulaire41
Figure 3.4	Modèle de simulation du transpondeur passif42
Figure 3.5	Modèle de simulation de l'antenne rectangulaire43
Figure 3.6	Profil de radiation du champ magnétique de l'antenne rectangulaire43
Figure 3.7	Intensité du champ magnétique pour l'antenne rectangulaire44
Figure 3.8	Densité de courant pour l'antenne rectangulaire45
Figure 3.9	Modèle de simulation d'antenne circulaire45
Figure 3.10	Profil de radiation du champ magnétique de l'antenne circulaire46

Figure 3.11	Intensité du champ magnétique pour l'antenne circulaire	46
Figure 3.12	Densité de courant pour l'antenne circulaire.....	47
Figure 3.13	Coupe transversale des modèles de simulation d'antenne circulaire	49
Figure 3.14	Vue rapprochée de la coupe transversale de la bobine réceptrice	49
Figure 3.15	Comparaison de la densité de courant induit.....	50
Figure 3.16	Représentation du flux magnétique	50
Figure 3.17	Esquisse du positionnement de l'implant dans l'avant-bras.....	51
Figure 3.18	Modèle de récepteur hélicoïdal (rayon de 2 mm, 20 tours).....	52
Figure 3.19	Modèle de récepteur circulaire de 2 mm de rayon	53
Figure 3.20	Référentiel géométrique des structures d'antennes	54
Figure 3.21	Simulation de l'angle de rotation.....	54
Figure 3.22	Intensité du champ magnétique selon rotation en Z à 0, 45 et 90 degrés.....	55
Figure 3.23	Coupe transversale pour prise de mesure	55
Figure 3.24	Intensité du champ magnétique selon la coupe transversale de la figure 3.23.....	56
Figure 3.25	Représentations vectorielles de la densité de courant à 0 et 90 degrés.....	57
Figure 3.26	Densité de courant selon l'angle.....	57
Figure 4.1	Diagramme système détaillé.....	59
Figure 4.2	Différentes vues du bracelet avec antenne ovale.....	60
Figure 4.3	Protocole de communication selon ISO-14443	61
Figure 4.4	Adaptation d'impédance pour transfert de puissance maximal.....	63
Figure 4.5	Analyseur réseau vectoriel.....	64
Figure 4.6	Circuit d'adaptation d'impédance	64

Figure 4.7	Impédance de l'antenne avant mise au point ($Z = 43.4 \Omega$, $R_s = 3.9 \Omega$)	65
Figure 4.8	Impédance de l'antenne après la mise au point ($Z = 29.7 \Omega$, $R_s = 29.7 \Omega$)	65
Figure 4.9	Outil de programmation JTAG	69
Figure 4.10	Conception logicielle du circuit du bracelet, vue électronique et 3D	70
Figure 5.1	Diagramme bloc AS3955	71
Figure 5.2	Modules internes du capteur	73
Figure 5.3	LMT70 fonction de transfert linéarisée de sortie	74
Figure 5.4	Prototype initial et implant d'identification	77
Figure 5.5	Vue 2D et 3D du circuit du prototype #1	78
Figure 5.6	Vue 2D et 3D du circuit du prototype #5	78
Figure 5.7	Vue rapprochée du prototype #5	79
Figure 5.8	Rendus 3D du format d'implant désiré	79
Figure 5.9	Diagramme système de l'implant final	80
Figure 6.1	Diagramme du montage de l'expérience	81
Figure 6.2	Montage d'expérimentation réel	84
Figure 6.3	Comparatif de prise de mesure selon le milieu	85
Figure 6.4	Graphique comparatif des mesures de température par différents capteurs	86
Figure 6.5	Graphique des résultats de températures avec corrections	87

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AC	Alternative current
ASK	Amplitude shift keying
AM	Amplitude modulation
BLE	Bluetooth low energy
DC	Direct current
FIFO	First in first out
EEPROM	Electrically erasable programmable read only memory
I/O	Input/output
LED	Light emitting diode
LIPO	Lithium polymer
MOSFET	Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
NFC	Near field communication
OOK	On-off keying
PCD	Proximity coupling device
PICC	Proximity inductive coupling card
PM	Phase modulation
RF	Radio frequency
RFID	Radio frequency identification
SPI	Serial peripheral interface
SOC	System on chip
UART	Universal asynchronous receiver transmitter
UID	Universal identifier
WLCSF	Wafer level chip scale package

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

UNITÉ GÉOMÉTRIQUE

Mesure de longueur

mm	millimètre
cm	centimètre
m	mètre
kg	kilogramme

UNITÉ CALORIFIQUE

°C	degré Celsius
----	---------------

UNITÉS ÉLECTRIQUE ET MAGNÉTIQUE

Intensité de courant électrique

A	ampère
mA	milliampère
C	coulomb

UNITÉS DE QUANTITÉ DE MATIÈRE

Inductance électrique

H	henry mH
---	----------

Flux magnétique

Wb	weber
----	-------

Induction magnétique

T	tesla
---	-------

Intensité de champ magnétique

A/m	ampère par mètre
-----	------------------

UNITÉS FRÉQUENTIELLES

Fréquence

MHz	mégahertz
kHz	kilohertz
Hz	hertz

UNITÉS ÉLECTRIQUES

Différence de potentiel

V	volt
mV	millivolt
μ V	microvolt

Résistance

M Ω	mégohm
Ω	ohm
m Ω	milli ohm
$\mu\Omega$	microhm

Capacité électrique

F	farad
μ F	microfarad
nF	nanofarad

UNITÉS DE TEMPS

h	heure
min	minute
s	seconde
ms	milliseconde

INTRODUCTION

Mise en contexte

Le domaine de l'identification par radiofréquence (RFID) s'est rapidement développé au cours des dernières décennies. Tel que détaillé dans l'article *RFID Business Applications* (Violino, 2005), cette technologie joue à présent un rôle clé pour d'innombrables cas d'application. Elle est spécialement populaire pour sa capacité d'offrir un support d'information numérique simple, réutilisable et abordable. Entre autres, le monde de l'évènementiel l'utilise souvent pour remplacer le traditionnel billet en papier puisque dorénavant, les droits d'accès à un évènement peuvent être directement inscrits sur la mémoire du transpondeur composant un bracelet tel que celui présenté à la figure 0.1. Dans un même ordre d'idée, ce concept est tout autant adopté dans les transports en commun pour stocker en un seul endroit les titres de transport renouvelables. Il est également utilisé sur la voirie afin de percevoir le péage de certains ponts et routes sans imposer l'arrêt complet des véhicules aux stations de paiement. La RFID a aussi prouvé sa valeur pour inventorier électroniquement la marchandise dans un entrepôt ou encore pour faire le suivi d'un animal de compagnie grâce à une puce qui l'identifiera tout au long de sa vie. Finalement, comme indiqué dans l'article *An Introduction to RFID technology* (Want, 2006), toute circonstance nécessitant une certaine forme d'inventaire ou un droit de passage limité reconnaît l'utilité indéniable de cette technologie.



Figure 0.1 Image de bracelet et lecteur RFID
Tirée de Eventbrite (2017)

Le transpondeur RFID présente une vaste gamme de propriétés qui le rend non seulement populaire, mais indispensable dans une profusion de domaines. Tout d'abord, l'avantage majeur est qu'il fonctionne de manière passive, c'est-à-dire qu'il ne contient aucune source d'énergie interne pour s'allumer. Le circuit n'inclut pas de batterie, mais s'alimente plutôt lorsque présenté à un dense champ électromagnétique généré par un lecteur à proximité. Le second avantage présenté par ce genre de circuit intégré est qu'il contient suffisamment de mémoire pour emmagasiner un numéro d'identification unique (UID) et plusieurs blocs de mémoires à la fois lisibles et inscriptibles. Étant donné que l'activation et la communication sont toutes deux des fonctions accomplies par le même circuit, la dimension physique d'un transpondeur peut être fortement réduite.

Dans le domaine de la santé, la technologie RFID demeure à ce jour plutôt inexploitée, la majorité des scénarios n'en profite que pour le numéro d'identification unique (UID) permettant de faire le suivi de patients ou d'équipement dans un hôpital. Qu'en serait-il si cette technologie parvenait à être intégrée au corps humain afin de recueillir une quantité d'information jusqu'alors seulement disponible lors d'une intervention avec le personnel de soin infirmier? L'usage d'un tel implant biomédical, en symbiose avec le corps humain, offre la capacité de rapidement formuler un diagnostic préliminaire à propos de l'état de santé d'un patient de manière à éviter l'engorgement des salles d'attente et du personnel médical.

Problématique

La problématique adressée par ce projet est la difficulté actuelle de prendre des mesures biomédicales complexes et précises en utilisant de l'équipement abordable et accessible à la population générale. D'ailleurs, les moyens technologiques existants ne permettent généralement pas une prise de mesure étendue sur une longue période de temps puisqu'ils nécessitent habituellement une source d'énergie interne dont la capacité est très limitée. Par exemple, les pilules de type *Lab-in-a-pill* (Öberg, 2011) alimentées par pile, n'ont aucune fonction télémétrique, mais permettent d'enregistrer des données corporelles au fur et à mesure qu'elles naviguent dans le système digestif à partir du moment d'ingestion jusqu'à

l'expulsion. Les données enregistrées deviennent subséquemment disponibles à des fins de consultation et d'analyse.

Objectifs

La ligne directrice de ce projet consiste à concevoir un système biomédical inspiré par la RFID, donc composé d'un lecteur actif et d'une plateforme passive sous-cutanée capable de mesurer un certain paramètre corporel, en l'occurrence la température interne. Puis, le système doit être apte à transférer les résultats sans fil à un appareil permettant l'analyse et l'affichage des données récoltées. L'implant serait injecté au niveau du poignet et le lecteur prendrait la forme d'un bracelet externe. Les esquisses présentées à la figure 0.2 donnent un aperçu du positionnement de l'implant et du bracelet au niveau de l'avant-bras.

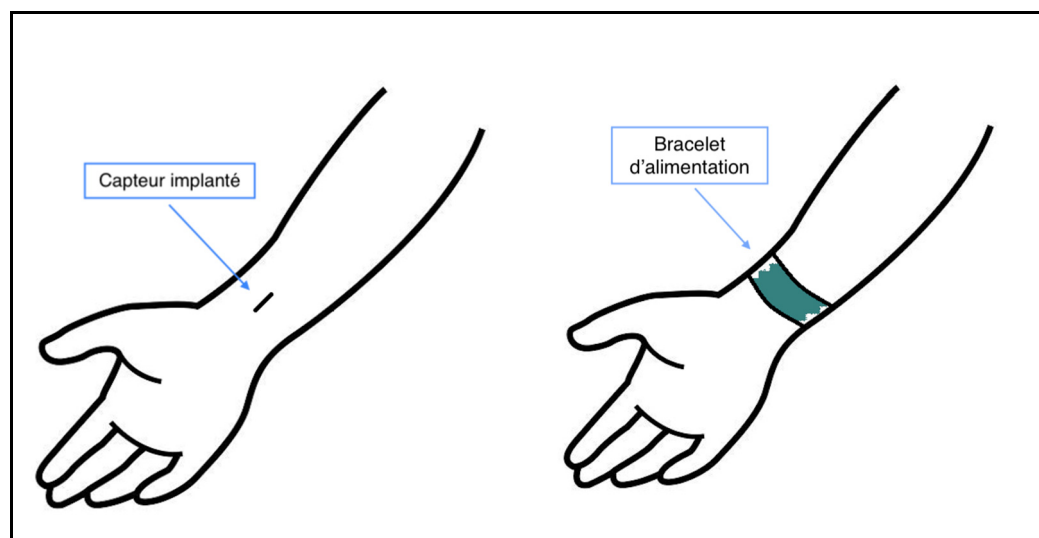


Figure 0.2 Esquisse d'implantation sous-cutanée et bracelet

Le premier objectif est donc l'alimentation par champ électromagnétique de l'implant passif. Cette étape est nécessaire afin que le capteur puisse éventuellement transiger de l'information biomédicale sans fil avec un lecteur externe. L'alimentation d'un dispositif passif par induction électromagnétique soulève cependant plusieurs contraintes. D'abord, la géométrie et l'allure physique du lecteur RFID sont des facteurs importants à considérer, puis une étude des implications en matière de puissance et l'énergie minimale pour l'activation d'un tag est

aussi nécessaire. Enfin, le principe de Faraday, le couplage électromagnétique et l'induction mutuelle sont des aspects clés de l'accomplissement de cet objectif.

Le second objectif est la conception d'une plateforme implantable d'acquisition de données capable de communiquer des mesures corporelles avec le bracelet externe. Le paramètre mesuré dans le cadre de ce projet est la température interne du corps humain.

Le dernier objectif est de concevoir une interface sans fil entre le bracelet et l'appareil mobile tel qu'un téléphone intelligent, afin de recueillir, d'afficher et d'analyser les données acquises. Le but est de mettre au point une application mobile intuitive permettant de relayer l'information biomédicale. La figure 0.1 image de bracelet représente conceptuellement les blocs à développer et les liens de communication sans fil nécessaires entre chacun. Puis, le tableau 0.1 expose une grille sommaire des fonctionnalités recherchées pour les différents blocs. Combinés, ces deux éléments guident le développement global du projet.

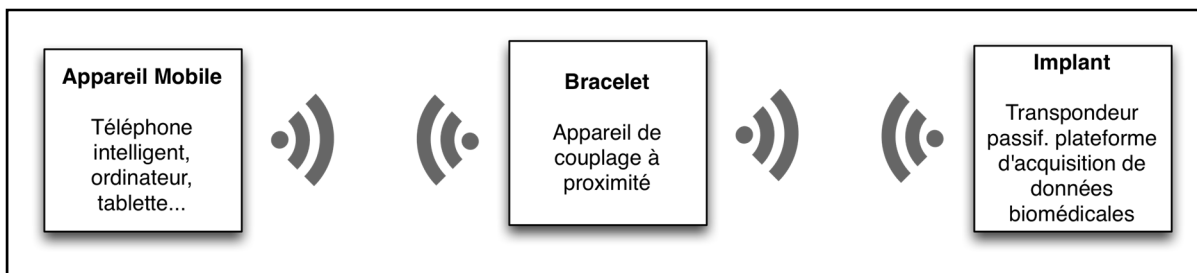


Figure 0.3 Diagramme bloc haut niveau du système

Tableau 0.1 Grille sommaire des fonctionnalités

Objectifs par module	Fonctionnalités
Implant	Alimentation par récolte d'énergie électromagnétique
	Acquisition de donnée via interface analogique (ADC) ou numérique (I2C/SPI)
	Miniaturisé au point de pouvoir être confortablement implanté dans l'avant-bras
	Communication temps réel via RFID
	Intégration d'un capteur de température
Bracelet	Générer un champ magnétique suffisamment puissant pour alimenter l'implant
	Gérer la communication RFID avec l'implant
	Transmettre les données récoltées à un téléphone intelligent.
	Implémentation d'un circuit de recharge de batterie.
Appareil mobile	Communication de données avec le bracelet
	Affichage simple et intuitif des mesures acquises

Structure du rapport

Une certaine méthodologie et structure sont nécessaires afin que ce projet soit une réussite. Pour ce faire, il est essentiel de diviser l'ouvrage en plusieurs chapitres. Le premier correspond à une revue de littérature permettant de situer ce mémoire par rapport aux recherches scientifiques connexes. Il apporte aussi une base théorique influençant le développement des différents aspects techniques. Le second chapitre aborde l'élaboration de l'architecture du système à haut niveau selon les objectifs initialement proposés. Le troisième chapitre présente les diverses phases de simulations électromagnétiques qui sont exécutées de manière à orienter la conception des différents circuits électroniques du chapitre quatre. Finalement, les chapitres cinq et six couvrent les réalisations physiques et les démonstrations de fonctionnalité du projet à travers une variété de prototypes. Pour terminer, une discussion est entamée afin d'évaluer l'ensemble du concept à l'étude et de tirer les interprétations et conclusions qui en découlent.

CHAPITRE 1

REVUE DE LITTÉRATURE

Le principal problème que ce projet tente de résoudre est la difficulté actuelle de mesurer en temps réel certaines caractéristiques médicales du corps humain de manière continue, permanente et sans nécessiter de multiples interventions chirurgicales. L'inaccessibilité de ce type de données à l'extérieur des institutions de santé limite la capacité de l'humain à suivre, maintenir ou améliorer sa condition de santé quotidiennement pour tendre vers de meilleures habitudes de vie. Cette revue de littérature vise à étudier des travaux de recherche couvrant différents aspects du projet afin d'orienter le développement et d'atteindre les principaux objectifs, soit l'alimentation d'un capteur sous-cutané par induction, puis la communication bidirectionnelle avec ce dernier. Plusieurs références littéraires sont aussi explorées pour cultiver une meilleure compréhension du sujet de recherche et de découvrir des approches modernes pour résoudre la problématique. Les ouvrages à l'étude sont sélectionnés parce qu'ils constituent une base académique éloquent permettant d'évaluer où se situe l'état de l'art et la théorie pertinente au projet. Les grands thèmes à l'étude sont les principes d'alimentation par induction, les plateformes d'acquisitions de données déjà existantes et la variété de capteurs biomédicaux pouvant indiquer l'état de santé général de chacun.

1.1 Fréquence d'opération

Un des principaux défis du projet est d'éliminer complètement la nécessité d'une batterie pour plutôt se pencher vers une option d'alimentation inductive et sans-fil. Le choix de la fréquence d'opération est crucial et doit principalement prendre en compte les caractéristiques du milieu d'opération, la distance d'activation, puis le respect des normes d'émission et d'exposition électromagnétique. À la lumière des considérations présentées dans cette section, la fréquence la mieux adaptée pour l'implémentation du système est 13.56 MHz.

1.1.1 Contrainte du milieu

La délimitation du champ proche et du champ lointain d'un signal est une notion spécialement importante dans le fonctionnement de la technologie RFID. Comme illustré à la figure 1.1, le champ électromagnétique généré par une certaine source peut être analysé en trois régions, le champ proche, la zone Fresnel (zone de transition) et puis le champ lointain. Dans le champ proche, la nature du signal suit intimement les caractéristiques de la source électromagnétique, c'est-à-dire un fort champ magnétique causé par la proximité de puissants courants circulant dans une structure à basse impédance. En revanche, dans le champ lointain, la nature du signal dépend surtout du médium de propagation et à cette distance de la source, les champs électromagnétiques prennent un caractère transverse tel que représenté sur la figure 1.1.

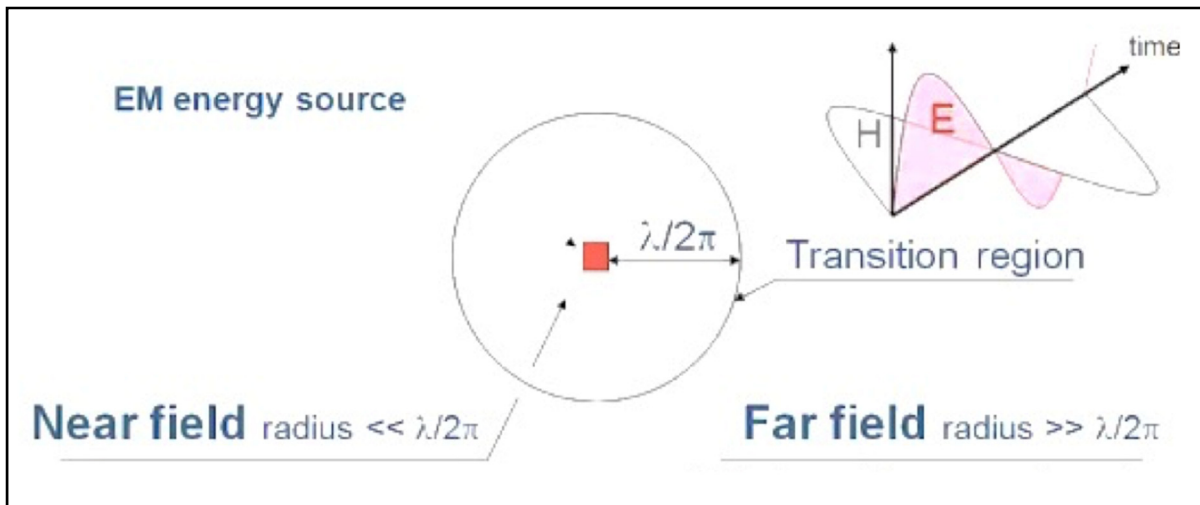


Figure 1.1 Champ proche, champ lointain
Tirée de ExploreGate (2012)

La figure 1.2 donne un aperçu des caractéristiques de propagation d'ondes selon la région où elle se trouve.

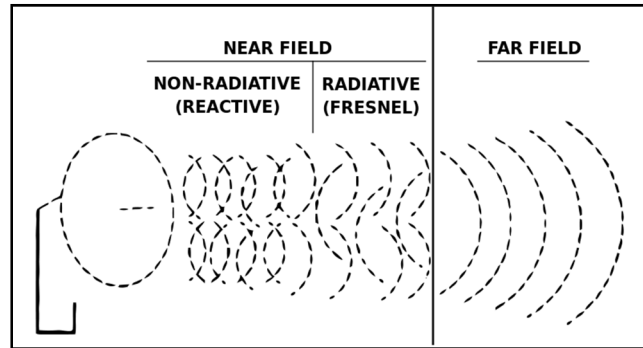


Figure 1.2 *Far and Near Fields*
Tirée de *Djuknic* (2003)

La formule 1.1 permet de déterminer la longueur d'onde dans le vide (λ) en utilisant la constante de célérité de la lumière (c) et en faisant varier la fréquence d'opération (f).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.1)$$

Basé sur la longueur d'onde, il est ensuite possible de déterminer avec les équations 1.2 et 1.3, la distance (r) de la source du signal électromagnétique à partir de laquelle le champ proche d'une antenne se termine et où son champ lointain s'amorce. Quand (r) est significativement plus petit que $\lambda/2\pi$, le signal émis agit selon les propriétés du champ proche. Dans le cas échéant, le signal se comporte selon les caractéristiques d'opération en champ lointain.

$$r \ll \frac{\lambda}{2\pi} \quad (1.2)$$

$$r \gg \frac{\lambda}{2\pi} \quad (1.3)$$

Trois plages de fréquences sont principalement standardisées dans la technologie RFID, les basses fréquences (LF), de 125 à 134 kHz, les hautes fréquences (HF) autour de 13.56 MHz,

et les très hautes fréquences (UHF), 860 à 960 MHz. Un calcul rapide permet de remplir le tableau 1.1 en utilisant la vitesse de la lumière dans l'air, puis le tableau 1.2 en utilisant la vitesse de la lumière dans l'eau (représentant le corps humain). La première observation faite est que la portée du champ proche est réduite lorsque le milieu de propagation est l'eau.

Tableau 1.1 Longueur d'onde et distance de la zone Fresnel selon la fréquence dans l'air

Catégorie de fréquence	Fréquence (f)	Longueur d'onde (λ)	Distance de zone Fresnel (r)
LF	125 kHz	2399 m	381.8 m
HF	13.56 MHz	22.10 m	3.5 m
UHF	900 MHz	0.333 m	0.053 m

Tableau 1.2 Longueur d'onde et distance de la zone Fresnel selon la fréquence dans l'eau

Catégorie de fréquence	Fréquence (f)	Longueur d'onde (λ)	Distance de zone Fresnel (r)
LF	125 kHz	1600 m	254.7 m
HF	13.56 MHz	14.75 m	2.35 m
UHF	900 MHz	0.222 m	0.035 m

Dans le cadre de ce projet, la distance de cette zone transitoire est primordiale puisque le milieu de propagation, soit le corps humain, peut poser certaines contraintes de transmission. L'idéal est que l'ordre de fréquence sélectionné ait un champ proche qui s'étend jusqu'à quelques dizaines de centimètres de manière à ce que le système fonctionne principalement par champ magnétique et non par champ électrique. Le tableau 1.2 indique que la fréquence 13.56 MHz, désignée comme la porteuse du sous-standard RFID connu sous le nom de *Near Field Communication* (NFC), se situe dans le spectre fréquentiel idéal pour accomplir les objectifs du projet. En effet, le fonctionnement d'une puce RFID s'opère principalement sur le champ magnétique jusqu'à une distance d'environ 2.35 mètres.

Pour les très hautes fréquences (UHF), la limite du champ proche dans l'eau se situe à 35 millimètres. Cette valeur indique que le système fonctionnerait principalement selon le

champ électrique même à courte distance. Ainsi, le signal serait largement atténué par la présence de tissus organiques. Dans le cas des basses fréquences (LF), la région du champ proche s'étend sur plusieurs centaines de mètres, mais le dimensionnement nécessaire pour réaliser une telle structure d'antenne serait bien trop volumineux pour être utilisé dans un bracelet ou un implant.

Le milieu dans lequel l'antenne doit émettre occupe un rôle important sur la propagation de l'onde. Celui-ci doit donc nécessairement être pris en compte lors du processus de conception. À titre d'exemple, les matériaux dont la constante diélectrique est élevée vont tendre à atténuer ou absorber l'énergie d'une onde à ultra haute fréquence. Les équations suivantes donnent un aperçu du rôle du milieu de transmission sur l'intensité du champ magnétique et l'induction électrique. L'effet de la permittivité et de la perméabilité d'un milieu est représenté par les constantes μ et ϵ .

L'équation 1.4 indique que l'intensité du champ d'induction magnétique (\vec{B}) est directement proportionnelle au champ d'excitation magnétique (\vec{H}) selon la perméabilité du milieu (μ).

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (1.4)$$

Les deux termes composants la perméabilité magnétique du milieu de propagation (μ) sont représentés dans l'équation 1.5. La perméabilité du vide (μ_0) demeure toujours constante alors que la perméabilité relative (μ_r) varie selon le milieu. Les équations 1.6 et 1.7 indiquent la perméabilité magnétique d'un milieu constitué d'eau, puis d'air. Ces calculs montrent que la différence entre ces deux milieux est négligeable d'un point de vue magnétique.

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (1.5)$$

$$\mu_{r_air} = 1.00000037 \quad (1.6)$$

$$\mu_{r_eau} = 0.999992 \quad (1.7)$$

À présent, l'équation 1.8 indique que le champ d'excitation électrique (\vec{D}) est directement proportionnel au champ d'induction électrique (\vec{E}) selon la permittivité du milieu ϵ .

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (1.8)$$

Pour déterminer l'impact du milieu sur l'excitation électrique, l'équation 1.9 montre les termes de la permittivité électrique et illustre que le seul paramètre qui varie selon le milieu est la permittivité relative (ϵ_r) puisque la permittivité dans le vide (ϵ_0) demeure constante. Il est ensuite possible de déterminer l'impact du milieu en comparant la permittivité électrique relative de l'eau (ϵ_{r_eau}) et celle de l'air (ϵ_{r_air}) avec les équations 1.10 et 1.11.

$$\epsilon = \epsilon_0 \times \epsilon_r \quad (1.9)$$

$$\epsilon_{r_eau} = 78.5 \quad (1.10)$$

$$\epsilon_{r_air} = 1.0006 \quad (1.11)$$

Les équations 1.6 et 1.10 montrent mathématiquement que le milieu à haute permittivité électrique que représente le corps humain affecte la propagation du champ électrique davantage que la propagation du champ magnétique. L'article scientifique *Backscattering Neural Tags for Wireless Brain-Machine Interface Systems*, Moradi et al. (2015) souligne que l'utilisation d'un fort champ électrique externe génère des courants dans le corps diélectrique de l'humain, ce qui engendre une dissipation d'énergie et une hausse de température. La transmission de puissance par le champ magnétique semble donc favorable pour l'alimentation d'implants afin de ne pas perturber le fonctionnement normal du corps. La plage de fréquence proposée par cet article pour l'alimentation d'un implant situé entre le cerveau et la paroi du crâne est tout de même entre 100 MHz et 1 GHz parce que d'autres facteurs sont considérés, tels que le dimensionnement de la structure d'antenne. Dans le cas des besoins spécifiques de ce projet, les calculs effectués confirment que le choix de la fréquence 13.56 MHz est valide.

1.1.2 Positionnement et dimensionnement

Un système RFID ne semble être composé que d'une antenne émettrice et d'une antenne réceptrice comme tout système de télécommunication sans fil. Comme observé dans le chapitre *Physics and Geometry of RFID* du livre *RFID Handbook* (Hawrylak, Mats, & Mickle, 2008), il s'agit plutôt d'un principe de transformateur à noyau d'air où la bobine principale est incorporée au lecteur et la bobine secondaire se situe dans le transpondeur passif. Ce mécanisme est basé sur le phénomène physique de l'induction électromagnétique et est régi par la loi de Faraday (Bevelacqua, 2012), une importante constituante des équations de Maxwell. En effet, comme les moteurs électriques ou les transformateurs, l'alimentation par induction mise sur le fait qu'il y a apparition d'une force électromotrice dans un conducteur électrique lorsque celui-ci est soumis à un flux magnétique variable. Cette force électromotrice engendre un courant électrique dans le conducteur, en l'occurrence dans la bobine d'un transpondeur exposée à un champ magnétique oscillant.

L'enroulement primaire est connecté à un transpondeur actif doté d'un circuit de réception sensible et d'un circuit de transmission de puissance par lequel est émis un signal modulé qui allume et qui interroge le tag passif pour obtenir une information spécifique. À son tour, le tag, contenant la bobine secondaire, doit être placé dans le champ généré afin de s'allumer, de recevoir et de traiter la requête reçue. Le champ capté se traduit en une induction de courant causant une différence de potentiel aux bornes de la bobine secondaire. La réponse du tag est émise à nouveau de manière pratiquement instantanée, c'est le principe du Backscattering. La figure 1.3 indique le fonctionnement global d'un tel système de couplage.

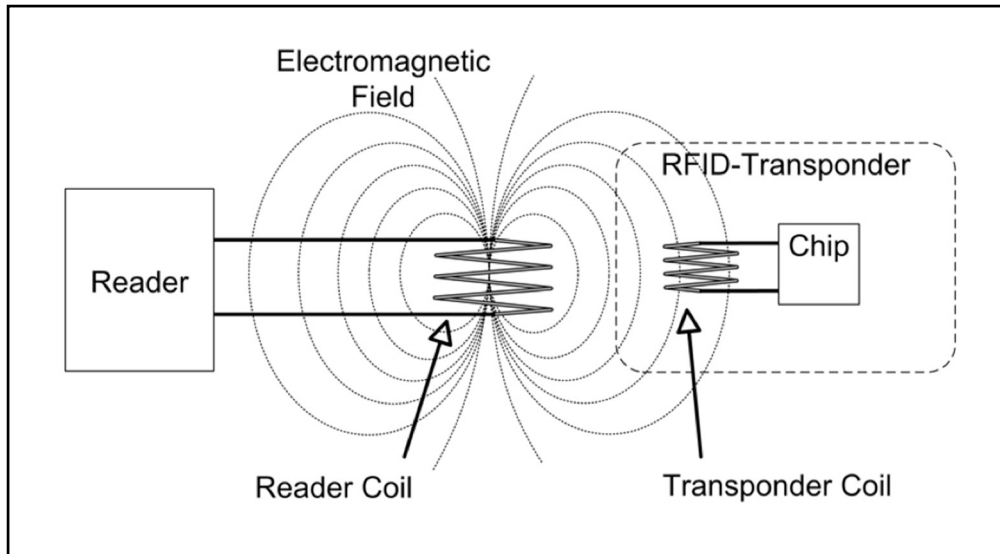


Figure 1.3 Couplage magnétique
Tirée de Florian Hämmerle (2017)

Le lecteur a une fonction *Full Duplex* impliquant qu'il peut à la fois transmettre et recevoir, alors que le transpondeur est considéré *Half Duplex*, car il ne peut que séparément recevoir ou transmettre de manière non-simultanée. Le signal échangé entre le lecteur et le transpondeur est modulé soit en amplitude ou en phase selon une porteuse située à 13.56 MHz. Le lecteur contient un circuit de détection d'enveloppe afin de démoduler le signal reçu et de procéder à la récupération de l'information transmise. Celui-ci, représenté à la figure 1.4 consiste en une diode qui rectifie le signal, puis d'un filtre RC. Sur le demi-cycle positif du signal, le condensateur se charge et sur le demi-cycle négatif, il se décharge selon la constante de temps du circuit RC. Ainsi, le signal de la porteuse disparaît et seule l'information utile est transmise.

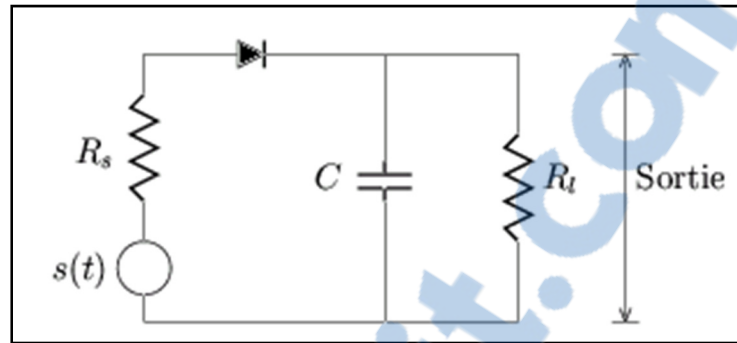


Figure 1.4 Détecteur d'enveloppe
Tirée de Droogenbroeck (2005)

La structure d'antenne RFID la plus couramment utilisée pour la création de champs proches est le dipôle formé d'une bobine planaire rectangulaire bornée par des éléments capacitifs d'adaptation d'impédance. Il est important de mentionner qu'à nouveau, le choix de la fréquence d'opération est crucial, mais cette fois pour une raison différente. La fréquence dicte le dimensionnement physique que l'antenne devra prendre pour communiquer de façon efficace. Il s'agit de trouver un compromis permettant une communication fonctionnelle et la réalisation d'un circuit de grandeur réaliste. Comme souligné dans l'article *Wireless Powering of Implanted Sensors using RF Inductive Coupling* (Fotopoulou & Flynn, 2007), l'utilisation de basses fréquences nécessite des dimensions d'antenne trop élevées et inappropriées à l'utilisation dans un contexte d'implant miniature. Puis, les ultra hautes fréquences (UHF) posent à leur tour des difficultés dues à l'atténuation causée par les tissus organiques. Pour ces raisons, l'utilisation de la haute fréquence 13.56 MHz demeure le choix idéal pour ce projet.

1.1.3 Normes d'exposition et d'émission électromagnétique

Afin que le projet se développe de manière réaliste, il est nécessaire de considérer les normes en vigueur sur la compatibilité des émissions électromagnétiques et l'exposition tolérable du corps humain au rayonnement d'un système opéré à 13.56 MHz.

La fréquence 13.56 MHz est globalement acceptée et ne présente que de mineures différences de réglementation d'une région du monde à une autre. Industrie Canada (IC, 2016) indique qu'à cette fréquence, l'appareil est considéré de catégorie II et est exempté de licence radio. Le champ électrique émis mesuré à une distance de 30 mètres ne doit pas excéder 15.5 mV/m.

Il existe aussi des règlements sur la puissance et la durée d'exposition maximale permise pour un signal d'une fréquence. Le tableau 1.3 indique les limites imposées par la Commission fédérale de communication (FCC) des États-Unis. Ce tableau devra éventuellement être consulté pour s'assurer que le système d'allumage de l'implant par le bracelet n'excède pas les limites de radiation en vigueur.

Tableau 1.3 Limite d'exposition maximale permise (FCC, 2010)

Fréquence (MHz)	Champ électrique (V/m)	Champ magnétique (A/m)	Densité de puissance (mW/cm ²)	Temps moyen (minute)
Limite pour exposition contrôlée				
3.0-30	1842/f	4.89/f	900/f ²	6
13.56	135.42	0.36	4.89	6
Limite pour la population générale/Exposition non contrôlée				
1.34-30	824/f	2.19/f	180/f ²	30
13.56	60.76	0.16	183.87	30

1.2 Plateforme de capteur existante

La revue de littérature a mené à plusieurs concepts de système d'acquisition de données RFID. Un des meilleurs concepts proposés est celui du *Wireless Identification Sensing Platform* (WISP) (Sample, Yeager, Powledge, Mamishev, & Smith, 2008). Cette plateforme d'acquisition et de transmission de données basée sur la RFID à longue portée (UHF) peut être activée à plusieurs mètres de distance avec suffisamment d'énergie pour activer un capteur tel qu'un accéléromètre et de transmettre les mesures en temps-réel à l'unité de réception. L'article *Design of an RFID-Based Battery-Free Programmable Sensing Platform*, (Sample et al., 2008) démontre la possibilité d'utiliser une plateforme RFID sans batterie pouvant faire de l'acquisition de données d'une variété de capteurs à plusieurs mètres de

distance. La figure 1.5 représente un circuit imprimé sur 4 couches (partie noire) dont les surfaces visibles sont peuplées de composants électroniques. Ce circuit est équipé d'un capteur de température et d'un capteur de tension induite. Une antenne de type dipôle est formée par le filage bleu mesurant 0.6 mm de diamètre. La pièce de monnaie est disposée de manière à indiquer l'ordre de grandeur de l'ensemble du système.

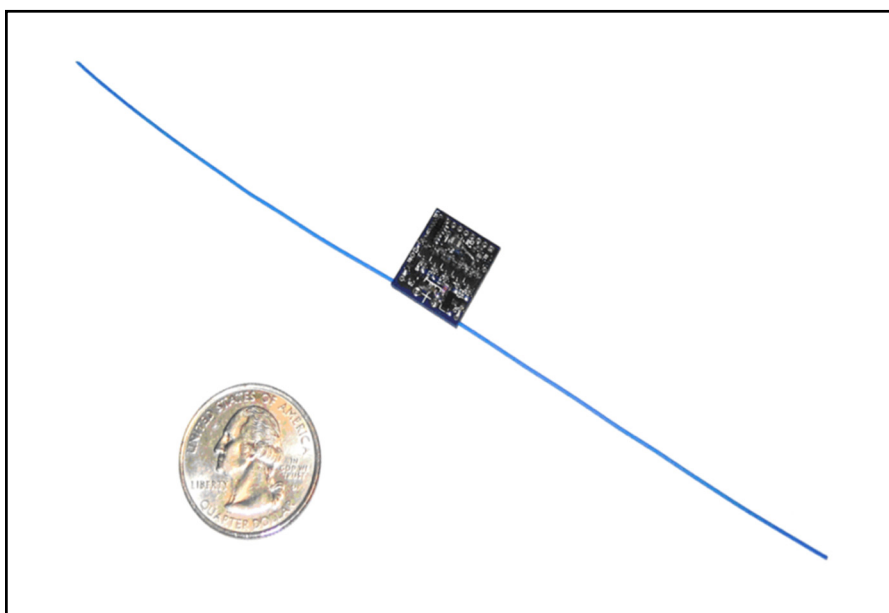


Figure 1.5 *Wireless Identification Sensing Platform*
Tirée de Sample et al. (2008)

Ce dispositif est un excellent exemple de la fonctionnalité recherchée, cependant pour le cadre de ce mémoire, la taille du circuit et la structure d'antenne proposée sont inadéquates à l'implantation sous-cutanée.

En matière de taille de circuit, l'article intitulé *A Fully Integrated Wireless SoC for In-Body pH and Temperature Continuous Monitoring* par (Liu et al., 2015) présente un *System on Chip* (SoC) qui intègre un capteur de PH, de température et un circuit de télémétrie. Le grand désavantage est que cet appareil nécessite une batterie pour fonctionner et sa durée de vie est d'environ 100 heures. De plus, il est conçu pour naviguer dans le corps en suivant le parcours imposé par le canal alimentaire. Le format de l'appareil est plutôt impressionnant et

démontre la possibilité de rétrécir une plateforme d'acquisition et de télémétrie de sorte à pouvoir être implantée. Les auteurs attestent d'ailleurs qu'ils sont parvenus à atteindre des précisions de mesures suffisantes pour évaluer cliniquement le corps humain, soit 0.1 unité de PH et 0.2 °C pour la température. Par contre, les valeurs collectées fluctuent selon le positionnement du dispositif dans le corps. Il est donc difficile de déterminer si les variations de mesures sont causées par un problème de santé ou par le simple fait que le corps ne distribue pas sa chaleur de manière parfaitement uniforme. Une prise de mesure stationnaire permet d'observer des tendances à long terme en un même point physique.

1.3 Types de capteurs biomédicaux

Une grande variété de paramètres biomédicaux peuvent être mesurés afin d'évaluer la condition médicale générale d'un patient ou pour identifier des symptômes connus d'une certaine maladie. Cette section est en grande partie tirée de l'étude du livre *Biomedical sensors and instruments* (Öberg, 2011). Cette référence littéraire en matière de capteurs biomédicaux traite d'une large variété de techniques de mesure et l'utilisation de principes à nature électronique, mécanique et chimique. L'exploration de ce recueil scientifique est effectuée dans l'objectif de comprendre les types de mesures pouvant être capturées et la sorte de capteur impliqué, considérant un budget énergétique minime et un besoin de miniaturisation.

Les paramètres mesurables à l'étude sont la température, le rythme cardiaque et la pression sanguine. Ces trois paramètres présentent chacun leur défi respectif. Alors que la température se mesure de manière instantanée et ponctuelle, le rythme cardiaque et la pression sanguine nécessitent un échantillonnage fréquent sur un certain intervalle de temps afin de déterminer des moyennes et des tendances. C'est un aspect important du système de mesure puisque la plateforme devra potentiellement demeurer active pour une période prolongée.

1.3.1 Mesure de température

Il existe plusieurs technologies disponibles pour accomplir la mesure de la température corporelle. Certains peuvent être utilisés à la surface du corps et d'autres doivent être implantés. Dans ce cas, le thermistor et le thermocouple semblent être les solutions les plus favorables. Ces mesures ont habituellement besoin d'une certaine forme d'amplification pour être perceptibles et interprétables, donc il reste à évaluer si un circuit d'amplification peut être intégré à même l'implant malgré la disponibilité limitée d'énergie.

Le rythme nyctéméral de la température du corps peut révéler plusieurs indices permettant d'évaluer l'état de santé d'une personne. Comme indiqué sur la page web *Temperature of a Healthy Human (Body Temperature)* (Elert, 2005), au cours d'une journée moyenne, la température corporelle varie d'environ 1 degré autour de la normale de 37 degrés °C. Une température trop basse peut indiquer une hypothermie, alors qu'une température trop haute peut être interprétée comme un début de fièvre. Quelques degrés hors de la normale peuvent causer la mort, spécialement dans le cas d'une infection, d'une allergie ou autre anomalie. Les fluctuations de température peuvent aussi donner une indication sur la qualité du sommeil, le niveau de stress et le bon fonctionnement global du corps.

1.3.2 Capteur de pression

Une mesure de la pression interne peut aussi être un premier indicateur d'anomalies corporelles. Par exemple, dans le système cardiovasculaire, la pression artérielle est une référence reconnue du bon fonctionnement du système circulatoire sanguin. Les paramètres observés dans ce cas sont la pression diastolique et systolique du cœur. Il est aussi possible de mesurer d'autres paramètres tels que la pression ventriculaire, pulmonaire, intracrânienne, intraoculaire, intra-utérine, etc.

Les capteurs de pressions implantables sont principalement basés sur la disposition mécanique de miniatures couches de silicium extrêmement sensibles aux déformations et donc permettant une prise de mesure dotée d'une grande précision. Ces capteurs représentent

généralement une bonne option puisqu'ils ne sont pas chers à produire et qu'ils demeurent stables sur une longue période d'utilisation. Habituellement, ils permettent de mesurer la pression absolue en utilisant un petit diaphragme dont l'enceinte de référence consiste en une chambre sous vide, soit une pression atmosphérique calibrée en usine de fabrication. Pour effectuer ce type de mesure, l'utilisation de capteurs piézorésistifs et capacitifs a été prouvée dans le passé. Plusieurs exemples de cette technologie sont présentés dans le chapitre *Pressure Measurements* du livre de référence *Biomedical Sensors and Instruments* (Öberg, 2011).

1.3.3 Électrocardiogramme

Le test de l'électrocardiogramme (ECG) est une méthode de diagnostic communément utilisée pour observer l'activité électrique du cœur. Aux soins intensifs, c'est un indicateur clé de l'état de santé général du patient. La mesure de l'ECG se fait généralement à l'aide de multiples électrodes disposées sur la peau à différents endroits du corps. En passant par des électrodes jetables à celles les plus sophistiquées, plusieurs technologies sont disponibles pour faire des lectures sûres et précises.

En revanche, ces électrodes sont souvent sujettes à des turbulences de différentes sources brisant la stabilité des lectures. L'impédance de la peau fait partie des facteurs majeurs qui peuvent influencer le comportement des électrodes. Pour contrer cet effet, une large variété d'électrodes a été développée en prenant compte des propriétés électriques de la peau. En d'autres termes, certaines ont été prévues pour s'adapter plus ou moins précisément à l'impédance de la peau du corps humain. Le fait d'utiliser du ruban adhésif pour tenir les électrodes en place peut modifier les propriétés électriques du corps. En effet, le fait d'enlever le ruban adhésif altère l'impédance en surface de la peau puisqu'une quantité de celle-ci reste collée au ruban lorsque l'électrode est déplacée ou arrachée.

Il existe aussi des turbulences causées par le mouvement. Lorsque le corps est en déplacement, il peut y avoir un certain mouvement entre la peau et la surface de l'électrode

qui génère de minimes charges électriques pouvant fausser les résultats de l'ECG. Apparemment, ce phénomène est causé par la couche supérieure de la peau, *Stratum Corneum*, ayant des propriétés diélectriques et piézoélectriques causant une différence de potentiel lorsqu'elle entre en friction avec l'électrode. Il a été prouvé que ce problème peut être réglé par l'utilisation de papier abrasif pour polir la partie supérieure de la peau. Cependant, cette technique n'est pas recommandée puisqu'elle enlève la couche protectrice de la peau et ouvre une voie aux maladies infectieuses.

À première vue, l'utilisation d'un implant dans cette situation semble être idéale pour éviter les turbulences dues à la manipulation et aux variations de propriétés électriques de l'épiderme. L'implantation du capteur éviterait ce problème, mais pourrait en causer de nouveaux. Le signal capté par les électrodes est généralement très amplifié afin de pouvoir déceler la plus imperceptible anomalie. Ainsi, les électrodes sont si sensibles qu'elles captent des bruits électriques provenant de plusieurs autres sources telles que les lignes d'alimentation électrique à haute tension. Il est donc nécessaire d'utiliser des filtres pour atténuer certaines fréquences. Il reste à vérifier à quel point le système d'alimentation par induction de l'implant peut négativement affecter les lectures d'un capteur ECG. Bien que pratiquement n'importe quel standard RFID soit opéré à des fréquences bien au-delà de la plage fréquentielle de la pulsation cardiaque, les effets de l'induction d'un fort champ magnétique et électrique agissant sur une électrode sont plutôt faibles, mais demeurent inconnus.

1.4 Emplacement du capteur

L'emplacement du capteur joue un rôle primordial dans la qualité de la prise de mesure. L'implantation invasive d'un appareil de mesure permanent permet un contact direct avec les vaisseaux sanguins et ouvre la voie pour la prise d'une vaste gamme de mesure autrement difficile ou impossible à obtenir de manière non-invasive. L'emplacement idéal pour une prise de mesure de qualité se situe au niveau de l'hypoderme. Étant situé en surface du corps, cette région est accessible pour l'allumage et la communication par RFID spécialement à la fréquence désignée de 13.56 MHz.

Comme indiqué sur la figure 1.6, la surface de la peau est premièrement composée de l'épiderme. Cette couche superficielle a une épaisseur variant habituellement de 0.5 à 1.5 millimètre. La plupart des capteurs commerciaux actuels tentent de prendre des mesures en surface de cette couche. Par exemple, les bracelets d'activités portés au poignet mesurent traditionnellement la pulsation cardiaque en utilisant une technologie optique. Tel que révélé par l'article *Wearable Multisensor Heart Rate Monitor* par Grajales et Nicolaescu (2006), des difficultés telles que les différentes pigmentations de peau, l'épaisseur, la présence de turbulence comme la sueur et la qualité du contact contribuent à l'incertitude des mesures.

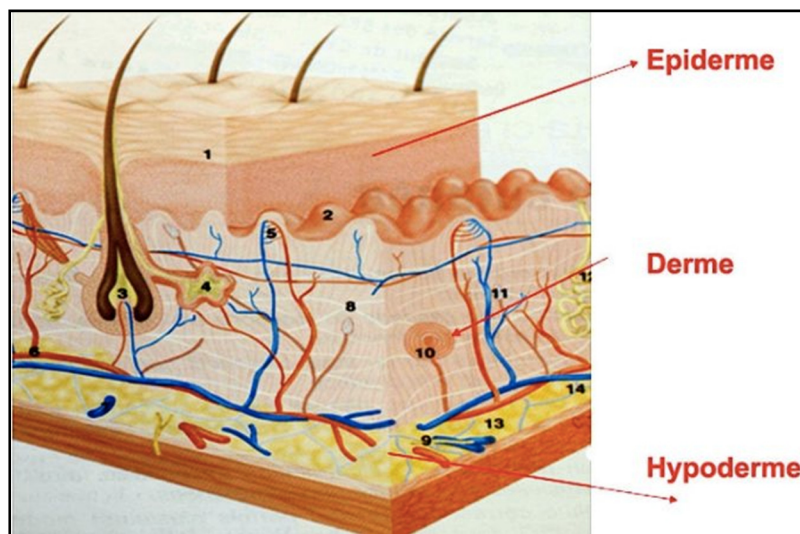


Figure 1.6 Diagramme des couches de peau
Tirée de Elert (2005)

Le derme est le tissu intermédiaire alimentant l'épiderme par diffusion. Ces deux couches superposées forment conjointement la peau. Le derme peut atteindre une épaisseur d'un millimètre et contribue principalement à la thermorégulation du corps, tel un revêtement d'isolation thermique.

Sous le derme se retrouve l'hypoderme, cette couche n'est pas considérée comme une composante de la peau, mais demeure intimement liée au support du derme. Elle repose sur les muscles et tendons puis elle est largement composée de réseaux sanguins et de quelques tissus adipeux. Cette couche se situe à environ 2.5 millimètres de profondeur et occupe à son

tour un rôle de protection thermique. La présence d'une riche vascularisation constitue un environnement de choix pour la prise d'une multitude de mesures sous-cutanées typiquement hors d'atteinte par un appareil externe.

1.5 Conclusion sur l'état de l'art

Les différentes revues littéraires effectuées dans le cadre de ce projet permettent de bien cerner les contraintes de fonctionnement en RFID. Un projet tel que la création d'un implant comprend des limitations physiques très particulières. Entre autres, la taille réduite de celui-ci implique l'utilisation d'un lecteur puissant opérant à une fréquence spécifique. Par ailleurs, l'adoption de fréquence trop élevée diminue grandement la région du champ proche, faisant donc que l'antenne fonctionne sur le champ électrique, ce qui engendre des problèmes lorsque l'implant est placé dans un environnement constitué de tissus organiques absorbants. L'idéal est que celui-ci fonctionne sur le champ magnétique, donc une fréquence plus basse. Il est donc stratégiquement idéal de se baser sur le standard NFC afin de faciliter l'implémentation du protocole de communication et d'utiliser la fréquence convenable de 13.56 MHz.

L'objectif éventuel est de concevoir une plateforme compatible avec une variété de capteurs biomédicaux en commençant par la température du corps. En matière de choix de capteur biomédical, le thermomètre consiste en une avenue intéressante pour déterminer la faisabilité du concept. L'utilisation d'un simple thermistor peu énergivore permet une intégration simple dans la réalisation d'une première itération de plateforme implantable.

CHAPITRE 2

ARCHITECTURE SYSTÈME ET MÉTHODOLOGIE

Le système imaginé est composé de trois appareils distincts, soit le bracelet énergisant, le capteur énergisé et un téléphone intelligent en guise d'interface graphique. Le capteur est prévu de manière à pouvoir être implanté au niveau de l'hypoderme, dans l'avant-bras de l'utilisateur. Les détails de choix d'architecture de ce système sont définis au cours de ce chapitre.

L'emplacement stratégique de l'implant permet de mesurer une large variété de paramètres biomédicaux tels que la température interne, la pulsation cardiaque, la pression sanguine et autres. Il est à noter que celui-ci est intrusif, ce qui comporte le désavantage de nécessiter une intervention chirurgicale au moment de l'insertion à l'aide d'un injecteur de type seringue. Par contre, cette méthode offre l'avantage de permettre une prise de mesure continue et d'excellente qualité, lorsque comparée à un appareil de mesure externe et non intrusif. Le système est conçu de façon à ce que l'implant n'ait besoin d'aucune source d'énergie interne, il s'alimente exclusivement du champ magnétique généré par le bracelet et n'a donc jamais besoin d'être retiré au fil du temps. Les esquisses 3D qui suivent ont été générées sur le logiciel *Solidworks* et représentent un bracelet conçu de manière à épouser la forme de l'avant-bras ainsi qu'un implant englobé d'une capsule en verre orientée selon le plan parallèle au bras. La figure 2.1 indique le positionnement et la dimension des deux éléments l'un par rapport à l'autre puis la seconde démontre une coupe transversale de l'implant afin d'exposer le contenu de ce dernier.

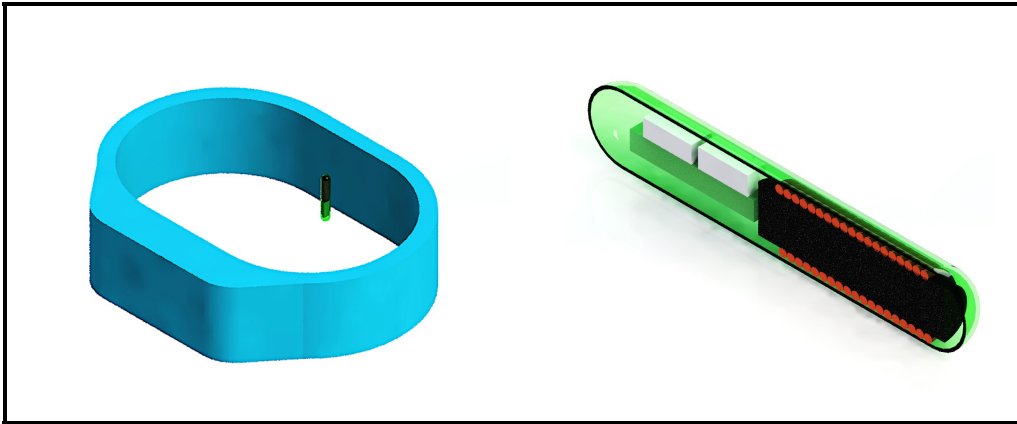


Figure 2.1 Concept du bracelet et de l'implant biomédical

L'architecture du système décrite au cours de ce chapitre repose donc sur le principe que le bracelet est composé d'une bobine et d'un transpondeur qui génèrent un champ magnétique suffisant pour alimenter l'implant durant l'intervalle nécessaire à la prise de mesure désirée. Le bracelet contient une batterie rechargeable standard telle qu'une montre ou un bracelet d'activité quelconque alors que l'implant ne contient qu'une bobine de collecte d'énergie électromagnétique.

2.1 Alimentation du capteur

L'alimentation du capteur est l'aspect le plus critique du projet. Les implants existants à ce jour fonctionnent grâce à l'usage de batterie miniature pouvant durer quelques mois ou quelques années. Les circuits utilisés pour faire l'acquisition de données ou la télécommunication deviennent de plus en plus efficaces avec les derniers avancements technologiques et consomment de moins en moins d'énergie. La difficulté réside dans le fait qu'après une certaine durée, cette batterie devra être changée et le patient nécessitera une intervention chirurgicale supplémentaire posant un risque considérable pour son état de santé. Différentes méthodes d'alimentation sont évaluées afin de trouver celle qui s'intègre le mieux au projet.

Les technologies de batteries évoluent et démontrent de meilleures performances de densité énergétique jour après jour. Comme énoncé dans la présentation sur le fonctionnement des batteries au Lithium-Ion (Vallverdu, 2011), ces dernières présentent d'excellentes caractéristiques de charge et de décharge, mais restent considérées comme potentiellement instables et dangereuses rendant discutable leur implantation dans un individu pour une période prolongée. De plus, malgré leurs impressionnantes capacités, elles nécessitent tout de même d'être rechargée à un certain point, comme tout autre type de batterie. Tel qu'indiqué sur la figure 2.2, cette méthode demeure quand même la plus simple pour alimenter un capteur, mais s'avère être utile seulement pour les installations temporaires et non chirurgicales, visant à mesurer un paramètre corporel seulement sur de courtes périodes de temps.

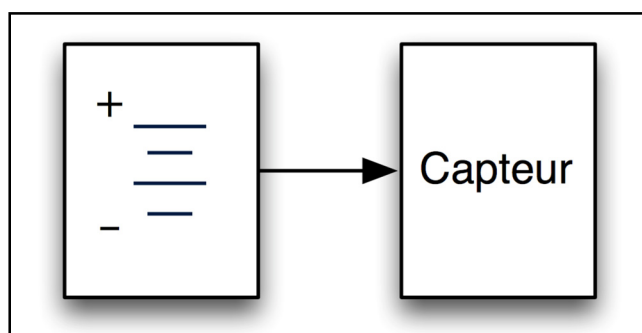


Figure 2.2 Capteur alimenté purement par batterie

Il existe cependant des systèmes de recharge de batterie sans fil, tel qu'illustré à la figure 2.3, nécessitant une source de champ électromagnétique assez puissante, une bobine de réception et un circuit de recharge. Tel qu'observé dans la publication intitulée *Energy Neutral Activity Monitoring: Wearables Powered by Smart Inductive Charging Surfaces* (Fafoutis et al., 2016), ce type de système semble pouvoir fonctionner pour un implant, mais il reste que la présence d'une batterie rend le volume d'un tel circuit très difficile. Il est aussi à noter que le débit de recharge serait limité par les normes d'exposition au rayonnement électromagnétique sur la population générale, comme indiqué au tableau 1.3.

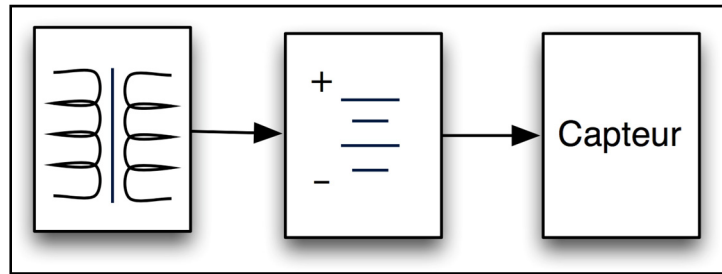


Figure 2.3 Capteur alimenté par batterie et rechargé par induction électromagnétique

La solution restante est l'utilisation d'un champ électromagnétique et d'un circuit de réception et de régulation de tension pour alimenter le capteur directement, sans avoir à recharger de batterie. Ainsi, le volume de la batterie se soustrait et le capteur peut demeurer allumé tant et aussi longtemps qu'une source de champs est à proximité.

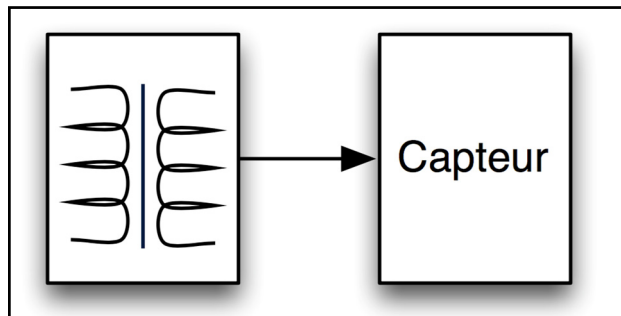


Figure 2.4 Capteur alimenté directement par champ électromagnétique

Ce dernier concept, illustré à la figure 2.4, semble être le plus intéressant puisqu'il permet d'optimiser l'utilisation de volume en soustrayant la taille de la batterie et du circuit de recharge. Il permet aussi l'utilisation d'une alimentation externe n'impliquant aucun besoin d'intervention chirurgicale outre l'implantation initiale. L'autre grand avantage amené par ce concept est la possibilité d'utiliser le système de transfert d'énergie RF pour aussi transmettre des données sans fil, tel qu'expliqué à la prochaine section.

2.2 Communication sans fil

Ce système de bracelet et capteur vise une grande accessibilité pour des chercheurs ou même pour la population générale. Il va donc de soi que la technologie utilisée pour la communication avec son interface usager soit tout autant accessible. L'idée est d'adopter des bandes de fréquence et des technologies de communication qui sont à la portée de la vaste majorité. Ceci dit, les quatre grands candidats à évaluer sont les suivants : *Wi-Fi*, *Bluetooth Low Energy* (BLE), modem cellulaire et *Near Field Communication* (NFC). Deux différents besoins de communication sont à combler. Premièrement, il faut que le capteur puisse transmettre les données de mesures brutes au bracelet. Puis, il faut que le bracelet puisse à son tour relayer les données filtrées à l'appareil mobile de l'utilisateur, soit un téléphone intelligent standard, une tablette ou un ordinateur portable. Les choix d'architecture pour résoudre ces deux étapes fondamentales de communication sans fil sont expliqués dans les prochaines sections.

2.2.1 Communication entre le bracelet et l'implant

En ce qui a trait à la communication entre le bracelet et l'implant, il existe une large variété de méthodes existantes pour la transmission de données. Par exemple l'utilisation d'un simple émetteur FM modulant l'information acquise par les capteurs. Dans la plupart des systèmes de transmission étudiés pour ce projet, deux problèmes majeurs subsistent. Il faut utiliser une certaine méthode pour énergiser le tag, puis développer un autre système pour la transmission d'informations. Le fait d'avoir deux systèmes indépendants complique énormément l'effort de miniaturisation et engendre nécessairement une plus grande consommation électrique, impliquant donc la nécessité d'une batterie. Une exception s'applique cependant en utilisant la technologie RFID. Avec cette méthode, le circuit d'activation de l'implant est le même que celui de communication, permettant ainsi de pallier au problème d'espace et de puissance. Le NFC, sous-standard très répandu de la RFID, opère sur une fréquence désignée à 13.56 MHz. Tel qu'expliqué dans la section de revue de littérature, l'utilisation de cette fréquence en champ proche est idéale puisque l'échange de données repose sur le champ magnétique et non sur le champ électrique. Ainsi, les tissus

organiques n'ont pas d'effet d'absorption sur le signal transmis. Une technologie RFID à plus haute fréquence comme les populaires transpondeurs UHF (900 MHz) sont à éviter dans ce genre de situation. L'autre avantage d'utiliser la fréquence 13.56 MHz est que le projet demeure réaliste puisqu'il suit les standards d'émission et d'exposition électromagnétique imposés par des agences d'autorité gouvernementale comme FCC aux États-Unis ou Industrie Canada au Canada.

Somme toute, la technologie NFC permet efficacement de transmettre l'information acquise dans le milieu hostile, soit les tissus organiques, vers le bracelet externe. Étant donné que l'alimentation se fait par induction magnétique, la distance d'alimentation est très limitée et constitue un avantage de sécurité. Il est pratiquement impossible d'activer l'implant à plus d'une dizaine de centimètres de distance. La probabilité qu'un intrus puisse intercepter les données personnelles émises par le bracelet est donc fortement improbable. Les données transigées sont d'ordre médical et exposent donc naturellement la vie privée des utilisateurs, il va de soi qu'elles puissent être rendues inatteignables. Une solution simple peut être d'utiliser une unité de calcul sur l'implant pour effectuer un cryptage basique des données envoyées afin de s'assurer qu'un message intercepté ne puisse pas être décodé par un lecteur non autorisé.

2.3 Communication entre le bracelet et le téléphone intelligent

La communication entre le bracelet et l'appareil mobile de l'utilisateur comporte des limitations très différentes de la celle entre le bracelet et l'implant. Évidemment, la consommation énergétique et le volume ne sont pas aussi contraignants, mais d'autres obstacles s'appliquent. Le tableau 2.1 indique de manière très générale les forces et faiblesses de trois différentes technologies sans fil accessibles au public. L'étude de ces différentes options permet d'identifier les fonctionnalités prédominantes pour le bracelet ainsi qu'une pondération de ses performances.

À première vue, aucune de ces trois explorations technologiques ne semble accommoder les besoins du prototype, mais une analyse plus approfondie indique que le Bluetooth 4.0 offre les avantages les plus intéressants. Au niveau des implications de volume et de taille de circuit électronique, c'est la technologie idéale puisque certains microcontrôleurs miniatures intègrent déjà le circuit de transmission et de réception. Par exemple, le circuit intégré NRF51822 (Nordic, 2014) comporte un transpondeur *Bluetooth Low Energy* (BLE) combiné avec un microcontrôleur ARM cortex-M0. Il s'agit donc d'une solution intégrée en une composante d'environ 6 x 6 mm qui contient un microcontrôleur dont les performances sont limitées, mais suffisantes pour le cas d'application de ce projet, soit de gérer un transpondeur NFC et d'appliquer un traitement de données préliminaire. Pour cette fonctionnalité, le Wi-Fi et les modems cellulaires nécessitent des volumes de circuits bien supérieurs à cause de l'espace pris par la taille du circuit des puissants processeurs qui les gèrent.

En termes de consommation d'énergie, le BLE présente encore des avantages évidents. Comme son nom l'indique, *Bluetooth Low Energy*, cette technologie a été développée pour fonctionner avec une très faible consommation. Le Wi-Fi et le modem cellulaire peuvent difficilement rivaliser contre le BLE spécialement dû à la complexité de leur protocole et la taille de circuit nécessaire pour les faire fonctionner. Il est aussi à noter que la consommation de ces deux derniers varie énormément selon l'intensité de réception du signal disponible.

Tableau 2.1 Matrice décisionnelle des technologies sans-fil

Fonctionnalité	Technologie sans fil			
	Performance recherchée	Wi-Fi Basé sur CC3300, (T.I., 2012)	Modem cellulaire Basé sur SIM800, SIMCom (2015)	Bluetooth 4.0 (Nordic, 2014)
Volume	Petit < 10 x 10 mm Afin de pouvoir intégré le circuit dans un bracelet miniature	Moyen 16.3 x 13.5 mm (Requiert un puissant processeur et autres composantes externes)	Élevé 24 x 24 mm (Sans compter le circuit externe nécessaire comme un puissant processeur et un port de carte SIM)	Petit 6 x 6 mm (Contient un microcontrôleur intégré)
Consommation d'énergie	Faible L'option la plus faible pour étendre la durée de vie sur batterie	Moyenne 207 mA en mode 802.11g	Élevé Requiert une alimentation pouvant fournir jusqu'à 2 A	Faible Max environ 20 mA selon mode de transmission et réception
Portée	Moyenne Doit fonctionner jusqu'à 10 m de distance	Moyenne (En termes de dizaines de mètres)	Longue (En termes de kilomètres selon la présence de tour cellulaire)	Faible (En termes de mètres)
Méthode de connexion	Simple L'authentification ne doit avoir lieu qu'une seule fois.	Complexe (Authentification par mot de passe)	Complexe (Authentification par carte SIM et abonnement)	Simple Authentification simple basée sur le pairage Bluetooth
Débit du transfert de données	Faible Transmettre minimum 640 bps	Élevé En mode 802.11g, 54 Mbps	Faible En mode GPRS, peut transférer jusqu'à 85.6 kbps	Élevé 2 Mbps

Pour la portée du signal, le BLE est loin d'être le plus performant, mais dans le cadre de ce projet, il est largement suffisant de communiquer seulement qu'à quelques mètres du bracelet. L'objectif est simplement de transmettre les données au téléphone intelligent qui lui a accès par cellulaire ou Wi-Fi au web. La responsabilité de transmettre l'information à longue portée, disons au médecin, revient éventuellement au téléphone.

La méthode de connexion est très importante pour que l'appareil soit accessible par le grand public. Le BLE est intéressant, car selon le profil d'émission configuré, il est possible de se connecter à l'appareil sans authentification préalable comme pour le Wi-Fi. Le BLE offre aussi des mécanismes d'encryption et d'authentification qui facilitent et sécurisent énormément le processus de pairage une fois qu'une connexion initiale est complétée. Dans le cas du modem cellulaire, il faut habituellement être connecté au réseau avec une carte SIM et un abonnement au service sans-fil. Cette option est donc complètement rejetée.

Le dernier critère observé est le débit du transfert de données. La structure de données d'une prise de mesure est prévue pour prendre une taille minimale de 8 octets composée de la date sur 4 octets et de la mesure elle-même sur 4 autres octets. Afin d'obtenir une sensation de transfert de mesure temps-réel, il faudrait que le bracelet puisse transférer environ 10 mesures par seconde. Ainsi, le débit souhaité devrait être supérieur à 80 Bps (ou 640 bps). L'étude détaillée sur la taille de la structure de donnée comprise dans une prise de mesure sera développée davantage au chapitre 4, mais à priori les débits offerts par ces trois technologies sans fils sont suffisants à cette application.

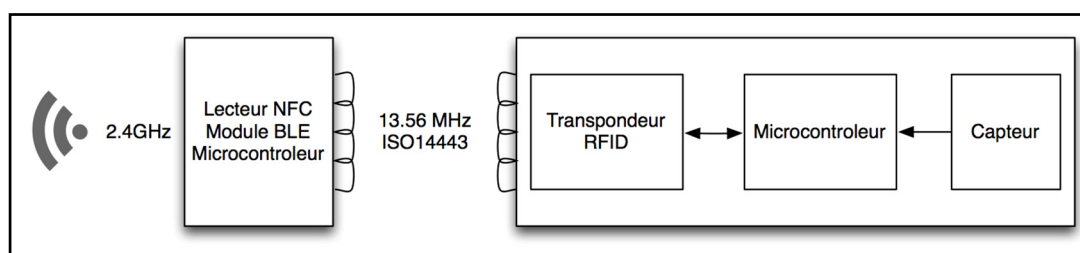


Figure 2.5 Diagramme d'architecture haut-niveau du système

Enfin, l'architecture haut-niveau retenue au terme de ce chapitre correspond à la figure 2.5. C'est un système dont les choix reposent fortement sur la consommation d'énergie, la dimension physique et la gestion des communications. Il s'agit d'un agencement logique de technologies existantes permettant le développement d'un nouveau concept. La section de gauche représente le bracelet qui interagit avec un appareil mobile via Bluetooth sur une fréquence de 2.4 GHz et qui excite l'implant en émettant à 13.56 MHz. La section de droite représente l'implant. Ce dernier est composé du transpondeur RFID, d'un capteur quelconque et d'un microcontrôleur servant d'unité de calcul préliminaire pour le traitement des données du capteur.

2.4 Méthodologie

La méthodologie adoptée pour l'accomplissement de ce projet est basée sur une approche d'exécution de preuves de concept séquentiel et progressif menant étape après étape au développement d'un prototype miniature fonctionnel. Malgré l'information soutirée de la revue de littérature, certains détails du fonctionnement de l'architecture système demeurent incertains et présentent un risque technologique pouvant limiter le développement du projet. La stratégie employée pour assurer la faisabilité du concept est de commencer par investiguer les aspects ambigus par simulations logicielles. Ces résultats virtuels sont par la suite utilisés en support à la conception électronique de la plateforme implantable et du bracelet. La conception de ces deux éléments est validée à l'aide de diverses preuves de concept réalisées, assemblées et programmées de manière à isoler et observer les potentielles incongruités avec l'architecture système proposée. Ces réalisations permettent finalement d'apporter les corrections nécessaires pour perfectionner le système. Une réalisation finale miniaturisée est fabriquée et testée afin de valider le fonctionnement global du concept ainsi que l'atteinte des objectifs. Elle mène éventuellement à une discussion des résultats et à une conclusion sur l'entièreté du projet. Il est à noter que pour des raisons techniques, les étapes finales de miniaturisation et d'implantation sortent du cadre d'application de ce projet de maîtrise, mais demeurent des sujets à développer éventuellement.

2.5 Simulation

Toutes les simulations électromagnétiques sont conduites à partir du module *EMWorks* sur le logiciel de modélisation 3D *Solidworks Premium 2015*. La simulation logicielle permet de dimensionner le système afin d'évaluer sa faisabilité avant d'entreprendre la réalisation physique. Cette étape est cruciale spécialement pour déterminer le format de structure d'antenne du bracelet ainsi que de l'implant. Elle révèle aussi l'importance du positionnement de l'un par rapport à l'autre selon l'angle et la distance. Les résultats de simulation donnent une représentation graphique du fonctionnement du système, ce qui le rend plus compréhensible. Cette technique intelligible est cruciale dans le discernement d'un

phénomène invisible et abstrait tel que le profil de radiation d'une antenne et la visualisation de champ magnétique et électrique.

2.6 Conception électronique et mécanique

La conception de circuit est faite à partir du logiciel *Altium Designer*. Les différentes composantes électroniques sont modélisées et disposées sur un circuit imprimé selon les spécifications des différents fabricants. Ce logiciel est donc employé pour la schématisation des circuits, le routage des cartes et l'exportation de fichiers de fabrication à soumettre au fabricant. Il permet aussi de générer des modèles tridimensionnels des circuits de manière à pouvoir importer dans le logiciel de conception mécanique *SolidWorks* par la suite. Cette étape est nécessaire pour valider qu'aucun conflit mécanique ne survient lors de l'assemblage des prototypes.

2.7 Réalisation

En se basant sur les résultats de simulation et sur la conception électromécanique, des prototypes préliminaires de capteur et de lecteurs sont réalisés. Ces essais permettent de démontrer rapidement les défauts de conception et d'architecture. La preuve de concept consiste en un processus itératif et progressif au cours duquel plusieurs tentatives sont proposées avec des altérations. Étant donné la difficulté de concevoir une capsule implantable fonctionnelle comme première étape de projet de recherche, une série de prototypes non implantables sont réalisés. Ces circuits initiaux sont fabriqués de manière plutôt conventionnelle, soit en superposant deux couches de cuivres entre lesquelles se trouve un substrat de fibre de verre (FR-4). Pour l'effort de miniaturisation, la technologie de fabrication *Low Temperature Cofired Ceramic* (LTCC) est favorisée étant donné qu'elle présente de meilleures performances RF et qu'elle permet d'intégrer des composants passives à même la structure du circuit réduisant ainsi la surface totale nécessaire.

2.8 Assemblage électronique

L'assemblage est une étape clé du processus de réalisation spécialement dû à l'ordre de grandeur des circuits à réaliser. Pour les circuits initiaux, la méthode adoptée pour souder les composantes électroniques est l'utilisation d'un masque d'application de pâte à souder en Kapton. Il suffit d'appliquer la pâte de manière à couvrir uniformément toutes les surfaces à souder puis de retirer le masque et positionner manuellement les pièces sur leurs emplacements respectifs. À l'aide d'un four à souder, la carte doit être amenée à une température suffisamment élevée pour que la pâte fonde et qu'elle établisse un lien de soudure solide avec les pattes de chacun des circuits intégrés.

Cette technique est cependant inadaptée lorsqu'elle est appliquée aux circuits miniatures réalisés en LTCC. Ceux-ci sont trop petits pour le placement manuel de composantes. L'absence de masque de soudure (*solder mask*) à la surface du circuit favorise la création de court-circuit. La technique d'assemblage idéale dans ce cas est l'utilisation de robots de haute précision pour le placement. Malheureusement, cette technique engendre de substantiels coûts. L'utilisation de machine d'inspection à rayon X permet d'évaluer la qualité des soudures situées sous les composantes, celles qui sont invisibles à l'œil nu.

CHAPITRE 3

DIMENSIONNEMENT DU SYSTÈME PAR SIMULATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Ce chapitre aborde le dimensionnement des structures d'antenne du système par simulation électromagnétique. Tel qu'illustré à la figure 3.1, le type de structure utilisé dans la conceptualisation du mécanisme de bracelet et implant implique l'utilisation de formes particulièrement adaptées à la physiologie humaine. Il est à noter que l'obtention des résultats recherchés est inenvisageable par calcul mathématique manuel étant donné la complexité géométrique du système. Ainsi, plusieurs scénarios de simulation sont donc nécessaires afin de mener une étude comportementale. Ces simulations permettent également de visualiser et d'optimiser la génération et la réception de champs électromagnétiques.

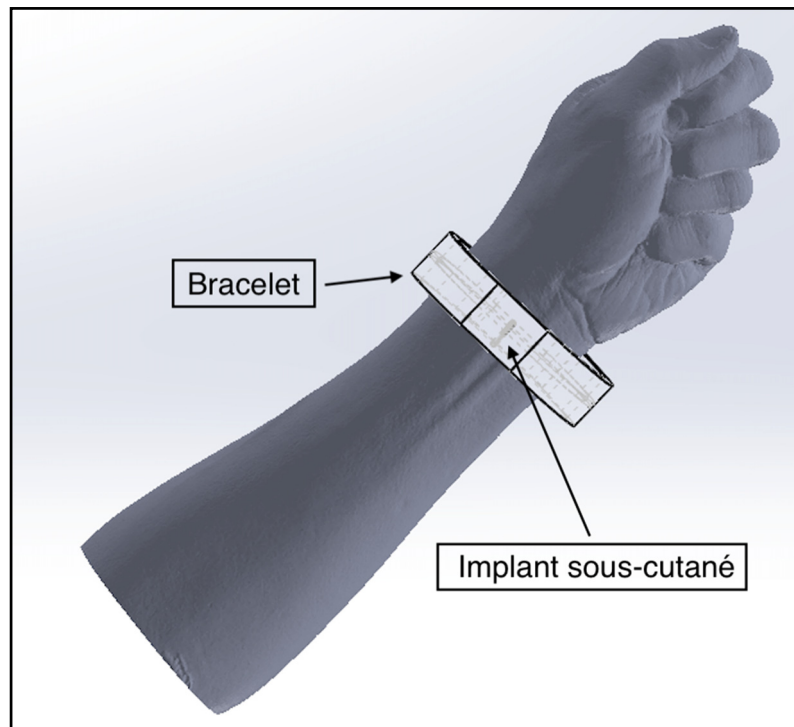


Figure 3.1 Concept du bracelet et implant appliqué sur un poignet
Modèle 3D du bras tiré de Dricketts (2017)

L'ensemble des scénarios de simulation électromagnétique à l'étude peut être résumé par les trois phases suivantes :

1. La simulation de structures d'antenne pour le bracelet;
2. La simulation de structures d'antenne pour l'implant;
3. L'effet de l'angle entre les plans de la structure d'antenne du bracelet et celle de l'implant.

Chacune de ces phases se conclut par une analyse identifiant les avantages et inconvénients du scénario à l'étude. Les différents cas de figure proposés tiennent compte des considérations réelles de l'anatomie humaine et servent à valider la faisabilité du projet ainsi qu'à des attentes pour la phase de réalisation expérimentale. Ces résultats permettent d'entrevoir les effets difficilement mesurables de l'induction entre le bracelet et l'implant. Les valeurs d'intensité de champ magnétique et d'intensité de courants induits aident à la sélection de structures et au positionnement de celles-ci.

3.1 Structure d'antenne du bracelet

Le choix de la structure d'antenne du bracelet vise à optimiser l'induction électromagnétique dans l'implant tout en permettant le port de l'appareil au niveau du poignet. Le principal paramètre à maximiser entre les deux structures d'antennes est spécifiquement l'induction, puisque c'est par le biais de celle-ci que la puissance sera transférée. Les concepts présentés sur les figure 3.2 et figure 3.3 illustrent trois éléments : le bracelet, la structure d'antenne en cuivre et une boîte noire symbolisant le circuit électronique.

Tel qu'illustré sur la vue explosée de la figure 3.2, la version initiale de l'antenne du bracelet est de forme rectangulaire et se situe à la surface du poignet sur un plan parallèle à la surface de l'avant-bras.

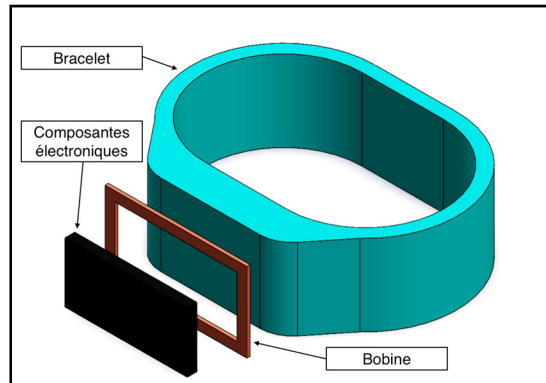


Figure 3.2 Concept d'antenne rectangulaire parallèle

La figure 3.3 illustre une seconde option de forme ovale entourant le poignet de manière à ce que l'antenne se positionne selon un plan perpendiculaire à celui de la surface de l'avant-bras.

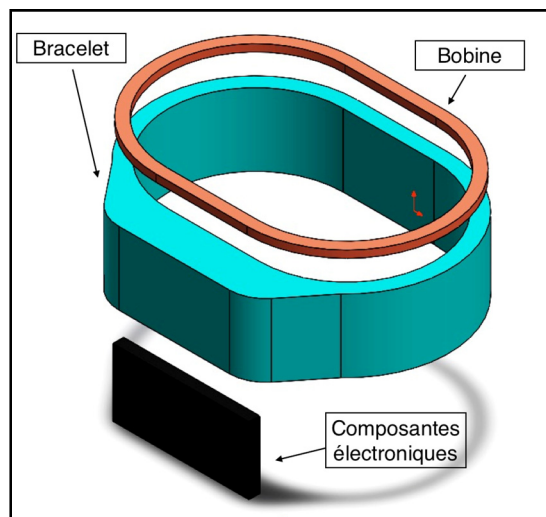


Figure 3.3 Concept d'antenne circulaire

Afin de simuler la performance d'induction de courant par chacun des deux types d'antennes, un récepteur fictif est utilisé à titre de référence. Tel qu'indiqué à la figure 3.4a, le récepteur modélisé consiste en un simple anneau de cuivre représentant un bobinage de n spires. Cet anneau représente la bobine implantable, il va donc de soi qu'il doit être positionné de manière à ce que l'axe traversant son centre soit parallèle au bras. Il est alors placé perpendiculairement à la structure d'antenne rectangulaire, puis parallèlement à la structure d'antenne ovale. Dans les deux cas, le récepteur est placé à une distance de 1 cm de la

surface de la structure d'antenne primaire tel qu'indiqué à la figure 3.5a et figure 3.9b. Cette distance est nécessaire pour simuler la position approximative de l'implant par rapport au bracelet dans son utilisation normale de la figure 3.1.

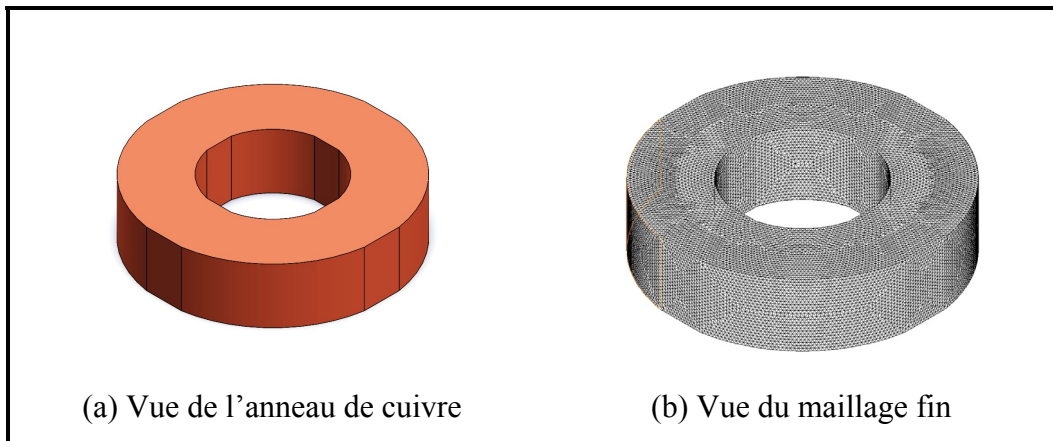


Figure 3.4 Modèle de simulation du transpondeur passif

Pour procéder aux simulations, le logiciel *EMWorks* nécessite la spécification des matériaux composant les structures d'antenne ainsi que les propriétés du milieu dans lequel ils interagissent. Il est nécessaire de désigner des points d'entrée et de sortie du courant d'excitation, son intensité, puis la granularité du maillage. Le processus d'essai itératif de simulation a abouti au fin maillage de la figure 3.4b. Ce tressage permet d'obtenir une résolution suffisante pour d'observer et analyser le courant induit dans la bobine.

Les simulations suivantes sont configurées à une fréquence de 13.56 MHz et avec un courant d'excitation de 1 A traversant l'antenne. Cette valeur de courant est fixée de manière à ce que chacune des simulations utilisent la même référence. L'ordre de grandeur des données obtenues n'est donc pas représentatif de la réalité mais permet tout de même de comparer les propriétés des types de structure d'antenne évalués pour l'alimentation de l'implant. Les simulations prennent place dans un milieu composé d'air. Les enroulements d'antenne sont tous en cuivre et la bobine de réception est toujours située à 1 cm de la paroi de l'enroulement primaire afin de simuler la position de l'implant sous-cutané par rapport au bracelet comme indiqué la figure 3.1.

3.1.1 Format rectangulaire-planaire

Le modèle de la figure 3.5 illustre comment la structure d'antenne rectangulaire est modélisée. Ce modèle est utilisé pour observer l'intensité du champ magnétique généré et la densité de courant induit dans le récepteur.

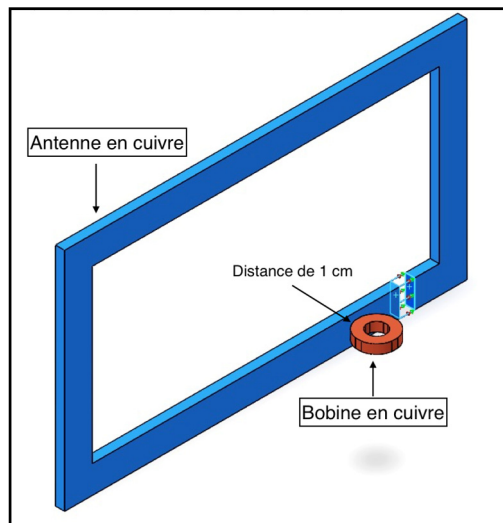


Figure 3.5 Modèle de simulation de l'antenne rectangulaire

La représentation vectorielle de la figure 3.6 illustre le profil de radiation du champ magnétique de l'antenne rectangulaire. Ce type de représentation permet au préalable de visualiser et de comprendre le comportement du champ électromagnétique.

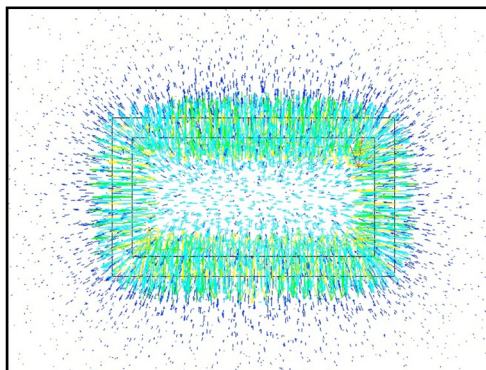


Figure 3.6 Profil de radiation du champ magnétique de l'antenne rectangulaire

La figure 3.7 montre l'intensité du champ magnétique généré par l'antenne. L'échelle chromatique graduée indique une intensité approximative de 29.54 A/m autour de l'anneau de réception.

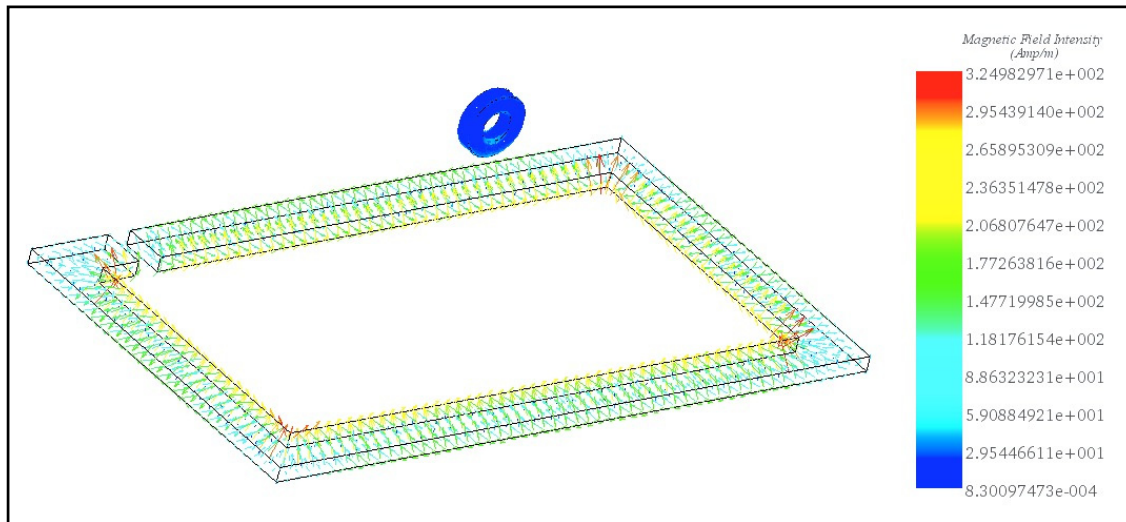


Figure 3.7 Intensité du champ magnétique pour l'antenne rectangulaire

La figure 3.8 illustre la densité de courant qui est induit dans la bobine réceptrice. Selon la légende colorée, la valeur maximale du courant induit est d'environ 80 000 A/m². Il est possible d'observer que la distribution de la densité de courant dans le récepteur n'est pas répartie de manière uniforme. Le fait que le plan de la bobine réceptrice soit perpendiculaire au plan de la structure rectangulaire ne favorise pas l'induction de courant circulant autour de l'anneau. Une prise de mesure obtenue sur le récepteur permet de produire le graphique de la figure 3.15 et de procéder à une analyse détaillée dans la section des comparaisons.

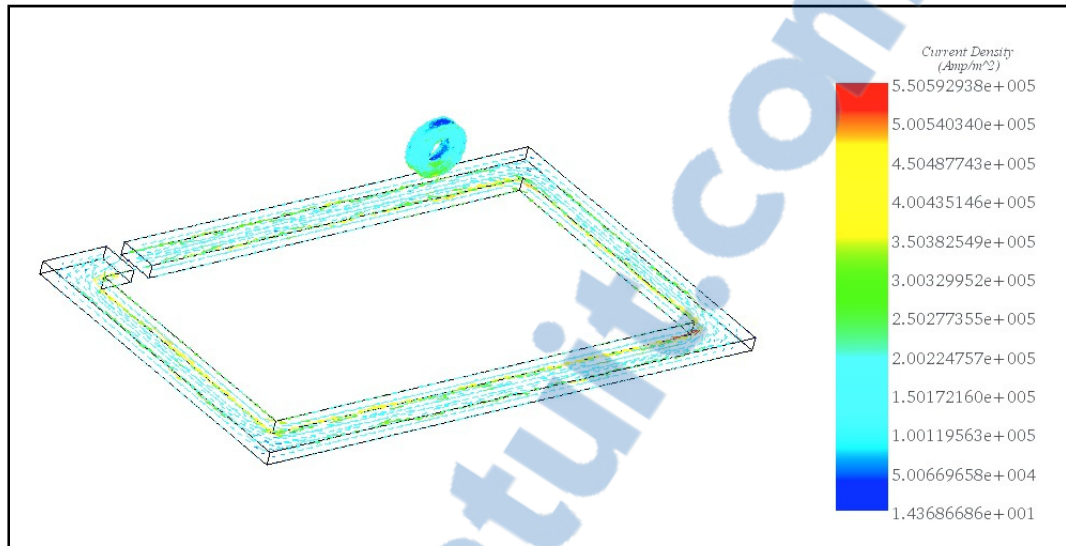


Figure 3.8 Densité de courant pour l'antenne rectangulaire

3.1.2 Format circulaire

Le format d'antenne circulaire contournant l'avant-bras a l'avantage d'être parallèle sur le plan du récepteur et donc optimise l'induction de courant. Le modèle affiché sur la figure 3.9 montre que l'implant peut être placé tout autour de l'avant-bras tant qu'il soit situé à environ 1 cm de la paroi du bracelet, contrairement au modèle rectangulaire qui requiert que le récepteur soit continuellement aligné par rapport à la surface où le circuit sera porté.

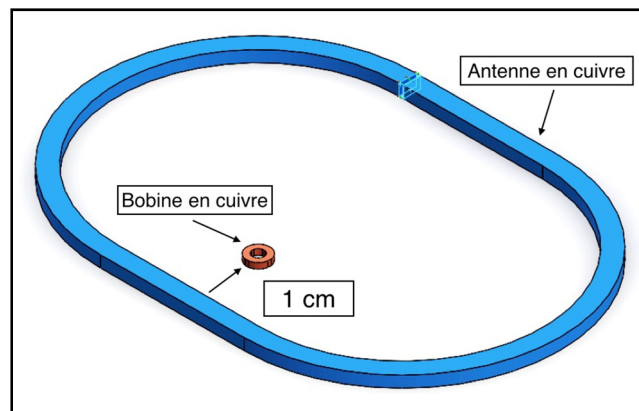


Figure 3.9 Modèle de simulation d'antenne circulaire

La figure 3.10 est une représentation vectorielle de l'intensité du champ magnétique généré par l'émetteur et la densité du courant induit dans le récepteur. Cette figure n'est utilisée que pour illustrer la distribution du champ électromagnétique afin d'avoir une meilleure compréhension du profil et des améliorations possibles dans la conception de cette antenne.

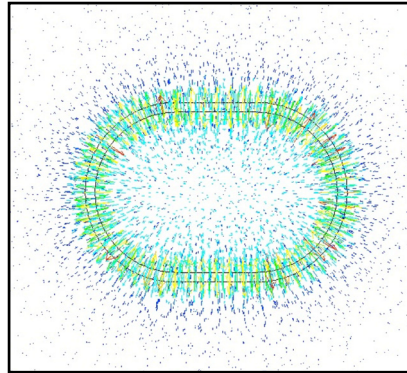


Figure 3.10 Profil de radiation du champ magnétique de l'antenne circulaire

La figure 3.11 indique que l'intensité de champ magnétique perçue par l'anneau récepteur est de 61.1 A/m soit une valeur environ deux fois plus élevée que pour l'antenne rectangulaire.

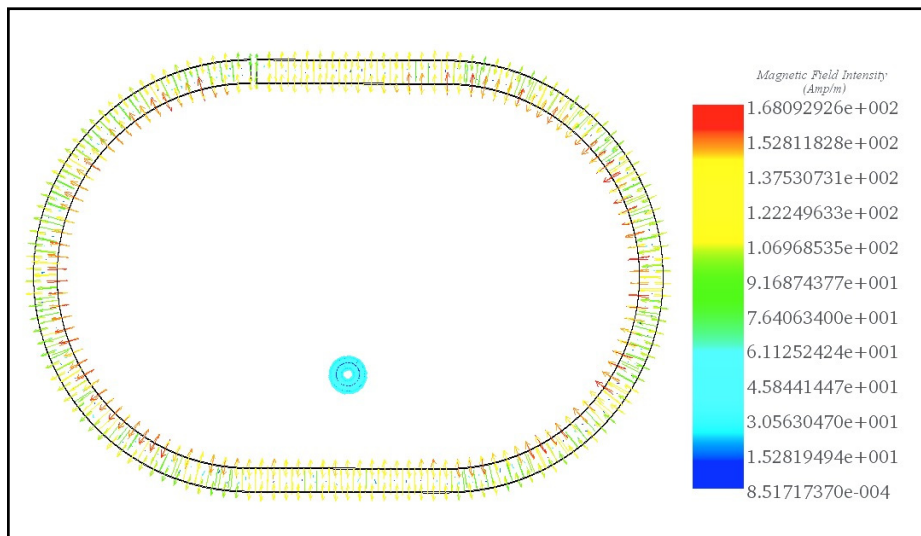


Figure 3.11 Intensité du champ magnétique pour l'antenne circulaire

La différence entre les deux concepts s'illustre surtout à la figure 3.12 où la densité de courant atteint environ 400 000 A/m². Cette densité de courant est répartie uniformément autour de la bobine réceptrice, ce qui est idéal pour l'alimentation du circuit de récolte d'énergie.

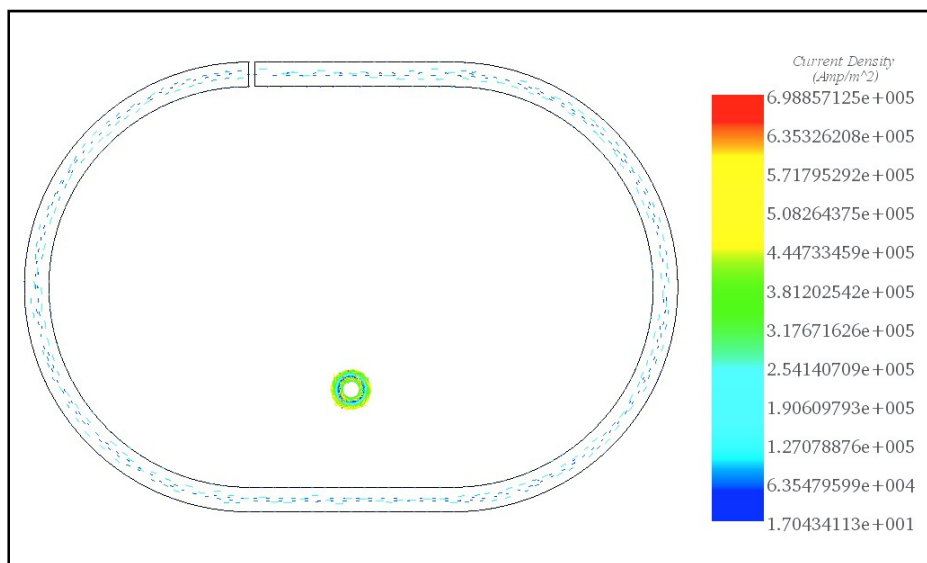


Figure 3.12 Densité de courant pour l'antenne circulaire

3.1.3 Comparaison

Les résultats obtenus démontrent clairement les avantages et inconvénients des différentes structures d'antenne en termes de performance d'induction de courant. La figure 3.15 indique graphiquement que le maximum de courant induit dans la bobine ovale est d'environ 380 000 A/m², soit une concentration 4.7 fois plus élevée que dans l'enroulement rectangulaire à 80 600 A/m². Ce résultat est grandement attribuable au fait que le plan de l'enroulement ovale est positionné parallèlement au plan de l'enroulement du récepteur, ce qui optimise le transfert d'énergie.

La comparaison des résultats des deux types de structure se fait selon la coupe transversale de la figure 3.13 a et b. Une vue rapprochée à la figure 3.14 indique l'axe sur lequel la prise de mesure est effectuée pour obtenir les résultats de la figure 3.15.

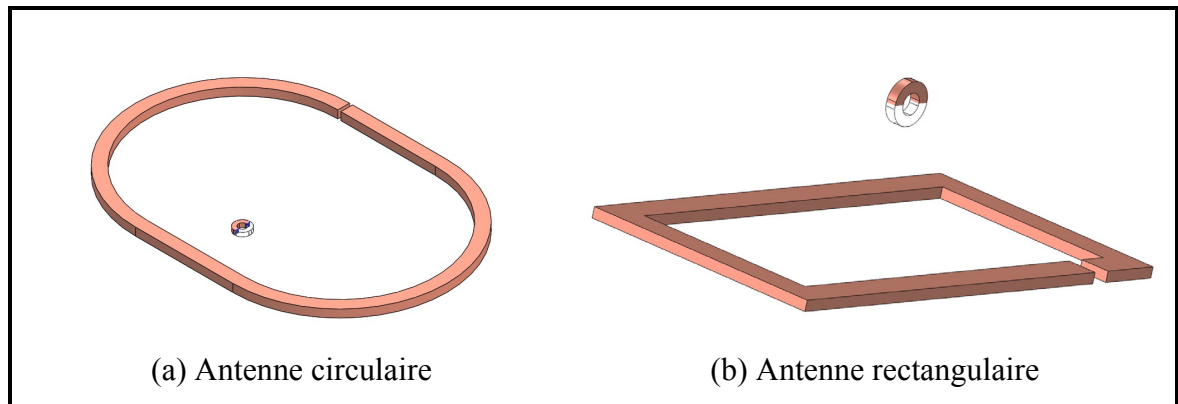


Figure 3.13 Coupe transversale des modèles de simulation d'antenne circulaire

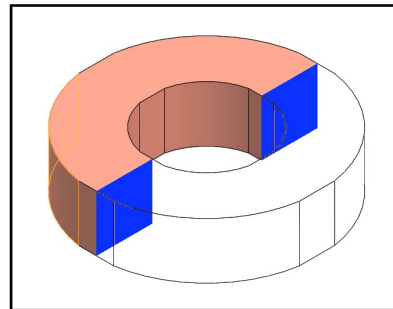


Figure 3.14 Vue rapprochée de la coupe transversale de la bobine réceptrice

La figure 3.15 indique la densité de courant à travers la bobine de réception. Comme prévu, le courant reste en surface donc la zone intérieure est nulle. Le graphique montre aussi qu'à 1 cm de distance, l'antenne circulaire permet une induction plus élevée que l'antenne rectangulaire par un facteur de 4.7.

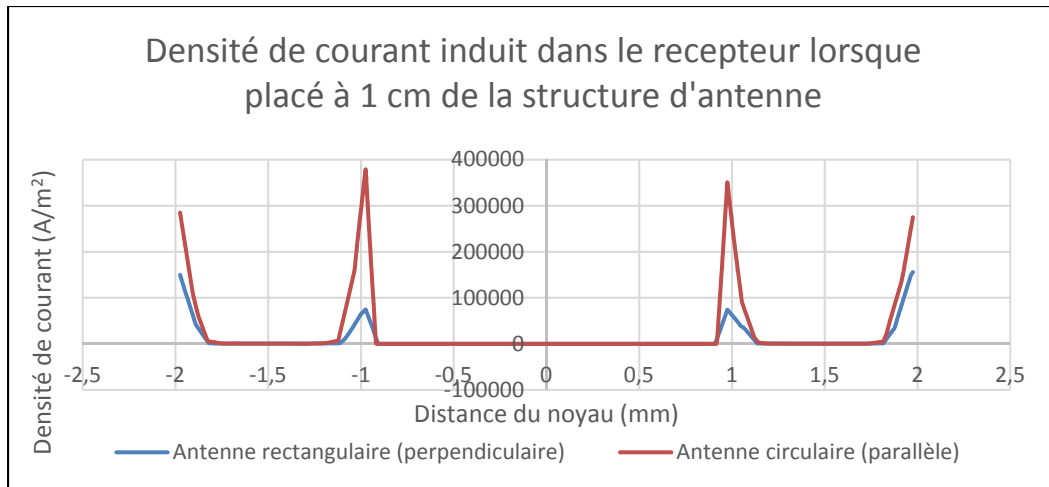


Figure 3.15 Comparaison de la densité de courant induit

Les résultats obtenus sont conformes à la théorie du flux magnétique. La figure 3.16 explique l'effet de l'angle (θ) entre le vecteur du champ magnétique uniforme (\vec{B}) et le vecteur de la surface du récepteur (\vec{A}).

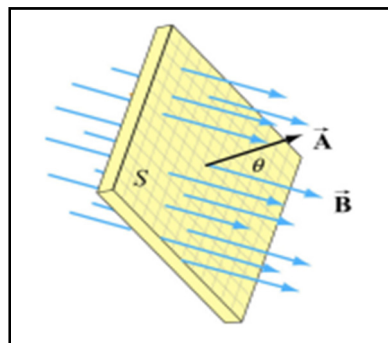


Figure 3.16 Représentation
du flux magnétique

L'équation 3.1 montre que le flux magnétique est directement lié à l'angle entre les deux plans. Le cosinus fait que plus l'angle tend vers 90 degrés, moins le flux magnétique sera intense; l'induction de courant sera moins forte.

$$\Theta_B = \vec{B} \cdot \vec{A} = BA \cos \theta \quad (3.1)$$

La théorie et les résultats de simulation permettent d'affirmer que la structure d'antenne idéale pour alimenter un implant sous-cutané est celle qui fait le tour de l'avant-bras. Deux facteurs majeurs régissent ce choix. Premièrement, la forme d'implant la plus pratique est le cylindre comportant une antenne hélicoïdale englobé d'une capsule de verre. En termes de procédé de fabrication et d'efficacité, ce concept est celui qui nécessite le moins de volume et qui peut être implanté de la manière la plus réaliste. Deuxièmement, l'emplacement prévu pour cet implant est l'hypoderme au niveau de l'avant-bras. Alors, il va de soi que l'implant doit être aligné selon le sens de la longueur du bras, tel qu'indiqué sur la figure 3.17. Il semble instinctif de positionner l'implant cylindrique dans le même axe que les veines afin de simplifier la procédure d'implantation.

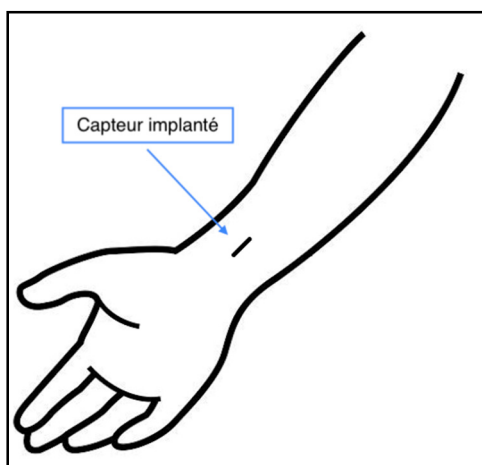


Figure 3.17 Esquisse du positionnement de l'implant dans l'avant-bras

La structure d'antenne contournant le poignet permet de générer un champ magnétique parallèle au récepteur et donc optimise l'induction de courant. Cette forme comporte aussi l'avantage de pouvoir faire pivoter le bracelet autour du poignet tout en alimentant l'implant avec une intensité constante, contrairement à l'antenne rectangulaire qui nécessite d'être bien alignée avec l'implant pour fonctionner. Le seul grand désavantage de cette méthode est le fait que pour retirer le bracelet, l'antenne doit être déconnectée et reconnectée de manière répétée. L'usure causée par cette action conduit inévitablement à une variation d'impédance dans le circuit de transmission affectant ainsi la qualité du transfert de puissance.

3.2 Structures d'antenne de l'implant

3.2.1 Modèle hélicoïdal

L'antenne de forme hélicoïdale présentée sur la figure 3.18a représente le modèle de récepteur qui pourrait être implanté sous la peau. Cette forme permet d'occuper un grand volume afin de récolter le champ magnétique de manière optimale tout en restant de dimension convenable pour être insérée dans une capsule de verre. Ce modèle représente aussi la bobine de droite qui a été testée avec succès. La figure 3.18b représente un noyau ferromagnétique sur lequel est enroulé un très fin fil sur une vingtaine de tour. Cette bobine miniature mesurant 2 x 12 mm a été extirpée d'un implant d'identification commercial.

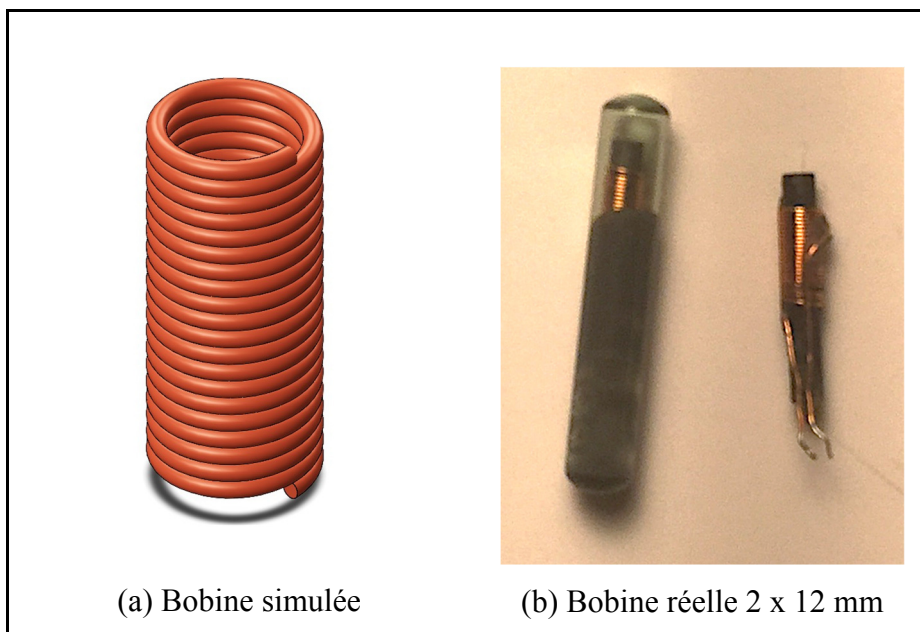


Figure 3.18 Modèle de récepteur hélicoïdal (rayon de 2 mm, 20 tours)

3.2.2 Modèle circulaire avec rayon de 2 mm

Le modèle circulaire de la figure 3.19 est une simplification du modèle hélicoïdal qui permettra de simuler les performances d'induction de courant dans le récepteur sans nécessiter un maillage très complexe. Une simple boucle permettra de simuler certains effets comme l'angle de positionnement et la présence d'un noyau de différents matériaux. Le logiciel de simulation est configuré pour interpréter cet anneau comme un cylindre de 20 spires représentant le modèle hélicoïdal.

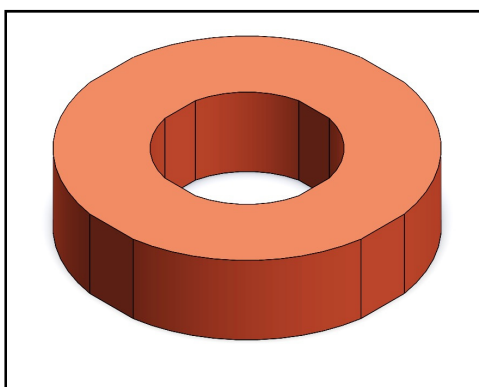


Figure 3.19 Modèle de récepteur circulaire de 2 mm de rayon

3.3 Effet de l'angle entre les plans du bracelet et de l'implant

La simulation suivante a pour but d'observer l'impact de l'angle du récepteur par rapport à la structure d'antenne. Évidemment, la position idéale est celle où l'enroulement primaire est parfaitement parallèle à l'enroulement secondaire. Afin de préciser les axes de rotation utilisés lors de simulations, la figure 3.20 est un schéma de référence identifiant l'axe X en rouge, Y en vert, puis Z en bleu. Les scénarios simulés sont les rotations autour de l'axe Z. L'effet de la rotation par rapport aux 2 autres axes n'est pas très pertinent pour différentes raisons logiques. L'axe Y n'a aucun impact étant donné que le récepteur restera toujours parfaitement parallèle au bracelet. L'axe X n'est pas significatif non plus puisque l'angle entre le bracelet et le récepteur sera fixé au moment de l'implantation.

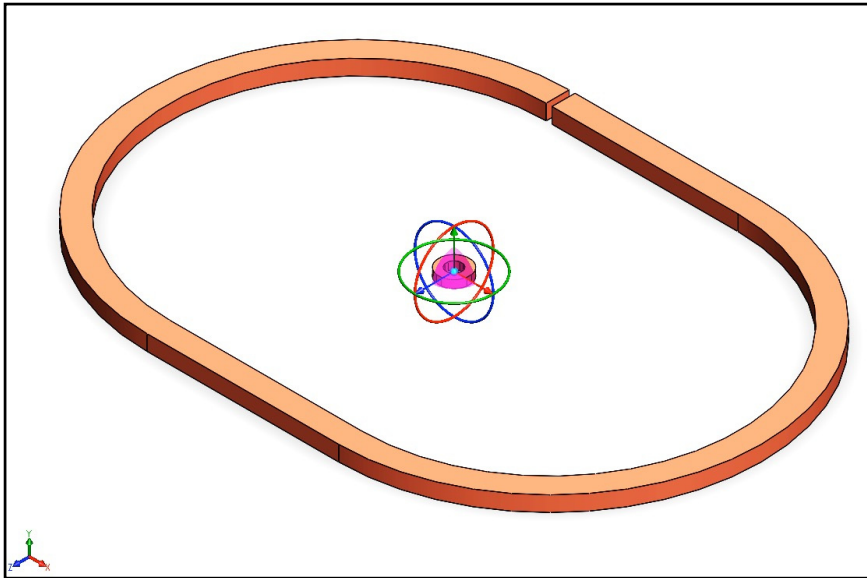


Figure 3.20 Référentiel géométrique des structures d'antennes

3.3.1 Rotation par rapport à l'axe Z

La figure 3.21 indique dans quel axe l'antenne primaire tourne autour du récepteur. Une série de scénarios simule l'effet de la variation de l'angle en passant de 0 à 90 degrés par bonds de 15 degrés.

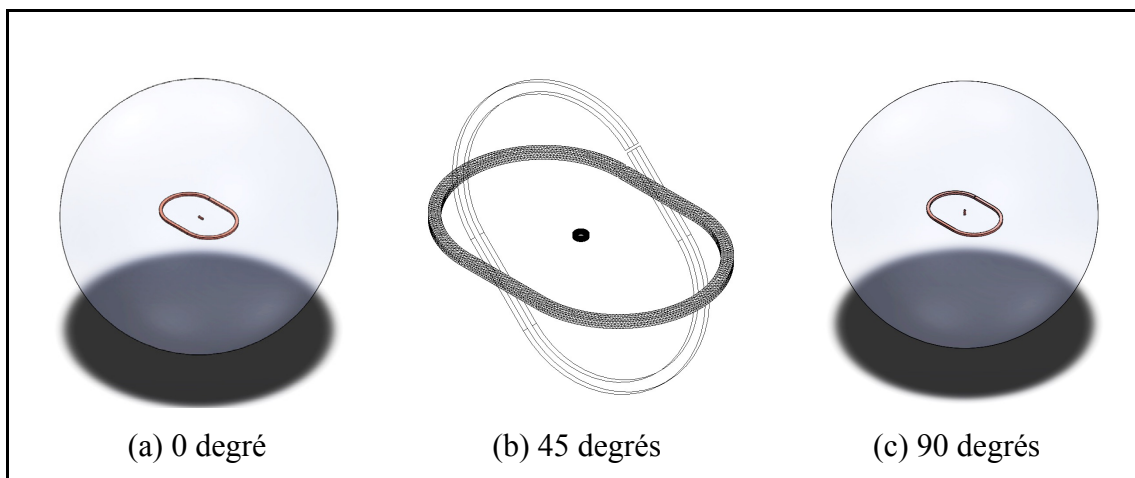


Figure 3.21 Simulation de l'angle de rotation

Ce cas de simulation s'applique surtout dans le contexte où le récepteur est implanté. Il est important de s'assurer que le capteur ne soit pas excessivement sensible à l'angle pour que son fonctionnement soit réaliste.

La représentation vectorielle 3D de l'intensité du champ magnétique sur la figure 3.22 donne un aperçu basique du champ pouvant être récolté par le récepteur. Les régions rouges distinguées sur l'intérieur du cylindre indiquent une forte intensité de champ magnétique spécialement sur la figure 3.22a, qui est parallèle au bracelet.

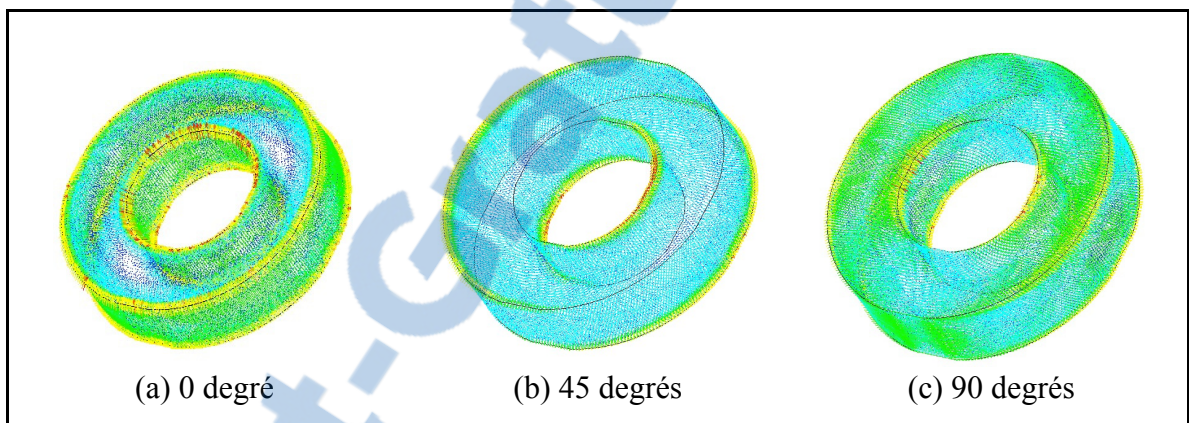


Figure 3.22 Intensité du champ magnétique selon rotation en Z à 0, 45 et 90 degrés

Les effets de l'angle sont subtils sur les représentations vectorielles précédentes et deviennent beaucoup plus clairs en prenant des mesures sur une coupe transversale du récepteur, tel qu'illustré à la figure 3.23.

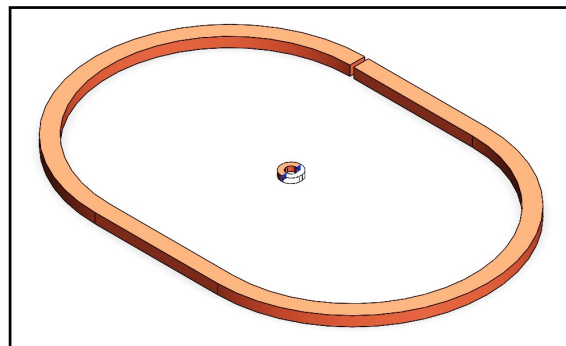


Figure 3.23 Coupe transversale pour prise de mesure

En effet, la figure 3.24 montre une accentuation de l'intensité du champ magnétique remarquable sur les parois du cylindre de réception. En faisant progresser l'angle par rapport à l'axe Z jusqu'à 90 degrés, une nette atténuation de l'intensité du champ magnétique apparaît et va même jusqu'à s'annuler. Il semble à priori évident qu'il est préférable de garder un angle inférieur à 45 degrés pour que le système fonctionne bien.

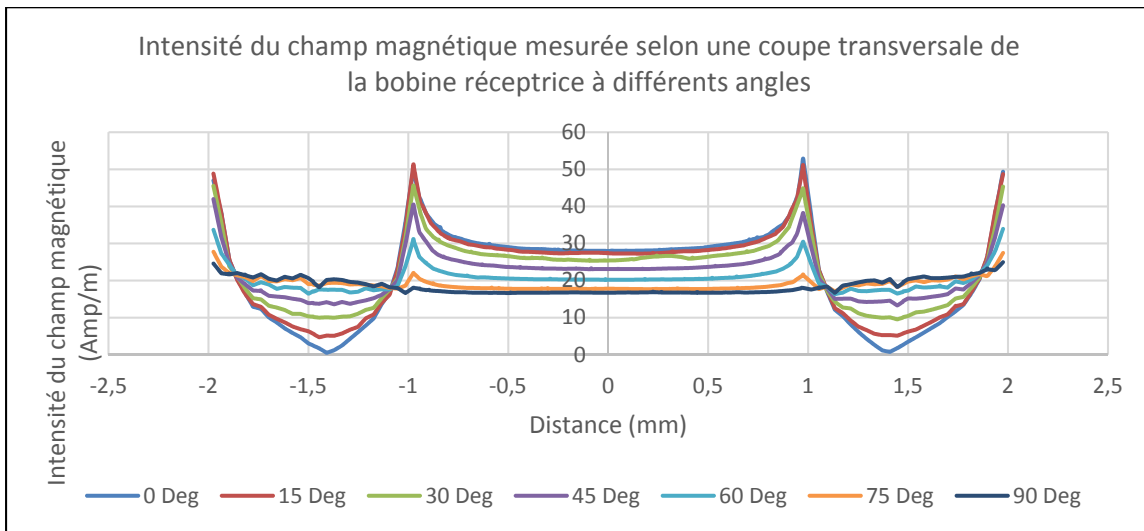


Figure 3.24 Intensité du champ magnétique selon la coupe transversale de la figure 3.23

Pour commencer l'étude de la densité de courant dans le récepteur, les deux images de la figure 3.25 démontrent les effets de l'angle sur l'axe Z. Sur la figure 3.25a, à 0 degré, le courant est très homogène et organisé. Les lignes vertes sur les contours illustrent que le courant en surface circule tout au long du récepteur sans variation notable. Par contre, sur la figure 3.25b, à 90 degrés, le courant comporte énormément de turbulences et semble très hétérogène. Encore une fois, un graphique de coupe transversale permettra certainement de comparer l'effet de la variation d'angle sur l'induction de courant.

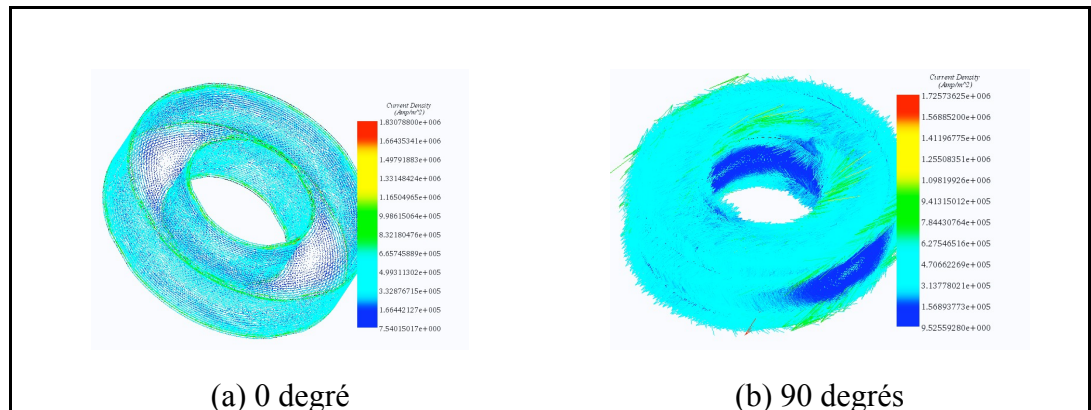


Figure 3.25 Représentations vectorielles de la densité de courant à 0 et 90 degrés

La figure 3.26 démontre qu'en augmentant l'angle de rotation, la densité de courant induit s'atténue progressivement. Ce résultat favorise énormément le fait que l'implant devrait toujours rester parallèle au bracelet.

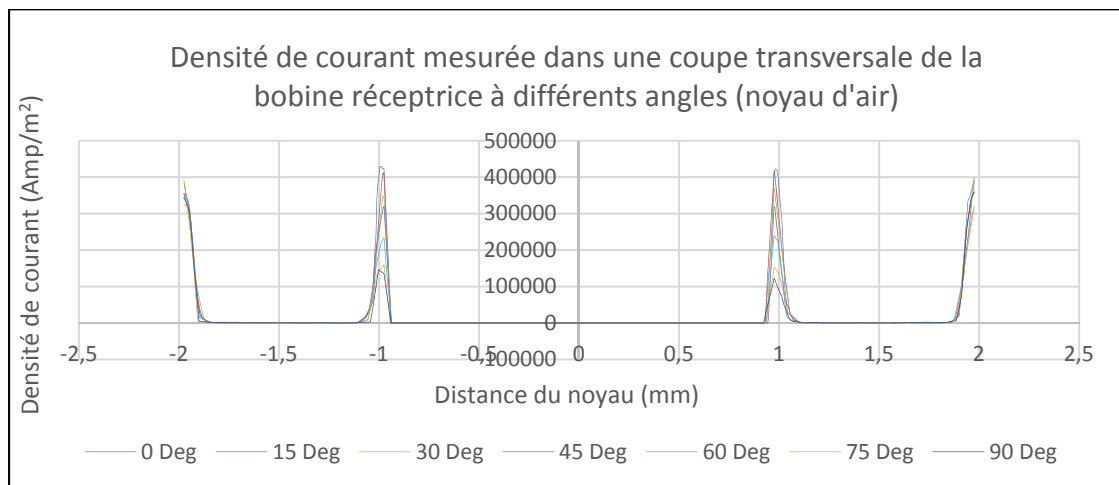


Figure 3.26 Densité de courant selon l'angle

En conclusion aux simulations, il est clair que l'option la plus viable pour la structure d'antenne du bracelet est celle qui fait le tour du poignet. C'est aussi la version qui est la plus pratique et réaliste à porter. Le positionnement de l'antenne de l'implant par rapport à l'antenne du bracelet ovale a un impact majeur sur l'induction mutuelle entre celles-ci. Il faut idéalement que les deux se positionnent selon un plan parallèle afin de maximiser la densité de courant induit.



CHAPITRE 4

CONCEPTION ET RÉALISATION DU BRACELET

Le bracelet occupe la principale fonction de faire le pont entre l'implant et le téléphone intelligent de l'utilisateur. Il alimente le capteur et communique avec celui-ci en générant un champ électromagnétique, puis il fait parvenir les données mesurées au téléphone intelligent via *Bluetooth Low Energy* (BLE). Ce circuit électronique comprend l'intégration de deux modules de communication radio ainsi qu'une source d'énergie interne afin d'être portable et pratique. Une batterie Lithium Polymère (LiPo) et un circuit de recharge par câble USB doivent être intégrés pour assurer le fonctionnement sans-fil. Dans le cadre de ce projet, le principal objectif de conception du lecteur RFID est de générer un champ très concentré dans le plan de son antenne pour l'alimenter l'implant. La

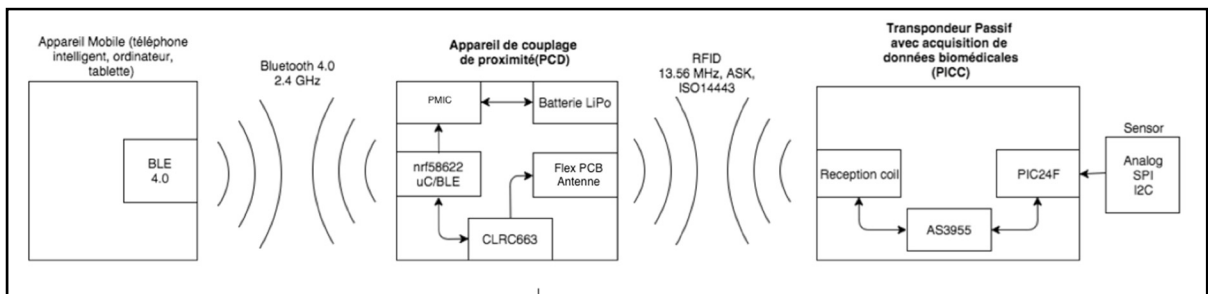


figure 4.1 détaille les circuits intégrés utilisés dans l'implémentation de ce système.

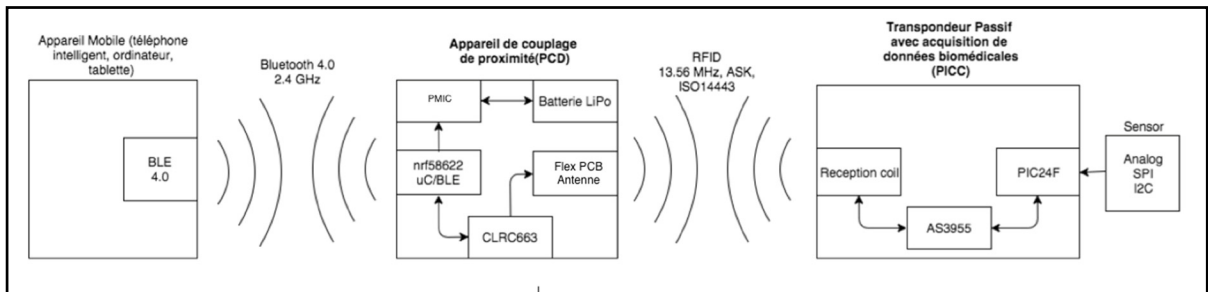


Figure 4.1 Diagramme système détaillé

4.1 Transpondeur RFID

Deux différentes options de structure d'antenne ont été évaluées en simulation. Celle qui semble être la mieux adaptée pour rencontrer les objectifs du projet est la version ovale qui contourne le poignet, tel qu'indiqué à la figure 4.2. L'étape qui suit concerne la conception du circuit qui gèrera l'alimentation et la communication de cette antenne RFID.

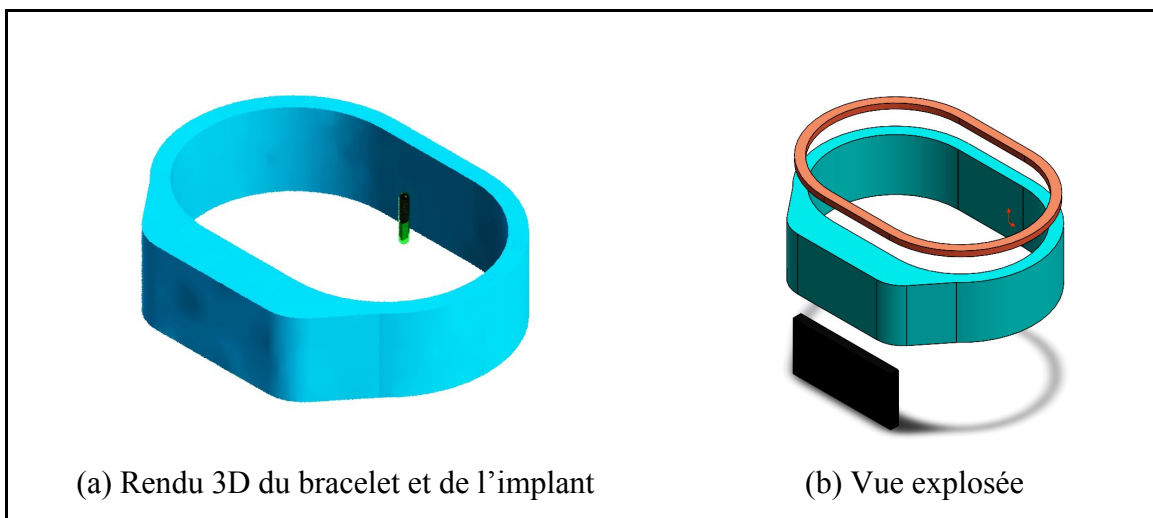


Figure 4.2 Différentes vues du bracelet avec antenne ovale

Le choix du transpondeur est un élément clé dans la conception du bracelet. Pour accélérer le processus de développement, il va de soi qu'il est préférable d'utiliser une solution existante combinant modulateur, démodulateur, amplificateur de puissance et circuit de traitement de signal. L'avantage de ce type de solution est que l'emploi d'un standard déjà établi simplifie énormément l'intégration de composants de différents manufacturiers. Le standard recherché dans ce cas-ci est la norme universelle ISO-14443 (ISO/IEC, 2016) dont les paramètres de communications sont détaillés à la figure 4.3.

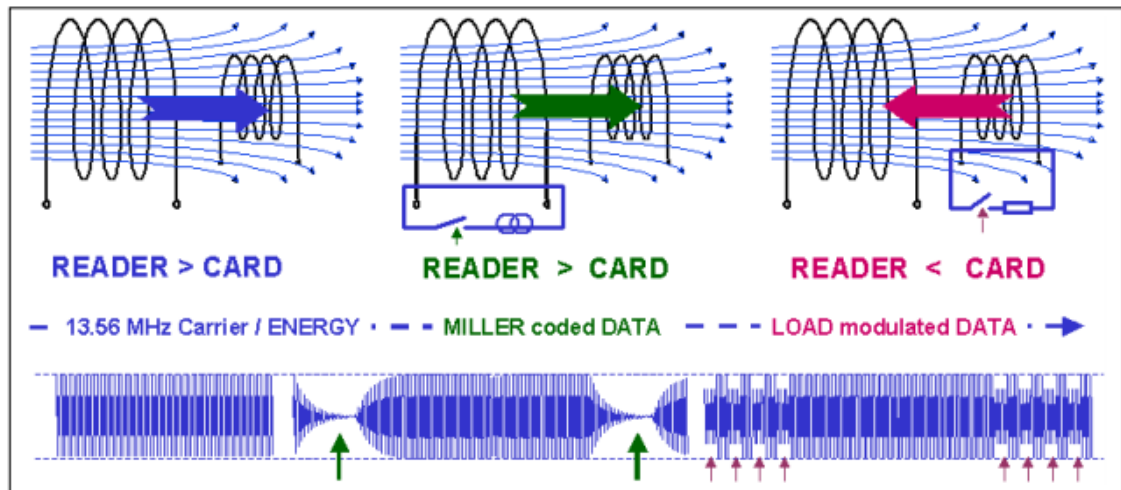


Figure 4.3 Protocole de communication selon ISO-14443
Tirée de NXP (2015)

En résumé, cette norme énonce que la porteuse du signal doit être opérée à une fréquence de 13.56 MHz. Le signal émis du bracelet vers l'implant est modulé en amplitude (ASK) et encodé en *Modified Miller Code*. En réponse, l'implant envoie un signal modulé en *On-Off Keying* (OOK) et encodé en *Manchester*. L'échange de communication est *Half-Duplex*. En d'autres mots, le bracelet interroge la présence d'un tag à proximité, après quoi ce dernier répond en transmettant un identifiant unique. L'échange de message peut ensuite débuter. Les deux entités ne communiquent pas en même temps, mais le bracelet continue d'émettre une porteuse à 13.56 MHz pour garder l'implant allumé pendant que ce dernier transmet sa réponse.

Le tableau 4.1 indique une vaste gamme de transpondeurs commerciaux qui supportent le standard ISO-14443A. Chacun comporte différentes caractéristiques à évaluer. Les critères étudiés sont les protocoles supportés, la fréquence d'opération, la tension d'opération et le courant maximal de l'amplificateur de puissance qui alimente l'antenne.

Tableau 4.1 Choix de transpondeur RFID

Modèle	Fabricant	Protocoles inclus	Fréquence d'opération	Tension d'opération	Courant maximal de l'amplificateur de puissance de l'antenne
TRF7960	Texas Instruments	ISO14443A ISO14443B Felica ISO15693 ISO18000-3 Mifare classic in direct mode	13.56 MHz	2.7-5.5 V	120 mA
TRF7970A	Texas Instruments	ISO14443A ISO14443B Felica ISO15693 ISO18000-3 Peer-to-peer: ISO18092 NFCIP-1 Card Emulation: Mifare classic in direct mode	13.56 MHz	2.7-5.5 V	150 mA
PN533	NXP	ISO14443A ISO14443B Mifare family Felica Reader/writer ISO/IEC 18092 ECMA 340 peer-to-peer	13.56 MHz	2.5V-3.6 V	100 mA
PN532	NXP	ISO14443A/MIF ARE Felica ISO14443B NFCIP-1	13.56 MHz	2.7V-5.4 V	100 mA
PN512	NXP	ISO14443A/MIF ARE Felica ISO14443B NFCIP-1	13.56 MHz	2.5V-3.6 V	100 mA
CLRC663	NXP	ISO14443-A ISO14443-B ISO15693 ISO18000-3	13.56 MHz	3-5.5 V	200 mA

Puisque la plupart de ces circuits intégrés supportent les mêmes standards, le choix est principalement orienté sur la puissance de la sortie d'antenne. Dans cette catégorie, le CLRC663 décline complètement ses rivaux avec un courant maximal de 200 mA à l'alimentation de l'antenne. Cette donnée est spécialement intéressante dans le cadre de ce projet, car la difficulté principale est l'alimentation de l'implant.

L'équation 4.1 indique que l'intensité du champ magnétique (B) est directement proportionnelle au courant (I). Pour générer le champ le plus intense et alimenter l'implant, le choix du transpondeur qui offre le courant le plus fort devient donc évident.

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \quad (4.1)$$

4.2 Adaptation d'impédance

Dans l'objectif de maximiser la puissance radiée par l'antenne, un circuit d'adaptation d'impédance entre la sortie de l'amplificateur de puissance et l'élément inductif de l'antenne doit être calibré de manière à présenter une charge d'environ 25 Ω à la sortie du transpondeur. Cette valeur est proposée par le fabricant, tel qu'indiqué à la figure 4.4. Afin de parvenir à ces résultats, il est nécessaire d'utiliser l'outil illustré à la figure 4.5, soit un analyseur de réseau vectoriel.

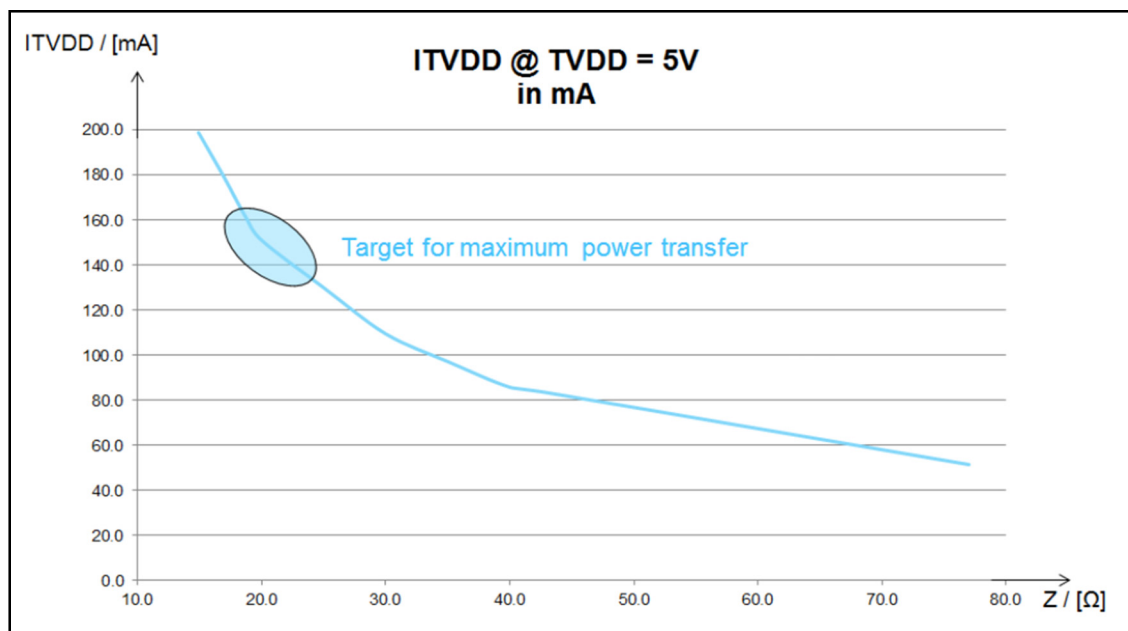


Figure 4.4 Adaptation d'impédance pour transfert de puissance maximal
Tirée de NXP (2015)



Figure 4.5 Analyseur réseau vectoriel
Tirée de mRS (2015)

Cet outil miniature, proposé dans le livre intitulé *RFID : MIFARE and Contactless Cards in Application* (Schalk, 2013), permet de mesurer l'impédance du circuit d'antenne et de la représenter visuellement sur un abaque de Smith. Il existe plusieurs configurations de circuit d'adaptation d'impédance, mais la figure 4.6 est la topologie de circuit d'adaptation d'impédance recommandée par NXP qui sera utilisé pour ce projet. Un processus itératif d'optimisation de l'adaptation est effectué en ajustant les condensateurs $C1$, $C21$ et $C22$. Sur la figure 4.6, la section de gauche en bleu représente le filtre de compatibilité électromagnétique, c'est-à-dire un filtre passe-bas coupant les harmoniques de la porteuse. Ce filtre est nécessaire dans l'utilisation commerciale d'émetteur radio afin de s'assurer que les émissions respectent les régulations fréquentielles en vigueur. La partie de droite, en vert, indique une représentation électrique de la structure d'antenne qui est en fait une simple trace de cuivre représentée électriquement par un condensateur en parallèle avec une résistance et une bobine en série. La partie du milieu, en orange, est celle sur laquelle s'appliquent les ajustements essentiels à l'adaptation d'impédance.

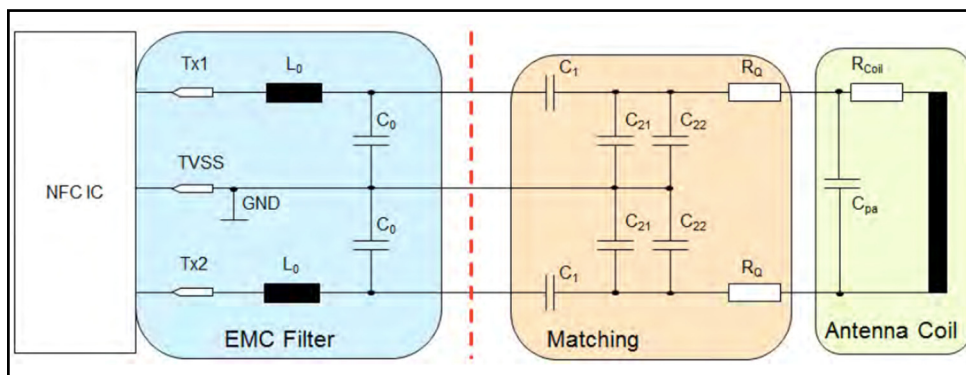


Figure 4.6 Circuit d'adaptation d'impédance
Tirée de NXP (2015)

La figure 4.7 indique la mesure de l'impédance présentée à la sortie de l'amplificateur avant d'avoir installé les condensateurs d'adaptation d'impédance. Le marqueur configuré à 13.56 MHz se trouve dans la région capacitive et présente une impédance à l'écart de l'objectif d'environ 25 Ω résistif proposé par la figure 4.4.

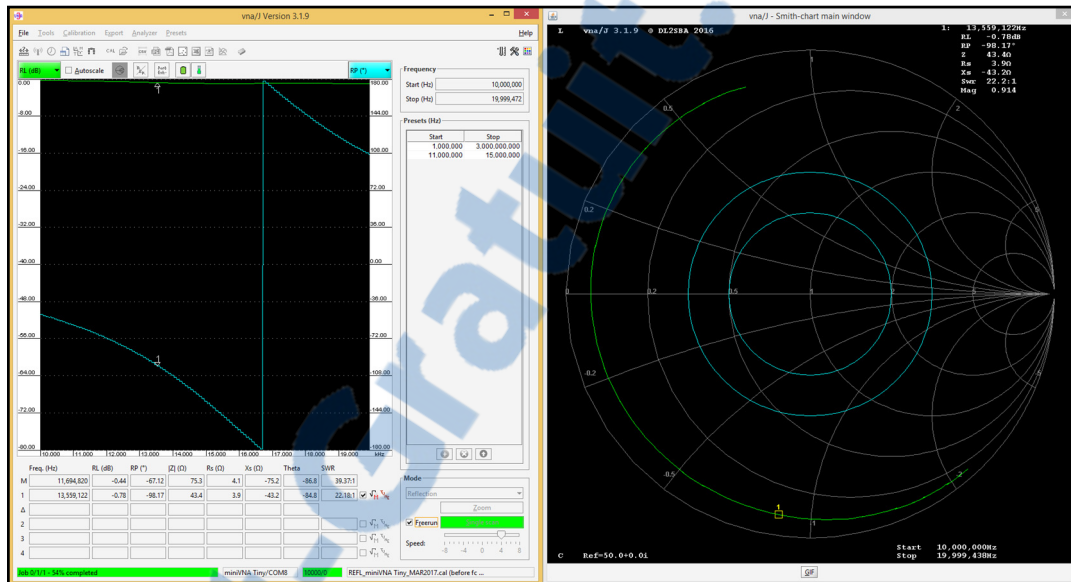


Figure 4.7 Impédance de l'antenne avant mise au point ($Z = 43.4 \Omega$, $R_s = 3.9 \Omega$)

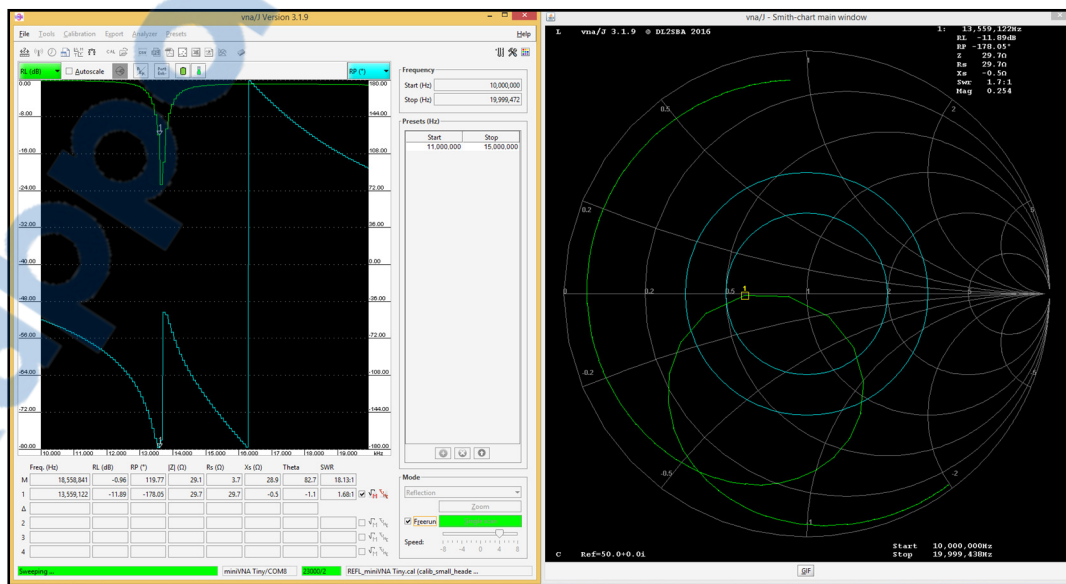


Figure 4.8 Impédance de l'antenne après la mise au point ($Z = 29.7 \Omega$, $R_s = 29.7 \Omega$)

L'abaque de Smith de la figure 4.8 indique que l'adaptation d'impédance est complétée puisque le marqueur se positionne à 13.56 MHz, soit sur la ligne du centre à environ 29Ω résistif. C'est le point désiré pour un transfert de puissance optimal selon le manufacturier du transpondeur (NXP, 2015). Ce résultat a été obtenu en altérant la valeur des condensateurs $C1$, $C21$ et $C22$ de la figure 4.6. Voir l'annexe I pour le schéma électrique détaillé.

4.3 Conception du système d'alimentation

La source d'alimentation principale du bracelet est une batterie lithium polymère permettant l'opération complète du système sans-fil. Cette dernière est composée d'une seule cellule dont la tension nominale est de 3.7 V. Cette technologie de batterie est favorisée pour sa haute densité d'énergie par unité de volume étant donné qu'elle sera utilisée de manière portative.

L'élément qui consomme le plus sur le circuit est l'amplificateur de sortie du transpondeur, consommant environ 150 mA avec l'adaptation d'impédance obtenue. L'équation 4.2 présente un simple calcul de consommation de puissance réelle par ce module selon la résistance (R) de l'antenne et le courant (I) qui y circule. Ensuite, le calcul 4.3 indique la capacité totale de la batterie en multipliant sa tension nominale (V) par sa capacité (Ah). Selon les valeurs obtenues avec l'équation 4.2 et 4.3, il est possible de trouver la durée totale possible d'alimentation en continue avant que la batterie se décharge totalement. L'équation 4.4 détermine la durée d'alimentation totale selon la consommation du transpondeur RFID. L'équation 4.5 converti ensuite le temps en heure à un temps en seconde.

$$P_{RFID} = RI^2 = 29\Omega * 0.15^2 A = 0.65 W \quad (4.2)$$

$$Ph_{bat} = V * Ah = 3.7V * 0.5 Ah = 1.85 Wh \quad (4.3)$$

$$T_{décharge} = \frac{Ph_{bat}}{P_{RFID}} = \frac{1.85 Wh}{0.65 W} = 2.83 h \quad (4.4)$$

$$2.83 h = 2.83 * 3600 sec = 10206 secondes \quad (4.5)$$

L'équation 4.6 permet d'estimer combien de cycles de mesure peuvent être effectués si le temps d'activation total de l'implant nécessite que le transpondeur soit allumé pendant 2 secondes. En présumant que le bracelet prendra une mesure de température à chaque intervalle de 30 secondes. L'équation 4.7 indique de manière réaliste le temps de décharge complet de la batterie selon l'utilisation périodique du système.

$$\frac{10206}{2} = 5103 \text{ cycles de mesures} \quad (4.5)$$

$$T_{\text{décharge}} = 5103 \text{ cycles} * 30 \text{ sec} = 153103 \text{ sec} = 42.5h \quad (4.6)$$

En résumé, la capacité de la batterie (500 mAh à 3.7 V) indique qu'elle peut fournir 1.85 Watts en continu pendant une heure, donc elle peut alimenter le transpondeur à pleine puissance pendant 2.83 heures ou 10206 secondes. Considérant que 2 secondes de traitement sont nécessaires à échantillonner et traiter une mesure de température, un total de 5103 cycles sont possibles sur une seule charge de batterie. Le bracelet pourra donc effectuer des mesures de température de manière continue pendant approximativement 42.5 heures avant d'être rechargé. Cette durée de batterie est suffisante pour l'atteinte des objectifs de ce projet. Elle peut éventuellement être améliorée simplement en utilisant une batterie de plus grande capacité.

À propos du circuit de recharge, la source externe fournit de l'énergie à travers un connecteur USB micro. L'utilisation de ce connecteur est pratique puisqu'il sert aussi de port de communication de données et de débogage lors du développement du code embarqué. Le circuit de recharge peut fonctionner en même temps que le bracelet poursuit ses opérations normales. Ainsi, le cycle de prise de mesure n'est pas nécessairement interrompu.

4.4 Conception du système de communication usager sans-fil

Le circuit NRF51822 du manufacturier Nordic Semiconductor incorpore un microcontrôleur d'architecture ARM cortex-M0 à très faible consommation et un module radio BLE. Il répond aux exigences minimalistes de budget énergétique, de traitement de données, de mémoire et de modules de communication numérique.

Il contient 256 kB de mémoire flash pour stocker le programme, puis 128 kB pour retenir une quantité estimée d'environ 32 000 prises de mesures de température, ce qui correspond à environ 200 heures d'enregistrement. Afin de permettre une prise de données non interrompues, un mécanisme de téléversement de celles-ci est mis en place pour que les mesures soient transférées à une base de données dès que l'appareil est connecté par Bluetooth.

L'antenne nécessaire au fonctionnement du Bluetooth consiste en une mince et courte trace d'environ 2 cm de longueur apposée sur la surface de la carte électronique. La conception de cette antenne suit les recommandations du manufacturier. Dans le cadre de ce projet, la performance de l'antenne n'est pas spécialement optimisée, elle permet tout de même de communiquer à plusieurs mètres de distance de manière stable et constante. La figure 4.10a illustre cette antenne en forme de « L » à droite du circuit.

4.5 Développement et débogage

Le microcontrôleur contient un port sériel asynchrone (UART), celui-ci est configuré de manière à servir d'outil de débogage pendant le développement. À cet effet, un bouton et une LED ont aussi été ajoutés au circuit. Ces éléments permettent d'indiquer différents statuts du code et de le stimuler facilement. La figure 4.9 affiche l'outil de programmation JLINK permettant de programmer le microcontrôleur via le bus et le protocole JTAG.



Figure 4.9 Outil de programmation JTAG
Tirée de Segger (2017)

4.6 Forme du lecteur

La forme mécanique du prototype est conçue de manière à simuler un bracelet pouvant contourner le poignet. Pour la réalisation de la preuve de concept, la section du circuit électronique est adjacente à l'antenne RFID, mais en réalité, cette section doit être superposée de façon à être à plat sur la surface de l'avant-bras. Par souci de simplicité de fabrication, la forme suivante a été matérialisée. Les mesures indiquant 24.0 mm x 36.6 mm sur la figure 4.10a montrent la superficie finale qui pourra être utilisée une fois que les composantes de test, de programmation et de débogage seront retirées.

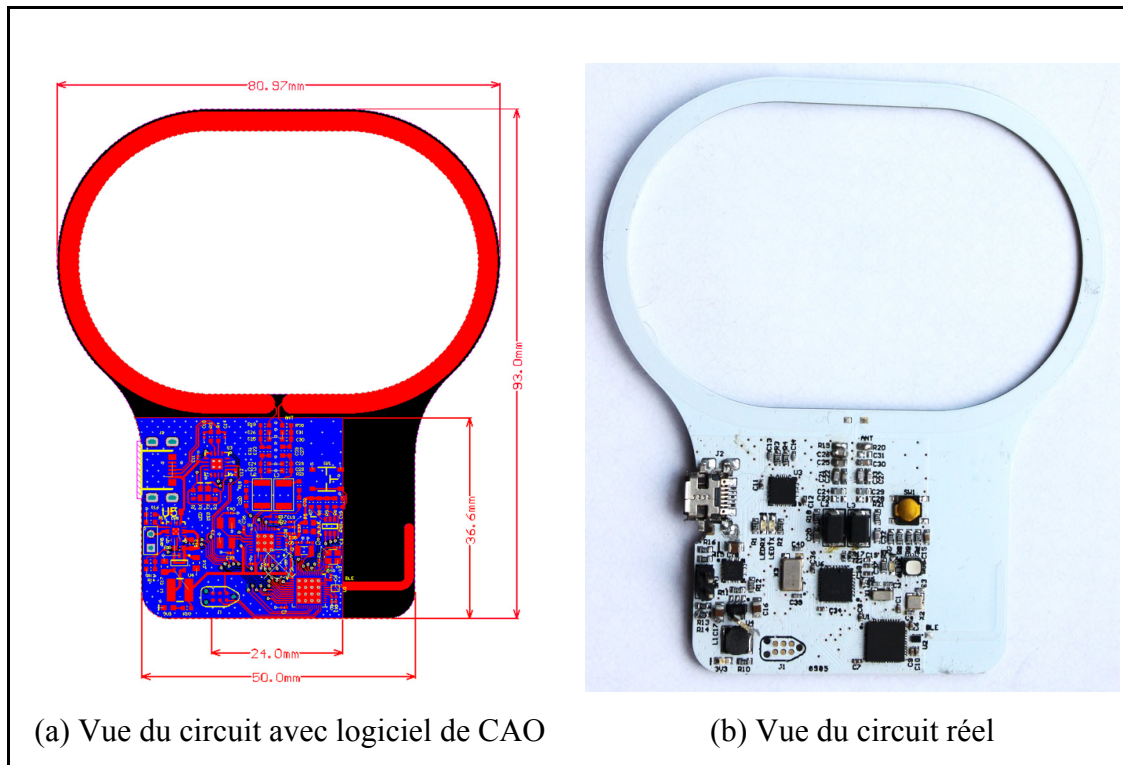


Figure 4.10 Conception logicielle du circuit du bracelet, vue électronique et 3D

La conception de ce circuit et sa réalisation donnent un bon aperçu des dimensions que prendra le bracelet. Les tests conduits au sixième chapitre démontrent que l'antenne BLE et l'antenne RFID sont fonctionnelles. Le chapitre huit, portant sur l'analyse des résultats, permet d'évaluer les performances obtenues. Le schéma électrique final du bracelet est disponible à l'annexe I.

CHAPITRE 5

CONCEPTION ET RÉALISATION DU CAPTEUR IMPLANTABLE

La conception du capteur implantable comprend l'utilisation de plusieurs circuits intégrés commerciaux qui pourront éventuellement, hors du cadre de ce projet, être unifiés en un seul circuit intégré miniaturisé. L'élément principal de la conception de l'implant est la capacité de récolter de l'énergie électromagnétique pour alimenter le circuit d'acquisition de données. Un circuit existant, soit l'AS3955 (AMS, 2017) du fabricant Austria Microsystems, agit à titre de transpondeur RFID ISO-14443 tout en procurant des fonctions de récolte d'énergie et de régulation de tension. Ce circuit sera donc complété d'un microcontrôleur à faible consommation, d'un capteur de température et d'une antenne qui ensemble formeront le capteur implantable.

Le diagramme bloc de la figure 5.1 identifie les modules composants l'AS3955. Chacun de ceux-ci a un rôle crucial dans le projet et sera expliqué dans les prochains paragraphes.

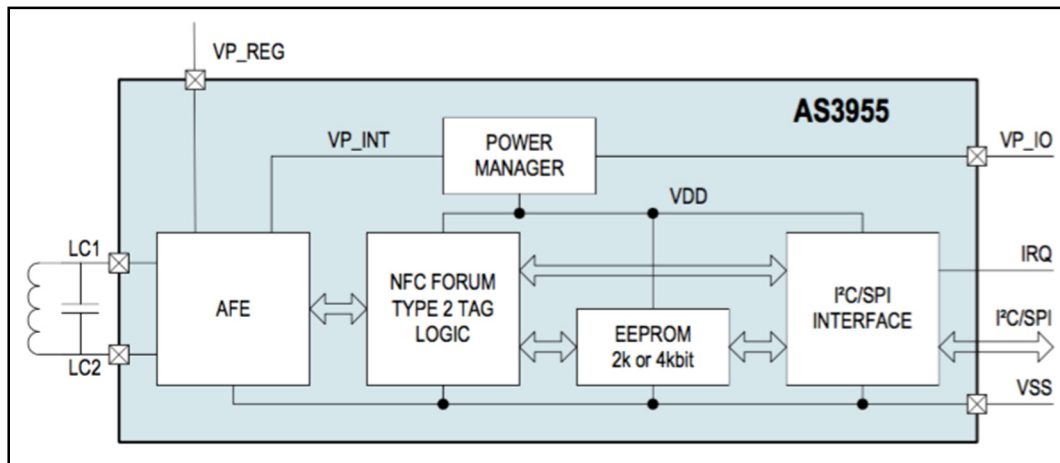


Figure 5.1 Diagramme bloc AS3955
Tirée de AMS (2017)

5.1 Récolte d'énergie (*Energy harvesting*)

Le circuit de récolte d'énergie de l'AS3955, combiné avec une antenne, permet de fournir une alimentation auxiliaire de 5 mA à 4.5 V. La tension de régulation est ajustable de 1.8 V à 4.5 V et est configurée de manière logicielle à 3.3 V pour alimenter le microcontrôleur dans utilisé pour ce projet. La tension régulée est disponible sur la sortie VP_REG du diagramme bloc. L'ajustement de la tension de sortie se fait par commande sur le bus d'interface SPI.

À son entrée dans un champ magnétique, un courant est induit dans la bobine de l'antenne et une tension est générée aux bornes du circuit de récolte d'énergie. Le transfert d'énergie se fait exactement comme dans un transformateur conventionnel, mais dans ce cas-ci, le noyau est de l'air plutôt qu'un matériau ferromagnétique. La tension alternative reçue est donc redressée et régulée en une alimentation DC permettant ainsi d'allumer le système auxiliaire de traitement et d'acquisition de données.

5.2 Traitement de signal et interface capteur

Plusieurs modèles de microcontrôleurs sont convoités au cours de ce projet. Tel qu'indiqué dans le diagramme bloc de la figure 5.2, la version initiale du prototype est conçue avec un microcontrôleur de la famille PIC24 du fabricant Microchip. Cette décision est basée sur le fait que c'est un microcontrôleur de faible consommation et de petite taille qui contient principalement un circuit d'ADC, un port SPI et un port UART. Il est aussi important de mentionner qu'il a une architecture standard et un jeu d'instruction compatible avec la plupart des compilateurs, ce qui facilite énormément la tâche de réaliser une preuve de concept.

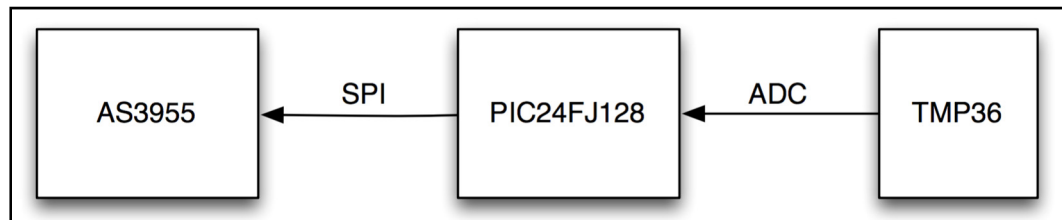


Figure 5.2 Modules internes du capteur

5.3 Utilisation de la mémoire EEPROM

Afin de transmettre les données du capteur via l'interface NFC, le microcontrôleur place d'abord la nouvelle donnée acquise dans une case mémoire de l'EEPROM auquel il a accès via l'interface sérielle synchrone (SPI). Une fois enregistrée, l'information peut être lue via l'interface NFC par un appareil externe qui demande à lire cette adresse spécifique en mémoire. Un mécanisme de protection de lecture/écriture est fourni avec l'AS3955 et est configuré de manière à ce que le microcontrôleur ait toujours la priorité sur l'interface radio pour l'accès à la mémoire. Ainsi, il est possible de s'assurer que la valeur écrite en mémoire ne soit jamais corrompue par un lecteur RFID externe. Chaque nouvelle donnée disponible provoque aussi l'incrément d'un compteur en mémoire pouvant être utilisé par le lecteur pour s'assurer qu'une nouvelle lecture est bel et bien disponible.

5.4 Mesure de la température

La mesure de la température corporelle contribue grandement au diagnostic d'un patient. Tel qu'expliqué dans le chapitre de revue de littérature, une mince variation de température peut même faire la différence entre la vie et la mort. Le corps se tient généralement entre 35 et 40 °C. Le consensus médical selon les données recueillies à la section 1.3.1 indique qu'une précision absolue de 0.1 °C est généralement acceptable. Cette contrainte de précision joue un rôle important sur le choix du capteur. Puis, il faut prendre en compte que ce dernier doit être à la fois de format miniature et qu'il puisse communiquer ses données à travers une interface compatible avec un microcontrôleur.

Le capteur de type thermistor du modèle LMT70 correspond au candidat recherché. Ce dernier procure une précision de mesure de $\pm 0.05\text{ }^{\circ}\text{C}$ entre 20 et $42\text{ }^{\circ}\text{C}$, il peut être opéré avec une tension d'alimentation variant de 2 à 5.5 V et communique par signal analogique. Le choix de cette interface de communication plutôt qu'un bus numérique tel que l'I2C permet de rétrécir la surface de circuit nécessaire en utilisant moins de traces et d'éléments passifs secondaires, comme des résistances *pull-up*. Il est aussi à noter que ce capteur est de format miniature (BGA $2 \times 2\text{ mm}$) et qu'il n'occupe que $0.88 \times 0.88\text{ mm}$. En termes de budget énergétique, il est aussi idéal étant donné qu'il ne consomme que $9.2\text{ }\mu\text{A}$ lorsqu'il est activé.

Les données mesurées par ce capteur doivent être soumises à une équation mathématique fournie par le fabricant afin d'atteindre les performances promises. Une équation du premier degré peut d'abord être utilisée pour approximer la valeur de température, tel qu'illustré sur la figure 5.3, mais cette technique n'est pas idéale pour atteindre les résultats optimaux en termes de précision. Par contre, une table d'interpolation de référence est aussi fournie par le fabricant et cette dernière permet d'obtenir des résultats acceptables pour la plage de température nécessaire à l'application sur le corps humain.

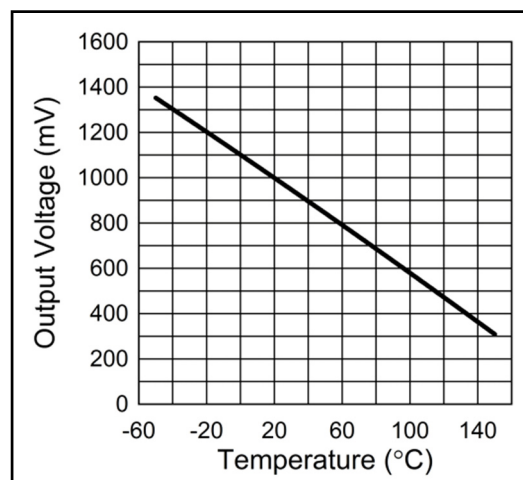


Figure 5.3 LMT70 fonction de transfert linéarisée de sortie
Tirée de Instrument (2015)

À la première version du prototype, la variation de la tension régulée cause des erreurs de mesure au niveau du capteur de température. Cette instabilité est principalement due au fait que l'alimentation du capteur est très bruitée. Un problème prévisible spécialement parce que les traces reliant la sortie du capteur et l'entrée de l'ADC sont plutôt longues et favorisent l'induction. Cette défaillance est accentuée par le fait que l'ADC du microcontrôleur de type PIC24 n'utilise pas de référence de tension fixe interne. Il fonctionne plutôt en utilisant la tension d'alimentation en tant que référence. Puisque celle-ci varie énormément, des données erronées sont produites. Le remplacement du PIC24 par un microcontrôleur de type EFM8SB1 résout le problème étant donné que ce dernier maintient une tension de référence fixe qui est protégée contre les variations sur l'alimentation. Ces deux microcontrôleurs sont équipés d'un module de conversion numérique-analogique de 10 bits fonctionnant selon le concept de *Successive-Approximation-Register* (SAR). Cette technologie est idéale dans ce cas étant donné que le signal à mesurer varie très lentement et que l'ensemble du module d'acquisition consomme très peu d'énergie pour fonctionner.


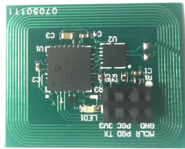
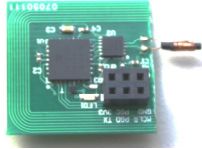
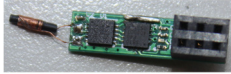
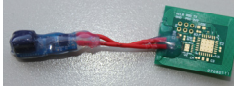
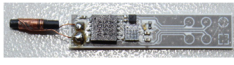
5.5 Géométrie du capteur et prototypes

L'idée générale dernière la conception du capteur est que celui-ci doit contenir le minimum de composantes électroniques afin de pouvoir le miniaturiser au maximum. Cette tâche se facilite en redistribuant la fonction de traitement des données à une unité de calcul externe plus puissante qui n'a pas d'aussi fortes contraintes de volume ou d'alimentation, soit le bracelet.

L'AS3955 détient plusieurs fonctionnalités qui en font un excellent candidat en tant que transpondeur RFID pour ce projet. En termes d'occupation de volume, ce circuit est offert dans différents formats, le plus petit étant le *Wafer level chip scale packaging* WLCSP totalisant un volume de 1.4 x 2.1 x 0.6 mm. En se basant sur cette composante, une évolution de prototypes est développée. Le tableau 5.1 illustre l'évolution de ceux-ci.

5.6 Étapes de miniaturisation

Tableau 5.1 Évolution des prototypes

Description	Circuit	Image réelle et circuit 2D
Circuit de développement d'AMS Electronics : Antenne située à une distance d'environ 10 cm du microcontrôleur, relié par un câble. Ce circuit permet de valider qu'un microcontrôleur peut être allumé par un champ généré avec une antenne de la taille d'un bracelet.	AS3955 PIC24F128G	
Proto #1 : L'antenne encercle maintenant le circuit du microcontrôleur. Cet essai permet de valider que malgré une forte induction en son centre, le circuit du microcontrôleur demeure fonctionnel. Cependant, en éloignant le circuit de la source, la tension s'abaisse et la mesure de température devient variable selon l'induction. C'est probablement dû au fait que l'ADC utilise la tension d'alimentation comme référence et celle-ci oscille beaucoup.	AS3955 PIC24F128G TMP36	
Proto #2 : L'antenne entourant le circuit est à présent sectionnée et remplacée par une antenne hélicoïdale d'implant miniature. Cet essai permet d'observer que malgré le volume réduit de l'antenne, le bracelet réussit à l'allumer. La distance d'opération est cependant réduite à un maximum de 1 cm. Le capteur de température TMP36 n'offre pas une précision suffisante. La prochaine version utilisera plutôt le LMT70.	AS3955 PIC24F128G TMP36	
Proto #3 : Nouveau microcontrôleur (EFMSB1) et taille de circuit réduite. Cette version permet d'observer que le problème de variation de mesure d'ADC est réglé grâce à la tension de référence fixe du microcontrôleur.	AS3955 EFM8SB1 LMT70	
Proto #4 : Même circuit que le prototype #3, mais scellé de manière à pouvoir être submergé. L'antenne utilisée est celle du proto #1. Cette antenne permet au circuit de s'allumer à une plus grande distance, elle est donc idéale pour la prise de mesure submergée. Le nouveau capteur de température LMT70 à haute précision est utilisé pour la prise de mesures présentée dans le chapitre des résultats.	AS3955 EFM8SB1 LMT70	
Proto #5 : Version LTCC du proto #3 de taille réduite. Ce circuit n'a malheureusement pas pu être assemblé correctement et ne fonctionne donc pas. Cependant, la méthode de fabrication démontre un potentiel énorme pour intégrer des composantes passives à même sa structure.	AS3955 EFM8SB1 LMT70	

Sur la figure 5.4, l'élément de gauche représente le prototype #1 du circuit de l'implant. Il incorpore l'antenne, le transpondeur, le microcontrôleur et le capteur de température sur une surface de 20 x 25 mm. L'élément à droite représente la taille d'un implant sous-cutané commercialement disponible, prenant la forme d'un cylindre de 2 x 12 mm. Les deux types de bobines sont celles qui ont été modélisées afin de simuler leurs caractéristiques et performances.

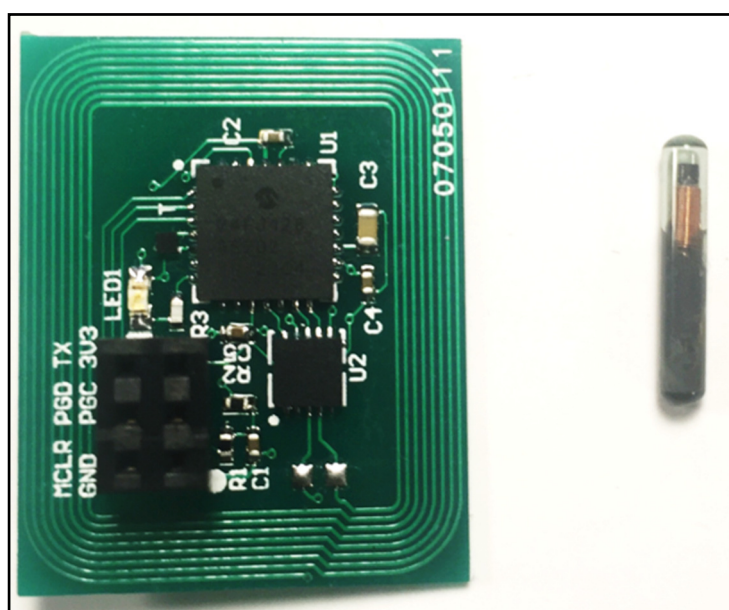


Figure 5.4 Prototype initial et implant d'identification

Les vues 2D et 3D de la figure 5.5 illustrent différentes vues du prototype #1. Celui-ci consiste en un circuit de 2 couches de cuivre superposées entre lesquelles se trouve un substrat de fibre de verre (FR4) d'une épaisseur de 1.2 mm. Un des principaux facteurs d'incertitudes avec cette version est le fait que les puissantes lignes de champ qui traversent le centre du circuit peuvent induire des courants parasites sur les différentes lignes de communication du microcontrôleur. Les résultats initiaux démontrent pourtant le contraire. En présence du champ électromagnétique, l'implant est demeuré allumé en continu pendant près d'une heure sans la moindre interruption de service. D'ailleurs, les mesures sont stables et précises tout au long du processus.



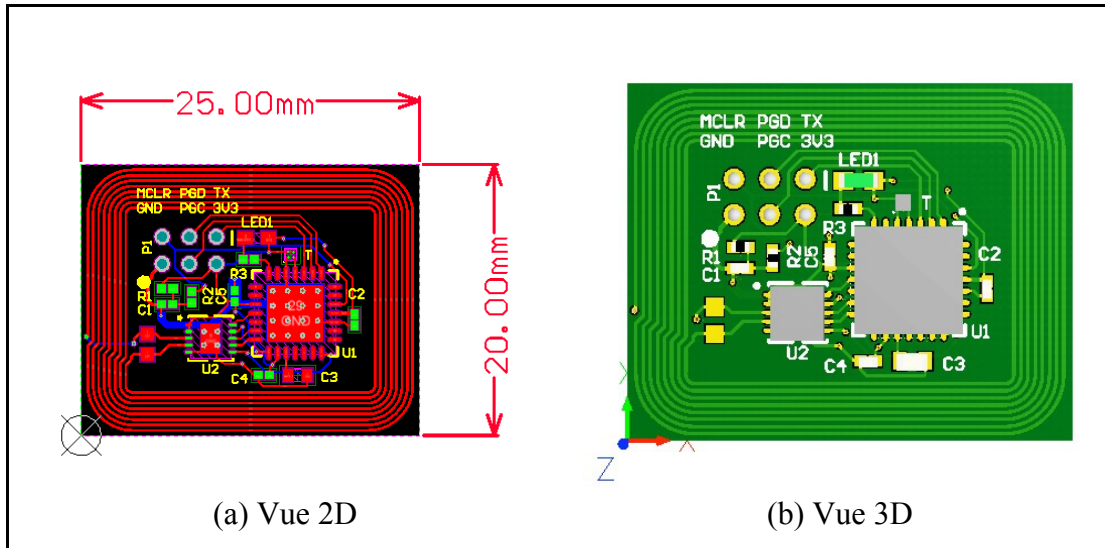


Figure 5.5 Circuit du prototype #1

La version qui suit est miniaturisée afin de prendre davantage la forme finale désirée pour la réalisation d'un implant. Dans ce cas, l'antenne ne contourne plus le circuit, celle-ci est plutôt remplacée par les deux points de soudure sur la gauche permettant de connecter une antenne hélicoïdale comme indiqué à la figure 5.6. Ce prototype utilise aussi des composants électroniques plus petites et moins distancées les unes des autres. La section de droite composée de 6 points de contact n'est utile qu'à la programmation du microcontrôleur et à son alimentation externe pendant le développement du code. Il est prévu de couper cette section à partir de la ligne blanche située environ au centre du circuit. La taille finale incluant la nouvelle antenne sera d'environ 4 x 19 mm.

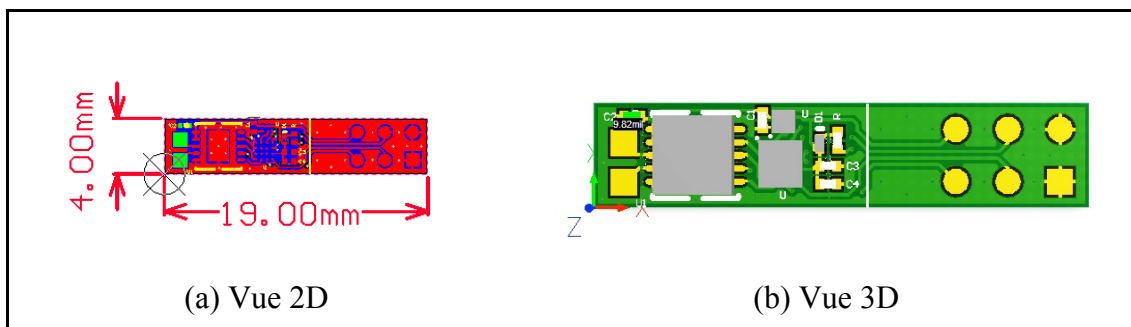


Figure 5.6 Vue 2D et 3D du circuit du prototype #5

Ce dernier prototype fonctionnel est celui qui se rapproche le plus du résultat final recherché. Malheureusement, il requiert des méthodes de fabrication et d'assemblage qui sont hors de portée du cadre de ce mémoire et ne sera donc pas concrétisé. Le principal défi est l'utilisation de composante de type *Ball Grid Array* (BGA) dont les points de soudure sont distancés de 40 microns. Ce type de soudure requiert habituellement un positionnement et une application de pâte à souder robotisés. La figure 5.7 laisse tout de même paraître que la forme finale obtenue n'est qu'à quelques étapes d'arriver à un implant final. Cette figure illustre le prototype #5 (4 x 19 mm) combiné avec une antenne hélicoïdale miniature (2 x 12 mm).

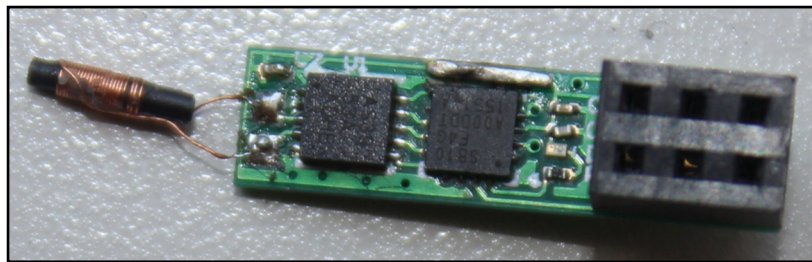


Figure 5.7 Vue rapprochée du prototype #5

Les rendus 3D de la figure 5.8 indiquent à quoi ressemblerait l'encapsulation du circuit une fois miniaturisé. Une coupe transversale permet d'observer la disposition des différentes composantes électroniques.

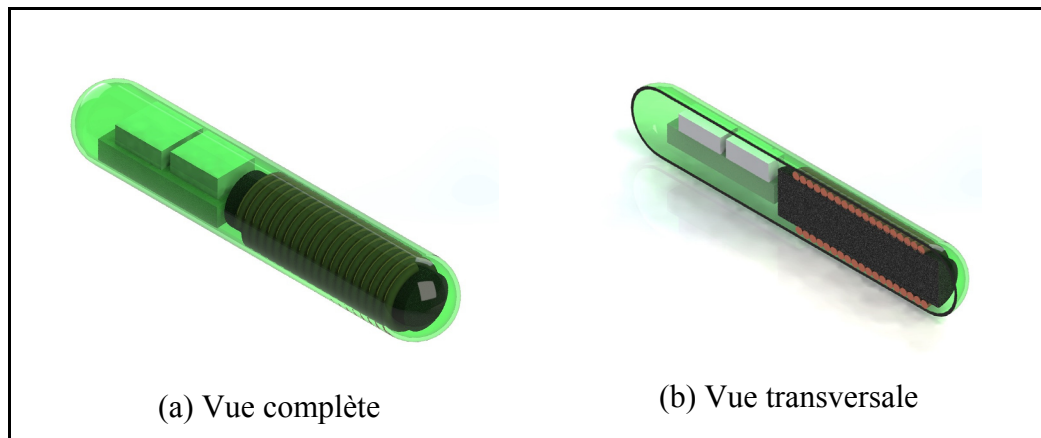


Figure 5.8 Rendus 3D du format d'implant désiré

Le diagramme système de la figure 5.9 représente le dernier prototype ainsi que ses composantes électroniques au terme de ce chapitre de conception.

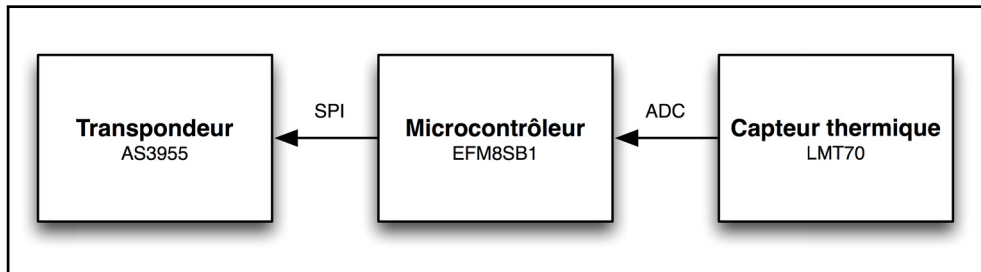


Figure 5.9 Diagramme système de l'implant final

5.7 Conclusion

Le processus de conception du capteur implantable permet d'affirmer qu'il est possible de miniaturiser suffisamment la plateforme d'activation et d'acquisition pour obtenir une taille de capsule implantable. La principale difficulté est de récolter suffisamment d'énergie pour activer les différentes composantes électroniques du circuit. Le schéma électrique de la version finale de l'implant est disponible à l'annexe II. Le chapitre des résultats indique la qualité des performances obtenues en réalisation.

CHAPITRE 6

VALIDATION EXPÉRIMENTALE

Ce chapitre porte sur l'intégration et les tests des prototypes physiques du projet. Le protocole d'expérimentation décrit à la section 6.1 est employé pour valider le fonctionnement global du concept. Les résultats obtenus sont compilés et présentés de manière à vérifier l'atteinte des objectifs initialement proposés.

6.1 Protocole d'expérimentation

L'expérience consiste à mesurer la température variable d'un milieu à l'aide d'une sonde de référence à haute précision, puis de comparer les résultats obtenus avec les mesures provenant du système d'acquisition de l'appareil implantable. Ce dernier est submergé dans un bassin d'eau et alimenté par le champ électromagnétique du bracelet. La liste de matériel 6.1.1 et la procédure 6.1.2 décrivent avec détail le montage et le déroulement de l'expérience.

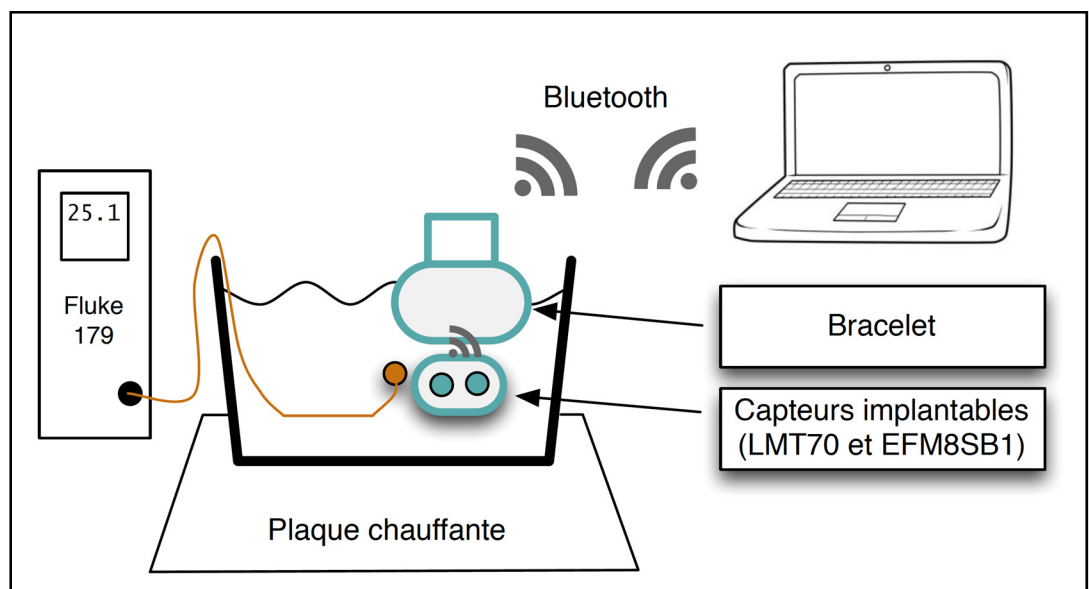


Figure 6.1 Diagramme du montage de l'expérience

6.1.1 Liste de matériel

- MacBook Air équipé d'un transpondeur BLE;
- multimètre Fluke 179;
- thermocouple de type K;
- récipient en verre;
- eau de robinet standard;
- glaçons d'eau;
- ruban adhésif;
- plaque chauffante;
- câble USB micro;
- chronomètre.

6.1.2 Procédure

1. Placer le récipient sur la plaque chauffante;
2. Positionner le thermocouple au fond du récipient et le fixer en place à l'aide du ruban adhésif. La sonde doit être centrée dans le contenant et l'extrémité doit se trouver à 2 cm de hauteur du fond;
3. Étanchéifier l'implant en appliquant de la colle chaude en guise de scellant sur toutes ses surfaces. Il faut éviter que son circuit soit court-circuité par l'eau lorsque submergé;
4. Coller le circuit de l'implant à l'antenne du bracelet de manière à ce que celui-ci soit énergisé par le circuit du bracelet. Les deux antennes doivent idéalement être positionnée sur le même plan;
5. Coller le circuit du bracelet à une des parois du récipient, il faut que la sonde de température soit positionnée à proximité du thermocouple;
6. Remplir tranquillement le récipient avec de l'eau jusqu'à ce que le thermocouple et la sonde implantable soient submergés par environ 1 cm d'eau;
7. Laisser reposer jusqu'à ce que la température se stabilise;
8. Démarrer le logiciel permettant la prise de mesure des capteurs implantables;

9. Activer la plaque chauffante à feu très doux. Lorsque la température n'oscille plus depuis environ 5 minutes, démarrer le chronomètre et prendre la mesure du thermocouple et des deux capteurs de l'implant;
10. Prendre la mesure des trois capteurs à chaque intervalle de 30 secondes;
11. Répéter l'étape de prise de mesure en faisant varier la température à partir de la température ambiante jusqu'à environ 45 °C;
12. Éteindre la plaque chauffante lorsque cette température est atteinte;
13. Déplacer le récipient de manière à ce qu'il ne soit plus sur la plaque chaude ;
14. Refroidir l'eau progressivement avec des glaçons jusqu'à l'atteinte de la température ambiante en continuant l'étape de prise de mesure.

6.1.3 Montage réel

La figure 6.2 illustre le montage réel utilisé pour l'expérience. L'antenne de l'implant est fixée à proximité de l'antenne du bracelet afin que son alimentation sans-fil soit permanente au cours de l'expérience. Les données de température sont donc transférées au bracelet via RFID, puis vers l'ordinateur portable via Bluetooth. Le câble USB sur la droite du montage est connecté à l'ordinateur seulement pour alimenter le bracelet. L'implant contient deux capteurs de température, soit celui intégré au microcontrôleur (EFM8SB1) et celui qui est externe dont les performances théoriques sont meilleures (LMT70). Ces deux sources de données sont comparées avec les lectures du thermocouple de type K affichées sur le multimètre du modèle Fluke179.

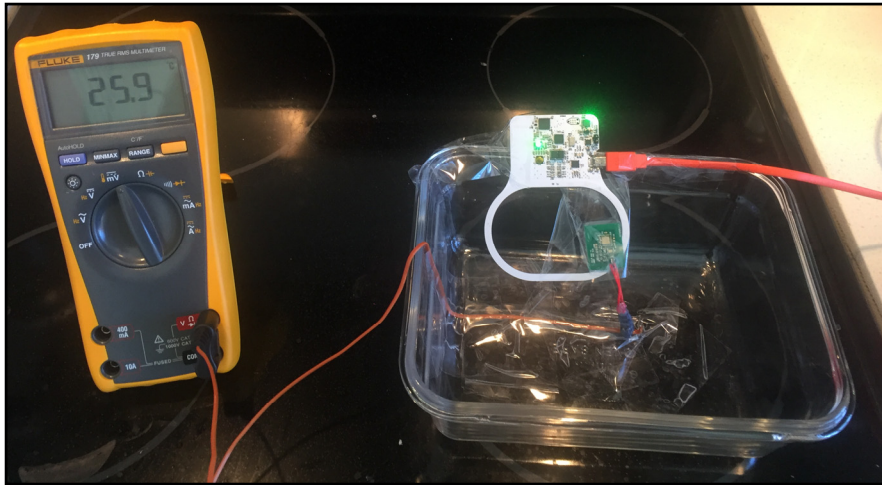


Figure 6.2 Montage d'expérimentation réel

6.2 Choix du milieu

Le récipient d'eau occupe deux rôles, celui de simuler les propriétés du corps humain (haute permittivité électrique et basse perméabilité magnétique) et celui de distribuer la chaleur uniformément dans un volume. Le premier obstacle observé est que les différents capteurs présentent un temps de réponse et une sensibilité contrastés. Par exemple, le thermocouple, utilisé comme référence, indique invariablement une température inférieure à l'implant lorsque les deux sont exposés au même élément chauffant à l'air libre. Selon des tests préliminaires à l'extérieur du récipient d'eau, il est évident que le long fil qui compose le thermocouple de référence encourage la distribution de chaleur causant ainsi une mesure de température plus basse que celle perçue par l'implant miniature. Les graphiques de la figure 6.3 indiquent à titre comparatif une prise de mesure à l'air libre (a) et une prise de mesure dans le récipient d'eau (b). L'effet de la capacité thermique massique de chacun des milieux est notable sur la prise de mesure. Afin de faire varier la température du milieu de manière uniforme, l'utilisation d'un environnement composé d'eau s'avère être une solution simple, mais nécessaire.

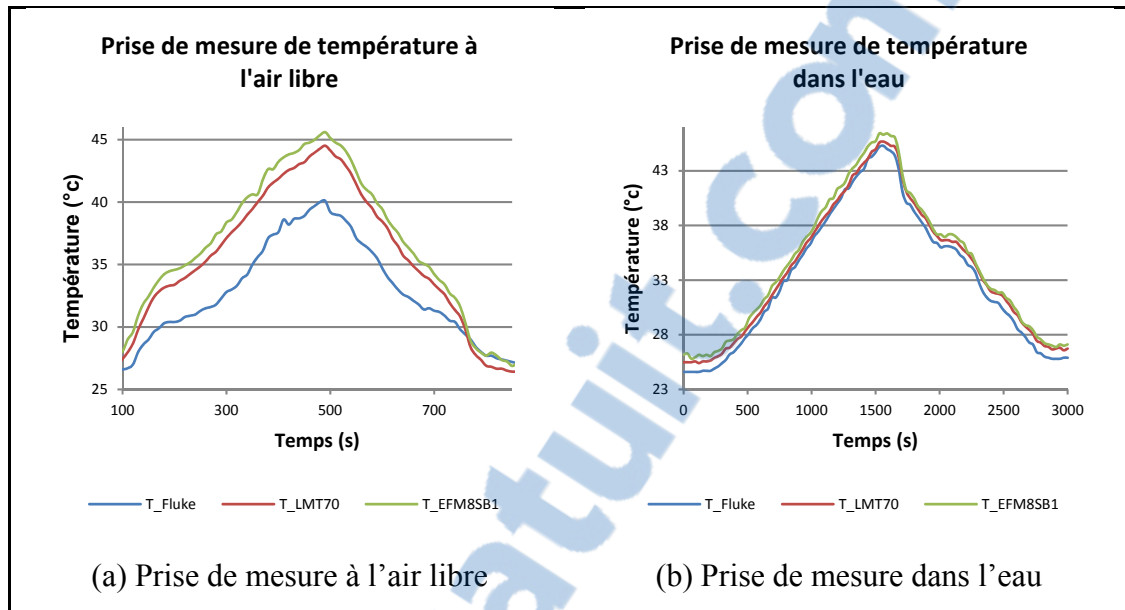


Figure 6.3 Comparatif de prise de mesure selon le milieu

6.3 Prise de mesure

La plage de température couverte dans cette expérience débute à 25 °C et se termine aux alentours de 45 °C afin d'englober le spectre de température que le corps humain peut possiblement atteindre. Le récipient d'eau en verre est placé sur une plaque chauffante pour la phase de réchauffement et est ultérieurement refroidi à l'aide de glaçons d'eau. La température de référence est sondée grâce à un thermocouple de type K positionné au centre du volume d'eau de manière à ce que la prise de mesure se fasse à environ 2 cm de hauteur. Il est important de ne pas prendre la mesure directement au fond puisque la proximité de l'élément chauffant contribue à fausser les résultats. Pour sa part, le capteur implantable est installé de manière à ce que ses sondes de température soient aussi situées au centre du récipient. Bien que l'eau serve à distribuer uniformément la température, aucun mécanisme n'est mis à l'œuvre pour constamment mélanger le liquide. L'assomption est donc que le volume d'eau est suffisamment restreint pour que la répartition de chaleur ne soit pas un facteur d'erreur significatif. Dans ces circonstances, il est préférable que les deux appareils de mesures soient physiquement placés à proximité afin d'éviter quelconque disparité lors de la récolte de données.

6.4 Résultats de mesure de température en submersion

Les résultats obtenus lors de cette expérience sont très révélateurs. La première observation faite à partir de la figure 6.4 est que les données des trois capteurs sont généralement très similaires. La montée de température initiale est constante et le refroidissement se fait de manière saccadée à cause des dépôts intermittents de glaçons. Les données recueillies par les capteurs comportent cependant un certain écart de température qui semble être constant tout au long de l'expérience.

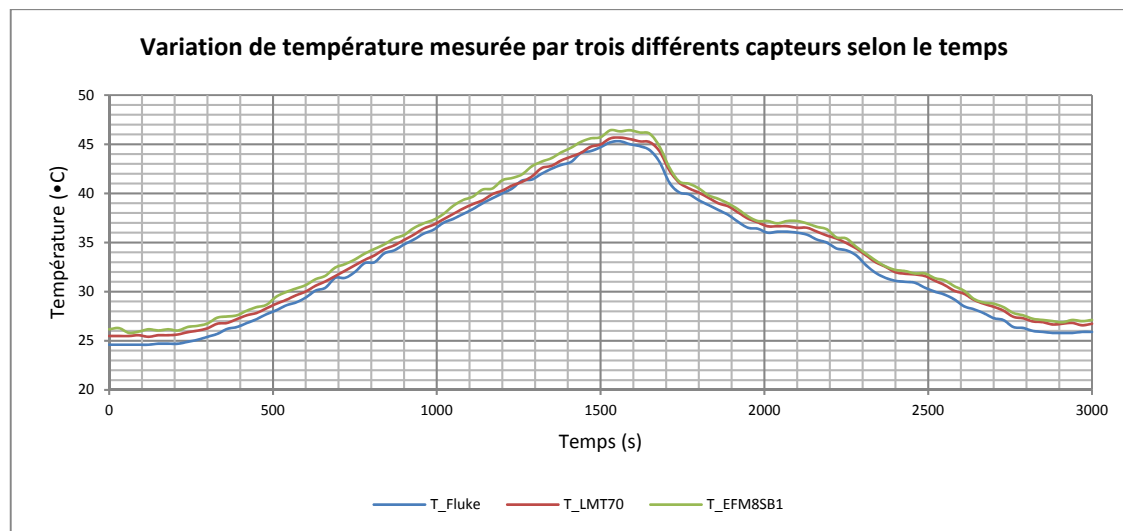


Figure 6.4 Graphique comparatif des mesures de température par différents capteurs

Les résultats révèlent effectivement un écart constant de mesure de température entre les sondes. Cet écart est à première vue trop élevé et rend les données inadéquates pour un usage de niveau médical. En revanche, la constance de cet écart laisse croire que les données brutes peuvent être caractérisées en appliquant un simple traitement de filtrage mathématique. À titre d'exemple, en supposant que le thermocouple est une référence absolue et que les données des deux autres capteurs sont erronées, une correction est appliquée. Cette correction consiste en une simple soustraction de la moyenne d'écart de température du capteur implantable par rapport au capteur de référence. Cette méthode permet d'obtenir de bien meilleurs résultats. D'ailleurs, suite à cette correction, la figure 6.5 affiche trois courbes superposées indiquant un faible écart de température.

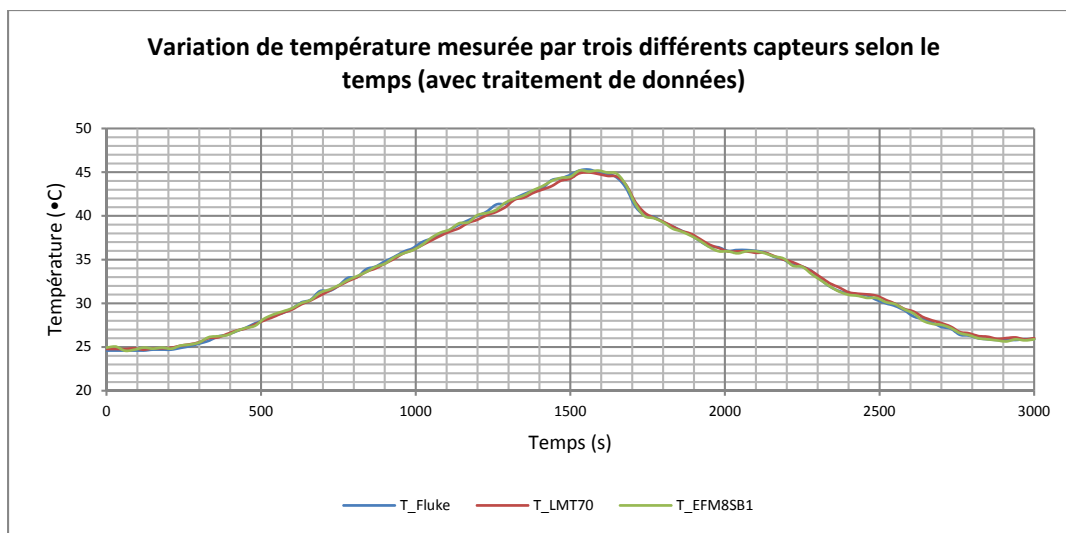


Figure 6.5 Graphique des résultats de températures avec corrections

Les mesures dépeintes sur la figure 6.5 confirment que la plateforme d'acquisition de données est fonctionnelle et fiable. La moyenne d'écart de température entre la sonde de référence et le capteur LMT70 est de $0.224\text{ }^{\circ}\text{C}$, puis l'écart moyen avec le capteur intégré du microcontrôleur est de $0.156\text{ }^{\circ}\text{C}$. Il est à noter que ces écarts demeurent supérieurs à la limite acceptable de $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$, mais valident tout de même que le mécanisme de prise de mesure est fonctionnel. Il est possible de raffiner les résultats finaux en ajoutant du traitement de données complexe sur les mesures brutes. L'obtention de ces résultats permet d'atteindre l'objectif de mesure d'un paramètre biomédicale à travers une plateforme implantable alimentée et pouvant communiquer sans fil.

Cette démonstration concrète affirme qu'à l'aide d'une caractérisation élémentaire, les capteurs implantés peuvent fournir des résultats aussi précis que la sonde de référence à haute précision. Une des forces du système est que les données acquises par l'implant sont transférées dans leur format brute, ne subissant ainsi aucun traitement outre la conversion analogique à numérique. Le traitement complexe ne se fait donc que sur l'appareil d'affichage puisque celui-ci a habituellement une puissance de calcul supérieure. Les données captées peuvent être subséquemment caractérisées, puis calibrées pour atteindre des performances de mesures optimales.

Cette expérience démontre un autre résultat important, soit la distance d'opération du capteur implantable lorsque submergé dans l'eau. Tel que prévu, la permittivité électrique du milieu n'affecte nullement l'opération du système à 13.56 MHz, le bracelet continue d'alimenter l'implant sans interruption pendant près d'une heure lorsque positionné à une distance maximale d'environ 2 cm. Ce résultat valide la possibilité d'utiliser un implant alimenté par RFID pour l'acquisition de données biomédicales à même le corps humain.

CHAPITRE 7

ANALYSE DES RÉSULTATS OBTENUS ET DISCUSSION

Ce chapitre comporte une analyse et une interprétation des résultats de recherche. Pour ce faire, une revue des concepts mis à l'œuvre, de la méthodologie et des réalisations est effectuée. Les principaux points couverts sont la validation du concept de plateforme d'acquisition biomédicale implantable, la pertinence des données recueillies, l'usage de l'aspect logiciel, la miniaturisation et enfin le lien avec les travaux de recherche existants.

7.1 Preuve de concept bracelet/implant

Les résultats expérimentaux obtenus permettent d'observer en pratique l'utilité des simulations électromagnétiques conduites avant la conception électronique. En effet, des paramètres comme la taille et l'orientation des antennes sont validés. Le fonctionnement des différents prototypes concorde avec les résultats escomptés et permet de procéder à une miniaturisation graduelle en examinant un aspect de la conception à la fois.

La plus grande incertitude appréhendée par ce projet est la possibilité d'obtenir une plateforme d'acquisition de données temps-réel fournissant des données biomédicales sans nécessiter l'utilisation d'une batterie. La subdivision de ce large problème en plus petites étapes tangibles permet la validation de chaque module de l'ensemble du système. L'utilisation d'antenne non miniaturisée pour vérifier l'allumage et la communication contribue à valider rapidement un élément clé du concept. Puis, la confirmation du choix de fréquence d'opération est aussi primordiale étant donné que la preuve de concept a été réalisée dans l'air plutôt que dans un milieu s'apparentant aux tissus organiques humains. Il est aussi à noter que l'utilisation du 13.56 MHz et du standard de communication ISO-14443 a mené à une progression rapide vers une preuve de concept fonctionnelle plutôt que d'avoir à ériger tout un système de communication sans fil sur mesure. La distance de lecture obtenue est plutôt faible en comparaison aux résultats de recherche effectuée en UHF (Sample et al., 2008), mais la grande différence est que ceux-ci ne sont pas implantés dans le

corps. Dans le cadre de l'utilisation d'une plateforme d'acquisition de données industrielles comme la prise de mesure à distance d'un colis, il faut reconnaître que l'utilisation d'UHF permettant une lecture à plusieurs mètres de distance est définitivement plus pratique. Dans le cas de ce projet, l'implant est toujours situé sur le même plan que le bracelet et peut au maximum s'éloigner d'un à deux centimètres ce qui rend l'utilisation de HF très convenable.

7.2 Polyvalence et qualité des données

La possibilité de transférer suffisamment d'énergie sans fil pour alimenter un microcontrôleur est un avantage considérable du concept puisque ce dernier offre déjà une variété de modules intégrés optimaux. En effet, la présence de mémoire, d'une unité de calcul, d'une interface numérique et d'une interface analogique créent une grande polyvalence quant à la prise de données et à la miniaturisation. Dans certains projets de recherche étudiés au chapitre de la revue de littérature, les circuits implantables d'acquisition sont conçus pour un seul type de capteur. Il existe par exemple des capsules télémétriques dont les capacités sont limitées à ne pouvoir mesurer seulement qu'un seul paramètre, comme la température. Pour ce faire, ce type de capteur peut utiliser un circuit résonant dont la fréquence de transmission varie selon la mesure thermique. Il suffit d'utiliser un récepteur équipé d'un démodulateur fréquentiel analogique pour retrouver la température transmise. Ce type de plateforme est très contraignant malgré sa simplicité d'opération. Il est aussi défavorable à l'implantation étant donnée la nécessité de remplacement de batterie à court terme.

L'avantage d'intégrer un microcontrôleur au système est que celui-ci peut accepter une variété de capteurs miniatures par interface analogique ou numérique. Puis, par voie de programmation, il est possible d'établir comment et quand devrait être exécutée la mesure. Le tout peut être stocké en mémoire et transféré d'un seul coup au récepteur externe. Dans le cas du microcontrôleur adopté pour ce projet, un total de 4096 octets est disponible offrant donc la possibilité d'enregistrer jusqu'à 1024 prises de mesures analogiques ponctuelles. Dans le cas de la température instantanée, cet échantillonnage semble être exagéré, mais

s'avère nécessaire pour des prises de mesures moyennées sur un long intervalle de temps tel que la pulsation cardiaque. L'implant pourrait enregistrer une minute complète d'opération en enregistrant 17 prises de mesure par seconde.

Un autre avantage observé grâce au résultat d'expérimentation est que le milieu dans lequel la prise de mesure est faite joue un rôle important sur la validité des données. Par exemple, en mesurant la température à l'air libre par rapport à celle mesurée dans l'eau, une grande différence de température a pu être observée. Ce problème est certainement présent dans la plupart des appareils de mesures externes disponibles sur le marché. Par ailleurs, les montres intelligentes et les bracelets d'activité physique établissent rarement un contact direct avec la peau et sont assujettis à plusieurs phénomènes, tels que la perturbation calorifique, le frottement ou les propriétés de la peau qui contribuent à fausser leurs données. La complexité du filtrage de données et la caractérisation de celles-ci est importante, mais la stratégie de récolte de données semble être l'élément qui demeure inadéquat.

7.3 Miniaturisation et fabrication

La limite de ce projet a été atteinte lors du processus de fabrication en vue de miniaturiser l'implant. Toutes les versions de prototype au préalable ont été fabriquées par un manufacturier de circuit imprimé standard (2 couches, FR4) et assemblées manuellement. Une limite de taille a premièrement été atteinte par l'incapacité du fournisseur de produire le circuit respectant les tolérances pour installer un circuit intégré de format BGA-16. De plus, plusieurs composantes passives, comme des condensateurs de découplage et des résistances, sont utilisées en surface sur le circuit. Les formats les plus petits sont pratiquement impossible à souder à la main et ne rivalisent pas contre l'utilisation de *Low Temperature Cofired Ceramic* LTCC.

Le dernier prototype du projet est réalisé avec la technologie LTCC, soit une succession de couches de circuits conducteurs divisées par un substrat en céramique. Cette technologie permet d'intégrer la composante passive à même la fabrication du circuit et aussi

l'intégration d'une antenne bobinée en trois dimensions à même la structure de l'implant. Malheureusement, le prototype LTCC n'a pas mené à l'obtention de résultats conclusifs dû à la difficulté d'assemblage. Une fois le circuit fabriqué, il est nécessaire de l'assembler en utilisant les outils robotisés appropriés. Malgré la vérification de soudure de type *Ball Grid Array* (BGA) par rayon-X, il semble que certaines zones du circuit non protégées par le masque de soudure aient causé des courts circuits. Il a donc été impossible de faire fonctionner le prototype, mais cette avenue reste à explorer dans un futur proche. C'est l'élément qui a marqué la limite du développement dans le cadre de ce mémoire.

7.4 Application de concepts logiciels

Ce projet repose fondamentalement sur plusieurs couches logicielles, en partant de l'implant jusqu'au traitement des données et l'affichage sur application mobile. Chaque couche logicielle comporte ses contraintes et difficultés. Cette section couvre le développement du code exécuté sur le microcontrôleur de l'implant et celui du bracelet ainsi que l'application Android. Le tableau 7.1 indique les différentes couches logicielles du projet.

Tableau 7.1 Couches de développement logiciel

Niveau logiciel	Langage	Interface	Architecture	Interface de com. sans fil	Puissance de calcul	Périph.	Stockage
Implant	C	SWD	8051	NFC	Très faible	ADC SPI	Aucun
Bracelet	C	JTAG	ARM cortex-M0	NFC et BLE	Limitée	UART I2C GPIO BLE Batterie	EEPROM
Android	Java	USB	ARM — A9	BLE	Très forte	BLE	Base de données SQLite

7.4.1 Code exécuté sur l'implant

L'activation et la désactivation de l'implant sont complètement aléatoires et gérées par le bracelet. Il est donc important de s'assurer que les données transférées ne soient pas corrompues par une intermittence d'alimentation du circuit. Pour ce faire, un système de compteur est implémenté de manière à ce que chaque mesure soit signée par une valeur numérique incrémentale permettant au bracelet de savoir qu'une nouvelle mesure valide a bel et bien été prise. Le code exécuté occupe deux fonctions principales, l'acquisition de donnée par le convertisseur analogique-numérique, puis le stockage du résultat sur l'interface NFC. L'implant reçoit des requêtes de la part du bracelet décrivant quel type de données doit être obtenu. Une fois la demande reçue, le microcontrôleur se charge de récupérer la mesure désirée afin de la rendre disponible sur l'interface NFC. Aucun traitement numérique n'est appliqué au niveau des mesures pour transférer le plus rapidement possible les données brutes. Une indication lumineuse affiche la disponibilité d'une nouvelle mesure.

7.4.2 Code exécuté sur le bracelet

Le code exécuté sur le microcontrôleur du bracelet comporte une difficulté particulière, soit la gestion de deux transpondeurs sans-fil, le NFC et le BLE. Cette contrainte est importante lors du développement du code puisqu'elle implique des interruptions radio prioritaires pouvant survenir à tout instant de manière à briser la séquence d'exécution normale. En revanche, le processeur du microcontrôleur NRF51822 de type ARM cortex-M0 permet des performances suffisantes pour opérer un gestionnaire de tâches prenant en charge les changements de contexte et l'ordre d'exécution. Le bracelet reçoit une configuration par l'application mobile via Bluetooth qui comprend le type de mesure à prendre ainsi que l'intervalle de répétition. Lorsque configuré, le bracelet se met à recueillir les données brutes de l'implant, il les traite, puis les enregistre dans sa mémoire locale. Une fois la connexion *Bluetooth* établie, ces données sont téléversées de manière à libérer de la mémoire pour recevoir d'autres données. L'historique disponible dépend de la taille des mesures désirées et la fréquence de celles-ci. Entre les prises de mesure, le bracelet est responsable d'éteindre son transpondeur RFID de manière à économiser la charge de batterie.

7.4.3 Application pour téléphone mobile

L'application mobile consiste en une interface simple d'utilisation permettant de se connecter au bracelet afin de configurer le cycle de prise de mesure et d'afficher visuellement les résultats. Ce logiciel est développé pour la plateforme *Android* afin de pouvoir fonctionner sur une grande variété d'appareils. Le défi principal consiste en la gestion de périphérique *Bluetooth*, grandement simplifié par les bibliothèques standard fournies par *Android*. Il faut aussi concevoir une interface intuitive affichant les données de manière intelligible.

7.5 Retour sur la revue de littérature

Les résultats obtenus au cours de ce projet s'ajoutent aux résultats démontrés par les travaux de recherches antérieurs étudiés au chapitre de la revue de littérature. En effet, l'activation et communication par induction est un concept s'avérant utile lorsque le milieu d'application rend impossible l'intégration d'une batterie. Le choix de la fréquence d'opération est soutenu par la théorie sur les champs proches, mais a aussi été validé par les travaux sur les *Backscattering Neural Tags for Wireless Brain-Machine Interface Systems* (Moradi et al., 2015) où un lecteur externe est employé pour stimuler des capteurs neuroniques miniatures au cerveau. À l'opposé, la recherche sur la plateforme *WISP* (Sample et al., 2008), étant très influente et inspirante dans le domaine de la télémétrie passive, repose sur une plage de fréquence inutilisable dans le domaine de l'implant sous-cutané. De plus, l'appareil est trop volumineux. Les différents travaux à l'étude se rejoignent tout de même dans le sens où ils contribuent tous à valider un aspect d'un système de quantification biomédical complet. En prenant des éléments de chacun, ce projet parvient à réaliser un prototype plausible d'implant biomédical transmettant en temps-réel la température du corps humain sans nécessiter une source d'alimentation interne.

CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

Hors du contexte d'un hôpital ou d'une clinique, il est jusqu'à ce jour très difficile pour un individu de récolter des données biomédicales pour l'obtention d'un aperçu rapide de sa propre condition médicale. La technologie proposée dans le cadre de ce projet facilite l'avènement de la quantification de soi par le biais d'une plateforme implantable intégrant une variété de capteurs. Les résultats démontrent le fonctionnement du mécanisme d'acquisition biomédicale passif et d'un bracelet permettant son activation ainsi que la transmission des données. Le succès des étapes de réalisation et d'expérimentation se constate par des résultats d'acquisition de données de température dans un environnement simulant celui du corps humain. L'aspect portant sur la miniaturisation comporte cependant quelques défis techniques qui seront à évaluer dans de futurs travaux. La théorie indique que la faisabilité est plausible, mais la technique d'assemblage reste à être peaufinée, spécialement l'utilisation de la technologie LTCC.

L'étape suivante est donc de terminer la miniaturisation de l'implant et de développer une gamme de capteurs pouvant s'y intégrer de manière à récolter des données biomédicales auparavant inaccessibles. Pour ce faire, la mise en œuvre de technologies telles que les *micro-electro-mechanical* (MEMS) ou le micro fluïdique débloquerait indéniablement la possibilité de récolter plus facilement les données nécessaires à établir un diagnostic d'état de santé de base.

Le domaine médical est vaste, complexe et offre énormément d'ouverture sur le progrès technologique. Actuellement, une des lacunes majeures des hôpitaux, spécifiquement dans le contexte québécois, est qu'ils sont engorgés de patients qui ne nécessitent pas forcément d'intervention d'urgence. En d'autres termes, les patients qui ont seulement besoin d'une auscultation de routine par des soins infirmiers peuvent au préalable profiter de ce type d'appareil afin de vérifier leur état de santé global sans engorger les institutions médicales.

L'implantation sous-cutanée de capteurs biomédicaux comporte plusieurs avantages pour le patient et pour le personnel de soin infirmier. Premièrement, l'utilisation de tels senseurs facilite grandement la prise de mesure à long terme puisqu'il suffit d'exécuter l'implantation une seule fois, puis le dispositif peut prendre des mesures exactes durant plusieurs années. Cette méthode évite d'avoir à installer de l'équipement externe sur le patient, occasionnant plusieurs sources d'erreurs de mesure et d'inconfort. De plus, l'observation de tendances à long terme à l'aide d'un cycle répétitif de mesures révélerait qu'un changement alarmant s'est produit. Par conséquent, il serait envisageable de simplement envoyer à distance les résultats au médecin affilié pour obtenir un diagnostic réel.

L'insertion de ce type d'objet dans le corps humain soulève évidemment une question d'acceptation par la société pour des raisons éthiques. D'abord, le potentiel d'effets secondaires attribués à l'introduction d'un corps étranger, puis la confidentialité des données transigées par l'implant. Il va de soi que de strictes moyens de sécurité soient mis à l'œuvre afin d'éviter la divulgation de données personnelles d'utilisateurs. L'importance de la protection de l'information personnelle est un sujet qui devient de plus en plus sensible et pour lequel sont prévus divers mécanismes de cryptage et d'authentification sur les communications RFID.

Décidément, ce mémoire ne couvre qu'en surface l'étendue du potentiel d'utilisation de la technologie RFID dans le milieu biomédical. L'engouement de scientifiques et de corporations dans le développement de ce domaine peut amener de drastiques changements sociétaux par rapport à la gestion de l'état de santé du commun de la population.

ANNEXE I

SCHÉMA ÉLECTRIQUE FINAL DU BRACELET

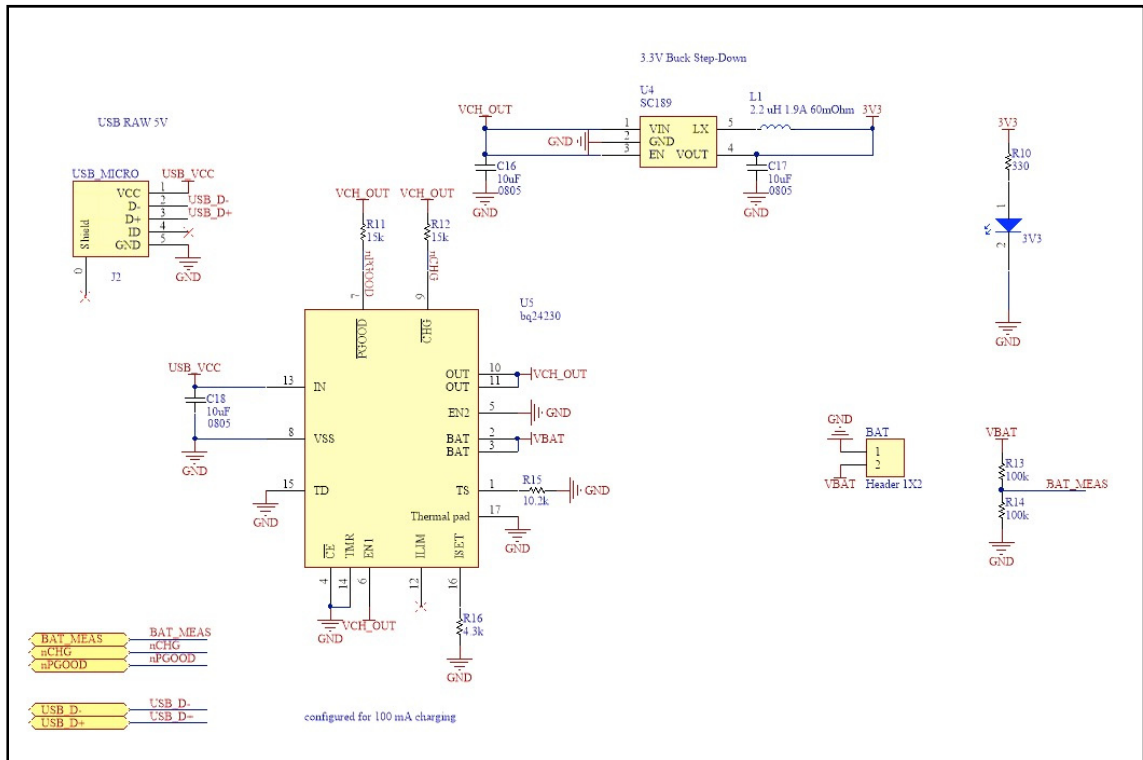


Figure-A I-1 Schéma électrique du circuit d'alimentation du bracelet



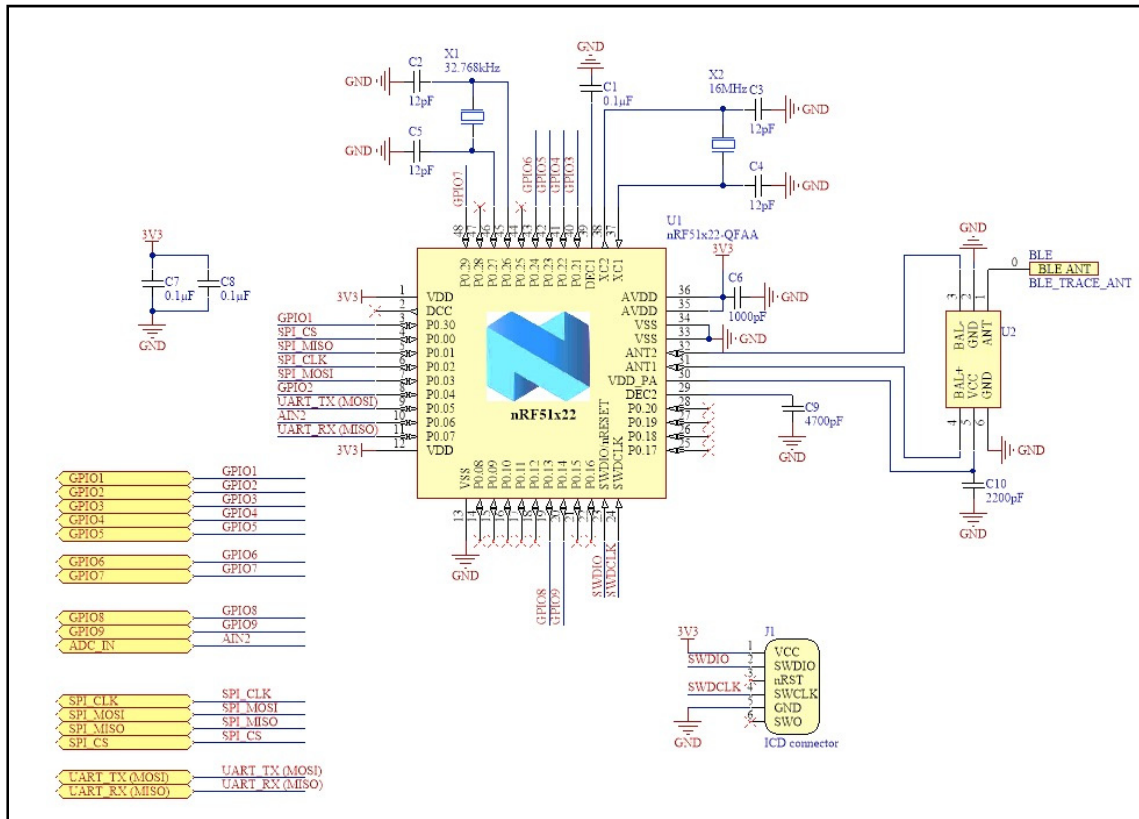


Figure-A I-2 Schéma électrique du circuit du microcontrôleur et transpondeur BLE du bracelet

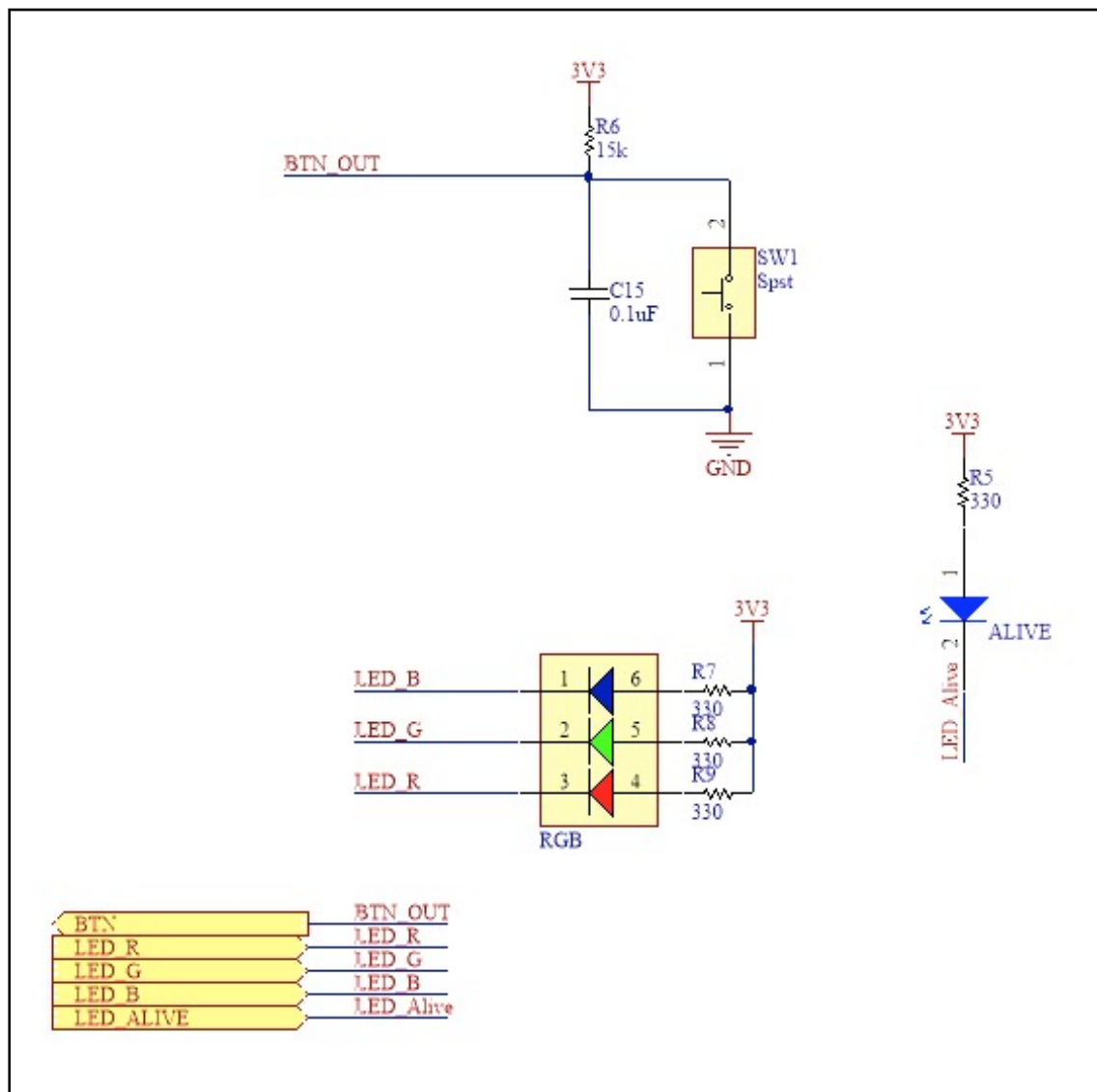


Figure-A I-3 Schéma électrique des composants d'entrées et sorties du bracelet

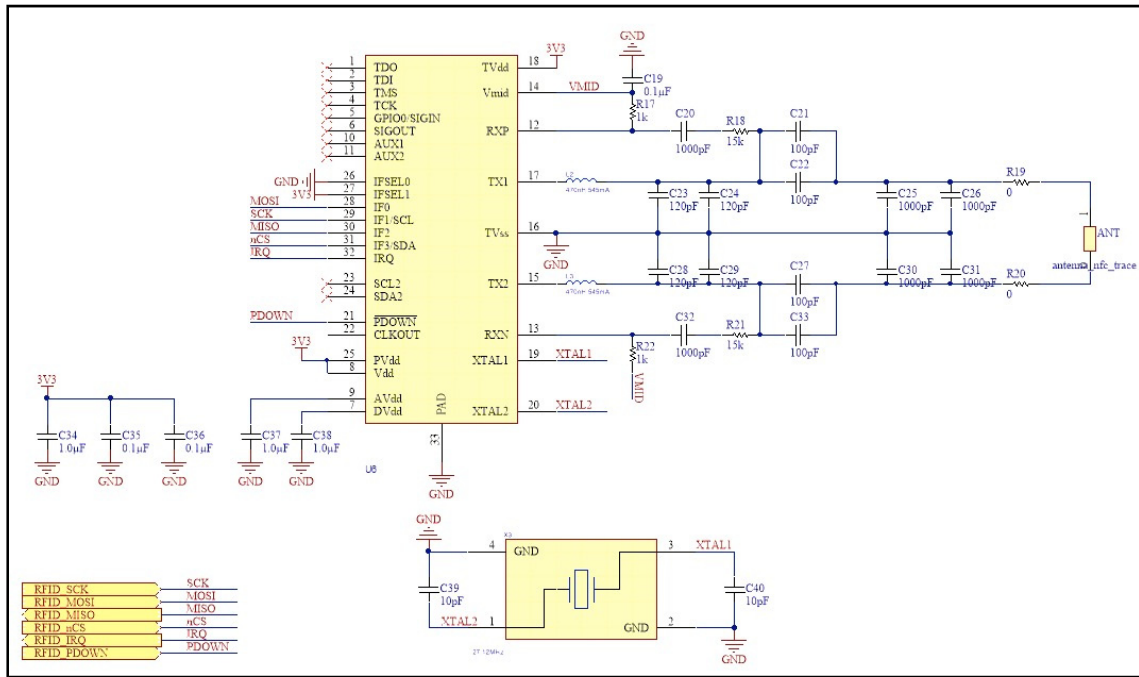


Figure-A I-4 Schéma électrique du transpondeur RFID du bracelet

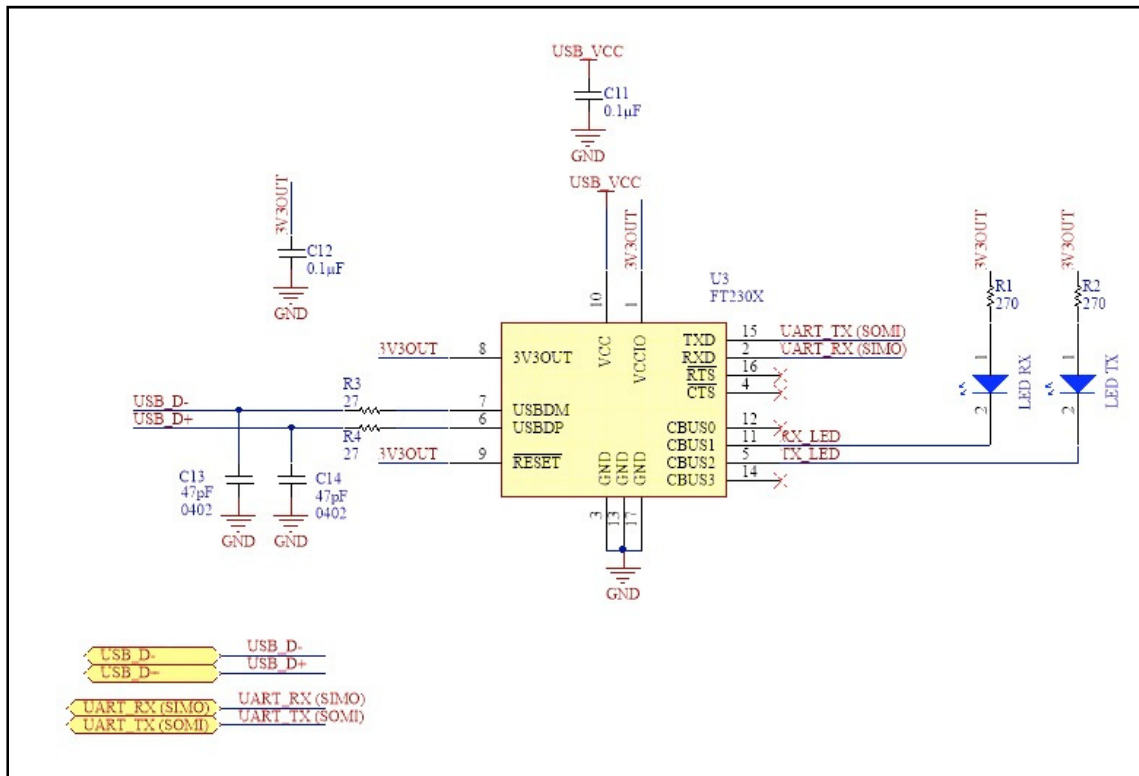


Figure-A I-5 Schéma électrique des composants de débogage

ANNEXE II

SCHÉMA ÉLECTRIQUE FINAL DE L'IMPLANT

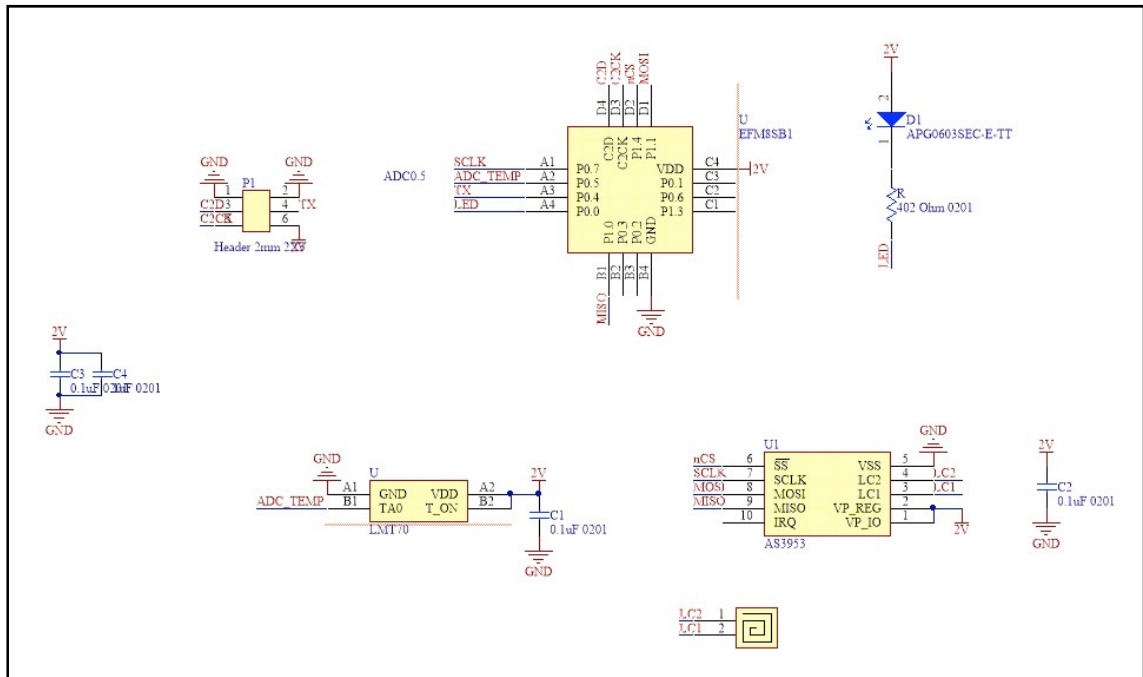


Figure-A II-1 Schéma électrique du prototype #5

ANNEXE III

MESURE DE TEMPÉRATURE

Tableau A-VI-1 Résultats de prise de mesure par les différents capteurs

Time(s)	T_Fluke (°C)	T_LMT70 (°C)	T_EFM8SB1 (°C)
0	24.6	25.48	26.17
30	24.6	25.48	26.29
60	24.6	25.48	25.81
90	24.6	25.56	25.93
120	24.6	25.41	26.17
150	24.7	25.56	26.05
180	24.7	25.56	26.17
210	24.7	25.64	26.05
240	24.9	25.88	26.40
270	25.1	26.03	26.52
300	25.4	26.27	26.76
330	25.7	26.74	27.35
360	26.2	26.81	27.47
390	26.4	27.20	27.59
420	26.8	27.59	28.06
450	27.2	27.83	28.42
480	27.7	28.30	28.65
510	28.1	28.77	29.48
540	28.6	29.15	29.96
570	28.9	29.62	30.31
600	29.4	30.01	30.67
630	30.1	30.60	31.26
660	30.4	31.04	31.62
690	31.4	31.59	32.45
720	31.4	32.13	32.80
750	32	32.68	33.28
780	32.9	33.23	33.87
810	33	33.70	34.34
840	33.9	34.32	34.82
870	34.2	34.71	35.41
900	34.8	35.25	35.76
930	35.3	35.80	36.47
960	35.9	36.42	36.95
990	36.3	36.81	37.30
1020	37	37.36	37.90
1050	37.4	37.90	38.73
1080	37.9	38.44	39.32
1110	38.4	38.91	39.67
1140	39	39.30	40.38
1170	39.5	39.92	40.50
1200	40	40.29	41.33
1230	40.5	40.80	41.57
1260	41.3	41.17	41.92

Tableau A-VI-1 Résultats de prise de mesure par les différents capteurs (suite)

Time(s)	T_Fluke (°C)	T_LMT70 (°C)	T_EFM8SB1 (°C)
1290	41.4	25.48	26.17
1320	42	25.48	26.29
1350	42.5	25.48	25.81
1380	42.9	25.56	25.93
1410	43.2	25.41	26.17
1440	44.1	25.56	26.05
1470	44.3	25.56	26.17
1500	44.7	25.64	26.05
1530	45.2	25.88	26.40
1560	45.3	26.03	26.52
1590	45	26.27	26.76
1620	44.8	26.74	27.35
1650	44.4	26.81	27.47
1680	43.2	27.20	27.59
1710	41.1	27.59	28.06
1740	40.1	27.83	28.42
1770	39.9	28.30	28.65
1800	39.3	28.77	29.48
1830	38.8	29.15	29.96
1860	38.3	29.62	30.31
1890	37.8	30.01	30.67
1920	37.1	30.60	31.26
1950	36.5	31.04	31.62
1980	36.4	31.59	32.45
2010	36	32.13	32.80
2040	36.1	32.68	33.28
2070	36.1	33.23	33.87
2100	36	33.70	34.34
2130	35.8	34.32	34.82
2160	35.3	34.71	35.41
2190	35	35.25	35.76
2220	34.4	35.80	36.47
2250	34.2	36.42	36.95
2280	33.7	36.81	37.30
2310	32.7	37.36	37.90
2340	31.9	37.90	38.73
2370	31.4	38.44	39.32
2400	31.1	38.91	39.67
2430	31	39.30	40.38
2460	30.9	39.92	40.50
2490	30.4	40.29	41.33
2520	30	40.80	41.57
2550	29.7	41.17	41.92
2580	29.2	25.48	26.17

Tableau A-VI-1 Résultats de prise de mesure par les différents capteurs (suite)

Time(s)	T_Fluke (°C)	T_LMT70 (°C)	T_EFM8SB1 (°C)
2610	28.5	29.78	30.08
2640	28.2	29.15	29.25
2670	27.8	28.77	28.89
2700	27.3	28.45	28.77
2730	27.1	28.06	28.42
2760	26.4	27.44	27.83
2790	26.3	27.28	27.59
2820	26	26.97	27.23
2850	25.9	26.89	27.11
2880	25.8	26.66	27.00
2910	25.8	26.74	26.88
2940	25.8	26.81	27.11
2970	25.9	26.58	27.00
3000	25.9	26.74	27.11

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- AMS. (2017). AS3955 NFC Interface Tag IC. Repéré à <http://ams.com/eng/Products/Wireless-Connectivity/Sensor-Tags-Interfaces/AS3955>
- Bevelacqua, P. (2012). Faraday's Law of Induction. Repéré le 1er December à <http://www.maxwells-equations.com/faraday/faradays-law.php>
- Djuknic, G. M. (2003, 2 Décembre 2003). Far and Near Fields [SVG]. Repéré à https://commons.wikimedia.org/wiki/File:FarNearFields-USP-4998112-1.svg_file
- Dricketts. (2017). Human arm. Repéré à <https://www.thingiverse.com/thing:2577610>
- Droogenbroeck, M. V. (2005). Démodulateurs. Repéré à http://www.telecom.ulg.ac.be/teaching/notes/total1/elen008/node32_mn.html
- Elert, G. (2005). Temperature of a Healthy Human (Body Temperature). Repéré à <http://archive.wikiwix.com/cache/?url=http%3A%2F%2Fhypertextbook.com%2Ffacts%2FLenaWong.shtml>
- Eventbrite. (2017). *Eventbrite Onsite*. Eventbrite. Repéré à <https://www.eventbrite.com/l/onsite/>
- ExploreGate. (2012, 6 Juillet 2012). The basics of Near Field and Far Field. Repéré le Septembre 2016 à <https://www.youtube.com/watch?v=mRe0Stl4iyA>
- Fafoutis, X., Clare, L., Grabham, N., Beeby, S., Stark, B., Piechocki, R., & Craddock, I. (2016). Energy Neutral Activity Monitoring: Wearables Powered by Smart Inductive Charging Surfaces. Dans *2016 13th Annual IEEE International Conference on Sensing, Communication, and Networking (SECON)* (pp. 1-9). doi: 10.1109/SAHCN.2016.7732986
- FCC, F. C. C. (2010). 47 CFR Ch. I Repéré à <https://www.gpo.gov/fdsys/pkg/CFR-2002-title47-vol1/pdf/CFR-2002-title47-vol1-sec1-1310.pdf>
- Florian Hämmerle, M. B. (2017). Bode 100 - Application Note.
- Fotopoulou, K., & Flynn, B. W. (2007). Optimum antenna coil structure for inductive powering of passive rfid tags. 71-77. doi: 10.1109/RFID.2007.346152. Repéré à <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4143513&isnumber=4143501>

- Grajales, L., & Nicolaescu, I. V. (2006). Wearable multisensor heart rate monitor. Dans *International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN'06)* (pp. 4 pp.-157). doi: 10.1109/BSN.2006.58
- Hawrylak, P., Mats, L., & Mickle, M. (2008). Physics and Geometry of RFID. Dans *RFID Handbook*. CRC Press. doi: doi:10.1201/9781420055009.sec1
10.1201/9781420055009.sec1. Repéré à <https://doi.org/10.1201/9781420055009.sec1>
- IC, I. C. (2016). RSS-310 — Licence-Exempt Radio Apparatus: Category II Equipment. Repéré à <http://www.ic.gc.ca/eic/site/smt-gst.nsf/eng/sf08448.html>
- Instrument, T. (2015). LMT70, LMT70A $\pm 0.05^{\circ}\text{C}$ Precision Analog Temperature Sensor, RTD and Precision NTC Thermistor IC. Repéré à <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmt70.pdf>
- ISO/IEC. (2016). *Identification cards -- Contactless integrated circuit cards -- Proximity cards -- Part 2: Radio frequency power and signal interface*. Repéré à <https://www.iso.org/standard/66288.html>
- Liu, H., Jiang, H., Yang, K., Chi, Z., Li, F., Zhang, C., & Wang, Z. (2015). A fully integrated wireless SoC for in-body pH and temperature continuous monitoring. Dans *2015 International SoC Design Conference (ISOCC)* (pp. 109-110). doi: 10.1109/ISOCC.2015.7401676
- Moradi, E., Amendola, S., Björninen, T., Sydänheimo, L., Carmena, J. M., Rabaey, J. M., & Ukkonen, L. (2015). Backscattering Neural Tags for Wireless Brain-Machine Interface Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(2), 719-726. doi: 10.1109/TAP.2014.2384038
- mRS. (2015). miniVNA tiny. Repéré à <http://miniradiosolutions.com/54-2/>
- Nordic. (2014). nRF51822. Repéré à http://infocenter.nordicsemi.com/pdf/nRF51822_PS_v3.1.pdf
- NXP. (2015). CLRC663, MFRC630, MFRC631, SLRC610 Antenna Design Guide. Repéré le 1er Décembre 2016 à <http://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN11019.pdf>
- Öberg, T. T. T. P. Å. (2011). Temperature, Heat Flow and Evaporation Measurements. Dans *Biomedical Sensors and Instruments, Second Edition* (pp. 235-280). CRC Press. doi: doi:10.1201/b10775-6
10.1201/b10775-6. Repéré à <https://doi.org/10.1201/b10775-6>
- Sample, A. P., Yeager, D. J., Powledge, P. S., Mamishev, A. V., & Smith, J. R. (2008). Design of an RFID-Based Battery-Free Programmable Sensing Platform. *IEEE*

Transactions on Instrumentation and Measurement, 57(11), 2608-2615. doi: 10.1109/TIM.2008.925019

Schalk, R. B. G. H. (2013). *RFID : MIFARE and Contactless Cards in Application*. Elektor Publishing.

Segger. (2017). J-Link BASE. Repéré à <https://www.segger.com/products/debug-probes/j-link/>

SIMCom. (2015). SIM800 Hardware Design V1.08. Repéré à http://simcom.ee/documents/SIM800/SIM800_Hardware_Design_V1.08.pdf

T.I. (2012). TI SimpleLink CC3300 Module. Repéré à <https://cdn.sparkfun.com/datasheets/Wireless/WiFi/cc3000.pdf>

Vallverdu, G. (2011). Principe de fonctionnement des batteries au lithium. Repéré à <http://gvallver.perso.univ-pau.fr/doc/BatterieLiion.pdf>

Violino, B. (2005). RFID Business Applications. *RFID Journal*. Repéré à <http://www.rfidjournal.com/articles/view?1334>

Want, R. (2006). An introduction to RFID technology. *IEEE Pervasive Computing*, 5(1), 25-33. doi: 10.1109/MPRV.2006.2