
Table des matières

Introduction générale	1
CHAPITRE 1 : Surveillance des personnes âgées et dépendantes : problématique et solutions proposées	5
1.1.Accompagner technologiquement le vieillissement de la population	7
1.2.Background et solutions d'assistance à la surveillance des personnes âgées	9
1.2.1.Acceptabilité.....	9
1.2.2.Maisons intelligentes (Smart Homes)	11
1.2.3.Systèmes portés au contact du patient.....	13
1.2.3.1.Systèmes de traitement de données	13
1.2.3.2.Enregistreurs de données (Data Loggers)	13
1.2.3.3.Systèmes avec transfert de données	14
1.2.4.Textiles intelligents.....	14
1.2.5.Patchs électroniques	15
1.2.6.Systèmes in vivo	19
1.2.6.1.Systèmes implantables.....	20
1.2.6.2.Systèmes à ingérer	21
1.3.La localisation	22
1.4.Solutions d'infrastructures et de services de surveillance des personnes âgées	23
1.5.Produits commercialisés en France	24
1.6.Notre contribution sur le domaine : un patch actif intelligent	26
Bibliographie du chapitre 1	29
CHAPITRE 2 : Modélisation et intégration des antennes pour la transmission de données et géolocalisation	37
2.1.Introduction	39
2.2.Géolocalisation en bande ISM	39
2.2.1.TOA (Time Of Arrival)	39
2.2.2.TDOA (Time Difference Of Arrival)	40
2.2.3.AOA (Angle Of Arrival).....	41
2.2.4.Finger printing	42
2.2.5.Cell-ID	43
2.2.6.Application au projet.....	43
2.3.Architecture fonctionnelle du patch et contraintes sur les antennes	47

2.3.1. Les paramètres d'une antenne	48
2.3.2. Types et formes d'une antenne imprimée IFA.....	50
2.3.3. Miniaturisation des antennes IFA	52
2.3.4. Guide d'onde coplanaire	53
2.4. Conception et optimisation d'une antenne ISM 868 MHz pour le patch	56
2.5. Conception d'une antenne PIFA pour la fonction GPS du patch	62
2.6. Conclusion.....	66
Bibliographie du chapitre 2	67
CHAPITRE 3 : Etude et intégration d'une solution de recharge sans fil	71
3.1. Introduction	73
3.2. Alimentation du tracking patch	73
3.3. Transmission sans fil d'énergie électrique	74
3.3.1. La technologie DHC	76
3.3.2. Le standard Qi pour la recharge sans fil.....	78
3.4. Développement d'une bobine pour la recharge sans fil du tracking patch	82
3.5. Test de la recharge sans fil	84
3.6. Vérification des propriétés des antennes RF suite à l'ajout de la fonction recharge sans fil	88
3.7. Conclusion.....	91
Bibliographie du chapitre 3	93
CHAPITRE 4 : Process technologique d'intégration sur substrat souple de la bobine de recharge sans fil	95
4.1. Introduction	97
4.2. Modélisation analytique d'une bobine imprimée.....	97
4.3. Dimensionnement et simulation d'une bobine imprimée pour la recharge sans fil	100
4.4. Réalisation des bobines imprimées en salle blanche.....	102
4.4.1. Photolithographie	103
4.4.2. Electrodeposition	104
4.4.3. Evaporation sous vide	105
4.4.4. Gravure chimique.....	105
4.4.5. Présentation du jeu de masques.....	106
4.4.6. Premier procédé de fabrication et résultats.....	107
4.4.7. Second procédé de fabrication et choix technologiques	116
4.4.8. Troisième procédé de fabrication	119

4.4.9. Quatrième process	120
4.4.10. Bilan des différents process	121
4.5. Conclusion	123
Bibliographie du chapitre 4	125
CHAPITRE 5 : Test et caractérisation du patch électronique	127
5.1. Introduction	129
5.2. Test et caractérisation des antennes RF	129
5.2.1. Première version du patch	129
5.2.1.1. Mesures et validation des performances de l'antenne 868 MHz	130
5.2.1.2. Mesure du diagramme de rayonnement	132
5.2.2. Tests de la communication avec les stations Sigfox	134
5.2.2. Deuxième version du patch	135
5.2.2.1. Test des antennes PIFA	136
5.2.2.2. Diagrammes de rayonnement	137
5.2.2.3. Test de la communication avec le réseau Sigfox	137
5.3. Aspect énergétique et gestion batterie	138
5.3.1. Commande On-Off	138
5.3.2. Protection « undervoltage »	140
5.3.3. Désactivation du patch lors de la recharge sans fil	140
5.4. Test de la recharge sans fil	141
5.4.1. Caractérisation des bobines imprimées pour la recharge sans fil	141
5.4.2. Test du chargeur sans fil	142
5.4.3. Rendement du transfert d'énergie par induction	144
5.5. Caractérisation thermique	148
5.5.1. Cas de la recharge sans fil	148
5.5.1.1. Problématique de la recharge sans fil	148
5.5.1.2. Solution pour minimiser l'élévation thermique	151
5.5.2. Cas de la transmission RF de données	152
5.5.3. Cas de la géolocalisation GPS	153
5.6. Conclusion	155
Conclusion générale	157
Tables des figures	161
Tables des tableaux	159

Production scientifique	171
Glossaire	173

Introduction générale

La surveillance de la santé est un axe d'application en pleine expansion grâce au développement massif des technologies microsystèmes à l'image des MEMS (Micro-ElectroMechanical System) conjuguées avec l'essor des moyens de transmission radiofréquence de nouvelle génération : Sigfox, Bluetooth Low Energy, LoRa, Z-Wave, EnOcean, Zigbee, Thread, ... Le développement de l'électronique embarquée à faible consommation et sa miniaturisation sont autant d'avancées technologiques au service d'une science que nous qualifions usuellement de Structural Health Monitoring (SHM). Les objectifs, tant scientifiques qu'économiques sont difficilement quantifiables tant l'engouement pour cette science suscite, toujours plus chaque jour, un intérêt certain pour identifier et contribuer au diagnostic d'apparition de défauts dans des systèmes aussi bien inorganiques qu'organiques.

Cette science, bien souvent pilotée par des applications en lien étroit avec les industries qui ont depuis une quinzaine d'années sollicité le LAAS-CNRS pour le développement de réseaux intelligents capables d'analyser des mécanismes de défaillance. Nos contributions ont fait l'objet de travaux de recherche avec pour chacune des études des approches méthodologiques complémentaires. A titre d'exemple, nous pouvons citer les travaux du projet MSEPP qui consistait à monitorer l'état de santé structurelle des pâles de l'A400M et le projet DIAGNOSTAT qui visait le diagnostic et la localisation des défauts de structure avionique par des méthodes d'analyse et d'architecture matérielles versatiles. Toutes ces méthodes ont fait l'objet d'un transfert industriel à des sociétés comme Ratier Figeac ou bien encore Airbus, EADS-IW. Plus récemment, nous explorons et étudions des solutions innovantes pour la surveillance in situ des ouvrages d'art pour le génie civil par le déploiement de capteurs multiphysiques intégrés dans une multicouche composite mince.

En complément de cette science dédiée à la surveillance des structures matérielles, notre laboratoire est engagé dans la détection de la fragilité des personnes âgées. Cette science est couramment qualifiée de Human Health Monitoring (HHM) et se focalise sur le monitoring de la santé humaine. Elle vise la surveillance et la prédiction de l'apparition de certaines maladies ou troubles de la santé en se basant sur l'analyse de certains paramètres physiologiques. La pression sanguine, la fréquence cardiaque ou même les activités de la vie quotidienne sont autant de marqueurs qui peuvent être classés suivant des modèles et des niveaux de santé dont la variation soudaine ou latente des changements dans l'activité physique ou comportementale de vie peuvent témoigner de l'évolution temporelle de certaines maladies et/ou démences.

Pour bien comprendre le contexte socio-économique de notre projet, il nous paraît nécessaire d'introduire une courte analyse des phénomènes démographiques et leur conséquence. A ce jour, les statistiques l'attestent, une moyenne de 24% de la population française a dépassé le seuil de 60 ans [1]. Et selon les dernières études du département des affaires économiques et sociales de l'ONU, 30% de la population française dépassera l'âge des 60 ans en 2035. Ce taux ne s'arrêtera pas à ce niveau et continuera à s'accroître d'une manière remarquable dans les années à venir, notamment avec l'arrivée à l'âge de la retraite de la génération qualifiée de «baby-boom». Avec pour conséquence des modifications sociétales françaises significatives, notamment dans les secteurs d'activités du transport, du logement mais surtout de la santé. Concernant ce dernier point, la probabilité d'être affecté par des troubles de la santé s'accroît avec l'âge, autrement dit, une fragilité certaine des personnes avec comme problématique, la dépendance et l'incapacité à vivre sans un accompagnement. On notera également le besoin d'une surveillance quasi-permanente dans le cas de personnes souffrant de réduction progressive des capacités cognitives, qualifié usuellement de la maladie d'Alzheimer. L'âge reste parmi les facteurs principaux causant et favorisant le développement de cette démence qui concerne 5 % des personnes âgées de plus de 65 ans et 15 % de celles dépassant 85 ans [2]. Chaque année la situation s'aggrave et le nombre des personnes atteintes « d'Alzheimer » augmente avec 160 000 nouveaux cas référencés seulement en France. Ce nombre de malade a été évalué à 860 000 en 2007 et pourrait atteindre 1,3 millions d'ici l'an 2020. Pour faire face à cette problématique démographique, la France mise sur la création d'instituts médico-sociaux de retraite et d'assistance à l'image des centres d'EHPADs (Etablissement d'Hébergement pour Personnes Agées Dépendantes). Toutefois, les demandes grandissantes témoignent d'un besoin croissant et poussent dans leur retranchement les infrastructures et ressources humaines qui vont très vite s'avérer insuffisantes. De nouvelles perspectives propices à « un bien vieillir, pour mieux vieillir », seront très appréciées. Dès lors, la technologie au service des personnes âgées semble être une solution qui permettrait non seulement de mieux gérer les conséquences qui en découlent mais aussi devrait favoriser leur maintien à domicile pour de longue période tout en monitorant les chutes et les errances.

A la lumière de cette analyse, il nous semble incontestable que les systèmes développés dans le cadre du HHM sont un des éléments de réponse à la question de comment assurer une surveillance continue des activités et de la santé des personnes âgées. Jusqu'à présent ces dispositifs se matérialisent sous diverses formes que nous analyserons ; c'est l'objet du premier chapitre de notre manuscrit. A la différence des activités de recherche menées jusqu'ici, notre travail s'inscrit bien dans le HHM mais dans une perspective complémentaire liée à la sécurité des personnes âgées en établissement et/ou souffrant de maladie cognitive. Parce que les fugues, la perte du sens de l'orientation, les états d'errances mais aussi les chutes, sont une source de stress quasi permanente, tant pour les proches que pour les

personnels aidants, que le programme de recherche SACHA (Search And Computerize Human Acts) est perçu comme un outil fondamental pour le secteur médico-social.

Notre travail de thèse porte donc sur la : Conception, Réalisation et Intégration Technologique d'un Patch Electronique : application à la surveillance des personnes âgées.

Ces travaux se sont déroulés dans l'équipe S4M (Smart Sensing and SystemS Monitoring) du LAAS-CNRS.

Bibliographie de l'introduction générale.

- [1] (17/12/14). *The 2015 Revision of World Population Prospects*. Available: http://esa.un.org/unpd/wpp/unpp/panel_indicators.htm
 - [2] (22/12/14). *Maladie d'Alzheimer, tout savoir sur la maladie*. Available: <http://www.maladiedalzheimer.com>
-

CHAPITRE 1 : Surveillance des personnes âgées et dépendantes : problématique et solutions proposées

Sommaire

1.1.Accompagner technologiquement le vieillissement de la population	7
1.2.Background et solutions d'assistance à la surveillance des personnes âgées	9
1.2.1.Acceptabilité	9
1.2.2.Maisons intelligentes (Smart Homes)	11
1.2.3.Systèmes portés au contact du patient	13
1.2.3.1.Systèmes de traitement de données	13
1.2.3.2.Enregistreurs de données (Data Loggers)	13
1.2.3.3.Systèmes avec transfert de données	14
1.2.4.Textiles intelligents	14
1.2.5.Patchs électroniques	15
1.2.6.Systèmes in vivo	19
1.2.6.1.Systèmes implantables	20
1.2.6.2.Systèmes à ingérer	21
1.3.La localisation	22
1.4.Solutions d'infrastructures et de services de surveillance des personnes âgées	23
1.5.Produits commercialisés en France	24
1.6.Notre contribution sur le domaine : un patch actif intelligent	26
Bibliographie du chapitre 1	29

1.1. Accompagner technologiquement le vieillissement de la population

Conjuguer les progrès de la médecine en matière de santé et le vieillissement de la génération « baby-boom¹ » pose la question sociétale de comment accompagner ces personnes ?

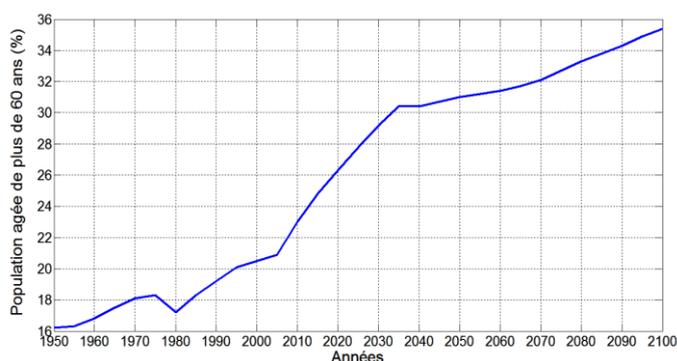


Figure 1.1 : Evolution du pourcentage de la population âgée de plus de 60 ans en France [1].

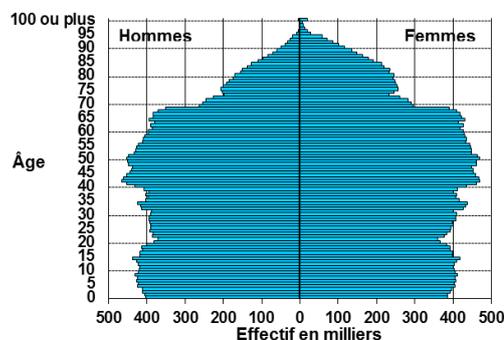


Figure 1.2 : Pyramide des âges en France au 1er janvier 2015 [2].

Le vieillissement de la population va entraîner des modifications profondes de la société française en inversant la pyramide des âges (figure 1.2) avec des évolutions nécessaires de plusieurs secteurs comme le transport, la retraite, l'alimentation, le logement et notamment la santé avec la probabilité croissante en fonction de l'âge d'être affecté par des maladies comme les cancers, les démences, l'ostéoporose... Ces troubles rendent les personnes âgées de plus en plus dépendantes et incapables de vivre sans un accompagnement adapté et une surveillance permanente. Ces influences ont fait l'objet d'un nouveau projet de loi française pour en anticiper les différentes conséquences [3, 4].

Les personnes âgées fragiles sont plus susceptibles d'être dépendantes dans les différents actes de la vie courante, hospitalisées et affectées par des pathologies prolongées [5]. L'identification et le dépistage des personnes fragiles constituent une étape très importante qui permet la prévention et la lutte contre la dépendance sachant que la fragilité est un syndrome à caractère réversible [6]. Dans ce but, des outils ont été développés comme celui de Rockwood [7] qui est basé sur l'analyse du nombre des problèmes de santé liés à l'âge via 70 critères de maladies et problèmes médicaux dont l'accumulation permet de classer les patients en deux catégories : fragiles ou robustes. Une autre approche plus simple a été développée par Fried [8] pour distinguer trois groupes de personnes (robuste, pré-fragile et fragile) en se basant sur cinq critères : la perte de poids, la fatigue, la vitesse de marche, la force musculaire et la sédentarité.

La dépendance est l'incapacité partielle ou totale à effectuer les différentes tâches essentielles liées à la vie quotidienne ce qui implique l'intervention d'une personne tierce.

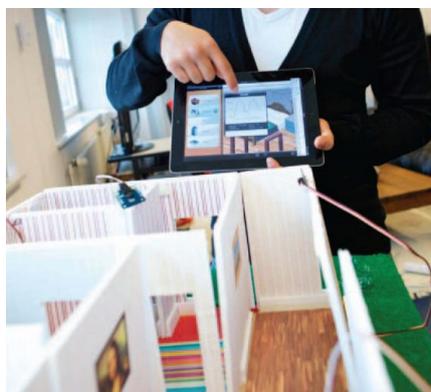
¹ Baby-boom : période caractérisée par un taux élevé de la natalité en France après la deuxième guerre mondiale et qui a duré jusqu'au milieu des années 70.

Les stades de la perte d'autonomie peuvent être classés en six groupes iso-ressources (GIR) en se basant sur les différentes données collectées via une grille AGGIR (Autonomie gérontologie-groupe iso-ressources) qui vise l'observation de plusieurs activités que la personne âgée doit effectuer sans aide comme la cuisine, le ménage, l'habillage, la toilette... [9-11]

Le modèle économique de la construction massive d'instituts d'accueil n'étant plus possible, les pouvoirs publics développent des solutions de maintien à domicile où la technologie et la « révolution » des objets connectés et des robots compagnons sont envisagées comme approches contraintes par l'impératif de sécurité et de fiabilité face aux problèmes majeurs comme les chutes et les errances dans le cas des personnes souffrant de maladie cognitive.



(© Bouzou)



© [2013] IEEE [12]



Figure 1.3 : Evolution du concept de télémédecine destiné à l'assistance des personnes dépendantes.

Dans ce travail de thèse, nous allons proposer de développer un « tracking patch » connecté capable de prodiguer des services de surveillance de détection de chutes et de géolocalisation pour des personnes fragiles.

Ce travail s'inscrit dans le cadre du projet SACHA (Search And Computerize Human Acts), projet labellisé par les pôles Aerospace Valley et Cancer-Bio-Santé ; financé par les régions Languedoc Roussillon Midi-Pyrénées et Aquitaine, la banque publique d'investissement (BPI) et le fonds européen de développement économique et régional (FEDER). Avec le LAAS-CNRS, ce projet réunit d'autres partenaires : SIGFOX, Telecom Design, Axible Technologies, E-santé et le centre hospitalier du val d'Ariège (CHIVA).

Nos travaux vont se focaliser sur la conception, le développement, l'intégration, la caractérisation du patch à porter entre les omoplates, région du corps quasi inaccessible à l'arrachement par le patient (figure 1.4).

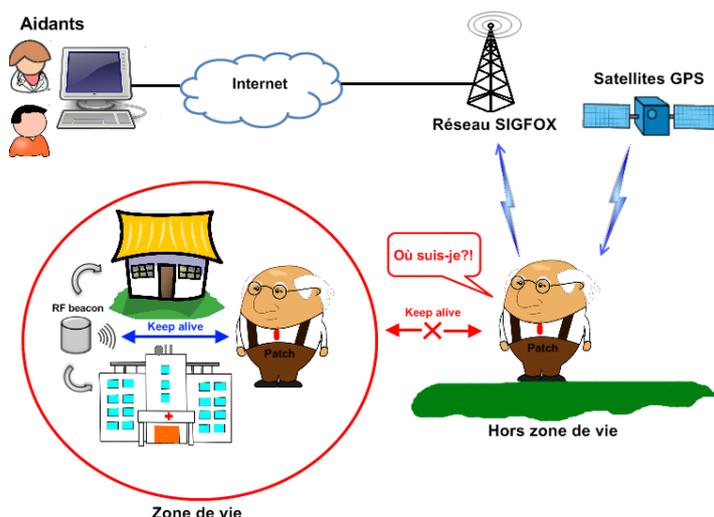


Figure 1.4 : Fonctionnalités du « tracking patch ».

1.2. Background et solutions d'assistance à la surveillance des personnes âgées

1.2.1. Acceptabilité

La première étape dans le développement des différents moyens visant l'aide de personnes doit être construite sur la compréhension des besoins, attentes et craintes concernant la technologie en question. Certaines études ont été faites pour investiguer les avis et réactions des personnes âgées et leurs entourages vis-à-vis de l'utilisation des nouvelles technologies dans les différents domaines y compris la télésurveillance [13]. Ces travaux se basent sur leur implication via des questionnaires, des interviews ou bien la technique du focus groupe. Les résultats de ces analyses ne peuvent pas bien sûr être généralisés au niveau mondial vu les différentes caractéristiques culturelles, économiques et ethniques distinguant chaque pays. Cependant, elles permettent de donner un aperçu global de certaines attentes comme le souhait de garder un grand degré d'indépendance et le respect de la vie privée des personnes à surveiller.

Dans ce contexte, Rialle et *al.* [14] présentent un exemple d'étude nommée ALICE (Alzheimer, Information, Communication and Ethics). Cette étude a été réalisée sur la région de Paris dans le but d'évaluer un panel de 14 technologies destinées à l'aide des personnes souffrant de la maladie d'Alzheimer. Cette étude s'est basée sur l'analyse des différentes réponses collectées à travers 270 questionnaires.

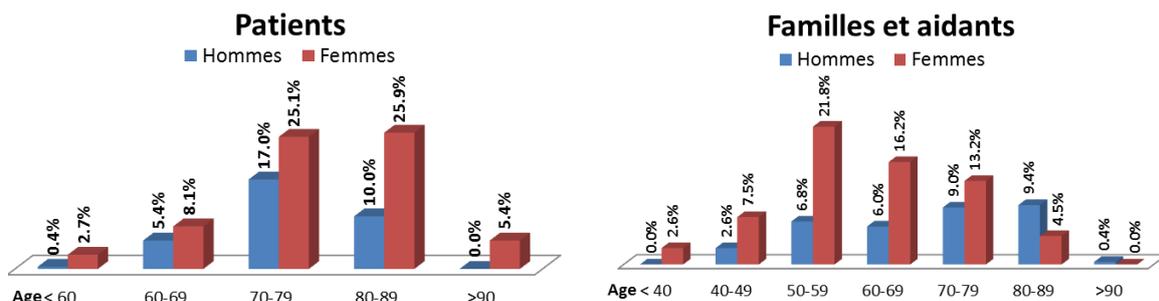


Figure 1.5 : Répartition des personnes participantes à l'étude ALICE [14].

En discernant de cette étude les technologies de tracking et de détection de chutes, l'analyse des chiffres révèle une acceptation respectivement supérieure à 50% et 35% (figure 1.6) :

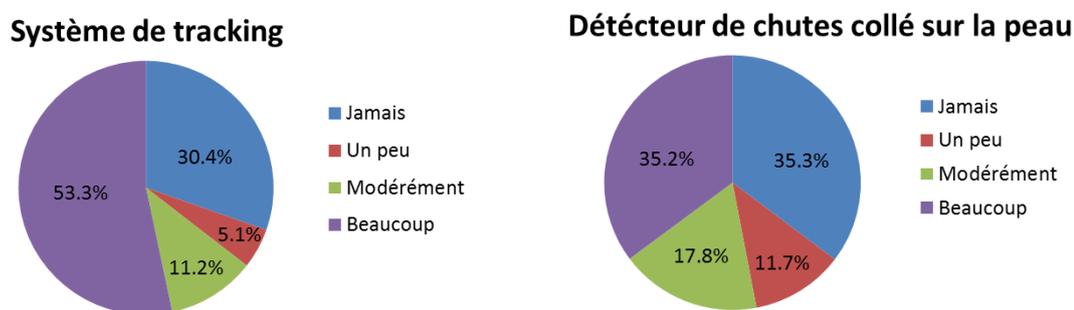


Figure 1.6 : Pourcentages d'acceptation pour le tracking et la détection de chutes [14].

D'autres études ont été rassemblées dans le tableau 1.1.

Eudes	Méthodes	Points à investiguer	Durée	Pays	Résultats
Wild et al. [15] 2008	Focus groupes avec la participation de 23 personnes âgées de plus de 65 ans et 16 membres de familles et amis	Besoins et attentes des personnes âgées et leurs proches en termes de surveillance à domicile	2 jours	États-Unis	Dans l'ensemble, les avis des participants étaient positifs sur le potentiel des systèmes de surveillance à domicile. Les différentes discussions ont permis la mise en évidence de certains thèmes comme l'indépendance, la détection des déclin cognitifs, la confidentialité et le partage des données collectées.
Steele et al. [16] 2009	Focus groupes avec la participation de 13 personnes âgées de plus de 65 ans	Attentes et craintes des personnes âgées vis-à-vis l'utilisation des réseaux de capteurs dans la surveillance de santé	2 focus group de 2 h avec deux semaines entre les deux	Australie	Les technologies qui peuvent prolonger la période d'indépendance sont très appréciées par les personnes âgées. La confidentialité des données de santé pourrait ne pas être aussi importante que généralement considérée et le coût reste le facteur le plus important qui peut influencer le choix d'adoption de cette technologie

<p>Huygens et al. [17] 2013</p>	<p>57 questionnaires et 6 interviews avec la participation des personnes âgées de plus de 50 ans</p>	<p>Utilisation des technologies de téléassistance et E-santé dans les soins primaires</p>	<p>1 semaine</p>	<p>Pays-Bas</p>	<p>Opinions positives sur l'utilisation de la technologie : gain de temps et l'assurance d'un niveau élevé de sécurité et de confort. Les craintes signalées peuvent être résumées dans la difficulté d'utilisation et la diminution du contact humain et personnel.</p>
<p>Claes et al. [18] 2013</p>	<p>245 questionnaires avec la participation des personnes âgées de plus de 60 ans</p>	<p>Monitoring des activités quotidiennes des personnes âgées</p>	<p>Environ 3 mois</p>	<p>Belgique</p>	<p>Les personnes âgées sont prêtes à adopter ce concept mais plus tard ou quand leurs niveaux de santé déclinent avec l'acceptation du partage des données recueillies avec les soignants et la demande de la participation dans les décisions concernant la technologie</p>

Tableau 1.1 : Exemples d'études des technologies de surveillance par les personnes âgées.

Parmi les différents dispositifs déjà commercialisés ou en cours de développement pour la surveillance, on peut distinguer quatre grandes catégories :

- Maisons intelligentes (Smart Homes).
- Systèmes portés par le patient.
- Systèmes implantables ou avalables.
- Systèmes hétérogènes.

1.2.2. Maisons intelligentes (Smart Homes)

Cette catégorie vise l'utilisation des systèmes qui peuvent être implémentés dans la maison du patient, dans les établissements d'hébergement ou bien les hôpitaux [19-21]. Les activités quotidiennes des personnes âgées se caractérisent par un caractère stable et immuable. Cette propriété peut être utilisée pour juger du bien-être de ces personnes par la détection de tout changement dans leurs habitudes qui peut refléter la présence d'une anomalie ou un problème quelconque. Le suivi d'activités fait l'objet des maisons intelligentes et se base sur l'utilisation d'une combinaison de plusieurs types de capteurs permettant la classification et l'identification des différents comportements. Un simple exemple est l'utilisation des capteurs de force placés sous les quatre pieds du lit pour le suivi de la qualité du sommeil [22].

L'utilisation des caméras 2D, 3D ou même thermiques est l'une des solutions dans le cadre des Smart Homes. Parmi les algorithmes utilisés pour la détection des chutes, on peut distinguer ceux qui se basent sur le suivi du mouvement et la vitesse de la tête de la personne en question. Le choix de la tête s'explique par le fait qu'elle est plus visible et subit un large mouvement pendant la phase de chute [23, 24].

Un exemple de ces algorithmes est présenté dans l'article de Khawandi et *al.* [23], le principe repose sur l'extraction de l'arrière-plan des images, ceci afin de discerner les zones mobiles puis identifier et localiser la couleur caractéristique de la peau humaine, laquelle confère une signature de zones pouvant contenir la tête et/ou une main. Ces zones sont ensuite comparées à une ellipse de référence pour détecter la tête dont les caractéristiques comme le mouvement, la vitesse et la distance qui la sépare du caméra sont ensuite calculées et comparées à des seuils prédéfinis pour faciliter la détection des chutes et le déclenchement d'une alarme.



Figure 1.7 : Exemple de détection de chute en calculant la vitesse de la tête © [2006] IEEE [24].

En complément de la détection des chutes, les caméras peuvent être également utilisées pour distinguer les différentes positions de la personne surveillée : debout, assise, allongée... par exemple Jansen et *al.* [25] proposent de déterminer la position du corps à l'aide de la hauteur du centre de la silhouette : $35 \text{ cm} < z < 70 \text{ cm}$ permet de discerner une personne assise, d'une personne en position allongée $z < 35 \text{ cm}$,...

Certes, l'utilisation des caméras permet d'aider à surveiller les personnes âgées mais elle pose des problèmes éthiques. Usuellement, elles sont peu acceptées et sont perçues comme des systèmes ne respectant pas la vie privée.

En complément des caméras, des projets de recherche s'appuient sur le concept des réseaux des capteurs implémentés dans les domiciles des personnes âgées. Un exemple est cité dans [26] dans lequel Suryadevara et *al.* décrivent un système de suivi d'activités basé sur un ensemble de capteurs formé par des unités détectant l'utilisation des appareils électroménagers, des capteurs de force pour le lit, fauteuil ...ainsi que des capteurs de contact pour le réfrigérateur par exemple. Les différents capteurs sont munis des modules Zigbee pour assurer la communication et permettent la prédiction de certaines activités ainsi que la détection des changements d'habitudes.



Figure 1.8 : Exemple des capteurs utilisés dans © [2013] IEEE [26].

Une autre approche est présentée dans [27], en plus des capteurs implémentés dans la maison, Chiriac et *al.* utilisent la technologie des capteurs communicants pour identifier les activités des personnes surveillées.

1.2.3. Systèmes portés au contact du patient

Ce sont des dispositifs développés dans le but d'être portés en permanence par les personnes âgées, ils se déclinent sous différentes formes : bracelets, téléphones, médaillons, montres, ... Ces systèmes permettent d'assurer le suivi des différents paramètres actimétriques et physiologiques quel que soit l'emplacement des personnes qui les portent. Cette portabilité met en jeu plusieurs facteurs à respecter dans la conception : la taille, la masse, la forme, l'autonomie, la simplicité, l'efficacité, ...

Selon la méthode de traitement des informations collectées, ces dispositifs peuvent être répartis en trois catégories [28] :

- Dispositifs capables de faire un traitement local des données collectées.
- Enregistreurs de données (Data logger).
- Systèmes pouvant faire le transfert des informations issues des capteurs.

1.2.3.1. Systèmes de traitement de données

La première catégorie se caractérise par la présence d'une unité de calcul et de traitement de données basée sur une architecture matérielle intégrée (microcontrôleurs, FPGA, FPAA, ...) qui permettent de récupérer les informations issues des capteurs et de les analyser dans le but d'identifier des cas d'anomalie potentiellement dangereux pour les personnes âgées et fragiles.

A titre d'exemple, Bugtai et *al.* [29] présentent un dispositif portable pour la surveillance de l'activité cardiaque. Il est basé sur l'utilisation d'un microcontrôleur de type « Zilog Z8 Encore » pour le traitement des données et la communication avec un afficheur LCD pour la visualisation des différentes informations. En plus de la fréquence cardiaque et l'électrocardiographie, ce système permet aussi de mesurer la température. De plus il est muni d'une alarme sonore pour prévenir le porteur en cas d'anomalie.

1.2.3.2. Enregistreurs de données (Data loggers)

Ces systèmes sont munis d'une mémoire qui permet l'enregistrement et le stockage des données issues des capteurs physiologiques pour être traitées ultérieurement. L'analyse en temps réel n'est pas assurée, cela implique que si un événement anormal avait lieu il ne serait détectable qu'après la récupération des informations et leur post traitement.



Figure 1.9 : Data logger (ECG) [30].

Un exemple d'un enregistreur de données est présenté dans [31], Anh Dinh et *al.* décrivent un dispositif qui a été développé pour être porté sur la poitrine. Il est mini d'un accéléromètre 3D, un gyroscope 2D pour le suivi des activités physiques ainsi qu'un petit microphone pour le suivi des battements du cœur. Les différentes informations collectées par les capteurs sont stockées sur une carte SD pour être récupérées puis traitées par un ordinateur.

1.2.3.3. Systèmes avec transfert de données

Ce type de technologie utilise une communication radiofréquence pour la transmission des informations issues des capteurs. On notera que la portée du lien radio, l'emplacement des récepteurs et la puissance électrique consommée sont d'autant d'éléments électroniques qui garantissent un fonctionnement optimal de ces systèmes. A titre d'exemple, Mathie et *al.* [32] décrivent le développement d'un système basé sur l'utilisation d'un accéléromètre 3D pour le suivi de la mobilité, les dépenses énergétiques, l'allure de la marche et les chutes chez les personnes souffrant de l'insuffisance cardiaque congestive et/ou de la broncho-pneumopathie chronique obstructive. Le dispositif est destiné à être porté au-dessus de l'épine iliaque antéro-supérieure. Les données sont transférées via une liaison RF à un ordinateur pour être analysées puis, l'ensemble des informations est envoyé chaque soir vers un serveur central. Cette logique implique donc que le patient doit rester dans un périmètre qui ne dépasse pas la portée de la liaison RF pour assurer le transfert des données vers l'ordinateur. K.-T. Song et Y.-Q. Wang [33] présentent un exemple de design et une étude expérimentale d'un système conçu dans le but de distinguer les différentes postures du corps. Il s'agit d'une petite boîte positionnée sur la cuisse et équipée d'un accéléromètre 2D ainsi que d'un module pour la communication RF. L'objectif doit permettre le discernement de 5 états distincts : descendre un escalier, monter un escalier, marcher, debout et assis.

1.2.4. Textiles intelligents

Il s'agit de textiles équipés d'unités permettant d'interagir avec les environnements tout en assurant des réponses convenables aux différents signaux captés. Ils sont aussi connus sous le nom de textiles électroniques (E-textiles). Plusieurs fonctionnalités peuvent être intégrées comme des capteurs, des modules de communication RF, des blocs de traitement de données... Ce type de textiles trouve son application dans des domaines variés comme le

sport, la mode, la santé ainsi que le secteur militaire [34]. Les textiles intelligents se divisent en deux groupes : la première catégorie est obtenue en équipant les textiles par des composants électroniques classiques : des circuits intégrés, des antennes, des capteurs et des conducteurs. En revanche, le second groupe se caractérise par le développement de certaines fonctionnalités directement intégrées dans le substrat textile [35-38].



Figure 1.10 : Antenne réalisée avec des fils de cuivre
© [2014] IEEE [39].

Quelques exemples de vêtements intelligents à titre non exhaustif sont présentés dans le tableau ci-après :

Exemples	Type de vêtements	Capteurs incorporés	Applications
Young-Dong et al. [40]	T-shirt	Electrodes et accéléromètre	ECG et activités physiques
Niazmand et al. [41]	Pull-over	Accéléromètres	Détection de chutes
Bourke et al. [42]	Gilet	Accéléromètre	Détection de chutes
Niazmand et al. [43]	Gant	Capteurs de contact, de force et accéléromètres	Monitoring des symptômes de la maladie Parkinson
Wen-Yen et al. [44]	Gilet	Accéléromètres	suivi des postures et équilibre du corps, analyse de marche
Yingxiao et al. [45]	Semelle	Capteurs de pression	Analyse de marche
Pandian et al. [46]	T-shirt	Electrodes, capteurs PPG et de température	Géolocalisation GPS, monitoring des signaux physiologiques : ECG, PPG, GSR, température, pression artérielle et fréquence cardiaque

Tableau 1.2 : Exemples de vêtements pour la surveillance de santé.

1.2.5. Patches électroniques

Les patches électroniques sont des dispositifs développés pour être collés directement sur la peau, ils sont munis des capteurs qui permettent la collecte des différents signaux vitaux comme la température et le rythme cardiaque ainsi que le suivi des activités quotidiennes. C'est la nature des événements qui dictera (exemple de chute) ou pas une intervention humaine immédiate. Toutes ces fonctionnalités exigent le respect de différents critères pour assurer le bon déroulement de l'opération de la surveillance. Ces exigences incluent la précision des capteurs utilisés, les performances des modules de communication, la

biocompatibilité du système, son degré d'intégration, sa durée de vie ainsi que la fiabilité des algorithmes utilisés. Suzuki et *al.* [47] présentent un exemple du design d'un patch nommé SILMEE (Smart-healthcare Intelligent Life Monitor Engine and its Eco-system) contenant quatre types de capteurs : photopléthysmographie, électrocardiographie, température et accélération. Il est caractérisé par une dimension de $60 \times 25 \text{ mm}^2$, une masse de 10 g et développé pour être porté sur la poitrine. Il peut être utilisé en mode « logger » ou bien en temps réel via son module Bluetooth qui lui confère un moyen de communication afin de transmettre les données vers des smartphones ou des tablettes.

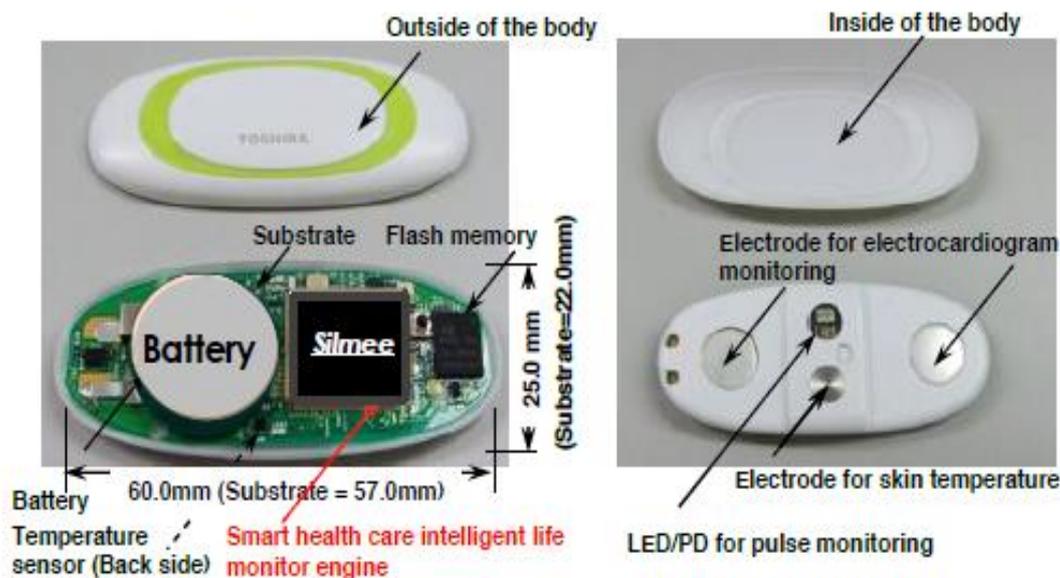


Figure 1.11 : Patch SILMEE © [2013] IEEE [47].

L'oxymétrie pulsée est une technique utilisée pour la mesure de la saturation en oxygène dans le sang. Cette méthode est basée sur l'utilisation de deux longueurs d'onde : le rouge et l'infrarouge. Elle consiste à analyser la partie non absorbée des deux couleurs émises sachant que l'oxyhémoglobine absorbe les infrarouges contrairement au désoxyhémoglobine qui n'absorbe que le rouge. Haahr et *al.* [48] décrivent le développement d'un patch avec l'utilisation de cette technique pour la surveillance de la santé. Ce dispositif est destiné à être porté sur la partie supérieure du tronc. Il est caractérisé par une dimension de $88 \times 60 \times 5 \text{ mm}^3$ et une masse de 16 g. De plus, il embarque deux modes de communications : RS232 et Zigbee (2,4 GHz).

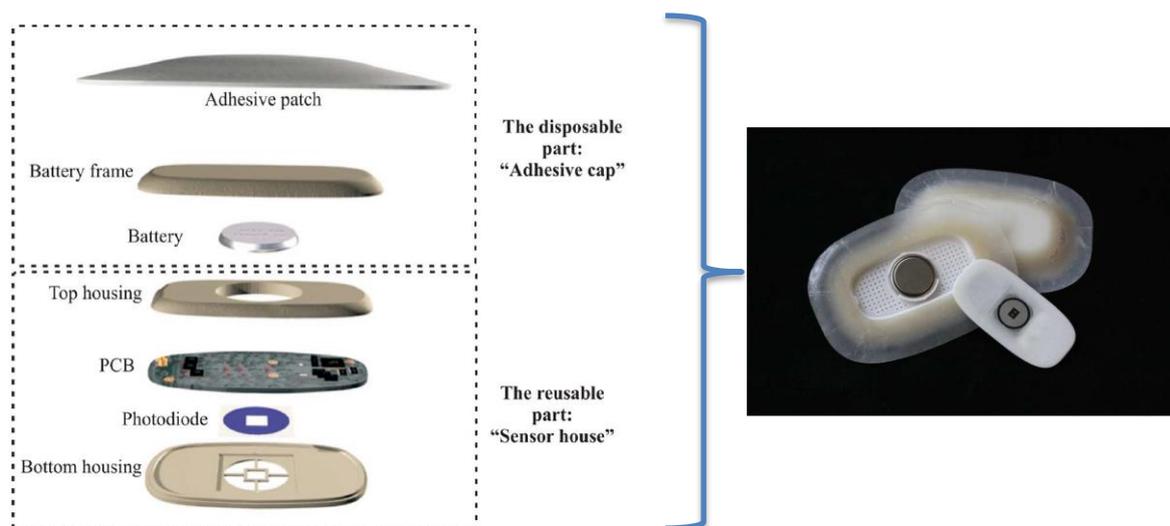


Figure 1.12 : Patch électronique présenté dans © [2012] IEEE [48].

La technologie d'un type spécifique de patch est décrit dans [49, 50]. Ce dispositif, au contraire des systèmes précédemment cités, se base sur l'utilisation d'un code couleur pour le suivi de la variation de la température de la peau. Il mesure 5 cm^2 et il est constitué d'une matrice de 3600 cristaux liquides de $0,5 \text{ mm}^2$ disposés sur un substrat flexible. Il peut être placé directement sur la peau pour détecter s'il y a un problème cardiaque ou bien encore permet d'assurer des fonctions de surveillance d'hydratation de la peau 24h/24. De plus, ce dispositif utilise également le changement de la température de la peau pour déterminer non seulement le débit du sang mais aussi d'estimer la santé cardiovasculaire.

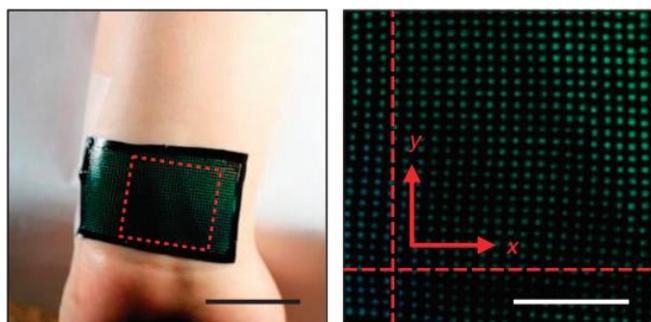


Figure 1.13 : Patch décrit dans [49].

Concernant Dae-Hyeong et *al.* [51], les auteurs présentent une nouvelle technologie des dispositifs dédiés à la surveillance de la santé en introduisant la notion de « peau électronique » (E-Skin) qui tend à imiter les propriétés sensorielles de la peau humaine. Cette peau qui peut être vue comme un tatouage provisoire caractérisé par un contact conforme et une adhérence adéquate en se basant seulement sur une liaison de van der Waals. Il s'agit d'un système complet qui peut intégrer des capteurs variés : électrophysiologique, température ainsi que des composants discrets de type transistors, LEDs, diodes de redressement, antennes passives, cellules photovoltaïques, ainsi que des

bobines pour la recharge sans fil. Toutes ces caractéristiques permettent à cette peau d'assurer le suivi par exemple de l'activité du cœur, du cerveau.

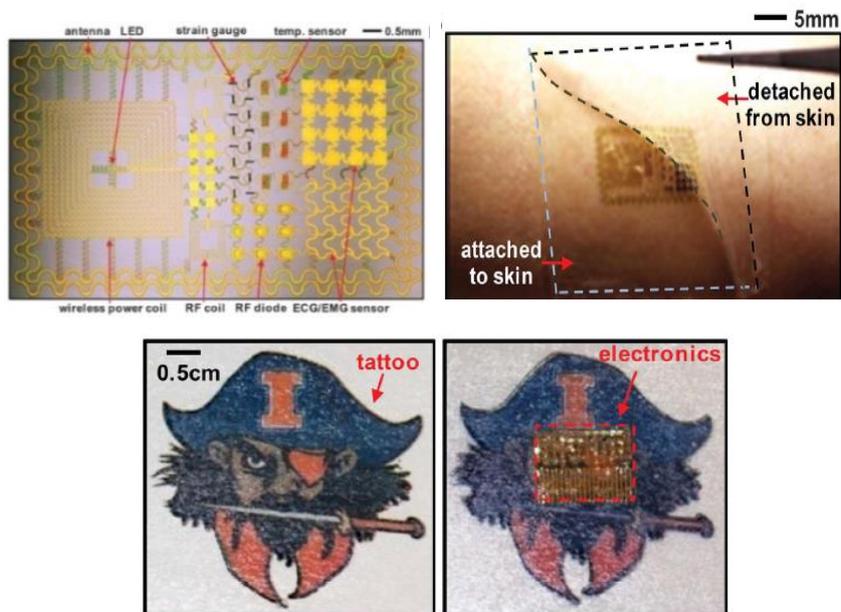


Figure 1.14 : Peau électronique décrit dans [51].

D'autres exemples de patchs avec leurs applications sont référencés dans le tableau ci-après :

Patch	Signaux surveillés	Placement	Caractéristiques	Communication sans fil	fonctionnalités
SecuraPatch [52] 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Rythme cardiaque ➤ Rythme respiratoire ➤ Détection de chute ➤ Stress ➤ Température de la peau ➤ Activité, Marche ➤ calories brûlées ➤ Posture du corps 	Poitrine	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Etanche ➤ Patch peut être porté durant 2 à 3 jours 	Bluetooth Low Energy	SecuraPatch transmet les informations à une application smartphone (SecuraFone) dans le but d'être stockées et analysées ou transmises au Cloud
SensiumVitals® system [53] 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Rythme cardiaque ➤ Respiration ➤ Température axillaire 	Poitrine	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Masse: 15 g ➤ Etanche ➤ Batterie : 5 jours ➤ Mesure toute les 2 min 	RF EU: 868 MH US: 915 MHz	communique avec des passerelles qui se connectent via Wi-Fi ou Ethernet aux serveurs de l'hôpital
ePatch [54] 	ECG	Sternum	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Masse: 15 g ➤ 2 GB de stockage interne ➤ Enregistrement: 72 h ➤ Etanche ➤ Batterie rechargeable: Lithium - Ion polymère 	Bluetooth Low Energy (BLE) / Bluetooth Smart / Bluetooth 4.0	ePatch enregistre en continu durant 72 h les signaux ECG qui peuvent être récupérés via une interface USB. Pour les prochaines générations les signaux d'activités seront aussi enregistrés et les données seront envoyées sans fil.

<p>ZIO Patch [55]</p> 	<p>Monitoring des activités cardiaques</p>	<p>Poitrine</p>	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Etanche ➤ Surveillance continue jusqu'à 14 jours ➤ un bouton sur le patch peut être pressé par le patient pour marquer un épisode symptomatique. 		<p>Une fois la période de surveillance est terminée, le patch est envoyé aux centres cliniques iRhythm pour l'analyse et le traitement des données collectées. Le médecin est informé dès que le rapport est prêt pour l'examen et l'interprétation finale.</p>
<p>HealthPatch [56]</p> 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ ECG ➤ Variabilité de la fréquence cardiaque ➤ Fréquence respiratoire ➤ Température de la peau ➤ Posture ➤ Pas ➤ chutes 	<p>Poitrine</p>	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Masse : 11g ➤ Taille : 115 × 40 × 7mm³ ➤ La pile dure 2 jours ➤ Etanche 	<p>Bluetooth Low Energy (BLE)</p>	<p>Le patch transmet les données collectées à un relais qui peut ensuite envoyer les informations appropriées au Cloud, les professionnels de santé ...</p>
<p>WIN Human Recorder [57]</p> 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Température ➤ Mouvements du corps ➤ signaux électrocardiographiques 	<p>Poitrine</p>	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Masse: 13,2 g ➤ Taille : 40 × 39 × 8 mm³ ➤ Fonctionnement : 120h 	<p>Émetteur radio 2,4 GHz</p>	<p>Envoie les informations collectées à l'aide d'un ordinateur ou un Smartphone pour être analysées</p>
<p>PhiloMetron Patch [58]</p> 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Température ➤ Rythme cardiaque ➤ Fréquence respiratoire ➤ Conductivité de la peau 	<p>Bras</p>	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Destiné à être remplacé une fois par semaine ➤ Fournit aux utilisateurs des résultats totaux de 24 heures et pas de données instantanées. 	<p>Bluetooth</p>	<p>Surveille la consommation calorique et envoie les informations collectées via Bluetooth au Smartphone de l'utilisateur où une application analyse les données reçues et apporte un soutien</p>

Tableau 1.3 : Exemples de quelques patches développés.

1.2.6. Systèmes in vivo

Ce sont des systèmes invasifs destinés à fonctionner à l'intérieur du corps humain. Leur rôle peut varier d'une simple détection et suivi de paramètres vitaux comme la température à des fonctions d'actionneur comme les stimulateurs cardiaques et les défibrillateurs. Cette propriété impose des critères de conception parmi lesquelles la biocompatibilité et la sécurité peuvent être classées en priorité en plus de la miniaturisation et l'efficacité. Plusieurs dispositifs in vivo ont été développés et qui se distinguent par des formes et des durées différentes de séjour dans le corps humain dépendant des buts et des fonctionnalités souhaitées [59, 60].

Les systèmes in vivo peuvent être classés en deux groupes :

1.2.6.1. Systèmes implantables

Ce sont des systèmes qui nécessitent une opération chirurgicale pour les intégrer dans le corps humain dans le but par exemple du suivi de certains paramètres physiologiques comme la pression sanguine [61].

Les défibrillateurs et les stimulateurs cardiaques se classent parmi les dispositifs les plus connus dans ce domaine. Un stimulateur (pacemaker) permet de générer des impulsions électriques de faible énergie induisant des contractions au niveau d'un cœur malade qui ne peut plus assurer un fonctionnement normal des muscles cardiaques et qui présente donc des anomalies électrocardiographiques. Le défibrillateur, en plus de la régulation du rythme cardiaque (fonction stimulatrice), joue le rôle de réanimation (défibrillation) dans le cas des problèmes majeurs dans lesquels un traitement anti-arithmétique n'est pas suffisant [62-65]. Les statistiques révèlent que plus de 250.000 stimulateurs sont implantés annuellement et les personnes âgées sont les plus concernées par ces dispositifs.

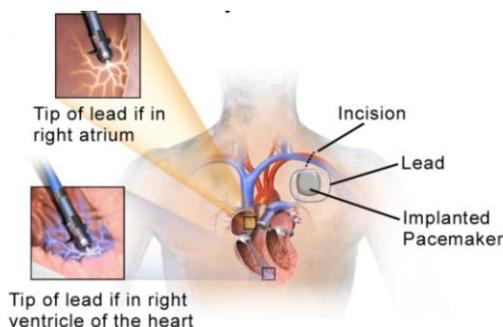


Figure 1.15 : Stimulateur cardiaque implanté.

(Blaussen.com staff. "Blaussen gallery 2014". Wikiversity Journal of Medicine)

Depuis la seconde moitié du XXe siècle, lequel a connu l'apparition des premiers stimulateurs, ces systèmes n'ont pas cessé de s'améliorer avec le développement de l'électronique embarqué et la technologie MEMS. En plus des fonctions déjà citées, ils peuvent intégrer des capteurs variés pour la télésurveillance en permanence des différents paramètres comme la température et la fréquence respiratoire. Ce monitoring permet aussi d'adapter les stimulations selon les besoins du patient et de les fournir uniquement lorsqu'elles s'avèrent nécessaires. Ceci afin de laisser la possibilité au cœur de fonctionner naturellement tant que cela est possible, ce qui est bénéfique pour la santé, mais aussi d'assurer une durée de vie plus longue des batteries [66].



Figure 1.16 : Modèle DM2102 de SJM [67].



Figure 1.17 : Modèle Reveal de MedTronic [68].

D'autres propositions de systèmes implantables peuvent être référencées, à titre d'exemples Valdastrì et al. [69] décrivent la conception d'un dispositif qui peut numériser et transmettre jusqu'à trois signaux analogiques provenant de différents capteurs. Le monitoring de la pression gastrique a été choisi comme un cas d'étude avec une transmission de données basée sur une modulation par déplacement d'amplitude (ASK, 433,92 MHz). Ce système se présente sous la forme d'un packaging (polyuréthane et silicone) cylindrique de 19 mm de diamètre et de 27 mm de hauteur et il a fait l'objet des tests in vitro et in vivo en utilisant des porcs.

Un autre exemple de capteurs implantés est présenté par Melgaard et al. [70]. Il s'agit d'un capteur de pression à placer dans la paroi de la vessie pour détecter les contractions. Ce dispositif a été encapsulé avec du silicone et a la forme d'une lentille avec un diamètre de 13,6 mm et hauteur de 2 mm, il a également été testé avec des porcs.

1.2.6.2. Systèmes à ingérer

Cette catégorie prend la forme d'une capsule ou pilule que le patient peut avaler. La durée de séjour de ces systèmes au corps humain est courte par rapport au groupe précédent. L'application la plus connue est l'endoscopie [71] mais d'autres fonctionnalités ont pu être développées comme le monitoring de la prise de médicaments [72].



Figure 1.18 : Système Proteus pour le monitoring de la prise de médicaments © [2015] IEEE [73].

Le tableau 1.4 présente quelques exemples hors endoscopie de ce type de systèmes.

système	Dimensions	Fonctionnalité
Hafezi et al. [73]	Hauteur < 0,7 mm Diamètre : 5 mm	Surveillance de la prise de médicaments
Gonzalez-Guillaumin et al. [74]	28 × 8 × 8 mm ³	Surveillance impédance et pH dans l'œsophage
Jui et al. [75]	Longueur : 25 mm Diamètre : 10 mm	Monitoring du transit de bol dans l'œsophage
e-Celsius [76]	Longueur : 17,7 mm Diamètre : 8,9 mm	Monitoring de la température du corps
Jonah [77]	Longueur : 23 mm Diamètre : 8,6 mm	Monitoring de la température du corps

Tableau 1.4 : Exemples de quelques systèmes disponibles.

1.3. La localisation

Les fugues chez les personnes souffrant de trouble cognitif constituent un problème très sérieux, se trouver perdu dans les rues et oublier où l'on habite se termine généralement d'une manière tragique. D'où la nécessité du développement d'un système de géolocalisation capable de donner avec précision les coordonnées de la personne qui le porte en cas d'errance, de danger ou de demande de localisation à distance. Ces systèmes se présentent sous différents formats : montres, médaillons, téléphones et même des chaussures. Aussi, la localisation est un service incontournable dans la surveillance des personnes âgées que ce soit en intérieur (Indoor) ou à l'extérieur (Outdoor).

Plusieurs techniques et algorithmes ont été développés pour assurer la localisation en indoor. Ces méthodes utilisent des technologies différentes nécessitant dans certains cas le port de certains dispositifs : récepteur ultrason, tag RFID... et dans d'autres cas, où le système de localisation est qualifié de passif, l'utilisateur n'a pas besoin d'être équipé par un appareil supplémentaire comme le positionnement par un radar ultrason ou un détecteur infrarouge par exemple. En plus des caméras comme vu précédemment, d'autres techniques complémentaires peuvent être utilisées :

Technologie	Principe	exemples
Capteurs de force	Des interrupteurs binaires formés par des capteurs de force à des endroits bien définis ou distribués sous forme d'une maille couvrant le sol. La position peut être ensuite déduite suivant les capteurs activés.	[78-80]
Capteurs infrarouge	Ce sont des capteurs réagissant aux rayonnements dans la gamme des lumières infrarouge. Ce type de détecteur est très répandu actuellement pour l'activation de l'éclairage. Un autre exemple de localisation est l'utilisation des caméras thermiques.	[81, 82]
Son	La localisation par ondes sonores se base sur le principe du radar en envoyant un signal et recevant l'onde réfléchié « écho » ou bien en se contentant de la fonction réceptrice pour localiser les activités produisant du son.	[83, 84]
Ultrason	Des ondes qui se situent dans le domaine non audible avec des fréquences allant de 20 kHz à des centaines de MHz. Cette technique peut être utilisée en équipant la personne à localiser avec un récepteur ultrason ou bien sous forme de RADAR	[85-88]
Localisation par activité	Cette technique est la moins précise mais permet de donner une idée sur la localisation d'une personne en se basant sur le suivi de ses activités : la mise en marche d'un appareil électroménager signifie que la personne à surveiller est en cuisine en ce moment...	[89, 90]
RF	Cette catégorie regroupe plusieurs techniques : Zigbee, Bluetooth, WIFI, tags RFID... L'un des principes utilisés consiste à faire une carte RF du lieu d'intérêt en mesurant la puissance du signal (Empreinte RF) dans les différents points. Lors du positionnement, le RSSI (Received Signal Strength Indication) est comparé aux valeurs de cette base de données pour déduire la distance entre le récepteur et les transmetteurs.	[91-94]

Tableau 1.5 : Exemples de quelques technologies pour la localisation Indoor.

Le premier mot qui vient à l'esprit lorsqu'on parle de la géolocalisation en outdoor est le GPS (Global Positioning System). Cependant, ce système est connu par sa grande consommation énergétique qui rend son intégration impossible dans certains petits dispositifs. Le GPS reste pour le moment l'outil le plus utilisé, mais les travaux de recherche se poursuivent avec comme objectif le déploiement de nouvelles méthodes et architectures pour la géolocalisation des objets ou des personnes [95-100].

1.4. Solutions d'infrastructures et de services de surveillance des personnes âgées

On ne peut penser « surveillance et assistance » d'une personne sans penser les solutions dans l'environnement de vie avec nécessairement l'association des dispositifs décrits précédemment pour proposer une approche orientée système de surveillance.

Agoulmine et *al.* [101] baptisent ce concept via un système appelé U-Health pour surveiller à domicile les personnes âgées ou les personnes atteintes des maladies chroniques dans le but de garder un meilleur degré d'indépendance pour cette catégorie de population. Ce projet (Figure 1.19) se sert d'un réseau de capteurs portés par la personne à surveiller : WBAN (Wireless Body Area Network) et un autre réseau implémenté dans sa maison : HCN (Home Communication Network). En plus des capteurs, des actionneurs peuvent être aussi utilisés pour la commande de certains appareils ou l'injection d'insuline par exemple.



Figure 1.19 : Architecture du système U-Health © [2011] IEEE [101].

Notre laboratoire de recherche, le LAAS-CNRS est un acteur dans le domaine de la surveillance et le suivi des personnes âgées, fragiles et dépendantes avec des contributions dans le développement de systèmes électroniques et analytiques : algorithmes pour la détection de chutes, techniques d'apprentissage, modèles de référence des habitudes des patients (Figure 1.20).

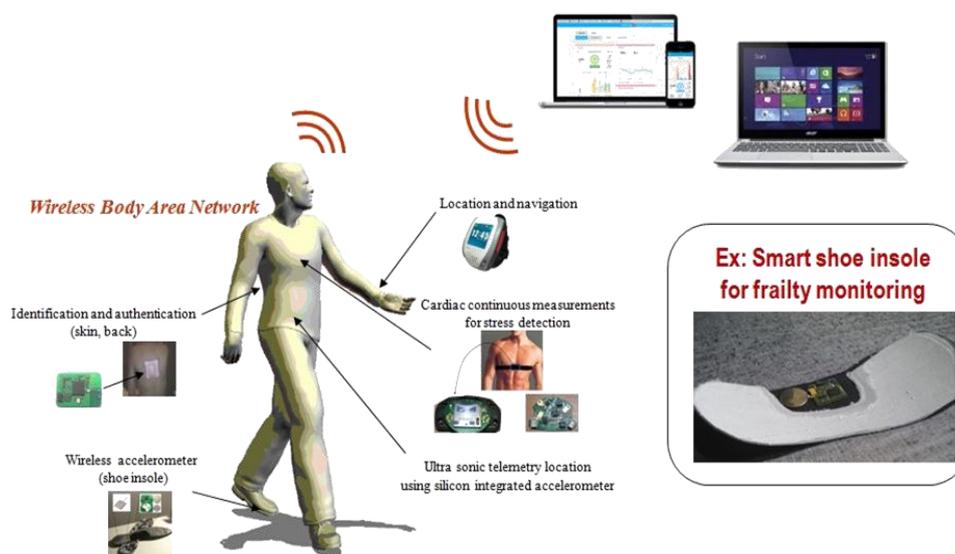


Figure 1.20 : Technologies développées par le LAAS-CNRS.

Réseau de capteurs infrarouges implémentés dans les domiciles, système pour le suivi de l'électrocardiographie et diagnostic du stress, semelle intelligente, réseau de capteurs de mouvement des objets, diagnostic de chute.

1.5. Produits commercialisés en France

Le marché français a connu l'apparition de plusieurs dispositifs visant la surveillance des personnes âgées, fragiles et dépendantes. Ces systèmes sont commercialisés sous plusieurs formats où le tableau ci-dessous présente quelques exemples des produits commercialisés en France en précisant leurs fonctions et caractéristiques

Dispositif	Caractéristiques
Détecteur de chutes ivi [102]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Collier, ceinture ou broche vêtement ➤ Alarme manuelle et automatique (30 secondes suivant la détection) ➤ Bouton d'alarme, bouton d'annulation d'alarme ➤ Capteurs : accéléromètre et baromètre ➤ Étanche ➤ Dimensions: 58 × 38 × 14 mm³, masse 25 g ➤ Portée radio 869 MHz : environ 50 m ➤ Batterie : 12 mois
Minifone classic [103]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Montre téléphone ➤ Appel d'urgence manuel ➤ Batterie 4 j en veille et 5 h en conversation ➤ Non étanche ➤ Temps de recharge : 3 h ➤ Dimensions: 50 × 42 × 17 mm³, masse 35 g ➤ Base téléphonique : 60 × 90 mm²
Minifone automatic [104]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Bracelet téléalarme relié à une base téléphonique ➤ Alarme manuelle et automatique ➤ Portée: 30 à 60 m ➤ Batterie : 3 ans ➤ Étanche ➤ Diamètre : 40 mm, épaisseur: 17 mm, masse: 30 g ➤ Base téléphonique : 186 × 163 mm²
Bracelet GPS pour Alzheimer [105]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Indoor : mode RF, Outdoor: mode GPS ➤ Anti-arrachement ➤ Bouton SOS ➤ Envoi d'alerte (SMS et e-mail) ➤ Localisation par Google Maps ➤ Batterie: 20 j en mode RF et 48 h en mode GPS

Montre connectée pour personnes âgées avec bouton SOS [106]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Montre téléphone avec bouton SOS ➤ Fréquences: GSM 850/900/1800/1900 MHz ➤ Écran tactile capacitif, SMS, MMS, Radio FM, lecteur vidéo et audio, Facebook, Twitter, email ➤ Mémoire interne : 128 + 64 Mo flash (500 contacts) ➤ Mémoire externe : 2 Go carte SD (jusqu'à 32 Go) ➤ Connexion port USB et Bluetooth ➤ Dimensions: 42,0 × 42,3 × 9 mm³, masse: 52 g ➤ Batterie: en communication (180 min) et en veille (100 h)
Montre GPS Serene 3 [107]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Montre téléphone avec bouton SOS ➤ Fréquences : GSM 850/900/1800/1900 MHz ➤ Mode de requête SMS et application PC ➤ Batterie: 6 h en communication et 53 h en veille ➤ Dimensions: 32 × 23 × 12 mm³, masse: 41 g
Traceur Clip Kiwi GPS pour tous [108]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Se porte en clip, dans la poche ou un sac à main ➤ Détecteur de chute/ tracking /Parler/écouter ➤ Bouton d'alarme
Watchie GPS [109]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Mini Tracker GPS, montre et téléphone ➤ Bouton SOS ➤ GPS/LBS ➤ Fréquence : 850/900/1800/1900 MHz ➤ Masse : 50 g ➤ Carte mémoire: 4Go ➤ Batterie : veille (100 h) et conversation (4 h) ➤ Bluetooth
Vivago [110]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Alarme manuelle et automatique ➤ Température cutanée et ambiante, conductibilité de la peau et micro-mouvements ➤ Étanche ➤ Portée de 60 m en champs libre ➤ Fréquence radio : 868,7 MHz
GPS Tracker MOUCHARD [111]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Fonction téléphone ➤ Fréquence : 850/900/1800/1900 MHz ➤ Bouton d'alerte ➤ Ecoute discrète ➤ Détection de vibration ➤ Dimensions : 64 × 46 × 17 mm³, masse : 60 g ➤ Autonomie : 48 h en veille
Téléphone SOS Sans fils [112]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Téléphone ➤ Bouton alarme ➤ Peut être porté autour du cou ou comme bracelet ➤ Étanche ➤ Dimension : 6 × 4,2 cm² ➤ Portée : 50 m
GPS-Traceur-302 [113]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Fonction téléphone/GPS ➤ Fréquences GSM bi-bande 900/1800 Mhz ➤ Détecteur de chutes ➤ Bouton d'alerte ➤ Ecoute discrète ➤ Fonction périmètre de sécurité ➤ Historique des trajets ➤ Dimensions: 92 × 44 × 18 mm³, masse: 80 g (avec batterie) ➤ Autonomie en veille: 7 j
GEOTEK NS 90 [114]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Boîtier GPS/GSM/GPRS avec port mini USB ➤ GSM 850/900/1800/1900 MHz ➤ Mémoire flash 4Mo ➤ Dimensions : 44 × 82 × 18 mm³, masse : 70 g ➤ Autonomie en veille : 36 h
GEOTEK 100 [115]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Technologie GPS/GSM/GPRS /DATA/VOIX ➤ Ecoute discrète ➤ Batterie : 8 heures à 24 heures selon l'utilisation ➤ Dimensions : 80 × 51 × 26 mm³, masse : 81 g
MH2000 [116]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Traceur GPS ➤ Module GSM Fréquences (MHz) -900/1800 ou 850/1900 ➤ Bouton alarme ➤ Dimensions : 92 × 44 × 18 mm³, masse : 80 g (avec batterie) ➤ Autonomie de la batterie 24 coordonnées / Jour - 150 heures ➤ Autonomie de la batterie 241 coordonnées / Jour - 350 heures ➤ batterie en veille : 420 heures

MASMINIFM [117]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Fonction téléphone ➤ Bouton alarme ➤ Autonomie 4 j en veille 4 h en conversation ➤ Dimensions : Diamètre : 42 mm, épaisseur : 13 mm ➤ Masse : 40 g
MNOPTI-2G [118]	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Boîtier Bluetooth à associer à un smartphone Android ➤ Clip ceinture ou poche ➤ Géolocalisation ➤ Détection d'immobilité ➤ Vibreur intégré ➤ Bouton d'alerte ➤ Autonomie 100h ➤ Masse : 52 g

Tableau 1.6 : Exemples de produits commercialisés en France.

1.6. Notre contribution sur le domaine : un patch actif intelligent

En effectuant une présentation de différentes solutions le lecteur en tire une vision globale des différentes solutions qui démontrent l'effervescence des travaux en cours et témoignent aussi d'une absence de réglementation et de certification.

Nous avons décidé dans notre étude de développer un patch car il répond à un certain nombre de critères inhérents au développement d'un système de surveillance de la santé de personnes fragiles :

- **Non intrusif** : Le port du système développé ne doit pas gêner ou provoquer une sensation de malaise chez la personne surveillée : la masse, la taille ainsi que le degré d'intégration jouent aussi un rôle primordial pour conférer cette propriété.
- **Efficace et communicant par RF en indoor et outdoor**
- **Étanche** : C'est une propriété que nous allons imposer pour plusieurs raisons : acceptabilité du patient (il doit épouser au mieux le profil anatomique) et du personnel de soins (suivi en continu même pendant la toilette).
- **Grande autonomie** : Les produits de surveillance disposent des piles ou des batteries rechargeables pour assurer l'alimentation de leurs différentes parties. Ils doivent présenter une autonomie énergétique acceptable pour un suivi en permanence tout en étant relativement plat pour un confort de port. Cette contrainte élimine la possibilité d'utilisation des piles et impose l'option d'être « rechargeable » compatible avec le critère d'étanchéité.

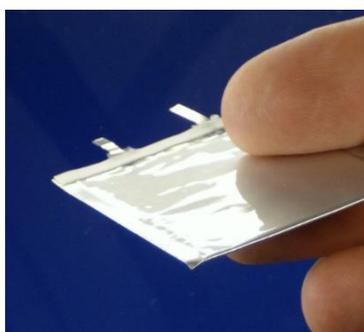


Figure 1.21 : Batterie Li-Po avec faible épaisseur.



Figure 1.22 : Exemples de piles boutons (Gerhard H Wrodnigg- CC-BY-SA).

L'originalité de notre patch va se situer :

- Dans le choix d'embarquer la technologie SIGFOX comme liaison RF en réponse à l'impératif de continuité de service de communication aussi bien dans l'habitation qu'au dehors,
- Dans le choix de proposer un système le plus miniaturisé capable d'être porté entre les omoplates pour garantir un confort du patient et aussi éviter toute tentative d'arrachement lors des phases d'agitation des patients,
- Dans le choix de proposer un système totalement hermétique et donc nécessairement rechargeable sans être ouvert,
- Dans la capacité à faire cohabiter plusieurs antennes dans un espace le plus confiné possible.

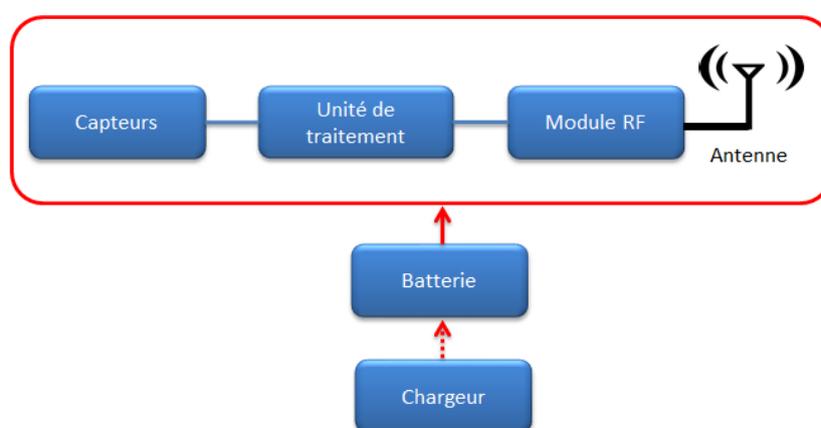


Figure 1.23 : Architecture du « tracking patch ».

Bibliographie du chapitre 1

- [1] (17/12/14). *The 2015 Revision of World Population Prospects*. Available: http://esa.un.org/unpd/wpp/unpp/panel_indicators.htm
- [2] (03/12/15)). *INSEE, Pyramide des âges au 1er janvier 2015* Available: http://www.insee.fr/fr/themes/tableau.asp?ref_id=ccc
- [3] (17/12/14). *L'adaptation de la société au vieillissement* Available: <http://www.gouvernement.fr/action/l-adaptation-de-la-societe-au-vieillessement>
- [4] (22/12/14). *Questions sociales et santé : adaptation de la société au vieillissement* Available: http://www.assemblee-nationale.fr/14/dossiers/adaptation_societe_vieillessement.asp
- [5] C. Trivalle. (2000, Le syndrome de fragilité. Available: <http://www.revmed.ch/rms/2000/RMS-2323/20925>
- [6] C. Ricour, M. d. Saint-Hubert, S. Gillain, S. Allepaerts, and J. Petermans, "DÉPISTER LA FRAGILITÉ : un bénéfice pour le patient et pour le soignant " *Rev Med Liège*, vol. 69, pp. 239-243, 2014.
- [7] A. B. Mitnitski, A. J. Mogilner, and K. Rockwood, "Accumulation of Deficits as a Proxy Measure of Aging," *TheScientificWorldJOURNAL*, vol. 1, 2001.
- [8] L. P. Fried, C. M. Tangen, J. Walston, A. B. Newman, C. Hirsch, J. Gottdiener, *et al.*, "Frailty in Older Adults: Evidence for a Phenotype," *The Journals of Gerontology Series A: Biological Sciences and Medical Sciences*, vol. 56, pp. M146-M157, 2001.
- [9] (23/12/2014). *Le GIR dans le détail* Available: <http://www.aidesociale.com/16.html>
- [10] (23/12/2014). *La grille nationale AGGIR*. Available: <http://www.ehpadhospiconseil.fr/maison-retraite/la-grille-aggir>
- [11] (23/12/2014). *L'APA : calcul du GIR ou degré de dépendance de la personne âgée*. Available: <http://www.alzheimer-conseil.fr/les-solutions-pour-financer-la-dependance/l-apa-calcul-du-gir-ou-degre-de-dependance-de-la-personne-agee-a28.html>
- [12] M. Kanis, S. Robben, J. Hagen, A. Bimmerman, N. Wagelaar, and B. Krose, "Sensor monitoring in the home: Giving voice to elderly people," in *7th International Conference on Pervasive Computing Technologies for Healthcare (PervasiveHealth)*, 2013, pp. 97-100.
- [13] P. Topo, "Technology Studies to Meet the Needs of People With Dementia and Their Caregivers: A Literature Review," *Journal of Applied Gerontology*, vol. 28, pp. 5-37, 2009.
- [14] V. Rialle, C. Ollivet, C. Guigui, and C. Hervé, "What do family caregivers of Alzheimer's disease patients desire in smart home technologies? Contrasted results of a wide survey," *Methods of Information in Medicine*, vol. 47, pp. 63-69 2008.
- [15] K. Wild, L. Boise, J. Lundell, and A. Foucek, "Unobtrusive In-Home Monitoring of Cognitive and Physical Health: Reactions and Perceptions of Older Adults," *Journal of applied gerontology* vol. 27, pp. 181-200, 2008.
- [16] R. Steele, A. Lo, C. Secombe, and Y. K. Wong, "Elderly persons' perception and acceptance of using wireless sensor networks to assist healthcare," *International Journal of Medical Informatics*, vol. 78, pp. 788-801, 2009.
- [17] M. Huygens, J. Vermeulen, and L. d. Witte, "Expectations of Middle-aged and Elderly Persons Towards Using Telecare Technologies and eHealth Applications in Primary Care," presented at the eTELEMED 2014, The Sixth International Conference on eHealth, Telemedicine, and Social Medicine, Barcelona, Spain.
- [18] V. Claes, E. Devriendt, J. Tournoy, and K. Milisen, "Attitudes and perceptions of adults of 60 years and older towards in-home monitoring of the activities of daily living with contactless sensors: an explorative study," *Int J Nurs Stud*, vol. 52, pp. 134-48, Jan 2015.
- [19] M. Chan, D. Estève, C. Escriba, and E. Campo, "A review of smart homes;Present state and future challenges," *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, vol. 91, pp. 55-81.

- [20] N. Noury, G. Virone, P. Barralon, J. Ye, V. Rialle, and J. Demongeot, "New trends in health smart homes," in *Proceedings. 5th International Workshop on Enterprise Networking and Computing in Healthcare Industry, Healthcom 2003*, pp. 118-127.
- [21] M. Chan, E. Campo, D. Estève, and J.-Y. Fourniols, "Smart homes — Current features and future perspectives," *Maturitas*, vol. 64, pp. 90-97, 10/20/ 2009.
- [22] A. Gaddam, K. Kaur, G. S. Gupta, and S. C. Mukhopadhyay, "Determination of sleep quality of inhabitant in a smart home using an intelligent bed sensing system," in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, 2010, pp. 1613-1617.
- [23] S. KHAWANDI, B. DAYA, and P. CHAUVET, "IMPLEMENTATION OF AN INTELLIGENT SURVEILLANCE SYSTEM FOR ELDERLY " *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 34, pp. 65-70, 15th December 2011 2011.
- [24] C. Rougier, J. Meunier, A. St-Arnaud, and J. Rousseau, "Monocular 3D Head Tracking to Detect Falls of Elderly People," in *28th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS '06*, 2006, pp. 6384-6387.
- [25] B. Jansen, F. Temmermans, and R. Deklerck, "3D human pose recognition for home monitoring of elderly," in *29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007*, 2007, pp. 4049-4051.
- [26] N. K. Suryadevara, S. C. Mukhopadhyay, R. Wang, R. K. Rayudu, and Y. M. Huang, "Reliable measurement of Wireless Sensor Network data for forecasting wellness of elderly at smart home," in *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, 2013, pp. 16-21.
- [27] S. Chiriac, B. R. Saurer, G. Stummer, and C. Kunze, "Introducing a low-cost ambient monitoring system for activity recognition," in *5th International Conference on Pervasive Computing Technologies for Healthcare (PervasiveHealth)*, 2011, pp. 340-345.
- [28] C. Ni Scanail, S. Carew, P. Barralon, N. Noury, D. Lyons, and G. M. Lyons, "A review of approaches to mobility telemonitoring of the elderly in their living environment," *Ann Biomed Eng*, vol. 34, pp. 547-63, Apr 2006.
- [29] N. T. Bugtai, S. U. Chan-Siy, J. E. Chua, J. A. Flores, and J. L. Wang, "Development of a Portable Heart Monitoring System," in *IEEE Region 10 Conference TENCN 2012*, pp. 1-6.
- [30] (04/12/2015). ARTEA, *Personal ECG Datalogger*. Available: <http://www.biosignalsolutions.com/artea/index>.
- [31] D. Anh, D. Teng, C. Li, K. Seok-Bum, S. Yang, C. McCrosky, *et al.*, "A Wearable Device for Physical Activity Monitoring With Built-in Heart Rate Variability," in *3rd International Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering 2009*, pp. 1-4.
- [32] M. J. Mathie, J. Basilakis, and B. G. Celler, "A system for monitoring posture and physical activity using accelerometers," in *Proceedings of the 23rd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2001*, 2001, pp. 3654-3657 vol.4.
- [33] K.-T. Song and Y.-Q. Wang, "Remote Activity Monitoring of the Elderly Using aTwo-Axis Accelerometer," presented at the Proceedings of 2005 CACS Automatic Control Conference, Tainan, Taiwan.
- [34] D. Uttam, "E-Textiles: A Review," *International Journal of IT, Engineering and Applied Sciences Research (IJIEASR)*, vol. 3, pp. 8-10, April 2014.
- [35] C. Gilsoo, J. Keesam, P. Min Joo, K. Youngeun, and S. Moonsoo, "Performance Evaluation of Textile-Based Electrodes and Motion Sensors for Smart Clothing," *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 3183-3193, 2011.
- [36] A. Catarino, H. Carvalho, M. J. Dias, T. Pereira, O. Postolache, and P. S. Girao, "Continuous health monitoring using E-textile integrated biosensors," in *International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, 2012, pp. 605-609.
- [37] K. Tae-Ho, C. Merritt, B. Karaguzel, J. Wilson, P. Franzon, B. Pourdeyhimi, *et al.*, "Sensors on Textile Substrates for Home-Based Healthcare Monitoring," in *1st Transdisciplinary Conference on Distributed Diagnosis and Home Healthcare, D2H2*, 2006, pp. 5-7.

- [38] B. HAJJINE, C. ESCRIBA, and J.-Y. FOURNIOLS, "Overview of Antennas on Flexible Substrates," *International Journal of Electronics Communication Technology*, vol. 5, July - Sept 2014.
- [39] T. Acti, A. Chauraya, S. Zhang, W. G. Whittow, R. Seager, J. C. Vardaxoglou, *et al.*, "Embroidered Wire Dipole Antennas Using Novel Copper Yarns," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 638-641, 2015.
- [40] Y.-D. Lee and W.-Y. Chung, "Wireless sensor network based wearable smart shirt for ubiquitous health and activity monitoring," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 140, pp. 390-395, 2009.
- [41] K. Niazmand, C. Jehle, L. T. D'Angelo, and T. C. Lueth, "A new washable low-cost garment for everyday fall detection," in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, 2010, pp. 6377-6380.
- [42] A. K. Bourke, P. W. J. van de Ven, A. E. Chaya, G. M. O'laighin, and J. Nelson, "Testing of a long-term fall detection system incorporated into a custom vest for the elderly," in *30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2008, pp. 2844-2847.
- [43] K. Niazmand, K. Tonn, A. Kalaras, U. M. Fietzek, J. H. Mehrkens, and T. C. Lueth, "Quantitative evaluation of Parkinson's disease using sensor based smart glove," in *24th International Symposium on Computer-Based Medical Systems (CBMS)*, 2011, pp. 1-8.
- [44] L. Wen-Yen, L. Ming-Yee, and C. Wen-Cheng, "The design and development of a wearable posture monitoring vest," in *IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*, 2014, pp. 329-330.
- [45] W. Yingxiao, X. Wenyao, J. J. Liu, H. Ming-Chun, L. Shuang, and L. Yuju, "An Energy-Efficient Adaptive Sensing Framework for Gait Monitoring Using Smart Insole," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, pp. 2335-2343, 2015.
- [46] P. S. Pandian, K. Mohanavelu, K. P. Safeer, T. M. Kotresh, D. T. Shakunthala, P. Gopal, *et al.*, "Smart Vest: Wearable multi-parameter remote physiological monitoring system," *Medical Engineering & Physics*, vol. 30, pp. 466-477, 2008.
- [47] T. Suzuki, H. Tanaka, S. Minami, H. Yamada, and T. Miyata, "Wearable wireless vital monitoring technology for smart health care," in *7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT)*, 2013, pp. 1-4.
- [48] R. G. Haahr, S. B. Duun, M. H. Toft, B. Belhage, J. Larsen, K. Birkelund, *et al.*, "An Electronic Patch for Wearable Health Monitoring by Reflectance Pulse Oximetry," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 6, pp. 45-53, 2012.
- [49] L. Gao, Y. Zhang, V. Malyarchuk, L. Jia, K.-I. Jang, R. Chad Webb, *et al.*, "Epidermal photonic devices for quantitative imaging of temperature and thermal transport characteristics of the skin," *Nat Commun*, vol. 5, 09/19/online 2014.
- [50] (19/01/16). *Skin-Like Device Monitors Cardiovascular and Skin Health*. Available: <http://www.northwestern.edu/newscenter/stories/2014/09/skin-like-device-monitors-cardiovascular-and-skin-health.html>
- [51] D.-H. Kim, N. Lu, R. Ma, Y.-S. Kim, R.-H. Kim, S. Wang, *et al.*, "Epidermal Electronics," *Science*, vol. 333, pp. 838-843, 2011.
- [52] (02/11/14). *Securafone*. Available: <https://www.securafone.com/subpages/health.php>
- [53] (02/11/14). *SensiumVitals® system patch*. Available: http://www.sensium-healthcare.com/sensiumvitals%C2%AE-system#.VE-g0_I5NWg
- [54] (02/11/14). *ePatch*. Available: http://www.madebydelta.com/delta/Business_units/ME/ePatch/ePatch.page
- [55] (19/01/16). *ZIO Patch*. Available: <http://www.irhythmtech.com/patients-heart-arrhythmias-afib.php>
- [56] (19/01/16). *Vial Connect Patch*. Available: <http://www.vitalconnect.com/>
- [57] (19/01/16). *WIN Human Recorder*. Available: http://www.wikid.eu/index.php/HRS-I_Sensor
- [58] (02/11/14). *PhiloMetron Patch* Available: <http://www.technologyreview.com/news/413323/when-your-diet-needs-a-band-aid/>

- [59] R. Bashirullah, "Wireless Implants," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, pp. S14-S23, 2010.
- [60] K. Bazaka and M. Jacob, "Implantable Devices: Issues and Challenges," *Electronics*, vol. 2, p. 1, 2013.
- [61] J. A. Potkay, "Long term, implantable blood pressure monitoring systems," *Biomed Microdevices*, vol. 10, pp. 379-92, Jun 2008.
- [62] D. Wessels, "Implantable pacemakers and defibrillators: device overview & EMI considerations," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC*, 2002, pp. 911-915 vol.2.
- [63] S. A. P. Haddad, R. P. M. Houben, and W. A. Serdijin, "The evolution of pacemakers," *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, vol. 25, pp. 38-48, 2006.
- [64] F. Pratama, M. Haryanti, and Y. Dewanto, "The design defibrillators based on AT89C51 microcontroller," in *International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI)*, , 2011, pp. 1-7.
- [65] P. Arzuaga, "Cardiac pacemakers: past, present and future," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 17, pp. 21-27, 2014.
- [66] S. Wei Vivien and Z. MengChu, "Body Sensors Applied in Pacemakers: A Survey," *IEEE Sensors Journal*, vol. 12, pp. 1817-1827, 2012.
- [67] (04/12/2015). *Reveal LINQ ICM System*. Available: <http://www.medtronicdiagnostics.com/us/cardiac-monitors/reveal-linq/index.htm>
- [68] (04/12/2015). *SJM Confirm™ Implantable Cardiac Monitor*. Available: <http://professional.sjm.com/products/ep/recording-monitoring/devices/sjm-confirm-implantable-cardiac-monitor#overview>
- [69] P. Valdastrì, A. Menciasì, A. Arena, C. Caccamo, and P. Dario, "An implantable telemetry platform system for in vivo monitoring of physiological parameters," *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 8, pp. 271-278, 2004.
- [70] J. Melgaard and N. J. M. Rijkhoff, "Detecting the Onset of Urinary Bladder Contractions Using an Implantable Pressure Sensor," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 19, pp. 700-708, 2011.
- [71] M. Delvaux and G. Gay, "Capsule endoscopy: technique and indications," *Best Pract Res Clin Gastroenterol*, vol. 22, pp. 813-37, 2008.
- [72] C. McCaffrey, O. Chevalerias, C. O'Mathuna, and K. Twomey, "Swallowable-Capsule Technology," *IEEE Pervasive Computing*, vol. 7, pp. 23-29, 2008.
- [73] H. Hafezi, T. L. Robertson, G. D. Moon, A.-Y. Kit-Yee, M. J. Zdeblick, and G. M. Savage, "An Ingestible Sensor for Measuring Medication Adherence," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 62, pp. 99-109, 2015.
- [74] J. L. Gonzalez-Guillaumin, D. C. Sadowski, K. V. I. S. Kaler, and M. P. Mintchev, "Ingestible Capsule for Impedance and pH Monitoring in the Esophagus," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 54, pp. 2231-2236, 2007.
- [75] Y. T. Jui, D. Sadowski, K. V. I. S. Kaler, and M. P. Mintchev, "The ESO-Pill™: a non-invasive MEMS capsule for bolus transit monitoring in the esophagus," in *Proceedings of the 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2004. ICECS 2004*, 2004, pp. 427-430.
- [76] (04/12/2015). *E-Celsius*. Available: <http://www.bodycap-medical.com/index.php?lang=en>
- [77] (04/12/2015). *Core Body Temperature Capsule Ingestible – Jonah*. Available: <http://www.bmedical.com.au/shop/core-body-temperature-capsule-ingestible-jonah.html>
- [78] M. Andries, O. Simonin, and F. Charpillet, "Localization of Humans, Objects, and Robots Interacting on Load-Sensing Floors," *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, pp. 1026-1037, 2016.
- [79] M. Lombardi, A. Pieracci, P. Santinelli, R. Vezzani, and R. Cucchiara, "Sensing floors for privacy-compliant surveillance of wide areas," in *10th IEEE International Conference on Advanced Video and Signal Based Surveillance (AVSS)*, 2013, pp. 105-110.

- [80] P. Leusmann, C. Mollering, L. Klack, K. Kasugai, M. Ziefle, and B. Rumpe, "Your Floor Knows Where You Are: Sensing and Acquisition of Movement Data," in *12th IEEE International Conference on Mobile Data Management (MDM)*, 2011, pp. 61-66.
- [81] J. Kemper and H. Linde, "Challenges of passive infrared indoor localization," in *5th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, WPNC 2008*, pp. 63-70.
- [82] R.-S. Hsiao, D.-B. Lin, H.-P. Lin, S.-C. Cheng, and C.-H. Chung, "Indoor Target Detection and Localization in Pyroelectric Infrared Sensor Networks," in *the 8th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2011)*, Singapore, 2011.
- [83] A. Mandal, C. V. Lopes, T. Givargis, A. Haghighat, R. Jurdak, and P. Baldi, "Beep: 3D indoor positioning using audible sound," in *Second IEEE Consumer Communications and Networking Conference, CCNC, 2005*, pp. 348-353.
- [84] I. Constandache, S. Agarwal, I. Tashev, and R. R. Choudhury, "Daredevil: indoor location using sound," *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.*, vol. 18, pp. 9-19, 2014.
- [85] Y. Nishida, T. Hori, S. Murakami, and H. Mizoguchi, "Minimally privacy-violative system for locating human by ultrasonic radar embedded on ceiling," in *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 2004*, pp. 1549-1554 vol.2.
- [86] M. Hazas and A. Hopper, "Broadband ultrasonic location systems for improved indoor positioning," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 5, pp. 536-547, 2006.
- [87] S. Holm and C. I. C. Nilsen, "Robust ultrasonic indoor positioning using transmitter arrays," in *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2010, pp. 1-5.
- [88] Y. Fukuju, M. Minami, M. Hiroyuki, and T. Aoyama, "DOLPHIN: an autonomous indoor positioning system in ubiquitous computing environment," in *IEEE Workshop on Software Technologies for Future Embedded Systems, 2003*, pp. 53-56.
- [89] M. Berenguer, M. Giordani, F. Giraud-By, and N. Noury, "Automatic detection of activities of daily living from detecting and classifying electrical events on the residential power line," in *10th International Conference on e-health Networking, Applications and Services, HealthCom 2008*, 2008, pp. 29-32.
- [90] S. N. Patel, T. Robertson, J. A. Kientz, M. S. Reynolds, and G. D. Abowd, "At the flick of a switch: detecting and classifying unique electrical events on the residential power line," presented at the Proceedings of the 9th international conference on Ubiquitous computing, Innsbruck, Austria, 2007.
- [91] S.-C. Kim, Y.-S. Jeong, and S.-O. Park, "RFID-based indoor location tracking to ensure the safety of the elderly in smart home environments," *Personal Ubiquitous Comput*, vol. 17, pp. 1699-1707, 2013.
- [92] M. N. Husen and S. Lee, "Indoor human localization with orientation using WiFi fingerprinting," presented at the Proceedings of the 8th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication, Siem Reap, Cambodia, 2014.
- [93] A. Matic, A. Papliatseyeu, V. Osmani, and O. Mayora-Ibarra, "Tuning to your position: FM radio based indoor localization with spontaneous recalibration," in *2010 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom)*, 2010, pp. 153-161.
- [94] C. Guerra, F. Montalto, V. Bianchi, I. Munari, and P. Ciampolini, "A Low-Cost ZigBee-Based Gateway System for Indoor Localization and Identification of a Person," in *Ambient Assisted Living and Daily Activities: 6th International Work-Conference, IWAAL 2014, Belfast, UK, December 2-5, 2014. Proceedings*, L. Pecchia, L. L. Chen, C. Nugent, and J. Bravo, Eds., ed Cham: Springer International Publishing, 2014, pp. 179-186.
- [95] C. Alippi, M. Bocca, G. Boracchi, N. Patwari, and M. Roveri, "RTI Goes Wild: Radio Tomographic Imaging for Outdoor People Detection and Localization," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. PP, pp. 1-1, 2015.
- [96] Z. Aqachmar, P. Acco, J. Fourniols, G. Auriol, and C. Escriba, "Why don't we use free 868 MHz band for geolocation?," in *IEEE 27th Convention of Electrical & Electronics Engineers in Israel*, 2012, pp. 1-4.

- [97] Q. D. Vo and P. De, "A Survey of Fingerprint-Based Outdoor Localization," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, pp. 491-506, 2016.
- [98] G. Wenqiang, D. Yubo, Y. Yi, O. Heshun, and L. Lian, "A novel outdoor localization with cellular topology in opportunistic networks," in *International Conference on Automatic Control and Artificial Intelligence (ACAI 2012)* 2012, pp. 239-242.
- [99] X. Xiaoxin, W. Mingguang, D. Cheng, S. Bin, and Z. Jiangwei, "Outdoor wireless healthcare monitoring system for hospital patients based on ZigBee," in *the 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2010, pp. 549-554.
- [100] H. Xin, R. Janaswamy, and A. Ganz, "Scout: Outdoor Localization Using Active RFID Technology," in *3rd International Conference on Broadband Communications, Networks and Systems*, 2006, pp. 1-10.
- [101] N. Agoulmine, M. J. Deen, L. Jeong-Soo, and M. Meyyappan, "U-Health Smart Home," *IEEE Nanotechnology Magazine*, vol. 5, pp. 6-11, 2011.
- [102] (27/12/2014). *Détecteur de chutes intelligent ivi*. Available: <http://www.vitaris.fr/>
- [103] (28/12/2014). *Minifone classic*. Available: http://www.minifone.fr/minifone_classic.html
- [104] (28/12/2014). *Minifone automatic* Available: http://www.minifone.fr/minifone_automatic.html
- [105] (28/12/2014). *Bracelet GPS pour Alzheimer* Available: <http://meditrak.eu/produit/bracelet-gps-pour-alzheimer/>
- [106] "Montre connectée pour personnes âgées avec bouton SOS ", ed.
- [107] (28/12/2014). *Montre GPS Serene 3* Available: <http://meditrak.eu/produit/montre-gps-serene-3/>
- [108] (28/12/2014). *Traceur Clip Kiwi GPS* Available: <http://meditrak.eu/produit/traceur-clip-kiwi-gps-pour-tous/>
- [109] (28/12/2014). *Watchie GPS*. Available: <http://meditrak.eu/produit/watchie-2-montre-gps-et-telephone/>
- [110] (28/12/2014). *Vivago*. Available: <http://www.telealarme-vivago.fr/>
- [111] (28/12/2014). *GPS Tracker MOUCHARD*. Available: <http://www.materiel-hi-tech.fr/gps-portable-et-tracker/141-espion-gps-tracker-gsm-avec-micro-traceurgps.html>
- [112] (28/12/2014). *Téléphone SOS Sans fils*. Available: <http://www.telephones-senior.com/telephone-sos-sans-fils.html>
- [113] (28/12/2014). *GPS-Traceur-302* Available: <http://www.telephones-senior.com/gps-traceur-357.html>
- [114] (28/12/2014). *GEOTEK NS 90*. Available: <http://www.geotek.fr/geolocalisation/geotek-ns-90.html>
- [115] (28/12/2014). *GEOTEK 100*. Available: <http://www.geotek.fr/geolocalisation/geotek-100.html-2>
- [116] (28/12/2014). *Traceur-MH2000* Available: <http://www.geo-tracking.fr/traceur-mh2000.html>
- [117] (28/12/2014). *MASMINIFM*. Available: <http://www.marleatech.com/telephone-senior/1060-alarme-senior-gsm.html>
- [118] (28/12/2014). *MNOPTI-2G* Available: <http://www.marleatech.com/traceur-gps-miniature/1206-bouton-alarme-detecteur-immobilite-bluetooth.html>

CHAPITRE 2 : Modélisation et intégration des antennes pour la transmission de données et géolocalisation

Sommaire

2.1.Introduction	39
2.2.Géolocalisation en bande ISM	39
2.2.1.TOA (Time Of Arrival).....	39
2.2.2.TDOA (Time Difference Of Arrival)	40
2.2.3.AOA (Angle Of Arrival)	41
2.2.4.Finger printing	42
2.2.5.Cell-ID	43
2.2.6.Application au projet	43
2.3.Architecture fonctionnelle du patch et contraintes sur les antennes	47
2.3.1.Les paramètres d'une antenne.....	48
2.3.2.Types et formes d'une antenne imprimée IFA	50
2.3.3.Miniaturisation des antennes IFA.....	52
2.3.4.Guide d'onde coplanaire	53
2.4.Conception et optimisation d'une antenne ISM 868 MHz pour le patch	56
2.5.Conception d'une antenne PIFA pour la fonction GPS du patch	62
2.6.Conclusion	66
Bibliographie du chapitre 2	67

2.1. Introduction

Notre patch à concevoir doit comporter une fonction de lien radiofréquence dans la bande ISM à 868 MHz cohabitant avec une géolocalisation nécessaire en cas de fugue utilisant la bande 1575 MHz. Ce chapitre détaille les différents travaux qui ont été faits pour le développement, la modélisation et la miniaturisation des antennes intégrées dans notre système qui prendra la forme d'un patch à coller directement sur le corps.

Une étude de la possibilité d'utiliser la bande ISM pour la géolocalisation est présentée avant d'adopter la technologie GPS pour notre dispositif.

2.2. Géolocalisation en bande ISM

Est-il possible de transformer une liaison économe en énergie, très longue portée donc très faible débit en liaison capable de géolocaliser l'émetteur? C'est cette question que nous allons essayer d'analyser ci-après.

2.2.1. TOA (Time Of Arrival)

Dans cette technique, la distance séparant la station de base et le dispositif à localiser peut être déduite en se basant sur le temps absolu et la vitesse de propagation du signal envoyé. Ainsi, un cercle de probabilité de présence du dispositif peut être tracé comme présenté dans la figure 2.1 en exploitant la relation entre d distance parcourue ; v vitesse moyenne de la propagation ; t durée de la propagation :

$$d = v \times t \quad (2.1)$$

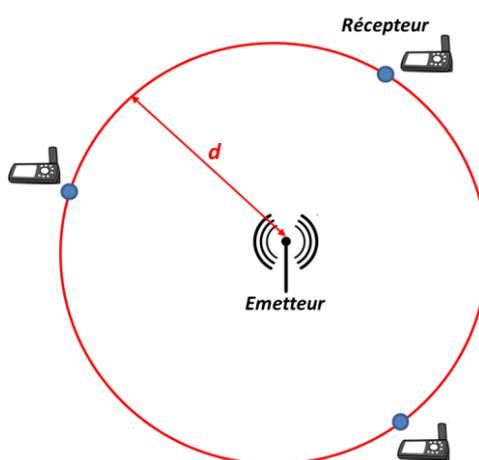


Figure 2.1 : Principe de la localisation par le temps de vol.

Pour la localisation précise d'un objet trois stations au minimum doivent être utilisées.

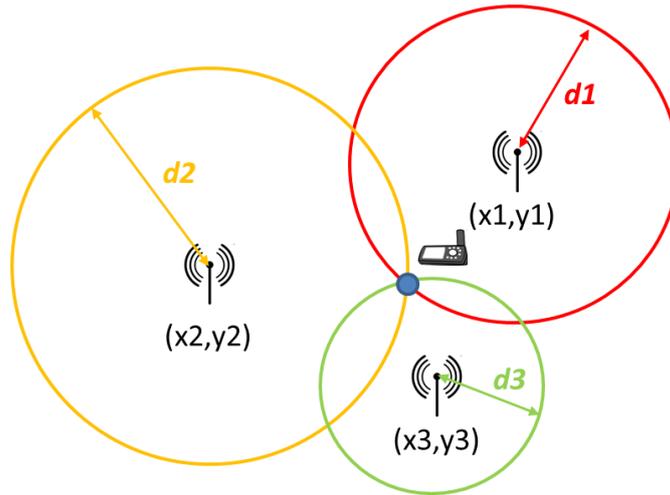


Figure 2.2 : Localisation TOA par trois stations.

Le problème revient donc à résoudre le système à trois inconnus x , y et t_0 suivant :

$$\sqrt{(x_1 - x)^2 - (y_1 - y)^2} = v(t_1 - t_0) \quad (2.2)$$

$$\sqrt{(x_2 - x)^2 - (y_2 - y)^2} = v(t_2 - t_0) \quad (2.3)$$

$$\sqrt{(x_3 - x)^2 - (y_3 - y)^2} = v(t_3 - t_0) \quad (2.4)$$

x et y représentent les coordonnées de l'objet à localiser et t_0 l'instant d'émission des signaux.

Les différentes stations de base et le dispositif à localiser doivent être parfaitement synchronisés. En fait, une petite erreur sur l'estimation du temps de vol du signal entrainera une grande imprécision au niveau du calcul de l'emplacement du récepteur à cause de la grande valeur de la vitesse de propagation. Les erreurs de localisation peuvent être aussi causées par le retard subi par le signal à cause des phénomènes d'interférence et de réflexion.

2.2.2. TDOA (Time Difference Of Arrival)

A la place d'utiliser le temps absolu comme la méthode précédente, la technique TDOA se base sur les différences des temps d'arrivée entre les stations de base.

$$\sqrt{(x_1 - x)^2 - (y_1 - y)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 - (y_2 - y)^2} = v(t_1 - t_2) \quad (2.5)$$

$$\sqrt{(x_1 - x)^2 - (y_1 - y)^2} - \sqrt{(x_3 - x)^2 - (y_3 - y)^2} = v(t_1 - t_3) \quad (2.6)$$

Dans ce système, les seules inconnues sont les coordonnées de l'objet à localiser (x, y) . La solution consiste à l'intersection des hyperboles dont les foyers sont les stations de bases utilisées.

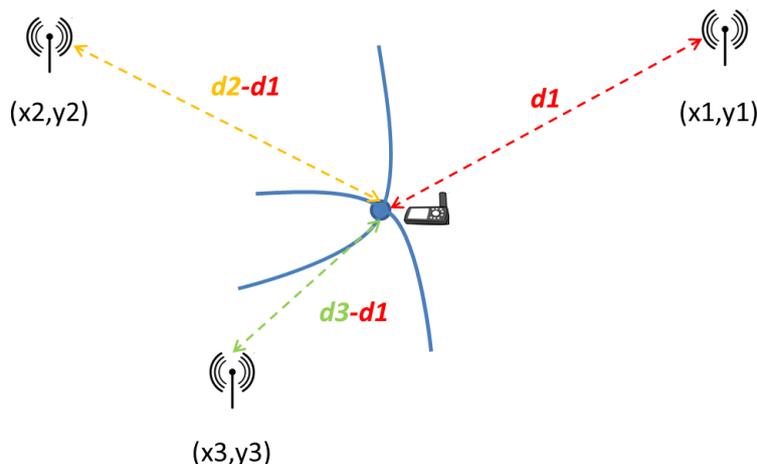


Figure 2.3 : Principe de la technique TDOA.

Comme les différentes distances sont calculées en se basant sur les durées de propagation, cette technique est aussi affectée par le retard que peut subir le signal transmis.

2.2.3. AOA (Angle Of Arrival)

Cette technique se base sur la méthode de triangulation et nécessite l'utilisation de deux stations dont la distance D qui les sépare est connue. Chaque station calcule l'angle d'arrivée du signal envoyé à partir duquel la hauteur h peut être déduite par l'équation suivante :

$$h = \frac{D \sin(\alpha) \sin(\beta)}{\sin(\alpha + \beta)} \quad (2.7)$$

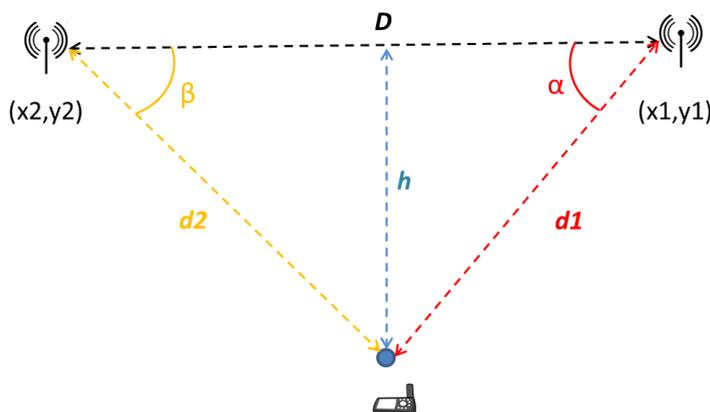


Figure 2.4 : Localisation par la méthode AOA.

Les distances séparant les stations de base et l'objet à localiser peuvent être ensuite calculée comme suit :

$$d_1 = \frac{h}{\sin(\alpha)} \tag{2.8}$$

$$d_2 = \frac{h}{\sin(\beta)} \tag{2.9}$$

Enfin, l'estimation de la position recherchée se fait par l'intersection de ces distances dans la direction des deux angles calculés. En pratique et pour plus de précision, plus que deux stations peuvent être utilisées. En plus, cette technique nécessite l'utilisation d'un réseau d'antennes ou antenne directionnelle pour l'estimation de l'angle d'arrivée du signal. Comme les méthodes précédentes, la précision est altérée par les phénomènes de réflexion et d'interférence que subit le signal lors de sa propagation.

2.2.4. Finger printing

Cette technique nécessite une phase de calibration qui permet de caractériser des points de référence dans l'environnement dans lequel l'objet sera localisé. Les différents éléments regroupés permettent de tracer une sorte de maillage et une base de données contenant des informations de chaque point comme la puissance du signal reçu. Après cette étape, l'empreinte de l'équipement recherché peut être comparée aux valeurs stockées dans cette base pour estimer sa position.

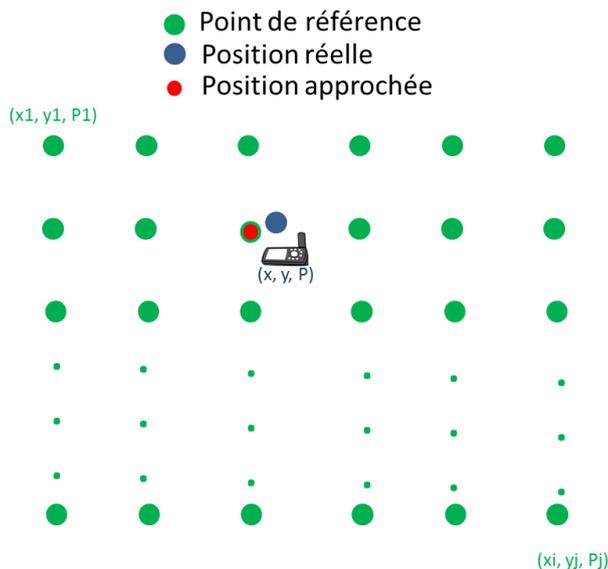


Figure 2.5 : Exemple d'un maillage RF pour la localisation par le niveau de puissance reçu.

Cette méthode est lente à implémenter par comparaison avec les techniques précédentes et tout facteur pouvant influencer les éléments caractérisant lors de l'étalonnage entrainera des imprécisions au niveau de la localisation.

2.2.5. Cell-ID

Cette méthode est beaucoup moins précise et elle peut être utilisée dans le cas des réseaux GSM (Global System for Mobile Communications). Son principe se base sur l'identification des cellules Radio auxquelles l'équipement recherché est connecté et après sa position peut être estimée en se référant à une base de données où les coordonnées géographiques des cellules sont stockées.

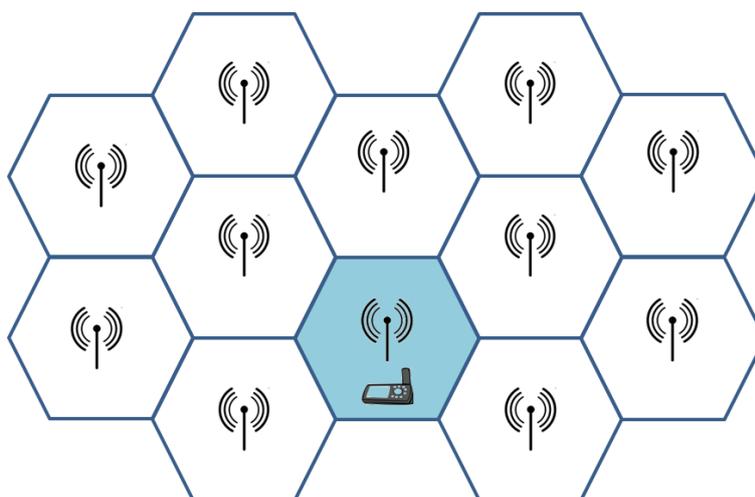


Figure 2.6 : Localisation en utilisant des cellules GSM.

2.2.6. Application au projet

L'algorithme de détection que nous avons développé s'appuie sur la recherche de maximums dans le spectre du signal réceptionné par l'antenne, puis un thread logiciel de démodulation est lancé sur chaque pic détecté. Les traitements qui n'échouent pas dans la démodulation offrent leurs données ce qui fait qu'un message envoyé peut provoquer plusieurs messages démodulés qu'il faut regrouper.

Ce traitement n'offre pas d'estimation de la fréquence intermédiaire précise et ne permet pas d'obtenir un signal en bande de base correctement démodulé.

Pour résoudre la fréquence intermédiaire d'un signal émis nous profitons de la connaissance précise du filtre symbole pour effectuer une corrélation des spectres de signaux reçus avec celui du filtre symbole.

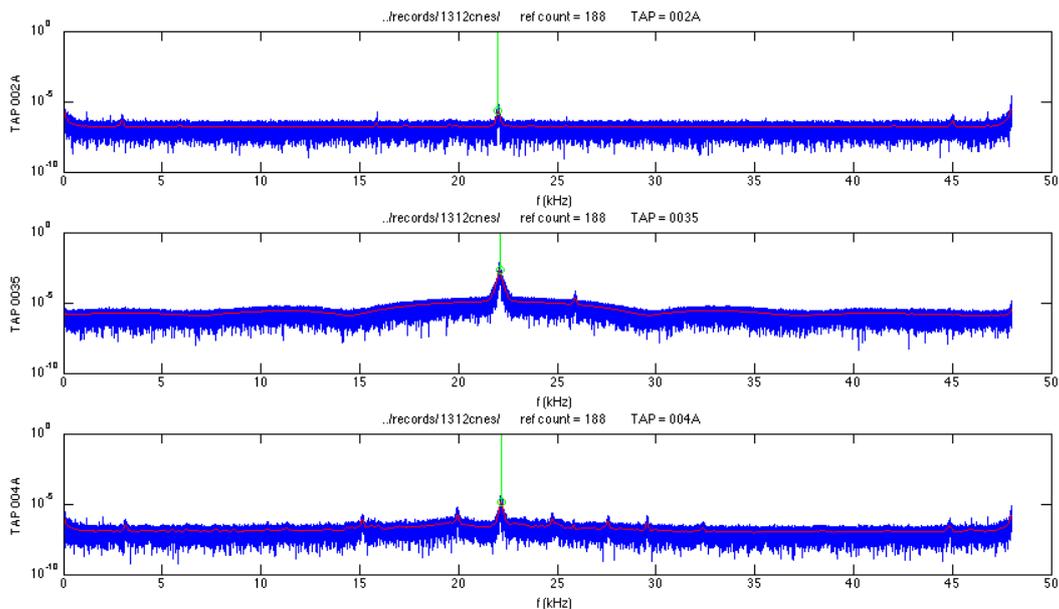


Figure 2.7 : Spectres bruts des signaux reçus par trois stations.

La corrélation entre le module du spectre et celui du filtre symbole (spectre « lissé » en rouge) permet d’ignorer un grand nombre de maximums locaux (pics). La résolution de la fréquence intermédiaire recherche des pics des trois spectres lissés qui se situent à des fréquences proches. Ainsi seul le pic central (issu d’un géodésique) est détecté et offre une estimation de la fréquence intermédiaire précise.

Une fois la fréquence intermédiaire moyenne résolue le signal complexe en bande de base est obtenu et filtré par le filtre adapté. Le décodage du signal à la sortie du filtre adapté permet d’obtenir d’une part les données et d’autre part d’effectuer une mesure de la dérive de phase provoquée par les oscillateurs pendant la durée d’émission.

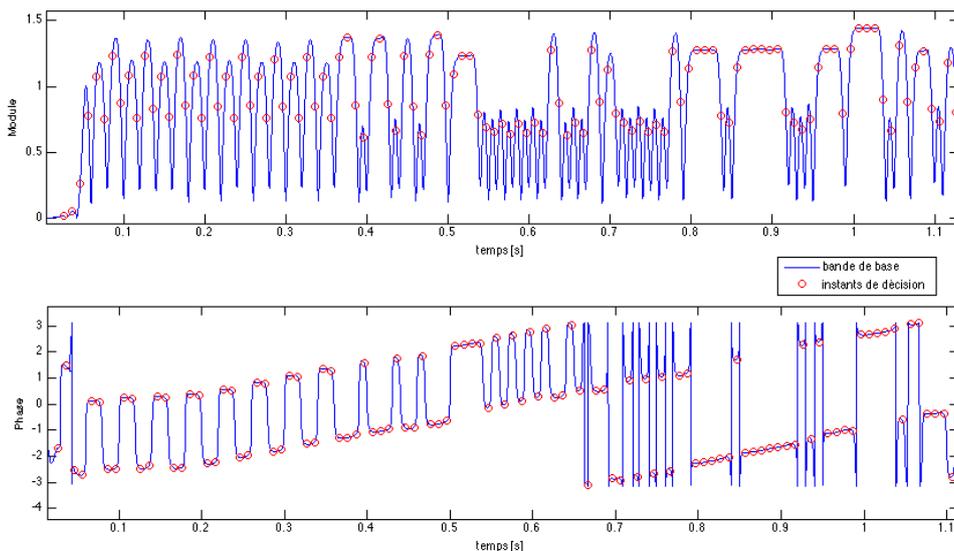


Figure 2.8 : Le signal en bande de base approchée (bleu) et les instants de décision du décodeur (obtenu par corrélation avec le préambule de synthèse).

Le décodage permet d'obtenir les datas codées en saut de phase différentiel mais aussi de mesurer la dérive de phase pour corriger dynamiquement la fréquence intermédiaire.

En retirant les sauts de phases aux instants de décision, la dérive de phase (et donc de fréquence) est estimée.

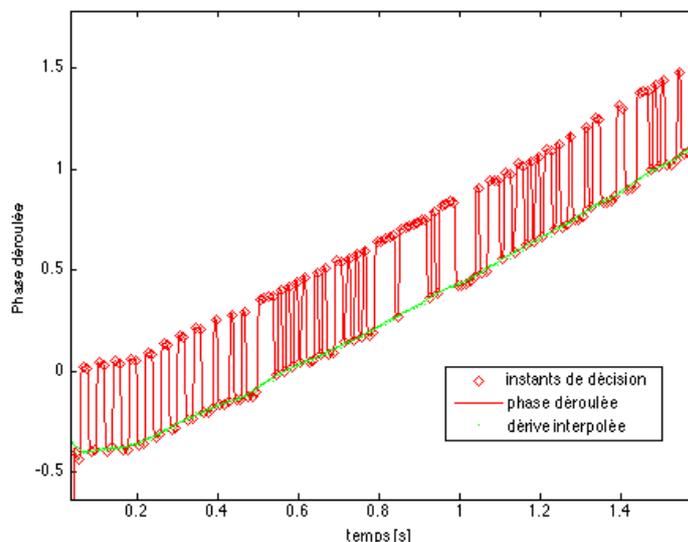


Figure 2.9 : Dérive de phase mesurée par le décodage des datas.

Le module du signal en bande de base est donc récupéré en retirant la dérive de phase estimé par décodage des datas. Les datas sont ensuite filtrées par le filtre symbole pour créer le signal de synthèse. La corrélation de la bande de base avec le signal de synthèse permet d'estimer l'échantillon entier de TOA dans la base de temps récepteur, cette estimation de TOA est améliorée par interpolation parabolique pour obtenir la partie fractionnaire et atteindre la borne théorique de précision.

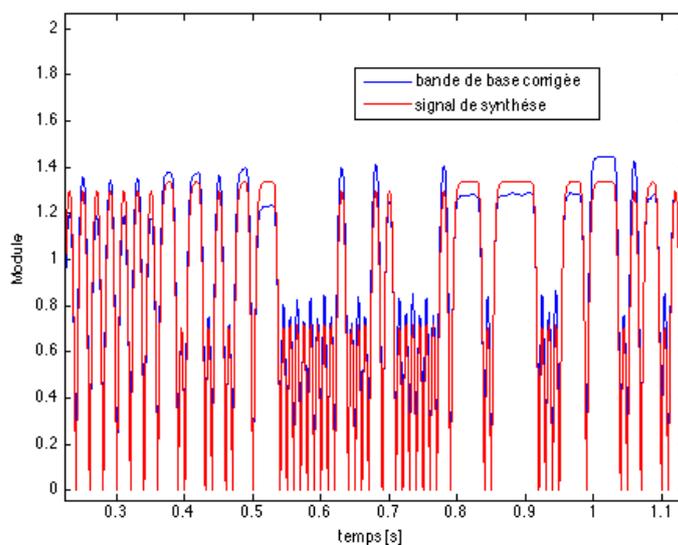


Figure 2.10 : Le module du signal en bande de base corrigé (bleu), et celui du signal de synthèse (rouge) en phases après résolution du TOA.

Cette implémentation de l'estimation de TOA a permis de révéler que le signal de synthèse produit à partir du modèle du filtre symbole et des datas est imparfait : en effet les oscillateurs de l'émetteur et de l'échantillonneur dérivent suffisamment pendant la période d'émission de deux secondes pour générer un décalage pouvant atteindre deux échantillons entre le début et la fin des deux signaux. Ceci peut induire un biais d'estimation non modélisé et compensé. Dans le cas où ce biais est systématique, la construction de TDOA par différence de TOA corrigera le défaut.

Dans le but de synchroniser les stations de bases, les signaux d'un émetteur géodésique ont été récoltés sur plusieurs heures (environ 100 transmissions). L'estimation des TOA et TDOA permettent ainsi de mesurer les dérives relatives des horloges des stations de bases.

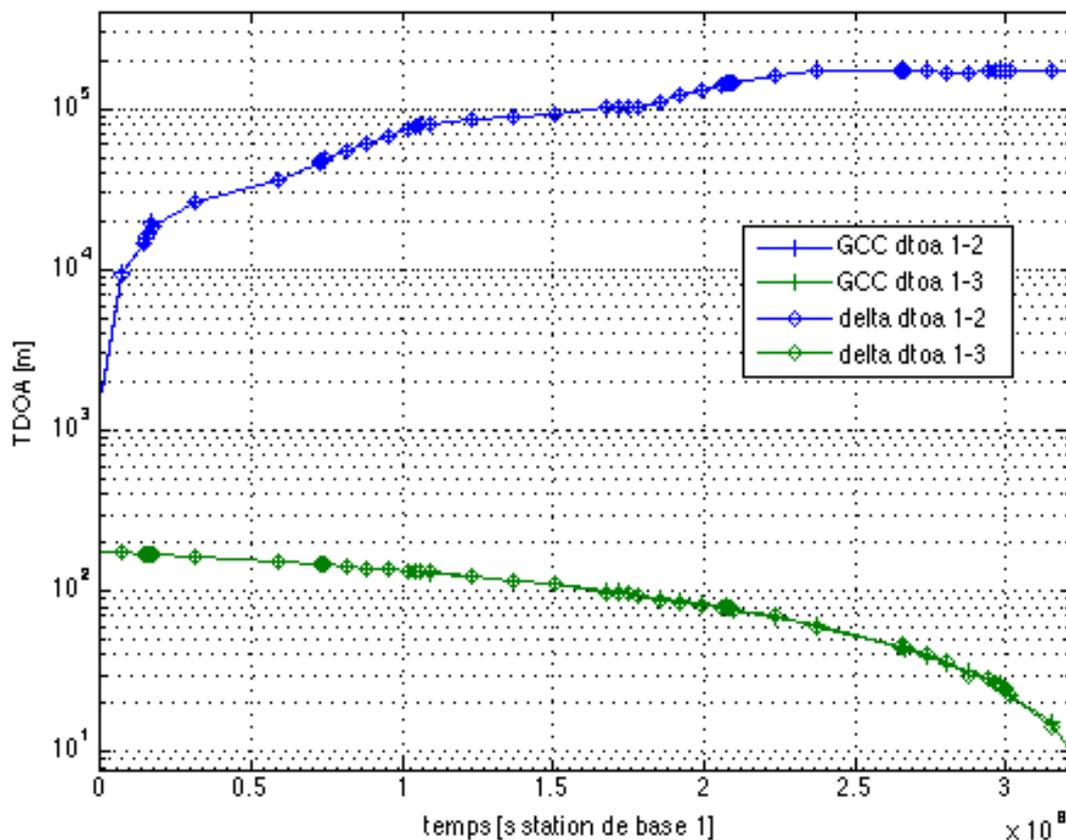


Figure 2.11 : Fusions de TOA et DTOA d'un géodésique.

Les mesures de DTOA par différence de TOA (delta TOA) et par cross-corrélation généralisée (GCC TDOA) correspondent à un échantillon près soit environ 3 km. Les variations de TDOA du géodésique mesurent alors les horloges de stations de base.

On remarque que les mesures de DTOA par différence de TOA (delta DTOA) et celles par la méthode de cross-corrélation généralisée (GCC TDOA) sont congruentes avec une erreur moyenne de 2,3 km ce qui correspond globalement aux variances déterminées théoriquement.

On remarque que les dérives peuvent être très disparates entre les différentes stations et que l'effort de synchronisation (émission de trames géodésique) doit être le plus fréquent possible (rapport cyclique de 1% imposé par le standard) car les dérives de stations sont importantes et non négligeables même pendant la durée d'une émission.

La congruence des mesures de TDOA ($TDOA_{1-3} = TDOA_{1-2} + TDOA_{2-3}$) de la campagne réelle ont permis de mesurer des variances d'estimé de TDOA d'environ 1,2 km pour des SNR de 10 à 20dB ce qui correspond au double de la limite théorique.

En utilisant les données du géodésique collectées, une première synchronisation « manuelle » a été menée et a permis d'effectuer une centaine de géolocalisation d'un émetteur. Les statistiques d'erreur de géolocalisation montrent une erreur typique d'estimation de position de 2,3 km (SNR autour de 20 dB) soit 4 fois la borne théorique calculée.

La campagne de mesure a permis de détecter un facteur d'erreur non modélisé important : la dérive des oscillateurs (émetteur, LO récepteur et échantillonneurs) cumulée sur une durée d'émission typique de 2 s dilue la précision des estimés de TOA : un même signal échantillonné peut différer de plus d'un échantillon (environ 2 km) sur la durée d'émission du signal !

Dans l'état actuel de l'infrastructure de réception du réseau Sigfox notre étude théorique montre qu'un signal Sigfox ne permet de rencontrer les contraintes du cahier des charges uniquement dans des cas très favorables à la transmission (ligne de vue, fort SNR). Les expérimentations ont montré dans un cas assez favorable une imprécision typique de 2-3 km ne permettant pas d'assurer le cahier des charges.

2.3. Architecture fonctionnelle du patch et contraintes sur les antennes

N'ayant pas la possibilité de modifier le contenu d'une trame radio de la liaison SIGFOX imposée par le projet, la solution GPS a été adoptée ce qui détermine les sous-ensembles du patch à concevoir.

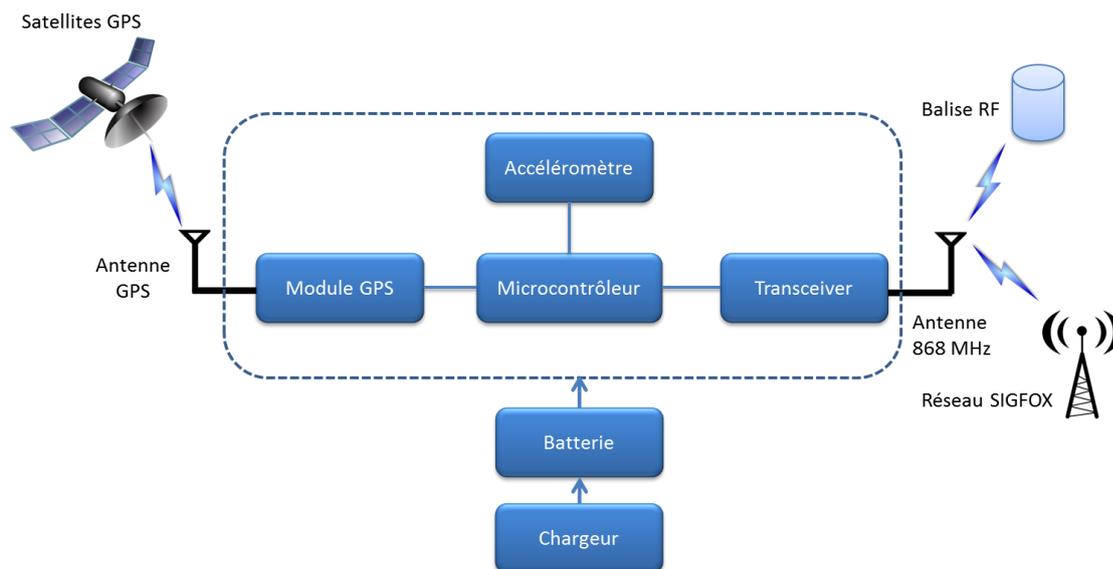


Figure 2.12 : Architecture du tracking patch.

2.3.1. Les paramètres d'une antenne

Il existe plusieurs types d'antennes fonctionnant à des fréquences différentes qui dépendent des applications visées : 13,56 MHz pour les tags RFID, 1575,42 MHz pour les récepteurs GPS, 2,4 GHz pour les cartes Bluetooth, WIFI, Zigbee ... Les antennes imprimées sont les types les plus utilisés dans les différents systèmes communicants de la vie quotidienne : smartphones, tablettes, ordinateurs... Avec un process de fabrication similaire à celui des cartes électroniques, elles présentent un grand degré d'intégration et un coût de réalisation inclus dans le PCB. Une antenne peut être caractérisée par plusieurs paramètres qui permettent de déterminer ses performances :

- Fréquence de fonctionnement
- Largeur de bande
- Gain
- Coefficient de réflexion S_{11} : c'est un paramètre exprimé en décibel (dB) et représente le taux d'énergie réfléchi par l'antenne. Un coefficient de réflexion nul signifie que l'énergie fournie à l'antenne est totalement réfléchi et il n'y a pas de rayonnement dans ce cas. Ce coefficient peut être mesuré à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel RF et il doit être le plus petit possible pour que l'antenne fonctionne convenablement. Généralement on accepte un S_{11} inférieur ou égal à -10 dB.

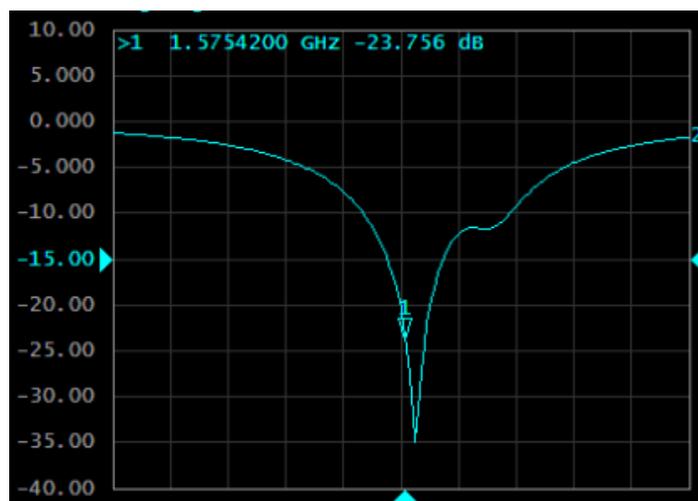


Figure 2.13 : Exemple du coefficient de réflexion d'une antenne GPS.

- Polarisation : elle définit la direction du champ électrique de l'onde que reçoit ou émet une antenne. Si le vecteur champ électrique ne change pas de direction lors de la propagation, la polarisation est dite linéaire. Dans le cas où le vecteur \vec{E} change de direction, la polarisation est elliptique avec un cas particulier de la polarisation circulaire où ce vecteur dessine un cercle dans le plan d'onde perpendiculaire au sens de la propagation. La polarisation peut aussi être qualifiée de droite si le vecteur champ électrique tourne dans le sens horaire et gauche dans le cas inverse. Les ondes utilisées dans la géolocalisation par GPS par exemple ont une polarisation circulaire droite (RHCP). Dans l'exemple de la figure 2.14, si on prend le sens des cotes z positifs comme un sens de propagation, les différents types de polarisation peuvent être vus comme suit :

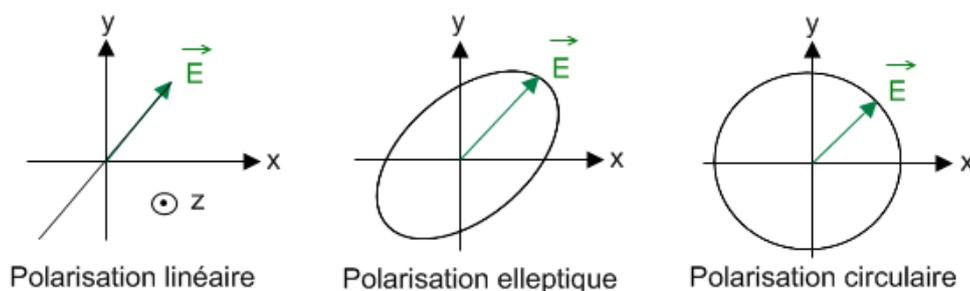


Figure 2.14 : Types de polarisation d'une onde électromagnétique

La polarisation est une propriété qui influe sur la qualité de communication entre deux systèmes distants. Si elle n'est pas adaptée entre l'antenne émettrice et réceptrice, le signal porteur d'information subit un affaiblissement qui peut aller jusqu'à une atténuation complète.

		Émetteur		Récepteur	
		Linéaire	Elliptique	Linéaire	Elliptique
Linéaire	horizontale	0 dB	20-30 dB	3 dB	
	verticale	20-30 dB	0 dB	3 dB	
Elliptique	droite	3 dB		0 dB	20-30 dB
	gauche	3 dB		20-30 dB	0 dB

Tableau 2.1 : Pertes dues à la désadaptation de polarisation [1].

- Diagramme de rayonnement : Le diagramme de rayonnement est la représentation graphique de la répartition spatiale de l'énergie rayonnée par une antenne. Il permet de déterminer les directions de rayonnement maximal appelées lobes principaux et de juger sur la directivité de l'antenne c'est-à-dire sa capacité à concentrer l'énergie rayonnée dans une même direction.

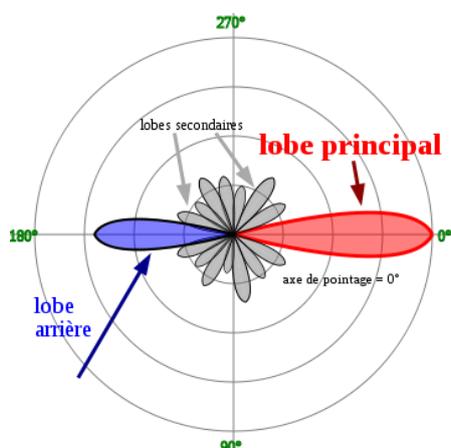


Figure 2.15 : Exemple d'un diagramme de rayonnement d'une antenne (Timothy Truckle- CC-BY-SA).

2.3.2. Types et formes d'une antenne imprimée IFA

Les antennes de type IFA (Inverted F Antenna) sont couramment utilisées dans plusieurs systèmes comme les téléphones en raison de leurs petites tailles et leur grand degré d'intégration. Elles sont caractérisées par une forme ressemblant à la lettre « F » inversée d'où l'origine de leur nom. Une antenne IFA se caractérise par une structure compacte qui lui donne une facilité d'intégration dans les équipements de communication. Ces antennes peuvent être classées en trois types principaux :

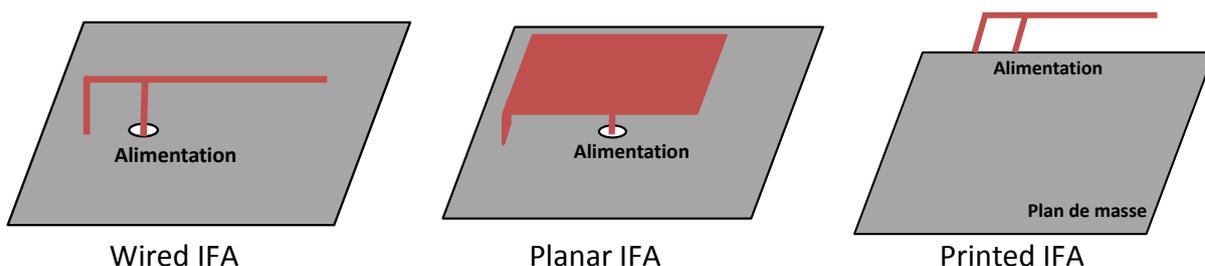


Figure 2.16 : Types d'antennes IFA.

- **WIFA (Wired Inverted F Antenna)** : c'est la plus simple forme, l'antenne est constituée d'un fil conducteur suspendu au-dessus d'un plan de masse [2, 3].
- **PIFA (Planar Inverted F Antenna)** : cette catégorie ressemble à celle des antennes patch, elle est constituée d'un plan conducteur parallèle à celui de la masse et y est court-circuité via un petit mur traversant le substrat [4, 5].
- **IIFA (Integrated Inverted F Antenna)** : pour ce type, l'antenne est coplanaire ou incluse dans un plan parallèle à celui de la masse [6, 7]. Ce type est connu aussi sous le nom de PIFA (Printed Inverted F Antenna).



Figure 2.17 : Exemple d'une antenne IFA utilisée dans un téléphone PALM (Abul Hussain-CC BY 2.0).

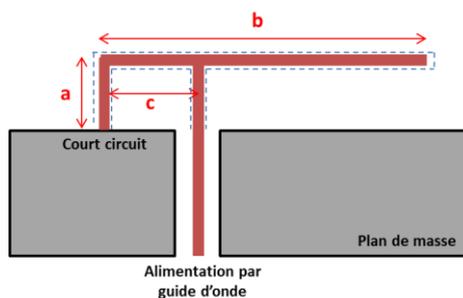


Figure 2.18 : Géométrie d'une antenne IFA.

Le premier segment de l'antenne de longueur « a » permet une connexion au potentiel de référence (plan de masse) créant ainsi un effet inductif. Le tronçon de ligne est situé à une distance « c » du premier segment et assure l'alimentation de l'antenne (Feed). L'emplacement de cette ligne doit être bien choisi pour assurer une adaptation d'impédance et ainsi un transfert maximal d'énergie [8]. Le bras rayonnant de l'antenne doit avoir une longueur égale au quart de celle de l'onde ($b=\lambda/4$). En regroupant tous les effets créés par les différents éléments constitutifs de l'antenne, cette dernière peut être représentée par le schéma équivalent suivant :

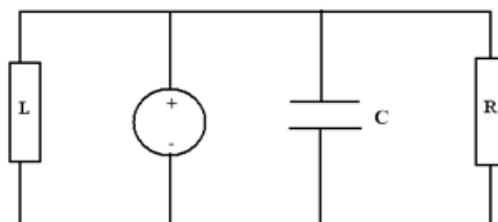


Figure 2.19 : Modèle équivalent d'une antenne IFA.

L'emplacement de la source d'alimentation par rapport à la ligne du court-circuit permet de déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne. Cette position doit être bien ajustée pour compenser l'inductance et la capacité créées en ne laissant ainsi que la résistance de rayonnement. La longueur et la forme du bras rayonnant permet de définir certaines propriétés de l'antenne IFA comme le gain et la fréquence de fonctionnement. Cette

caractéristique peut être exploitée pour le développement d’une antenne multi bande par la juxtaposition de plusieurs bras [9].

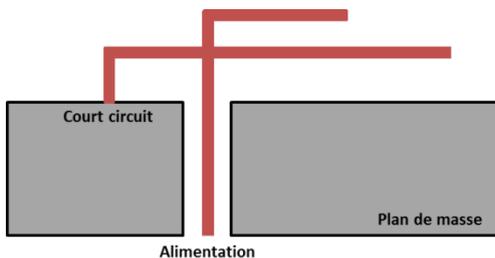


Figure 2.20 : Exemple d’une antenne dual bande.

2.3.3. Miniaturisation des antennes IFA

La miniaturisation des antennes joue un rôle important dans la réduction de la taille totale des dispositifs communicants. Pour les antennes de type IFA et pour des fréquences de quelques centaines de mégahertz, le bras rayonnant devient de plus en plus encombrant : 8,64 cm pour 868 MHz par exemple. La problématique est donc focalisée sur la longueur de ce bras sachant que c’est elle qui permet d’ajuster la fréquence opérationnelle de l’antenne.

Une première solution consiste à la réduction de l’aire couverte par l’antenne en pliant plusieurs fois son bras rayonnant et le rendant ainsi sous forme de méandres [10-13]. Ces serpentins peuvent se matérialiser sous une forme simple de quelques replis jusqu’à des formes plus complexes basées par exemple sur la courbe de Hilbert [14]. Cette technique peut être aussi utilisée en 3D c’est à dire à la place d’avoir des méandres coplanaires, ces derniers peuvent être répartis sur les différentes couches constituant le circuit imprimé [15].

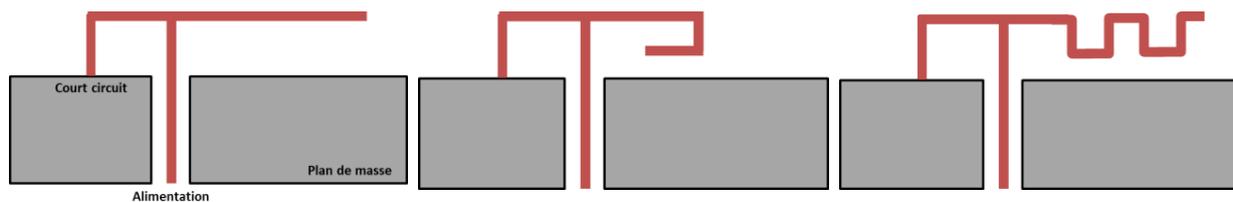


Figure 2.21 : Miniaturisation d’une antenne IFA.

Une autre solution pour la miniaturisation d’une antenne IFA se base sur l’ajout d’une charge capacitive ou inductive localisées sur la longueur du segment rayonnant [16]. Dans le cas où l’on réduit la longueur du bras rayonnant la valeur de la capacité résultante ne sera plus optimale puisque réduite, la charge ajoutée sert donc à compenser cette dégradation.

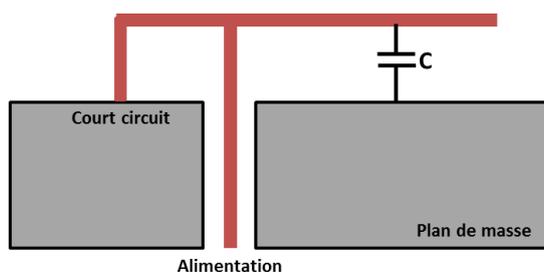


Figure 2.22 : Antenne IFA avec une charge capacitive.

Cette technique permet également l'obtention d'une antenne reconfigurable en fréquence. Pour ce faire, des charges capacitatives sont distribuées le long du bras rayonnant. Une commande d'interrupteur analogique assure la liaison de ces derniers au plan de masse. Cette méthode permet ainsi d'ajuster la fréquence de fonctionnement selon la combinaison choisie. En gardant le même principe, une charge variable peut être utilisée. Un exemple est la diode « varicap » dont la capacité est pilotée au moyen d'une tension inverse appliquée à ses bornes [17, 18].

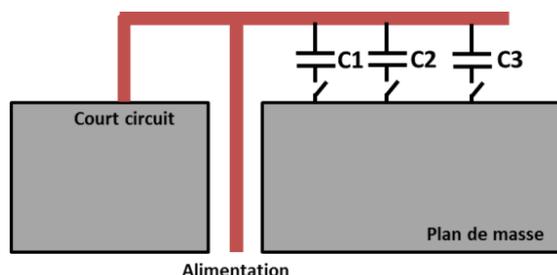


Figure 2.23 : Antenne IFA reconfigurable en fréquence.

Certes, ces méthodes permettent de minimiser l'encombrement de l'antenne toutefois, elles engendrent des dégradations au niveau des performances initiales (efficacité de rayonnement, gain, bande passante) en comparaison d'antennes dépourvues de ces systèmes adaptatifs. Ce dilemme nécessite donc de trouver un compromis entre performances et critère d'intégration pour la réalisation d'antenne de petite taille avec des propriétés acceptables. Ce choix fait l'objet d'une étude et validation initiale basée sur des outils de simulation avec des différents modèles comme la méthode des éléments finis ou des moments.

2.3.4. Guide d'onde coplanaire

Les antennes imprimées sont généralement couplées avec des guides d'ondes coplanaires pour assurer le transfert des signaux captés ou à émettre. Comme l'indique son nom, un guide d'onde est un système qui permet de guider les ondes électromagnétiques sur une certaine distance. C'est une forme particulière de ligne de transmission et qui existe sous plusieurs formats. Un guide d'onde coplanaire est une forme spécifique qui peut être fabriquée à l'aide de la technologie des circuits imprimés. Il est constitué d'une ligne

conductrice centrale cernée par du plan de masse des deux côtés avec la possibilité d'ajout ou non du plan de masse en face arrière du substrat.

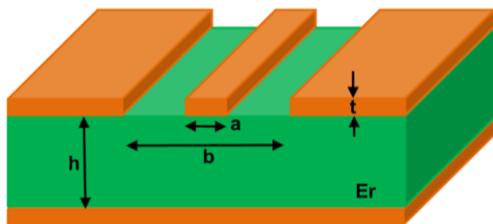


Figure 2.24 : Guide d'onde coplanaire avec plan de masse en dessous.

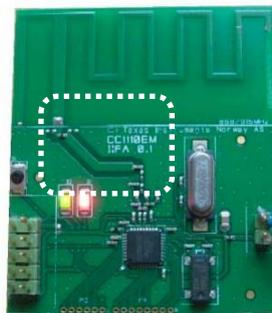


Figure 2.25 : Antenne IFA alimentée par un guide d'onde coplanaire [19].

Dans le cas d'un guide d'onde avec un plan de masse en face arrière CBCPW (Conductor-Backed CoPlanar Waveguide), un modèle simplifié supposant que le plan de masse est infini peut être utilisé pour calculer l'impédance caractéristique du guide.

Les valeurs de la permittivité effective et de l'impédance sont données par les équations (2.10) et (2.11) [20].

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k1)}{K(k1')}} \quad (2.11)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k1)}{K(k1')}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k1)}{K(k1')}} \quad (2.12)$$

Avec :

$$k = a/b \quad k' = \sqrt{1-k^2} \quad k1' = \sqrt{1-k1^2} \quad k1 = \frac{\tanh(\frac{\pi a}{4h})}{\tanh(\frac{\pi b}{4h})}$$

$K(k)$ intégrale elliptique de première espèce.

Ce modèle se focalise principalement sur les différentes distances séparant la ligne centrale des trois plans de masse. En plus de ces paramètres, il considère la nature du diélectrique, à savoir, la permittivité relative du substrat. Généralement une valeur approchée de ce paramètre est adoptée et ses variations en fonction de la fréquence sont négligées.

Les variations de l'impédance du guide d'onde en fonction de la largeur de la ligne centrale « a » et la distance séparant les deux plans de masses coplanaires « b » sont

représentées dans les figures 2.26 et 2.27. Un substrat de type FR4 ($\epsilon_r=4,6$) et des pistes de cuivre avec une épaisseur de $40 \mu\text{m}$ ont été pris comme exemple. Ce choix est justifié par l'utilisation de ces valeurs lors de la fabrication des différents PCBs durant ce projet.

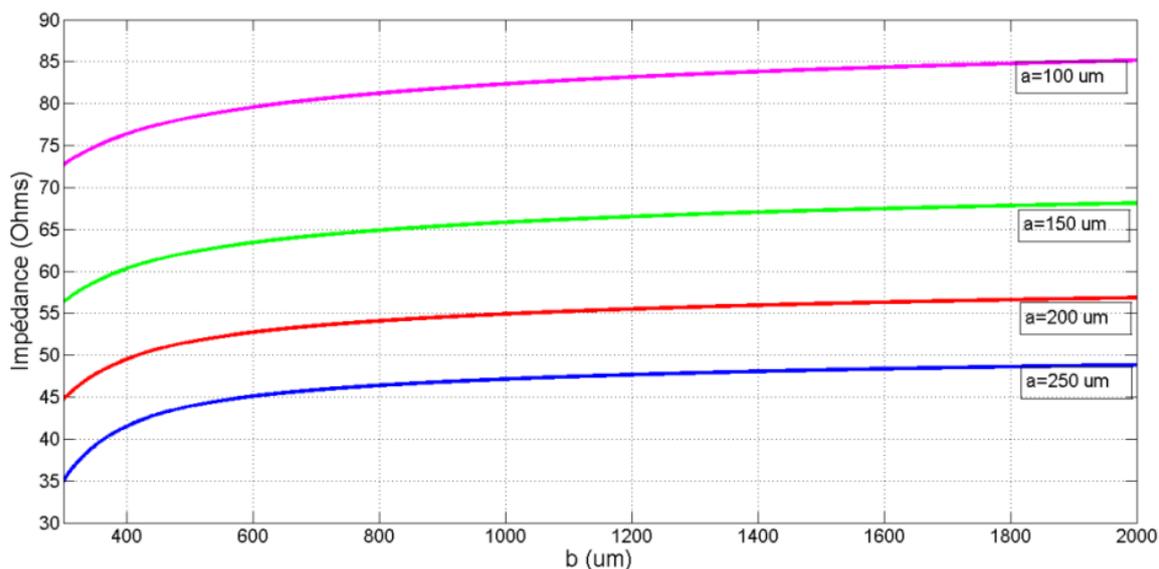


Figure 2.26 : Variation de l'impédance du guide d'onde en fonction de b ($t=40 \mu\text{m}$, $h=120 \mu\text{m}$ et substrat FR4).

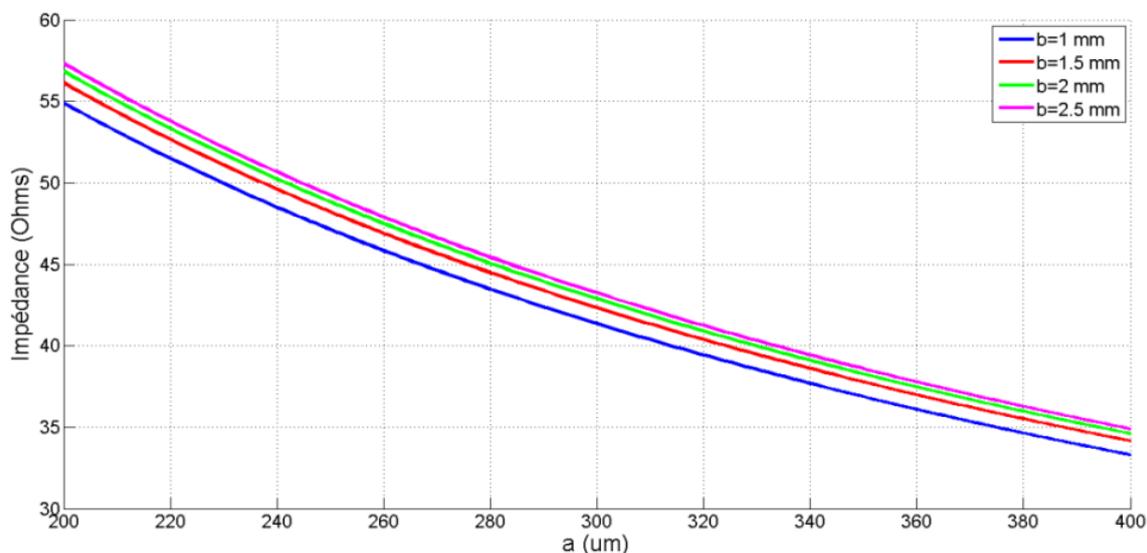


Figure 2.27 : Variation de l'impédance du guide d'onde en fonction de a ($t=40 \mu\text{m}$, $h=120 \mu\text{m}$ et substrat FR4).

Les guides d'ondes utilisés dans le patch sont de type CBCPW vu la présence d'un plan de masse formant le second layer du PCB. Ces lignes doivent assurer une impédance de 50Ω pour minimiser les pertes au niveau du signal acheminé. En se référant aux courbes de la figure 2.27, on peut voir que le modèle présenté précédemment prévoit une impédance située entre 47Ω et 51Ω pour une distance inter plans de masse qui s'échelonne de 1 mm à $2,5 \text{ mm}$.

2.4. Conception et optimisation d'une antenne ISM 868 MHz pour le patch

Pour l'antenne ISM 868 MHz, le choix se porte sur l'utilisation d'une antenne imprimée de type IFA avec pour cette fréquence, une longueur du bras rayonnant égale à $\lambda/4 = 8,64$ cm avec un plan de masse minimal ($49,22 \times 13,51$ mm²) fixé par des contraintes du projet.

On note sur la figure 2.28, une réservation de place de forme rectangulaire laissée dans la partie gauche du plan de masse pour l'intégration de l'antenne GPS.

Le degré de miniaturisation du tracking patch nous pose devant des contraintes d'intégration et de design d'antennes à savoir : l'antenne GPS fonctionne à une fréquence de 1575,42 MHz qui est égale un peu près au double de la bande ISM 868 MHz. Ainsi, ces deux antennes doivent être placées l'une loin de l'autre pour éviter tout couplage potentiel.

De plus, la petite taille du patch rend la simple forme de l'antenne IFA avec un bras rayonnant droit impossible sans l'utilisation d'une charge supplémentaire pour réduire sa taille comme présenté précédemment. Pour notre cas, la solution choisie consiste à plier le bras rayonnant de l'antenne sous forme de « méandres » pour limiter l'aire couverte par ce dernier.



Figure 2.28 : Contraintes d'intégration de l'antenne ISM 868 MHz.

Une largeur de ligne centrale du guide d'onde ($250 \mu\text{m}$) a été reconduite pour former celle des pistes de l'antenne pour éviter toute sorte de discontinuité potentiellement perturbatrice. Pour simplifier le modèle et réduire le temps de simulation le routage du PCB n'a pas été pris en considération et les plans de masses ont été considérés comme des plans continus et uniformes de cuivre connectés par des vias.

Comme nous l'avons présenté dans ce chapitre, la longueur de l'antenne IFA permet de fixer la fréquence de résonance tant que la distance séparant le point de court-circuit et celui d'alimentation déterminera l'impédance d'entrée qui dans ce cas doit être égale à 50Ω . Une largeur maximale de 3,5 mm a été fixée pour intégrer l'antenne 868 MHz comme présenté dans la figure 2.28 pour ne pas trop allonger le PCB du patch.

Ce choix nous oriente donc vers l'adoption d'une direction verticale pour le repliement pour minimiser le nombre total des méandres. A cause du couplage capacitif entre les brins d'une antenne à méandres et l'effet du coude, ce type résonnera à une fréquence plus élevée en la comparant avec une antenne quart d'onde qui a la même longueur totale des différents brins dépliés. Une longueur de 8,64 cm peut être prise comme un point de départ et cette grandeur sera ensuite ajustée pour affiner la résonance à 868 MHz.

Pour le stub de l'antenne, le point d'alimentation a été fixé et celui du court-circuit peut être déplacé pour varier l'impédance d'entrée. Un premier emplacement peut être choisi arbitrairement pour initialiser le design.

Une première proposition est présentée dans la figure 2.29.

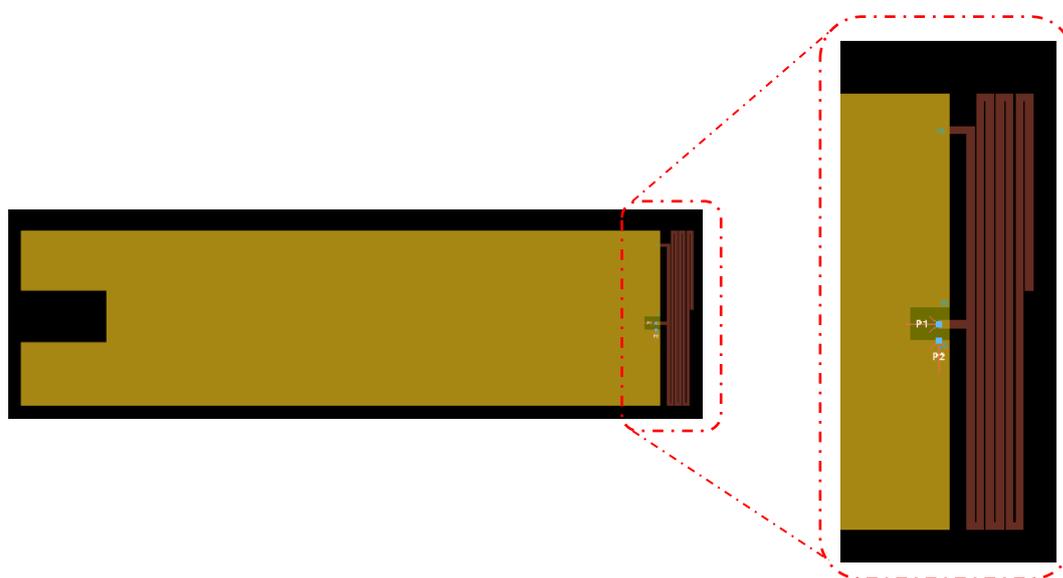


Figure 2.29 : Antenne quart d'onde ($\lambda/4=8,64$ cm).

La longueur totale des brins dépliés est égale à $\lambda/4=8,64$ cm. La distance qui sépare le premier brin et le plan de masse a été fixée à $500 \mu\text{m}$ et les différents brins sont distants de $50 \mu\text{m}$ l'un de l'autre. Le coefficient de réflexion de cette antenne est présenté dans la figure 2.30.

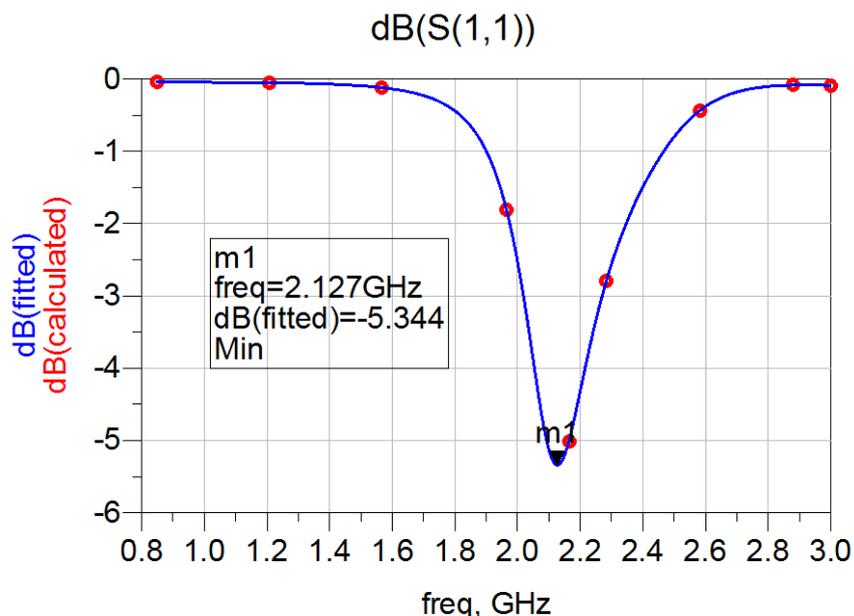


Figure 2.30 : Coefficient de reflexion de l’antenne quart d’onde étudiée.

Comme prévu cette antenne résonne à une fréquence de 2,12 GHz qui est plus élevée que la fréquence 868 MHz à laquelle rayonnera une antenne quart d’onde avec la même longueur totale des brins. Pour étudier l’influence de la distance qui sépare les brins sur la fréquence de résonance, plusieurs simulations ont été faites en ajustant de 50 μm à 200 μm la distance inter brins tout en gardant la longueur totale constante fixée à 86,4 mm

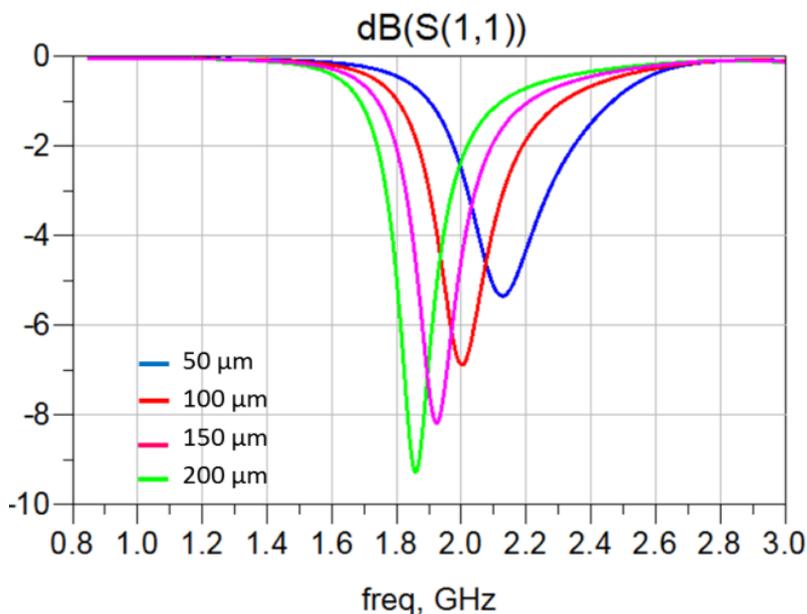


Figure 2.31 : Influence de la distance inter-brins sur la fréquence de résonance de l’antenne.

D’après ces résultats, quand les brins de l’antenne sont plus proches l’un de l’autre le couplage capacitif devient plus fort. Ce dernier entrainera une fréquence de résonance plus élevée.

En conséquence, pour atteindre la fréquence de résonance recherchée 868 MHz, la distance inter-brins a été fixée à 250 μm pour réduire l'effet capacitif « des méandres », le dernier brin ayant été allongé longitudinalement au plan de masse comme présenté dans la figure 2.32.

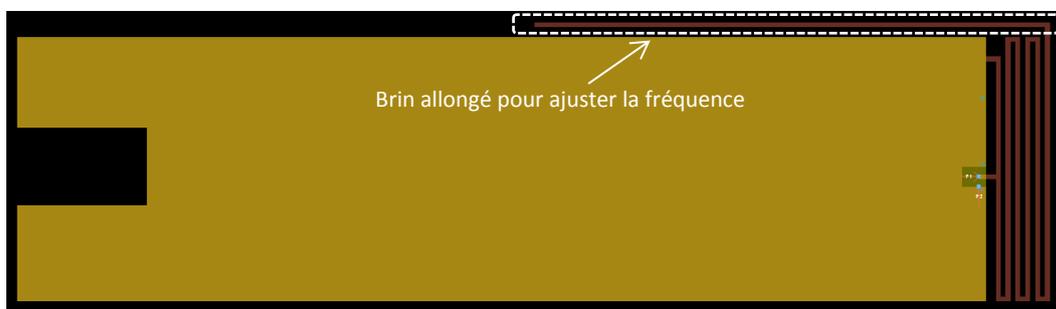


Figure 2.32 : Ajustement de la fréquence de résonance.

Cette technique permet de se positionner dans la bande de fréquence 868 MHz (figure 2.33).

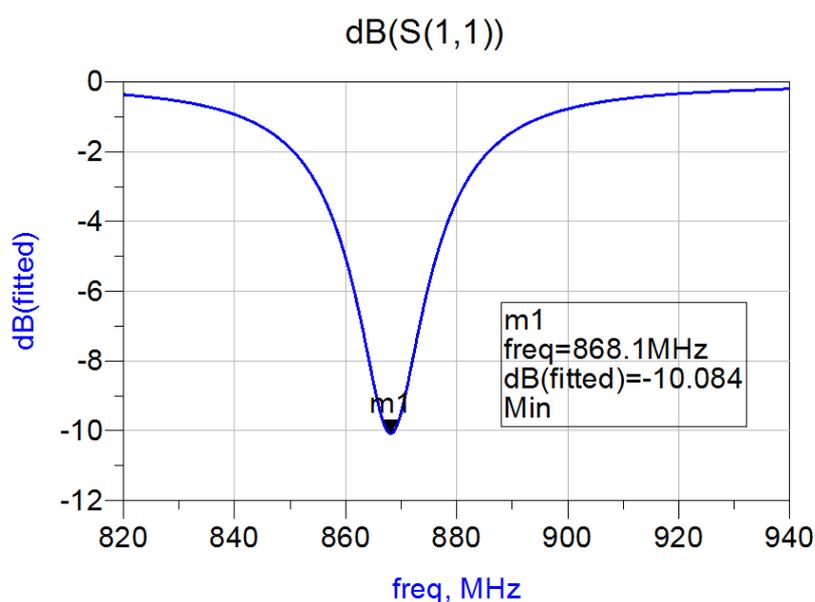


Figure 2.33 : Fréquence de résonance ramenée sur la bande 868 MHz.

Après avoir résolu le problème de la longueur de l'antenne, il reste à régler le stub pour obtenir un coefficient de réflexion le plus optimal. Pour ce faire, plusieurs simulations ont été conduites en ajustant la distance entre le port d'alimentation et le segment de court-circuit. L'influence de cette distance sur le S_{11} est présentée dans la figure 2.34. Le décalage constaté pour les fréquences de résonance des cas étudiés est dû seulement à la variation de la longueur de l'antenne engendrée par la modification du stub à chaque itération.

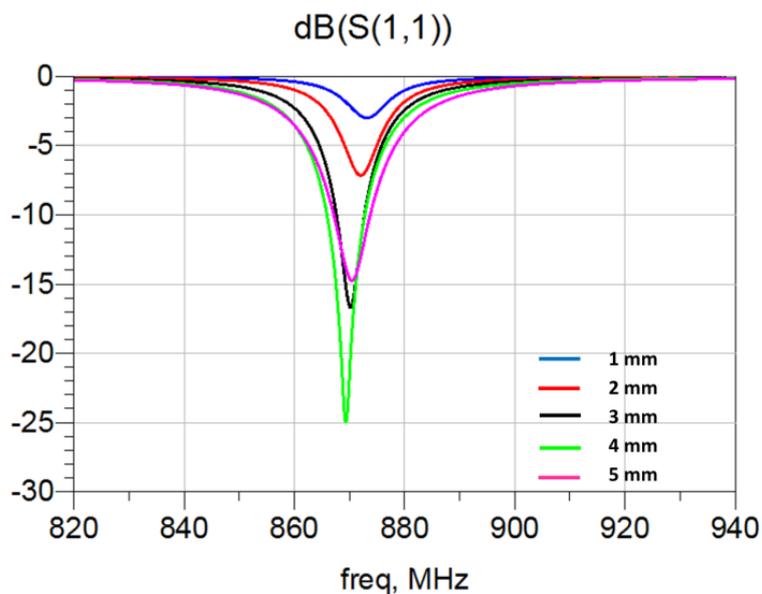
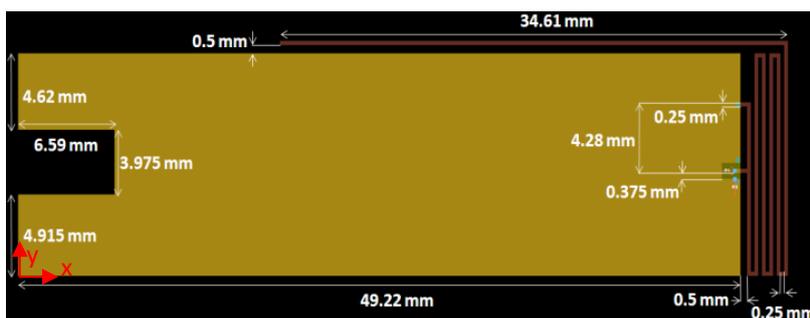
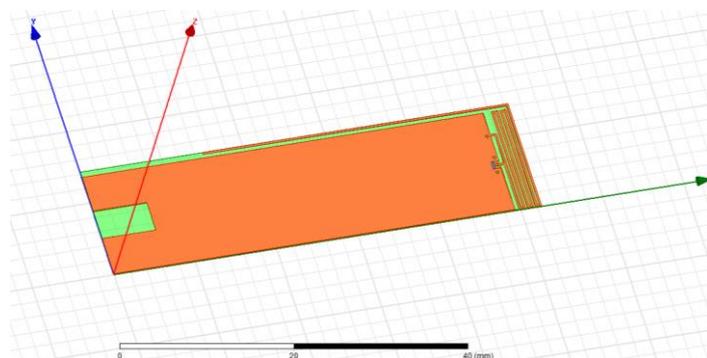


Figure 2.34 : Influence de la distance entre le point d'alimentation et celui du court-circuit sur le S_{11} de l'antenne.

Dernière étape dans la démarche séquentielle, à savoir la simulation par la méthode des moments et des éléments finis avec respectivement, les logiciels ADS et HFSS (figure 2.35).



(a) Design sous ADS.



(b) Design sous HFSS.

Figure 2.35 : Simulation de l'antenne ISM 868 MHz sous ADS et HFSS.

Les deux outils de simulation prévoient un bon coefficient de réflexion qui dépasse -28 dB avec une largeur de bande entre 5 MHz calculée avec HFSS et 7 MHz obtenue avec ADS. Ce

résultat est très encourageant, sachant qu'une antenne est acceptable au niveau du coefficient de réflexion à partir de -10 dB. Le gain obtenu par simulation est de -7 dB pour ADS et -9 dB pour HFSS et la polarisation est linéaire dans la direction de rayonnement maximal.

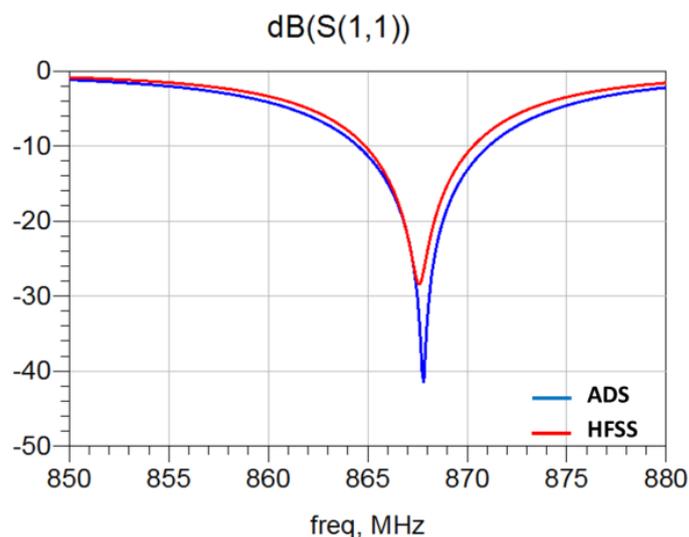


Figure 2.36 : Comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne 868 MHz obtenu avec ADS et HFSS.

La représentation 3D du diagramme de rayonnement normalisé par rapport au champ total est présentée dans les figures 2.37 et 2.38, l'antenne est contenue dans le plan XY. La couleur rouge de la répartition indique une radiation plus intense en comparaison avec la couleur verte qui indique que la radiation diminue au niveau du substrat FR4.

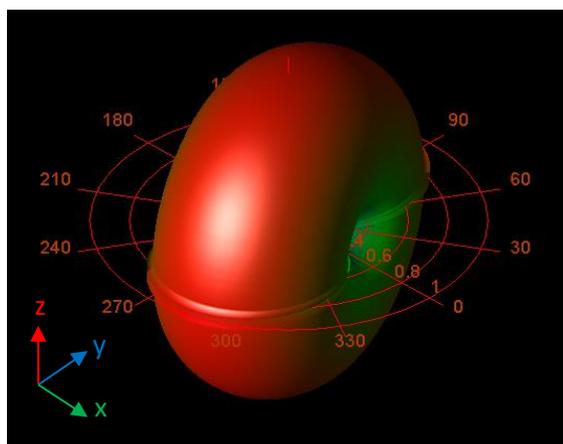


Figure 2.37 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne ISM 868 MHz sous ADS.

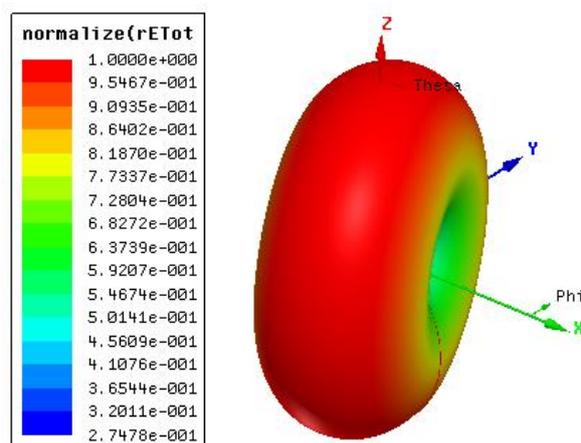


Figure 2.38 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne ISM 868 MHz sous HFSS.

Les composantes normalisées du champ rayonné sont tracées dans la figure 2.39. Les deux logiciels présentent des valeurs proches pour E_θ et E_ϕ dans les deux plans E et H.

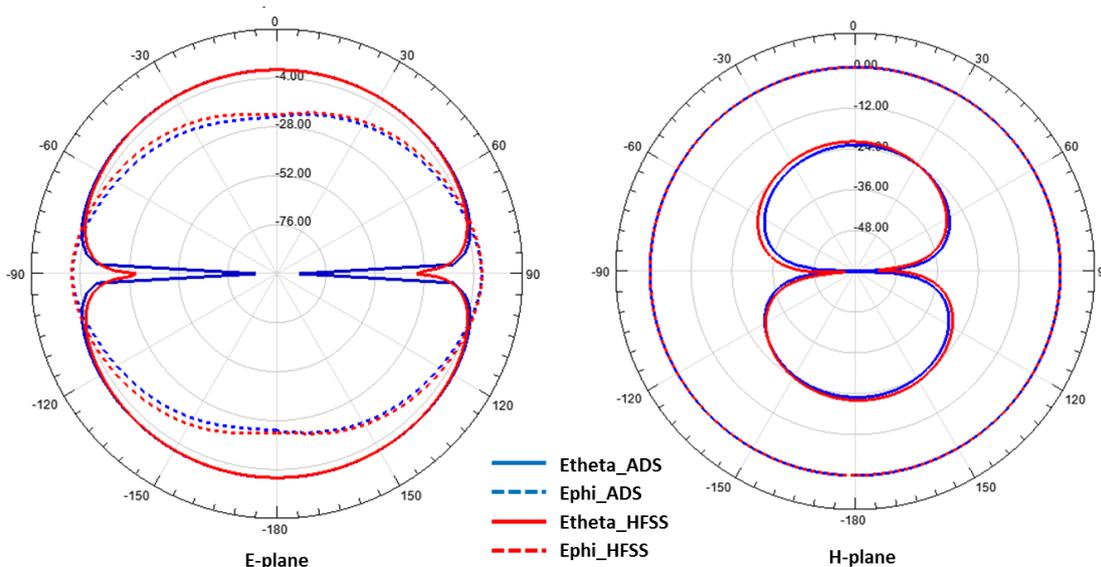


Figure 2.39 : Diagramme de rayonnement normalisé en dB dans les plans E et H.

2.5. Conception d’une antenne PIFA pour la fonction GPS du patch

Vu les résultats obtenus avec la première antenne ISM et dans le but de réduire le coût total du patch, appliquons cette démarche pour une conception d’une antenne PCB pour des contraintes de coût d’une part et aussi d’épaisseur au vu des tailles des antennes composants du commerce (figure 2.40 et 2.41).

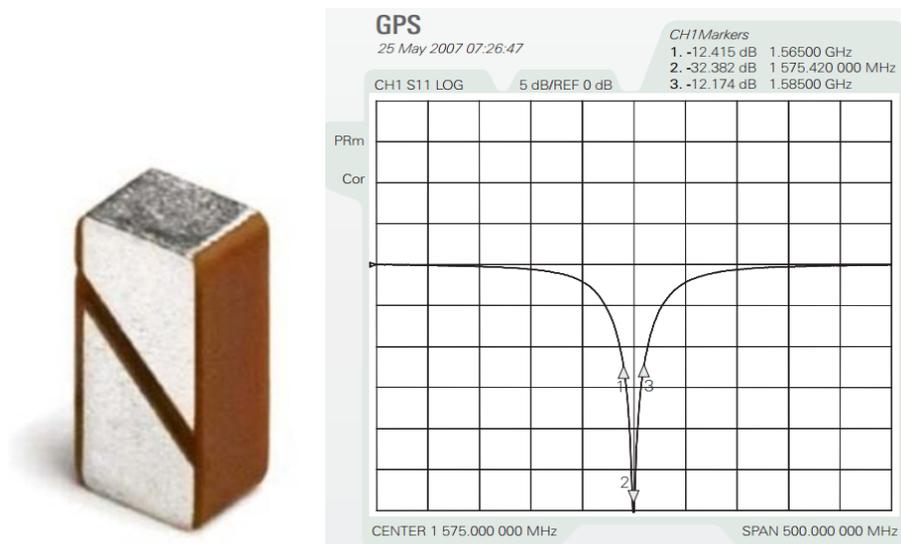


Figure 2.40 : Antenne W3011 et son coefficient de réflexion [21] ; antenne céramique de type SMD polarisation linéaire, petite taille de $3,2 \times 1,6 \times 1,1 \text{ mm}^3$ et faible masse 33 mg.



Figure 2.41 : Antenne GPS ADA-25252 [22] de type patch, polarisation circulaire droite (RHCP) qui caractérise les ondes émises par les satellites pour minimiser ainsi les pertes dues à la désadaptation de polarisation.

Pour une fréquence de 1575,42 MHz, une antenne quart d'onde aura une longueur de 4,76 cm. Par contre l'effet méandres impose que l'antenne repliée nécessitera une longueur plus grande pour rayonner à la bonne fréquence. Une première idée qui vient à l'esprit est de reprendre un analogue à l'antenne ISM et de l'adapter à la bande L1 du GPS.



Figure 2.42 : Premier design de l'antenne GPS.

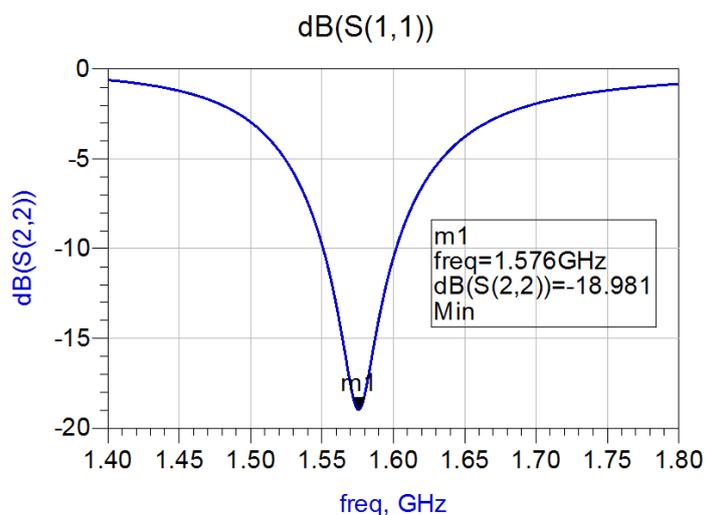
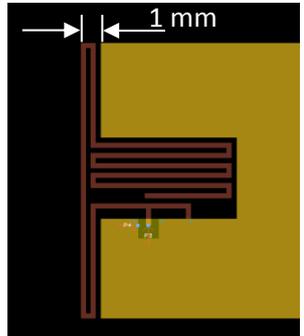
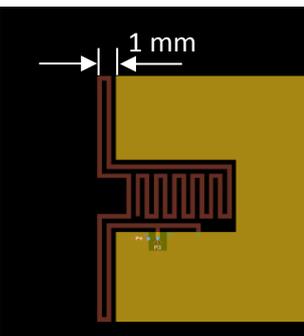
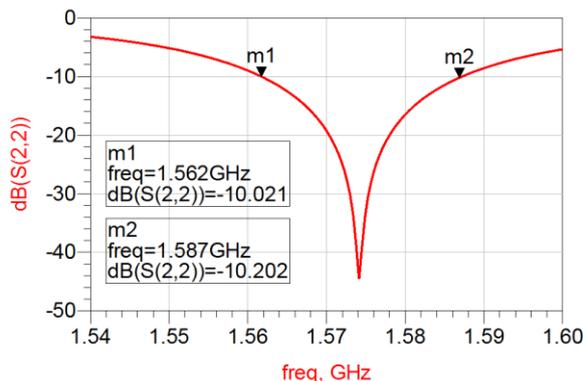
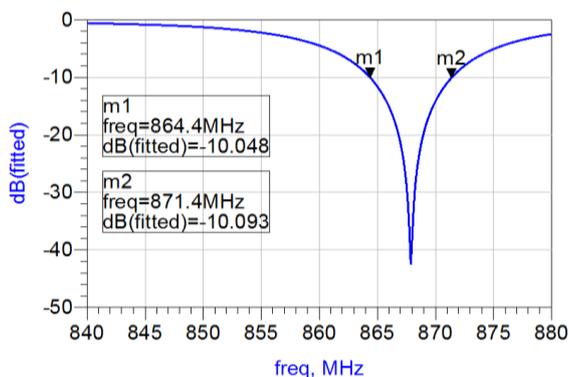


Figure 2.43 : Coefficient de réflexion de l'antenne GPS proposée.

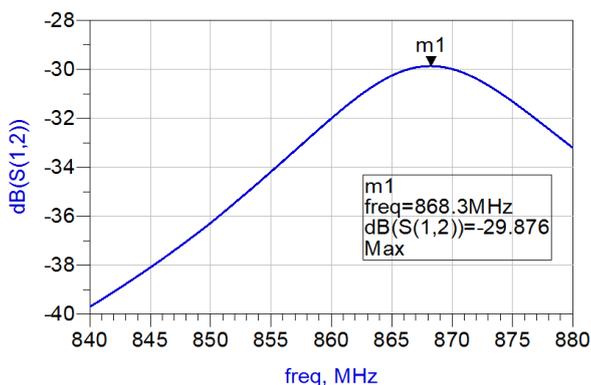
La figure 2.42 présente une première approche pour le design de l'antenne GPS en reprenant celui de l'antenne 868 MHz : largeur des pistes=250 μm et distance inter-brins=250 μm. Au contraire de la première conception, le dernier brin de cette nouvelle antenne ne peut pas être allongé sur le côté haut du plan de masse pour s'éloigner le plus possible de l'autre antenne et du côté bas pour laisser la place aux modifications futures du PCB du patch. En continuant donc les « méandres » dans le même sens, ce design entrainera une extension de 4,5 mm sur le côté gauche du PCB.

Une deuxième approche consistera à exploiter l'ouverture rectangulaire déjà présente sur le plan de masse et qui a servi à l'intégration de l'ancienne antenne GPS (W3011). Ce choix nous évitera de refaire un nouveau routage et de minimiser la largeur additionnelle du PCB causée par la nouvelle antenne. Dans ce cas, plusieurs formes sont possibles.

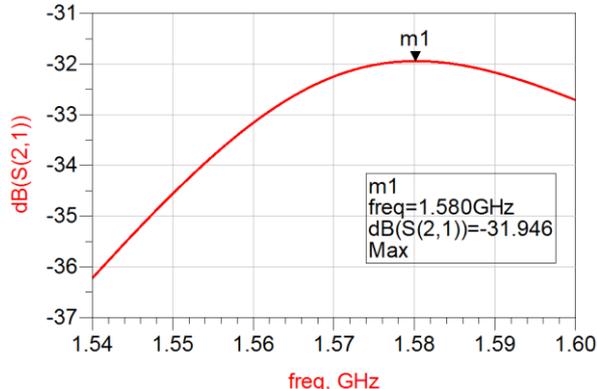
Antenne	Fréquence	S_{22}	BW	Gain
	1651 MHz	-25dB	9 MHz	-0,7 dB
	1575 MHz	-26 dB	18 MHz	-0,29 dB
	1575 MHz	-26 dB	17 MHz	-0,34 dB



Coefficient de réflexion de l'antenne ISM 868 MHz.



Coefficient de réflexion de l'antenne GPS.



Couplage entre l'antenne ISM et GPS
à la bande 868 MHz.

Couplage entre l'antenne ISM et GPS
à la bande L1.

Figure 2.45 : Coefficients de réflexion et de transmission sur les bandes ISM et GPS.

2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les différentes étapes de conception de deux antennes en circuit imprimé : une première calée sur une fréquence de 868 MHz pour la communication avec le réseau Sigfox en bande ISM et une deuxième pour la géolocalisation GPS.

Les résultats de simulation de la première antenne PIFA 868 MHz nous ont encouragés à adopter ce savoir-faire pour concevoir aussi l'antenne GPS. On réduit ainsi le coût total du dispositif avec des antennes qui sont destinées à être réalisées en même temps que le PCB. Les modèles proposés sont très satisfaisants sachant qu'ils prennent en considération toutes les contraintes dimensionnelles du patch.

Bibliographie du chapitre 2

- [1] K. D. Wong, *Fundamentals of Wireless Communication Engineering Technologies*: John Wiley & Sons, 2011.
- [2] L. Ukkonen, L. Sydanheirno, and M. Kivikoski, "A novel tag design using inverted-F antenna for radio frequency identification of metallic objects," in *IEEE/Sarnoff Symposium on Advances in Wired and Wireless Communication*, 2004, pp. 91-94.
- [3] M. K. T. Al-Nuaimi and W. G. Whittow, "Performance investigation of a dual element IFA array at 3 GHz for MIMO terminals," in *Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC) 2011*, pp. 1-5.
- [4] B. K. Fankem and K. L. Melde, "Nested PIFAs for Dual Mode of Operation: GPS and Global Communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 701-705, 2008.
- [5] S. Raghavan and N. Jayanthi, "Design of planar inverted -F antenna for wireless applications," *WSEAS Transactions on Communications*, vol. 8, August 2009.
- [6] M. Gallo, O. Losito, V. Dimiccoli, D. Barletta, and M. Bozzetti, "Design of an inverted F antenna by using a transmission line model," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2011, pp. 635-638.
- [7] K. Yiao-Chiang and C. K. Chen, "Analysis of the inverted-F antennas integrated on the displacement detector for wireless sensor network applications," in *Asia Pacific Microwave Conference*, 2009, pp. 1849-1851.
- [8] L. Woosung, K. Manjung, K. Jaeheung, and Y. Young Joong, "Analysis of the shorting pin effects on an Inverted-F Antenna using a equivalent model for impedance matching," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1-5.
- [9] S. M. H. Shibir Alam, Md. Selim; Ahmed, Bulbul; Uddin, Md. Kafil, "Impedance matched compact zigzag multiband inverted-f antenna for WI-FI, mobile WIMAX, Bluetooth and wlan operations in portable devices," *International Journal of Ad hoc, Sensor & Ubiquitous Computing (IJASUC)*, vol. 2, March 2011 2011.
- [10] A. Chebihi, P. Le Thuc, C. Luxey, and R. Staraj, "Conception d'antennes compactes pour petits objets communicants," in *Journées Nationales Microondes (JNM2007)*, Toulouse, France, 2007.
- [11] N. H. Noordin, W. Yan Chiew, A. T. Erdogan, B. Flynn, and T. Arslan, "Meandered inverted-F antenna for MIMO mobile devices," in *Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, 2012, pp. 1-4.
- [12] H. Gao, J. Liu, H. Wang, and H. Lin, "Design and improvement of Printed IFA for Bluetooth system," in *International Conference of Soft Computing and Pattern Recognition (SoCPar)*, 2011, pp. 212-216.
- [13] M. S. Hossain, D. K. Karmokar, and K. M. Morshed, "Compact Zigzag Inverted-F Antenna with Matching Network for Wi-Fi Operation in Portable Devices," *International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE)*, vol. 1, November 2011.
- [14] M. Z. Azad and M. Ali, "A Miniature Implanted Inverted-F Antenna for GPS Application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 1854-1858, 2009.
- [15] M. Jeangeorges, R. Staraj, C. Luxey, P. Le Thuc, C. El Hassani, and P. Ciais, "Antenna miniaturization and integration in a 2.4 GHz system in package," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1-4.
- [16] L. Loizou, J. Buckley, M. Belcastro, J. Barton, B. O'Flynn, and C. O'Mathuna, "Miniaturized Inverted-F Antenna with capacitive loading," in *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 3213-3216.
- [17] L. Jing and H. Y. D. Yang, "Frequency reconfigurable printed inverted-F antennas," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2008, pp. 1-4.

- [18] M. Berg, M. Komulainen, V. Palukuru, H. Jantunen, and E. Salonen, "Frequency-tunable DVB-H antenna for mobile terminals," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 1072-1075.
- [19] 17/01/2016). Antenna Selection Guide. Available: <http://www.ti.com/lit/an/swra161b/swra161b.pdf>
- [20] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*: John Wiley & Sons, 2004.
- [21] (17/01/2016). *W3011 Datasheet*. Available: <http://www.pulseelectronics.com/download/2971/w3011pdf/pdf>
- [22] (17/01/2016). *ADA-25252, GPS Antenna Passive Ceramic Patch*. Available: http://www.adactus.se/produkter/satellite-navigation-antennas/gps-antennas/ada-25252_gps_passive_ceramic_patch_antenna.aspx

CHAPITRE 3 : Etude et intégration d'une solution de recharge sans fil

Sommaire

3.1.Introduction.....	73
3.2.Alimentation du tracking patch	73
3.3.Transmission sans fil d'énergie électrique	74
3.3.1.La technologie DHC.....	76
3.3.2.Le standard Qi pour la recharge sans fil	78
3.4.Développement d'une bobine pour la recharge sans fil du tracking patch.....	82
3.5.Test de la recharge sans fil	84
3.6.Vérification des propriétés des antennes RF suite à l'ajout de la fonction recharge sans fil.	88
3.7.Conclusion	91
Bibliographie du chapitre 3	93

3.1. Introduction

La contrainte d'étanchéité du patch, nous amène naturellement à considérer un système de recharge sans fil avec une nouvelle contrainte sur l'intégration d'une « nouvelle antenne » aux deux antennes qui viennent d'être modélisées. Après avoir inventoriées des technologies du transfert d'énergie, nous allons nous concentrer sur le couplage inductif comme solution technique à embarquer pour notre application (téléphones portables, dispositifs médicaux implantables).

Ce chapitre décrit la démarche conceptuelle d'intégration d'un chargeur sans fil par induction magnétique dans notre tracking patch. Les différents protocoles gérant le secteur de la recharge sans fil sont étudiés en comparant les différentes technologies dans le but de choisir le standard le mieux adapté à notre application.

La problématique d'intégration et l'impératif de miniaturisation des bobines de récupération d'énergie sont abordés comme solution pour résoudre la problématique des tailles encombrantes des bobines commercialisées.

3.2. Alimentation du tracking patch

Avant de se focaliser sur la solution de recharge, il est impératif de connaître les caractéristiques de la batterie à recharger. Les contraintes d'épaisseur minimaliste du patch nous ont orientés sur une batterie rechargeable Lithium-Polymère « PGEB014018 » de Power Stream [1]. Elle est caractérisée par une capacité de 30 mAh avec une tension nominale de 3,7 V pour une taille de $40 \times 18 \times 1 \text{ mm}^3$ et une masse de 0,45 g.

Elle devra permettre d'assurer un fonctionnement de 72 heures en fonctionnement nominal et de 13 heures en cas de fugue et d'activation du GPS pour la géolocalisation.



Figure 3.1 : Batterie LiPo utilisée dans le patch.

La fausse bonne idée du technicien qui consiste à utiliser ou fabriquer un micro connecteur type USB (fut-il en flex) avec un bouchon assurant l'étanchéité n'est pas envisageable du point de vue robustesse mécanique à l'utilisation et aussi de point de vue ergonomique dans son utilisation au quotidien par le personnel médical.

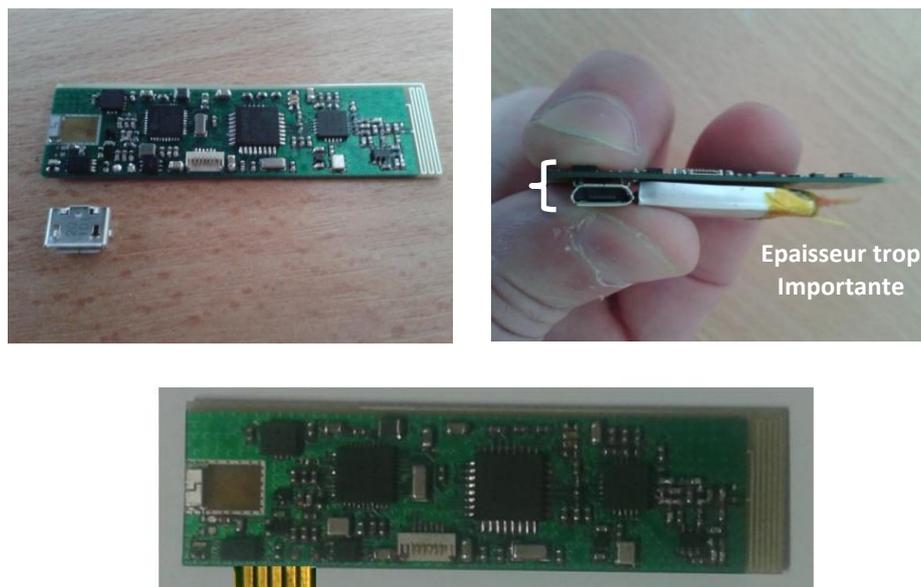


Figure 3.2 : Recharge par connecteur μ USB.

Durant les dernières années, les chargeurs sans fil sont apparus de plus en plus sur le marché. Cette solution semble la plus adaptée à notre cas : elle est simple à utiliser : il suffit juste de poser le patch sur la station de recharge sans besoin d'utiliser un câble ce qui permet d'éviter le problème d'incompatibilité entre les différents chargeurs. En plus, en insérant le patch dans un boîtier convenable, la propriété d'étanchéité est tacitement vérifiée.



Figure 3.3 : Recharge sans fil de la batterie du patch.

3.3. Transmission sans fil d'énergie électrique

Le concept de transmettre sans fil de l'énergie à partir d'un point (source) à un autre point (charge électrique) sans l'utilisation d'un câble ou tout autre type de conducteur a été démontré pour la première fois dans la dernière décennie du 19^{ème} siècle par Nikola Tesla.

Sa première expérience était basée sur l'éclairage sans fil d'un groupe de lampes à une distance de plus de 40 km. Ce principe est repris de nos jours pour recharger des éléments implantés dans le corps, nos smartphones et les véhicules électriques [2, 3].



Figure 3.4 : Chargeur de smartphone et tablette compatible avec le protocole Qi (Peter Burka - CC BY-SA 2.0).



Figure 3.5 : Recharge sans fil d'un véhicule électrique (Njo-CC BY-SA 3.0).

Le problème de l'énorme quantité de chargeurs incompatibles et volumineux dans le cas des appareils électroniques portables comme les smartphones peut être résolu en utilisant une seule station de recharge universelle compatible avec tous les systèmes [4-8]. Cette interopérabilité a fait l'objectif de la création de standardisation de protocoles de recharge sans fil [9], dont le WPC (Wireless Power Consortium) [10], le PMA (Power Matters Alliance) [11] et l'A4WP (Alliance For Wireless Power)[12]. Ces deux derniers ont été réunis pour former un seul consortium nommé AirFuel Alliance [13].

La majeure partie des dispositifs commercialisés pour la recharge sans fil est basée sur le principe du couplage inductif dans son mode standard ou bien résonnant. Ces systèmes sont caractérisés par des technologies, des fréquences et des niveaux de puissance différents. Pour notre application, quatre types de chargeurs ont fait l'objet d'étude et dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau 3.1.

Technologie	WPC-Qi 1.1	PMA-Power	A4WP-Rezence	DHC ²
Principe	Induction magnétique	Induction magnétique	Résonance magnétique	Résonance magnétique
Fréquence opérationnelle	110-205 kHz	235-275 kHz	6,78 MHz	130 kHz
Fréquence de control	110-205 kHz	235-275 kHz	Bluetooth 2,4 GHz	130 kHz
Puissance	5 W	5 W	50 W	2 W
Distance	5 mm	5 mm	50 mm	12 mm

Tableau 3.1 : Comparaison des techniques de recharge sans fil étudiées.

² Pour un récepteur LTC4120 et une station de base Proxi-Point.

Pour les systèmes utilisant la résonnance magnétique, le protocole Rezence développé par le consortium A4WP ajoute un lien de communication utilisant le Bluetooth pour la gestion de la recharge sans fil. L'utilisation de ce standard pour le tracking patch demande le développement d'une antenne 2,4 GHz et l'électronique qui y est associée. Ce choix a été donc éliminé pour des difficultés d'intégration et la technologie WPC-Qi 1.1 et DHC ont été gardées.

La technique du DHC utilise une fréquence de 130 kHz et peut assurer une puissance de 2 W pour la marque du chargeur choisie pour le test. Concernant l'induction magnétique, le WPC et le PMA présentent des standards avec des caractéristiques plus ou moins semblables. Cependant, le protocole Qi est le plus répandu sur le marché et le plus utilisé pour la recharge des dispositifs portables. En plus, la documentation et les spécifications concernant cette technique sont accessibles à tout le monde. Ces caractéristiques justifient notre choix de garder le protocole Qi comme un bon candidat pour les tests de la recharge sans fil du patch.

3.3.1. La technologie DHC

Dans le cas de la recharge sans fil, un système récepteur est constitué de deux parties :

- un composant pour la gestion et la récupération d'énergie,
- un composant chargeur pour contrôler la recharge de la batterie.

Pour notre patch et pour réduire l'encombrement du dispositif et assurer un meilleur degré d'intégration le choix s'est porté sur l'utilisation d'un seul composant présentant une double fonctionnalité récepteur-chargeur. Ainsi, le composant LTC4120 de Linear Technology [14] a été choisi et testé avec une station de base « Proxi-Point » de « Powerbyproxi » [15]. Ce couple permet d'atteindre une puissance maximale de 2W pour une distance émetteur-récepteur de 12 mm.



Figure 3.6 : Station de base Proxi-Point.

Pour ce système, la recharge sans fil est basée sur une technologie brevetée nommée

DHC (Dynamic Harmonization Control) qui permet de varier la fréquence de résonance du récepteur en fonction de la puissance à fournir à la charge. La gestion de l'énergie transmise est basée sur le couplage inductif et ne demande pas l'utilisation d'un autre canal de transmission comme le lien Bluetooth implémenté dans le cas du protocole Rezence. La technique d'impédance réfléchie du récepteur vers l'émetteur est utilisée pour la variation du niveau de puissance durant le période de la recharge de la batterie.

Dans le but de tester cette technologie, un PCB basé sur le LTC4120 a été fabriqué. Ce composant est caractérisé par une taille de $3 \times 3 \times 0,75 \text{ mm}^3$ et un conducteur thermique a été ajouté pour le contrôle de la température lors de la recharge de la batterie.

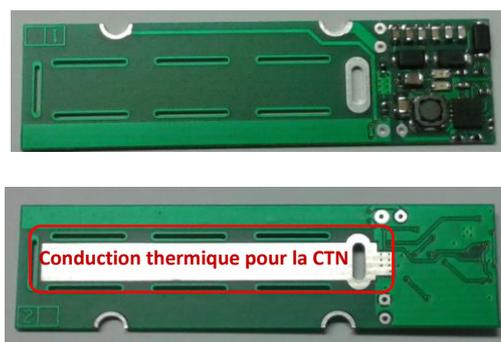


Figure 3.7 : PCB du chargeur sans fil.

Validons par la mesure, en fixant à 60 mA le courant de charge : tension d'entrée et courant de charge mesurés sont conformes (figure 3.8).

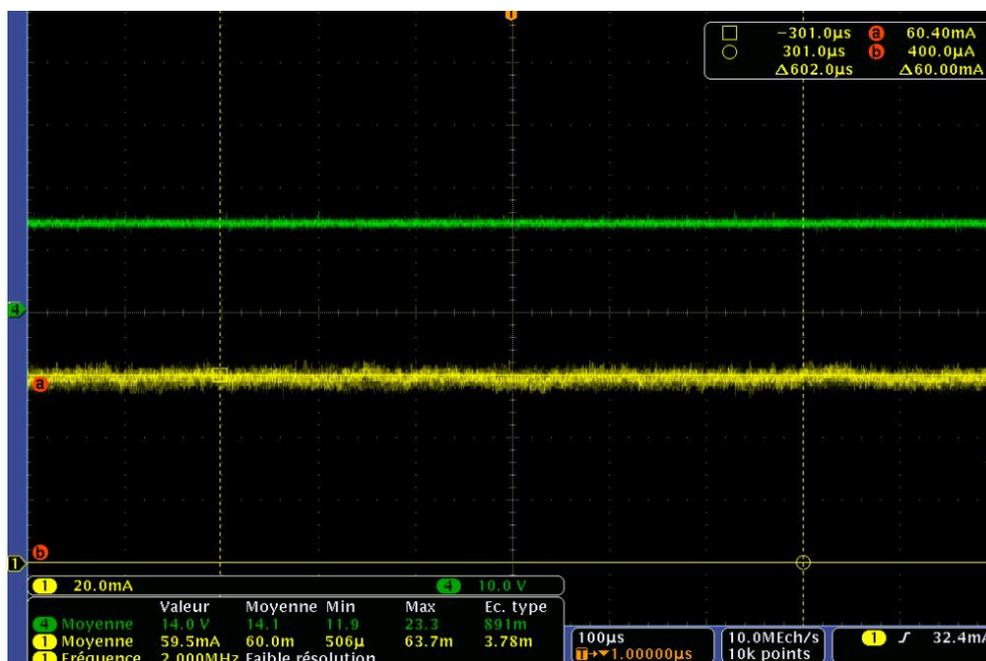


Figure 3.8 : Tension à l'entrée du LTC4120 et courant de charge.

3.3.2. Le standard Qi pour la recharge sans fil

Nous avons volontairement fait le choix de choisir le protocole Qi pour assurer la recharge sans fil en privilégiant la notion de faible coût et de plus faible encombrement que la technologie DHC au détriment d'une distance de recharge plus courte (figure 3.9), soit au contact des plasturgies de protection mécanique (3 à 5 mm).

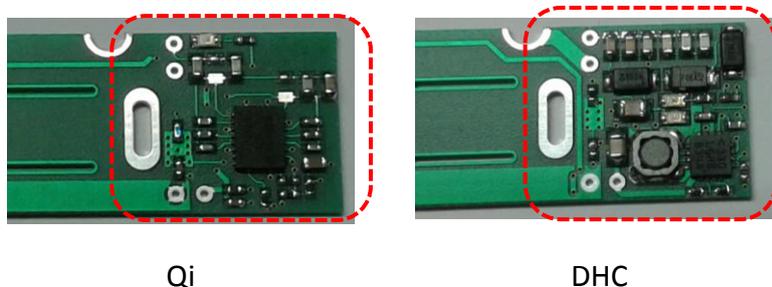


Figure 3.9 : Comparaison de l'encombrement dû à l'ajout de la fonctionnalité de recharge sans fil pour le protocole Qi et la technologie DHC.

Dans le but de permettre une utilisation répandue des systèmes de recharge sans fil, le WPC a élaboré une norme internationale nommée «Qi» (prononcé «chi») en vue d'assurer une interopérabilité entre les différents dispositifs et chargeurs [16, 17]. Ce protocole définit un ensemble de règles et de références pour les systèmes de recharge par induction magnétique. Avec cette méthode, un chargeur sans fil peut être utilisé avec des produits de différents fabricants.

Un système de recharge inductive est composé de deux parties principales: un émetteur (station de base) et un récepteur (dispositif mobile). Le transfert d'énergie s'effectue par induction magnétique lorsque les deux bobines d'émission et de réception sont proches l'une de l'autre.

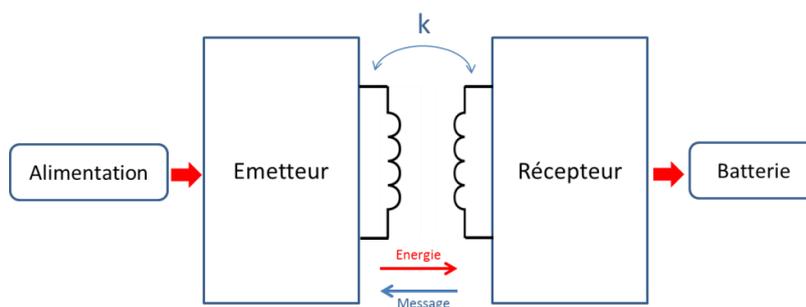


Figure 3.10 : Principe du transfert d'énergie par induction.

Le coefficient de couplage k entre les deux bobines constitue un paramètre essentiel qui définit l'efficacité de l'ensemble du système. Il doit être le plus élevé possible pour assurer une meilleure liaison entre la station de base et l'appareil mobile et donc un meilleur transfert d'énergie.

La norme Qi définit trois techniques pour réaliser un alignement optimal des bobines d'émission et de réception en vue d'améliorer l'efficacité de la recharge sans fil:

- un positionnement guidé : l'utilisateur est aidé pour obtenir un bon alignement avec des instructions qu'il obtient comme dans quelle direction il doit déplacer le dispositif ainsi qu'une indication lorsqu'un couplage optimal est obtenu,
- un positionnement libre avec une bobine d'émission mobile : l'utilisateur n'est pas obligé de placer son appareil dans une zone prédéfinie de la station de base. Cela peut être assuré en utilisant une bobine mobile dans le système d'émission qui peut détecter la position de la bobine réceptrice et déplacer sa bobine pour être alignée avec elle,
- et un positionnement libre avec une matrice de bobines : on utilise un ensemble de bobines d'émission sous forme d'une matrice, la station de base mettant en marche les trois bobines les plus proches du récepteur pour l'alimenter.

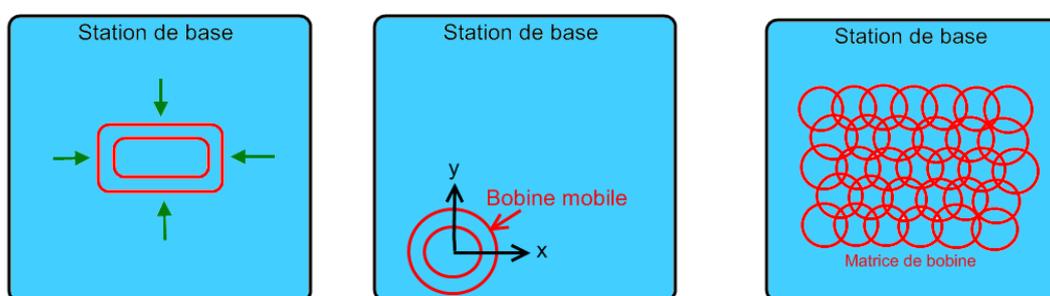


Figure 3.11 : Techniques d'alignement des bobines émettrice et réceptrice définies par le Qi.

La fréquence utilisée par la norme Qi pour les chargeurs de faible puissance allant à 5 W se situe entre 110 et 205 kHz. Ce standard définit une communication unidirectionnelle du récepteur vers l'émetteur dans le but de contrôler l'état de charge. Ainsi, différentes informations peuvent être échangées comme la présence d'un récepteur compatible Qi, la présence d'un objet métallique, la fin de charge... Le récepteur modifie son impédance en commutant une résistance ou un condensateur pour moduler le courant ou la tension dans la bobine émettrice et transmettre les différents messages sous la forme des bits définis par un codage biphasé différentiel avec une période de 0,5 ms.

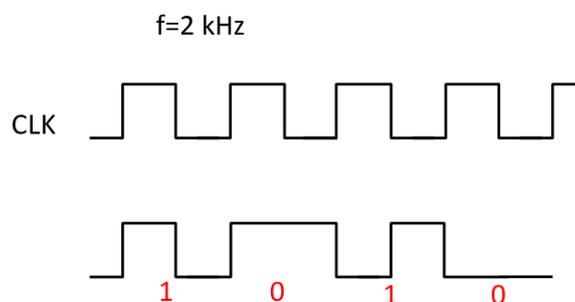


Figure 3.12 : Codage des bits utilisés pour la communication Emetteur-récepteur.

L'octet de données envoyé par le récepteur est constitué de 11 bits : un bit de début qui est égal à 0 suivi de 8 bits réservés aux données en commençant par le bit de faible poids. Le dixième bit et celui de la parité et se met à 1 si la donnée contient un nombre pair de bits à 1. Le dernier bit définit la fin de l'octet et prend la valeur 1.

La figure 13 présente un exemple d'un octet qui a la valeur 0x35 :

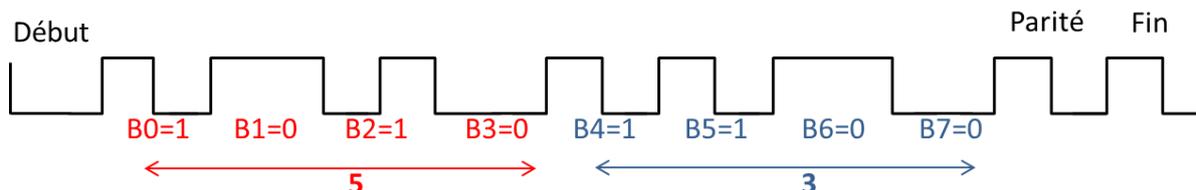


Figure 3.13 : Exemple de la structure d'un octet avec la valeur 0x35 comme donnée.

La communication du récepteur vers l'émetteur se fait à travers des paquets constitués de quatre parties essentielles :

Préambule	Entête	Message	Checksum
De 11 jusqu'à 25 bits tous égaux à 1 pour la synchronisation et la détection du début de l'entête.	1 octet qui définit le type du paquet et la taille du message	Identification, configuration, état de charge...	1 octet pour la vérification des erreurs de transmission

Figure 3.14 : Structure des paquets envoyés par le récepteur Qi.

Pour notre patch, l'objectif est d'intégrer un système qui assure la recharge sans fil de la batterie. La partie émettrice ne fait pas objet d'étude, ce type de stations est déjà commercialisé pour les smartphones et les tablettes et elles sont toutes compatibles avec tout type de récepteur utilisant le protocole Qi. Cette propriété met en exergue la pénétration du marché du transfert sans fil d'énergie.



Figure 3.15 : Stations pour la recharge sans fil Qi.

La partie réceptrice est basée sur l'utilisation d'un composant qui a pour fonctions d'une part la gestion de la communication avec la station de base et d'autre part la recharge de la batterie : la référence « BQ51050B » de Texas instrument intégrant un récepteur compatible avec le standard Qi plus un chargeur de batterie Lithium-Polymère est choisie [18].

Il est cependant nécessaire de valider les allures du courant et de la tension lors de la recharge de la batterie, la détection de la fin de charge ainsi que le contrôle thermique basé sur l'utilisation d'une thermistance à coefficient de température négatif (CTN).

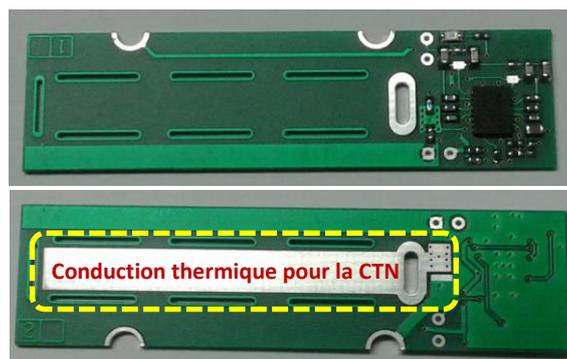


Figure 3.16 : Circuit imprimé du chargeur sans fil.

Pour le test, le courant de charge a été fixé à 32 mA, valeur, légèrement supérieure à la capacité de la batterie (30 mAh). Avec cette valeur le temps estimé pour la recharge d'une batterie totalement vide est d'environ une heure. Pour les tests, une bobine du commerce peut être utilisée pour la récupération d'énergie : la bobine présentée dans la figure 3.17 a une inductance de 10,5 μ H et une résistance de 0,2 Ω pour une surface de 48,5 \times 32,5 mm².

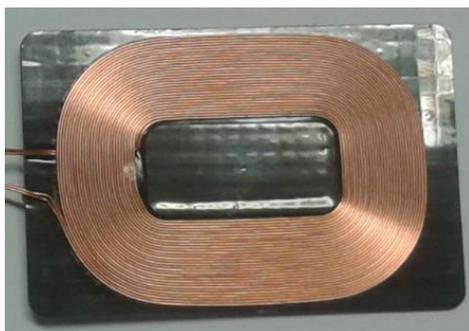


Figure 3.17 : Bobine « WR-483250-15M2-G » de TDK [19].

Pour le courant de charge, la *datasheet* du composant « BQ51050B » indique une ondulation de 10% et le seuil de la fin de charge peut être ajusté à des valeurs différentes.

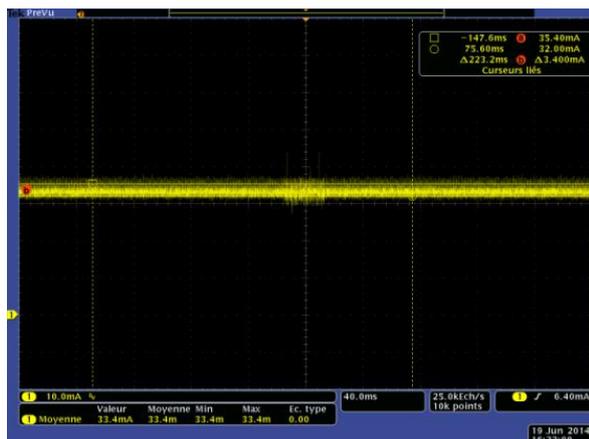


Figure 3.18 : Courant de charge 33,4 mA avec une ondulation de 10,17 %.

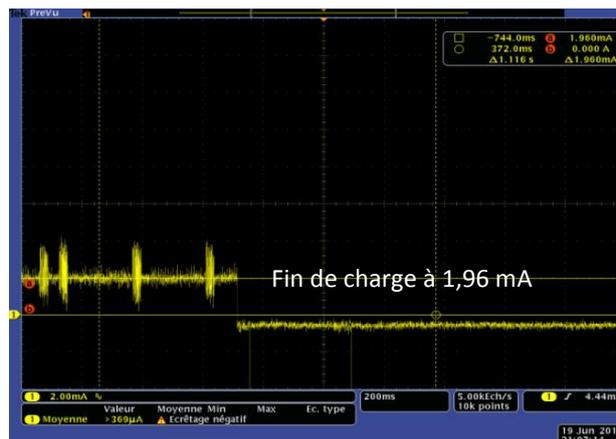


Figure 3.19 : Fin de charge de la batterie.

3.4. Développement d'une bobine pour la recharge sans fil du tracking patch

Les différents tests faits ont permis de valider le bon fonctionnement du chargeur sans fil, toutefois, les bobines disponibles sur le marché sont volumineuses en comparaison des dimensions du patch.

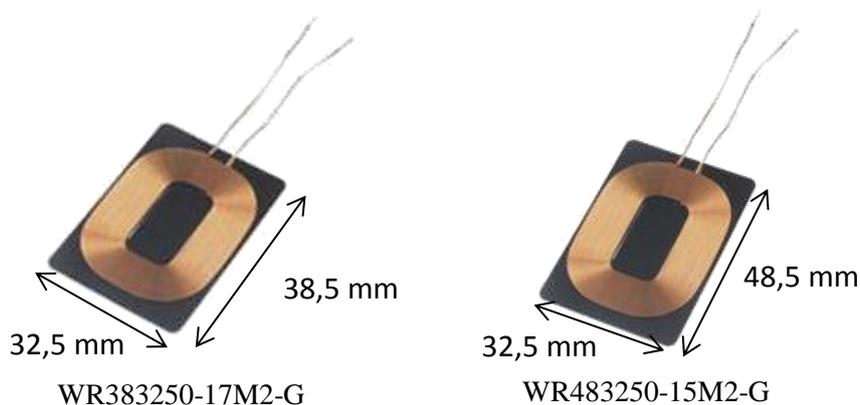


Figure 3.20 : Bobines pour la recharge sans fil [19, 20].

La solution envisagée est de ne surtout pas augmenter la surface du patch mais d'exploiter la dimension de la batterie ($40 \times 18 \text{ mm}^2$) en vue d'intégrer une bobine comprise dans cette aire et de la positionner en dessous de la batterie.

La solution choisie est de bobiner une petite antenne à base des fils de cuivre en essayant d'avoir une valeur proche de l'inductance utilisée pour les tests ($10,5 \mu\text{H}$) ce qui permet d'éviter le redimensionnement des condensateurs du matching.

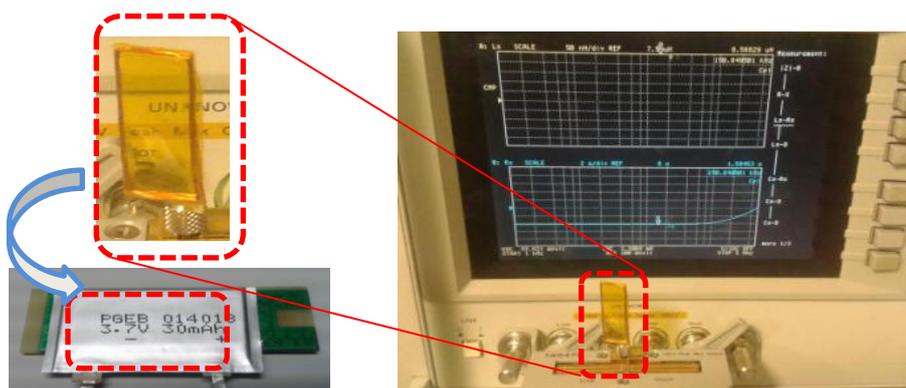


Figure 3.21 : Bobinage et caractérisation d'une antenne pour la recharge sans fil.

Plusieurs fils de cuivre ont été testés avec des longueurs et diamètres différents en se basant sur deux modèles :

- le premier consiste à tester des simples inductances,
- le deuxième vise l'utilisation de deux fils pour former deux inductances en parallèle.

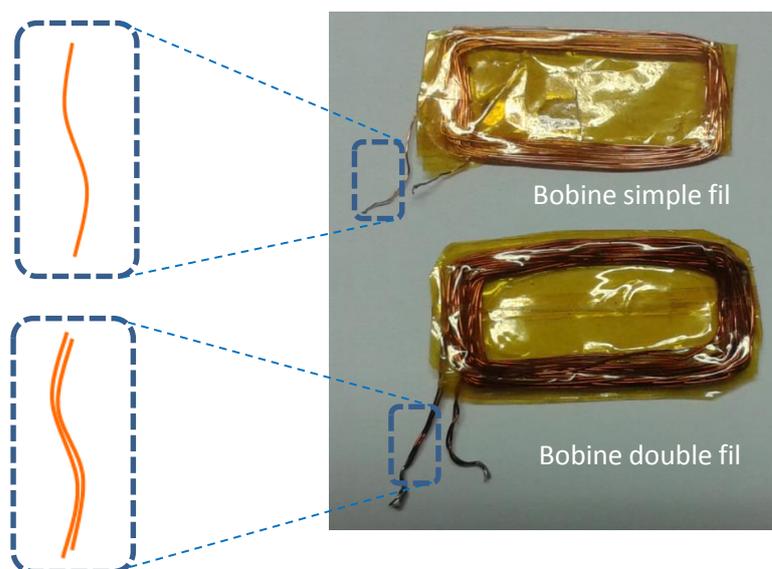


Figure 3.22 : Concept des bobines simple et double fil.

Cette technique permet de réduire la résistance totale du système et obtenir un meilleur facteur de qualité.

Bobine Simple					
Antenne	Longueur (cm)	Diamètre du fil (μm)	Ls (μH)	Rs (Ω)	Q
1	110	120	8,56	1,59	5,07
2	110	200	6,9	0,6	10,8
3	130	200	10,27	0,7	13,8
4	110	250	7,13	0,422	15,64

5	130	250	10,26	0,546	20
6	130	250	9,95	0,540	17,37
7	150	250	12,88	0,622	18
8	170	250	15,74	0,701	21,2
9	140	250	12	0,593	19,04
2 bobines en parallèle					
1	139	250	10,91	0,359	28,59
2	139	250	10,21	0,335	28,53
3	139	250	11,02	0,352	28
4	139	250	10,48	0,338	29,17

Tableau 3.2 : Comparaison des différentes bobines développées pour la recharge sans fil.

Les bobines formées par deux fils de cuivre en parallèle permettent d'avoir des meilleures performances en termes de facteur de qualité ; ce sont les bobines que nous avons sélectionnées. Le courant de charge a été fixé à $C/4$ (7,5 mAh), cette valeur permet de faire la recharge d'une batterie totalement vide en une durée de 4-5 heures. Ce choix permet d'augmenter la durée de vie de la batterie et favorise un nombre plus important de cycle de charge/décharge.

3.5. Test de la recharge sans fil

L'antenne étant dimensionnée, reste à quantifier l'effet de plaquer ou pas sur la batterie l'antenne enrobée dans du kapton.

La réponse est expérimentale puisque quand l'antenne est plaquée directement sur la batterie, la bobine qui voit son inductance diminuer, le système n'est plus fonctionnel. L'inductance chute d'environ de moitié et l'impédance série est multipliée par 4 dans l'intervalle de fréquence de la recharge 110-205 kHz étant donné que la fréquence de résonance s'est décalée de 14,5 MHz vers une valeur plus élevée 22,5 MHz.

Aussi, l'ajout d'une couche de ferrite permet de résoudre cette problématique en restituant les performances à des valeurs acceptables pour assurer un meilleur transfert d'énergie.

Ce matériau permet de garder la valeur de l'inductance à la valeur souhaitée même avec la présence des différentes couches formant le tracking patch (Figure 3.23).

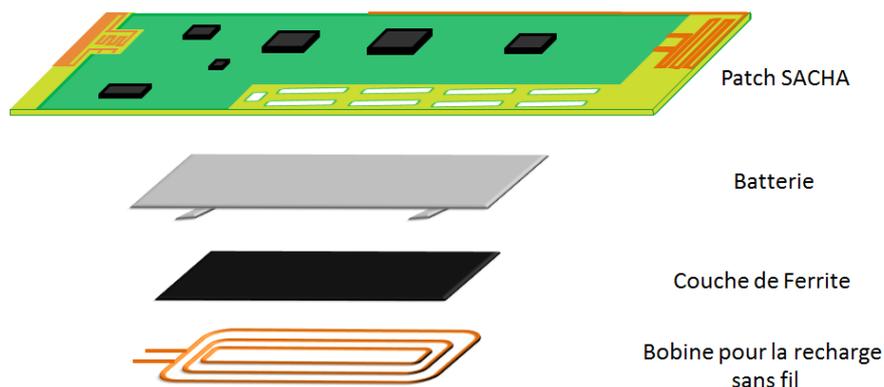
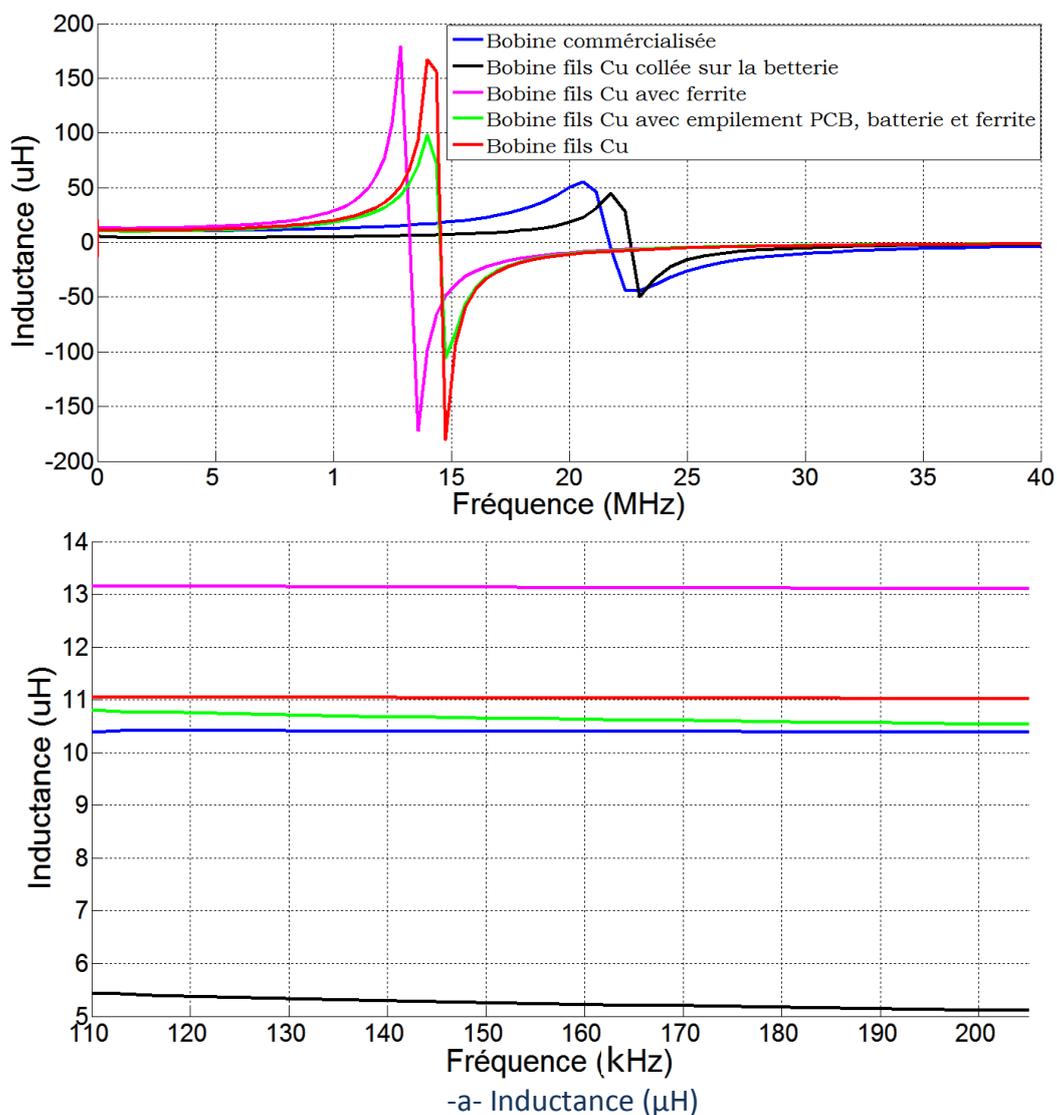
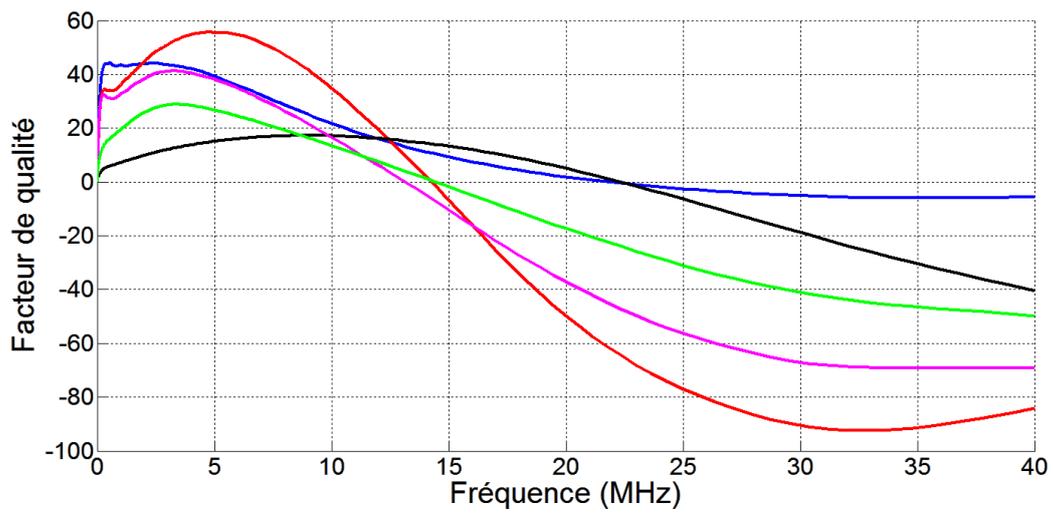
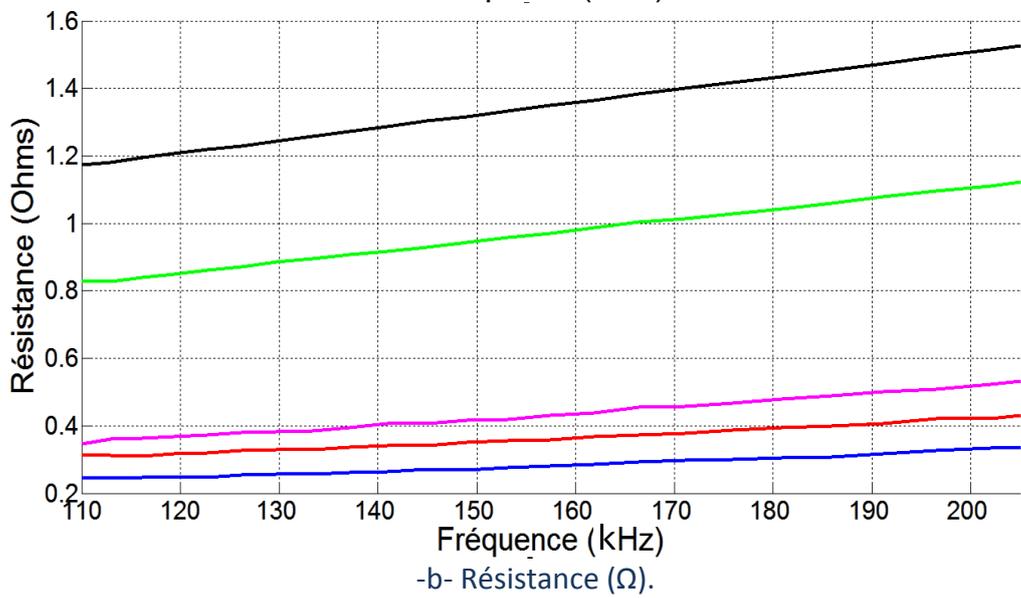
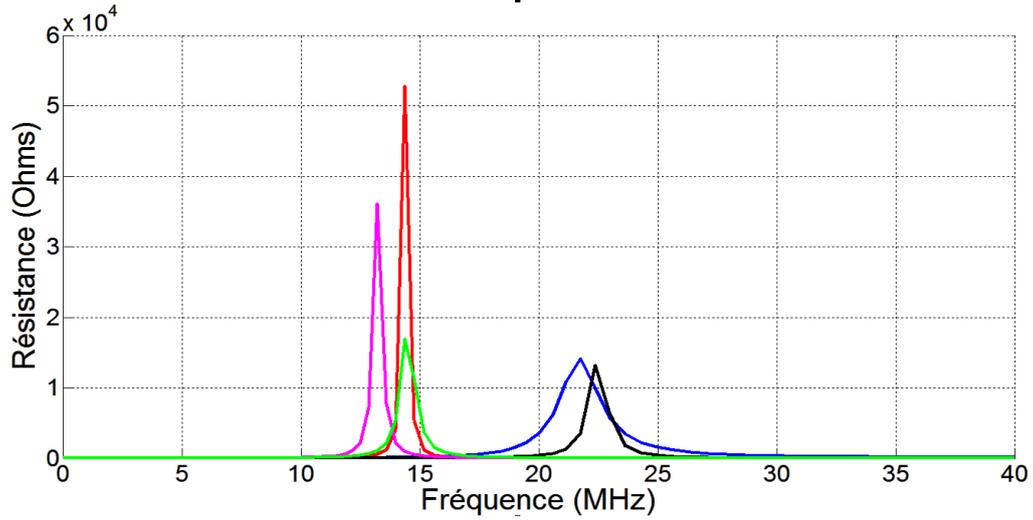


Figure 3.23 : Empilement des différentes parties constituant le tracking patch.

La figure 3.24 présente une comparaison des performances mesurées de la bobine utilisée pour le test de la recharge sans fil du patch. Plusieurs cas de tests ont été étudiés et comparés avec la bobine du commerce « WR483250-15M2-G ».





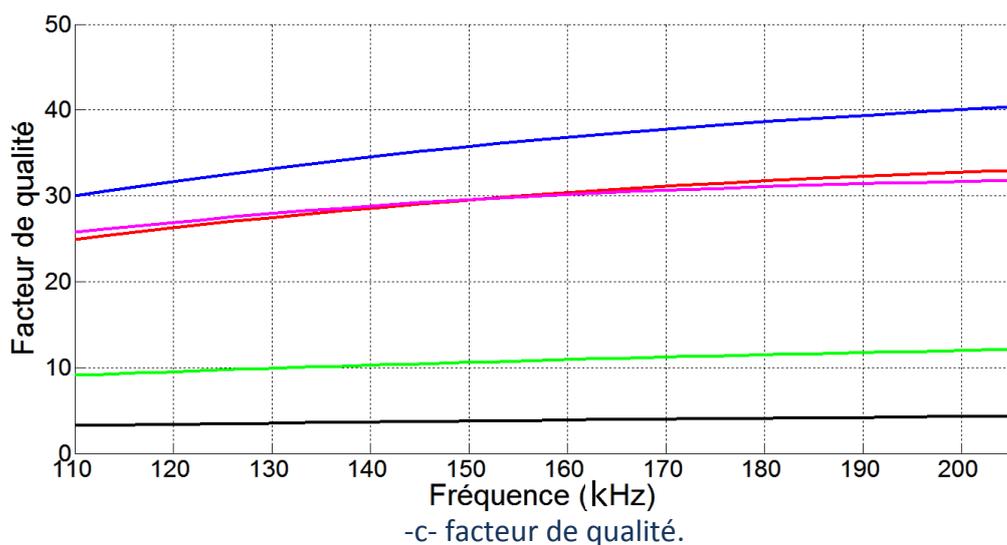


Figure 3.24 : Comparaison des performances de la bobine utilisée pour le test de le recharge sans fil (a : Inductance, b : Résistance et c : Facteur de qualité).

Plusieurs références de stations de bases disponibles sur le marché ont été testées pour valider la compatibilité du patch avec les différents dispositifs utilisant le protocole « Qi ».

Le courant de charge (figure 3.25) présente une ondulation de 11,5 % qui est conforme à la spécification du récepteur-chargeur qui prévoit une ondulation de 10 %. La fin de charge (figure 3.26) valide la capacité du dispositif à couper le transfert d'énergie dans le cas des faibles courants.

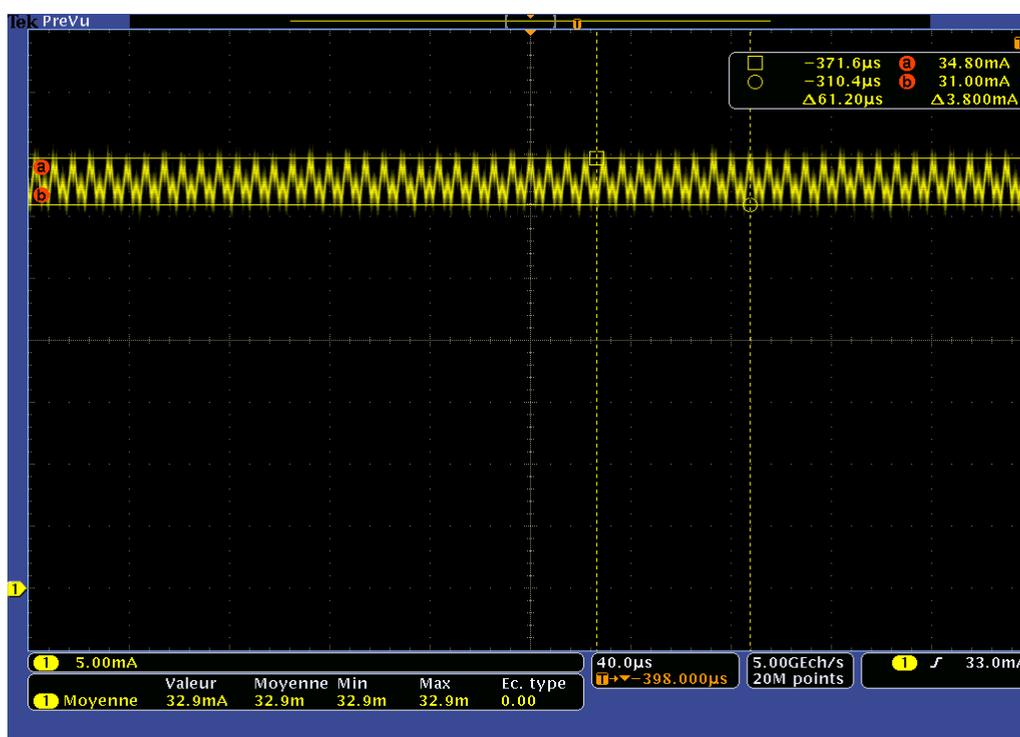


Figure 3.25 : Courant de charge avec une ondulation de 11,5 %.

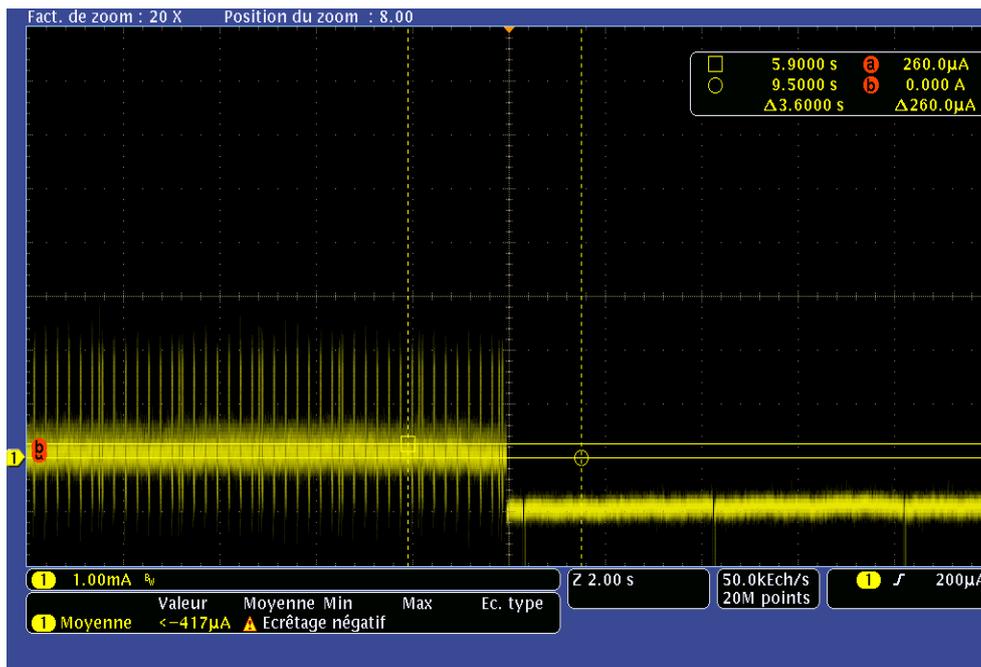
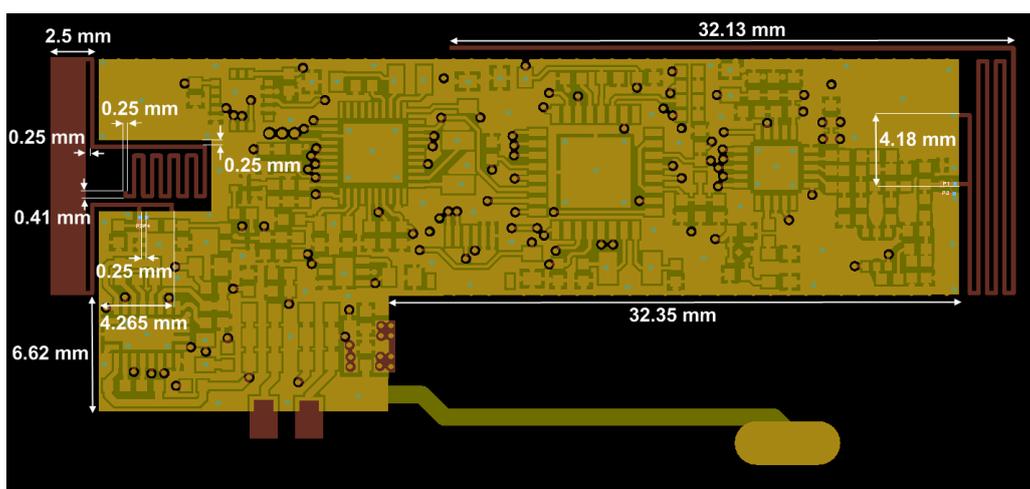


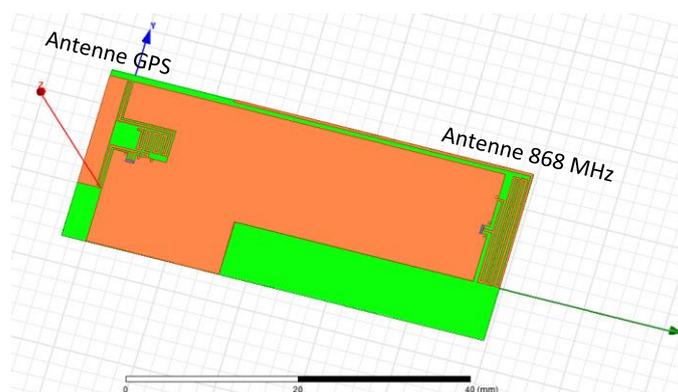
Figure 3.26 : Coupure du courant en fin de charge.

3.6. Vérification des propriétés des antennes RF suite à l'ajout de la fonction recharge sans fil.

L'ajout de la fonction recharge a nécessairement augmentée l'aire de la carte ainsi que le facteur de forme du plan de masse. Ces modifications matérielles ont altéré les caractéristiques fréquentielles des deux antennes ISM et GPS que nous avons modélisées dans le chapitre précédent (figure 3.27). Pour compenser ces altérations, nous avons reconduit un travail de dimensionnement afin de réajuster les caractéristiques fréquentielles.



(a) Simulation sous ADS.



(b) simulation sous HFSS.

Figure 3.27 : Simulation des deux antennes ISM et GPS sous ADS et HFSS.

Pour l'antenne ISM, les deux modèles simulés prévoient un coefficient de réflexion en moins de -22 dB avec une largeur de bande de 5 à 7 MHz. La polarisation est toujours linéaire avec un gain de -7 dB prévu par ADS et -8,5 dB obtenu avec HFSS.

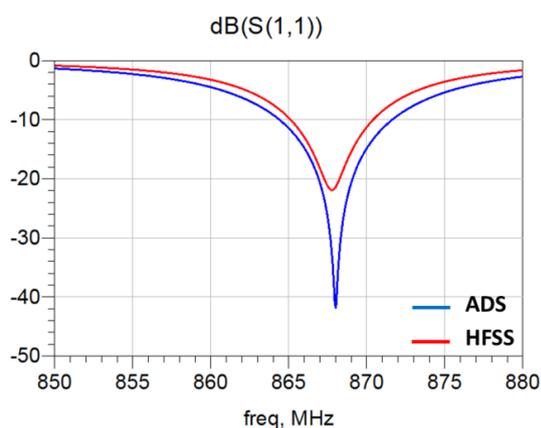


Figure 3.28 : Comparaison des coefficients de réflexion calculés avec ADS et HFSS.

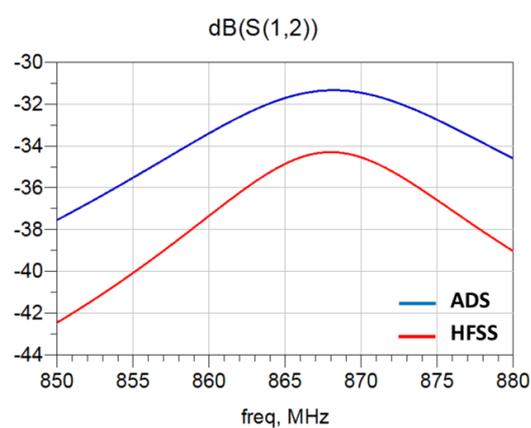


Figure 3.29 : Comparaison des coefficients de transmission calculés avec ADS et HFSS.

Les répartitions 3D et 2D des diagrammes de rayonnement normalisés sont présentées respectivement dans les figures 3.30, 3.31 et 3.32.

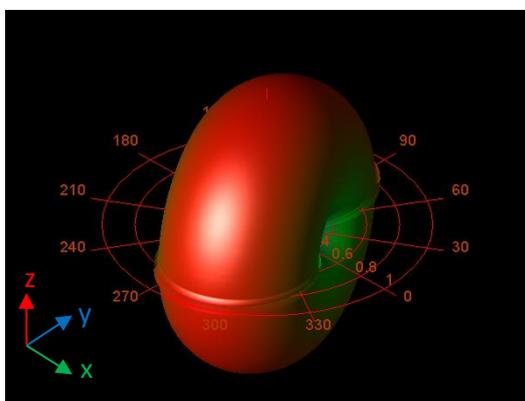


Figure 3.30 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne 868MHz obtenu avec ADS.

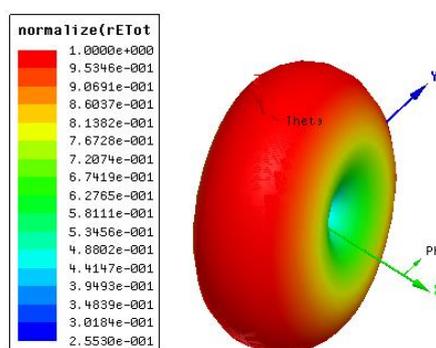


Figure 3.31 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne 868MHz obtenu avec HFSS.

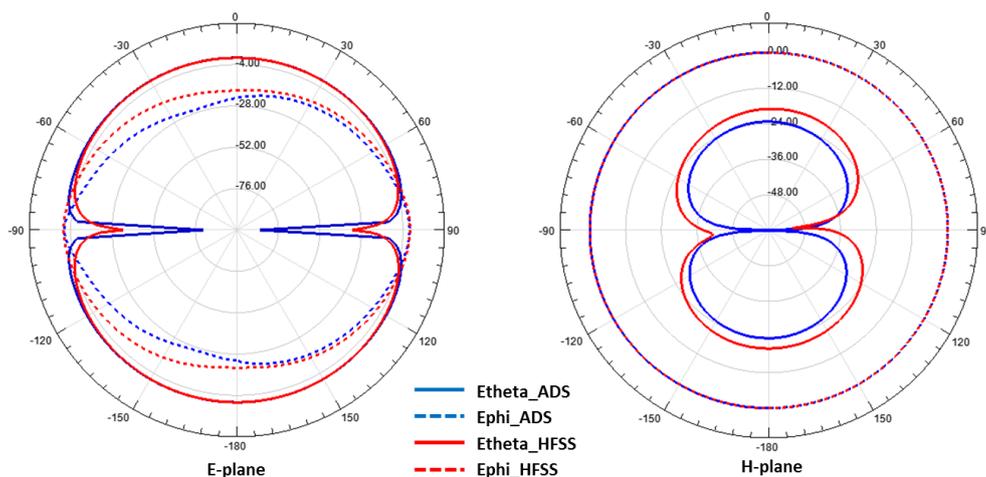


Figure 3.32 : Diagramme de rayonnement normalisé en dB de l'antenne 868 MHz dans les plans E et H.

En ce qui concerne l'antenne GPS, il n'y a pas de couplage entre les deux antennes à la fréquence de fonctionnement (1575,42 MHz). Le logiciel HFSS donne un coefficient de réflexion de -15 dB avec une largeur de bande d'environ 12 MHz tant que ADS prévoit un S_{22} de -44 dB avec une largeur de bande de 20 MHz. Comme son homologue ISM, cette antenne est caractérisée par une polarisation linéaire et le gain simulé est de 0,56 dB pour ADS et 0,26 dB pour HFSS.

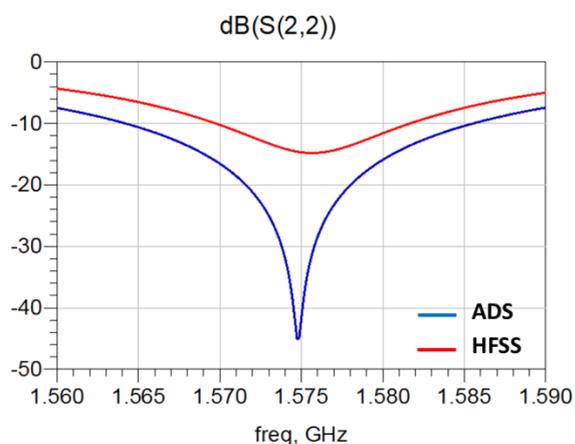


Figure 3.33 : Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne GPS calculés avec ADS et HFSS.

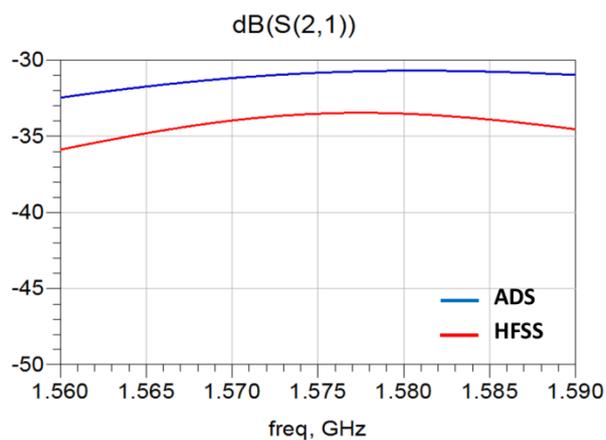


Figure 3.34 : Comparaison des coefficients de transmission entre les deux antennes calculés avec ADS et HFSS.

Cette antenne présente un diagramme de rayonnement semblable à celui de l'antenne ISM comme le montrent les deux représentations 2 et 3D dans les figures 3.35, 3.36 et 3.37. On peut constater aussi que l'intensité de la radiation diminue au niveau du plan contenant le substrat FR4.

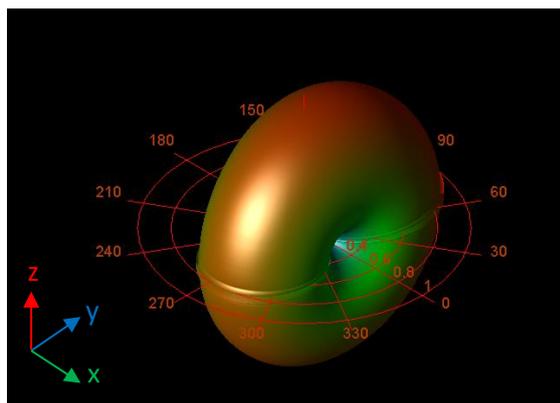


Figure 3.35 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne GPS obtenu avec ADS.

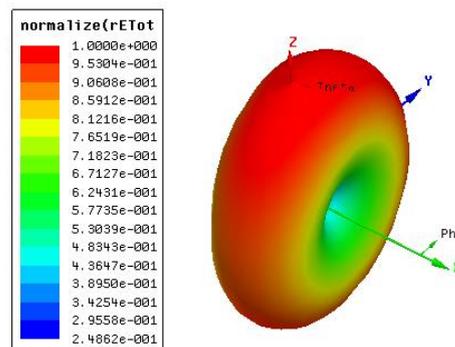


Figure 3.36 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne GPS obtenu avec HFSS.

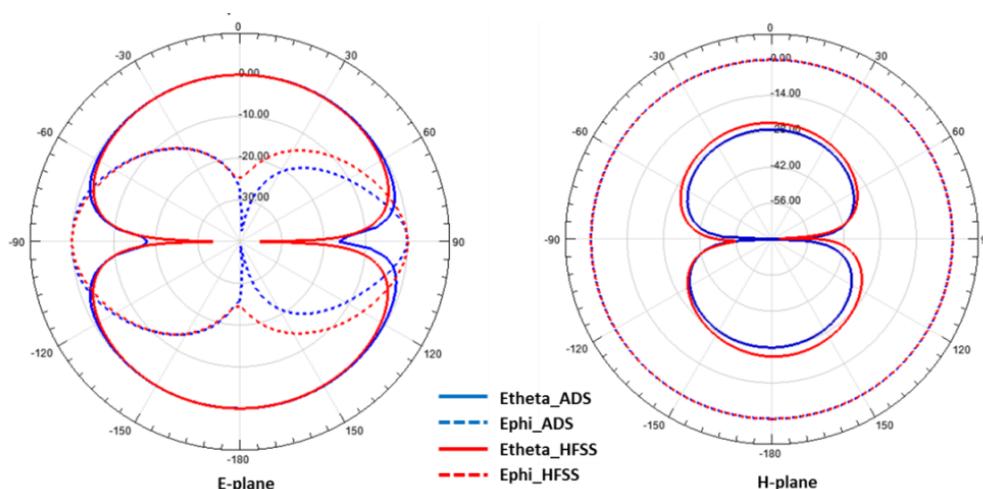


Figure 3.37 : Diagramme de rayonnement normalisé en dB de l'antenne GPS dans les plans E et H.

3.7. Conclusion

Ce chapitre a présenté l'intégration d'une fonction de recharge sans fil. Ce choix permet de garantir une étanchéité totale du produit mis dans un boîtier plastique et facilite également la recharge puisqu'il suffit de poser le patch sur une station de recharge du commerce compatible avec le protocole Qi qui a été retenu. Cette fonctionnalité a été validée par des tests de contrôle du courant de charge avec des différentes stations de bases.

La taille encombrante de la bobine réceptrice à intégrer au patch pose la problématique d'intégration qu'on a partiellement résolue en développant totalement « artisanalement » manuellement nos propres bobines. L'incapacité à reproduire les mêmes performances n'étant pas acceptable du point de vue « transfert industriel », le prochain chapitre va proposer d'élaborer en technologie salle blanche une version souple (polyimide) de la bobine de recharge sans fil.

Bibliographie du chapitre 3

- [1] (17/01/2016). *PowerStream*. Available: www.powerstream.com/
- [2] S. A. Sabki and N. M. L. Tan, "Wireless power transfer for electric vehicle," in *IEEE 8th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, 2014, pp. 41-46.
- [3] F. Musavi and W. Eberle, "Overview of wireless power transfer technologies for electric vehicle battery charging," *IET Power Electronics*, vol. 7, pp. 60-66, 2014.
- [4] V. Boscaino, F. Pellitteri, G. Capponi, and R. L. Rosa, "A wireless battery charger architecture for consumer electronics," in *IEEE International Conference on Consumer Electronics - Berlin (ICCE-Berlin)*, 2012, pp. 84-88.
- [5] E. Sebastian, B. Biji, V. Pranav, A. P. Rahul, and V. N. Nair, "Inductive Charging Pad," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3, May 2014.
- [6] L. Olvitz, D. Vinko, and T. Svedek, "Wireless power transfer for mobile phone charging device," in *Proceedings of the 35th International Convention MIPRO*, 2012, pp. 141-145.
- [7] V. Boscaino, F. Pellitteri, L. Rosa, and G. Capponi, "Wireless battery chargers for portable applications: design and test of a high-efficiency power receiver," *IET Power Electronics*, vol. 6, pp. 20-29, 2013.
- [8] E. Waffenschmidt, "Wireless power for mobile devices," in *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011, pp. 1-9.
- [9] N. Pathare. 17/01/2016). A global wireless power standard will open the market, encourage consumers to live without power cords. Available: <http://www.ti.com/lit/wp/slyy036/slyy036.pdf>
- [10] (17/01/2016). *Wireless Power Consortium*. Available: <http://www.wirelesspowerconsortium.com/>
- [11] (17/01/2016). *Power Matter Alliance*. Available: <http://www.merger.powermatters.org/>
- [12] (17/01/2016). *Rezence*. Available: <http://rezence.com/>
- [13] (17/01/2016). *AirFuel Alliance*. Available: <http://airfuel.org/>
- [14] (02/03/2016). *LTC4120*. Available: <http://www.linear.com/product/LTC4120>
- [15] (02/03/2016). *Proxi-Point Transmitter for the LTC4120*. Available: <http://powerbyproxi.com/applications/proxi-2d-transmitters-for-ltc4120/>
- [16] D. van Wageningen and T. Staring, "The Qi wireless power standard," in *14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2010, pp. S15-25-S15-32.
- [17] "Wireless Power Consortium, System Description, Wireless Power Transfer Volume I: Low Power, Part 1: Interface Definition," June 2013.
- [18] (17/01/2016). *BQ51050B*. Available: <http://www.ti.com/product/BQ51050B>
- [19] (11/02/2016). *WR483250-15M2-G*. Available: <http://www.mouser.com/pdfdocs/tdkWR48325015M2XX120215.pdf>
- [20] (11/02/2016). *WR383250-17M2-G*. Available: http://www.mouser.com/ds/2/400/tdk_WR383250-17M2-G-786063.pdf

CHAPITRE 4 : Process technologique d'intégration sur substrat souple de la bobine de recharge sans fil

Sommaire

4.1.Introduction	97
4.2.Modélisation analytique d'une bobine imprimée	97
4.3.Dimensionnement et simulation d'une bobine imprimée pour la recharge sans fil	100
4.4.Réalisation des bobines imprimées en salle blanche	102
4.4.1.Photolithographie	103
4.4.2.Electrodéposition	104
4.4.3.Evaporation sous vide	105
4.4.4.Gravure chimique.....	105
4.4.5.Présentation du jeu de masques.....	106
4.4.6.Premier procédé de fabrication et résultats	107
4.4.7.Second procédé de fabrication et choix technologiques	116
4.4.8.Troisième procédé de fabrication	119
4.4.9.Quatrième process.....	120
4.4.10.Bilan des différents process	121
4.5.Conclusion	123
Bibliographie du chapitre 4	125

4.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons les travaux qui ont été faits pour le développement d'une bobine imprimée sur un substrat de type polyimide. Ce choix permet d'assurer un meilleur degré d'intégration et de résoudre le problème d'épaisseur posé par la bobine filaire utilisée précédemment pour la recharge sans fil. Ce process technologique d'assemblage multicouche sur substrat est entièrement réalisé dans la salle blanche du LAAS-CNRS et nous allons affiner les différentes étapes technologiques.

Plusieurs substrats sont candidats comme le papier, le LCP (Liquid Crystal Polymer) et le polyimide soit pour la réalisation des circuits complets ou juste une partie spécifique comme les antennes [1, 2]. La technologie des circuits flex trouve son champ d'applications en réponse à des contraintes d'encombrement, de masse et de résistivité à des facteurs chimiques ou thermiques.



Figure 4.1 : Exemple d'un circuit souple utilisé dans un appareil photo Olympus Stylus (Steve Jurvetson, Menlo Park, USA- CC BY 2.0).

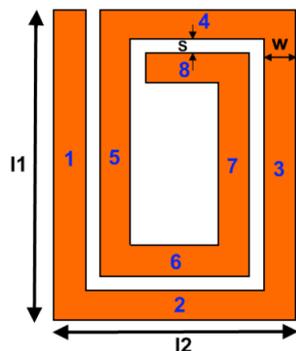


Figure 4.2 : Vue interne d'un disque dur Seagate (Eric Gaba – CC-BY-SA 3.0).

4.2. Modélisation analytique d'une bobine imprimée

Il existe des calculateurs d'inductances disponibles en ligne qui proposent d'accompagner la conception d'antennes constituées d'une seule couche [3, 4]. Parmi les méthodes utilisées pour le dimensionnement des bobines planaires focalisons nous sur l'algorithme présenté par Greenhouse [5] basé sur les équations de Grover [6]. Cette technique bien qu'ancienne, où l'antenne est vue comme un ensemble de segments conducteurs connectés en séries reste valable pour donner une approximation des valeurs d'inductance des antennes en basse fréquence.

La bobine présentée dans la figure 4.3 est composée de 8 segments : son inductance totale est égale à la somme des inductances propres de tous les segments conducteurs plus les différentes inductances mutuelles négatives et positives créées entre eux. L'inductance mutuelle positive est due aux conducteurs parcourus par des courants dans le même sens. Au contraire, l'inductance négative est créée par les courants circulant dans des sens opposés.



$$L_{coil} = L_{\Sigma} + M_{\Sigma+} - M_{\Sigma-} \quad (4.1)$$

Figure 4.3 : Bobine rectangulaire composée de 8 conducteurs.

Pour l'inductance propre d'un conducteur rectiligne avec une section de longueur l (cm), largeur w (cm) et épaisseur t (cm), cette dernière peut être calculée à l'aide de l'équation (4.2) :

$$L(nH) = 2l \left\{ \ln \left[2l / (w+t) \right] + 0.50049 + \left[(w+t) / 3l \right] \right\} \quad (4.2)$$

L'inductance mutuelle créée entre deux lignes conductrices de même longueur situées en parallèle est donnée par:

$$M(nH) = 2lP \quad (4.3)$$

P est un paramètre d'inductance mutuelle qui peut être calculé selon l'équation (4.4) :

$$P = \ln \left\{ \left(l / D_{gm} \right) + \sqrt{1 + \left(l^2 / D_{gm}^2 \right)} \right\} + \left(D_{gm} / l \right) - \sqrt{1 + \left(D_{gm}^2 / l^2 \right)} \quad (4.4)$$

Le paramètre D_{gm} représente la distance géométrique moyenne entre les deux segments et peut être calculé en fonction de la largeur et la distance d (cm) séparant les centres des deux conducteurs :

$$\ln D_{gm} = \ln d - \left\{ \left[1/12(d/w)^2 \right] + \left[1/60(d/w)^4 \right] + \left[1/168(d/w)^6 \right] + \left[1/360(d/w)^8 \right] + \left[1/660(d/w)^{10} \right] + \dots \right\} \quad (4.5)$$

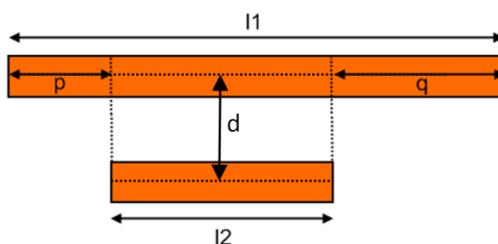


Figure 4.4 : Deux lignes conductrices parallèles.

L'inductance mutuelle dans le cas de deux conducteurs avec des longueurs différentes comme présenté dans la figure 4.4 peut être approximée par l'équation (4.6).

$$2M_{l1,l2} = \left(M_{l2+p} + M_{l2+q} \right) - \left(M_p + M_q \right) \quad (4.6)$$

$$\text{Avec : } M_{l_2+p} = 2(l_2 + p)P_{l_2+p} \quad (7)$$

Et P_{l_2+p} est l'inductance mutuelle pour $D_{gm} / (l_2 + p)$

Nous nous sommes appropriés cette méthode en rassemblant ces modèles analytiques à l'aide du logiciel Matlab [7] pour disposer d'un calculateur rapide pour les bobines imprimées rectangulaires ou carrées constituées d'un seul layer.

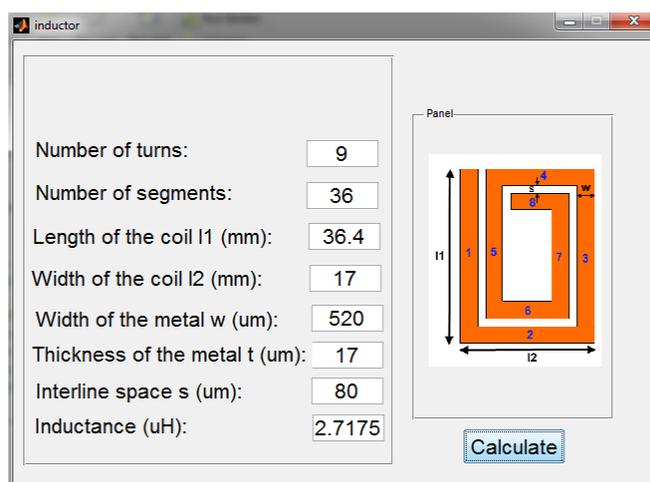


Figure 4.5 : Interface graphique sous Matlab du calculateur d'inductance.

Validons cette approche analytique par comparaison avec une résolution ADS exploitant la méthode des moments.

Nombre de tours	Nombre de segments	l1(mm)	l2(mm)	w (μm)	t (μm)	s (μm)	L(μH)	L_ADS(μH)
3	12	25	10	400	35	150	0,328	0,325
8	32	32	18	300	70	100	2,89	2,88
15	60	40	25	200	40	50	14,11	14,09
25	100	60	40	500	100	200	22,8	22,63

Tableau 4.1 : Comparaison des inductances calculées à l'aide de l'algorithme de Greenhouse et ADS.

Les deux méthodes donnant des valeurs très proches ; cet algorithme peut être utilisé donc pour obtenir des résultats de pré dimensionnement avant de rechercher un optimum via l'utilisation d'un logiciel de modélisation RF.

Un autre avantage est la possibilité de conduire des études paramétriques par exemple en fonction de la largeur des pistes et la distance qui les séparent (figure 4.6).

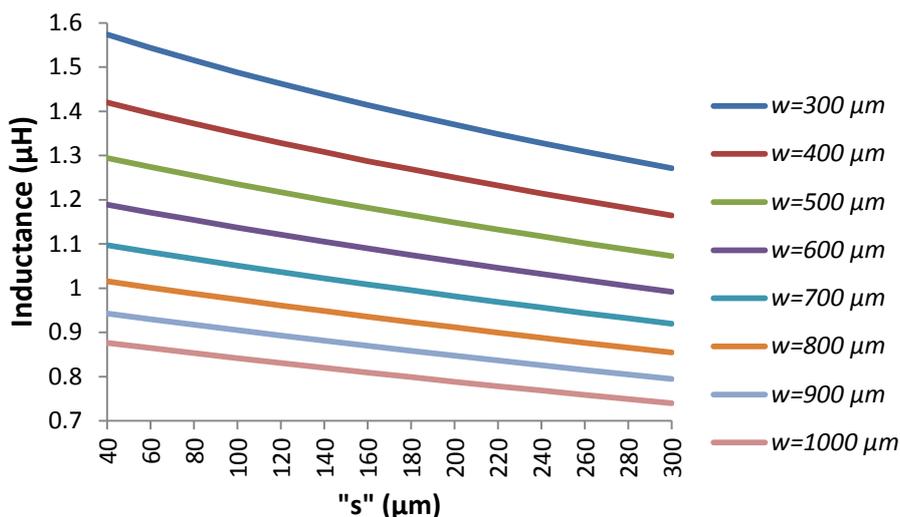


Figure 4.6 : Variation de l'inductance en fonction de la largeur des pistes w et la distance s qui les séparent s , paramètres fixes de la bobine : longueur = 3 cm, largeur = 2 cm, 9 tours, 36 segments et une épaisseur de pistes de $17\mu\text{m}$.

On vérifie nos connaissances universitaires :

- la piste la plus large donne une inductance plus faible
- l'inductance augmente quand les pistes conductrices sont plus proches les unes des autres.

4.3. Dimensionnement et simulation d'une bobine imprimée pour la recharge sans fil

On rappelle que l'objectif est de développer une bobine réceptrice pour la recharge sans fil compatible avec le protocole Qi sur un substrat de type polyimide d'une épaisseur de $50\mu\text{m}$.

Pour assurer une compatibilité et une comparaison avec des process de fabricants de flex, les lignes conductrices sont constituées de cuivre avec les paramètres géométriques : épaisseur $t=17\mu\text{m}$, largeur $w=520\mu\text{m}$ et distance interpistes de $s=80\mu\text{m}$. Cette bobine est composée de deux couches de cuivre avec une dimension totale de $42,3 \times 17\text{mm}^2$ (Figure 4.7) en relation avec la surface de la batterie définie dans le chapitre 3.

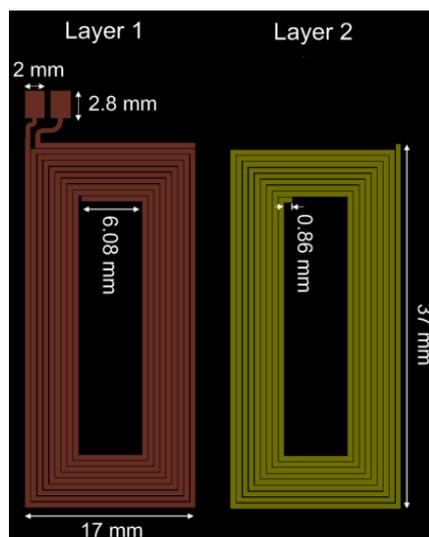


Figure 4.7 : Simulation des deux couches de la bobine réceptrice.

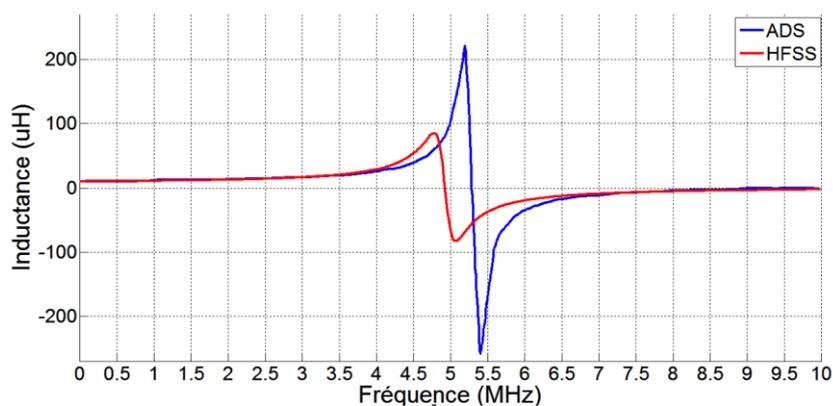
L'utilisation de notre simulateur maison calqué sur l'algorithme de Greenhouse permet de définir les deux couches :

- le premier layer est composé de 9 spires et 36 segments conducteurs qui donnent une inductance totale de $2,72 \mu\text{H}$ comme présenté dans la figure 4.5.
- l'inductance totale des deux couches est égale à environ quatre fois l'inductance du premier layer étant donné que l'épaisseur du substrat est inférieure à la distance entre les lignes conductrices [8, 9]. On obtient $L = 10,88 \mu\text{H}$ contre $L_{\text{ADS}}=10,74 \mu\text{H}$ et $L_{\text{HFSS}}=10,71 \mu\text{H}$.

On note que la résonance de la bobine est atteinte à une fréquence voisine de 5,3 MHz pour ADS et 4,9 MHz pour HFSS ; ce qui est très positif puisque on se situe très loin de la plage utilisée dans la recharge sans fil via le protocole Qi (110-205 kHz).

L'inductance est donc constante sur la plage de travail avec des caractéristiques :

- avec le logiciel ADS : $10,74 \mu\text{H}$, résistance de 3Ω et un facteur de qualité de $3,37@150 \text{ kHz}$.
- avec le logiciel HFSS : $10,71 \mu\text{H}$, résistance de $3,25 \Omega$ et un facteur de qualité de $3,1@150 \text{ kHz}$.



(a) Inductance (μH).

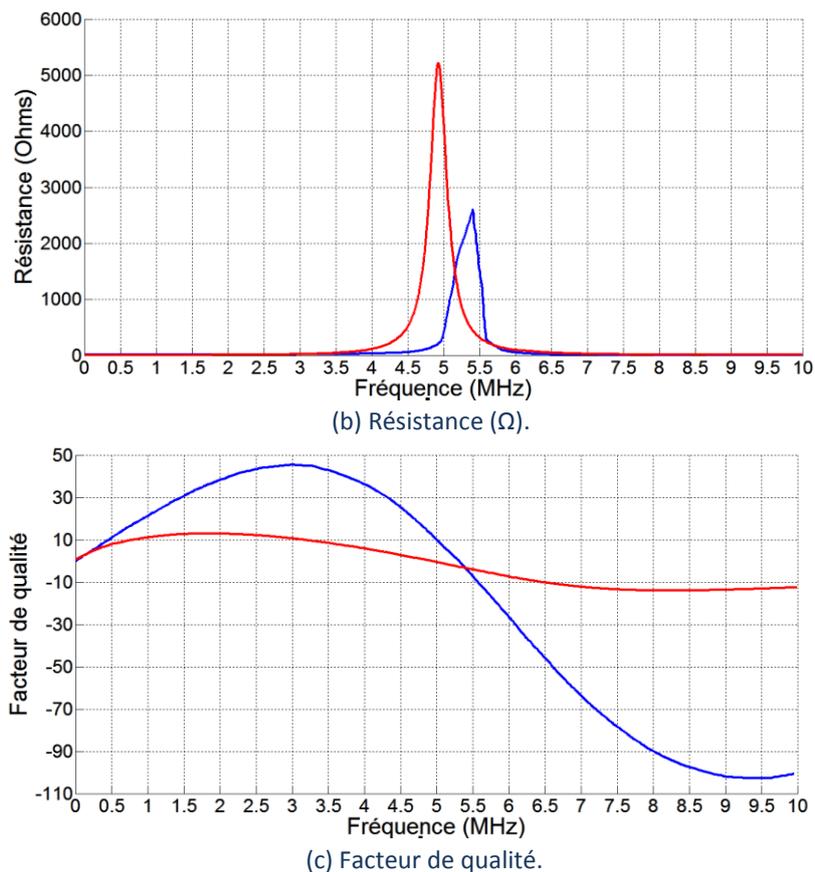


Figure 4.8 : Comparaison des résultats de simulation obtenus avec ADS et HFSS.

4.4. Réalisation des bobines imprimées en salle blanche

La fabrication des bobines pour la recharge sans fil est basée sur l'utilisation des techniques de la microélectronique disponibles en salle blanche du LAAS-CNRS à savoir la photolithographie, l'électrodéposition, l'évaporation sous vide des métaux et la gravure chimique.

Le procédé choisi est basé sur l'utilisation du polyimide disponible sous forme de précurseur photosensible pour former directement les vias et les ouvertures permettant d'accéder aux pads de connexions par photolithographie. Cette méthode permet d'éviter tout besoin supplémentaire de gravure du polyimide ce qui confère un gain de temps tout en réduisant le coût de fabrication. Cet atout est décrit dans notre publication [10].

Deux résines ont été choisies :

- la première est la PI2611 [11] qui est non photosensible et joue le rôle d'une couche sacrificielle séparant le wafer du silicium et les autres layers de la bobine.
- la deuxième résine est photosensible et a comme référence HD-4110 [12]. Cette résine négative est utilisée pour former les différents cover layers et substrat de la bobine.

Le dépôt des différentes résines se fait par enduction (spin coating) qui consiste à déposer de la résine sur un wafer par centrifugation au moyen d'une tournette. L'épaisseur de la couche déposée est imposée par des paramètres tels que, la vitesse de rotation, l'accélération, la durée de l'opération et du recuit ainsi que la viscosité de la résine utilisée.



Figure 4.9 : Dépôt de la résine par enduction.

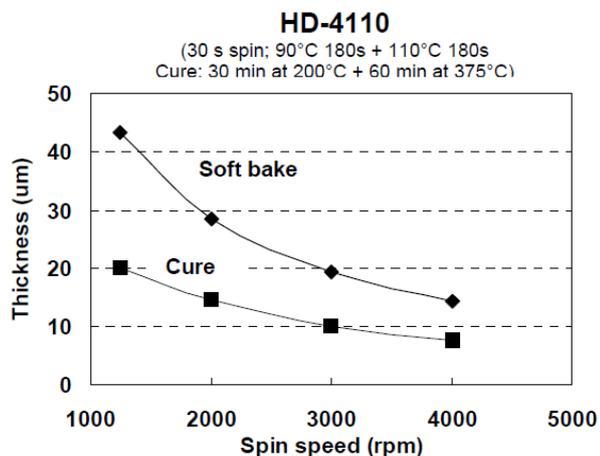


Figure 4.10 : Epaisseur de la résine HD-4110 en fonction de la vitesse de rotation [12].

4.4.1. Photolithographie

C'est une opération qui consiste à exposer sous un rayonnement ultraviolet (UV) une résine photosensible via un masque ne laissant passer que des rayons à des endroits précis pour obtenir des motifs bien spécifiques. Cette insolation permet de modifier les caractéristiques de la résine qui devient soluble (résine négative) ou résistive (résine positive) vis-à-vis à des solvants de révélation.

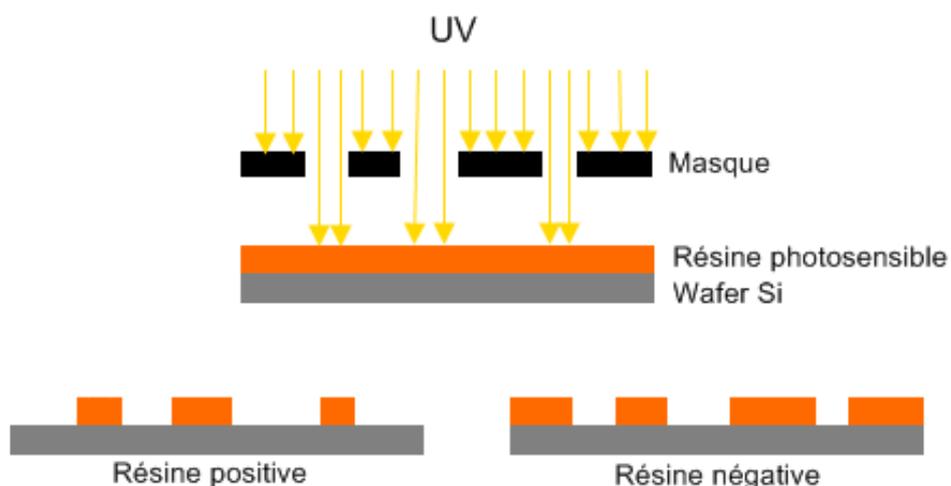


Figure 4.11 : Principe de la photolithographie.

Pour notre procédé, la machine Karl Suss MA6 a été choisie pour réaliser les différentes étapes de photolithographie. Elle est caractérisée par deux modes de fonctionnements :

intensité constante ou puissance constante avec l'utilisation de deux canaux (CH1 : $\lambda=365$ nm ; 20 mW/cm² et CH2 : $\lambda=405$ nm ; 25 mW/cm²). Pour cette machine, les différents alignements des wafers et masques se font manuellement. Ces derniers ont été réalisés par impression sur du substrat souple de type PET (PolyEthylène Téréphtalate).

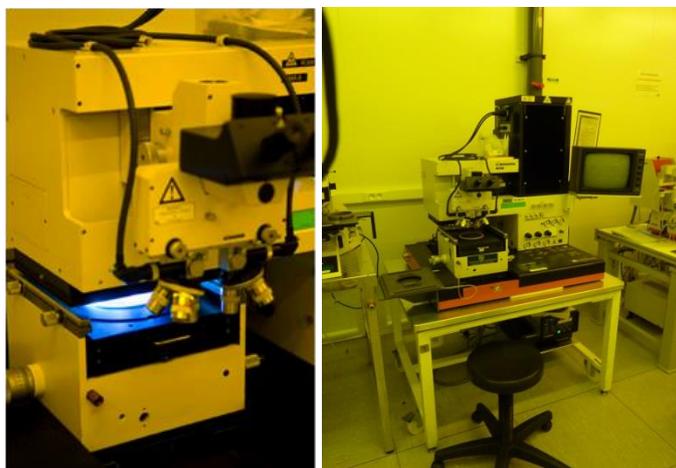


Figure 4.12 : Machine Karl Suss MA6 disponible en salle blanche du LAAS-CNRS.

4.4.2. Electrodeposition

Cette méthode se base sur l'utilisation d'un courant électrique pour réaliser un dépôt métallique sur la surface d'une électrode qui est généralement liée à la borne négative du générateur (cathode) et attire les cations du métal à déposer qui sont présents dans le solvant. Dans ce procédé l'anode est de même nature que le métal à déposer.

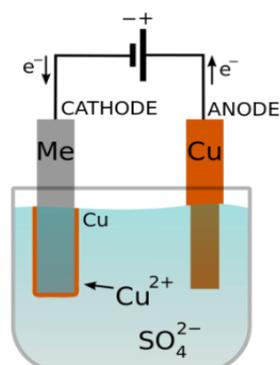


Figure 4.13 : Principe de l'électrodeposition.



Figure 4.14 : Equipements d'électrodeposition de la salle blanche du LAAS-CNRS.

Le dépôt peut s'échelonner de quelques micromètres à plusieurs centaines de micromètres et ses caractéristiques dépendent de plusieurs paramètres tels que la densité du courant et la composition chimique des bains utilisés.

4.4.3. Evaporation sous vide

Cette technique permet le dépôt d'une couche mince de métal : Or, Cu, Ti... qui est évaporée à l'aide de faisceaux d'électrons. Cette opération se déroule dans une enceinte sous vide (10^{-7} mbar) pour éviter toute sorte d'impuretés ou de chocs et permettre aux particules de suivre un trajet rectiligne vers le wafer qui subit un mouvement rotatif pour homogénéiser la métallisation. La vitesse du dépôt est d'environ 10 \AA/s et construit le « seed layer » qui sert de couche d'accroche pour la croissance électrolytique du cuivre qui va constituer les différentes pistes des bobines.



Figure 4.15 : Machine EVA 600 pour le dépôt par évaporation disponible en salle blanche du LAAS-CNRS.

4.4.4. Gravure chimique

La gravure chimique ou gravure humide est une technique qui consiste à attaquer certains matériaux par des solutions chimiques spécifiques situées sur des zones localisées. Usuellement, les zones restantes, sont protégées par une couche de résine photosensible. En comparaison d'une gravure sèche DRIE, ce procédé confère une mise en œuvre plus simple. Par contre, il a l'inconvénient d'avoir un profil de gravure isotrope.



Figure 4.16 : Zone chimie de la salle blanche LAAS-CNRS.

4.4.5. Présentation du jeu de masques

Le dessin des différents masques a été fait à l'aide du logiciel CleWin [13]. Pour la réalisation de nos bobines un jeu de masques de 5 niveaux a été conçu (figure 4.17) qui comprend :

- Masque COVERLAYER1 : première couche épargne polyimide.
- Masque CuLAYER1: réalisation de la première couche des pistes de cuivre.
- Masque VIASLAYER : réalisation des différents vias à travers le substrat-polyimide.
- Masque CuLAYER2 : deuxième couche des pistes de cuivre.
- Masque COVERLAYER2 : deuxième couche épargne polyimide.

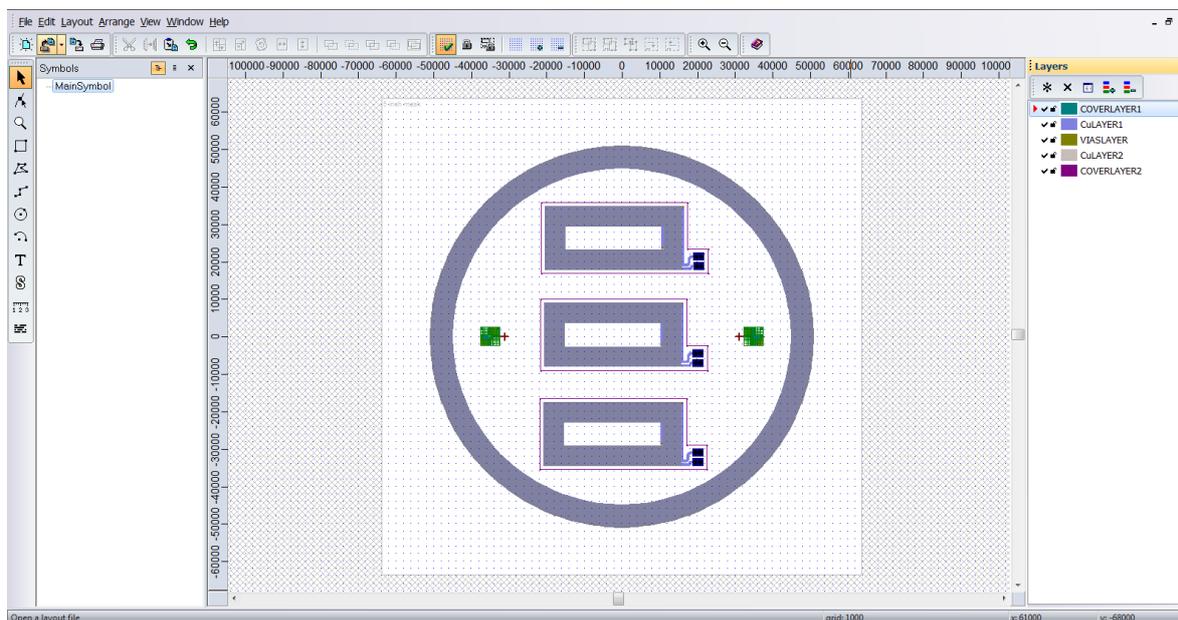
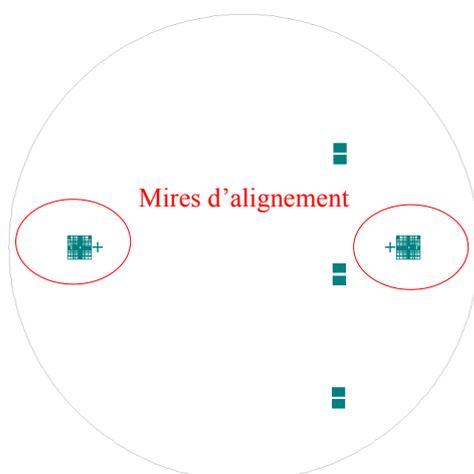
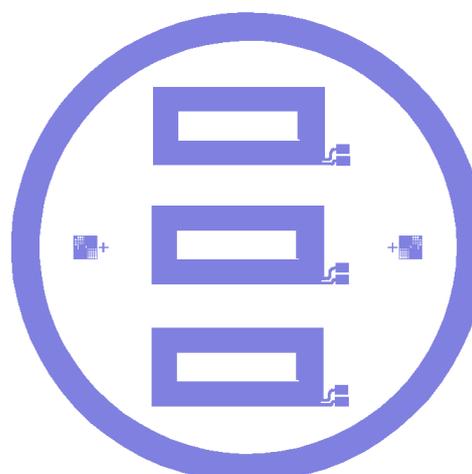


Figure 4.17 : Jeu de masques conçu avec le logiciel Clewin.



-a- Masque 1 : COVERLAYER1.



-b- Masque 2 : CuLAYER1.

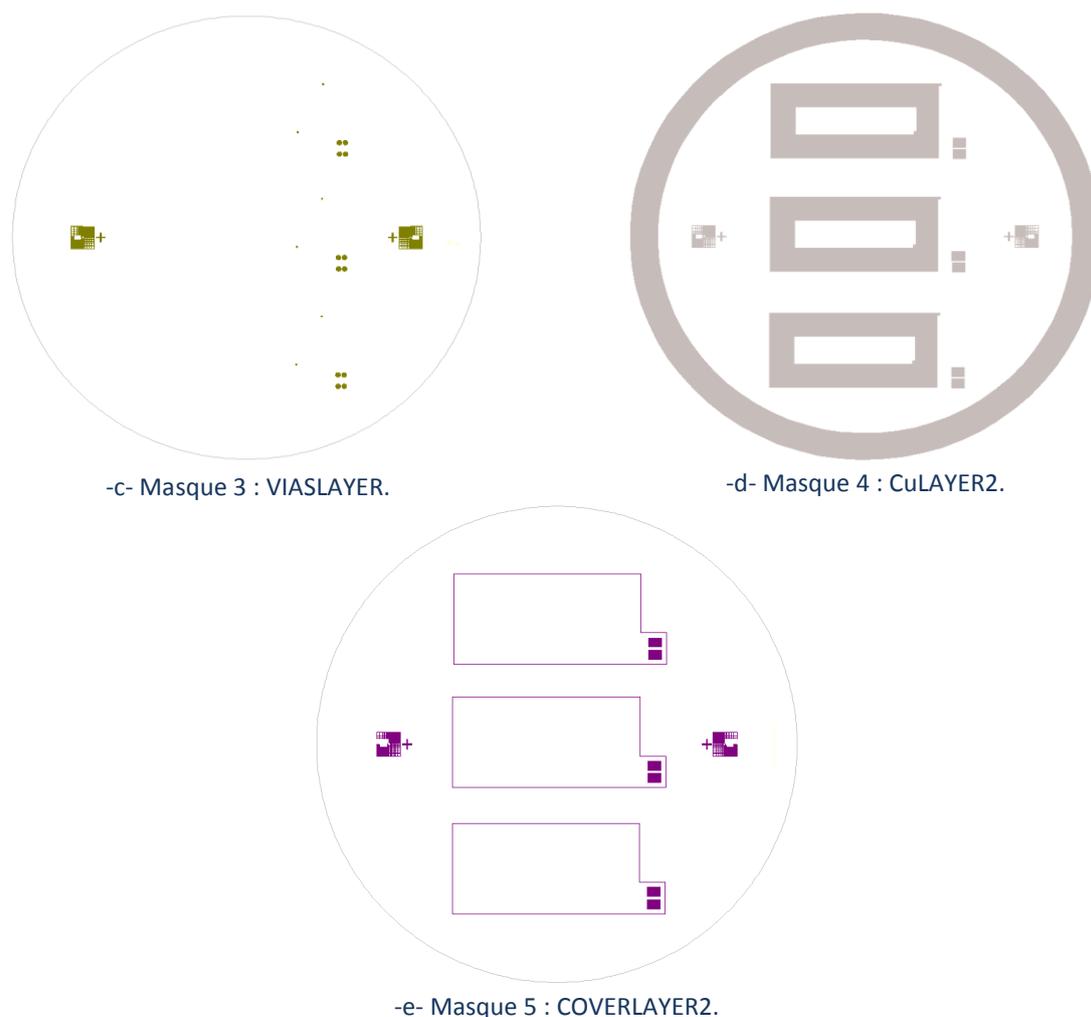


Figure 4.18 : Présentation des différents masques utilisés pour la réalisation des bobines de la recharge sans fil.

4.4.6. Premier procédé de fabrication et résultats

Ce premier procédé est basé sur l'utilisation de deux précurseurs polyimide PI2611 et HD-4110. Un substrat de silicium avec un dopage de type P est choisi comme support des différentes couches à déposer. Ce wafer a une épaisseur de 500 μm et un diamètre de 100 mm et permet de réaliser trois bobines simultanément.

Neuf étapes technologiques sont résumées comme suit :

Etape 1	Dépôt d'une couche sacrificielle de polyimide PI2611-4 μm
Etape 2	Dépôt du premier cover layer HD-4110
Etape 3	Métallisation (Seed layer + croissance électrolytique)
Etape 4	Réalisation des pistes conductrices de la bobine
Etape 5	Dépôt du substrat polyimide contenant les vias
Etape 6	Evaporation du seed layer Ti/Au (50/100 nm)
Etape 7	Dépôt de la résine BPN pour la croissance électrolytique du cuivre
Etape 8	Croissance électrolytique de cuivre
Etape 9	Dépôt de la dernière couche polyimide : coverlayer

- **Etape 1** : Dépôt d'une couche sacrificielle de polyimide PI2611-4 μm

Le dépôt de cette couche non photosensible se fait à la tournette en choisissant comme paramètres une vitesse de rotation de 5000 rpm, une accélération de 5000 rpm/s et une durée de 30s.



Figure 4.19 : Dépôt de la résine PI2611.

Cette opération est suivie d'un premier recuit de 2 minutes sous une température de 90°C à l'aide d'une plaque thermo-régulée pour évacuer les solvants et enfin un recuit long sous azote est effectué pour enlever le reste des solvants et transformer la résine en polyimide (Figure 4.20). Notons que nous avons opté pour déposer cette résine sans l'ajout d'aucun promoteur d'adhérence pour faciliter la récupération et le décolllement des bobines réalisées à la fin du process.

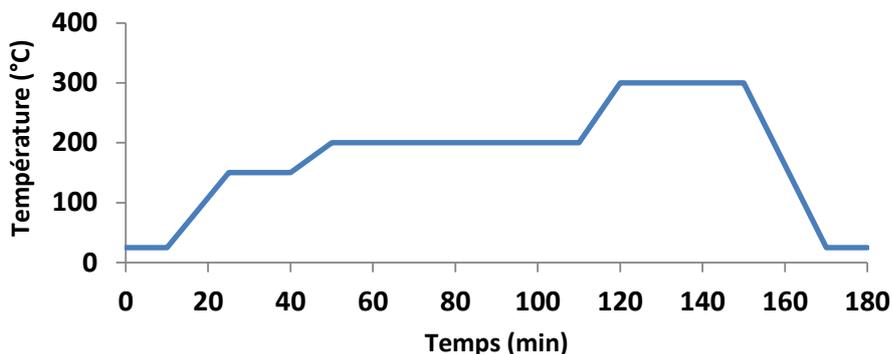


Figure 4.20 : Profil du programme de recuit du polyimide.

- **Etape 2** : Dépôt du premier cover layer HD-4110

Cette couche sert à protéger les pistes du cuivre de la partie inférieure de la bobine. Elle contient deux ouvertures rectangulaires de dimension $2 \times 2,8 \text{ mm}^2$ pour former les pads de connexion. Avant de réaliser le dépôt de la résine HD-4110, la plaque est passée à l'ozonateur (UVO-CLEANER) durant 5 min. Cet appareil se base sur l'utilisation des rayons UV et de l'ozone pour nettoyer les contaminations organiques sur la première couche sacrificielle du polyimide. Un dépôt de 3 ml du promoteur d'adhérence VM651 (0,1%) est nécessaire pour renforcer l'adhérence entre les deux layers. Pour cette opération les paramètres de la tournette ont été fixés à une vitesse de rotation 5000 rpm, une accélération de 5000 rpm/s et une durée de 30s. Le dépôt de la résine HD-4110 se fait suivant deux phases :

- la première (vitesse : 500 rpm, accélération : 5000 rpm/s et durée : 10s) permet de répartir la résine
- la seconde (vitesse : 5000 rpm, accélération : 5000 rpm/s et durée : 30s) sert à l'homogénéiser et l'étaler sur la surface entière de la plaque pour obtenir une épaisseur d'environ 14 μm .

Un premier recuit de 3 min sous 80°C suivi d'un autre de la même durée sous 110°C sont faits à l'aide d'une plaque thermo-réglée avant l'insolation de la plaque (Figure 4.18-a-Masque 1 : COVERLAYER1) pour une durée de 20 s à une puissance de 20 mW/cm² à l'aide de la machine Karl Suss MA6 (vacuum contact). Un post recuit est fait après l'insolation pour une durée de 2 min à une température de 90°C.

Le développement de la résine se fait après 5 min à l'aide d'une solution PA401D suivi d'un rinçage avec une solution PGMEA (Propylene Glycol Monomethyl Ether Acetate) puis l'eau dé-ionisée pour sécher la plaque à la fin sous azote.

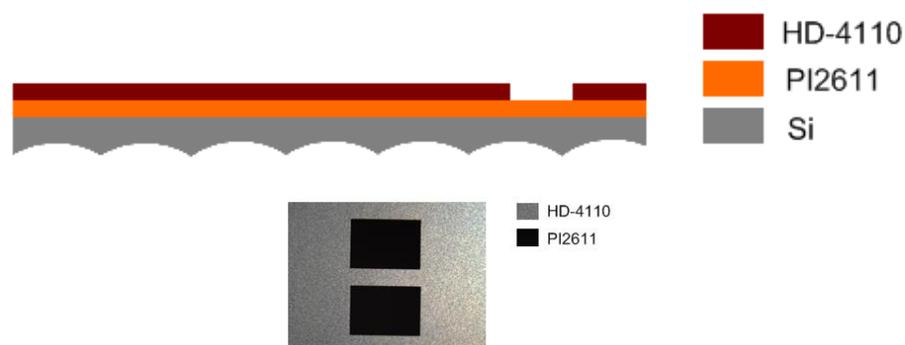


Figure 4.21 : Création des ouvertures réservées aux pads de connexion.

Un recuit final sous azote permet d'obtenir une couche de polyimide de 9 μm d'épaisseur. Les mesures faites durant les différents process ont été réalisées à l'aide d'un profilomètre mécanique KLA Tencor P16+ basé sur l'utilisation d'une pointe de diamant en contact direct avec le wafer à caractériser pour mesurer la variation d'amplitude mécanique (hauteur de marche) en fonction de la distance parcourue (Figure 4.22).

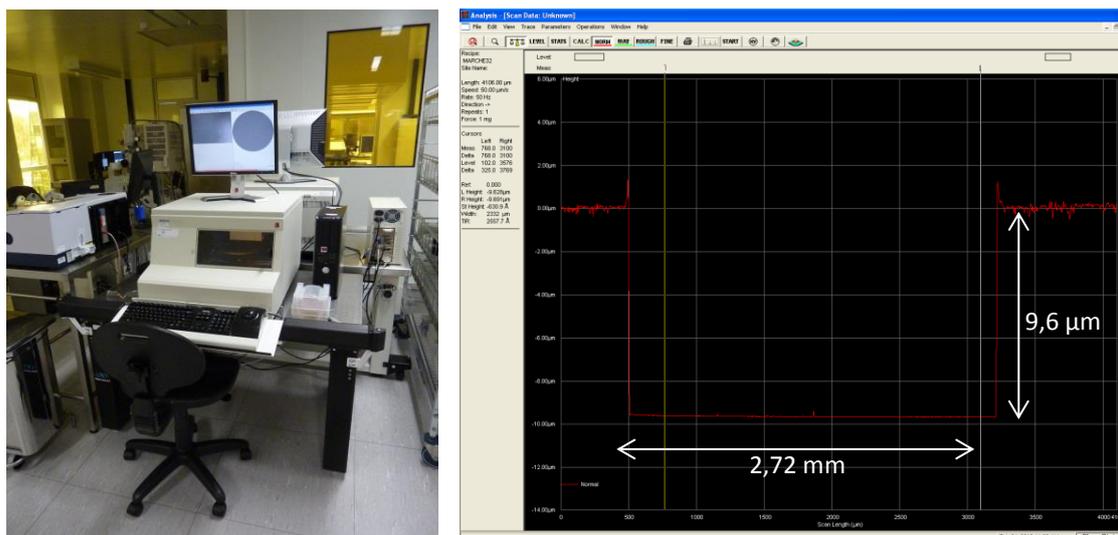


Figure 4.22 : Caractérisation des ouvertures réservées aux pads de connexion à l'aide d'un profilomètre KLA Tencor P16+.

Etape 3 : Métallisation (Seed layer + croissance électrolytique)

Pour former les pistes cuivre des bobines, une couche de Cr/Au (100nm/100nm) a été choisie comme « seed layer ». Elle a été déposée par évaporation pour permettre ensuite une croissance électrolytique de cuivre sur la plaque entière à l'aide de la machine RENA EPM 101 avec une densité de courant de 1 A/dm² et une durée de 65 min.

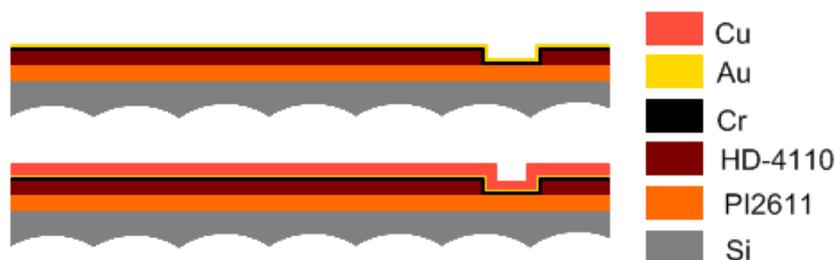


Figure 4.23 : Métallisation de la plaque.

Etape 4 : Réalisation des pistes conductrices de la bobine

Les pistes de la bobine, sont réalisées par gravure chimique. La solution utilisée pour graver le cuivre est composée de 100 ml d'eau dé-ionisée, 5 ml d'eau oxygénée (H₂O₂ 30%) et 5 ml d'acide chlorhydrique (HCl 37%). Cette technique nécessite l'utilisation d'une couche protectrice pour ne pas graver les parties formant la bobine. Pour se faire, une résine positive ECI302-1,1μm a été utilisée, déposée par enduction (vitesse : 3600 rpm, accélération : 5000 rpm/.s, durée : 30s) suivi d'un recuit d'une minute sous une température de 90°C et une insolation (Figure 4.18-b- Masque 2 : CuLAYER1) pendant 8 s à λ= 405nm à l'aide de la machine MA6 (Hard contact : gap 50 μm). Le développement de cette résine est assuré par le biais de la solution MFCD26. Après la gravure du cuivre, la couche de résine

protectrice peut être enlevée à l'aide de l'acétone et le « seed layer » est ensuite gravé chimiquement.

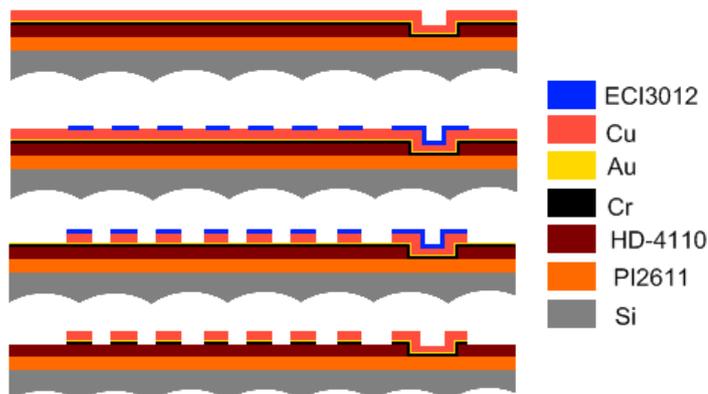


Figure 4.24 : Réalisation des pistes de cuivre des bobines imprimées.

Les mesures réalisées au profilomètre mécanique montrent que cette technique permet d'avoir des pistes de cuivre avec une épaisseur de 14 μm , soit 3 μm de moins que l'épaisseur voulue. Ces lignes conductrices ont en moyenne une largeur de 400 μm et une distance interpistes de 200 μm .

Cette différence par rapport aux dimensions du masque (largeur : 520 μm et interpistes : 80 μm) est due à une surgravure des pistes de cuivre où le caractère isotrope de ce type de gravure attaque les faces latérales de la couche du métal sous la résine protectrice.

Une méthode alternative consiste à utiliser une résine de type BPN à déposer sur la couche d'accroche pour former l'allure des pistes conductrices de la bobine et qui seront ensuite remplies de cuivre par croissance électrolytique. Cette solution permet d'avoir directement les formes des pistes voulues et éviter ainsi les problèmes liés à la gravure chimique du cuivre.

A noter quelques difficultés rencontrées pour la gravure du chrome qui sera remplacé par un autre métal dans la suite du procédé. La figure 4.25 présente un exemple des pistes de cuivre réalisées, où on aperçoit au centre une zone résiduelle de cuivre puisque nous avons pris précaution d'arrêter la gravure du cuivre pour ne pas trop graver les pistes.



Figure 4.25 : Partie de cuivre restante après la gravure chimique.

• **Etape 5 : Dépôt du substrat polyimide contenant les vias**

Cette couche est constituée par la même résine que pour les cover layers (HD-4110) dont le dépôt est précédé par une étape de nettoyage à l'aide de l'ozonateur ainsi qu'une couche du promoteur d'adhérence VM651 (0,1%) avec les mêmes paramètres que précédemment.

On réalise une épaisseur supérieure de la couche de polyimide avec le nouveau procédé de dépôt:

- première phase, vitesse de 500 rpm, accélération de 1000 rpm/s et durée de 10 s,
- second sous-programme, vitesse de 1000 rpm, accélération 2000 rpm/s et durée de 30 s.

Après l'enduction de la résine, un premier recuit de 9 min sous une température de 90°C est réalisé à l'aide d'une plaque thermo-régulée avant :

- de l'insoler sous vide (Figure 4.18-c- Masque 3 : VIASLAYER) durant 20 s à une puissance de 20 mW/cm² avec la machine Karl Suss MA6 ;
- de refaire le recuit à 90°C pendant 30 s afin de développer la résine 5 min après à l'aide du PA401D puis une solution PMGEA suivi d'un rinçage sous l'eau dé-ionisée et un séchage sous azote.

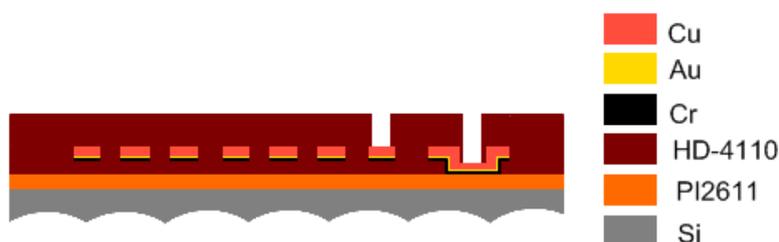


Figure 4.26 : Dépôt de la couche polyimide contenant les vias.

Le programme de recuit final sous azote a été modifié pour le reste du process pour minimiser les contraintes sur les plaques, une nouvelle recette avec une température maximale de 250°C (Figure 4.28) permet d'obtenir une couche de polyimide avec une épaisseur de 44 µm.

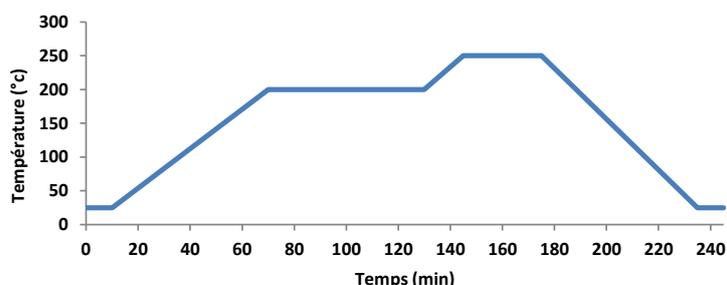


Figure 4.27 : Profil de la recette de recuit du polyimide.

Chaque bobine dispose de 6 vias : 4 grands vias de diamètre 1 mm qui sert à assurer le contact entre les quatre pads de connexion et 2 petits vias de diamètre 300 μm pour connecter en série les deux faces de la bobine.

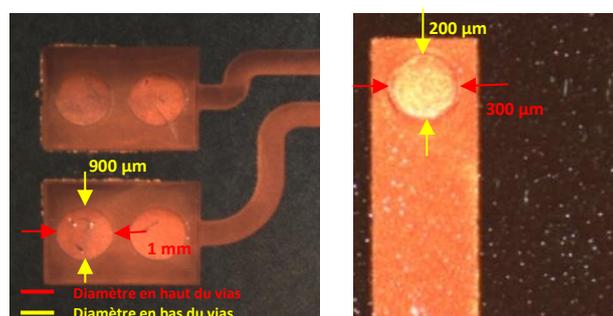


Figure 4.28 : Couche polyimide HD-4110 avec vias.

- **Etape 6 : Evaporation du seed layer Ti/Au (50/100 nm)**

Pour éviter les problèmes liés à la gravure du chrome, ce dernier a été remplacé par du titane qui peut être gravé en fin du process avec une solution d'acide fluorhydrique tamponné (BHF 5%). La méthode de dépôt reste la même et se fait par évaporation sous vide.

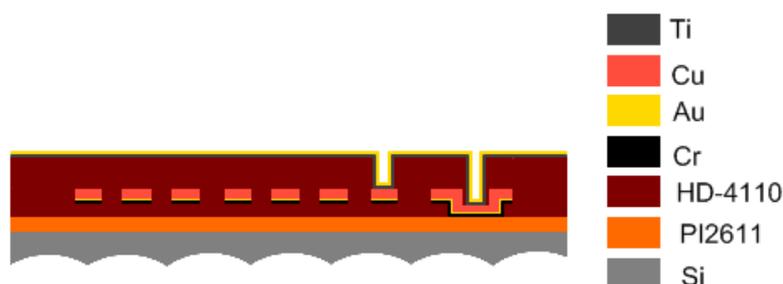


Figure 4.29 : Evaporation Ti/Au.

- **Etape 7 : Dépôt de la résine BPN pour la croissance électrolytique du cuivre**

On remplace la gravure chimique du cuivre en formant l'allure des pistes conductrices de la bobine à l'aide d'une résine positive BPN d'épaisseur 50 μm . De cette manière la croissance électrolytique du cuivre ne sera faite qu'aux parties formant la bobine. Les paramètres de la tournette sont : une vitesse de 1350 rpm, une accélération de 5000 rpm/s et une durée de 30 s. L'enduction est suivie d'un recuit à 120 °C durant 5 min à l'aide d'une plaque thermo-régulée. L'insolation (Figure 4.18-d- Masque 4 : CuLAYER2) pour une durée de 154 s à $\lambda=365$ nm est faite en utilisant la machine Karl Suss MA6 (Hard contact : gap =100 μm) et le développement est effectué manuellement en utilisant la solution MFCD26 ou automatiquement via la machine EVG120 disponible en salle blanche de notre laboratoire.

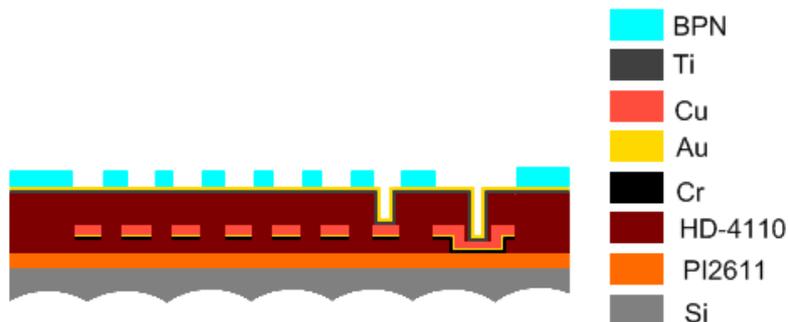


Figure 4.30 : Dépôt de la résine BPN.

• **Etape 8 : Croissance électrolytique de cuivre**

Après le dépôt de la résine BPN, une électrodéposition de cuivre est faite pour une durée de 65 min avec une densité de courant de 1 A/dm² et la résine peut être enlevée ensuite à l'aide d'une solution Shipley BPR photo stripper mise à une température de 80°C à l'aide d'une plaque thermo-régulée.

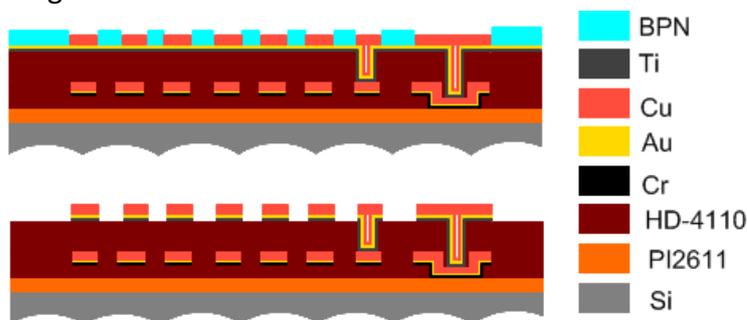


Figure 4.31 : Dépôt du deuxième layer Cu.

La gravure du seed layer permet d'obtenir des pistes de cuivre de 14 µm d'épaisseur avec un facteur de forme plus homogène par rapport à la gravure humide utilisée précédemment.

	Pistes (µm)	Interpiste (µm)
Masque	520	80
Gravure chimique	400	200
Croissance électrolytique	500	100

Tableau 4.2 : Comparaison des résultats obtenus avec la gravure chimique et la croissance électrolytique.

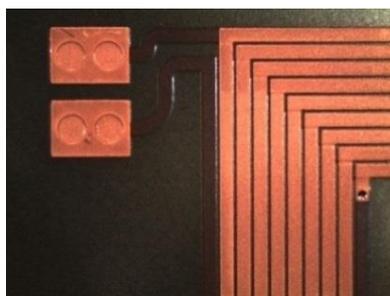


Figure 4.32 : Pistes du deuxième layer Cu.

- **Etape 9** : Dépôt de la dernière couche polyimide : coverlayer

Le dépôt se fait de la même manière que celui utilisé pour réaliser le premier cover layer. Cette couche a une épaisseur d'environ 9 μm .

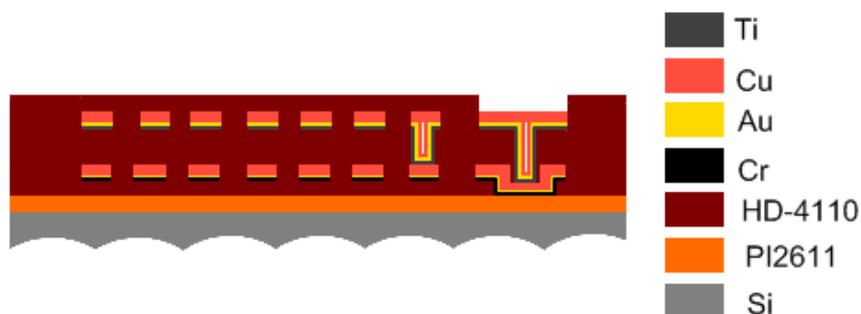


Figure 4.33 : Dépôt du deuxième cover layer.

Ce premier procédé est riche d'enseignements :

- La gravure chimique du cuivre pour former les lignes conductrices de la bobine provoque une surgravure altérant les dimensions des pistes obtenues.
- Les pistes de la bobine sont obtenues directement par une croissance électrolytique du cuivre en formant à l'aide d'une résine de type BPN un certain gabarit délimitant les zones d'électrodéposition. Cette technique a été ensuite adoptée pour tous les autres procédés en remplaçant le chrome du seed layer par du titane qui est plus facile à graver.
- Le fait de ne pas mettre de promoteur d'adhérence entre le wafer du silicium et la première couche sacrificielle du polyimide PI2611 pose des problèmes sur la suite du process. Après le dépôt de la couche HD-4110 contenant les vias on observe le décollement des layers déposés. (figure 4.34).

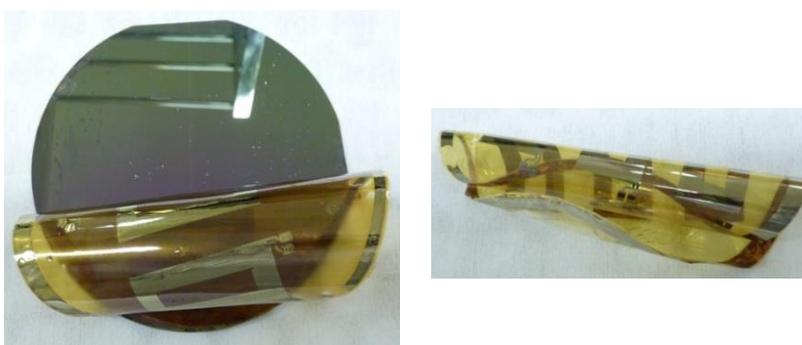


Figure 4.34 : Arrêt du process à raison du décollement prématuré de la couche sacrificielle.

Sur la totalité des wafers de départ, un seul wafer nous a permis de poursuivre le process jusqu'à sa finalité (sans décollement de la couche sacrificielle). La figure 4.35 présente le résultat final. Les bobines ainsi obtenues ne sont pas fonctionnelles en raison du

décollement partiel d'une zone de cuivre localisée soit sur une piste ou bien les pads de connexion.



Figure 4.35 : Décollement des connexions métalliques et polyimide.



Figure 4.36 : Décollement d'une zone de cuivre.

En conséquence, nous nous proposons d'étudier une solution qui permettra de s'affranchir du décollement prématuré de la couche sacrificielle nécessaire pour séparer les bobines du wafer. Cette étude fait l'objet du paragraphe suivant, où nous proposons comme piste d'investigation le recours à promoteur spécifique pour renforcer l'adhérence pendant les étapes technologiques.

4.4.7. Second procédé de fabrication et choix technologiques

Essayons de résoudre les problèmes précédents :

- en choisissant un promoteur d'adhérence de type VM651 0,1%, utilisé entre le wafer du silicium et le premier layer du polyimide pour éviter le problème de décollement des couches avant la fin du process.
- en ajustant la température du recuit final à 200°C pour toutes les résines polyimide HD4110 afin de réduire les contraintes sur la plaque. Ce nouveau procédé commence par une montée de température de 25°C à 200°C dans 15 min pour y rester une heure et revenir 15min après à la température ambiante. Pour la résine PI2611, le recuit sous azote a été remplacé par un autre assuré par une plaque chauffante thermo-régulée à 170°C pour une durée de 10 min avant de continuer les autres étapes du process.

Le « seed layer » utilisé pour l'électrodéposition est constitué de deux couches Ti/Cu (100/200 nm) dont l'évaporation est précédée par une mise dans une étuve du wafer sous une température de 150°C pour une durée minimale d'une heure pour déshydrater le polyimide et renforcer ainsi l'accroche des métaux déposés.

La gravure du titane peut se faire à l'aide du BHF 5% et le cuivre est gravé en utilisant la même solution décrite en premier process :

- 100 ml d'eau dé-ionisée + 5 ml de H₂O₂ 30% + 5 ml de HCl 37%

Les étapes technologiques ayant été détaillées dans le procédé précédent, observons la caractérisation des différentes couches de la bobine résumées ci-après :

• Layer 1 : Premier cover layer

La première couche du polyimide photosensible (cover layer) a une épaisseur de 13 µm qui se réduit à 9 µm après le recuit sous azote.

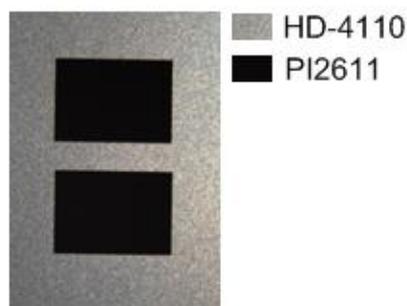


Figure 4.37 : Les deux premières couches du polyimide.

• Layer 2 : Pistes de cuivre

Les pistes sont réalisées par électrodéposition suivant la forme définie par la résine BPN et elles sont caractérisées par une épaisseur de 18 µm avec un profil incliné qui montre qu'elles s'amincissent en haut.

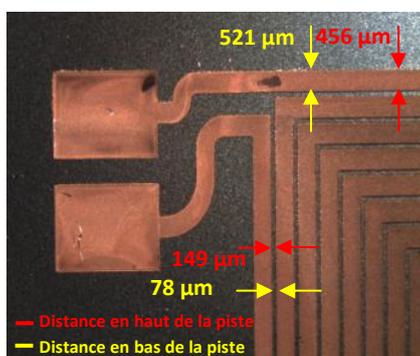


Figure 4.38 : pistes Cu.

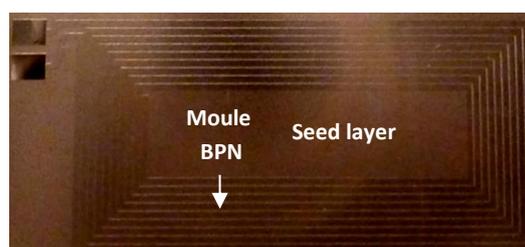


Figure 4.39 : gabarit formé par la résine BPN.

• Layer 3 : Polyimide avec vias

Cette couche a une épaisseur de 56 µm. Les mesures moyennes décrivant les différents profils des vias réalisés sont présentées dans la figure 4.40 qui met en évidence leur profil incliné.

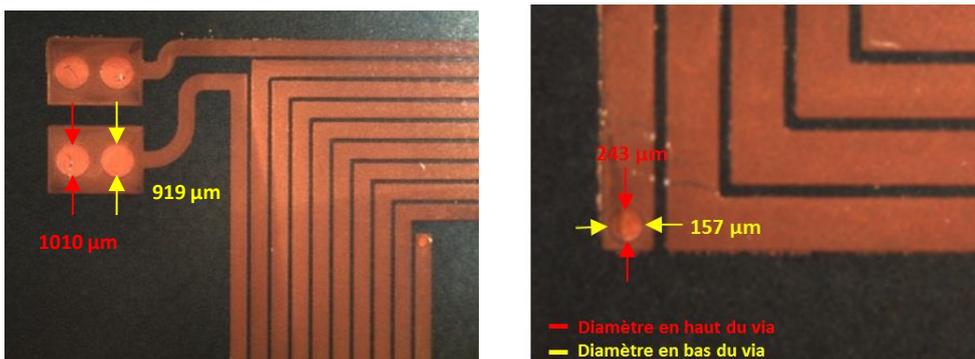


Figure 4.40 : Couche polyimide avec vias.

• **Layer 4 : Pistes de cuivre**

Les pistes de la deuxième couche de cuivre ont une épaisseur de 24 μm.

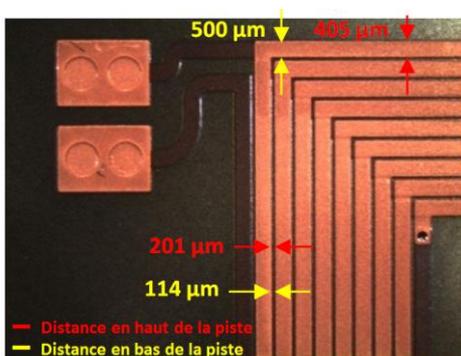


Figure 4.41 : Croissance électrolytique de Cu.

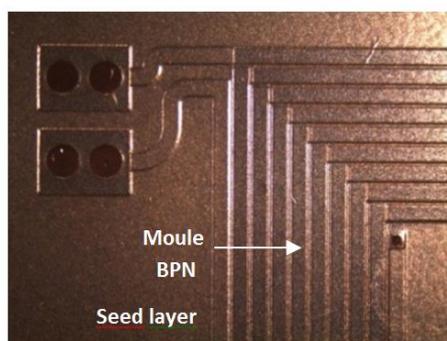


Figure 4.42 : Gabarit BPN.

• **Layer 5 : Deuxième cover layer**

Cette couche superficielle est réalisée de la même manière que le premier cover layer.

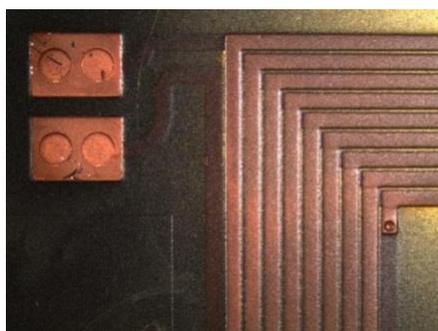


Figure 4.43 : Dépôt de la dernière couche du polyimide.

La caractérisation des bobines obtenues à l'aide de ce process sera détaillée dans le cinquième chapitre.

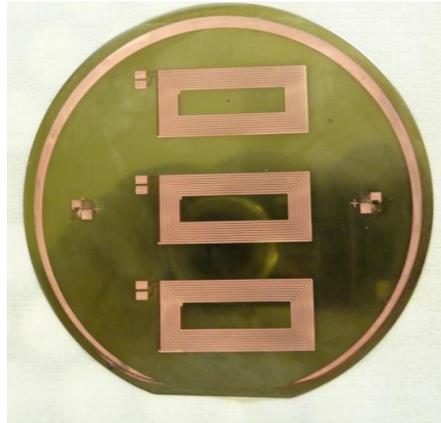


Figure 4.44 : Trois prototypes de la bobine pour la recharge sans fil.

4.4.8. Troisième procédé de fabrication

A la question de l'effet du non remplissage des vias, ajoutons une nouvelle étape qui consiste à faire une croissance électrolytique pour former des piliers de cuivre dans le but d'assurer une meilleure connexion entre les deux layers conducteurs de la bobine.

Les paramètres conditionnant le dépôt à la tournette ont été ajustés pour avoir une couche de BPN plus épaisse en :

- réduisant la vitesse de rotation à 1200 rpm,
- modifiant le temps de recuit à 6 min,
- ajoutant 20 s d'insolation de plus.

On obtient par ce procédé une épaisseur d'environ 60 μm . Le masque utilisé contient en plus des vias plusieurs ouvertures carrées permettant d'équilibrer et homogénéiser l'électrodéposition. Les autres étapes du process sont semblables aux celles du second process.

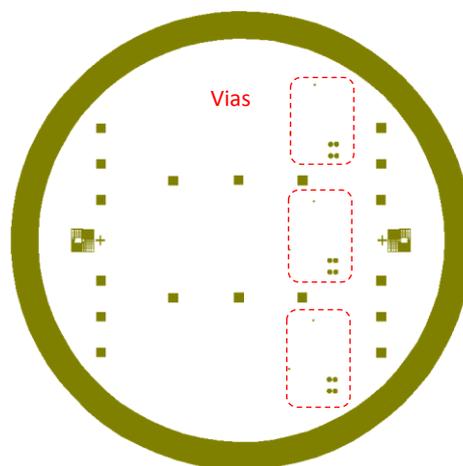


Figure 4.45 : Masque de croissance électrolytique des vias.

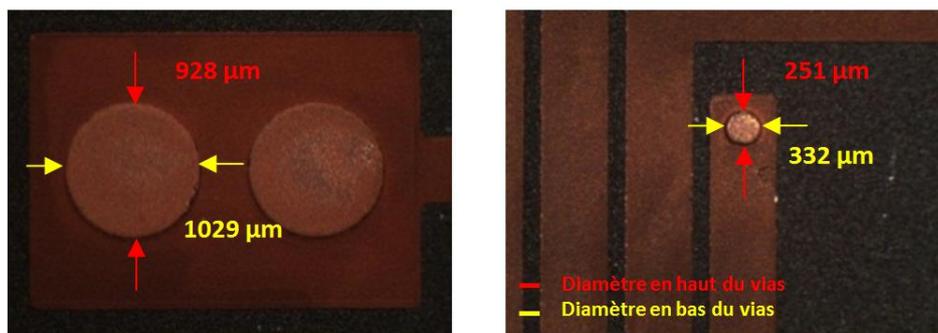
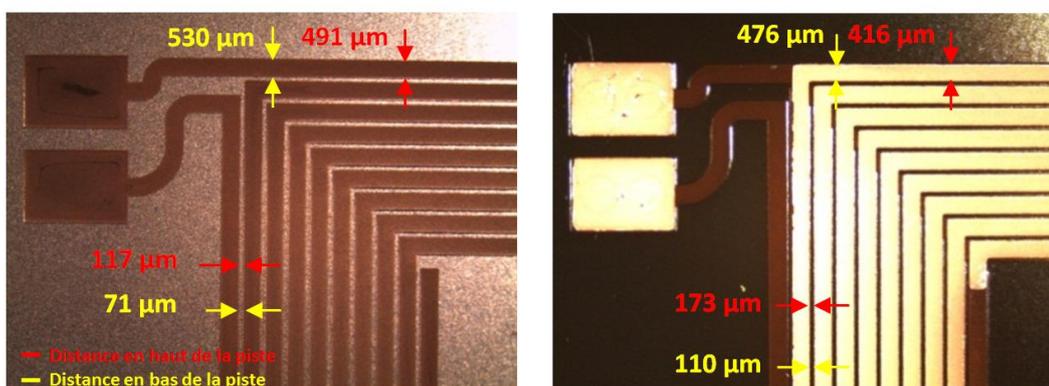


Figure 4.46 : Electrodeposition des vias.

Ce procédé a permis de réaliser deux bobines fonctionnelles. Les caractéristiques des différentes pistes de cuivre sont présentées dans la figure 4.47. Le premier layer Cu a une épaisseur de 17 μm tandis que le deuxième présente une épaisseur de 23 μm .



(a) Premier Cu layer.

(b) Deuxième Cu layer.

Figure 4.47 : Profil des pistes Cu.

4.4.9. Quatrième process

Le but de ce process est d'assurer un décollement facile des bobines après la fin du process. Pour ce faire la première couche sacrificielle du polyimide non photosensible PI2611 a été remplacée par une couche d'aluminium.

Ce layer localisé sous les bobines et emprisonné par les différentes couches déposées est gravé latéralement ce qui facilite le décollement en fin du process. On aménage le recuit en allongeant le plus possible le temps de chauffage et de refroidissement dans le but de réduire le stress subi par le wafer.

La procédure se déroule ainsi :

- montée en température durant 2 heures pour atteindre les 200 °C
- palier d'une heure
- phase de descente de 2 heures.

Le dépôt de la couche Al se fait par évaporation sous vide pour atteindre une épaisseur de 100 nm. On protège les bords du wafer en ajoutant sous forme de couronne une résine de type AZ4562 en vue de graver chimiquement cette couche. La gravure de l'aluminium peut être faite à l'aide de la solution BHF 5% utilisée pour la gravure du titane. Les paramètres de l'enduction sont: vitesse de 5000 rpm, accélération de 3000 rpm/s et durée de 30s.



Figure 4.48 : Dépôt de la couche d'aluminium.

Remarque : malgré la protection de la couche Al par les layers du polyimide déposés, la solution BHF utilisée pour la gravure du titane constituant le seed layer peut parfois pénétrer par les motifs d'alignement pour graver l'aluminium et causer un décollement partiel et l'arrêt du process. Cette méthode de protection n'est pas suffisamment fiable.

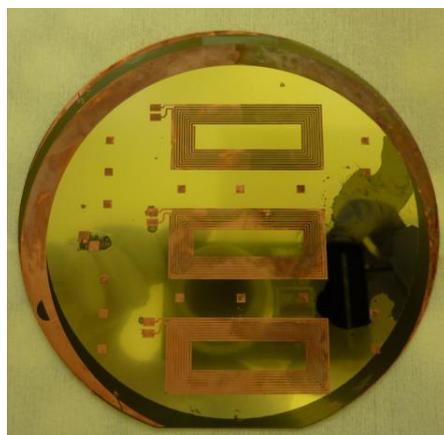


Figure 4.49 : Layer Al touché lors de la gravure du titane.

4.4.10. Bilan des différents process

L'objectif des différents travaux réalisés au sein de la salle blanche du LAAS-CNRS est la validation du modèle proposé de la bobine imprimée décrite dans le début de ce chapitre. Plusieurs tests ont été faits pour faire face aux différentes difficultés à savoir le décollement des couches déposées.

Les solutions et choix technologiques adoptés ont permis d'obtenir quatre prototypes :

- deux bobines réalisées en suivant le deuxième process (vias métallisés)

- deux autres obtenus à l'aide du troisième process (vias pleins).

L'ajout du promoteur d'adhérence avant de déposer la couche sacrificielle du polyimide a permis de résoudre le problème du décollement et de continuer ces deux process jusqu'à la fin.

Cependant, ce choix nous a placé devant une nouvelle problématique, cette forte adhérence est incompatible avec la nécessité de détacher les bobines réalisées :

l'une des solutions testées consiste à graver chimiquement le silicium à l'aide de l'hydroxyde de potassium (KOH) ou l'hydroxyde de tétraméthylammonium (TMAH). Le principe est de coller la bobine sur un wafer de verre à l'aide d'une colle cire (Wax) pour protéger le polyimide en laissant donc la couche du silicium en contact direct avec la solution de gravure tout en protégeant les faces latérales avec de la colle.

Malheureusement, cette dernière ne résiste pas trop aux solutions KOH et TMAH et ces dernières attaquent le polyimide latéralement (figure 4.50).

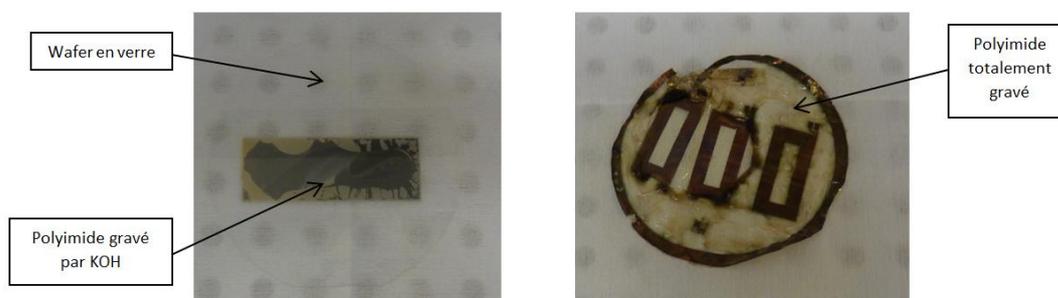


Figure 4.50 : Exemple de test de la gravure Si par l'hydroxyde de potassium (KOH).

Remarque : dans un souci d'exhaustivité de recherche de solutions avec le meilleur rendement de fabrication, nous avons également testé l'amincissement mécanique de la couche du silicium à l'aide d'une polisseuse mécanique. La couche mince de silicium qui reste après le polissage n'altérera pas les performances de ces bobines.



Figure 4.51 : Polissage des bobines de la recharge sans fil.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé un outil analytique pour pré dimensionner une antenne pour la recharge sans fil. L'utilisation de la méthode de l'algorithme proposé par Greenhouse a été validée par simulation à l'aide des logiciels RF.

Après la validation géométrique de la bobine bi-couche, les différents masques de photolithographie ont été réalisés sur du PET pour enchaîner ensuite sur les différents process salle blanche.

Ces derniers sont basés sur l'utilisation du polyimide disponible sous forme de résine photosensible pour former directement les différents vias et pads de connexion par photolithographie et éviter ainsi toute sorte de gravure de ce matériau ce qui réduit le temps et le coût de ce process. Plusieurs tests ont été faits, lesquels nous a obligés à chaque fois de réadapter nos choix technologiques pour faire face aux différentes difficultés rencontrées comme la gravure chimique pour former les pistes de cuivre qui s'est avérée dès le premier test une option non convenable en raison du problème de surgravure qui altère la précision des conducteurs par rapport aux dimensions imposées par le masque. Un autre problème majeur est le décollement des couches déposées lors du process. Ce dernier a été résolu par l'ajout d'un promoteur d'adhérence pour renforcer le collage entre le wafer et la première couche sacrificielle. Cette solution nous a permis de continuer le process jusqu'à la fin pour réussir à réaliser deux modèles de bobines: vias métallisés et pleins. Cependant, à cause de l'ajout de ce promoteur, ces prototypes sont devenus non décollables malgré nos efforts à graver le wafer chimiquement pour se contenter à la fin d'amincir cette couche de silicium à l'aide d'une polisseuse sans essayer de l'enlever totalement pour ne pas toucher aux pistes conductrices des bobines. Ce choix a permis d'intégrer ces bobines dans le patch et le layer Si restant ne modifiera pas leurs performances. Cela sera vérifié et validé dans le chapitre suivant par la caractérisation des différents prototypes.

Bibliographie du chapitre 4

- [1] B. Hajjine, C. Escriba, and J.-Y. Fourniols, "Overview of antennas on flexible substrates," *International Journal of Electronics & Communication Technology*, vol. 5, pp. 321-345, July 2014 2014.
- [2] J. Fjelstad, *Flexible circuit technology*, 4 ed.
- [3] (26/01/2016). *Integrated Spiral Inductor Calculator*. Available: <http://smirc.stanford.edu/spiralCalc.html>
- [4] (26/01/2016). *Single layer Planar spiral coil inductor calculator*. Available: http://www.circuits.dk/calculator_planar_coil_inductor.htm
- [5] H. M. Greenhouse, "Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors," *IEEE Transactions on Parts, Hybrids, and Packaging*, vol. 10, pp. 101-109, 1974.
- [6] F. W. Grover, *Inductance Calculations*: D. Van Nostrand Company, Inc, 1946.
- [7] (26/01/2016). *MATLAB*. Available: <http://fr.mathworks.com/products/matlab/>
- [8] C. Peters and Y. Manoli, "Inductance calculation of planar multi-layer and multi-wire coils: An analytical approach," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 145–146, pp. 394-404, 2008.
- [9] S. Xuming, P. Xuhua, Z. Yang, L. Xiuhan, and Z. Haixia, "A 3-D Stacked High-Q PI-Based MEMS Inductor for Wireless Power Transmission System in Bio-Implanted Applications," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 23, pp. 888-898, 2014.
- [10] B. HAJJINE, C. ESCRIBA, S. CHARLOT, A. HEMERYCK, J. ROUX, S. F. ZEDEK, *et al.*, "Development of a printed coil for wirelessly charging a tracking elderly patch " *Wireless Engineering and Technology* vol. 7, pp. 83-95, April 2016 2016.
- [11] *PI-2600 Series-Low Stress Applications*. Available: http://hdmicrosystems.com/HDMicroSystems/en_US/pdf/PI-2600_ProcessGuide.pdf
- [12] *HD-4100 Series*. Available: http://hdmicrosystems.com/HDMicroSystems/en_US/pdf/HD-4100
- [13] (11/02/2016). *CleWin*. Available: <http://www.wieweb.com/ns6/index.html>

CHAPITRE 5 : Test et caractérisation du patch électronique

Sommaire

5.1.Introduction	129
5.2.Test et caractérisation des antennes RF	129
5.2.1.Première version du patch	129
5.2.1.1.Mesures et validation des performances de l'antenne 868 MHz	130
5.2.1.2.Mesure du diagramme de rayonnement	132
5.2.2.Tests de la communication avec les stations Sigfox.....	134
5.2.2.Deuxième version du patch	135
5.2.2.1.Test des antennes PIFA	136
5.2.2.2.Diagrammes de rayonnement.....	137
5.2.2.3.Test de la communication avec le réseau Sigfox.....	137
5.3.Aspect énergétique et gestion batterie	138
5.3.1.Commande On-Off	138
5.3.2.Protection « undervoltage »	140
5.3.3.Désactivation du patch lors de la recharge sans fil	140
5.4.Test de la recharge sans fil	141
5.4.1.Caractérisation des bobines imprimées pour la recharge sans fil	141
5.4.2.Test du chargeur sans fil	142
5.4.3.Rendement du transfert d'énergie par induction	144
5.5.Caractérisation thermique	148
5.5.1.Cas de la recharge sans fil.....	148
5.5.1.1.Problématique de la recharge sans fil	148
5.5.1.2.Solution pour minimiser l'élévation thermique	151
5.5.2.Cas de la transmission RF de données.....	152
5.5.3.Cas de la géolocalisation GPS	153
5.6.Conclusion	155

5.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous attacherons à présenter les résultats métrologiques des fonctionnalités que nous avons développées pour la conception technologique du patch. Compte tenu du caractère hétérogène des solutions intégrées, nous adapterons une démarche relativement linéaire pour présenter nos résultats. Ainsi, nous commencerons à décrire les tests et la caractérisation des antennes intégrées RF ISM 868 MHz et GPS. Ensuite, une analyse comparative des différentes versions du patch sera présentée pour valider les performances des deux antennes concernant : les coefficients de réflexion, les diagrammes de rayonnements et les qualités de la communication radio avec les stations Sigfox ainsi que la géolocalisation.

Parce que les aspects de gestion d'énergie sont des considérations importantes tant pour l'autonomie fonctionnelle du patch que d'un point de vue utilisation/manipulation, nous présenterons les fonctions implémentées, à savoir : les systèmes d'activation et de protection de la batterie. Ensuite, pour valider la fonction de recharge sans fil du patch, nous détaillerons les tests de mesure du rendement qui ont conduit au choix définitif d'une topologie de bobine réalisée au LAAS-CNRS.

Enfin, nous terminerons cette campagne de mesure par une caractérisation des variations de la température, tant en phase de recharge que pendant le fonctionnement du patch (communications RF et géolocalisation). Ceci pour s'assurer du caractère non dangereux du patch en recharge ou bien en fonctionnement lorsqu'il est porté sur une personne.

5.2. Test et caractérisation des antennes RF

5.2.1. Première version du patch

Cette version du patch a été réalisée sur un substrat de type FR4 ($\epsilon_r=4.6$). Elle est constituée de 6 couches de cuivre avec une épaisseur totale de 800 μm (Layer Cu externe : 35 μm et interne : 17 μm). Ce patch est caractérisé par une petite taille de 53,5 \times 17 mm^2 . Au niveau de la communication RF, une antenne PIFA a été intégrée pour la bande ISM 868 MHz et une antenne du commerce a initialement été utilisée pour la fonction tracking GPS. Les différentes fonctionnalités intégrées dans le patch sont résumées dans la figure 5.1.

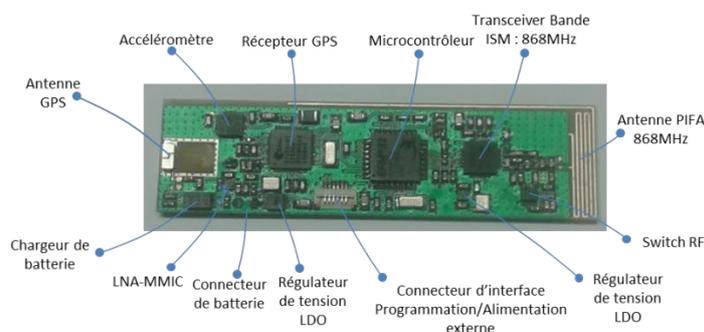


Figure 5.1 : Fonctionnalités intégrées dans le tracking patch.

5.2.1.1. Mesures et validation des performances de l'antenne 868 MHz

En se basant sur les résultats de simulation présentés dans le second chapitre, l'antenne PIFA a été intégrée dans le PCB du patch. Ce dispositif, comme le montre la figure 5.2, est destiné à être pris en sandwich par deux pansements pour s'affranchir de tout problème de biocompatibilité.



Figure 5.2 : Prototype du tracking patch.

Pour la caractérisation des performances de l'antenne ISM on a choisi de travailler avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA) E5061B de Agilent Technologies (Figure 5.3). Ce dispositif permet de réaliser le matching dans le cas nécessaire pour compenser l'influence des paramètres mis en jeux durant le fonctionnement du dispositif à savoir, l'influence du corps humain, le packaging, le pansement, etc.

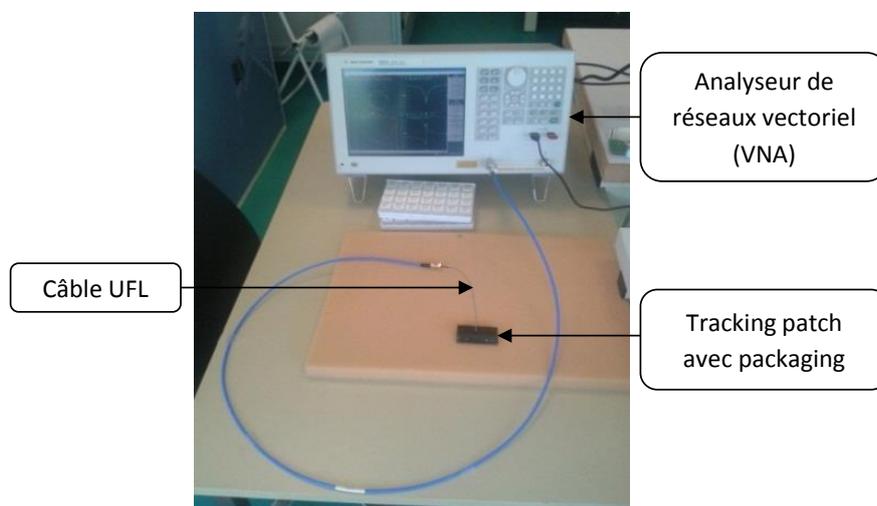


Figure 5.3 : Banc de mesure du coefficient de réflexion de l'antenne ISM.

Les mesures faites à l'aide du VNA permettent de valider les performances de l'antenne 868 MHz, ceci en termes de transfert d'énergie. Cette dernière est caractérisée par un coefficient de réflexion de -30 dB et une largeur de bande située aux alentours de 15 MHz.

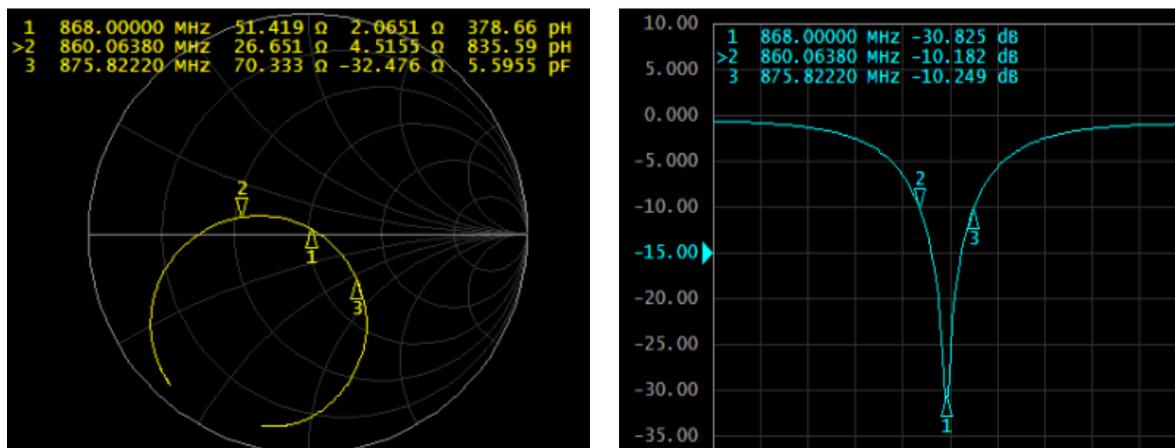


Figure 5.4 : Impédance d'entrée (gauche) et S_{11} de l'antenne PIFA 868 MHz (droite).

Comme le patch est destiné à être porté sur le dos, le coefficient S_{11} a été remesuré en collant ce dernier directement sur la peau (Figure 5.5). Ce test a permis de confirmer que l'antenne conserve des bonnes performances en présence du corps humain et des pansements. Au final, il s'avère que l'on perd seulement quelques décibels par rapport au test réalisé sans contact avec la peau.

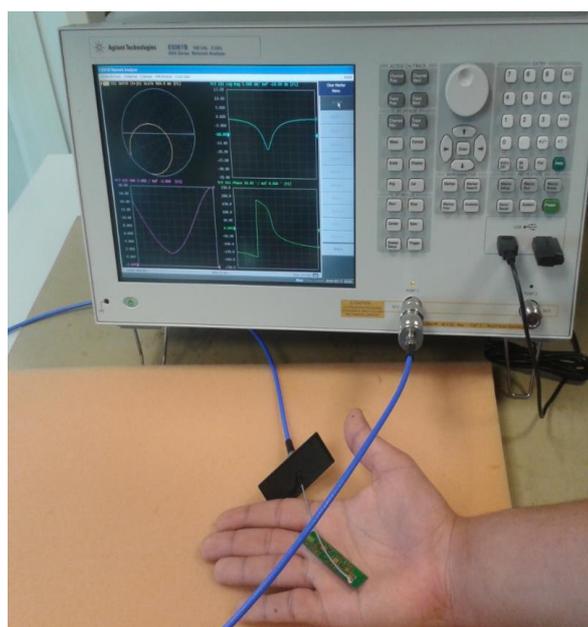


Figure 5.5 : Exemple de test de l'antenne 868 MHz avec la présence du corps humain.

Le coefficient de réflexion de l'antenne GPS du commerce « W3011 » a été aussi mesuré. Cette antenne présente un S_{22} de -19 dB avec une largeur de bande de 10 MHz.



Figure 5.6 : Coefficient de réflexion mesuré de l’antenne GPS « W3011 ».

5.2.1.2. Mesure du diagramme de rayonnement

Les mesures du diagramme de rayonnement ont été réalisées en salle anéchoïque. Il s’agit d’une chambre sourde dont les parois sont recouvertes de matériaux absorbant les ondes électromagnétiques. Ce sont les états de surface en forme de pyramides qui minimisent les problèmes de réflexion et/ou d’interférence. Le gain est estimé en calculant le rapport de puissance (Figure 5.9) fournie par une antenne de référence (Figure 5.7) de type cornet et celle réceptionnée par l’antenne à caractériser. Les différentes pertes de propagation dans les câbles sont calibrées au moyen d’une autre antenne à cornet dont le diagramme de gain est connu (Figure 5.8).



Figure 5.7 : Antenne de référence.



Figure 5.8 : Antenne de calibration.



Figure 5.9 : Calcul du rapport de puissance.

Les mesures se font sur les deux plans E et H avec un pas de rotation de 5° sur un intervalle s’échelonnant de -90° à 90°.

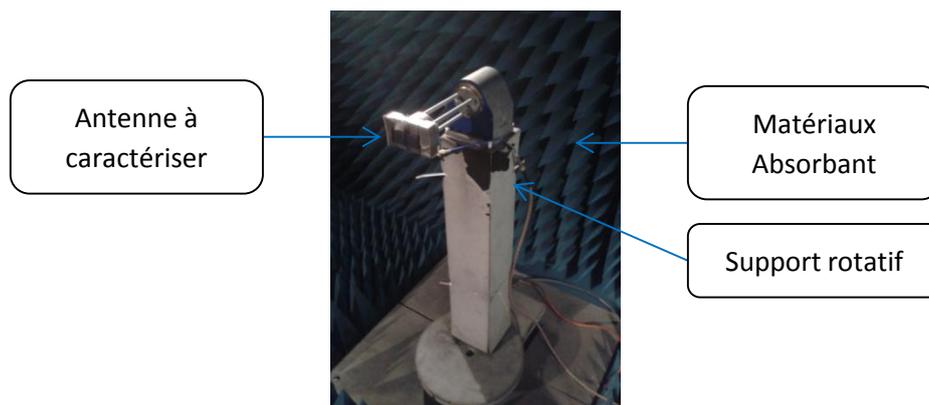


Figure 5.10 : Caractérisation des antennes du patch.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne ISM 868 MHz est présenté dans la figure 5.11.

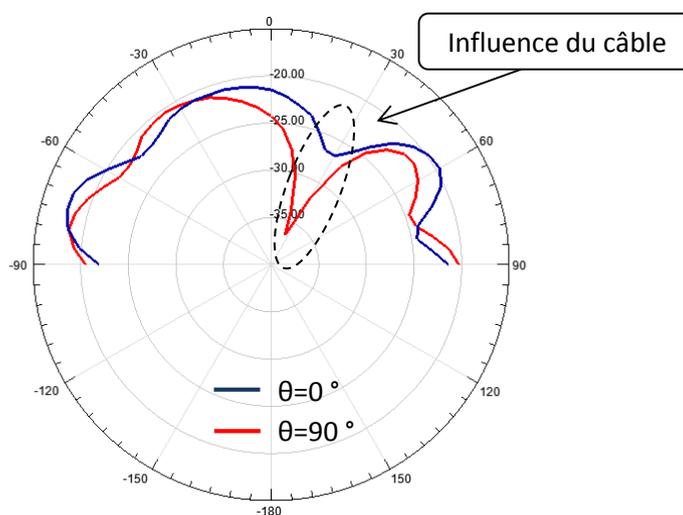


Figure 5.11 : Diagramme de rayonnement de l'antenne 868 MHz.

Le creux constaté sur le diagramme de rayonnement est dû à la proximité du câble de mesure UFL qui se comporte comme une antenne perturbatrice (Figure 5.12).

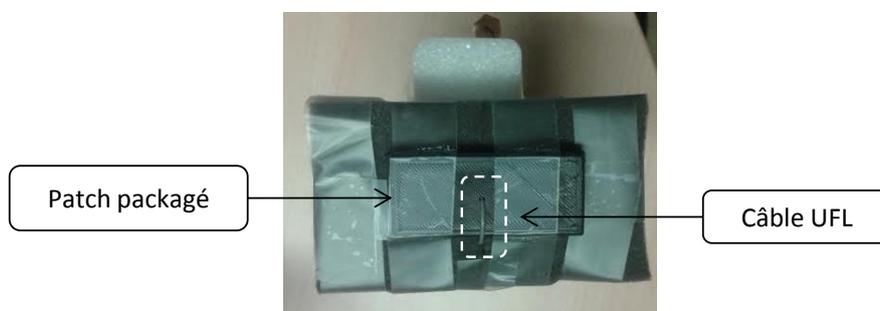


Figure 5.12 : Emplacement du câble UFL.

En plus du caractère préjudiciable du câble de mesure, les imperfections sur le connecteur UFL ainsi que son interaction avec les pistes de cuivre, qui se trouvent localisées en dessous, engendrent une chute des valeurs de gain par rapport aux simulations. Tous ces

facteurs d'influence ne permettent pas d'obtenir des mesures précises. Cependant, l'allure du diagramme réel peut être approchée par symétrie des lobes. Ce test permet de valider le bon fonctionnement de l'antenne ISM en termes de rayonnement dont la répartition sera plus au moins régulière comme le prévoient les simulations. Pour mémoire, les simulations réalisées au moyen des deux logiciels ADS et HFSS ont fait l'objet d'une étude détaillée dans le second chapitre.

5.2.2. Tests de la communication avec les stations Sigfox

En vue de valider le bon fonctionnement de l'antenne ISM, une série de tests en situation réelle a été faite. L'idée est de faire un maillage en choisissant 56 points situés autour de notre laboratoire (LAAS-CNRS). Dès lors, et pour chaque point, un nombre de 10 trames a été envoyé pour comparer à la fin, le nombre total de trames réceptionnées.

Nombre de trames réceptionnées	Qualité de la réception
0	5.35 %
≤5	50 %
>5	44.65 %

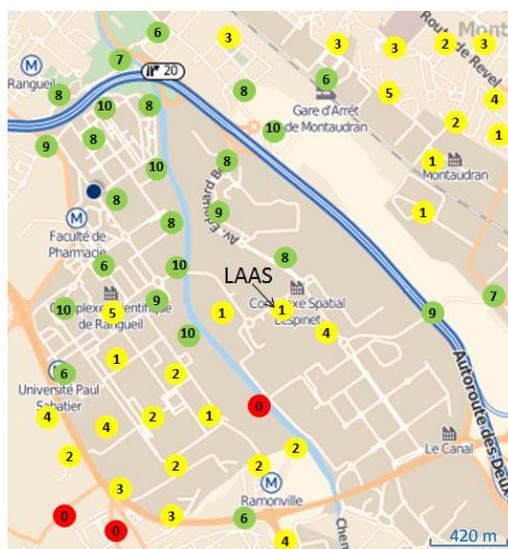


Figure 5.13 : Résultat du test de l'antenne PIFA.

Les chiffres présentés sur la figure 5.13 correspondent aux signaux réceptionnés par rapport aux 10 trames initialement envoyées. Les points verts correspondent à un pourcentage de réception supérieur à 50%, les points jaunes représentent un pourcentage entre 10 et 40% et les points rouges sont utilisés quand aucun signal n'a été reçu. Durant ces tests, seulement 3 points n'ont pas été vus par les stations Sigfox.

Dans un souci de fiabilité fonctionnelle en situation de chute et d'aptitude à transmettre des alarmes convenablement, nous avons convenu de ré évaluer la qualité radio des transmissions. Pour ce faire, un test complémentaire a été fait pour ré évaluer le lien RF du patch avec le réseau Sigfox. Ceci explique pourquoi nous avons adopté la position d'une personne au sol et sur le dos ; le patch étant sous le corps humain. Durant ces tests, en plus de l'influence du corps humain, l'antenne subit aussi une influence supplémentaire due au sol.



Figure 5.14 : Test de la liaison RF en cas de chute sur le dos.

Le protocole de test que nous avons privilégié diffère du précédent puisque nous nous sommes basés sur l'étude d'un seul point à partir duquel 10 trames ont été envoyées. Ceci pour chacune des quatre positions distinctes de cas possibles consécutifs à une chute.

Position	Trames reçues
Allongé sur le dos	9/10
Allongé sur le ventre	9/10
Allongé sur le côté droit	9/10
Allongé sur le côté gauche	8/10

Tableau 5.1 : Résultats du deuxième test.

Le tableau 5.1 révèle que la liaison RF avec le réseau Sigfox est conservée dans les différentes postures de chutes. Dans le cas défavorable, nous perdons seulement deux trames parmi les dix envoyées (allongé sur le côté gauche). Dans les autres cas, y compris une position sur le dos, une seule trame est perdue.

Les résultats de ces tests permettent de valider les performances de notre patch et prouvent sa capacité à assurer un fonctionnement très acceptable, y compris avec les influences conjuguées du corps humain et de l'effet de sol.

5.2.2. Deuxième version du patch

La seconde version du patch consiste à améliorer la version initiale en substituant la petite antenne GPS du commerce par notre propre antenne PIFA tout en intégrant la fonctionnalité de la recharge sans fil. Pour mémoire, ce système de recharge a fait l'objet du troisième et quatrième chapitre de nos travaux de recherche. Les différentes fonctionnalités intégrées dans la nouvelle version du patch sont regroupées sur la figure 5.15.

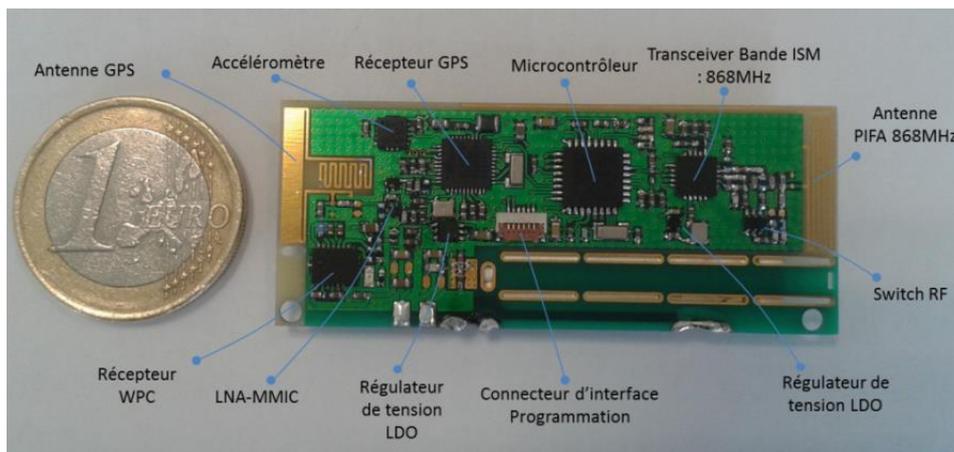


Figure 5.15 : Fonctionnalités du tracking patch v2.

Avec ces modifications, le patch est légèrement agrandi. Sa taille actuelle, avec le packaging, mesure $5,8 \times 2,6 \times 0,7 \text{ cm}^3$ ce qui reste petit et non gênant lorsque ce dispositif est positionné entre les omoplates. La masse du patch avec sa batterie, la couche de ferrite et la bobine pèse 6 grammes. Avec son packaging provisoire, la masse totale atteint les 11 grammes.

5.2.2.1. Test des antennes PIFA

Pour les antennes PIFA, un matching est nécessaire pour compenser l'influence des contraintes induites par : l'effet du packaging, l'effet de la peau humaine ainsi que l'intégration de la fonctionnalité de la recharge sans fil avec ses empilements (bobine de recharge, couche de ferrite et présence de la batterie). Les mesures réalisées avec l'analyseur de réseau vectoriel ont permis de valider les performances des deux antennes en terme de coefficient de réflexion : 868 MHz : -16 dB et GPS : -20 dB.

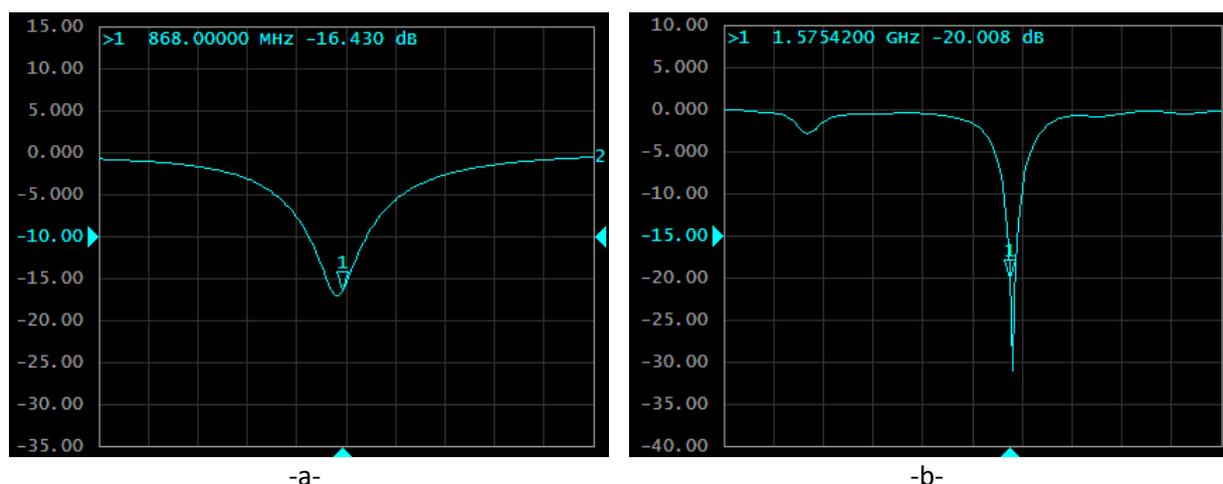


Figure 5.16 : Coefficients de réflexion des antennes PIFA (a) : ISM 868 MHz et (b) : GPS.

5.2.2.2. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement des deux antennes PIFA ont été mesurés en chambre anéchoïque. La présence du câble UFL ainsi que l'influence du petit connecteur révèlent également une imprécision sur les mesures comme déjà explicité (cf. §5.2.1.2). Néanmoins, ces diagrammes témoignent d'une méthodologie de conception correcte et attestent que les deux antennes rayonnent convenablement.

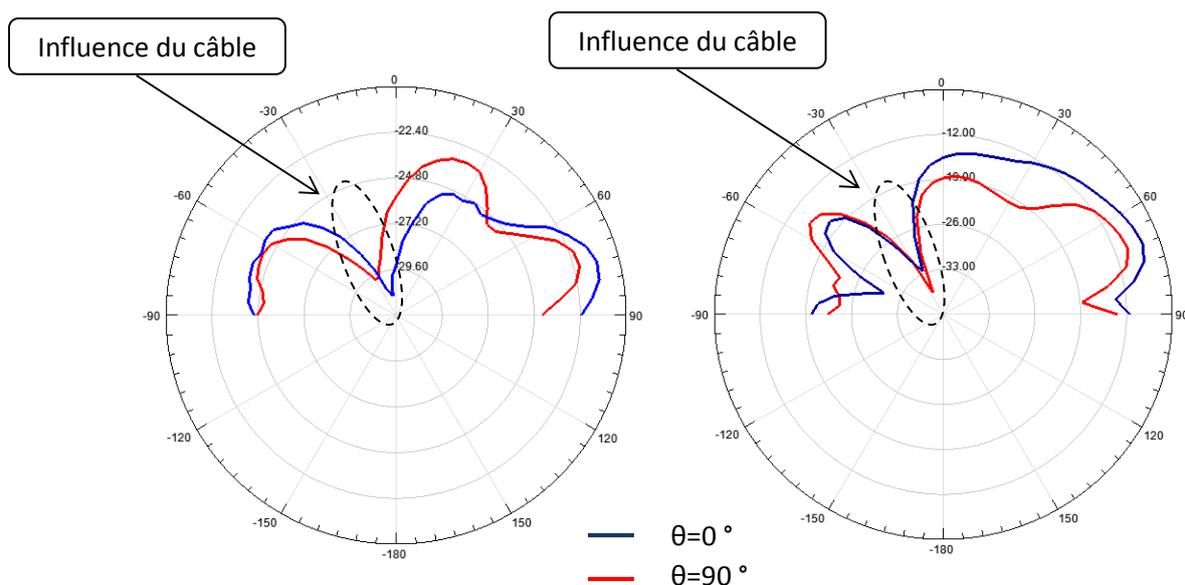


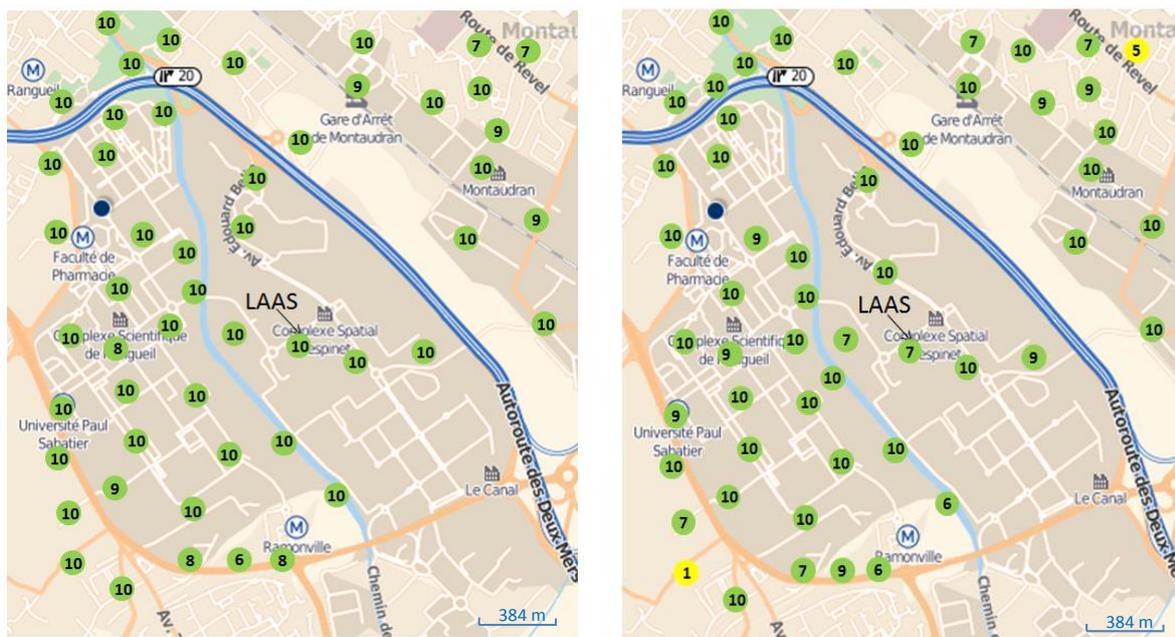
Figure 5.17 : Diagramme de rayonnement de l'antenne 868 MHz.

Figure 5.18 : Diagramme de rayonnement de l'antenne GPS.

5.2.2.3. Test de la communication avec le réseau Sigfox

Comme explicité précédemment dans les tests réalisés avec la version initiale du patch, ces mesures visent la validation de la communication avec les stations Sigfox pour la transmission de données. Pour mémoire, le principe consiste à réaliser un maillage géographique à la périphérie du laboratoire LAAS-CNRS en choisissant des points de référence. Pour chaque point, un nombre de dix trames a été envoyé pour ensuite être comparé avec le nombre de trames réceptionnées. Pour ce faire et comme pour le premier test, le patch a été positionné au niveau de la poitrine pour prendre en compte l'influence du corps humain.

Les résultats des tests sont synthétisés dans la figure 5.19, ceci pour les deux cas considérés : patch non collé sur le corps et patch collé sur le corps.



points	Qualité de réception
80,39%	10
7,84%	9
5,88%	8
3,92%	7
1,96%	6
0%	≤ 5

a) Patch non collé sur le corps.

points	Qualité de réception
67,92%	10
13,2%	9
0	8
11,32%	7
3,77%	6
3,77%	≤ 5

b) Patch collé sur le corps

Figure 5.19 : Test de la communication RF entre le tracking patch et les stations Sigfox.

Une analyse comparative de la figure 5.19 permet de souligner que même avec l’influence du corps, seulement deux points (3,77 % du nombre total) ont une qualité de communication inférieure à 6 trames réceptionnées. Rétrospectivement, ces résultats sont donc supérieurs à ceux obtenus avec les tests de la première version du patch (moins de 6 trames réceptionnées sur 55 % des points). Dès lors, d’un point de vue transmission radio, le second patch est plus performant.

5.3. Aspect énergétique et gestion batterie

5.3.1. Commande On-Off

Sachant que le patch est destiné à être totalement encapsulé pour assurer l’étanchéité de ce produit, un système d’activation à distance est nécessaire pour permettre l’activation et l’arrêt du patch si besoin (IHM).

Parmi les solutions possibles, nous pouvons lister une approche RF, une détection de champs magnétique par la loi de Faraday ou par un interrupteur magnétique. Dans notre cas, les solutions RF sont inadéquates et nécessitent un design spécifique supplémentaire et incompatible tant d’un point de vue RF (couplage, ...) que de dimension géométrique. La

solution par champ magnétique externe semble plus judicieuse. Le recours à une bobine pour exploiter l'effet d'induction paraît inadapté en raison du système de recharge basé sur le même principe de fonctionnement. Reste donc la solution de l'interrupteur magnétique. Il découle donc un intérêt certain pour le choix d'un switch magnétique. Un capteur à effet Hall demande une alimentation et entraînera une consommation supplémentaire d'énergie au système.

Pour ces raisons, le choix définitif se portera sur l'utilisation d'un switch passif de type REED.

Un switch REED est un interrupteur qui est actionné par la présence d'un champ magnétique. Il est constitué d'une ampoule de verre qui encapsule deux lamelles métalliques mobiles qui s'aimantent en présence d'un champ magnétique externe et se rapprochent dans le cas d'un interrupteur normalement ouvert.

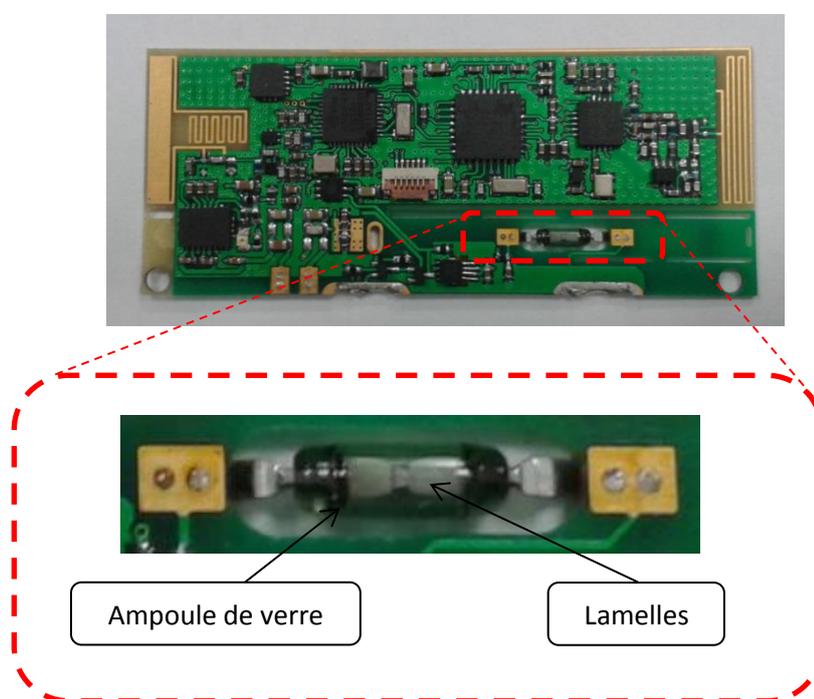


Figure 5.20 : Activation par switch Reed.

Cet interrupteur est connecté à l'une des entrées du microcontrôleur, l'activation et la désactivation du patch se fera par transition entre l'état haut et l'état bas selon que l'aimant est proche ou loin du système.



Figure 5.21 : Activation du patch avec un aimant externe.

5.3.2. Protection « undervoltage »

Pour éviter une décharge excessive préjudiciable aux performances de la batterie du patch, ce dernier a été équipé d'un composant de protection de type « undervoltage ». Le seuil de protection a été choisi à 2,8 V en se référant aux préconisations du fabricant de la batterie. Un cycle d'hystérésis intégré permet, après le franchissement d'un seuil prédéfini, soit la désactivation, ou bien le retour du patch dans un état de fonctionnement nominal dès lors que la tension de la batterie atteint une valeur de 3,3 V. La figure 5.22 présente le cycle de fonctionnement explicité :

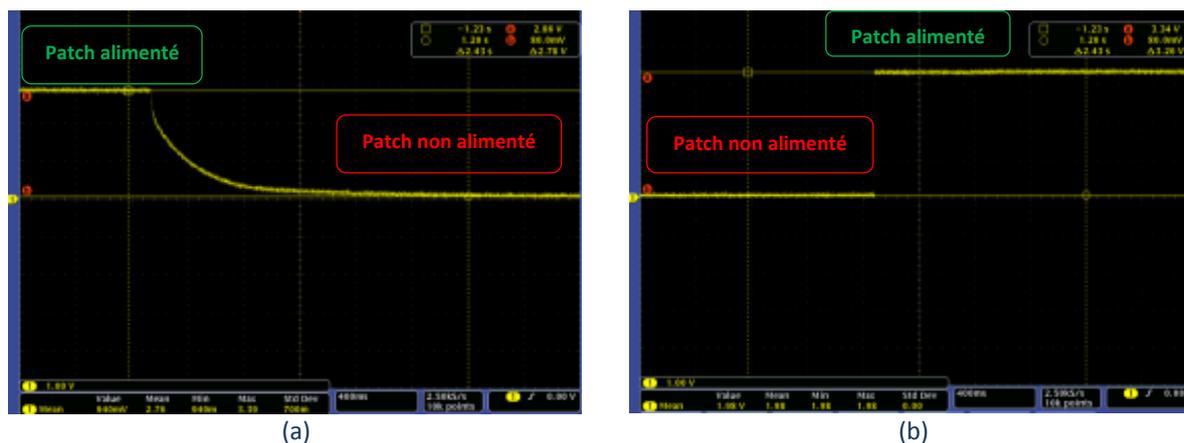


Figure 5.22 : Fonctionnement de la protection « undervoltage » (a : Coupure à $V_{bat}=2,86V$ et b : activation à $V_{bat}=3,34V$).

5.3.3. Désactivation du patch lors de la recharge sans fil

Une nouvelle fonctionnalité de désactivation du patch s'est avérée nécessaire pour éviter de débiter de l'énergie pendant les phases de recharge. Cette fonctionnalité a été ajoutée en se basant sur l'utilisation de transistors PMOS pilotés via un statut délivré par le composant qui assure la gestion de la recharge sans fil. Cette fonctionnalité agit directement sur le régulateur de tension qui délivre l'alimentation du patch. La figure 5.23 atteste du bon fonctionnement du système de désactivation automatique.



Figure 5.23 : Tension à la sortie du régulateur (a : coupure avec la présence du chargeur sans fil et b : Réactivation en fin de charge).

5.4. Test de la recharge sans fil

5.4.1. Caractérisation des bobines imprimées pour la recharge sans fil

Dans le chapitre 4 nous nous sommes attachés à décrire les étapes technologiques de conception des bobines imprimées nécessaires à la recharge sans fil. Ce travail de mise au point du process en salle blanche du LAAS-CNRS nous a permis l'obtention de bobines imprimées avec des vias pleins et des vias creux métallisés.

Dans cette partie du travail, on se propose de présenter les résultats de caractérisation. Ces mesures ont été réalisées au moyen d'un analyseur d'impédance Agilent 4294A. La figure 5.24 présente un exemple de caractérisation sur laquelle nous pouvons identifier la présence d'une bobine imprimée. On notera que des étapes de calibration préliminaires sont nécessaires (circuit ouvert et court-circuit) pour garantir l'exactitude des mesures

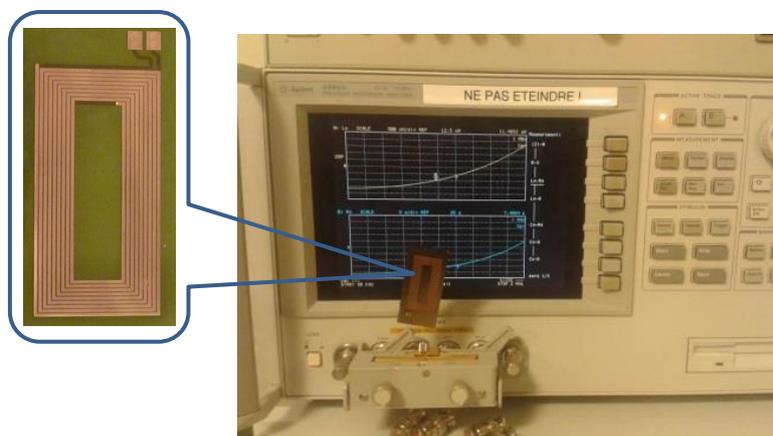
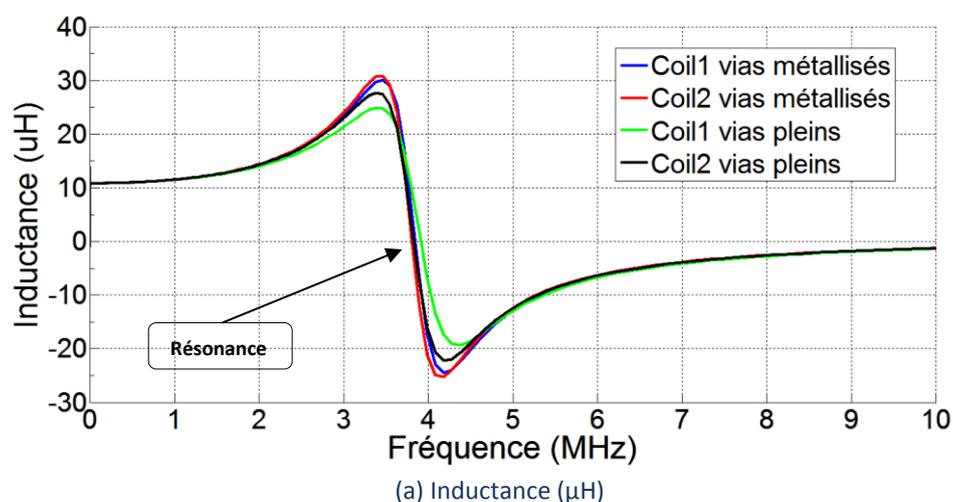


Figure 5.24 : Caractérisation des bobines pour la recharge sans fil.

La plage de mesure fréquentielle a été paramétrée entre 0 et 10 MHz, ceci afin d'évaluer la résonance propre de chaque bobine. Les différentes mesures effectuées pour les deux types de bobines sont présentées sur la figure 5.25.



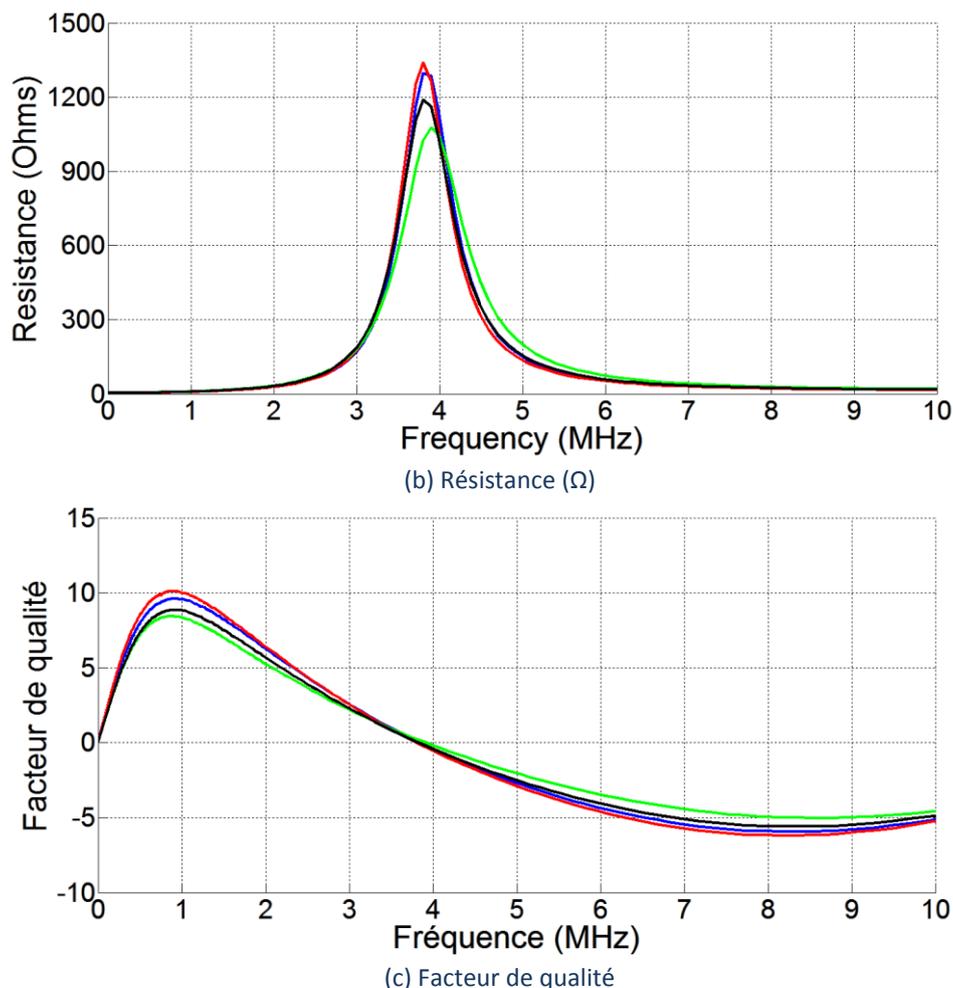


Figure 5.25 : Comparaison des performances des deux familles de bobines : vias pleins et vias métallisés.

Globalement les différentes bobines caractérisées présentent un comportement analogue, ceci pour les trois grandeurs électriques que sont : l'inductance, la résistance et le facteur de qualité. Elles présentent des fréquences de résonance localisées aux alentours de 3,8 MHz, ce qui est décalé par rapport aux résultats de simulation (ADS : 5,3 MHz et HFSS : 4,9 MHz). Cependant, cette fréquence reste très éloignée de la plage de fonctionnement des chargeurs Qi (110-205 kHz) sur laquelle ces bobines présentent une inductance de 10,8 μH , une résistance d'environ 3 Ω et un facteur de qualité de 3,39 @ 150 kHz. Au regard des résultats obtenus par simulation (cf. Ch4 §4.3), ces valeurs sont parfaitement acceptables, elles permettent de valider notre méthodologie de conception avec les outils ADS et HFSS ainsi que le dimensionnement des topologies.

5.4.2. Test du chargeur sans fil

Le PCB du chargeur décrit dans le chapitre 3 (§3.3.2) a été utilisé pour tester les bobines réalisées en salle blanche. Plusieurs stations de base compatibles avec le standard Qi ont non seulement été utilisées pour valider les performances des modèles proposés mais aussi pour garantir leur interopérabilité fonctionnelle.

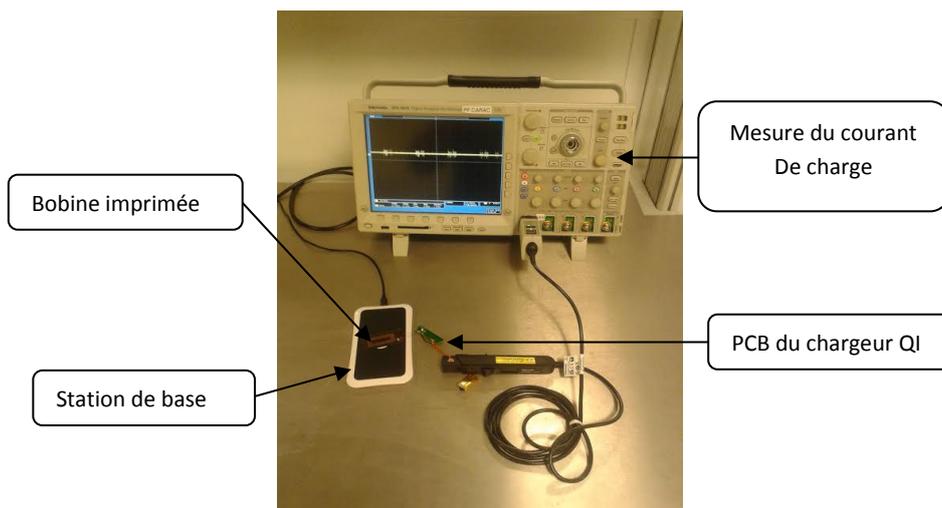


Figure 5.26 : Test de la recharge sans fil.

A titre d'exemple, la figure 5.27 présente un courant de charge de 22 mA obtenu avec notre système. Les bobines réalisées en salle blanche du LAAS-CNRS sont donc fonctionnelles et peuvent assurer la fonction dédiée à la recharge de notre patch.

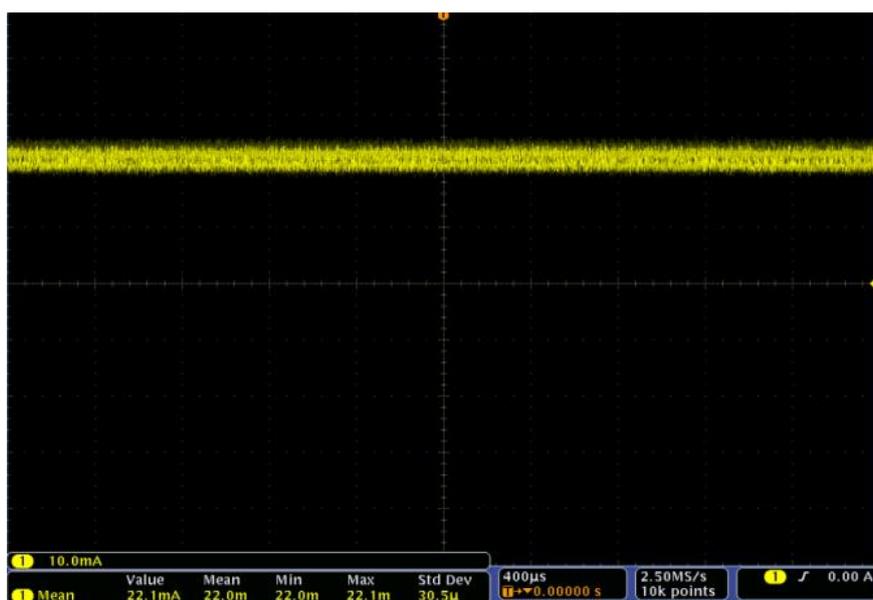


Figure 5.27 : Courant de charge de 22 mA.

Comme constaté précédemment pour les prototypes filaires présentés dans le troisième chapitre (§3.5), le fait de coller les bobines directement sur la batterie du patch altère les performances électriques et nécessite le recours d'une couche de ferrite pour garantir les valeurs d'inductances et de résistances. C'est donc la présence de cette couche supplémentaire qui permet d'assurer un transfert optimum d'énergie. La figure 5.28 atteste de l'influence que subissent les caractéristiques des deux types de bobines développées au LAAS-CNRS : avec la présence de la batterie, de la couche de ferrite et finalement, avec l'empilement total comprenant le PCB du patch, la ferrite et la batterie.

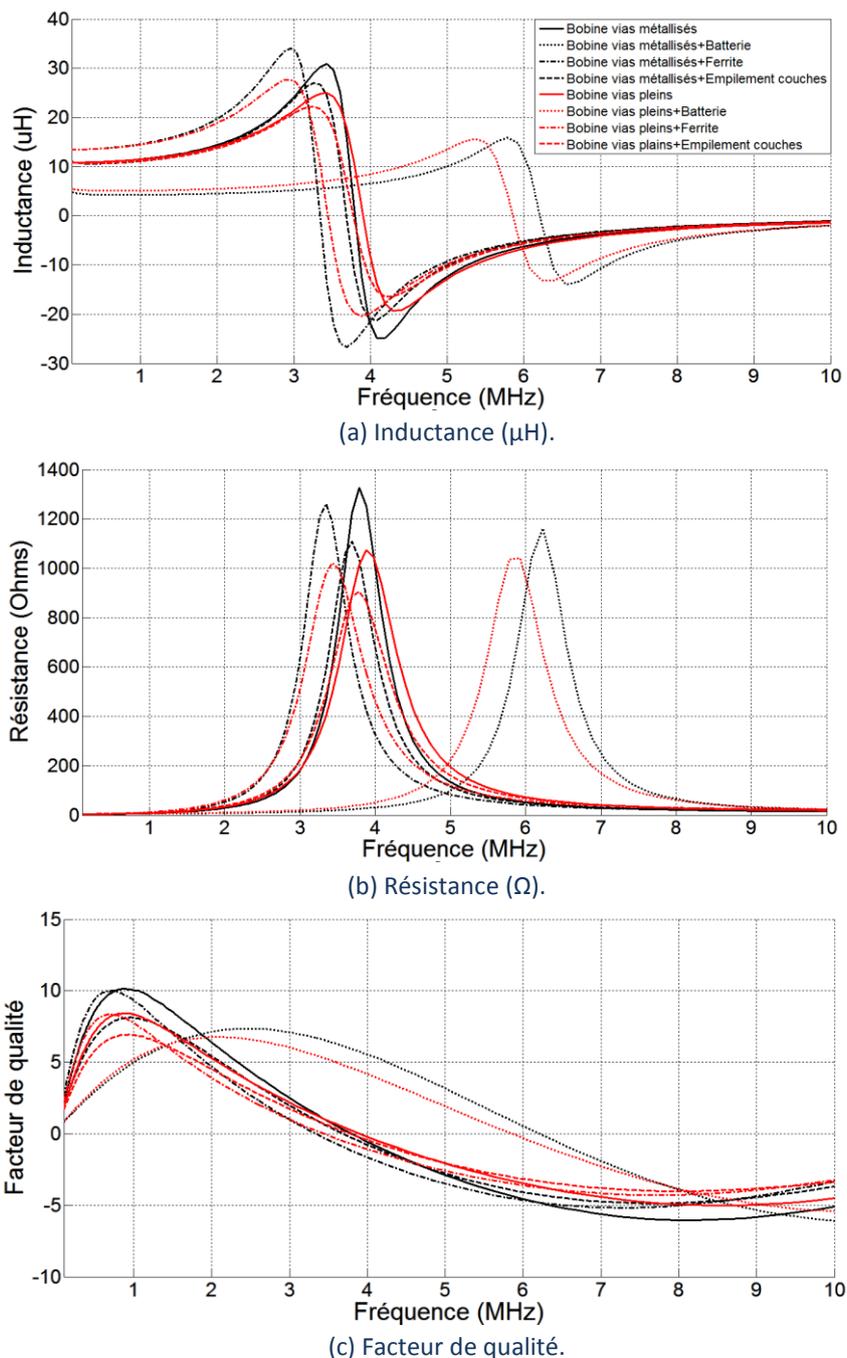


Figure 5.28 : Variation des performances des bobines imprimées avec la présence de la batterie, ferrite et PCB du patch

5.4.3. Rendement du transfert d'énergie par induction

La mesure du rendement du système de recharge sans fil est basée sur le calcul du rapport entre la puissance en continu récupérée à la sortie du chargeur et fournie à la batterie sur la puissance délivrée à l'entrée de la station de base.

$$\eta = \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{in} \times I_{in}} \quad (5.1)$$

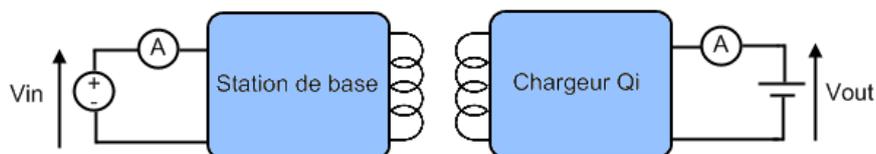


Figure 5.29 : Principe de la mesure du rendement de la recharge sans fil.

L'objectif de ces tests est de comparer le rendement des bobines réalisées en salle blanche du LAAS-CNRS vis-à-vis d'une bobine réalisée manuellement avec des fils de cuivre ainsi que d'une autre bobine commercialisée ; la référence WR483250-15M2-G distribuée par le fabricant TDK. Un prototype supplémentaire de bobine imprimée a également été développé avec une épaisseur de cuivre de 35 μm pour vérifier l'influence du facteur de qualité sur le rendement de la recharge sans fil. L'augmentation de cette épaisseur du cuivre n'altèrera pas grandement la valeur de l'inductance de la bobine, elle agit seulement sur la résistance qui sera divisée en deux, ce qui permettra l'obtention d'un meilleur facteur de qualité.

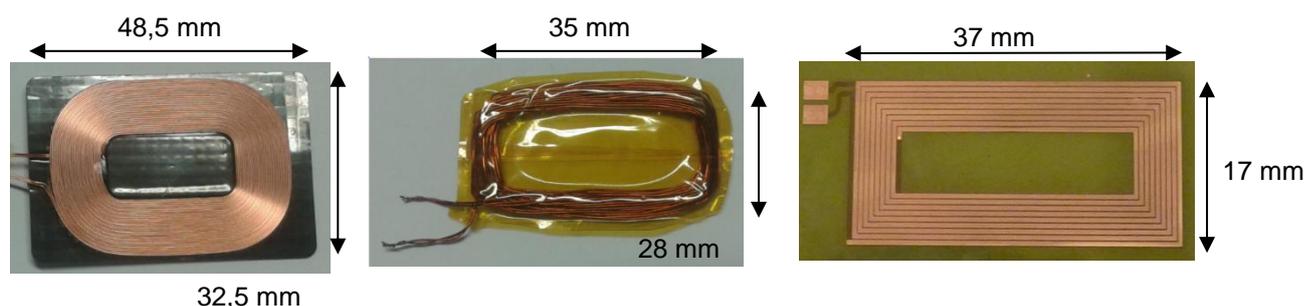
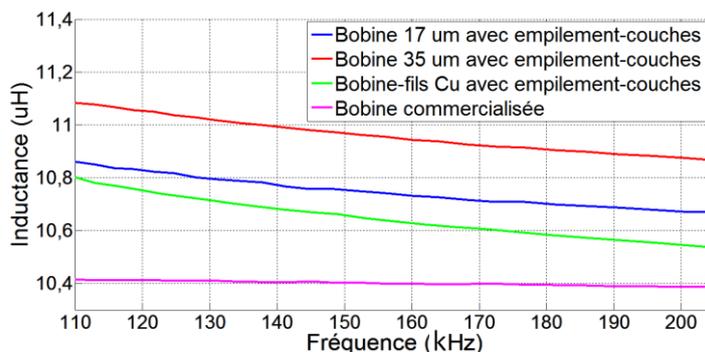


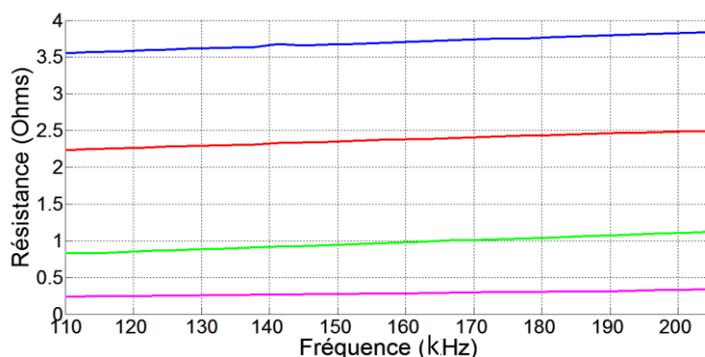
Figure 5.30 : Bobine commercialisée (WR483250-15M2-G) (gauche), bobine réalisée à la main (centre) et bobine imprimée (LAAS-CNRS) (droite).

La figure 5.31 présente une analyse comparative entre les caractéristiques électriques des bobines et la technologie utilisée pour les élaborer : dimension géométrique, fabrication imprimée et/ou filaire et commercialisée. Outre la bobine commercialisée, les autres bobines ont été testées et caractérisées avec la présence des couches constitutives du patch. Ceci afin de prendre en considération la totalité des paramètres physiques pouvant agir sur le rendement du système de recharge. Ces courbes de mesure sont réalisées dans la plage de fonctionnement du protocole Qi (110 kHz à 205 kHz) et révèlent que la valeur des inductances, qui s'échelonne de 10,8 μH à 11,1 μH est légèrement supérieure à celle issue du commerce mesurée à 10,4 μH . Concernant les résistances, on remarque que celles-ci sont bien inversement proportionnelles à la surface de conduction comme le prédit la théorie. C'est donc le facteur de qualité qui détermine les performances du rendement. La bobine du commerce semble la plus adaptée toutefois nous rappelons qu'elle n'est pas compatible avec les exigences d'intégration. Concernant la bobine filaire élaborée manuellement, le caractère non reproductible du facteur de forme, incompatible avec les exigences

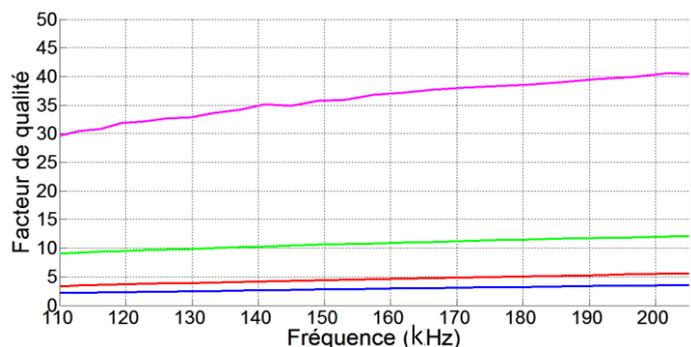
industrielles, ne nous permet pas de la retenir. Ceci explique pourquoi, notre choix s’oriente vers les bobines imprimées pour assurer la recharge sans fil. Dans la suite de notre travail, nous mènerons les tests avec l’ensemble des bobines, ceci dans un souci d’analyse comparative pour évaluer les performances du système de recharge.



(a) Inductance (μH)



(b) Résistance (Ω)



(c) Facteur de qualité

Figure 5.31 : Comparaison des performances des différentes bobines utilisées dans le test de rendement.

Une station de base issue du commerce, la référence «Ppmart Mc-02a» a été choisie pour mesurer le rendement. Pour réaliser ces tests, la distance entre la bobine de l’émetteur (la station) et celle du récepteur Q_i (le patch) est paramétrable par pas successifs de 1,6 mm. Le banc de test est présenté dans la figure 5.32, où nous pouvons identifier : le PCB du patch avec la présence des empilements relatifs aux différentes couches décrites dans le chapitre 3 (PCB, ferrite, batterie et bobine), une sonde à effet Hall (TCP0030 Tektronix) pour la mesure

du courant ainsi qu'un voltmètre (U1242A Agilent) pour mesurer les tensions en entrée de la station de base et la batterie.

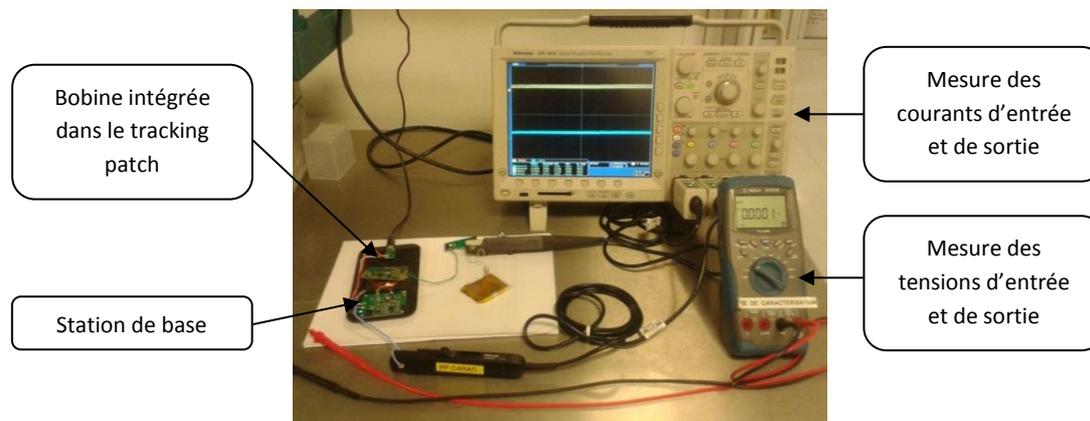


Figure 5.32 : Banc de test du rendement de la recharge sans fil.

Pour initier ces tests, nous avons fixé la distance de couplage à 1,6 mm et paramétré un courant de consigne de charge compris entre 7,5 mA et 350 mA. Les courbes de mesure relatives au rendement du système de recharge sont présentées sur la figure 5.33. Sur ce réseau de courbes, on constate que le rendement est d'autant meilleur que la consigne du courant de charge augmente, ce qui est conforme aux spécifications techniques du circuit de recharge. Ces premières mesures nous permettent de pré valider l'état fonctionnel du système de recharge.

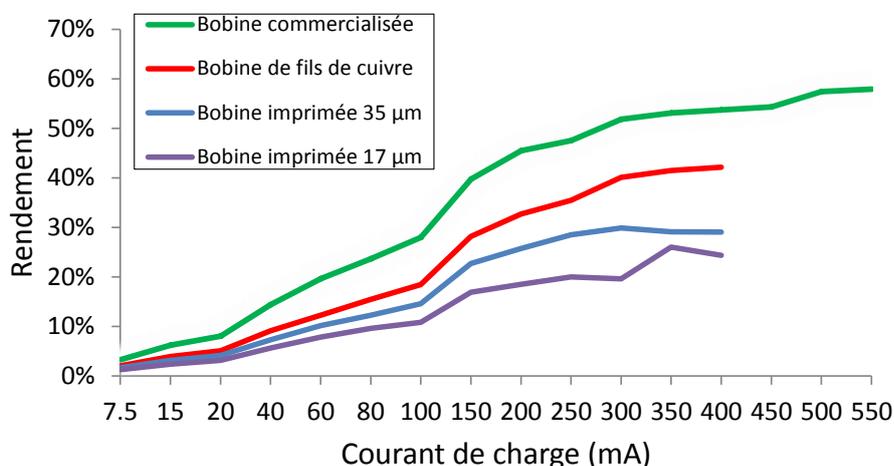


Figure 5.33 : Rendement du chargeur sans fil en fonction du courant de charge.

Pour un courant de 350 mA et malgré leurs faibles facteurs de qualité (6 fois plus petit que celui de la bobine commercialisée) les bobines imprimées réalisées en salle blanche du LAAS-CNRS atteignent un rendement maximal de 26%, ce qui représente la moitié du rendement de la bobine du commerce. On notera que cette performance peut être améliorée en utilisant des couches plus épaisses de cuivre pour réduire la résistance et

améliorer le facteur de qualité. Cette amélioration est visible sur la courbe relative à la bobine imprimée élaborée avec une épaisseur de cuivre de 35 μm .

Pour finaliser cette campagne de mesure, nous avons étudié la dépendance du rendement du système à la distance de couplage, ceci pour deux courants de charge distincts. Deux valeurs de courant ont été choisies : 7,5 mA (le courant fixé pour la recharge du patch) et 300 mA (c'est un point de référence nominal du composant/chargeur) avec une distance de travail qui s'échelonne d'un contact direct (0 mm) à une distance maximale au-delà de laquelle le système ne permet plus d'assurer convenablement la recharge de la batterie. Les résultats sont présentés sur la figure 5.34.

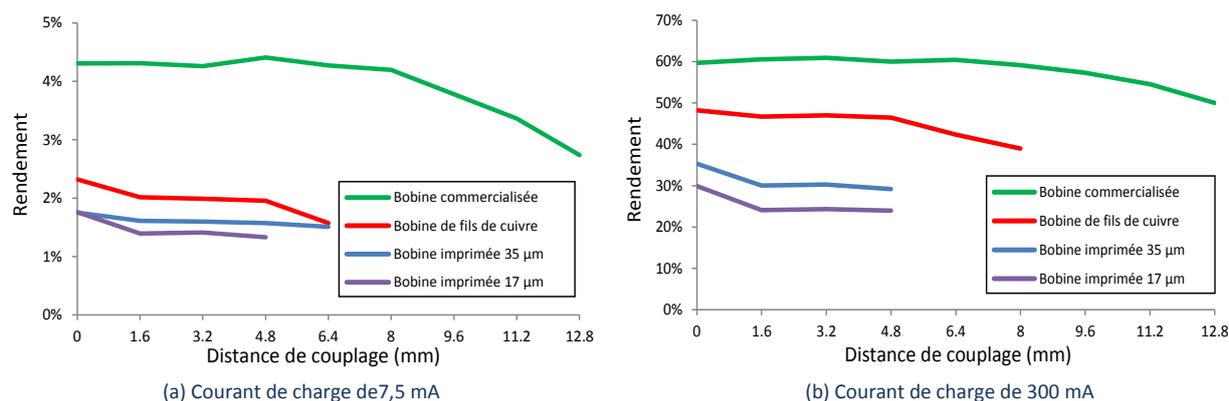


Figure 5.34 : Rendement du chargeur sans fil en fonction de la distance entre les bobines émettrice et réceptrice, courant de charge : (a) 7,5 mA et (b) 300 mA.

Nous pouvons remarquer que le rendement du système de recharge sans fil est peu sensible à la distance de travail, ce qui révèle un bon couplage entre émetteur et récepteur. Certes nos bobines ont un facteur de qualité moins important, mais elles répondent aux exigences d'intégration. Dans le cas d'un courant de charge que nous avons paramétré à 7,5 mA pour assurer la recharge du tracking patch, nos bobines assurent le transfert d'énergie jusqu'à une distance de 4,8 mm entre l'émetteur et le récepteur. Cette distance de travail est suffisante pour notre application. Les bobines réalisées en salle blanche du LAAS-CNRS (avec vias creux et/ou pleins) présentent donc un bon compromis entre performances électriques et critère d'intégration. A ce jour, nous possédons non seulement des bobines de plus petite taille que celles disponibles dans le commerce, mais en plus, elles nous permettent d'assurer une miniaturisation très aboutie du patch.

5.5. Caractérisation thermique

5.5.1. Cas de la recharge sans fil

5.5.1.1. Problématique de la recharge sans fil

La recharge sans fil de la batterie du patch étant basée sur l'exploitation du phénomène physique de l'induction magnétique. Il s'est avéré que dans notre expérience nous avons

constaté un échauffement thermique relativement élevé. Durant cette phase d'opération, comme le patch est immergé dans un flux magnétique, il résulte un dégagement de chaleur engendré par les courants de Foucault.

Une étude thermique du patch s'est avérée nécessaire pour investiguer et quantifier les variations de température inhérentes à la recharge. Pour évaluer l'impact de cette élévation thermique, nous nous sommes orientés vers une technique de mesure par thermographie infrarouge. Pour ce faire nous nous sommes appuyés sur l'utilisation d'une caméra thermique. Ce type de caméra repose sur la mesure des rayonnements infrarouges centrés à $10\ \mu\text{m}$ de longueur d'onde. Le banc de test thermique du patch est présenté dans la figure 5.35.

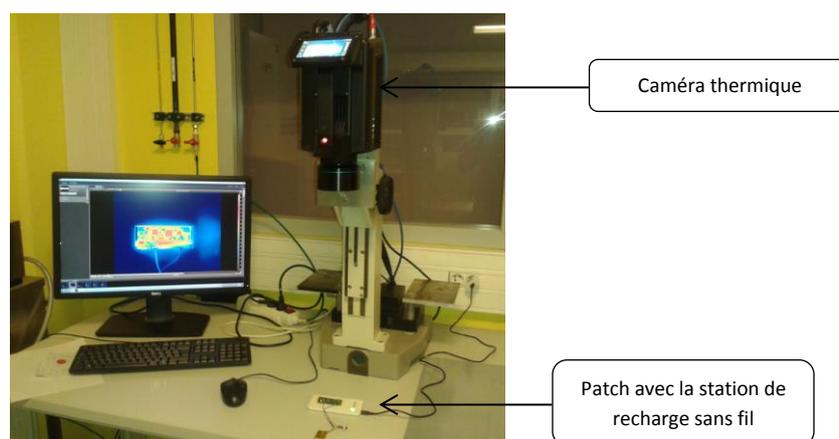


Figure 5.35 : Banc de test thermique du patch.

Pour mener notre investigation, une caméra de type « FLIR x6580sc » a été utilisée. Le patch et la station de base sont placés à une distance de 50 cm de l'objectif et la fréquence d'échantillonnage a été paramétrée à la cadence de 5 images/s. Des mesures complémentaires nécessaires à l'étalonnage de la caméra ont permis d'ajuster une émissivité moyenne de 0,92. Cette valeur d'émissivité tient compte des états de surface du substrat FR4, du vernis épargne ainsi que des packages des composants assemblés en surface.

La figure 5.36 révèle que la température du patch dépasse les 65°C à partir de 3min, ce qui est très préjudiciable pour la batterie. Les préconisations du constructeur stipulant que la température ne doit pas dépasser une valeur maximale de 45°C . De plus, le caractère exothermique de la batterie ne permet pas de tolérer ce mode d'utilisation.

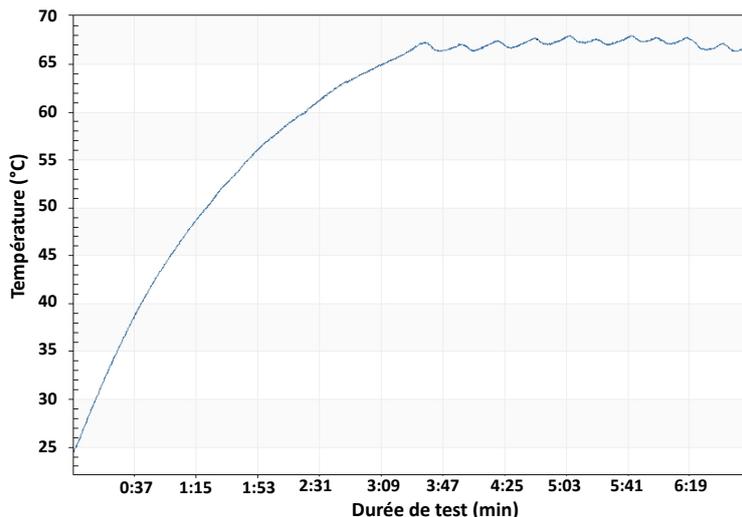


Figure 5.36 : Variation de la température du patch pendant la recharge sans fil.

Pour bien illustrer le phénomène, une figure complémentaire (figure 5.37) présente une séquence de l’élévation thermique consécutive à la recharge. Après vérification des courants de consigne de charge et d’intégrité fonctionnelle du chargeur, il s’est avéré que les lignes de champ magnétique induites dans la batterie sont à l’origine de cette élévation thermique.

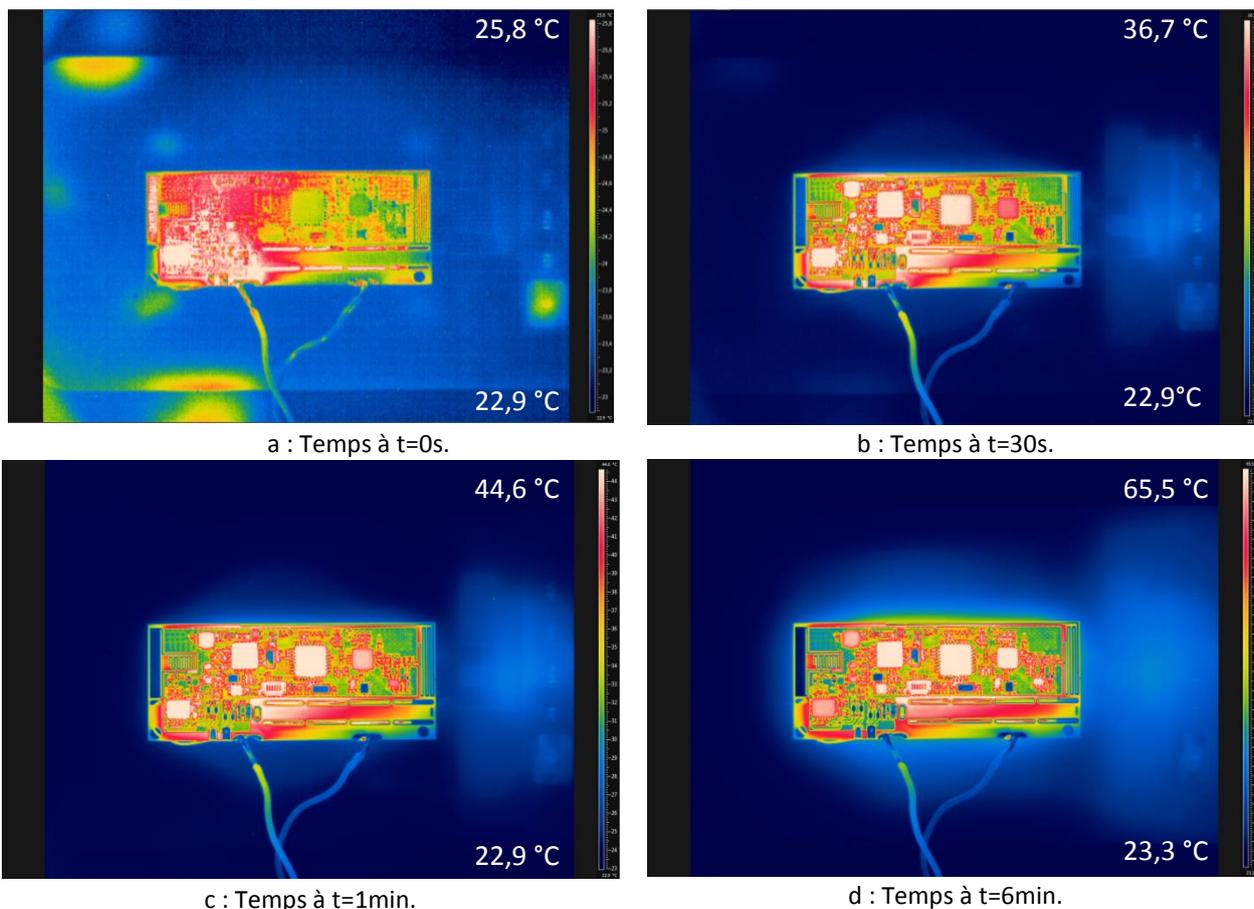


Figure 5.37 : Problématique de l’élévation thermique du patch ($T_{max}=65^{\circ}C$) pendant la phase de recharge sans fil.

5.5.1.2. Solution pour minimiser l'élévation thermique

Pour réduire l'échauffement de la batterie intégrée dans le patch, l'intégralité de la face inférieure de la batterie a été recouverte d'une couche de ferrite. Ceci en remplacement de la précédente couche qui était seulement localisée sur la partie centrale évidée de la bobine et dont le rôle initial (noyau magnétique) permettait d'augmenter l'inductance. Le redimensionnement de cette couche permet de mieux protéger la batterie vis à vis du champ magnétique et minimise ainsi les courants de Foucault induits. Les tests thermiques ont été reconduits, la figure 5.38 présente l'évolution thermique jusqu'à sa valeur maximale.

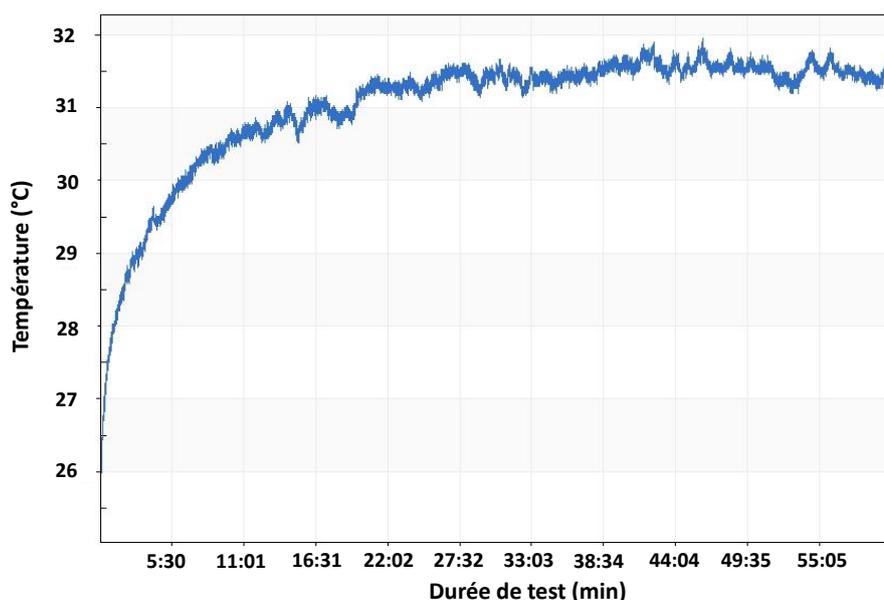
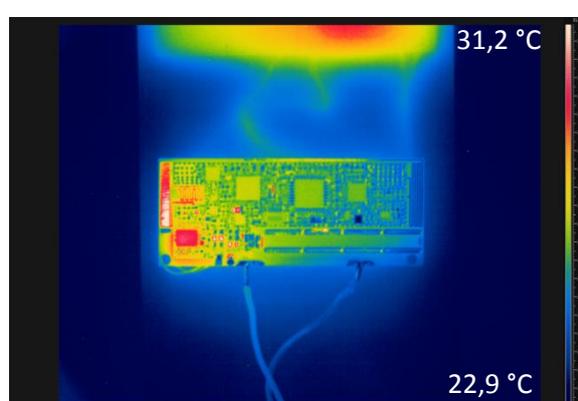


Figure 5.38 : Variation de la température du chargeur Qi lors de la recharge sans fil.

L'analyse de cette courbe révèle bien que la température maximale du patch ne dépasse pas les 32°C ceci après une heure de recharge. La couche de ferrite confère bien une protection contre l'élévation thermique de la batterie.



a : Temps à t=0s.



b : Temps à t=6min.

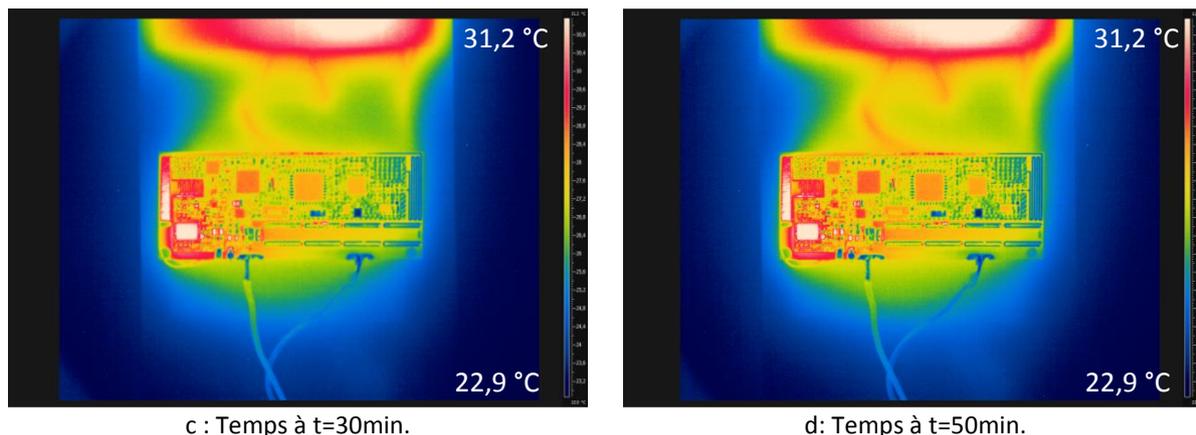


Figure 5.39 : Caractérisation thermique du patch lors de la recharge sans fil (Test 2).

La figure 5.39 présente des points de mesure de température du patch pendant le transitoire thermique, du début de la recharge jusqu’à sa phase nominale. Nous retiendrons qu’après une durée de 6 min, la température maximale est quasiment atteinte à $T=30^{\circ}\text{C}$, soit $1,5^{\circ}\text{C}$ de moins que T_{max} . La protection thermique de la batterie pendant la recharge est assurée.

5.5.2. Cas de la transmission RF de données

Le but de ce test est d’étudier la variation de la température du patch lors de la communication RF avec les stations Sigfox. Ces test ont été réalisés pour s’assurer, non seulement du caractère non dangereux du patch lorsqu’il est porté par une personne, ou bien encore en termes de confort et d’inconfort. Pour ce faire, le patch fonctionne en émission radio permanente. Comme prévu, la séquence thermique de la figure 5.40 révèle bien que la montée en température du transceiver.

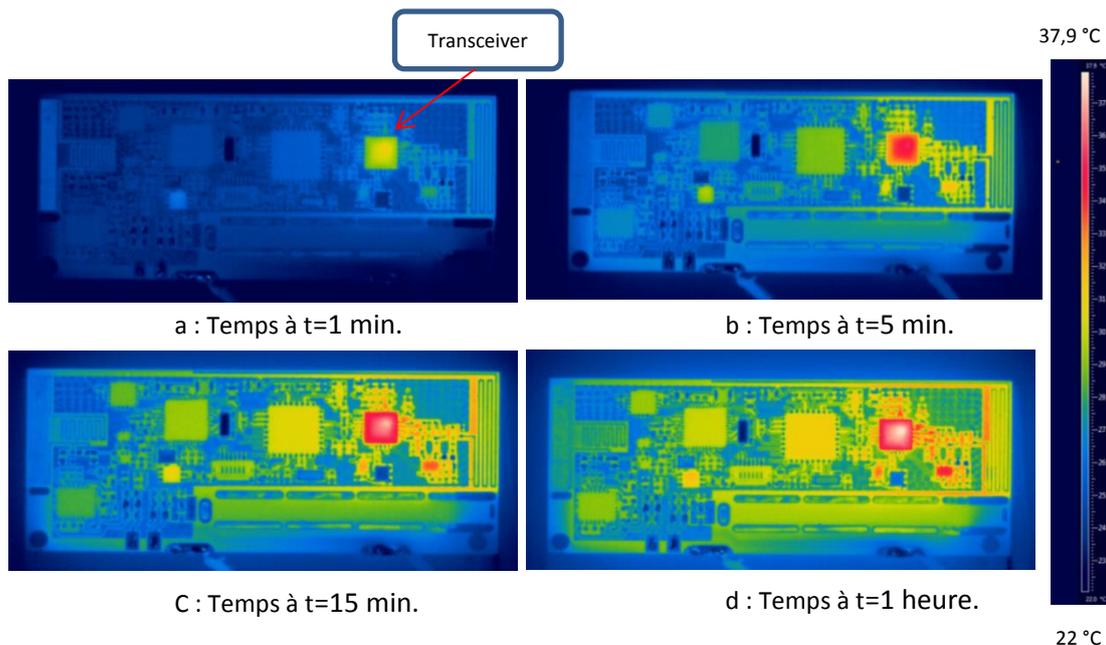


Figure 5.40 : Variation de la température du PCB du patch lors de la transmission RF.

Après une période d'émission RF d'une heure, la variation de la température du transceiver est présentée dans la figure 5.41. Cette caractérisation permet de confirmer que l'augmentation de température dans un mode de fonctionnement en continu ne dépasse pas les 37 °C. Sachant que dans son utilisation finale, le patch n'émettra pas d'ondes radio en permanence, le risque d'inconfort est donc inexistant.

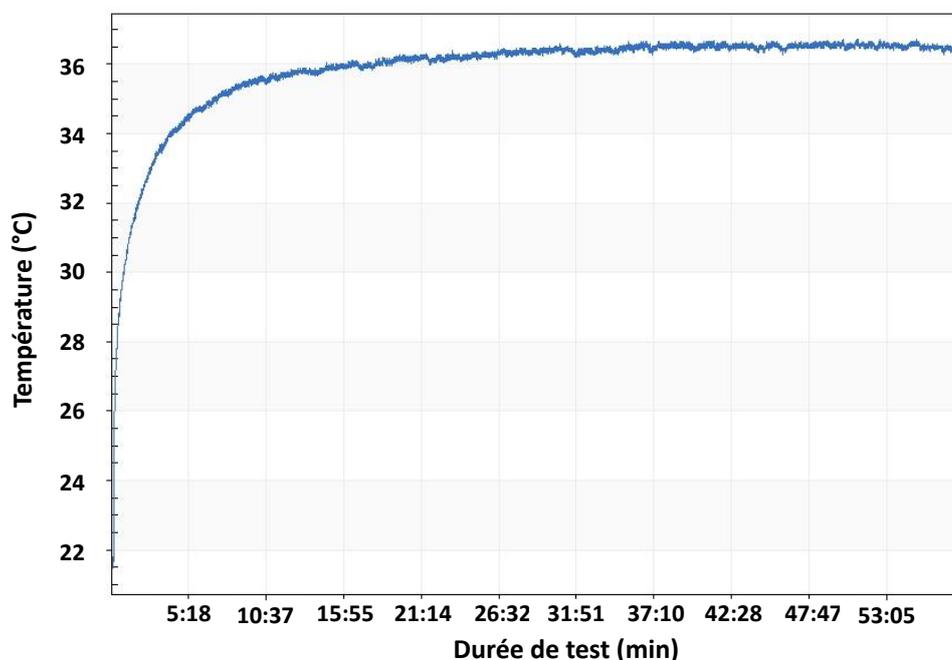


Figure 5.41 : Variation de la température du transceiver durant une heure de communication RF.

5.5.3. Cas de la géolocalisation GPS

Cette caractérisation est analogue au test précédent (cf. §5.5.2), à savoir : étudier la variation de la température du patch pendant l'activation de la géolocalisation GPS. Ces tests sont également menés pour s'assurer du caractère non dangereux du patch ou bien d'inconfort comme déjà discuté. Pour ce faire, le patch est dans un mode de tracking continu. La séquence thermique de la figure 5.42 révèle bien que c'est le récepteur GPS qui s'élève le plus en température.

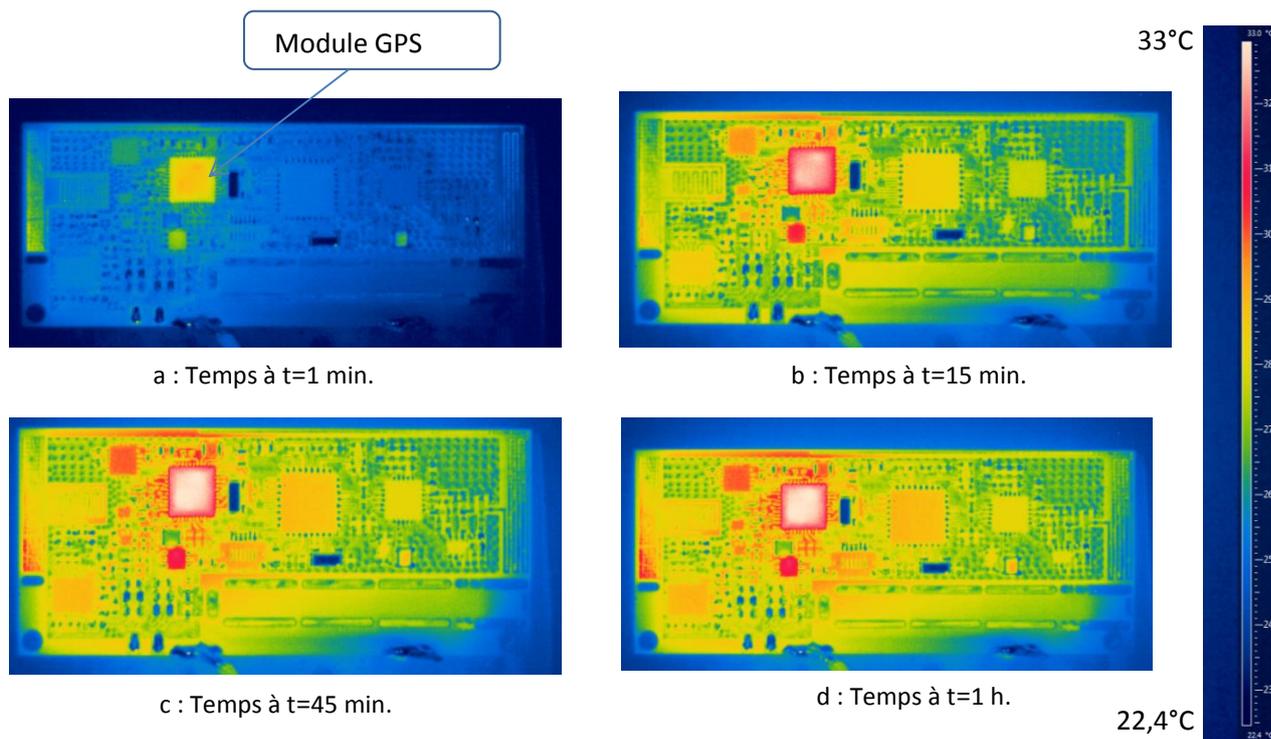


Figure 5.42 : Caractérisation thermique du récepteur GPS.

Après une période de fonctionnement d’une heure, la variation de la température du récepteur GPS est présentée dans la figure 5.43. Cette caractérisation permet également de confirmer que l’augmentation de température dans un mode de fonctionnement permanent ne dépasse pas les 32 °C. Sachant que dans son utilisation finale, la fonctionnalité GPS ne sera active qu’à des instants définis, le risque d’inconfort n’est pas problématique.

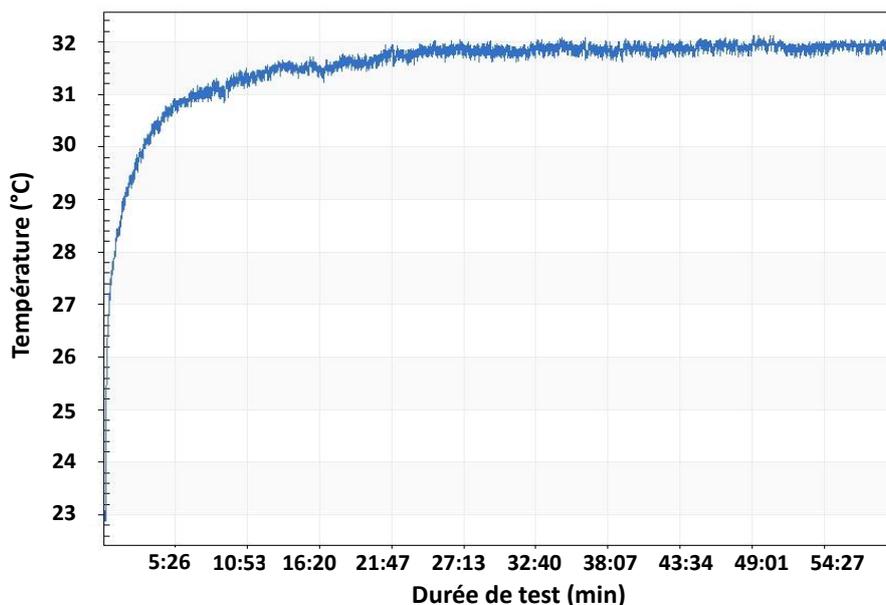


Figure 5.43 : Variation de la température du récepteur GPS.

5.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'intégralité des tests de caractérisation des fonctionnalités intégrées dans le patch. Nous retiendrons que les deux antennes PIFA (ISM 868 MHz et GPS) présentent un bon compromis tant en terme d'intégration que de performances. Les mesures RF détaillées dans ce chapitre, les coefficients de réflexion, les diagrammes de rayonnement ainsi que la communication avec les stations Sigfox attestent du bon fonctionnement de la communication radio et de la fonction de géolocalisation. Une campagne de mesure en situation réelle a été réalisée à la périphérie de notre laboratoire avec les deux versions du patch. L'analyse comparative des performances a révélé que la proximité du corps humain, conjugué à l'effet de sol, n'est pas préjudiciable à la transmission des trames radio.

Les contraintes inhérentes à l'exigence de l'étanchéité du patch, nous ont conduits au développement spécifique d'un système d'activation original commandé au moyen d'un champ magnétique externe. Parmi les solutions présentées, nous avons sélectionné et mis en œuvre un interrupteur analogique passif pour satisfaire cette exigence. Les mesures effectuées attestent du bon fonctionnement de cette fonctionnalité. De plus, cette dernière confère un intérêt particulier concernant la gestion de l'énergie par son caractère passif. Cette gestion d'énergie a également été rationalisée avec la mise en œuvre d'un système de protection de la batterie contre les décharges excessives. Une fonctionnalité supplémentaire d'activation et de désactivation du patch a été implémentée pour s'affranchir d'une décharge excessive de la batterie pendant le processus de recharge sans fil.

Ensuite, nous avons présenté les résultats de caractérisation des bobines réalisées en salle blanche du LAAS-CNRS et confronté nos résultats aux bobines filaires que nous avons élaborées manuellement ainsi qu'aux bobines commercialisées. Ces caractérisations ont permis de valider notre démarche de conception et de réalisation technologique puisque nous disposons de bobines miniaturisées fonctionnelles dédiées à la recharge sans fil.

Des mesures comparatives de rendement ont également été menées pour estimer les performances du système de recharge. Nous rappelons ici, que le facteur de qualité de nos bobines est 6 fois plus petit que les bobines commercialisées, mais il s'est avéré finalement que nous sommes parvenus à l'obtention d'un rendement de seulement 50% moins performant. Ces résultats témoignent du compromis entre performances électriques et critère d'intégration.

Enfin, dans notre expérience, nous nous sommes confortés à une problématique d'échauffement thermique du patch pendant la phase de recharge. Pour mener notre investigation, nous avons procédé à une caractérisation par thermographie infrarouge et trouvé une solution pour minimiser ces échauffements préjudiciables. Des tests complémentaires ont également permis d'attester le caractère non dangereux du patch pendant son fonctionnement lorsqu'il est positionné sur une personne.

Conclusion générale

Les nouvelles technologies peuvent-elles accompagner le suivi des personnes fragiles sans être ni invasives ni stigmatisantes ? A cette question d'enjeu sociétal où le besoin d'un suivi discret et ambulatoire est demandé par les gérontologues, nos travaux de recherche proposent le développement d'un patch à coller entre les deux omoplates combinant suivi d'activités, géolocalisation et recharge sans contact.

Nos travaux de recherche s'inscrivent dans la thématique scientifique de la surveillance de la santé humaine (Human Health Monitoring) où nos compétences se focalisent sur le volet technologique et intégration. Les travaux présentés ont été structurés en cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons proposé un état de l'art des dispositifs destinés à la surveillance de paramètres d'état de santé humaine. Nécessairement, nous nous sommes focalisés sur la classification des systèmes commercialisés et nous avons pu les inventorier depuis les dispositifs portables, les systèmes implantables, jusqu'à la corrélation de l'interaction humain/habitat via les maisons intelligentes. Ce travail nous a permis d'avoir une vision plus claire sur les caractéristiques que doit présenter notre système qui est développé dans le cadre du programme de recherche SACHA.

Le second chapitre est consacré aux fonctionnalités RF du tracking patch : la contrainte dimensionnelle du patch induisant des contraintes sur la modélisation des antennes ISM 868 MHz et GPS. Deux propositions de design d'antennes de type PIFA avec un compromis intégration/performances ont été proposées. Nous avons exposé dans ce chapitre, la démarche suivie pour le développement des antennes et comparé les résultats obtenus avec deux logiciels RF (ADS et HFSS) pour valider notre méthodologie.

Le troisième chapitre s'est focalisé sur la recharge sans fil. L'intégration de cette fonctionnalité vient de notre volonté d'assurer plus de simplicité de fonctionnement du patch ainsi que de garantir la caractéristique d'étanchéité avec l'utilisation d'un packaging adéquat. Pour ce faire, nous avons étudié les différentes technologies et protocoles les plus connus dans ce domaine. Le transfert magnétique nous semblant le plus approprié pour notre patch, deux méthodes (recharge par induction standard ou avec résonance) ont été testées pour retenir en fin de compte le protocole Qi qui est intégré dans le patch. La problématique majeure est une nouvelle fois celle de l'intégration sur une surface minimale en taille ; incompatible avec des bobines encombrantes commercialisées. La solution envisagée dans ce cas fût de développer de nouvelles bobines respectant les contraintes dimensionnelles de notre système. Une première famille basée sur des fils de cuivre a été présentée et validée par des différents tests et mesures.

Pour faire suite à la problématique déjà initiée dans le troisième chapitre à savoir la taille des bobines commercialisées, nous avons consacré la quatrième partie de ce manuscrit au développement des bobines imprimées pour la recharge sans fil du tracking patch. Nous avons détaillé la démarche de conception et de dimensionnement en partant d'un algorithme de calcul d'inductance qui a été programmé et comparé avec des résultats obtenus par des simulateurs RF. Ce modèle analytique a été utilisé pour le design de nos bobines et validé par simulation numérique incompatible du point de vue temps de calcul avec l'impératif d'optimisation.

Après la validation du modèle proposé, nous avons décrit les étapes technologiques des différents process réalisés en salle blanche de notre laboratoire ainsi que les différentes difficultés rencontrées. Plusieurs pistes ont été explorées avec des wafers et résines différentes pour aboutir à des prototypes fonctionnels.

Dans le dernier chapitre, nous présentons les différents tests et mesures faits dans le but de caractériser et valider les différentes fonctionnalités intégrées dans le tracking patch. Les coefficients de réflexions des différentes versions du patch ont été mesurés en prenant en considération toutes les couches constituant le patch à savoir le PCB, le packaging, la batterie, la bobine de recharge sans fil ainsi que la ferrite.

En plus de la mesure des diagrammes de rayonnement, d'autres tests « fonctionnalité système » ont été effectués pour valider la communication avec les stations Sigfox en cas nominal de fonctionnement et permis de valider notre méthodologie de conception. En plus de la caractérisation RF, nous avons aussi exposé d'autres fonctionnalités « gestion de l'énergie » comme l'activation du patch à l'aide d'un switch « Reed », la protection de la batterie ainsi que la désactivation du patch lors de la recharge. Concernant ce dernier point, les différentes bobines réalisées ont été caractérisées et comparées avec des bobines commercialisées en termes de rendement. Les modèles proposés présentent un très bon compromis intégration/rendement et peuvent assurer la recharge de la batterie jusqu'à une distance maximale de 4,8 mm entre le patch et la station de base.

Enfin, une étude thermique du patch a été faite pour s'assurer d'une part que, lors de la recharge le champ magnétique créé par la station de recharge ne cause pas une élévation de la température de la batterie ; et d'autre part, pour sécuriser le port du patch qui rappelons-le est un équipement médical voué à être porté sur la peau via un pansement dermo hypoallergénique.

Au terme de notre travail, nous disposons actuellement d'une version complète du tracking patch qui présente de bonnes performances en gardant un bon degré d'intégration, nous pensons que ce dispositif sera un point marquant au niveau des systèmes HHM.

Tables des figures

Chapitre 1

Figure 1.1 : Evolution du pourcentage de la population âgée de plus de 60 ans en France [1].	7
Figure 1.2 : Pyramide des âges en France	7
Figure 1.3 : Evolution du concept de télémédecine destiné à l'assistance des personnes dépendantes.	8
Figure 1.4 : Fonctionnalités du « tracking patch ».	9
Figure 1.5 : Répartition des personnes participantes à l'étude ALICE [14].	10
Figure 1.6 : Pourcentages d'acceptation pour le tracking et la détection de chutes [14].	10
Figure 1.7 : Exemple de détection de chute en calculant	12
Figure 1.8 : Exemple des capteurs utilisés dans © [2013] IEEE [26].	12
Figure 1.9 : ECG data logger [30].	14
Figure 1.10 : Antenne réalisée avec des fils de cuivre © [2014] IEEE [39].	15
Figure 1.11 : Patch SILMEE © [2013] IEEE [47].	16
Figure 1.12 : Patch électronique présenté dans © [2012] IEEE [48].	17
Figure 1.13 : Patch décrit dans [49].	17
Figure 1.14 : Peau électronique décrit dans [51].	18
Figure 1.15 : Stimulateur cardiaque implanté.	20
Figure 1.16 : Modèle DM2102 de SJM [67].	20
Figure 1.17 : Modèle Reveal de MedTronic [68].	20
Figure 1.18 : Système Proteus pour le monitoring de la prise de médicaments © [2015] IEEE [73].	21
Figure 1.19 : Architecture du système U-Health © [2011] IEEE [101].	23
Figure 1.20 : Technologies développées par le LAAS-CNRS.	24
Figure 1.21 : Batterie Li-Po avec faible épaisseur.	26
Figure 1.22 : Exemples de piles boutons.	26
Figure 1.23 : Architecture du « tracking patch ».	27

Chapitre 2

Figure 2.1 : Principe de la localisation par le temps de vol.	39
Figure 2.2 : Localisation TOA par trois stations.	40
Figure 2.3 : Principe de la technique TDOA.	41
Figure 2.4 : Localisation par la méthode AOA.	41
Figure 2.5 : Exemple d'un maillage RF pour la localisation par	42
Figure 2.6 : Localisation en utilisant des cellules GSM.	43
Figure 2.7 : Spectres bruts des signaux reçus par trois stations.	44
Figure 2.8 : Le signal en bande de base approchée (bleu) et les instants de décision du décodeur (obtenu par corrélation avec le préambule de synthèse).	44
Figure 2.9 : Dérive de phase mesurée par le décodage des datas.	45
Figure 2.10 : Le module du signal en bande de base corrigé (bleu), et celui du signal de synthèse (rouge) en phases après résolution du TOA.	45
Figure 2.11 : Fusions de TOA et DTOA d'un géodésique.	46
Figure 2.13 : Architecture du tracking patch.	48
Figure 2.13 : Exemple du coefficient de réflexion d'une antenne GPS.	49

Figure 2.14 : Types de polarisation d'une onde électromagnétique	49
Figure 2.15 : Exemple d'un diagramme de rayonnement d'une antenne	50
Figure 2.16 : Types d'antennes IFA.	50
Figure 2.17 : Exemple d'une antenne IFA utilisé dans un téléphone PALM (Abul Hussain-CC BY 2.0). 51	
Figure 2.18 : Géométrie d'une antenne IFA.	51
Figure 2.19 : Modèle équivalent d'une antenne IFA.	51
Figure 2.20 : Exemple d'une antenne dual bande.	52
Figure 2.21 : Miniaturisation d'une antenne IFA.	52
Figure 2.22 : Antenne IFA avec une charge capacitive.	53
Figure 2.23 : Antenne IFA reconfigurable en fréquence.	53
Figure 2.24 : Guide d'onde coplanaire avec plan de masse en dessous.	54
Figure 2.25 : Antenne IFA alimentée par un guide.	54
Figure 2.26 : Variation de l'impédance du guide d'onde en fonction de b.	55
Figure 2.27 : Variation de l'impédance du guide d'onde en fonction de a.	55
Figure 2.28 : Contraintes d'intégration de l'antenne ISM 868 MHz.	56
Figure 2.29 : Antenne quart d'onde ($\lambda/4=8,64$ cm).	57
Figure 2.30 : Coefficient de reflexion de l'antenne quart d'onde étudiée.	58
Figure 2.31 : Influence de la distance inter-brins sur la fréquence.	58
Figure 2.32 : Ajustement de la fréquence de résonance.	59
Figure 2.33 : Fréquence de résonance ramenée sur la bande 868 MHz.	59
Figure 2.34 : Influence de la distance entre le point d'alimentation et celui du court-circuit sur le S11 de l'antenne.	60
Figure 2.35 : Simulation de l'antenne ISM 868 MHz sous ADS et HFSS.	60
Figure 2.36 : Comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne.	61
Figure 2.37 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne ISM 868 MHz sous ADS.	61
Figure 2.38 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne ISM 868 MHz sous HFSS.	61
Figure 2.39 : Diagramme de rayonnement normalisé en dB dans les plans E et H.	62
Figure 2.40 : Antenne W3011 et son coefficient de réflexion [21] ; antenne céramique de type SMD polarisation linéaire, petite taille de $3,2 \times 1,6 \times 1,1$ mm ³ et faible masse 33 mg.	62
Figure 2.41 : Antenne GPS ADA-25252 [22] de type patch, polarisation circulaire droite (RHCP) qui caractérise les ondes émises par les satellites pour minimiser ainsi les pertes dues à la désadaptation de polarisation.	63
Figure 2.42 : Premier design de l'antenne GPS.	63
Figure 2.43 : Coefficient de réflexion de l'antenne GPS proposée.	63
Figure 2.44 : Intégration des deux antennes GPS et ISM 868 MHz.	65
Figure 2.45 : Coefficients de réflexion et de transmission sur les bandes ISM et GPS.	66

Chapitre 3

Figure 3.1 : Batterie LiPo utilisée dans le patch.	73
Figure 3.2 : Recharge par connecteur μ USB.	74
Figure 3.3 : Recharge sans fil de la batterie du patch.	74
Figure 3.4 : Chargeur de smart phone et tablette compatible avec le protocole Qi (Peter Burka - CC BY-SA 2.0).	75
Figure 3.5 : Recharge sans fil d'un véhicule électrique (Njo-CC BY-SA 3.0).	75
Figure 3.6 : Station de base Proxi-Point.	76
Figure 3.7 : PCB du chargeur sans fil.	77

Figure 3.8 : Tension à l'entrée du LTC4120 et courant de charge.....	77
Figure 3.9 : Comparaison de l'encombrement dû à l'ajout de la fonctionnalité de recharge sans fil pour le protocole Qi et la technologie DHC.	78
Figure 3.10 : Principe du transfert d'énergie par induction.....	78
Figure 3.11 : Techniques d'alignement bobines émettrices et réceptrice définies par le Qi.	79
Figure 3.12 : Codage des bits utilisés pour la communication.....	79
Figure 3.13 : Exemple de la structure d'un octet avec la valeur 0x35 comme donnée.....	80
Figure 3.14 : Structure des paquets envoyés par le récepteur Qi.....	80
Figure 3.15 : Stations pour la recharge sans fil Qi.....	80
Figure 3.16 : Circuit imprimé du chargeur sans fil.	81
Figure 3.17 : Bobine « WR-483250-15M2-G » de TDK [19].....	81
Figure 3.18 : Courant de charge 33,4 mA avec une ondulation de 10,17 %.	82
Figure 3.19 : Fin de charge de la batterie.....	82
Figure 3.20 : Bobines pour la recharge sans fil [19, 20].	82
Figure 3.21 : Bobinage et caractérisation d'une antenne pour la recharge sans fil.	83
Figure 3.22 : Concept des bobines simple et double fil.	83
Figure 3.23 : Empilement des différentes parties constituant le tracking patch.	85
Figure 3.24 : Comparaison des performances de la bobine utilisée pour le test de la recharge sans fil (a : Inductance, b : Résistance et c : Facteur de qualité).....	87
Figure 3.25 : Courant de charge avec une ondulation de 11,5 %.	87
Figure 3.26 : Coupure du courant en fin de charge.	88
Figure 3.27 : Simulation des deux antennes ISM et GPS sous ADS et HFSS.....	89
Figure 3.28 : Comparaison des coefficients de réflexion calculés avec ADS et HFSS.....	89
Figure 3.29 : Comparaison des coefficients de transmission calculés avec ADS et HFSS.	89
Figure 3.30 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne 868MHz obtenu avec ADS.	89
Figure 3.31 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne 868MHz obtenu avec HFSS.....	89
Figure 3.32 : Diagramme de rayonnement normalisé en dB de l'antenne 868 MHz dans les plans E et H.	90
Figure 3.33 : Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne GPS calculés avec ADS et HFSS.	90
Figure 3.34 : Comparaison des coefficients de transmission entre les deux antennes calculés avec ADS et HFSS.....	90
Figure 3.35 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne GPS obtenu avec ADS.	91
Figure 3.36 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne GPS obtenu avec HFSS.....	91
Figure 3.37 : Diagramme de rayonnement normalisé en dB de l'antenne GPS dans les plans E et H..	91

Chapitre 4

Figure 4.1 : Exemple d'un circuit souple utilisé dans un appareil photo Olympus Stylus (Steve Jurvetson, Menlo Park, USA- CC BY 2.0).....	97
Figure 4.2 : Vue interne d'un disque dur Seagate.....	97
Figure 4.3 : Bobine rectangulaire composée de 8 conducteurs.....	98
Figure 4.4 : Deux lignes conductrices parallèles.	98
Figure 4.5 : Interface graphique sous Matlab du calculateur d'inductance.	99
Figure 4.6 : Variation de l'inductance en fonction de la largeur des pistes w et la distance s qui les séparent, paramètres de la bobine fixes: longueur = 3 cm, largeur= 2 cm, 9 tours, 36 segments et une épaisseur de pistes de $17\mu\text{m}$	100

Figure 4.7 : Simulation des deux couches de la bobine réceptrice.	101
Figure 4.8 : Comparaison des résultats de simulation obtenus avec ADS et HFSS.	102
Figure 4.9 : Dépôt de la résine par enduction.	103
Figure 4.10 : Epaisseur de la résine HD-4110 en fonction de la vitesse de rotation [12].	103
Figure 4.11 : Principe de la photolithographie.	103
Figure 4.12 : Machine Karl Suss MA6 disponible en salle blanche du LAAS-CNRS.	104
Figure 4.13 : Principe de l'électrodéposition.	104
Figure 4.14 : Equipements d'électrodéposition de la salle blanche du LAAS-CNRS.	104
Figure 4.15 : Machine EVA 600 pour le dépôt par évaporation.	105
Figure 4.16 : Zone chimie de la salle blanche LAAS-CNRS.	105
Figure 4.17 : Jeu de masques conçu avec le logiciel Clewin.	106
Figure 4.18 : Présentation des différents masques utilisés pour la réalisation.	107
Figure 4.19 : Dépôt de la résine PI2611.	108
Figure 4.20 : Profil du programme de recuit du polyimide.	108
Figure 4.21 : Création des ouvertures réservées aux pads de connexion.	109
Figure 4.22 : Caractérisation des ouvertures réservées aux pads de connexion à l'aide d'un profilomètre KLA Tencor P16+.	110
Figure 4.23 : Métallisation de la plaque.	110
Figure 4.24 : Réalisation des pistes de cuivre des bobines imprimées.	111
Figure 4.25 : Partie de cuivre restante après la gravure chimique.	111
Figure 4.26 : Dépôt de la couche polyimide contenant les vias.	112
Figure 4.27 : Profil de la recette de recuit du polyimide.	112
Figure 4.28 : Couche polyimide HD-4110 avec vias.	113
Figure 4.29 : Evaporation Ti/Au.	113
Figure 4.30 : Dépôt de la résine BPN.	114
Figure 4.31 : Dépôt du deuxième Cu layer.	114
Figure 4.32 : Pistes du deuxième layer Cu.	114
Figure 4.33 : Dépôt du deuxième cover layer.	115
Figure 4.34 : Arrêt du process à raison du décollement prématuré de la couche sacrificielle !.	115
Figure 4.35 : Décollement des connexions métalliques et polyimide.	116
Figure 4.36 : Décollement d'une zone de cuivre.	116
Figure 4.37 : Les deux premières couches du polyimide.	117
Figure 4.38 : Pistes Cu.	117
Figure 4.39 : Gabarit formé par la résine BPN.	117
Figure 4.40 : Couche polyimide avec vias.	118
Figure 4.41 : Croissance électrolytique de Cu.	118
Figure 4.42 : Gabarit BPN.	118
Figure 4.43 : Dépôt de la dernière couche du polyimide.	118
Figure 4.44 : Trois prototypes de la bobine pour la recharge sans fil.	119
Figure 4.45 : Masque de croissance électrolytique des vias.	119
Figure 4.46 : Electrodéposition des vias.	120
Figure 4.47 : Profil des pistes Cu.	120
Figure 4.48 : Dépôt de la couche d'aluminium.	121
Figure 4.49 : Layer Al touché lors de la gravure du titane.	121
Figure 4.50 : Exemple de test de la gravure Si par l'hydroxyde de potassium (KOH).	122

Figure 4.51 : Polissage des bobines de la recharge sans fil.....	122
--	-----

Chapitre 5

Figure 5.1 : Fonctionnalités intégrées dans le tracking patch.....	129
Figure 5.2 : Prototype du Tracking patch.	130
Figure 5.3 : Banc de mesure du coefficient de réflexion de l'antenne ISM.	130
Figure 5.4 : Impédance d'entrée (gauche) et S11 de l'antenne PIFA 868 MHz (droite).	131
Figure 5.5 : Exemple de test de l'antenne 868 MHz avec	131
Figure 5.6 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne	132
Figure 5.7 : Antenne de référence.	132
Figure 5.8 : Antenne de calibration.....	132
Figure 5.9 : Calcul du rapport de puissance.	132
Figure 5.10 : Caractérisation des antennes du patch.....	133
Figure 5.11 : Diagramme de rayonnement de l'antenne 868 MHz.....	133
Figure 5.12 : Emplacement du câble UFL.....	133
Figure 5.13 : Résultat du test de l'antenne PIFA.....	134
Figure 5.14 : Test de la liaison RF en cas de chute sur le dos.....	135
Figure 5.15 : Fonctionnalités du tracking patch v2.	136
Figure 5.16 : Coefficients de réflexion des antennes PIFA (a) : ISM 868 MHz et (b) : GPS.	136
Figure 5.17 : Diagramme de rayonnement de l'antenne 868 MHz.....	137
Figure 5.18 : Diagramme de rayonnement de l'antenne GPS.....	137
Figure 5.19 : Test de communication RF entre le tracking patch et les stations Sigfox.....	138
Figure 5.20 : Activation par switch Reed.....	139
Figure 5.21 : Activation du patch avec un aimant externe.	139
Figure 5.22 : Fonctionnement de la protection « undervoltage »(a : Coupure à $V_{bat}=2,86V$ et b : activation à $V_{bat}=3,34V$).....	140
Figure 5.23 : Tension à la sortie du régulateur (a : coupure avec la présence du chargeursans fil et b : Réactivation en fin de charge).....	140
Figure 5.24 : Caractérisation des bobines pour la recharge sans fil.....	141
Figure 5.25 : Comparaison des performances des deux familles de bobines : vias pleins et vias métallisés.....	142
Figure 5.26 : Test de la recharge sans fil.	143
Figure 5.27 : Courant de charge de 22 mA.....	143
Figure 5.28 : Variation des performances des bobines imprimées avec la présence de la batterie, ferrite et PCB du patch	144
Figure 5.29 : Principe de la mesure du rendement de la recharge sans fil.....	145
Figure 5.30 : Bobine commercialisée (WR483250-15M2-G) (gauche), bobine réalisée à la main (milieu) et bobine imprimée (LAAS-CNRS) (droite).....	145
Figure 5.31 : Comparaison des performances des différentes bobines utilisées	146
Figure 5.32 : Banc de test du rendement de la recharge sans fil.	147
Figure 5.33 : Rendement du chargeur sans fil en fonction du courant de charge.....	147
Figure 5.34 : Rendement du chargeur sans fil en fonction de la distance entre	148
Figure 5.35 : Banc de test thermique du patch.....	149
Figure 5.36 : Variation de la température du patch.....	150
Figure 5.37 : Problématique de l'élévation thermique du patch ($T_{max}=65^{\circ}C$) pendant la phase de recharge sans fil.....	150

Figure 5.38 : Variation de la température du chargeur Qi lors de la recharge	151
Figure 5.39 : Caractérisation thermique du patch lors de la recharge sans fil (Test 2).	152
Figure 5.40 : Variation de la température du PCB du patch lors de la transmission RF.	152
Figure 5.41 : Variation de la température du transceiver durant une heure	153
Figure 5.42 : Caractérisation thermique du récepteur GPS.	154
Figure 5.43 : Variation de la température du récepteur GPS.....	154

Tables des tableaux

Chapitre 1

Tableau 1.1 : Exemples d'études des technologies de surveillance par les personnes âgées.	11
Tableau 1.2 : Exemples de vêtements pour la surveillance de santé.	15
Tableau 1.3 : Exemples de quelques patches développés.	19
Tableau 1.4 : Exemples de quelques systèmes avalables.	21
Tableau 1.5 : Exemples de quelques technologies pour la localisation Indoor.	22
Tableau 1.6 : Exemples de produits commercialisés en France.	26

Chapitre 2

Tableau 2.1 : Pertes dues à la désadaptation de polarisation [1].	50
Tableau 2.2 : Exemples de proposition de design pour l'antenne GPS.	65

Chapitre 3

Tableau 3.1 : Comparaison des techniques de recharge sans fil étudiées.	75
Tableau 3.2 : Comparaison des différentes bobines développées pour la recharge sans fil.	84

Chapitre 4

Tableau 4.1 : Comparaison des inductances calculées à l'aide de l'algorithme de Greenhouse et ADS.	99
Tableau 4.2 : Comparaison des résultats obtenus avec la gravure chimique.	114

Chapitre 5

Tableau 5.1 : Résultats du deuxième test.	135
--	-----

Production scientifique

Revue internationale :

B. HAJJINE, C. ESCRIBA and J.-Y. FOURNIOLS, « Overview of antennas on flexible substrates », *International Journal of Electronics & Communication Technology*, vol.5, n°3, pp.321-345, 2014

B. HAJJINE, C. ESCRIBA, S. CHARLOT, A. HEMERYCK, J. ROUX, S. F. ZEDEK and J.-Y. FOURNIOLS, « Development of a printed coil for wirelessly charging a tracking elderly patch », *Wireless Engineering and Technology*, vol 7.2, 83-95, April 2016

B. HAJJINE, C. ESCRIBA, P.ACCO, G. SOTO ROMERO, E. CAMPO, D. FILHOL, A. GAUDON, Dr L. BORIES and J.-Y. FOURNIOLS, « Integration of a dual GPS and ISM antenna PIFA in a human body patch for elderly tracking », *Open Journal of Antennas and Propagation*, vol 4.2, 34-45, 2016

Congrès internationaux :

B. HAJJINE, C.ESCRIBA, E.CAMPO, S.ZEDEK, P.ACCO, G.SOTO ROMERO, A.HEMERYCK and J.-Y.FOURNIOLS, « Development of an electronic patch for falls detection and elderly tracking » *Proceedings of the International Conference on Biomedical and Health Informatics (ICBHI)*, 9-10 October 2015, Haikou, China

Congrès nationaux :

B. HAJJINE, C. ESCRIBA et J.-Y. FOURNIOLS, « Conception, réalisation et caractérisation d'un patch électronique pour la surveillance des personnes âgées et dépendantes » *Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique (JNRDM)*, 11-13 Mai 2016, Toulouse, France

Glossaire

A

A4WP : Alliance For Wireless Power

ADS : Advanced Design System

AGGIR : Autonomie Gérontologie-Groupe Iso-Ressources

AOA : Angle Of Arrival

B

BLE : Bluetooth Low Energy

BPI : Banque Publique d'Investissement

C

CBCPW : Conductor-Backed CoPlanar Waveguide

CEM : Compatibilité ElectroMagnétique

D

DHC : Dynamic Harmonization Control

E

ECG : Electrocardiographie

EHPAD : Etablissement d'Hébergement pour Personnes Agées Dépendantes

F

FEDER : Fonds Européen de Développement Economique et Régional

FEM : Finite Element Method

FSK : Frequency-Shift Keying

G

GIR : Groupes Iso-Ressources

GPRS : General Packet Radio Service

GPS : Global Positioning System

GSM : Global System for Mobile Communications

GSR : Galvanic Skin Response

H

HCN : Home Communication Network

HFSS : High Frequency Electromagnetic Field Simulation

HHM : Human Health monitoring

I

IFA : Inverted F Antenna

IIFA : Integrated Inverted F Antenna

IHM : Interface Homme Machine

IOT : Internet Of Things

ISM : Industriel, Scientifique et Médical

L

LCP : Liquid Crystal Polymer

LBS : Location-Based Services

M

MEMS : Micro-ElectroMechanical System

MMS : Multimedia Messaging Service

N

N2IS : Nano Ingénierie et Intégration des Systèmes

P

PET : PolyEthylène Téréphtalate

PGMEA : Propylene Glycol Monomethyl Ether Acetate

PIFA : Planar Inverted F Antenna, Printed Inverted F Antenna

PMA : Power Matters Alliance

PMOS : P-type Metal-Oxide-Semiconductor

PPG : PhotoPlethysmoGram

R

RFID : Radio Frequency Identification

RHCP : Right Hand Circular Polarization

RSSI : Received Signal Strength Indication

S

S4M : Smart Sensing and SystemS Monitoring

SACHA : Search And Computerize Human Acts

SHM : Structural Health Monitoring

SMS : Short Message Service

SNR : Signal-to-Noise Ratio

T

TDOA : Time Difference Of Arrival

TOA : Time Of Arrival

V

VFC : Variabilité de la Fréquence Cardiaque

VNA : Vector Network Analyzer

W

WBAN : Wireless Body Area Network

WIFA : Wired Inverted F Antenna

WPC : Wireless Power Consortium

Conception, réalisation et intégration technologique d'un patch électronique : application à la surveillance des personnes âgées

Résumé

30% de la population Française dépassant l'âge des 60 ans en 2035, la notion d'accompagnement de la dépendance des personnes âgées est un enjeu sociétal avec l'impératif de prévention des risques à domicile. C'est dans ce contexte, avec l'arrivée des technologies d'intégration et de l'IoT que nous avons entrepris de concevoir et réaliser un patch électronique miniature capable de géolocalisation pour déclencher des alarmes en cas de fugue, de chute ou de déambulation. Un enjeu est la réalisation d'antennes sur substrats souples comme éléments clés des fonctions de géolocalisation et de recharge par induction. Un travail de modélisation a permis l'optimisation d'antennes imprimées présentant un bon compromis intégration/performance. Un procédé technologique en salle blanche a été développé pour réaliser des antennes bicouches sur substrat polyimide souple. Plusieurs prototypes de patch complet ont été testés et validés en centre d'EHPAD.

Mots clés : Patch électronique, antennes imprimées, recharge sans fil, modélisation FEM, bande ISM, GPS, protocole Qi, couplage CEM, personnes âgées, chute, fugue, alarme.

Conception, realization and technological integration of an electronic patch: application to the elderly monitoring

Abstract

30 % of the French population being over the age of 60 years in 2035, the notion of accompaniment of the elderly dependence is a societal challenge with the imperative of risks prevention at home. It is in this context, with the arrival of the technologies of integration and the IoT that we undertook to conceive and realize a miniature electronic patch capable of geolocalization to trigger alarms in the case of fugue, fall or wandering. A challenge is the design of antennas on flexible substrates as key elements of the functions of geolocalization and charging by induction. A modeling work allowed the optimization of printed antennas presenting a good compromise integration / performance. A technological process in the cleanroom was developed to carry out bilayers antennas on flexible substrate (polyimide). Several prototypes of complete patch were tested and validated in the EHPAD center.

Keywords: electronic patch, printed antennas, wireless charging, FEM modeling, ISM Band, GPS, Qi protocol, EMC coupling, elderly, fall, fugue, alarm.