



HAL
open science

Conception et caractérisation de systèmes antennaires pour systèmes RFID et objets télé-alimentés

Matthieu Egels

► **To cite this version:**

Matthieu Egels. Conception et caractérisation de systèmes antennaires pour systèmes RFID et objets télé-alimentés. Electronique. Aix Marseille Université, 2018. tel-02497467

HAL Id: tel-02497467

<https://hal.science/tel-02497467>

Submitted on 3 Mar 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



HABILITATION A DIRIGER LES RECHERCHES

École doctorale : Physique, Modélisation et Sciences pour l'ingénieur

Présentée par

Matthieu EGELS

Équipe d'accueil : RFID Capteurs

Titre du mémoire :

**Conception et caractérisation de systèmes antennaires pour
systèmes RFID et objets télé-alimentés**

Soutenue le 29 Juin 2018

devant le jury composé de :

M. Robert STARAJ	Rapporteur
M. Hervé TORTEL	Rapporteur
M. Tan-Phu VUONG	Rapporteur
M. Gaëlle LISSORGUES	Examineur
M. Étienne PERRET	Examineur
M. Philippe PANNIER	Examineur

Sommaire

I	Curriculum Vitae	9
1	Résumé de Carrière	11
1.1	Curriculum vitæ succinct	12
1.2	Activités d'enseignement	13
1.2.1	Implication dans le DUT	14
1.2.2	Implication dans les Licences Professionnelles	14
1.2.3	Implication administrative du Département	16
1.3	Activités de recherche	17
1.3.1	Travaux post-doctoraux	17
1.3.2	Travaux au sein de l'équipe Conception de Circuits Intégrés	18
1.3.3	Travaux au sein de l'équipe RFID Capteurs	18
1.4	Implication dans des projets	18
1.5	Implication dans la vie scientifique internationale	20
1.6	Encadrement doctoral et post -doctoral	20
1.6.1	Encadrement doctoral	20
1.6.2	Encadrement post doctoral	21
1.6.3	Responsabilités scientifiques	21
1.7	Valorisation	21
1.8	Vie Associative	22
II	Travaux de recherches	27
2	Conception d'antennes pour lecteurs RFID UHF	35
2.1	Étude bibliographique	36
2.2	Antennes à polarisation linéaire	39
2.2.1	Analyse du problème	40
2.2.2	Conception de l'antenne	42
2.3	Antennes à polarisation circulaire	44
2.3.1	Démarche générale de conception	44
2.3.2	Fonctionnement et conception d'AMC	45
2.3.3	Miniaturisation de cellules AMC	46
2.3.4	Impact du choix des matériaux dans la conception d'AMC miniaturisée double couche	50

2.3.5	Pistes de conception d'éléments rayonnant à polarisation circulaire	51
2.3.6	Antenne cross dipôle	52
2.3.7	Antenne anneau	54
2.4	Miniaturisation d'éléments rayonnants	56
2.4.1	Miniaturisation par création d'ondes lentes	57
2.4.2	Miniaturisation par pliage	59
2.4.3	Réduction du nombre de sources	61
2.4.4	Finalisation de l'antenne : ajout de l'AMC	62
2.4.5	Situation par rapport à l'état de l'art	64
2.4.6	Limites des méthodes de conceptions proposées	66
2.5	Antenne pour récepteur UWB à réjection de la bande UHF-RFID	66
2.5.1	Positionnement du problème	66
2.5.2	Antenne pour récepteur UWB à rejection de la bande UHF-RFID	67
2.6	Conclusions et perspectives	73
2.6.1	Conclusions	73
2.6.2	Perspectives	75
3	Conception d'antennes pour étiquettes RFID et objets télé-alimentés	81
3.1	Etude bibliographique	82
3.1.1	Etat de l'art des antennes pour étiquettes pour identifications de pièces métalliques	82
3.1.2	État de l'art des antennes pour étiquettes et systèmes RFID pour applications biomédicales	83
3.2	Antennes pour les étiquettes d'identification radio-fréquence	86
3.2.1	Méthode générale de conception	86
3.2.2	Méthodes de caractérisation	87
3.2.3	Antennes pour identification d'éléments métalliques	89
3.2.4	Antennes pour applications biomédicales	95
3.2.5	Positionnement par rapport à l'état de l'art	100
3.3	Antennes pour les systèmes de récupération d'énergie	102
3.3.1	État de l'art des systèmes de récupération d'énergie	102
3.3.2	Conception d'antenne bi-bande pour système de récupération d'énergie	103
3.3.3	Conception d'antenne pour pulseur UWB télé-alimenté	108
3.4	Conclusions et perceptives	110
3.4.1	Conclusions	110
3.4.2	Perspectives	111

III Recueil de publications personnelles**133**

Introduction Générale

Ce manuscrit relate l'ensemble des travaux développés lors de ma carrière de maître de conférence qui a débuté en octobre 2007. Ce métier d'enseignant chercheur est le fruit d'une longue démarche commencée lors de mon stage de BTS qui s'est déroulé dans un laboratoire de géophysique à Paris. Après cette expérience j'ai choisi de m'orienter vers les métiers de l'ingénierie et de la recherche. Mon stage de fin d'étude de cycle ingénieur mené en parallèle d'un Diplôme d'Etude Approfondie en électronique option microonde et télécommunication n'a fait que confirmer ce choix.

J'ai effectué ma thèse dans l'équipe conception de circuit du Laboratoire Matériaux et Micro-électronique de Provence (actuellement l'IM2NP). Mes travaux portaient sur la conception d'amplificateurs faible bruits hyperfréquences en technologie CMOS. Pendant cette période j'ai commencé mes investigations dans le domaine de l'électromagnétisme par l'élaboration de modèles d'interconnexions compatibles avec les technologies CMOS standards valables jusqu'à 60 GHz.

C'est cette voie que j'ai choisie d'approfondir durant mes travaux post-doctoraux. Ils ont consisté à proposer des méthodes de conception pour intégrer des circuits hyperfréquences dans des boîtiers faibles coûts en incluant les interconnexions des boîtiers dans la conception même du circuit. C'est naturellement qu'après mon recrutement comme maître de conférence à l'IUT GEII de Marseille avec le L2MP comme laboratoire de rattachement que j'ai rejoint l'équipe CCI du L2MP pour poursuivre mes travaux dans ce domaine.

Les besoins en efforts de recherche, mes aspirations personnelles et la création de l'équipe RFID on fait qu'en 2009 j'ai demandé à l'intégrer grâce à une reconversion thématique vers la conception de systèmes antennaires.

J'ai choisi de ne présenter que les travaux effectués depuis ma reconversion thématique. En effet celle ci ayant eu lieu au début de ma carrière ils en représentent la majeure partie. Les autres sont mentionnés et décrits brièvement dans la partie du mémoire consacrée au résumé de ma carrière. Le manuscrit est organisé en deux grandes parties.

La première est dédiée à un résumé de ma carrière décrivant mes activités scientifiques dans leur globalité. Cette partie débute par l'exposé des enseignements, des tâches administratives et de mon implication dans la vie du département Génie Électrique et Informatique Industrielle (GEII) de l'Institut Universitaire de Technologie d'Aix Marseille Université (IUT-AMU). Un résumé des travaux depuis mon recrutement comme maître de conférence ainsi que les différentes fonctions que j'occupe ou que j'ai occupé dans le laboratoire et dans la communauté scientifique closent cette première partie.

La seconde partie est consacrée aux travaux sur les systèmes antennaires pour la RFID et les objets connectés que j'ai développés ou encadrés. Cette partie est divisée en deux. La première partie est dédiée aux méthodes de conception et de caractérisation d'antenne pour les lecteurs et la seconde aux mêmes thématiques mais pour les antennes des récepteurs.

Première partie

Curriculum Vitae

Chapitre 1

Résumé de Carrière

Sommaire

1.1	Curriculum vitæ succinct	12
1.2	Activités d'enseignement	13
1.2.1	Implication dans le DUT	14
1.2.2	Implication dans les Licences Professionnelles	14
1.2.3	Implication administrative du Département	16
1.3	Activités de recherche	17
1.3.1	Travaux post-doctoraux	17
1.3.2	Travaux au sein de l'équipe Conception de Circuits Intégrés	18
1.3.3	Travaux au sein de l'équipe RFID Capteurs	18
1.4	Implication dans des projets	18
1.5	Implication dans la vie scientifique internationale	20
1.6	Encadrement doctoral et post -doctoral	20
1.6.1	Encadrement doctoral	20
1.6.2	Encadrement post doctoral	21
1.6.3	Responsabilités scientifiques	21
1.7	Valorisation	21
1.8	Vie Associative	22

1.1 Curriculum vitæ succinct

Etat Civil

Matthieu EGELS

Né le 09 Avril 1977 à Paris

Nationalité française.

Célibataire

mel : matthieu.egels@im2np.fr

■ Diplômes et titres universitaires

⇒ 2006 : Diplôme de Doctorat

- *Lieu* : Université de Provence, Aix-Marseille I.
- *Discipline doctorale* : Physique, modélisation et sciences pour l'ingénieur.
- *Mention* : Très honorable.

⇒ 2003 : Diplôme d'Etude Approfondies

- *Lieu* : Université Denis Diderot, Paris VI.
- *Discipline* : Électronique option télécommunication.
- *Mention* : Assez bien.

⇒ 2003 : Diplôme d'ingénieur

- *Lieu* : École Nationale de l'électronique et de ses Application, Cergy-Pontoise.
- *Option* : Électronique Communication et Micro-ondes.

■ Emplois occupés

⇒ Depuis 2013 : Aix-Marseille Université

- *Fonction* : Maitre de conférence.
- *Affectation* : Département Génie Électrique et Informatique Industrielle (GEII) de l'Institut Universitaire de Technologie.

⇒ De 2008 à 2013 : Université Paul Cézanne, Aix-Marseille III

- *Fonction* : Maitre de conférence.
- *Affectation* : Département Génie Électrique et Informatique Industrielle (GEII) de l'Institut Universitaire de Technologie.

⇒ De 2007 à 2008 : Université Paul Cézanne, Aix-Marseille III

- *Fonction* : Maitre de conférence stagiaire.
- *Affectation* : Département Génie Électrique et Informatique Industrielle (GEII) de l'Institut Universitaire de Technologie.

⇒ De 2006 à 2007 : Université de Provence Aix-Marseille I

- *Fonction* : Chercheur Post-Doctorant.
- *Lieu* : Laboratoire de Matériaux et de Mircoélectronique de Provence (L2MP), Marseille.

⇒ De 2003 à 2006 : Université de Provence Aix-Marseille I

- *Lieu* : Laboratoire de Matériaux et de Microélectronique de Provence (L2MP), Marseille.
- *Fonction* : Doctorant

■ Implication dans le milieu associatif

- ⇒ Spéléologue depuis de nombreuses années.
- ⇒ Initiateur fédéral depuis 2013.
- ⇒ Club ASN-13 (Amitié Sport Nature)
 - Responsable de la section spéléo du Club ASN basé à Vitrolles depuis 2010.
 - Membre du CA depuis 2011.
 - Trésorier depuis Septembre 2015.
- ⇒ Comité Départemental de Spéléologie des Bouches du Rhône (CDSC-13)
 - Membre du conseil d'administration depuis 2012.
 - Responsable de la commission Enseignement depuis 2013.
 - Membre des commissions documentaire et scientifique.
 - Photographe amateur, topographe responsable de la synthèse topographique des grandes cavités des Bouches du Rhône.
 - Membre du Spéléo-Secours Français comme équipier.

1.2 Activités d'enseignement

Ayant reçu une formation de technicien supérieur c'est naturellement que j'ai choisi de candidater à des postes d'enseignants chercheurs dans des IUT. Les atouts de ces formations sont nombreux :

- proportion importante de travaux pratiques,
- programme pédagogique national (PPN) spécifique à chaque filière,
- formation sélective,
- formation permettant de poursuivre dans les filières ingénieurs.

C'est en Octobre 2007 que je suis nommé maître de conférence stagiaire à l'Institut Technologique Universitaire (IUT) de Marseille dans le département Génie Electrique et Informatique Industrielle (GEII). Grâce à ma formation de Technicien Supérieur, d'Ingénieur puis de Docteur dans le domaine des télécommunications et plus particulièrement des circuits hyperfréquences mon premier service est consacré aux TP d'électronique de seconde année de DUT et aux cours de faisceau hertzien en licence professionnelle. Je suis titularisé en Octobre 2008 date depuis laquelle j'enseigne dans les formations suivantes :

- DUT GEII seconde puis première année.
- Licence Professionnelle Électronique pour les Télécoms (LP-ET).
- Licence Professionnelle Réseaux sans fil et hauts débits (LP-RSF).

Depuis ma nomination en temps que maître de conférence je suis impliqué dans les enseignements de DUT de première année, de seconde année et de licence professionnelle.

1.2.1 Implication dans le DUT

Mon service d'enseignement en DUT comporte des séances de travaux pratiques d'électroniques (première et seconde année). Depuis cette année j'enseigne aussi les mathématiques sous forme de TD de première année et de TP d'outils logiciels. Les TP d'électroniques de seconde année illustrent les cours de physique, de mathématiques, d'hyperfréquence et d'électronique tandis que ceux de première année ont pour objet les cours de génie électrique et de systèmes électroniques. Dans le fonctionnement des TP de seconde année, chaque enseignant titulaire est chargé de plusieurs sujets qu'il fait évoluer en fonction des modifications de programme et des réformes de l'enseignement scientifique avant le bac qui nous ont obligé à revoir notre façon d'enseigner l'électronique. Depuis deux ans maintenant, j'interviens dans les travaux pratiques de systèmes électroniques et d'énergie de première année. Cela m'a permis d'adapter la pédagogie des TP de deuxième année à celle de première année. Dans ce contexte j'ai participé à la rédaction des fascicules de TP de première année et à la modification de TP. J'ai créé un TP de première année d'utilisation d'amplificateurs opérationnels dans une chaîne d'instrumentation incluant un pont de Wheatstone. J'interviens également en TD de mathématiques de première année de TP d'outils logiciels. A ce titre j'interviens dans l'élaboration des sujets de TP d'outils logiciels. C'est TP sont divisés en deux séries, la première consiste à proposer aux étudiants des exercices de mathématiques en ligne. Ils leur permettent d'approfondir les notions vues en cours et en TD d'une autre façon plus ludique. La seconde partie vise à faire découvrir aux étudiants un logiciel de calcul formel par le biais de la résolution de problèmes électroniques concrets. Le sujet de l'année prochaine dont je suis responsable de la rédaction a pour objet l'étude mathématique et l'utilisation de filtres de Butterworth pour la séparation d'impulsions d'un brouilleur sinusoïdal haute fréquence.

1.2.2 Implication dans les Licences Professionnelles

Depuis mon recrutement et jusqu'en 2016, j'ai été chargé d'enseigner dans les deux licences professionnelles électronique pour les télécoms (LP-ET) et Réseau sans Fils et Haut Débits (LP-RSF) du département dans les matières de mon cœur de compétences. J'ai pris en charge les enseignements de propagation des ondes, les hyperfréquences, les mathématiques pour les télécoms et les transmissions numériques. La particularité de l'enseignement dans les licences professionnelles est la diversité des publics et la vocation à l'insertion professionnelle directe des étudiants à la fin de leur année passée à l'IUT. Ainsi, l'un des objectifs des enseignements que j'ai dispensés dans ces formations est la

compréhension des phénomènes physiques et des principes généraux mis en jeux dans les transmissions numériques et les hyperfréquences. Dans cette optique j'ai totalement refondu l'enseignement des hyperfréquences dispensé dans la LP-ET. J'ai notamment testé l'inversion de la trilogie Cours-TD-TP avec la théorie des lignes en commençant par une séance de travaux pratique consacrée à la découverte des phénomènes physiques mit en jeux lors de la propagation des ondes sur une ligne de transmission. Dans cette même licence, j'ai créé de toutes pièces un cours et des TD de propagation hertzienne et de faisceaux hertziens. Dans la LP-RSF j'ai créé un cours de remise à niveau en mathématiques pour les télécoms qui introduit les outils nécessaires à la compréhension du cours de transmissions numériques. Depuis 2014 j'ai également refondu l'enseignement (cours TD et TP) des télécommunications dans la LP-RSF. Dès mon recrutement en 2007 et jusqu'en 2013 j'ai été responsable des projets tuteurés de la LP-ET. J'ai proposé des sujets d'initiation au logiciel Labview qui consistaient à automatiser un banc de caractérisation d'amplificateur BF (diagramme de Boode, mesure de consommation) ou construire un banc de caractérisation HF (gain, point de compression 1dB). J'ai également été chargé en 2014 de créer de toutes pièce des TP de conception de cartes électroniques hyperfréquences. A partir de la notice technique d'un amplificateur fonctionnant dans la bande ISM-850 MHz. Les étudiants devaient concevoir la carte, rédiger la notice de fabrication de la carte et le protocole de mesure de celle-ci. Une seconde partie mise en place par un autre enseignant abordait la réalisation et la mesure de la carte.

La table 1.1 récapitule les enseignements que j'ai dispensé dans les différentes licences.

TABLE 1.1: Répartition des enseignements de licence professionnelle.

Intitulé de l'enseignement	Type d'enseignement	Licence	création
Mathématiques pour les Télécoms	C-TD-TP	LP-RSF	oui
Propagation et faisceaux hertzien	C-TD	LP-ET	oui
Initiation à Labview	Projet tuteuré	LP-ET	oui
Hyperfréquences	C-TD-TP	LP-ET	non
Routage RF	C-TD	LP-ET	oui
Transmissions numériques	C-TD -TP	LP-RSF et LP-ET	non

Les durées effectives devant les étudiants sont récapitulées dans la table 1.2. Pour le projet tuteuré c'est la durée du projet pour les étudiants qui est indiquée. J'ai rédigé des fascicules pour les cours, TD et TP de Mathématiques pour les Télécoms, Hyperfréquence et Transmissions numériques.

Il est à noter que même si des cours et des travaux dirigés n'ont pas tous fait l'objet d'une création totale, les cours repris ont complètement été refondus. En effet les diverses réformes des brevets de techniciens supérieurs et de bacs technologiques ont fait que le baguage de connaissances des étudiants de licences professionnelles à considérablement évolués. Ainsi les cours dont j'ai repris la charge ont dû être complètement refondu.

TABLE 1.2: Durées des enseignements de licence professionnelle.

Intitulé de l'enseignement	Type d'enseignement	Licence	Durée
Mathématiques pour les Télécoms	C-TD-TP	LP-RSF	20 h
Propagation et faisceaux hertziens	C-TD	LP-ET	30 h
Initiation à Labview	Projet tuteuré	LP-ET	120 h
Hyperfréquences	C-TD-TP	LP-ET	30 h
Routage RF	C-TD	LP-ET	16 h
Transmissions numériques	C-TD -TP	LP-RSF et LP-ET	20 h

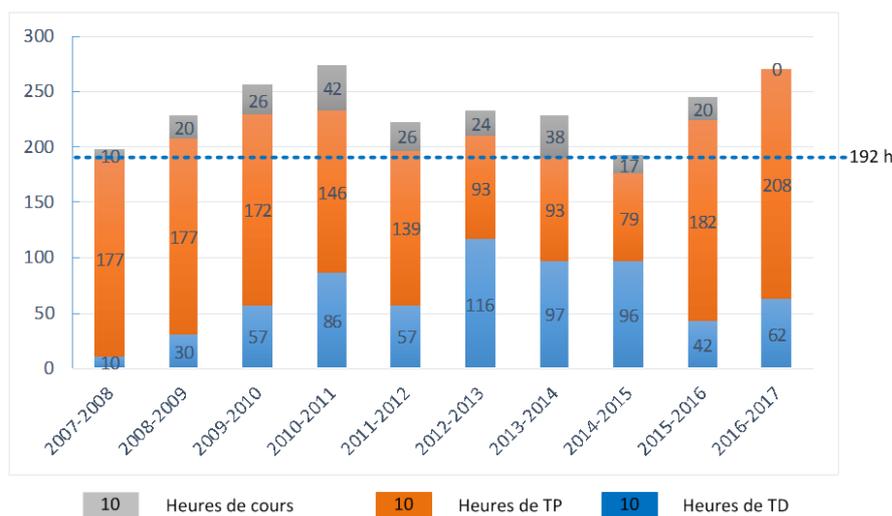


FIGURE 1.1: Répartition du service d'enseignement en heures équivalentes TD

La figure 1.1 montre la répartition entre Cours, TD et TP depuis ma nomination jusqu'en 2016-2017.

1.2.3 Implication administrative du Département

J'ai participé au comité de sélection de deux maîtres de conférence dont l'affectation est le département GEII de l'IUT. Il s'agit du poste n°683 pour un recrutement d'un MCF à l'Institut Fresnel sur un profil recherche de caractérisation hyperfréquences, et de calcul inverse de problèmes électromagnétiques et du poste 0222 pour le recrutement d'un maître de conférence pour l'IM2NP avec un profil recherche de conception de circuits intégrés hyperfréquences.

De 2007 à 2013 j'ai été responsable de la salle télécoms utilisée par les LP-RSF et ET. Le travail a consisté en l'installation et le maintien de service informatique pour les différents intervenants dans la salle. J'ai également conçu et dimensionner un système de distribution de signal radio fréquence dans la salle. Il distribue deux signaux radio-fréquences indépendants sur les huit postes de travail des étudiants. Cela a permis de limiter les investissements à 2 générateurs RF pour la salle, le budget du département GEII l'iut ne permettant d'acquérir huit générateurs fonctionnant jusqu'à 1 GHz. Grâce à ce dispositif des séances de travaux pratiques consacrées notamment au mélangeurs

hyperfréquence et à l'utilisation du démodulateur logiciel 89600 proposé par la société Agilent ont pu être créés.

De 2009 à 2016 j'ai été Co-responsable de la LP RSF. Les tâches principales qui m'ont été confiées sont purement administratives. Elles comportent la gestion des absences, la participation aux multiples réunions, aux différents jury et aux journées de recrutements.

En 2016 après la refonte des licences professionnelles du département j'ai choisi de ne plus intervenir en licence professionnelle.

1.3 Activités de recherche

Depuis ma nomination en 2007, j'exerce mes activités de recherche, à l'IM2NP, unité mixte de recherche (UMR 7334) du Centre National de la Recherche Scientifique. L'IM2NP est associé à deux universités : l'Université Aix-Marseille et l'Université de Toulon ainsi qu'aux deux écoles d'ingénieurs : l'École Polytechnique Universitaire de Marseille (Polytech' Marseille) et l'Institut Supérieur d'Electronique et du Numérique (ISEN). Il est rattaché aux Institut de Physique, Institut de Chimie et Institut des Sciences de l'ingénierie et des Systèmes du Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS).

L'institut regroupe plus de 320 chercheurs, enseignants-chercheurs, ingénieurs, techniciens, doctorants et post-doctorants. Les thèmes de recherche couvrent un vaste spectre de la micro et nano-électronique allant de la physique quasi fondamentale à la chimie jusqu'aux systèmes et aux traitements de l'information tout en restant en lien avec les domaines de la micro-nano-électronique.

J'effectue ma recherche dans l'équipe RFID-Capteurs du département micro et nano-électronique de l'IM2NP. Cette équipe a développé un ensemble de compétences propres à la Identification Radio Fréquence (RFID) qui lui permet de répondre à des problèmes industriels et applicatifs en liens étroits avec les entreprises innovantes des secteurs de la RFID et de l'électronique. C'est ainsi que je participe aux différents travaux de cette équipe comme concepteur de systèmes antennaires pour les systèmes télé-alimentés. Depuis quelques années les thèmes de recherches de l'équipe se sont naturellement élargis vers la récupération d'énergie et la conception de systèmes de communication autonomes très faibles consommation et télé-alimenté.

1.3.1 Travaux post-doctoraux

Deux aspects complémentaires ont été abordés conjointement lors de ces travaux post doctoraux. D'une part la conception et la mise en boîtier faible coût des systèmes communicants dans la gamme de fréquences UWB (3,1 – 10,6 GHz) [1] et d'autre part la caractérisation sous pointes d'amplificateurs [2] et de composants élémentaires intégrés jusqu'à 50 GHz. Les travaux concernant la mise en boîtier des systèmes UWB ont été menés en collaboration avec Mr Romen Cubillo dont les travaux de thèse ont porté sur

la caractérisation hyperfréquence de boîtier faible coût (MLF, FBGA...) [1] et leurs utilisations jusqu'à environ 10 GHz. Dans le cadre de ce travail, nous avons proposé une méthode de conception d'amplificateur faible bruit utilisant les fils de connections du boîtier comme un des éléments inductifs d'un filtre du troisième ordre formant le circuit d'adaptation. Grâce à cette méthode, nous avons conçu un amplificateur faible bruit pour la nouvelle norme UWB ECC. Ce travail a fait l'objet d'une communication orale lors d'un workshop [1].

1.3.2 Travaux au sein de l'équipe Conception de Circuits Intégrés

Suite à cette année post-doctorale j'ai été recruté comme maître de conférence au L2MP (Laboratoire Matériaux, Microelectronique de Provence) dans l'équipe de conception de circuit. J'ai alors participé aux travaux du groupe de travail sur les fonctions élémentaires (amplification faible bruit [3] et générateur d'impulsions[4]) pour les systèmes ultra large bande impulsions [5]. Mon travail a consisté développer des modèles d'interconnexion utilisables lors de la conception de circuits intégrés pour les applications UWB impulsionsnelles. Une bibliothèque de modèles développée lors de ma thèse a été adaptée aux besoins spécifiques des applications UWB.

1.3.3 Travaux au sein de l'équipe RFID Capteurs

Pour des raisons personnelles j'ai choisi d'effectuer une reconversion thématique en 2010 dans le domaine de l'électromagnétisme appliqué à la conception d'antenne. C'est une suite logique de la partie de mes travaux de thèse et post doctoraux sur les interconnexions hautes fréquences. En 2010, j'ai intégré l'équipe RFID capteurs, nouvellement créée et dirigée par Philippe PANNIER. Mes activités de recherche portent sur la modélisation électromagnétique, la conception et la caractérisation d'antennes miniatures pour des applications RFID et IOT. C'est l'ensemble de ces travaux que j'ai choisi de détailler dans la seconde partie de ce mémoire consacrée à mes travaux de recherche.

1.4 Implication dans des projets

La politique actuelle de la France en terme de recherche favorise le financement par projets. Ainsi les différents travaux décrits dans ce manuscrits ont été financés par des projets en collaboration avec des partenaires industriels. En voici la liste.

■ RFID-aéro (2008-2012) : Thèse de Monsieur Juvenal Alarcon

⇒ **Porteur du projet** : Eurocopter.

⇒ **Partenaires**

- *Entreprises impliquées* : STiD, TURBOMECA, TELIT, AMESYS, ST-Microelectronics
- *Universitaires* : IM2NP, Ecole des Mines de Saint-Étienne.
- *Institution* : CEA.

- ⇒ **Objectifs** : Proposer et implémenter une solution RFID pour le suivi de pièces d'un aéronef.
- ⇒ **Type de financement** : FUI.
- ⇒ **Durée** : 36 mois.

■ **Veadista (2013-2016)** : Thèse de Monsieur Daniel Darocha Marques.

- ⇒ **Porteur du projet** : Entrouvert.
- ⇒ **Partenaires** :
 - *Entreprises* : STiD, INVIA, Oberthur.
 - *Universitaires* : IM2NP.
 - *Institutionnels* : Centre Hospitalier Universitaire de Nice, Centre d'innovation et d'usage-Santé.
- ⇒ **Objectifs** : Concevoir une solution de veille médicale à distance basée sur des capteurs biomédicaux imprimés transmettant les données grâce à une technologie RFID.
- ⇒ **Type de financement** : FUI.
- ⇒ **Durée** : 36 mois.

■ **Projet MAGE (2012-2016)**

- ⇒ **Porteur** : ST-Microelectronics.
- ⇒ **Durée** : 36 mois.
- ⇒ **Objectifs** : Conception de système de récupération d'énergie pour micro-contrôleur.
- ⇒ **Rôle** : Participation au lot récupération d'énergie : conception des antennes pour récupérateurs d'énergie RF.

■ **Projet APODISE (2014-2016)**

- ⇒ **Porteur** : Gemalto.
- ⇒ **Durée** : 24 mois.
- ⇒ **Objectif** : Gestion de système de récupération d'énergie pour carte bleue.
- ⇒ **Rôle** : Coordination des activités de conceptions d'antennes dans le lot Récupération et gestion d'énergie.

J'ai également participé dans une moindre mesure à des collaborations avec des entreprises ou des laboratoires.

- Étude Sytérel.

Cette étude menée dans le cadre de son stage de fin d'étude de cycle ingénieur de l'ISEN par Monsieur Freeganson Exantus consistait à concevoir une antenne très directive de faible volume pour un système de sécurité ferroviaire.

- Coopération dans d'autres projet : souple avec le laboratoire Lithen [6].

J'ai participé à cette collaboration comme soutien pour les simulations électromagnétiques de composant passifs en technologie souple. A ce titre j'ai participé à l'encadrement de stage de Master de Daniel Darocha Marques

- Collaboration avec Génésink.

Cette action avait pour objectif d'évaluer les potentialités offerte par des solutions imprimées sur Kapton utilisant des encres d'argent fournies par la société Génésink (stage de master d'Antoine Granger).

- Collaboration axe transverse transport électronique

Les axes transverses développés par le laboratoire sont des actions visant à renforcer les collaborations entre les équipes des deux départements du laboratoire. C'est dans ce contexte que j'ai participé au développement de résonateurs micro-onde en technologie planaire pour la réalisation d'instrument de mesure basés sur la résonance électronique [7]. Cette collaboration a aboutie au dépôt de plusieurs projets en cours d'évaluation dont un ANR-jeune chercheur. Cette collaboration a débouchée sur un projet exploratoire financé par l'INSERM. J'y intervins comme concepteur des éléments micro-ondes.

- Prestation EGIDE : Grâce à l'achat d'un analyseur de réseau vectoriel quatre ports fonctionnant jusqu'à 70 GHz nous avons développé une collaboration avec la société EGIDE sous forme de prestations. Elles consiste en sessions de caractérisation (mesure des paramètres S) sous pointes jusqu'à 70 GHz des boîtiers hyperfréquences conçus et fabriqués par la société EGIDE.

1.5 Implication dans la vie scientifique internationale

Depuis mon recrutement comme post doctorant, j'ai été impliqué dans la relecture d'articles pour des conférences internationales (NewCas), des journaux avec comité de lecture (PIER, Electronic Letters, MOTL) ainsi que des conférences nationales (TAISA). De même j'ai co-animé la session RFID de la conférence EuCAP 2010.

1.6 Encadrement doctoral et post -doctoral

1.6.1 Encadrement doctoral

Au jour d'aujourd'hui, j'ai co encadré deux thèses : celles de Monsieur Juvenal Alarcon Ramos soutenue le 30 Novembre 2012 et celle de monsieur Daniel Marques soutenue le 03 Juin 2016. Je co-encadre actuellement les travaux de thèse monsieur Khodor Jebbawi qui est en thèse CIFRE au sein de la société SPORTBACK qui travaille sur le développement d'une solution RFID pour le domaine du sport amateur.

1.6.2 Encadrement post doctoral

J'ai également participé au suivi d'étudiants post doctoraux : Mademoiselle Celine Leclerc (18 mois) qui a travaillé sur les systèmes antennaires pour récupérateur d'énergie. Mademoiselle Rita Saba (12 mois) qui a travaillé sur le transfert sur technologie souple du système antenne de pulseur UWB télé-alimentés. Mademoiselle Essia Benhabdala (14 mois) qui a travaillé sur la conception d'antennes RFID et de récupérateurs d'énergies à polarisation circulaire.

1.6.3 Responsabilités scientifiques

L'équipe Projet « RFID Capteurs » a été créé en janvier 2009. Elle est issue de la thématique RFID de l'équipe Conception de Circuits Intégrés (CCI) du laboratoire et d'un rapprochement de l'activité capteurs de l'équipe micro-capteur. A sa création, elle comportait deux membres permanents, Mr Pannier et Emmanuel Bergeret, qui ont activement travaillé à l'émergence de cette équipe projet. Je suis membre de cette équipe depuis 2010. Elle compte actuellement quatre permanents enseignants chercheurs et quatre non-permanents. L'équipe travaille sur des projets en cohérence avec sa thématique première : les objets communicants faible consommation et les systèmes RFID. Ces activités abordent des sujets de recherche variés, qui ont été répartis en trois thèmes de recherche identifiables :

- antennes spécifiques ;
- conception de circuit pour la RFID évoluée ;
- électronique sur support souple.

Je suis actuellement responsable de la thématique antennes spécifiques, de la chambre anéchoïque de l'IM2NP et responsable de l'analyseur de réseaux quatre ports.

1.7 Valorisation

L'ensemble des travaux de recherche que j'ai effectué à ce jour a été valorisé par 43 publications. Elles sont réparties en 19 conférences internationales et 7 communications dans des conférences nationales 16 journaux et un brevet. Suite à ma reconversion thématique, une période avec une activité de publication réduite a été traversée entre 2012 et 2014.

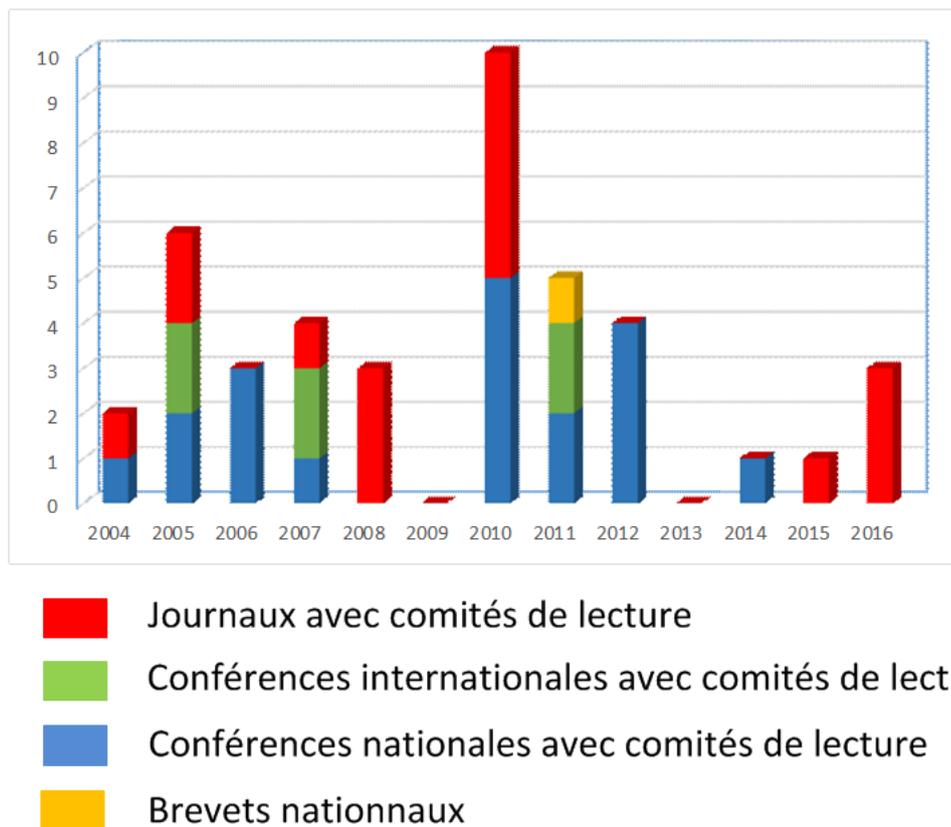


FIGURE 1.2: Répartition des publications par années

1.8 Vie Associative

Depuis plus de dix ans je suis spéléologue. La spéléologie est une discipline scientifique et sportive en même temps. Elle demande une parfaite maîtrise des techniques de progression sur corde mais aussi une maîtrise de soi, une connaissance de ses capacités physiques et morales qui permettent de faire face aux aléas inévitables des explorations souterraines pouvant durer plusieurs dizaines d'heures.

Souhaitant partager ma passion du monde souterrain j'ai passé un diplôme fédéral d'initiateur de spéléologie en 2013. Il me permet d'encadrer des débutants complets lors d'initiations à la pratique de la spéléologie et d'encadrer des stagiaires lors de stages de perfectionnement.

De même ne souhaitant pas être un simple consommateur je me suis investi dans deux structures associatives : dans mon club et à l'échelon départemental de la fédération française de spéléologie.

Au niveau de mon club, j'occupe les fonctions de responsable de la section spéléologie, membre du Conseil d'administration et de trésorier. Mes fonctions consistent à animer la section en proposant des sorties aux membres, organiser des camps de plusieurs jours, proposer et encadrer des sorties de découverte, former et encadrer les débutants dans la pratique de la spéléologie.

Au niveau départemental je suis membre du CDSC-13 qui vise à promouvoir la pratique de la spéléologie et du canyon et proposer des actions pour fédérer les membres des différents club du département. Dans cette optique j'ai repris la responsabilité de la commission enseignement en 2013 qui à pour objectif de proposer des stages de formations allant de l'acquisition de l'autonomie sous terre à la préparation et la gestion de grandes explorations pouvant durer plusieurs jours. Je suis également membre du spéléo-secours français en tant que équipier. Je participe régulièrement aux exercices de spéléo secours organisés par le SSF13 (spéléo secours français des bouches du Rhône).

Je pratique également la photographie souterraine. C'est une discipline à part entière qui requiert une parfaite maîtrise des techniques de progression pour pouvoir se rendre sur les lieux de prise de vue mais aussi de la photographie et beaucoup de patience et de méthode pour arriver au cliché voulu dans un temps raisonnable. Les figures 1.3 et 1.4 montrent un aperçu de clichés réalisés.



FIGURE 1.3: Grotte de la Fontaine de Champclos (Ardèche)

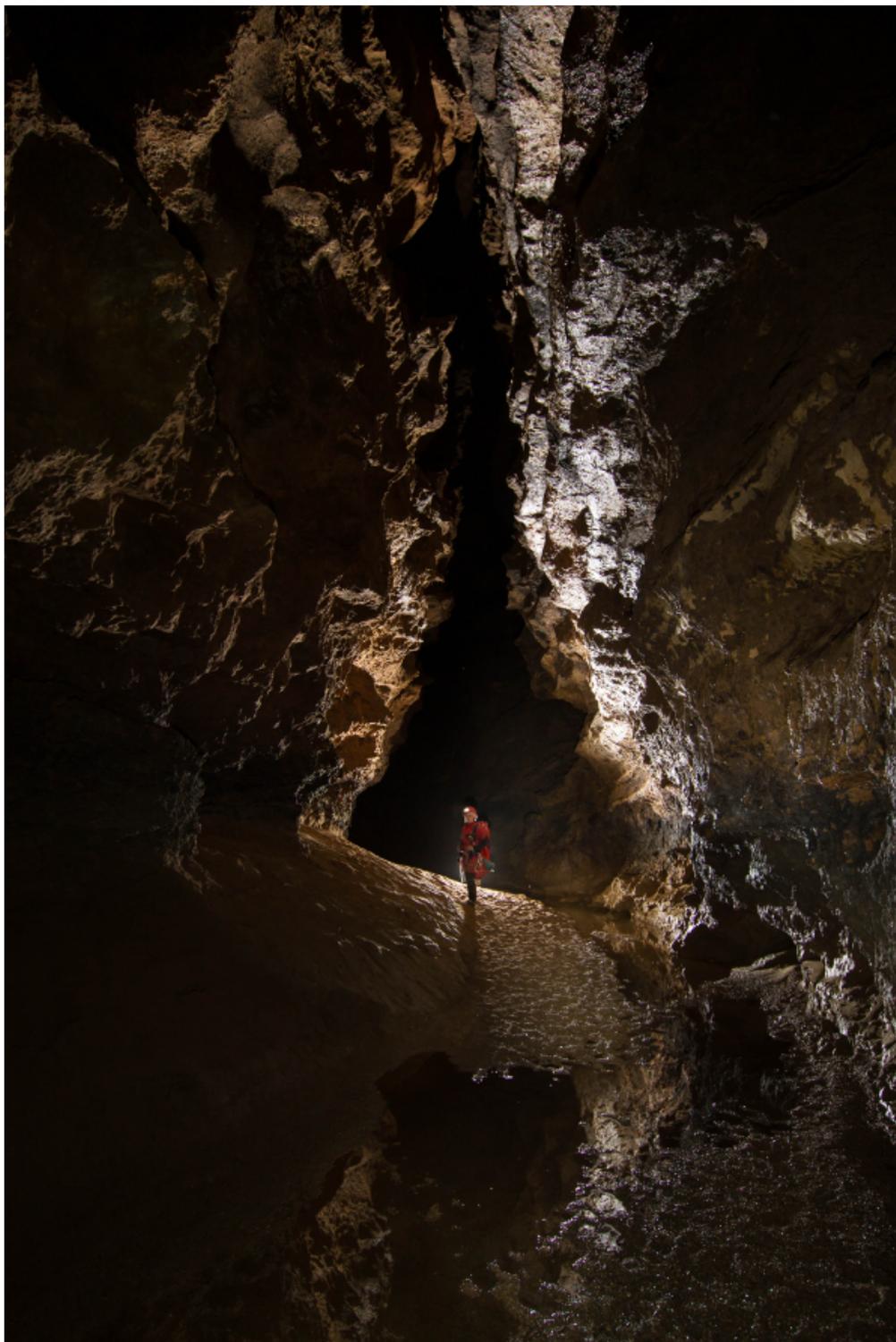


FIGURE 1.4: Grotte de la Castelette (Var)

Bibliographie du premier chapitre

- [1] J. Cubillo, J. Gaubert, S. Bourdel, H. Barthelemy, M. Battista, and M. Egels, “Ultra wide band band pass filter embedding a MLF low cost package with wire bound attach process,” in *2007 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, 2006.
- [2] M. Egels, J. Gaubert, P. Pannier, and S. Bourdel, “A 52-GHz 8.5-dB Traveling-Wave Amplifier in 0.13 μm Standard CMOS Process,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, pp. 1226–1233, May 2008.
- [3] M. Battista, J. Gaubert, M. Egels, S. Bourdel, and H. Barthelemy, “6-10 GHz ultra wideband CMOS LNA,” *Electronics Letters*, pp. 343–344, February 2008.
- [4] S. Bourdel, Y. Bachelet, J. Gaubert, M. Battista, M. Egels, and N. Dehaese, “Low cost CMOS pulse generator for UWB systems,” *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 1425–1427, December 2007.
- [5] M. Battista, J. Gaubert, A. Fanei, Y. Bachelet, M. Egels, P. Pannier, S. Bourdel, H. Barthelemy, and G. Bas, “Design and implementation of UWB CMOS LC filters LNA for carrier less impulse radio receivers,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, pp. 379–388, December 2010.
- [6] E. Bènevent, E. Bergeret, M. Egels, P. Pannier, A. Aliane, A. Daami, and R. Coppard, “Full-printed inductors on flexible plastic foils for electromagnetic energy harvesting fabrication, characterization, modeling,” in *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2012 7th European*, pp. 790–793, IEEE, 2012.
- [7] S. Bertaina, M. Martens, M. Egels, D. Barakel, and I. Chiorescu, “Resonant single photon and multiphoton coherent transitions in a detuned regime,” *Phys. Rev. B*, vol. 92, p. 024408, Jul 2015.

Deuxième partie

Travaux de recherches

Introduction aux travaux de recherches

Avant d'exposer les travaux, nous présentons rapidement le fonctionnement général de la RFID. L'architecture d'un système RFID se compose d'un interrogateur, plus souvent connu sous le nom de lecteur, d'un transpondeur nommé étiquette ou tag. Chacun de ces deux éléments est muni d'une antenne (fig. 1.5).

C'est sur les antennes que les travaux de recherche présentés se focalisent.

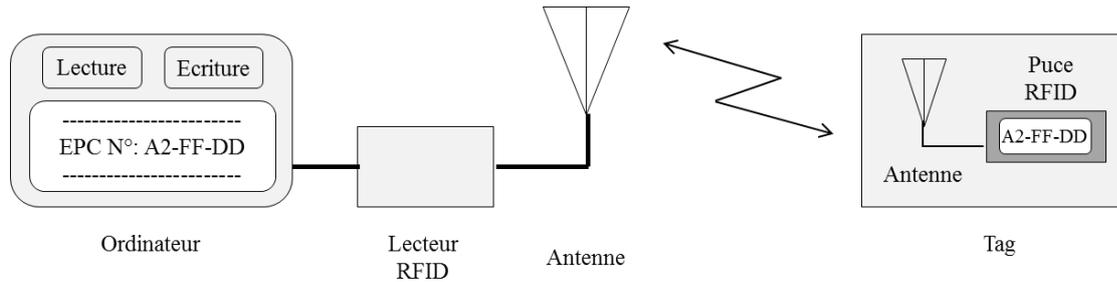


FIGURE 1.5: Architecture d'un système RFID

L'antenne lecteur (qui possède généralement une impédance de 50Ω) peut être intégrée avec le lecteur ou physiquement séparée et reliée par câble. Le lecteur peut contenir une interface d'utilisateur qui lui est propre. Il est généralement connecté à un ordinateur, qui interagit avec l'utilisateur pour contrôler le lecteur, afficher et gérer les données provenant du tag.

L'antenne de l'étiquette (généralement une impédance complexe) est le plus souvent physiquement intégrée à l'étiquette. La plupart de ceux-ci possèdent au moins un circuit intégré qui contient l'identification du tag et l'électronique nécessaire à la gestion de la communication entre les étiquettes et le lecteur. Il existe aussi des technologies d'étiquette sans puce qui utilisent des principes physiques ou chimiques pour générer un code d'identification [1].

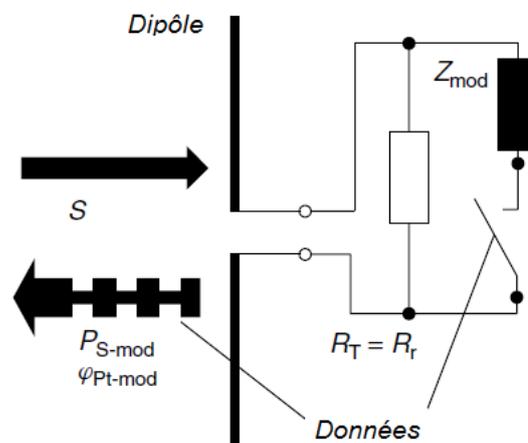


FIGURE 1.6: Principe de la rétro-modulation

Pour communiquer ses données au lecteur le tag utilise la rétro-modulation. Il module l'onde renvoyée par l'étiquette vers le lecteur. Le principe consiste à changer l'impédance de l'antenne de l'étiquette. Ainsi il fait varier la quantité de puissance renvoyée vers le lecteur. L'impédance de l'étiquette est modifiée par la commutation de l'impédance de la puce (voir fig. 1.6).

Les systèmes RFID utilisent des fréquences qui varient entre 125 kHz et 5,8 GHz (fig. 1.7). Ils fonctionnent rarement sur toutes les bandes de fréquences. La plupart des applications sont concentrées dans des bandes étroites qui sont mises à disposition par les entités régulatrices pour des applications industrielles sans licence. Les bandes de fréquences les plus couramment utilisées sont 125 – 134 kHz, 13,56 MHz, 860 – 960 MHz et 2,4 – 2,45 GHz. En général les bandes autour de 2,4 GHz et 5,2 – 5,8 GHz sont dédiées à la RFID active ou semi active. Les autres bandes de fréquences, sont plus souvent utilisées pour la RFID passive. Les bandes LF et HF sont bien souvent dédiées aux applications faibles portées comme le paiement sans contact et le contrôle d'accès. La bande UHF (860 – 960 MHz) est elle massivement utilisée pour les applications d'identification dont la portée doit être de quelques mètres. Cette bande de fréquence est divisée en trois suivant les zones géographiques [1] (voir table 1.3). En Europe elle est limitée aux fréquences comprises entre 865 et 868 MHz [2]. La totalité des travaux présentés dans ce mémoire sont dédiés à des systèmes RFID passifs fonctionnant dans la bande UHF-RFID européenne (bande ETSI). La table 1.3 donne les puissances autorisées dans le monde.

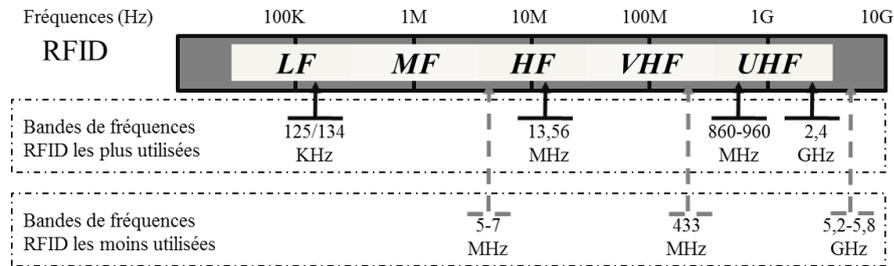


FIGURE 1.7: Bandes de fréquences dédiées à la RFID

TABLE 1.3: Définition des sous bandes RFID-UHF [1] [2]

Zone	Bande de fréquences	Puissance Rayonnée	Largeur des canaux
Europe	865 – 865,6 MHz	100 mW	200 kHz
	865,8 – 867,6 MHz	2 W	200 kHz
	867,6 – 868 MHz	500 mW	200 kHz
Amérique	902 – 928 MHz	4 W	200 kHz
Japon	952 – 956,4 MHz	4 W	200 kHz
Chine	840,5 – 844,5 MHz	2 W	200 kHz
	920,5 – 924,5 MHz	2 W	200 kHz
Australie	915 – 926 MHz	1 W	200 kHz
	920 – 926 MHz	4 W	200 kHz

Les étiquettes sont généralement divisés en trois familles : passives, semi-passives et

actives.

- Les étiquettes passives (fig. 1.8) [3] n'ont pas de source d'énergie indépendante pour alimenter le circuit interne de la puce RFID et ne possèdent pas d'émetteur radio. Les étiquettes passives dépendent de la puissance fournie par le lecteur pour garantir le fonctionnement de leur circuit interne et modifier leur impédance afin de renvoyer les informations de l'étiquette vers le lecteur (principe de rétro-modulation).

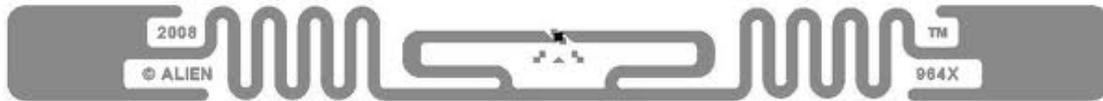


FIGURE 1.8: Exemple d'étiquette passif [3]

- Les étiquettes semi-passives (fig 1.9) [4] sont des étiquettes passives assistées par une batterie qui de plus en plus est remplacée par une super capacité. Cette source d'énergie fournit une alimentation locale pour le circuit de l'étiquette, mais utilise toujours la rétro-modulation pour la communication entre les tags et le lecteur.

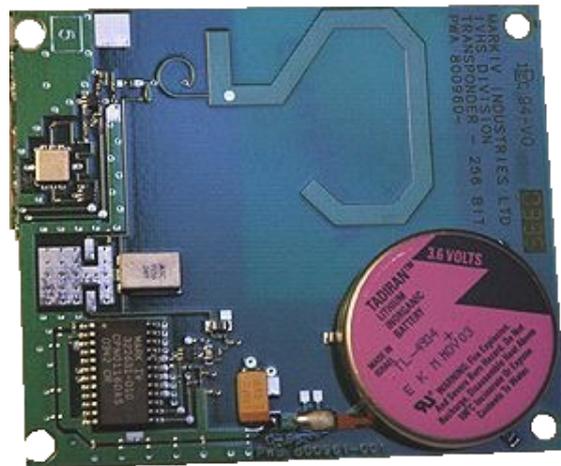


FIGURE 1.9: Exemple d'étiquette semi-passive [4]

- Les étiquettes actives (voir fig. 1.10) ont à la fois une source d'énergie locale et un émetteur. Ils sont configurés en tant que dispositifs de communication radio bidirectionnels. Les systèmes de communication actifs permettent d'être utilisés dans des endroits avec de grandes quantités de métal, ce qui est généralement un milieu très hostile. En outre, une quantité plus importante de mémoire peut être incorporée dans un étiquette actif.

Maintenant que nous avons décrit brièvement les systèmes RFID nous allons tenter de décrire les contraintes générales à prendre en compte lors de la conception des deux familles que sont les antennes pour étiquette passifs et pour les lecteurs.

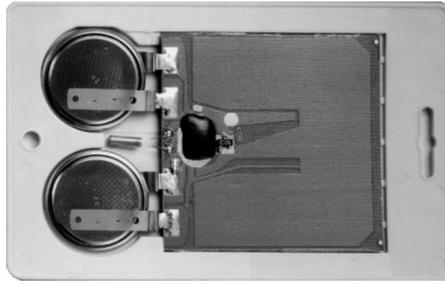


FIGURE 1.10: Exemple d'étiquette active

La première contrainte pour le monde industriel est économique. En effet les technologies s'adressent à des marchés de masse. Certains industriels du secteur parlent de plusieurs millions de pièces à identifier. A titre d'exemple citons des acteurs de la grande distribution comme DECATHLON qui sont passés aux technologies RFID pour identifier des articles dont le prix de vente est de quelques euros. Il est impensable d'apposer des étiquettes dont le prix de revient ne dépasse pas quelques dizaine de centimes d'euros. Ainsi il faut concevoir des étiquettes RFID dont le prix de revient est extrêmement faible. Dans ce marcher, il est très complexe pour un laboratoire académique de rivaliser avec les grandes multinationales des semi-conducteurs ou de la RFID. Cependant, les applications de niches, ou à très forte valeur ajoutée ne sont pas adressées par ces grands groupes car les investissements de recherches sont trop importants pour de si petits marchés. C'est dans ces niches que nous avons choisi de porter nos efforts de recherche.

Pour ces marchés, pas ou peu de solutions sont disponibles. C'est ainsi que certains industriels de la région PACA ont fait appel à nos compétences dans le domaine de la RFID pour concevoir des applications. Ainsi, nous répondons à des problèmes industriels spécifiques nécessitant le développement et la conception de systèmes RFID dédiés.

C'est dans ce contexte que nous avons participé à plusieurs projet dont l'un des dénominateur commun est la conception d'antennes lecteurs et étiquettes spécifiques.

L'examen des demandes industrielles montrent que trois points clefs sont récurrents :

- encombrement ;
- coût ;
- facilité d'emploi.

C'est ces trois grands axes qui ont guidé tous les efforts de recherches et de développement de tous les travaux présentés dans ce mémoire. Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans trois principaux projets

- RFID AERO dont l'objectif principal est de proposer une solution d'identification de pièces métalliques pour aéronefs.

-
- VEADISTA dont le but est de développer une solution pour la veille médicale intelligente à distance.
 - APODISE qui doit aboutir à un prototype de système de récupération d'énergie multi-sources pour la télé-alimentation de cartes bancaires.

Les deux premiers projets font appel aux technologies RFID dont nous avons présenté rapidement le fonctionnement. Le dernier projet vise à intégrer un système de récupération d'énergie multi sources (radio-fréquence et solaire) dans une carte de paiement sans contact.

Chapitre 2

Conception d'antennes pour lecteurs RFID UHF

Sommaire

2.1	Étude bibliographique	36
2.2	Antennes à polarisation linéaire	39
2.2.1	Analyse du problème	40
2.2.2	Conception de l'antenne	42
2.3	Antennes à polarisation circulaire	44
2.3.1	Démarche générale de conception	44
2.3.2	Fonctionnement et conception d'AMC	45
2.3.3	Miniaturisation de cellules AMC	46
2.3.4	Impact du choix des matériaux dans la conception d'AMC miniaturisée double couche	50
2.3.5	Pistes de conception d'éléments rayonnant à polarisation circulaire	51
2.3.6	Antenne cross dipôle	52
2.3.7	Antenne anneau	54
2.4	Miniaturisation d'éléments rayonnants	56
2.4.1	Miniaturisation par création d'ondes lentes	57
2.4.2	Miniaturisation par pliage	59
2.4.3	Réduction du nombre de sources	61
2.4.4	Finalisation de l'antenne : ajout de l'AMC	62
2.4.5	Situation par rapport à l'état de l'art	64
2.4.6	Limites des méthodes de conceptions proposées	66
2.5	Antenne pour récepteur UWB à réjection de la bande UHF-RFID	66
2.5.1	Positionnement du problème	66
2.5.2	Antenne pour récepteur UWB à rejection de la bande UHF-RFID	67
2.6	Conclusions et perspectives	73
2.6.1	Conclusions	73
2.6.2	Perspectives	75

Nous l'avons vue, les systèmes RFID ou de téléalimentation sont divisés en deux organes dont les fonctions sont totalement différentes et les antennes qu'ils contiennent n'ont pas les mêmes caractéristiques. Dans cette partie de mémoire, nous nous penchons sur les antennes dédiées aux lecteurs RFID. Les contraintes sont proches de celles des antennes pour systèmes de télécommunications : une impédance de 50Ω dans une bande de fréquence donnée dépendante de la norme et du pays pour laquelle le système RFID est conçu.

Dans ce chapitre nous tenterons de montrer les principales méthodes de conception que nous avons proposées pour répondre aux mieux aux cahiers des charges des projets pour lesquels elles ont été conçues. Mais avant nous commencerons par un court état de l'art pour dégager les principales méthodes proposées dans la littérature.

Nous concluons ce chapitre sur un travail plus personnel développé en dehors de tous projets industriels. Il s'agit d'une antenne pour un récepteur d'impulsions ultras larges bandes émises dans la bande $3,1 - 10,6$ GHz par un pulseur télé-alimenté par une porteuse RFID dans la bande ISM de 900 MHz.

2.1 Étude bibliographique

La littérature scientifique fourmille d'antennes pour systèmes RFID. Nous limiterons volontairement cette étude aux antennes pouvant répondre aux contraintes rencontrées lors des différents projets pour lesquels les antennes présentées dans ce mémoire ont été conçues.

La bibliographie montre que deux grands phénomènes physiques sont exploités pour la conception des antennes RFID : l'exploitation des interférences constructives [5] et les systèmes basés sur les résonateurs qu'ils soient des lignes micro-ruban [6], des patches [7], ou des fentes résonantes [8], [6], [9] et [10].

Une partie des antennes présentées dans la littérature ont une épaisseur importante. Elles utilisent très souvent des réflecteurs métalliques [7], [9], [11].

Une première solution proposée par [12] consiste à remplacer le plan de masse par un EBG [13] qui est une surface artificielle périodique qui interdit la propagation dans une bande de fréquence. Une autre solution proposée dans la littérature repose sur l'emploi de structures artificielles émulant un conducteur magnétique (AMC)[14]. La principale caractéristique de telles surfaces est de présenter un coefficient de réflexion égal à 1 alors qu'il est égal à -1 pour un métal parfait. Ainsi si une antenne est placée à proximité d'une telle structure, les interférences créées par la réflexion d'une onde électromagnétique sur l'AMC sont constructives alors qu'elles sont destructrices si c'est un métal qui est placé à proximité de l'antenne (voir figure 2.1).

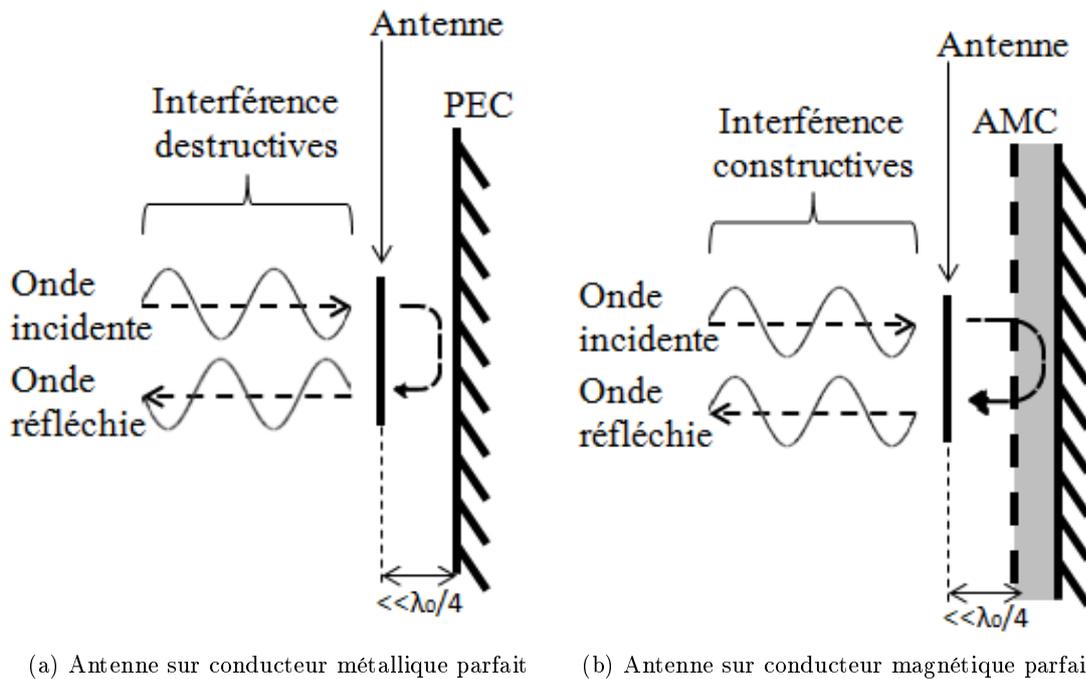


FIGURE 2.1: Comportement d'une antenne sur AMC et PEC

La littérature sur l'étude des AMC est abondante depuis la fin des années 1990 et de multiples structures ont été proposées [15], [16], [17],[18], [19] et [20]. Une étude comparative de toutes ces structures a été proposée par : [21]. Elle montre que la structure la plus appropriée aux contraintes propres au monde de la RFID est constituée de patches sans via mais qu'il va falloir travailler sur leur miniaturisation. Des solutions de miniaturisation ont été proposées par [20] et [22]. Elles sont basées toutes les deux sur des algorithmes génétiques pour l'optimisation de la topologie et de matériaux à très forte permittivité. Les deux problèmes engendrés par de telles solutions sont les bandes passantes extrêmement faibles et le coût des matériaux. Nous avons choisi de nous inspirer de la méthode proposée par [23] pour concevoir des AMCs miniaturisés compatibles avec les contraintes de la RFID [21]. Nous avons ensuite menée une étude de l'impact du choix des matériaux nécessaires à leur fabrication [24]. Cette étude conclue cette partie de chapitre. Ces travaux ont fait l'objet de publications internationales [24], [25] et [26].

La table 2.1 récapitule l'état de l'art des structures AMC citées. Les fréquences de fonctionnement étant très différentes, pour les comparer, nous avons choisi d'exprimer leurs dimensions en portion de longueur d'onde.

Nous venons de le voir la littérature regorge d'antennes conçues pour des applications RFID dont les techniques mise en jeu sont des plus variées. Une autre classification est possible si nous nous intéressons au champ électromagnétique émit. Il est soit linéaire soit circulaire. Si nous nous focalisons sur les antennes à polarisation circulaire, encore une fois une multitude de techniques sont possibles et un certain nombre d'entre elles ont été proposées en RFID. Citons, la troncature de patch suspendu associée à quatre sources

TABLE 2.1: Récapitulatif des dimensions des AMC cités

Type	Matériaux	Nb couches	Dimensions	F_{res}	$B.P$	Vias	Ref.
Patch	$\epsilon_r = 2,94$	2	$9(\lambda_0/5, 8)$	5,74 GHz	32%	Oui	[15]
Spirale	$\epsilon_r = 2,2$	2	$3,75(\lambda_0/8, 7)$	9,2 GHz	< 10%	Non	[15]
Hilbert	$\epsilon_r = 2$	1	$25(\lambda_0/3, 6)$	3,31 GHz	12%	Non	[19]
GA^*	$\epsilon_r = 25$	2	$12(\lambda_0/28)$	0,868 GHz	4,32%	Non	[20]
GA^*	$\epsilon_r = 100$	2	$85(\lambda_0/14)$	0,247 GHz	< 1%	Non	[22]
2 Patches	$\epsilon_r = 3,5$	3	$16(\lambda_0/6)$	0,868 GHz	5%	Non	[25]

alimentées par des déphaseurs [7], ou par des coupleurs hybrides [9]. Le patch suspendu possède deux fentes orthogonales afin d'en augmenter la bande passante [9]. D'autres auteurs proposent quant à eux d'exploiter des structures à base d'anneaux résonnants excités en quadrature en deux points associés à des patches circulaires parasites [6]. Enfin la publication [10] propose d'exciter douze fentes radiales dans un patch par couplage électrique entre le patch et un anneau fendu. En 2010 date de début de la thèse de monsieur Juvenal nous n'avions pas trouvé d'antenne dont le plan de masse est un AMC conçu pour la RFID. En 2013 date de début de la thèse de monsieur Marques il nous n'avions pas trouvé d'autres antenne que celles que nous avons proposées. Néanmoins, nous trouvons des antennes pour les télécoms utilisant des AMC et d'autres applications plus haute fréquence. Citons [27] qui propose l'emploi de deux dipôles repliés sur deux AMC pour intégrer deux antennes fonctionnant dans les bandes autour de 2,5 GHz et 5,2 GHz pour les standards de communication IEEE 802.11 a,b. [14] propose une antenne pour applications GPS avec un AMC et une boucle rayonnante qui émet un champ circulaire. Citons également [28] qui propose une antenne intégrée sur silicium fonctionnant dans la bande 60 GHz.

La table 2.2 tente de synthétiser les principales caractéristiques des antennes proposées qui fonctionnent dans la bande RFID UHF. Pour pouvoir les comparer nous avons introduit le facteur de mérite défini par le gain en décibels divisé par le volume de l'antenne en décimètres cubes. Nous n'avons calculé ce facteur que pour les antennes à réflecteurs ou à plan de masse. En effet, il est très difficile de comparer des antennes dont le rayonnement est bidirectionnel avec des antennes dont le rayonnement est unidirectionnel.

Grâce à cette étude nous avons choisi d'explorer trois grands axes lors des projets auxquels nous avons participé.

1. Le premier est de proposer des antennes à polarisation linéaire en optimisant la structure et les caractéristiques du rayonnement en fonction du cahier des charges qui bien entendu évolue en fonction de l'avancement du projet.
2. Le second est de proposer des structures à polarisation circulaire compatibles avec les cahiers des charges.

TABLE 2.2: Récapitulatif des performances des antennes citées dans l'état de l'art

Type	Réflecteur	Polarisation	Dimensions mm^3	G_{max} dB	F.M	Ref.
Dipôle	Sans	Linéaire	90x90x1	3-5	-	[5]
Slot	Sans	circulaire	100x100x1,6	1,5-3	-	[8]
Anneau + Patch	Sans	circulaire	130x130x14,2	4,9	-	[10]
Patch	Plan de masse	circulaire	225x250x12,8	8	11	[9]
Patch tronqués	Plan de masse	circulaire	250x250x35	9,3	4,2	[7]
Anneau	Plan de masse	circulaire	220x220x14	8,9	13,1	[6]
Patch triangulaire	Plan de masse	circulaire	150x150x34	6	7,8	[11]
Patch tronqué	EBG	circulaire	117x117x4	3,7	67	[12]

- Le troisième est de développer des structures AMC compatibles avec les contraintes de coûts est d'encombrement propre à la RFID.

Une dernière partie est consacrée à la conception d'une antenne pour lecteur de systèmes UWB télé-alimenté par une porteuse dans la bande RFID-UHF dont le système est décrit dans la référence [29]. Les objectifs de cette conception sont tous autres. Il est recherché un gain plat dans la bande UWB (3,1 – 10,6 GHz) avec une réjection maximale de la porteuse RFID à 900 MHz dont le plan de polarisation est le même que celui des impulsions issues de l'émetteur UWB.

Pour présenter ces différents aspects, le chapitre propose l'approche suivante. Nous commençons par présenter l'analyse que nous menons pour la conception d'antenne à polarisation linéaire. Cette analyse est illustrée par deux conceptions. Dans seconde partie de chapitre nous exposons les études réalisées sur les AMCs. Dans la troisième partie nous décrivons les travaux développés pour obtenir un rayonnement circulaire avec des réflecteurs AMCs.

2.2 Antennes à polarisation linéaire

Les travaux exposés sont la synthèse des travaux de monsieur Juvenal Alarcon qu'ils a développés pour le rojet RFID AERO [21].

Dans la conception de systèmes antennaires pour la RFID passive, la nature du champ émis, notamment sa polarisation est cruciale. Il nécessite une analyse au cas par cas du problème d'identification posé suivant la connaissance ou non au préalable de l'orientation des étiquettes à lire. Si celle-ci ne peut être connue ou qu'elle n'est pas systématiquement la même, une antenne lecteur à polarisation circulaire permet de minimiser l'impact des pertes par copolarisation. Si au contraire il est possible d'orienter toutes les étiquettes dans le même sens, c'est une polarisation linéaire qu'il faut privilégier. Nous détaillons la démarche qui permet de choisir le type d'antenne lecteur en fonction de chaque cas au travers de deux sous parties consacrées aux antennes à polarisation circulaire et aux antennes à polarisation linéaire.

2.2.1 Analyse du problème

Dans le cas du projet RFID-aero le nombre, la position et l'orientation unique par rapport au lecteur de toutes les étiquettes sont connus au préalable. L'hélicoptère est divisé en plusieurs zones et chacune d'entre elles comporte un nombre restreint d'éléments à identifier. De plus aucune des pièces à identifier n'est mobile en fonctionnement normal de l'hélicoptère. La figure 2.2 montre le zonage adopté pour le projet. Dans chaque zone une antenne spécifique a été développée pour répondre au mieux aux exigences du projet.

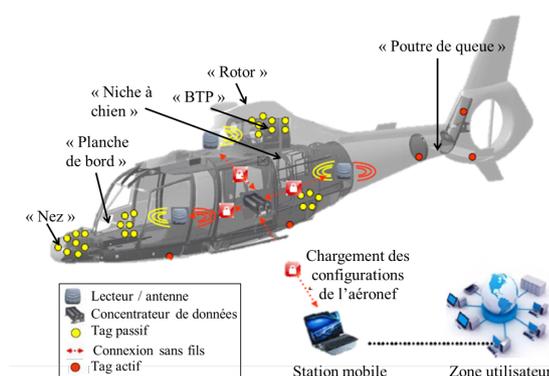


FIGURE 2.2: Zonage de l'hélicoptère dans le projet RFID-Aéro

L'analyse de l'ensemble des contraintes montre que deux antennes différentes permettent de lire l'ensemble des pièces désignées comme primordiales par le donneur d'ordre du projet, en l'occurrence Eurocopter. Bien entendu chacune des zones a son antenne lecteur dédiée.

Nous n'illustrons la démarche et le choix topologique de l'antenne qui en a découlé que pour deux zones emblématiques du projet. La même démarche a été utilisée dans les autres zones non détaillées dans ce mémoire. Pour plus de détails sur les zones non exposées le lecteur se reportera au chapitre V de la thèse de Monsieur Juvenal Alarcon [21].

La première zone étudiée est le nez de l'appareil (voir fig : 2.3). Elle un espace confiné avec un volume disponible très faible avec une forte densité de pièces de toutes natures. Seul l'orientation des étiquettes et leur nombre (17) sont connues. Elles sont toutes orientées dans le même sens et les distances de lectures sont faibles puisque le volume total du nez de l'hélicoptère est de l'ordre de quelques mètres cubes. De plus nous ne disposons que d'une voie de lecteur. Pour assurer la lecture de toutes les pièces la solution retenue est un couple d'antennes dipôles alimentées par un diviseur de puissance. Elle a été retenue parce que cette solution était simple, peu chère et d'un poids réduit.

La seconde zone étudiée est la BTP (boite de transmission principale). Elle comporte l'ensemble des pièces statiques du rotor et nous ne traitons que la partie droite qui est l'exacte symétrie de la partie gauche. La figure 2.4 montre une photographie de la zone.

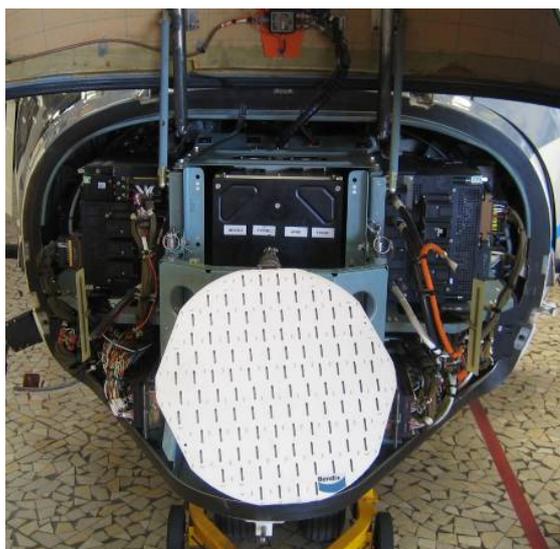


FIGURE 2.3: Photographie de la zone "nez"



FIGURE 2.4: Boîte de transmission principale d'un hélicoptère

On y voit la densité importante de pièces métalliques et l'exiguïté de l'espace disponible pour placer des antennes lecteurs. L'analyse de la configuration de la zone et du placement des pièces à identifier montre (fig : 2.5) que le champ électrique rayonné doit être parallèle au plancher et que l'antenne doit en être immunisée ou exploiter son caractère métallique.

En effet, l'orientation verticale des 29 étiquettes d'identification de la BTP est imposée par leur placement. Une analyse vectorielle du champ émis par l'antenne montre que celle-ci n'est sensible qu'à la composante normale $E \cos(\theta)$ du champ électrique total si le champ émis est à polarisation verticale (voir fig. 2.5 (a)) alors que dans le cas d'un

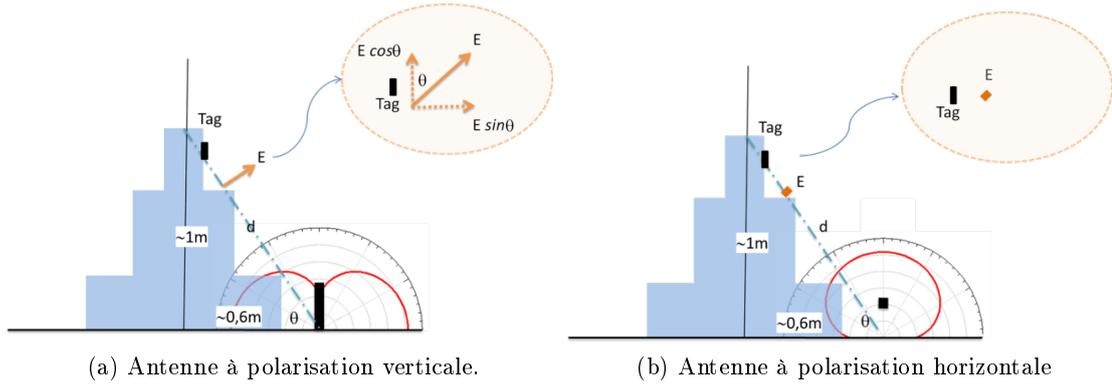


FIGURE 2.5: Choix de polarisation

champ à polarisation horizontale l'antenne de l'étiquette est sensible à la totalité du champ électrique émis (voir fig. 2.5 (b)). Nous appellerons cette antenne Dipôle H dans la suite de ce mémoire. Nous proposons maintenant de nous pencher sur la conception proprement dite de l'antenne.

2.2.2 Conception de l'antenne

Ce travail a été l'objet de la publication [30]. Pour satisfaire la conclusion de l'analyse précédente il faut concevoir une antenne dont le rayonnement et le plan de polarisation est parallèle au plancher de la BTP. Un dipôle suspendu au dessus de celui-ci permet d'obtenir un tel rayonnement mais il est sensible au plancher métallique. Plutôt que d'essayer de s'en affranchir nous avons proposé aux partenaires du projet d'en tirer parti en l'utilisant comme plan de masse. Dans sa version finale l'antenne est recouverte par un capot en ABS.

L'antenne dipôle H repose sur l'exploitation d'interférences constructives provoquées par le rayonnement d'un dipôle placé à une distance proche de $\lambda_0/4$ d'un plan métallique. Le dipôle est ensuite adapté par une ligne en court circuit. Les figures 2.6a et 2.6b montrent la face avant et la face arrière de la partie verticale de l'antenne.

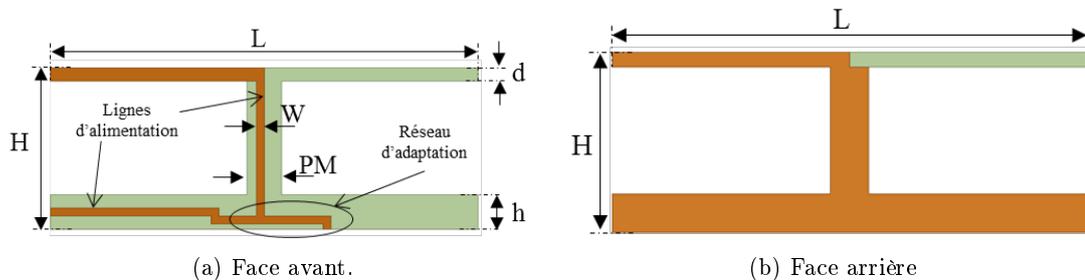


FIGURE 2.6: Description de l'antenne dipôle H

La table 2.3 récapitule les dimensions de l'antenne obtenue après simulations et optimisations du compromis entre encombrement et performances. Le critère principal d'op-

TABLE 2.3: Valeur des paramètres géométriques de l'antenne dipôle H

paramètre	valeur
H	61 mm
L	160 mm
W	3 mm
PM	5 mm
d	5 mm
h	13 mm

timisation a été de garder le gain total de l'antenne égal à 90% du gain obtenu lorsque qu'il est placé exactement à $\lambda_0/4$ du plan de masse de $180 \times 80 \text{ mm}^2$, cette contrainte étant fixée par l'espace disponible dans la BTP. La figure 2.7 et la table 2.4 récapitulent les performances obtenues en simulation et en mesure du prototype réalisé en FR4 lorsque cette antenne est placée à proximité d'un plan métallique vertical.

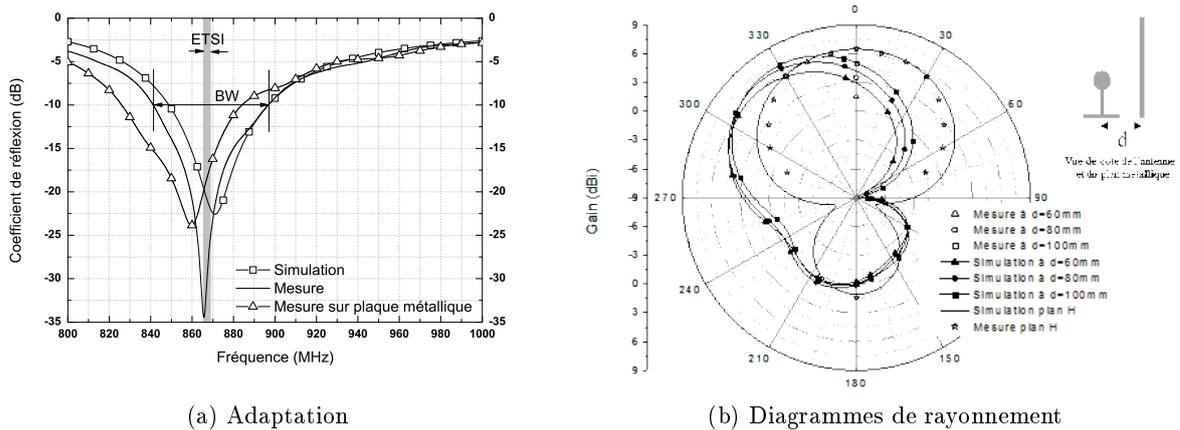


FIGURE 2.7: Performances mesurées et simulées de l'antenne H

TABLE 2.4: Performances antenne dipôle H.

paramètre	Simulation	Mesure
Gain	6,4 dB	6,5 dB
Bande Passante	48 MHz	55 MHz
Ouverture à 3 dB	106°	55°
Rapport avant/arrière	5,5 dB	5,1 dB

Nous venons de le voir, lorsque l'orientation des étiquettes est connue et est unique la solution que nous préconisons pour les antennes lecteurs repose sur des antennes à polarisation linéaire dont la direction de polarisation est choisie après avoir analysé les positionnement des étiquettes et du lecteur. A contrario si l'une des deux conditions précitées n'est pas respectées, nous recommandons l'emploi et la conception d'antennes

lecteur à polarisation circulaire.

2.3 Antennes à polarisation circulaire

Cette partie de mémoire est une synthèse des travaux de Juvenal Alarcon [21] et de Daniel Darocha Marques [24].

2.3.1 Démarche générale de conception

Il existe une multitude de solutions pour aboutir à des antennes dont le rayonnement est à polarisation circulaire. L'expérience des projets industriels, même si cela peut paraître limitant au premier abord, nous a montré que seules les solutions à une source d'alimentation pour l'antenne globale est envisageable actuellement dans le monde de la RFID. Ainsi nous nous sommes attachés à explorer les voies de conception aboutissant à des antennes ne possédant qu'un port d'alimentation radio-fréquence.

Étant avant tout un laboratoire de recherche nous avons tout de même exploré des voies innovantes. C'est ainsi que nous avons cherché à concevoir des antennes compactes, en cherchant quand cela était possible à introduire des fonctions supplémentaires comme le dépointage de faisceaux ou bien encore la modification électronique de la polarisation.

Dans toutes les conceptions présentées dans cette partie du mémoire un dénominateur commun autre que l'obtention d'une polarisation circulaire et l'emploi d'AMC.

Pour l'étude des AMC, après une explication du fonctionnement nous proposons une méthode de miniaturisation qui les rends exploitables aux fréquences des applications RFID avec des dimensions acceptables pour des applications industrielles. Cette technique a été proposée par Juvenal Alarcon lors de sa thèse [21] et [25]. Dans un second temps nous étudions l'impact des pertes dans la structure miniaturisée afin de réduire le coût de fabrication lorsque les pertes dans les matériaux faibles coûts comme le FR4 ne sont plus suffisant pour atteindre les performances nécessaires. C'est le fruit du travail de thèse de monsieur Daniel Darocha Marques [24].

Dans l'étude sur les éléments rayonnants nous avons choisi de suivre la démarche suivante. Nous commençons par exposer les conceptions reposant sur des combinaisons d'éléments à polarisation linéaires disposés de façon à obtenir un rayonnement circulaire. Nous débutons par deux dipôles alimentés en quadrature. Nous poursuivons par un réseau de quatre spirales logarithmiques qui lorsqu'elles sont alimentées par un réseau d'alimentation incluant des déphaseurs à commande électronique permet de dépointer le faisceau tout en concevant une polarisation circulaire. La conception suivante explore la voie des anneaux résonants qui permettent, pourvu qu'ils soient alimentés en quadrature, d'obtenir une polarisation circulaire. Lors de cette conception nous ajoutons une possibilité de commande électronique de la polarisation du champ rayonné par l'antenne.

Pour finir, nous présentons une technique de miniaturisation par pliage et de réduction du nombre de sources appliquée à un anneau fente résonant.

2.3.2 Fonctionnement et conception d'AMC

Pour comprendre le fonctionnement et l'utilité des surfaces AMC comparons le comportement d'un point de vue purement ondulatoire du champ émit par une antenne planaire quelconque. La figure 2.8 illustre le comportement du champ émit par la face arrière d'une antenne planaire quelconque lorsqu'elle est à proximité d'un métal parfait faisant office de réflecteur et lorsqu'elle est proche d'une surface magnétique artificielle.

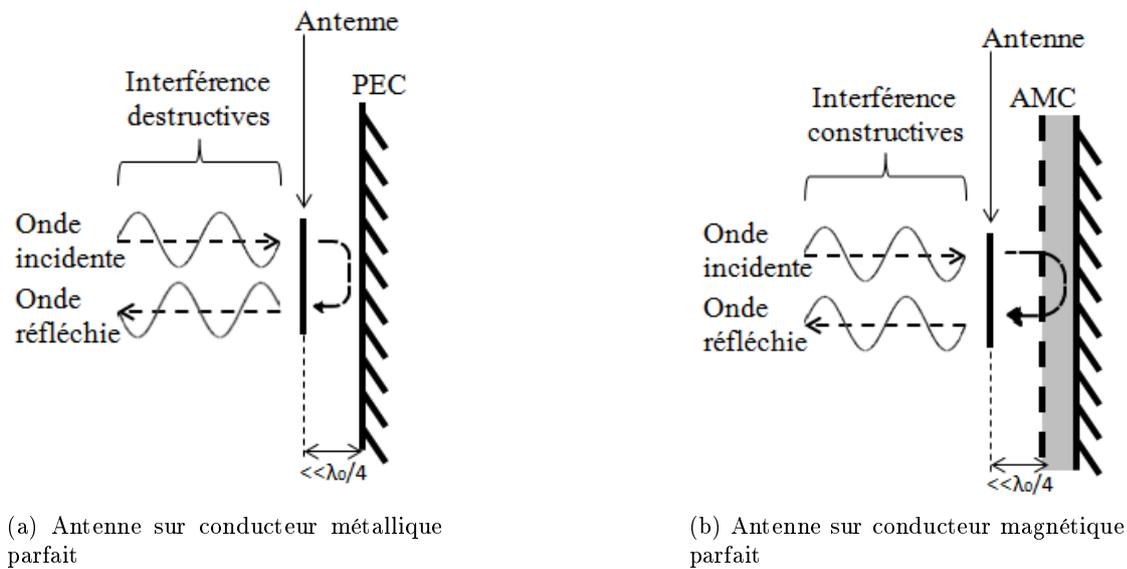


FIGURE 2.8: Comportement d'une antenne sur AMC et PEC

Lors qu'une antenne est placée à proximité d'un conducteur métallique, les ondes émises en face arrière par celle-ci sont réfléchies et subissent un déphasage de π dû au coefficient de réflexion de -1 d'un dioptré air métal. L'antenne étant à proximité du métal, c'est à dire à une faible portion de longueur d'onde, la distance parcourue par les ondes n'est pas suffisante pour introduire un déphasage supplémentaire garantissant des interférences constructives. Les ondes sont alors en opposition de phase comme le montre la figure 2.8a.

Dans le cas où l'antenne est placée à proximité d'un conducteur magnétique artificiel, le déphasage subi par les ondes est nul. Ainsi les interférences deviennent constructives (voir figure 2.8b). Le gain de l'antenne s'en trouve augmenté de 3 dB dans le cas d'un AMC parfait.

Pour comprendre le fonctionnement et déduire quelques tendances pour la conception de ces surfaces magnétiques nous proposons un premier dimensionnement une approche type optique ondulatoire.

L'étude basée sur l'optique ondulatoire d'une structure AMC avec un simple patch permet de déduire les dimensions initiales du motif élémentaire. La figure 2.9 donne une coupe transversale d'une telle structure.

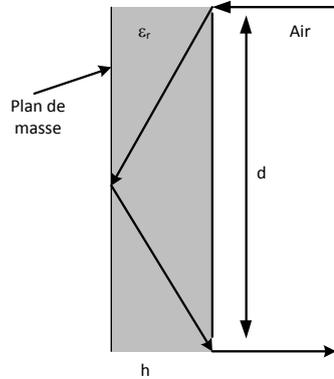


FIGURE 2.9: Coupe transversale d'une structure AMC type champignon

En négligeant la diffraction due aux fentes entre les patches et en supposant que le déphasage introduit par la propagation dans le substrat est de π , le théorème de Pythagore permet de calculer la dimension d du patch qui donne une résonance à la fréquence f_0 .

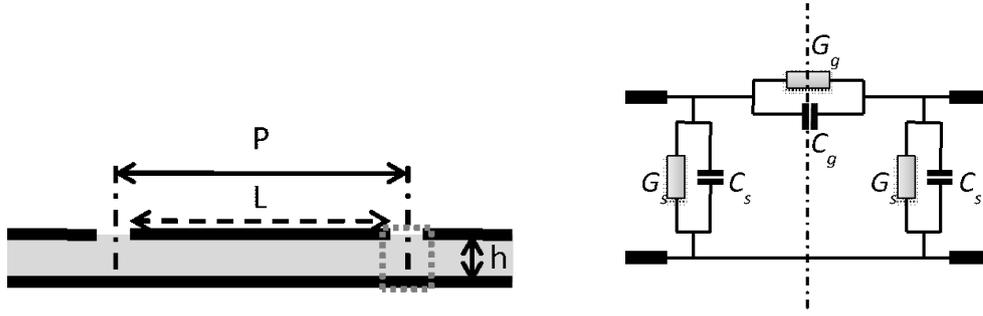
$$d = \sqrt{\frac{\lambda_0^2}{4\epsilon_r} - 4h^2} \quad (2.1)$$

En choisissant un substrat type FR-4 ($\epsilon_r = 4.4$) d'épaisseur 1,6 mm, l'équation 2.1 donne une valeur de 82 mm pour une fréquence de fonctionnement de 868 MHz. Cette valeur aboutit à des structures imposantes pour une surface de plus de trois cellules par trois cellules. C'est pour cela que nous avons choisi de miniaturiser ces surfaces. L'approche optique ne permet de traiter simplement le cas d'une AMC avec plusieurs couches de matériaux différents. Pour traiter ce problème, parmi toutes les voies explorées dans littérature, nous retenons une approche basée sur les lignes de transmission [31].

2.3.3 Miniaturisation de cellules AMC

L'étude réalisée grâce aux lignes de transmission s'appuie sur les résultats de la publication [31]. Elle repose sur le modèle d'une transition comme celui de la figure 2.10b pour une cellule comme celle de la figure 2.10a. Dans ce modèle, C_s modélise la capacité entre le patch et le plan de masse, G_s la conductance de rayonnement, C_g la capacité entre deux patches consécutifs et G_g la conductance des pertes et rayonnement.

L'auteur montre que la surface AMC obtenue par la périodisation de la cellule de la figure 2.10a a un coefficient de réflexion égale à $+1$ lorsque la cellule élémentaire résonne. C'est à dire que la partie imaginaire de l'admittance équivalente de la discontinuité



(a) Coupe transverse d'une cellule d'une surface AMC patch (b) Modèle équivalent d'une transition

FIGURE 2.10: Description et modélisation d'une cellule AMC patch

ramenée au milieu du patch de l'équation 2.2 est nulle.

$$Y = G + jB + Y_c \frac{G + j(B + Y_c \tan(\beta L))}{Y_c - \beta L \tan(\beta L) + jG \tan(\beta L)} \quad (2.2)$$

Avec :

$$B = \omega (C_s + 2C_g) \quad G = G_s + 2G_c \quad (2.3)$$

et Y_c l'admittance caractéristique du patch et β la longueur électrique du patch.

Cette condition de résonance s'écrit aussi :

$$\tan(\beta L) = \frac{2Y_c B}{G^2 + B^2 - Y_c^2} \quad (2.4)$$

Si dans cette structure, nous ajoutons une couche métallique comme décrit figure 2.11, la coupe transversale et le modèle électrique de la figure 2.10 deviennent ceux de la figure 2.12.

La même analyse théorique que celle de la publication [31] permet d'exprimer encore une fois l'impédance du patch (équation 2.5).

$$Y' = G' + jB' + Y'_c \frac{G' + j(B' + Y'_c \tan(\beta' L))}{Y'_c - \beta' L \tan(\beta' L) + jG' \tan(\beta' L)} \quad (2.5)$$

Avec cette fois ci :

$$B' = \omega (2C_s + 2C_g) \quad G' = 2G_s + 2G_g \quad (2.6)$$

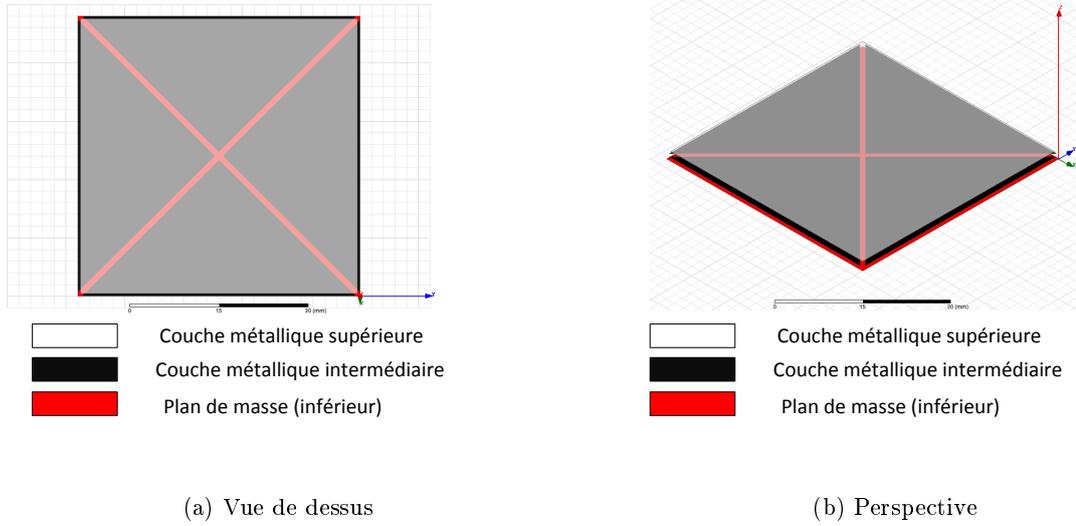


FIGURE 2.11: Vues d'une cellule élémentaire miniaturisée

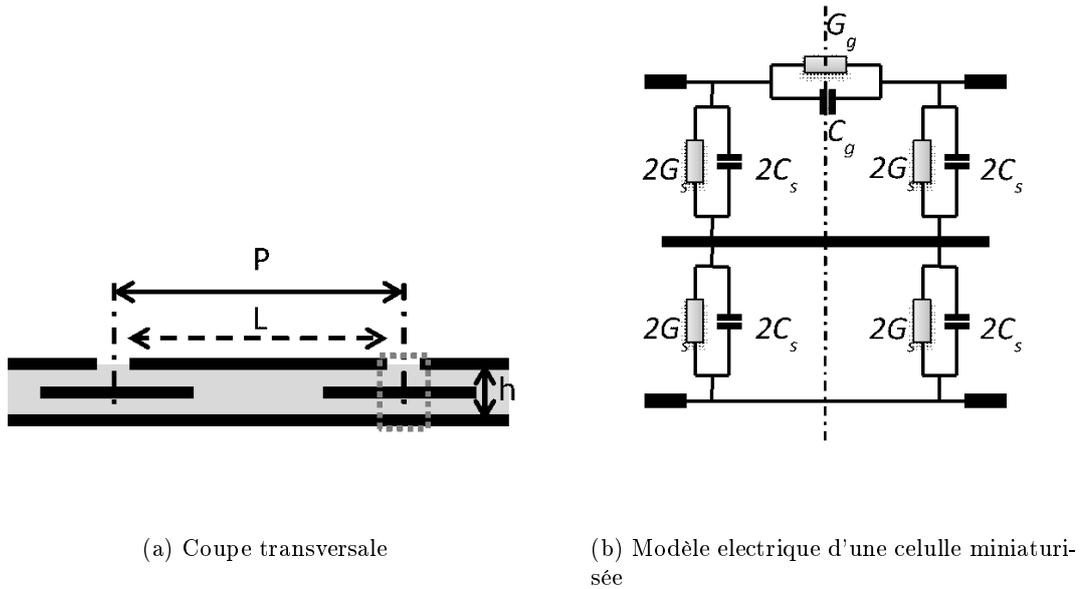


FIGURE 2.12: Technique de miniaturisation des AMC type champignons

De même, il est possible d'en déduire les conditions de résonance du patch formé cette fois ci par les deux couches et le plan de masse (equation 2.7).

$$\tan(\beta' L) = \frac{2Y_c' B'}{G'^2 + B'^2 - Y_c'^2} \quad (2.7)$$

Maintenant si l'on observe les équations 2.3 et 2.6 on obtient $B' > B$. Négligeons les conductances de pertes (G et G') devant B et B' . Une des conséquence qui en résulte est que pour deux structures de mêmes dimensions $L \times L$ la condition $\beta' < \beta$ est nécessairement satisfaite. Cette dernière relation implique que pour avoir la même fréquence de résonance des deux structures celle à deux couches doit nécessairement être de dimensions plus

faibles. Autrement, dit la cellule est miniaturisée. Un corolaire est que si deux cellules de même dimension (l'une avec deux couches et l'autre une seule), celle avec deux couches résonne à une fréquence plus faible. La figure 2.13 obtenue en simulant deux structures comme celles des figures 2.9 et 2.12 de même dimension par la méthode des éléments finis et les modes de Floquet [32] montre que l'analyse théorique se confirme.

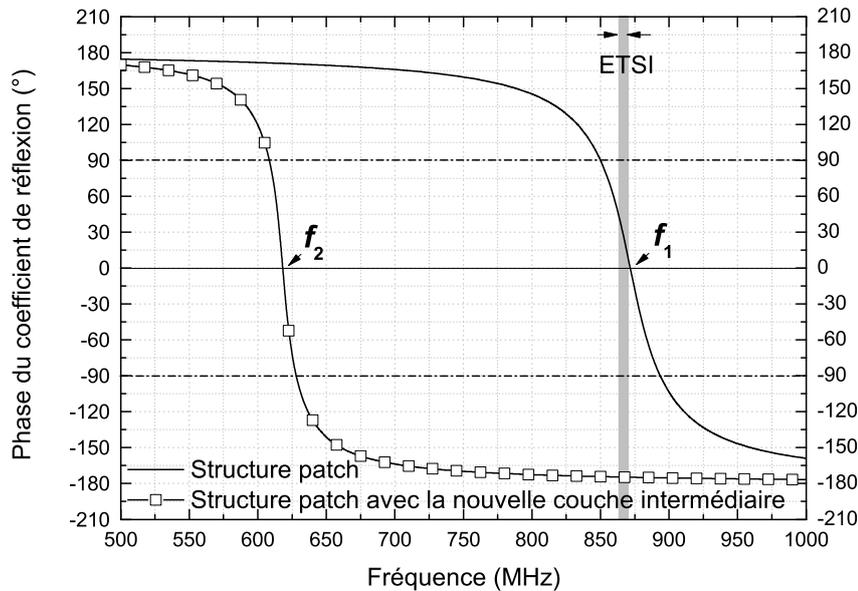


FIGURE 2.13: Effet de l'introduction de la couche intermédiaire sur la phase du coefficient de réflexion d'un AMC à motif carré

En réduisant les dimensions de la cellule à deux couches on obtient la même fréquence de résonance (voir figure 2.14). Les simulations montrent qu'une cellule miniaturisée à la même bande passante (bande de fréquence dans laquelle $-90 \leq \varphi_{\Gamma} \leq 90$) qu'une cellule non miniaturisée de même épaisseur (voir figure 2.14).

La table 2.5 récapitule les paramètres géométriques et les performances électriques des deux types d'AMC.

TABLE 2.5: Comparaison des AMC miniaturisé et non miniaturisés

	Cellule non miniaturisée	Cellule miniaturisée
Période	70,5 mm	48,5 mm
Gap	0,5 mm	0,5 mm
Épaisseur	1,6 mm	3,2 mm
Bande Passante	850 – 894 MHz	852 – 950 MHz
Facteur de miniaturisation	1	0,69

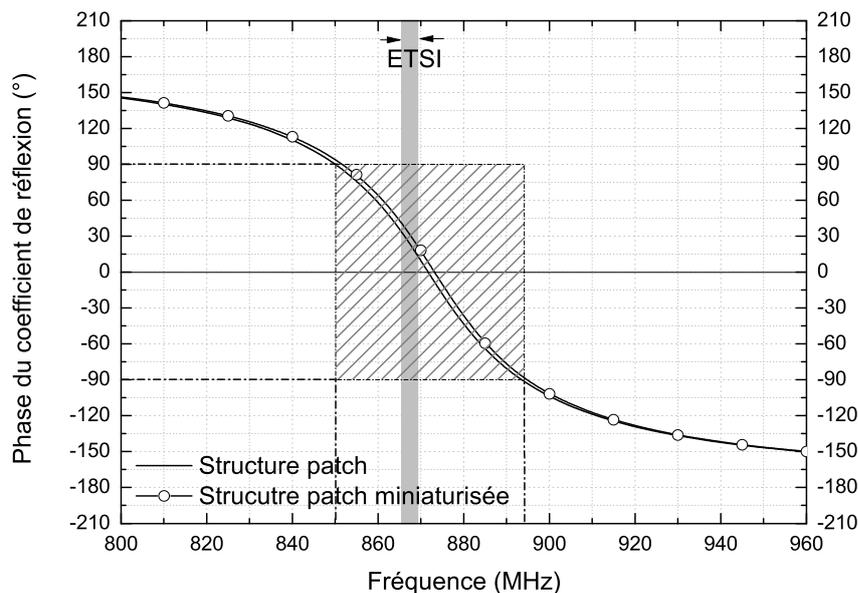


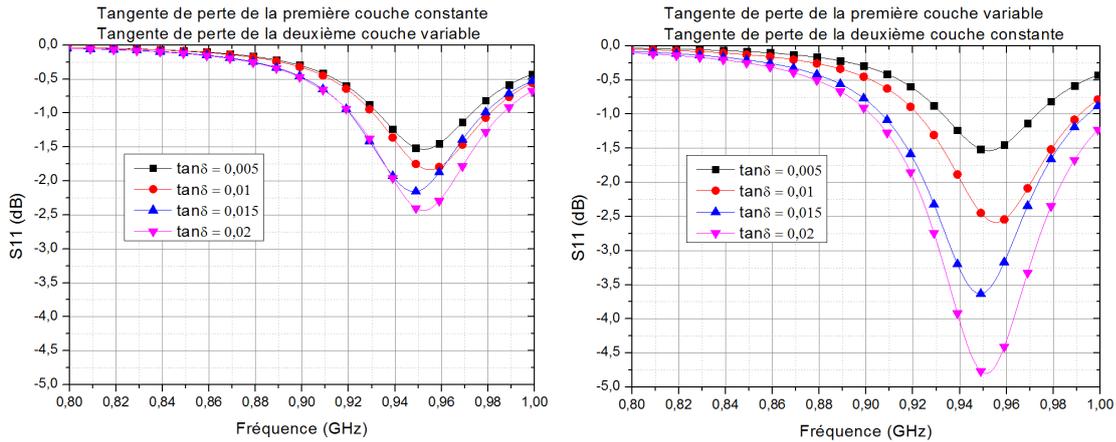
FIGURE 2.14: Comparaison de la phase du coefficient de réflexion d'un AMC miniature et d'un AMC non miniature

2.3.4 Impact du choix des matériaux dans la conception d'AMC miniaturisée double couche

Certaines applications nécessitent des antennes ayant un gain qu'il n'est pas possible à atteindre avec des matériaux type FR4. L'emploi de matériaux faibles pertes est alors à envisager mais encore faut-il que le coût soit supportable. Pour des applications grand public où c'est un facteur déterminant, il faut réduire l'impact du coût du matériau faibles pertes. Une solution est de concevoir une surface dont les deux couches sont dans des matériaux différents. Cette étude a été menée dans le cadre du projet VEADISTA et plus particulièrement dans la thèse de Daniel Darocha-Marcès [24].

Dans cet objectif, nous avons développé au laboratoire des AMC doubles couches. Par des simulations, nous évaluons l'impact de la tangente de perte des matériaux lorsqu'on les conçoit avec deux matériaux différents. L'un a de faibles pertes et l'autre des pertes plus importantes. Ainsi les simulations montrent qu'en remplaçant la couche supérieure de FR4 à fortes pertes par un matériau à faible pertes type TACONIC-RF-35 l'amélioration des performances est notable avec un coût de fabrication raisonnable (voir fig 2.15).

Maintenant que les AMC que nous avons étudié sont présentées, nous présentons les travaux que nous avons effectué sur les éléments rayonnants. Le déroulement des activités de recherche a fait que les différentes conceptions décrites utilisent l'ensemble des versions des AMC présentés mais qu'il n'existe pas de conception basée sur un même élément rayonnant déclinant les différentes versions d'AMC.



(a) Matériaux à pertes diélectriques variables sur la couche inférieure (b) Matériaux à pertes diélectriques variables sur la couche supérieure

FIGURE 2.15: Influence des pertes dans un AMC double couches

2.3.5 Pistes de conception d'éléments rayonnant à polarisation circulaire

Dans la plus part des applications RFID l'orientation des étiquettes n'est pas connue au préalable. Ainsi, dans le cas de polarisation linéaire des antennes lecteurs et d'étiquettes à polarisation linéaire les pertes par copolarisation peuvent être telles que leur lecture devient impossible. Pour réduire l'impact de ces problèmes d'orientation une solution possible est de concevoir des antennes lecteurs émettant un champ électromagnétique à polarisation circulaire. Une multitude de solutions sont possibles nous avons choisi d'en explorer trois.

- combinaison d'éléments à polarisation linéaire,
- mise en réseau d'éléments à polarisation linéaire,
- utilisation d'éléments nativement circulaires.

Dans la suite de ce chapitre nous présentons les méthodes explorées en illustrant chacune de ces trois possibilités. L'antenne cross-dipôle illustre la combinaison d'élément à polarisation linéaire. L'antenne réseau de spirales exploite la mise en réseau d'éléments à polarisation linéaires. Les antennes anneau et cross-bone proposent la conception d'éléments à polarisation nativement circulaire. L'antenne cross-bone est une simplification accompagnée d'une miniaturisation de l'antenne anneau.

Comme les éléments rayonnant que nous avons privilégiés dans les conceptions qui vont suivre ne possèdent pas de plan de masse où ont des plans de masse structurés, nous avons eu systématiquement recours aux AMC pour supprimer les lobes de face arrière qui apparaissent dans ce cas.

2.3.6 Antenne cross dipôle

Élément rayonnant

Dans cette partie nous présentons la conception d'un élément rayonnant basé sur la combinaison d'éléments à polarisation linéaire. Cette combinaison peut être déclinée sous plusieurs forme mais pour une première réalisation nous avons choisi de privilégier la simplicité et la facilité de réalisation pour quelle soit réalisable directement au laboratoire et que le coût de réalisation soit minimal. Nos premiers tests portent sur deux dipôles croisés orthogonaux. Une polarisation linéaire est obtenue si le déphasage entre les deux alimentations est différent de $\pm 90^\circ$ et une polarisation circulaire s'il est de $\pm 90^\circ$. Une solution simple pour obtenir ce déphasage est d'introduire deux déphaseurs de 90° chacun entre les différents brins des dipôles. On obtient alors l'élément rayonnant de la figure 2.16a.

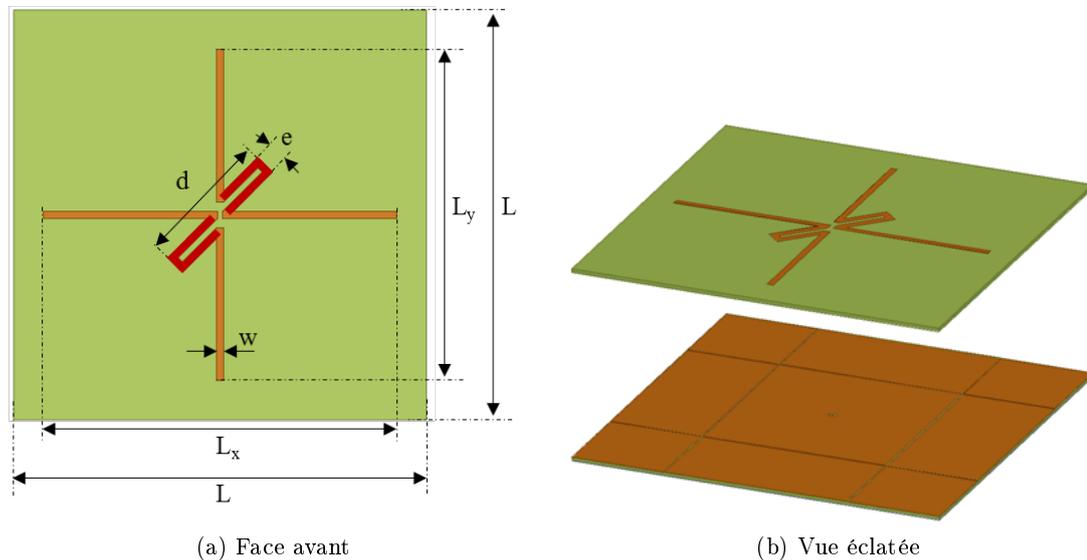


FIGURE 2.16: Antenne cross-dipôle

Le diagramme de rayonnement simulé montre comme attendu un rayonnement type double dipôles croisés avec un fort rayonnement arrière. Pour obtenir une antenne compacte nous avons choisi d'utiliser un réflecteur AMC avec un rayonnement dans un seul demi lobe.

AMC

C'est la première conception d'antenne comportant des AMC du laboratoire. Elle vise simplement à valider les résultats de simulations et la possibilité de fabrication de telles structures au laboratoire sur des graveuses mécaniques.

L'AMC est conçu grâce à des simulations par mode de Floquet [32], puis l'antenne complète est simulée dans son entièreté par la méthode des éléments finis. La surface totale de l'antenne est limitée par le cahier des charges du projet à $150 \times 150 \times 3 \text{ mm}^3$.

Celle ci ne permet de n'avoir que neuf cellules tronquées pour la totalité de l'antenne. Les valeurs des différents paramètres géométriques, données par la table 2.6 sont le résultat d'une optimisation entre une polarisation circulaire et le gain réalisé.

TABLE 2.6: Dimensions de l'antenne cross-dipôles

Paramètres	Dimensions
L	157 mm
L_x	134,3 mm
L_y	126,7 mm
w	2,7 mm
W AMC	78 mm

Cette antenne est caractérisée dans la chambre anéchoïque du laboratoire. La figure 2.17 récapitule l'ensemble des résultats de mesure et de simulation obtenu pour cette antenne. L'ensemble des mesures ont été refaites après l'acquisition de la chambre anéchoïque du laboratoire.

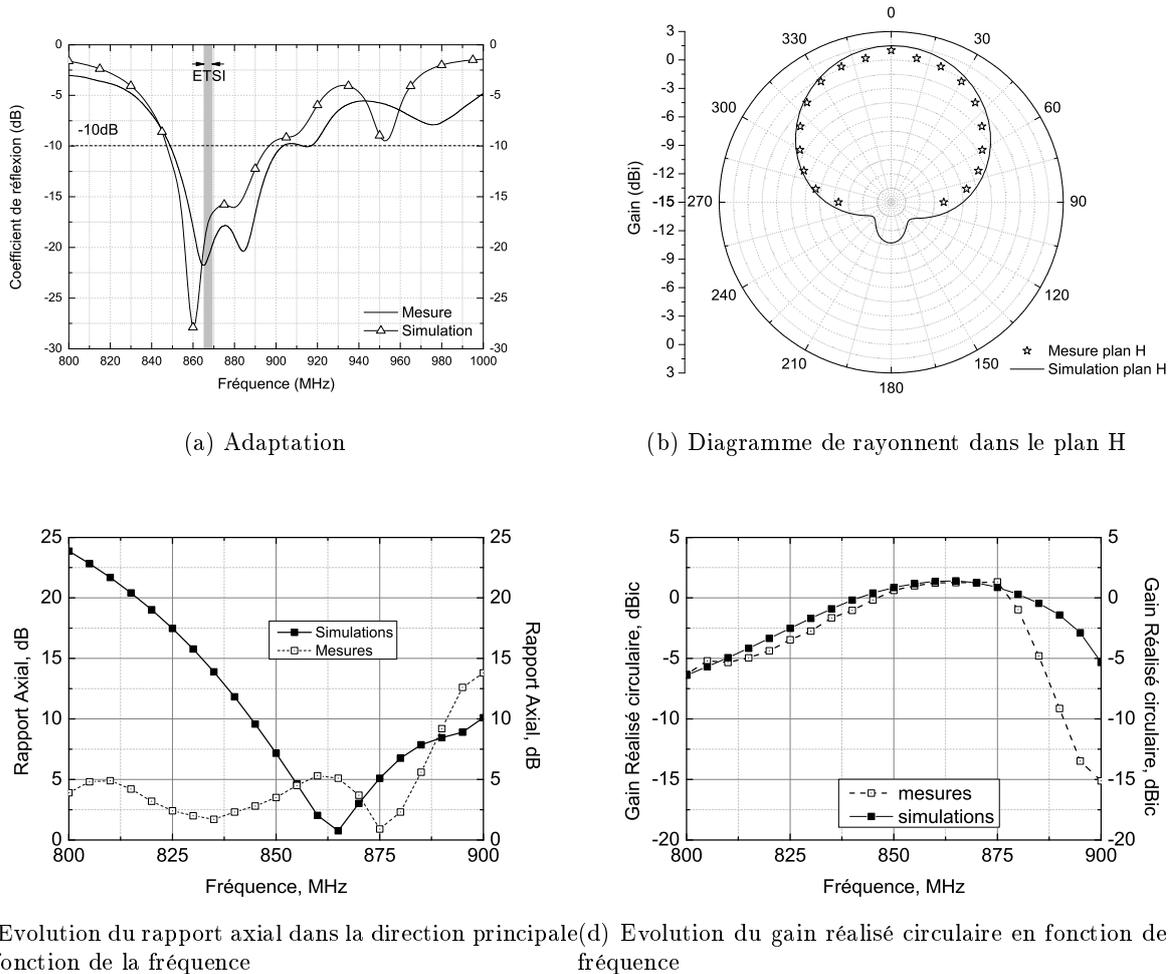


FIGURE 2.17: Caractéristiques électriques de l'antenne cross dipôle

Les résultats de mesure montrent un gain réalisé de 1,5 dB, un axial ratio minimal de 0,8 dB mais à une fréquence de 875 MHz au lieu de 866 MHz. Pour comprendre les raisons envisageables de ce décalage, nous avons réalisé une batterie de rétros-simulations. Ce travail est l'objet de la publication [33].

Les enseignements que nous en tirons sont les causes envisageables sont la profondeur de gravure et les variations de la permittivité diélectrique relative du FR4. En effet lorsque le prototype a été fabriqué le laboratoire ne disposait que d'une graveuse mécanique pour la réalisation de circuits imprimés. Or la fraise de gravure creuse le substrat sur une profondeur qu'il est impossible de contrôler suffisamment précisément pour éviter tout surcreusement du substrat tout en assurant la complète suppression du cuivre. Ce problème est récurrent avec une gravure mécanique. Une seconde cause certaine est la méconnaissance de la valeur de la permittivité diélectrique du substrat. En effet, les fabricant de FR4 ne garantissent pas les valeurs caractérisant le comportement électromagnétique des matériaux employés qu'à 20 % près.

Ainsi le laboratoire a investi dans une graveuse laser mais le coût d'un tel équipement ne nous a permis de l'acquérir que très récemment. Les premiers essais de gravures sont très encourageant malgré le temps nécessaire au développement des recettes de gravure qu'il faut optimiser pour chaque substrat.

TABLE 2.7: Performances de l'antenne cross-Dipôles

	Simulations FR4	Mesures FR4	Simulations RF35
Gain maximum	1,5 dB	1,5 dB	5,5 dB
Rapport Axial minimum	0,3 dB	0,5 dB	0,4 dB
<i>Freq_{min}</i> de rapport axial	866 MHz	875 MHz	869 MHz
Bande Passante à -10 dB	50 MHz	70 MHz	45 MHz
Bande Passante à $AR \leq -3$ dB	12 MHz	8 MHz	10 MHz
Ouverture à 3 dB	70°	90°	65°
Rapport avant Arrière	12 dB	12,6 dB	15 dB

Les performances de tels éléments rayonnants sont relativement faibles sur des substrats faibles coûts type FR4 mais augmentent sensiblement si l'on opte pour des substrats à faibles pertes nécessairement plus onéreux. La table 2.7 montre les performances simulées et mesurées pour un prototype réalisé en FR4. La dernière colonne montre qu'il est possible d'atteindre des performances bien plus élevées avec un substrat faible pertes type RF-35 dont les pertes diélectriques sont plus faibles d'un ordre de grandeur. ($\tan(\delta) = 1,8 \cdot 10^{-3}$ contre $\tan(\delta) = 2 \cdot 10^{-2}$ pour du FR4). Faute de temps aucun prototype en RF 35 n'a été réalisé à ce jour.

2.3.7 Antenne anneau

Cette antenne a été développée dans le cadre du projet RFID-aéro. Le principal objectif de la conception était d'ajouter la fonction de contrôle de polarisation tout en maintenant

des contraintes fortes sur l'encombrement de l'antenne ($220 \times 220 \times 10 \text{ mm}^3$). C'est pour cette raison que les deux sources ont été laissées. Le contrôle de polarisation est obtenu par l'ajout d'un déphaseur commandé électriquement. Malheureusement cette antenne n'a pas été retenue car considérée comme trop complexe à mettre en oeuvre par les partenaires industriels du projet.

L'élément à polarisation circulaire native que nous retenons est un anneau de longueur électrique λ_0 . En effet, pourvu qu'il soit alimenté par deux sources en quadrature, le champ électromagnétique qu'il émet est circulaire. L'antenne conçue (voir fig : 2.18) repose sur cette technique. L'anneau est excité par couplage magnétique par deux lignes en quadratures. Chacune des deux voies est adaptée par l'ajout de deux capacités CMS par voie et d'un triangle capacitif. Les performances mesurées et simulées sont récapitulées par la figure 2.19.

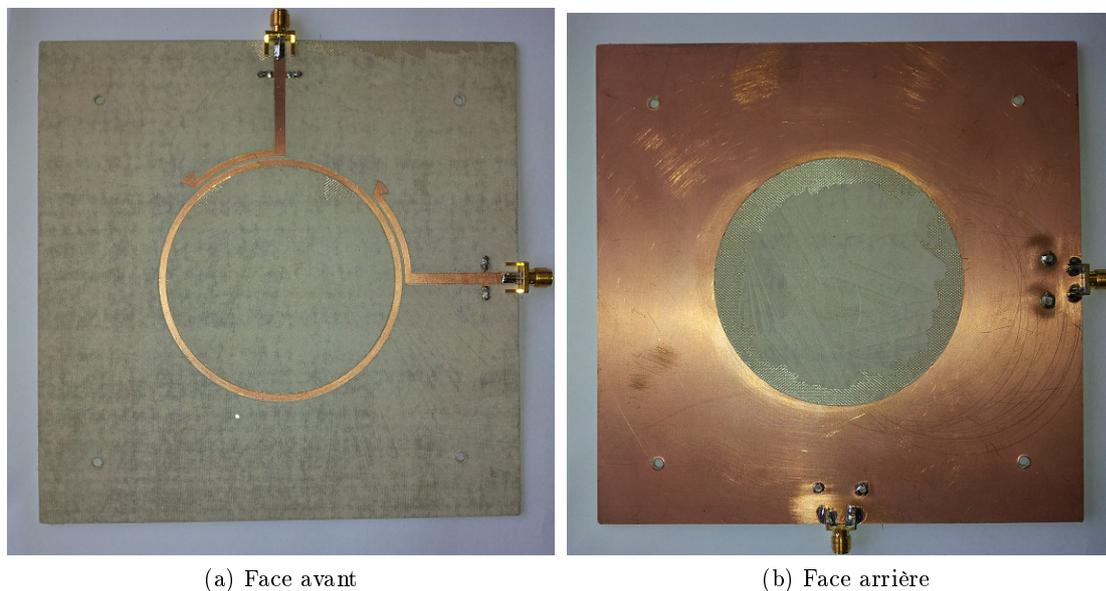


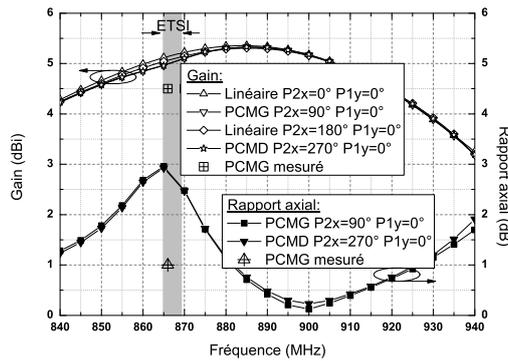
FIGURE 2.18: Antenne anneau à deux sources

Pour modifier la polarisation du champ émis par l'antenne il suffit de changer le déphasage entre les signaux alimentant les deux accès. Le tableau suivant montre les déphasages à appliquer ainsi que le type de polarisation obtenue. Ces différents déphasages sont contrôlés par des déphaseurs passifs contrôlables par tensions continues comprises entre 0 et 25 V. Il s'agit de coupleurs hybrides dont deux des accès sont chargés par des cellules LC dont les capacités sont des varicaps.

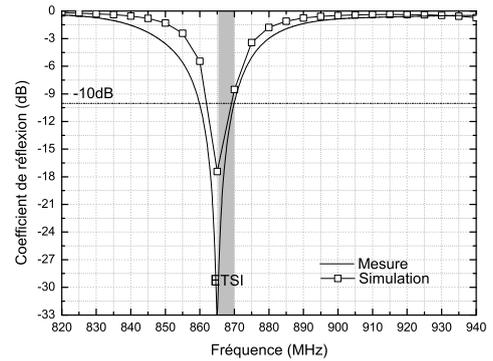
Les résultats montrent que les variations de la valeur de ϵ_{eff} évoquée précédemment ne sont pas suffisantes pour expliquer les décalages en fréquence puisque dans le cas de cette antenne nous avons utilisé du RF 35 dont la valeur de ϵ_{eff} est garantie à 1%. Pour cette conception la raison qui est confirmée par les rétro-simulations effectuées est la profondeur de gravure. Ainsi la réalisation toutes les conceptions d'antennes effectuées au

TABLE 2.8: Table de commande de polarisation de l'antenne anneau à deux sources

Polarisation	Phase port 1	Phase port 2	Gain
Linéaire 25°	0°	0°	5 dB
Circulaire levogyre	0°	90°	5 dB
Linéaire x115°	0°	0°	5 dB
Circulaire dextrogyre	0°	270°	5 dB



(a) Gain et Rapport Axial dans la direction principale de rayonnement de l'antenne



(b) Adaptation de l'antenne

FIGURE 2.19: Performances électriques de l'antenne anneau à 2 sources

laboratoire après celle-ci ont été sous traitées à des entreprises utilisant d'autres procédés que la gravure mécanique.

TABLE 2.9: Performances simulées et mesurées de l'antenne anneau à deux sources (excitations en quadratures)

	Simulations	Mesures
Gain	5 dB	4,5 dB
Rapport Axial	3 dB	1 dB
Bande Passante à -10 dB	862 – 870 MHz	859 – 870 dB
Ouverture à 3 dB	80°	100°
Rapport Avant arrière	20 dB	Non mesuré

2.4 Miniaturisation d'éléments rayonnants

L'un des principaux inconvénients des deux techniques proposées ci-dessus est un encombrement important des éléments rayonnants. Ainsi nous avons cherché à les miniaturiser sans pertes d'efficacité de rayonnement conduisant à des gains trop faibles pour les antennes lecteurs RFID. Ainsi, nous n'avons pas exploré les techniques à base de matériaux à fortes permittivités, d'antennes électriquement petites ou bien encore chargées par des éléments localisés. Nous privilégions les deux techniques que sont le pliage et la

miniaturisation par création d'ondes lentes.

2.4.1 Miniaturisation par création d'ondes lentes

La technique que nous proposons consiste à créer des ondes lentes dans le substrat utilisé pour concevoir l'antenne. Cette technique est particulièrement efficace pour des antennes où le mécanisme principal de rayonnement est la résonance ou le déplacement de courant. Le premier essai développé dans le cadre de mon année de post-doctorat est un patch résonnant. En usinant le plan de masse avec un motif périodique comme celui de la figure 2.20 le plan de masse devient une surface sélective en fréquence. En dessous de la bande interdite de cette structure, un phénomène d'onde lente apparaît [34]. Deux inconvénients apparaissent. Dans le cas d'un patch un second lobe apparaît en face arrière et on observe une diminution de la bande passante. Un troisième peut être rédhibitoire pour les systèmes large bande, le matériau devient artificiellement fortement dispersif. Dans le cas de systèmes RFID ne fonctionnant que dans la bande européenne ce phénomène n'est pas préjudiciable.

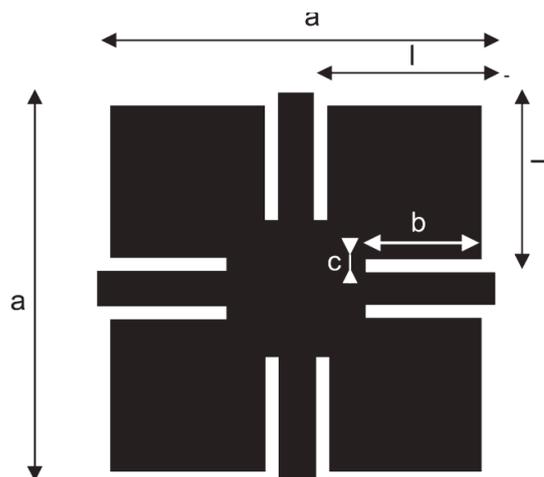


FIGURE 2.20: Motif d'EBG utilisé pour miniaturisation d'éléments rayonnants

Le même phénomène est obtenu par des inclusions périodiques de diélectriques de permittivités différentes dans un substrat mais les coûts de fabrications de tels substrats les rendent hors de propos pour des applications bas coûts comme la RFID.

Un des problèmes posé par cette technique est la diminution de la bande passante de l'élément après miniaturisation. Pour pallier à cet inconvénient, nous avons choisi une antenne spirale tronquée à un seul brin (voir figure : 2.21) dont le caractère large bande est avéré. L'antenne est alimentée par un connecteur SMA entre son plan de masse et le brin de l'antenne. De plus, en privilégiant des antennes larges bandes, nous espérons nous affranchir des problèmes causés par les variations des caractéristiques diélectriques des matériaux faibles coûts. Sur la figure 2.21, par transparence, on distingue le plan de masse structuré qui provoque le phénomène d'ondes lentes et qui permet la miniaturisation de la spirale. En suivant la méthode de réduction [34] et en utilisant les équations de

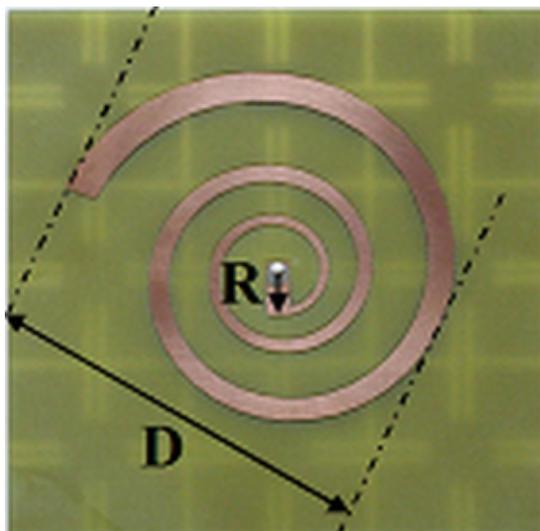


FIGURE 2.21: Antenne spirale sur EBG

dimensionnement des antennes spirales [21] nous obtenons un élément rayonnant de 46 cm de diamètre.

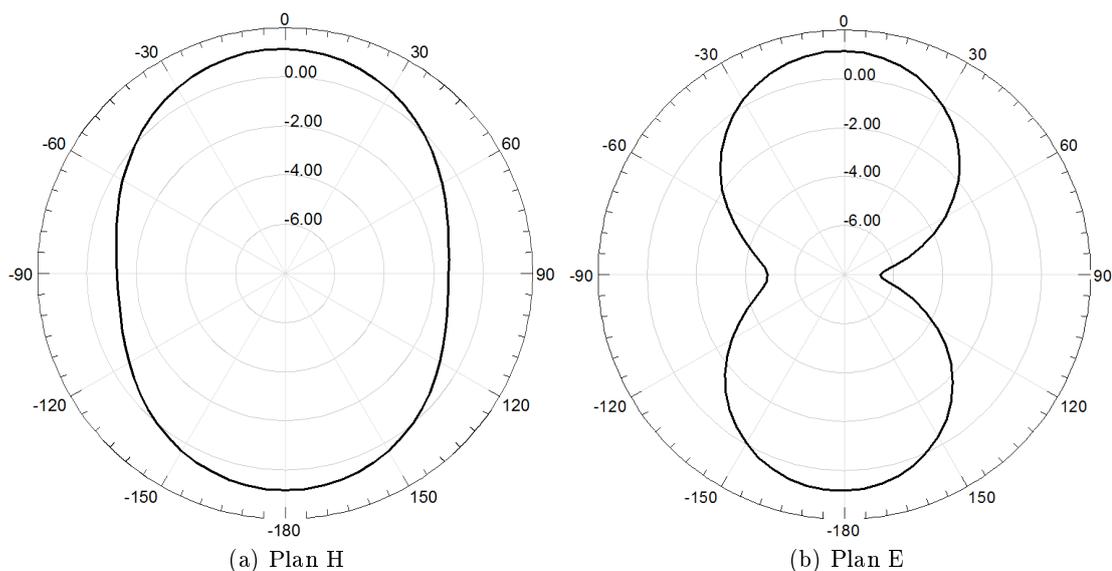


FIGURE 2.22: Diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale miniaturisée

Les simulations montrent un gain total de $-1,2$ dB et un rayonnement important en face arrière (voir fig. 2.22) dans la bande RFID UHF et une polarisation linéaire.

Cet élément est ensuite mis en réseau de 4 antennes dont les dimensions sont limitées à 200×200 mm². Une polarisation circulaire est finalement obtenue par rotation de 90° de chaque élément et un déphasage de 90° introduit par le système de distribution. Le gain total simulé est conforme aux prévisions théoriques (voir fig : 2.24).

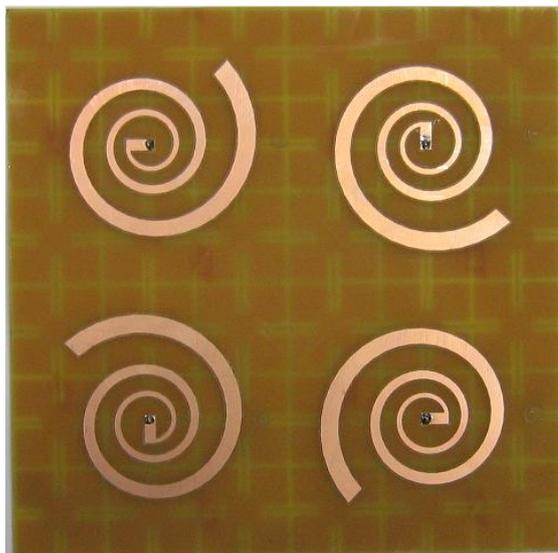
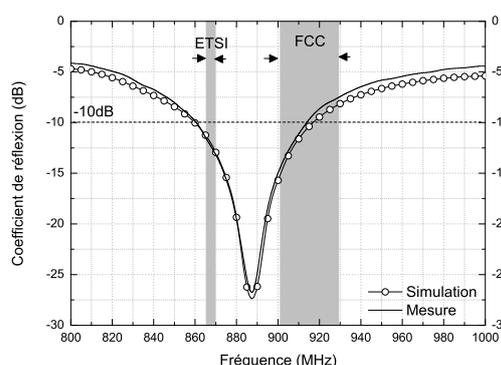
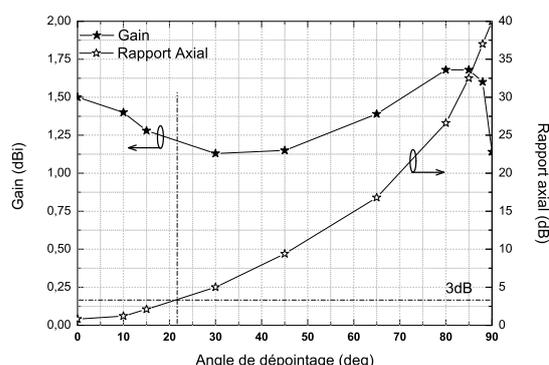


FIGURE 2.23: Réseau d'antenne spirales sur EBG

La mise en réseau de 4 éléments ajoute 6 dB au gain de chaque élément mais la rotation de 90° pour obtenir la polarisation circulaire engendre une perte de 3 dB. Ainsi le gain final est de 1,8 dB. Les mesures montrent un gain total de 1,2 dB. Les simulations montrent également qu'en modifiant la phase des signaux d'alimentation des différents éléments du réseau, il est possible d'obtenir un dépointage du faisceaux de 22° sans perdre la polarisation circulaire du champs émis et sans perte de gain (voir fig : 2.24). Ces travaux ont fait l'objet d'une communication orale [35].



(a) Adaptation



(b) Gain et Axial Ration lors du dépointage

FIGURE 2.24: Performances du réseau de 4 antennes spirales miniaturisées

2.4.2 Miniaturisation par pliage

Intéressons nous maintenant à la seconde technique de miniaturisation qui est elle appropriée aux éléments dont le rayonnement est basé sur des fentes ou des lignes. Elle consiste à replier les éléments en conservant la longueur totale de celui ci constante. Ainsi l'impédance n'est pas modifiée. Le gain l'est si les repliements ne sont pas pertinents.

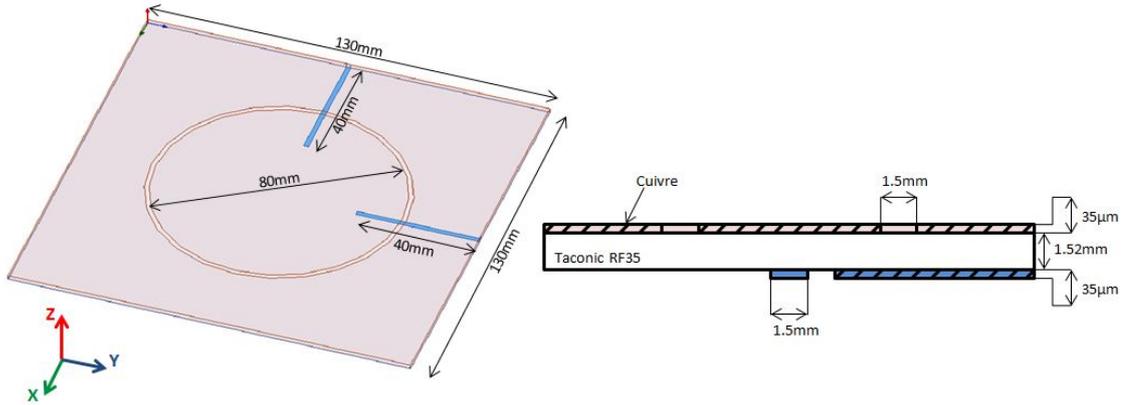


FIGURE 2.25: Antenne slot

Le dimensionnement initial de l'anneau est optimisé pour que le rayonnement de celui-ci soit à polarisation circulaire. Son rayon est calculé pour que sa circonférence soit de λ_0 . Il est conçu sur un substrat à faibles pertes dont le coût de revient reste modéré (Taconic RF 35 $\epsilon_r = 3,5$ et $\tan(\delta) = 2 \cdot 10^{-3}$) d'épaisseur 1,52 mm. En modifiant la technique décrite par [36] nous avons miniaturisé l'anneau résonnant de la figure 2.25 en conservant une polarisation circulaire et un gain quasi constant.

Dans un premier temps, il est alimenté par deux sources en quadrature et un couplage électrique entre les deux lignes d'alimentation (en bleu sur la figure 2.25) et l'anneau. Les lignes d'alimentation étant gravées sur la face inférieure du substrat, seules leur largeur et leur longueur sont optimisées pour avoir le meilleur compromis entre gain réalisé et rapport axial. Comme les dimensions de l'antenne sont trop importantes nous miniaturisons l'antenne par pliage.

Le procédé est itératif et consiste à replier les arcs de cercles en les remplaçant par 3 demi-cercles plus petits. L'ajout des fentes droites qui sont repliées à l'itération suivante, maintient une longueur totale de λ_0 de l'anneau. La figure 2.26 décrit ce procédé. Ainsi la longueur totale de l'élément rayonnant est maintenue constante et le gain reste constant tant que la surface de métal formant le plan de masse n'est pas trop petit. En effet, une diminution trop importante de celui-ci réduit l'efficacité de rayonnement. Une bonne indication des surfaces non utiles est donnée par la visualisation des courants de surface à la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Les parties métalliques où la densité de courant est négligeable peuvent être supprimées.

L'application de cette méthode à l'antenne anneau de la figure 2.25 donne celles des figures 2.27a à 2.28b pour les quatre premières itérations.

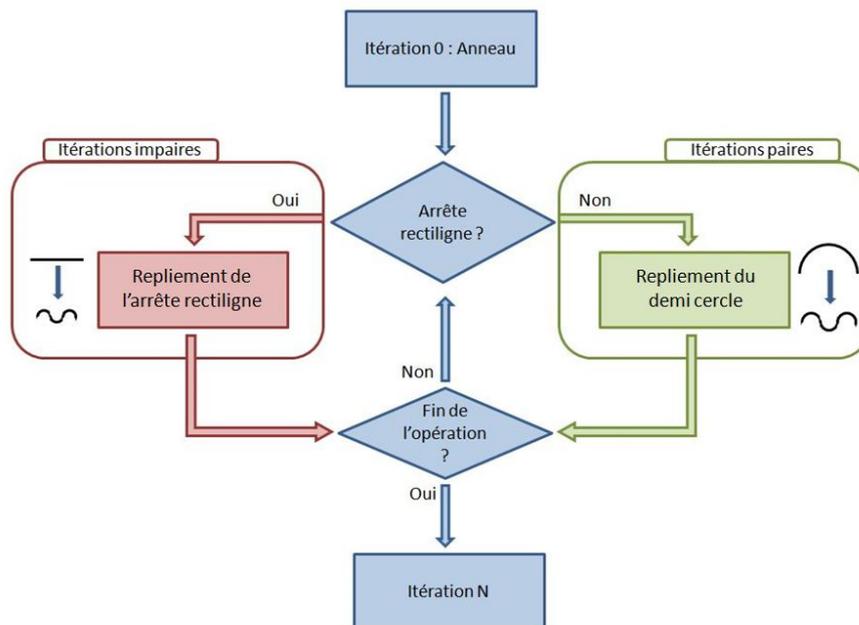


FIGURE 2.26: Algorithme de la procédure de pliage

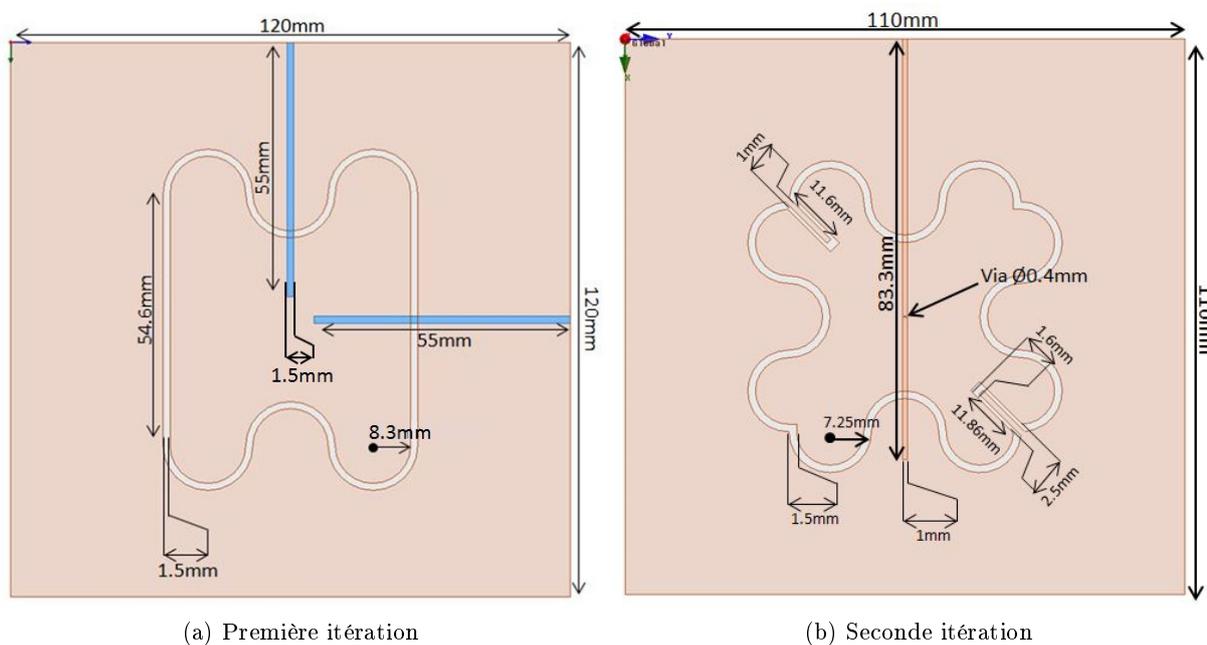


FIGURE 2.27: Miniaturisation d'antenne fente anneau par pliage (itération 1 à 2)

2.4.3 Réduction du nombre de sources

La figure 2.27a montre une antenne à deux sources et la figure 2.27b une autre à une seule source. En effet dans le soucis de simplifier l'utilisation de cette antenne nous avons choisi de réduire le nombre d'alimentations nécessaires en émulant quatre sources en quadratures.

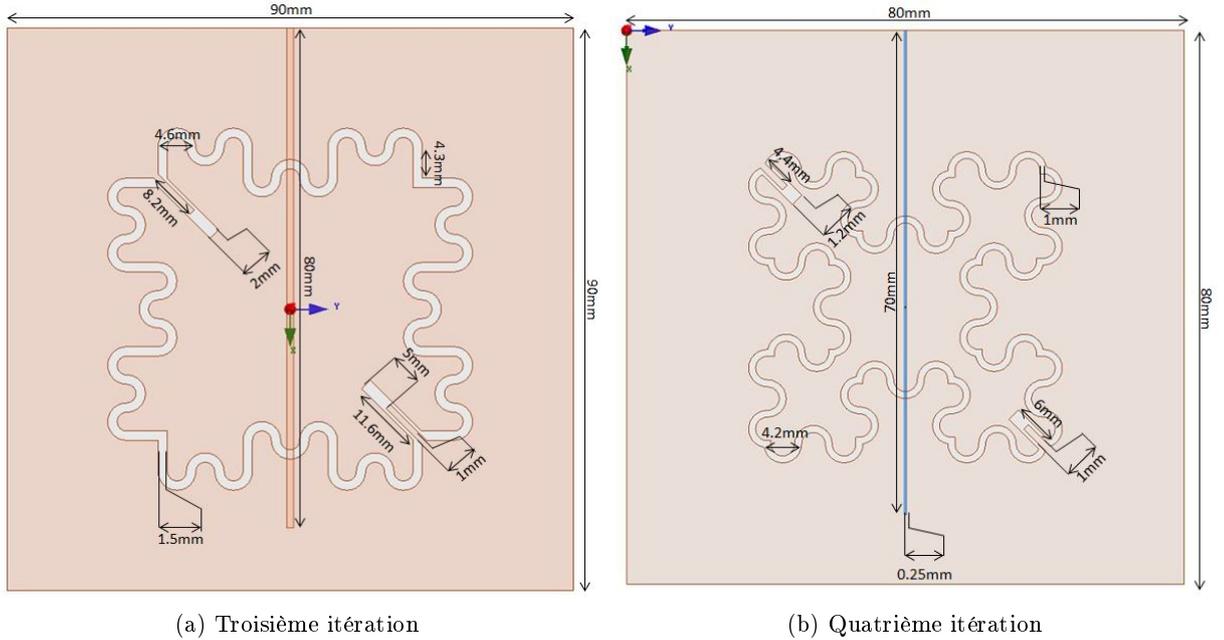


FIGURE 2.28: Miniaturisation d'antenne fente anneau par pliage (itération 3 à 4)

Deux sont émulées par deux déphaseurs disposés à 45° et 225° de part et d'autre de la ligne d'alimentation. Les deux dernières sont obtenues en ajoutant un via au milieu de la ligne d'alimentation qui a été prolongée pour exciter l'anneau en deux points diamétralement opposés (voir fig. 2.27b). Ainsi le courant de surface générant le champ électromagnétique de l'antenne tourne autour de l'anneau et le champ émis est alors circulaire.

Les résultats de simulations de l'antenne de la figure 2.27b tracés sur la figure 2.29 montrent un fort rayonnement en face arrière. Nous avons choisi d'adjoindre une surface miniaturisée à 2 couches. Nous profitons de cette occasion pour vérifier les résultats pressentis lors de l'étude de la partie 2.3.4.

2.4.4 Finalisation de l'antenne : ajout de l'AMC

La figure 2.29 montre un rayonnement en face arrière. Il a été supprimé en ajoutant un AMC miniature tel que celui décrit dans la partie 2.3.3. Dans la suite de ce manuscrit nous appellerons l'antenne à une seule source cross bone. Pour évaluer l'impact des pertes sur les différents éléments de l'antenne nous avons réalisé six prototypes de l'antenne à la seconde itération du procédé de pliage en utilisant deux substrats différents. L'un à fortes pertes est du FR4 dont la tangente de perte est $2 \cdot 10^{-2}$ et le second est du RF 35 dont la tangente de perte est de $2 \cdot 10^{-3}$. La table 2.10 donne les combinaisons fabriquées et mesurées au laboratoire.

La fabrication de l'ensemble des prototypes a été sous-traités à un prestataire extérieur au laboratoire afin de limiter les erreurs de fabrication. Les différentes couches des AMC sont collées sous presse afin de limiter la présence de bulle d'air entre les différentes

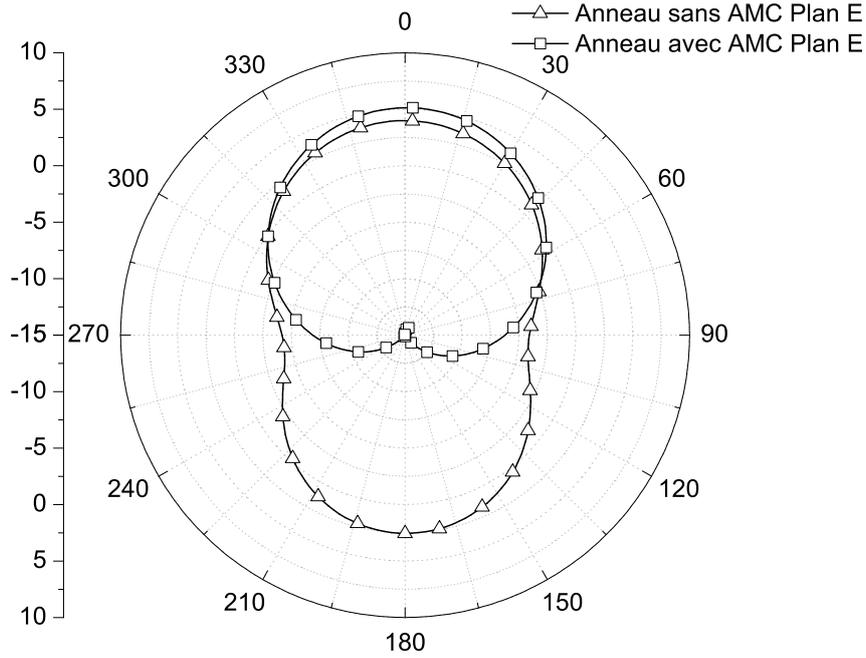


FIGURE 2.29: Effet de l'AMC sur le diagramme de rayonnement d'une antenne anneau

TABLE 2.10: Description des prototypes fabriqués

Désignation	Élément rayonnant	AMC(couche inf.)	AMC(couche sup.)
Antenne 1	RF-35	RF-35	RF-35
Antenne 2	FR-4	RF-35	RF-35
Antenne 3	RF-35	RF-35	FR-4
Antenne 4	FR-4	RF-35	RF-35
Antenne 5	RF-35	FR-4	FR 4
Antenne 6	RF-4	FR-4	FR 4

couches et les erreurs d'alignement. De plus, une dernière couche de FR4 est ajoutée à tous les AMC pour les rigidifier. Les simulations n'ont pas montré de modification lors de l'ajout de cette couche de rigidification. Après réception, les prototypes ont été assemblés au laboratoire puis caractérisés en chambre anéchoïque.

Pour chaque antenne nous avons mesuré l'impédance, le gain circulaire réalisé et le rapport axial. L'ensemble des résultats est synthétisé dans la table 2.11. Le gain circulaire réalisé G_c est calculé grâce à l'équation 2.8 à partir du gain réalisé linéaire G_l et du rapport axial (AR)[37].

$$G_c = G_l + 3 \text{ dB} + 20 \text{Log} \left(\frac{1 + 10 \frac{-AR}{20}}{2} \right) \quad (2.8)$$

TABLE 2.11: Synthèse des **mesures** (simulations) des 6 antennes "cross bone"

Antenne	1	2	3	4	5	6
Gain Réalisé circulaire, dBic	6,9 (7,6)	5,6 (6,8)	4,8 (6,9)	4,8 (5,8)	5,8 (6)	4,2 (4,6)
Rapport Axial (dB)	3 (1,6)	6,6 (2)	8,4 (1)	4,5 (1,9)	2,5 (3)	5,9 (4,6)
Bande Passante ($S_{11} \leq -10$)	68 (44)	43 (43)	57 (30)	57 (28)	87 43	37 (33)
Angle d'ouverture à 3 dB	70	24	62	72	64	75
Rapport avant Arrière	25,1 (22,3)	23,4 (21,7)	14,2 (20,3)	17,1 (20,1)	13,5 (20,5)	15 (20,4)

L'examen de cette table montre que seul deux antennes émettent un champ à polarisation circulaire. Bien entendu le gain réalisé circulaire est bien plus faible que les prévisions lorsque le rapport axial est important. En combinant les tables 2.11 et 2.10 on remarque que les deux antennes (1 et 5) qui émettent un champ à polarisation ont des éléments rayonnants fabriqués en RF35. Les antennes 2, 4 et 6 ont des éléments rayonnants en FR4. L'antenne 3 dont l'élément rayonnant est en RF35 a une couche d'AMC supérieure en FR4.

L'ensemble de ces considérations nous permet de tirer une règle à prendre en considération pour la conception d'antenne utilisant un élément rayonnant et un AMC avec deux couches. Préférer les matériaux faibles pertes pour les éléments rayonnants et la couche supérieure de l'AMC. De même le FR4 et les matériaux dont la permittivité diélectrique est très variable d'une plaque à l'autre doivent être réservés à la couche inférieure de l'AMC. Cette règle confirme les résultats pressentis lors de l'analyse de la partie 2.3.4

2.4.5 Situation par rapport à l'état de l'art

Nous utilisons le même facteur de mérite que dans l'étude bibliographique. Aux antennes mesurées et présentées dans ce manuscrit, nous ajoutons les itérations 3 et 4 de l'antenne cross-bone (cross-bone 3 et cross-bone 4) (voir 2.12). Les prototypes n'ont pas été fabriqués faute de moyens. Le facteur de mérite des antennes sans réflecteur à rayonnement bi-directionnel n'est pas calculé puisqu'il nous paraît inopportun. Dans ce contexte, nous obtenons des antennes aux performances à l'état de l'art. Surtout le gain obtenu et les surfaces du même de grandeur sont du même ordre de grandeur que l'état de l'art, mais les épaisseurs que nous obtenons sont plus faibles.

TABLE 2.12: Positionnement par rapport à l'état de l'art

Rayonnement	Type	Réflecteur	Substrat	Bande Passante	Gain max	Dimensions	F.M.	REF
Linéaire	Dipôle en H	Plan de masse	FR4	841 – 890 MHz	6, 5 dB	160x50x61 mm ³	41	[21]
	Patch	Plan de masse	Air	828 – 1134 MHz	8 dB	225x250x12, 8 mm ³	11	[9]
	Patch	Plan de masse	Air	828 – 1134 MHz	8 dB	225x250x12, 8 mm ³	11	[9]
Circulaire	Patch tronqué	Plan de masse	Air	750 – 970 MHz	9, 3 dB	250x250x35 mm ³	4,2	[6]
	Patch	Plan de masse	Air	828 – 1134 MHz	8 dB	225x250x12, 8 mm ³	11	[9]
	Patch triangulaire	Plan de masse	Air+FR4	854 – 1102 MHz	6 dB	150x150x34 mm ³	7,8	[11]
	Cross Bone	AMC	RF 35	852 – 920 MHz	6, 9 dB	226x226x9, 56 mm ³	14,1	[26]
	Slot	-	FR4	908 – 931 MHz	3 dB	100x100x1, 6 mm ³	-	[8]
	Anneau+patch	-	Air+FR4	820 – 1000 MHz	4, 6 dB	130x130x14, 2 mm ³	-	[10]
	Anneau carré	-	Air+FR4	725 – 1149 MHz	4 dB	95x95x4 mm ³	-	[38]
	Dipôles croisés	AMC	FR4	850 – 920 MHz	0, 5 dB	157x157x3, 2 mm ³	6,3	[21]
	Patch tronqué	EBG	FR4	770 – 892 MHz	3, 7 dB	117x117x4 mm ³	67	[12]
	Cross Bone	AMC	RF 35+ FR4	852 – 920 MHz	5, 8 dB	226x226x9, 56 mm ³	12,4	[26]
Cross bone 3	AMC	RF 35	831 – 895 MHz	6,2 dB	226x226x9, 56 mm ³	12,4	[24]	
Cross bone 4	AMC	RF 35	855 – 916 MHz	7, 9 dB	226x226x9, 56 mm ³	16	[24]	

*Bande passante** = $|S_{11}| < -10$ dB

2.4.6 Limites des méthodes de conceptions proposées

Éléments rayonnants : nous avons exploré plusieurs voies pour obtenir une polarisation circulaire : les réseaux, deux éléments rayonnants linéaires croisés, des éléments rayonnants à polarisation circulaire native excités par une ou deux sources. Dans les paragraphes qui suivent nous allons tenter de lister les avantages et les inconvénients de chacune des techniques proposées.

réseaux d'éléments à polarisation linéaire : ils permettent le dépointage en conservant la polarisation circulaire. Peut être encombrant. Nécessite un réseau d'alimentation qui peut être encombrant.

Déphaseurs : Ils sont compacts mais ont une bande passante très faible qui limite leur utilisation à des applications ne nécessitant pas la totalité des bandes RFID-UHF exploitables de part le monde.

Conducteurs magnétiques artificiels : nous avons proposé une technique permettant de miniaturiser des AMC à motifs élémentaires comme des patches sans réductions de la bande passante. Toutes les conceptions montrent une bande passante de l'ordre de 10 %. Cela est satisfaisant si une seule des bandes RFID UHF est visée.

2.5 Antenne pour récepteur UWB à réjection de la bande UHF-RFID

2.5.1 Positionnement du problème

Deux équipes du laboratoire (RFID et CCI) ont collaboré pour concevoir une carte électronique montrant le savoir faire des deux équipes. Il a été choisi de télé-alimenter un générateur d'impulsions ultra large bande. Cette carte regroupe sur une même puce de silicium un émetteur UWB conçu par l'équipe CCI et un récupérateur d'énergie conçu par l'équipe RFID. L'étude système, l'architecture et le dimensionnement des différents blocs sont donnés dans la référence [29]. Mon travail à consister à développer une antenne pour le récupérateur d'énergie qui est présentée dans le dernier chapitre de ce mémoire. Elle doit cohabiter avec une antenne UWB conçue par le LEAT [39]. La figure 2.30 donne une photographie de la carte avant assemblage des puces.

Sur cette carte il est clairement visible que les antennes sont dans le même plan. Le système fonctionne de la façon suivante. L'émetteur UWB est alimenté par la tension générée par le rectifieur. Ce rectifieur est connecté à une antenne RFID qui est éclairée par une porteuse RFID dont la fréquence est de proche de 868 MHz dont la PIRE est de 2 W. Les choix de conceptions ont porté à relâcher au maximum les contraintes de conception sur les antennes d'émission UWB et de la Rectenna. Les contraintes sont les suivantes :

- conception planaire de tout le système.
- conception sur un format carte bleue pour l'antenne de la rectenna.

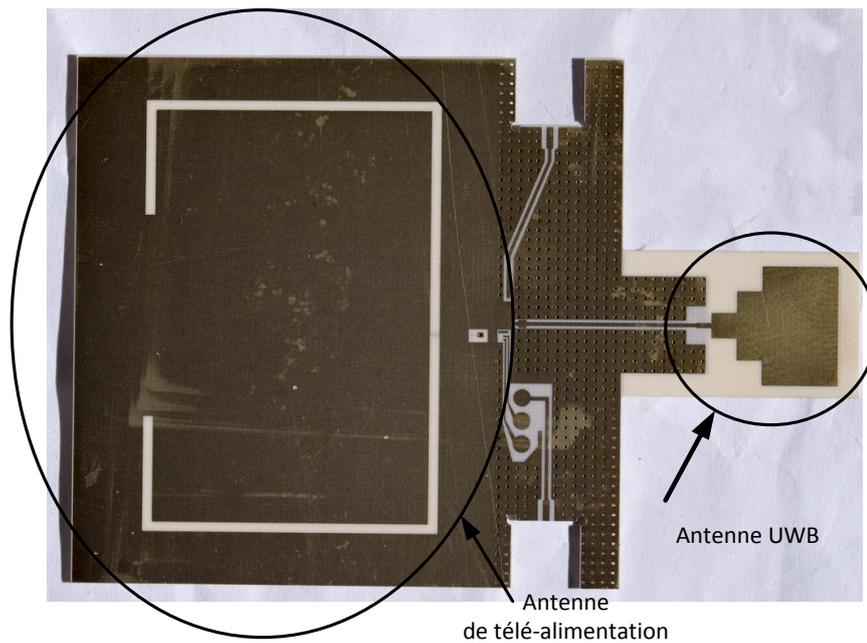


FIGURE 2.30: Prototype de la carte UWB-RFID

Ainsi les plans de polarisation de l'antenne UWB et RFID sont forcément confondus.

La première campagne de mesure a été réalisée avec deux antennes cornet de bande passante 500 MHz – 12 GHz pour l'émission porteuse RFID de forte puissance et le récepteur UWB. Ces mesures ont montré que le système fonctionne mais que les impulsions sont "noyées dans la porteuse RFID de forte puissance" et difficilement mesurables. Les courbes de la figure 2.31 ont été obtenues en connectant un oscilloscope large bande temps réel directement à l'antenne de réception. Cette antenne est un cornet de bande passante 0,5 – 12 GHz dont le gain est quasi constant.

Pour pouvoir réaliser correctement les mesures, il a été décidé au laboratoire de concevoir une antenne spécifique pour cette application. L'étude du spectre de la figure 2.31b montre qu'il faut concevoir un système capable de réduire de 30 dB la porteuse RFID tout en conservant intactes les impulsions UWB.

La seule contrainte matérielle de cette conception est que le gain soit constant dans la bande UWB et minimal dans la bande de fréquence dans laquelle la porteuse de télé-alimentation est émise (autour de 850 MHz).

2.5.2 Antenne pour récepteur UWB à rejection de la bande UHF-RFID

Pour résoudre ce problème, nous exploitons les caractéristiques des spirales d'Archimède à deux brins. Elles sont résumées par les points suivants :

- bande passante supérieure à la décade ;

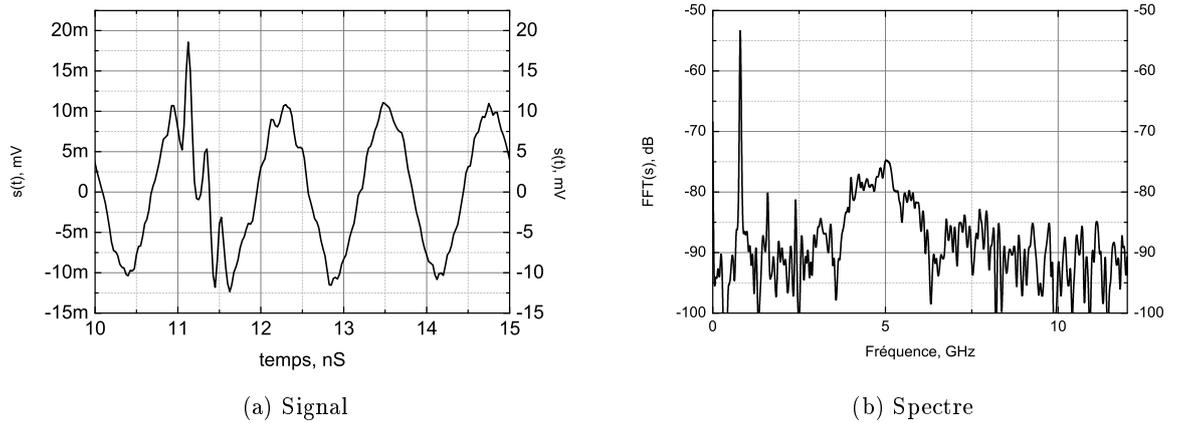


FIGURE 2.31: Signal reçu au pied de l'antenne lors des mesures de la carte RFID-UWB

- gain plat dans la bande passante ;
- polarisation circulaire dans la bande passante ;
- forte chute du gain en dessous de la bande passante ;
- polarisation linéaire pour les fréquences inférieures à la bande passante.

Ainsi en concevant une antenne spirale pour la bande UWB (3,1 – 10,6 GHz) nous exploitons le caractère circulaire du champ émis dans la bande UWB et le caractère linéaire du champ aux fréquences RFID. En effet un bilan de liaison tenant compte des défauts de polarisations fait intervenir un terme en $|\cos(\theta)|$ qui tend vers 0 si l'angle entre les directions de polarisation θ est proche de $\pi/2$ lorsque les polarisations des antennes d'émissions et de réceptions sont à polarisation linéaire.

La géométrie d'une antenne spirale d'Archimède est décrite par l'équation paramétrique suivante [40] :

$$\rho = a + \theta b \tag{2.9}$$

ρ est le rayon de l'antenne et a et b sont deux paramètres qui permettent de décrire l'écartement des spires. La valeur maximale de θ donne le nombre de tour de l'antenne.

La littérature montre que l'antenne a un gain quasi constant et une impédance constante dans une bande de fréquence définie par les rayons maximal et minimal de l'antenne [41], [40]. Ainsi les rayons maximal et minimal de l'antenne sont définis par : $D_{max} = \lambda_{max}/\pi$ et $D_{min} = \lambda_{min}/\pi$. De plus, si l'antenne est auto-complémentaire, c'est à dire que le motif des brins métalliques est égal au motif de l'espace les séparant, l'impédance de l'antenne est constante et égale à 188Ω . Enfin les travaux de [41] montrent que l'adjonction d'un anneau connecté à l'antenne permet de réduire légèrement ce diamètre et de stabiliser le rayonnement, le rapport axial et l'impédance de l'antenne dans le bas de la bande passante de l'antenne.

Au vue de toutes ces considérations, la conception de l'antenne spirale suit les étapes suivantes :

1. calcul des diamètres extérieur et intérieur de l'antenne ;
2. optimisation de la largeur des bras de l'antenne et de leur écartement pour obtenir une impédance constante, un gain plat et un rapport axial inférieur à 3 dB dans la bande de fréquence 3,1 – 10,6 GHz ;
3. ajout d'un anneau métallique connecté à l'antenne ;
4. réduction du diamètre de l'antenne tout en conservant une impédance et un gain stable ainsi qu'une polarisation circulaire dans toute la bande UWB ;
5. ajout d'un balun planaire large bande permettant d'avoir $|S_{11}| \leq -10$ dB sur 50Ω dans la bande RFID tout en conservant la désadaptation de l'antenne dans la bande RFID.

Les calculs préliminaires donnent respectivement deux rayons de 30 mm et 9 mm. Ces valeurs sont parfaitement compatibles avec une réalisation par gravure laser au laboratoire. Le nombre de tour de l'antenne spirale est arbitrairement fixé à 4. La largeur des deux brins est fixée à 1 mm et la distance entre ceux ci est également de 1 mm. La fréquence minimale de rayonnement de l'antenne est conforme aux attentes. Comme l'antenne est auto-complémentaire, son impédance est quasi constante au delà de 3 GHz. Son rapport axial est également très faible en haute fréquence mais oscille et est supérieur à 3 dB à des fréquences inférieures à 5 GHz. Pour le stabiliser à des valeurs inférieures à 3 dB aux fréquences comprises entre 3 GHz et 5 GHz nous avons ajouté un anneau extérieur. Après optimisation, cet anneau nous permet également de diminuer le rayon de l'antenne à 20 mm et 3 tours. La figure 2.32 montre l'influence de cet anneau sur une antenne spirale 3 tours de diamètre 20 mm. Un autre effet de l'anneau est la diminution de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne dans la bande passante. Elle passe de 178Ω à 120Ω .

La conception du balun d'excitation est une adaptation de celui proposé par [42] à la bande de fréquence 3,1 – 10,6 GHz. Un pré-dimensionnement est réalisé par les modèles de discontinuités disponibles dans la suite de logiciel de conception de circuits hyperfréquences proposée par la société ANSYS. Nous utilisons une discontinuité de largeur de ligne de forme exponentielle dont nous dimensionnons un accès pour que son impédance caractéristique soit 50Ω et l'autre 120Ω . La géométrie est ensuite injectée dans le simulateur électromagnétique 3D. Les résultats de simulations montrent alors la pertinence du choix de cette solution. Le second avantage de cette solution est qu'il est possible de réaliser le circuit directement au laboratoire sur une graveuse laser.

La table 2.14 récapitule l'ensemble des paramètres géométriques de l'élément rayonnant obtenue en suivant les points énoncés précédemment. Le substrat retenu pour cette conception est un substrat faible perte (Taconic TLY) dont les caractéristiques sont :

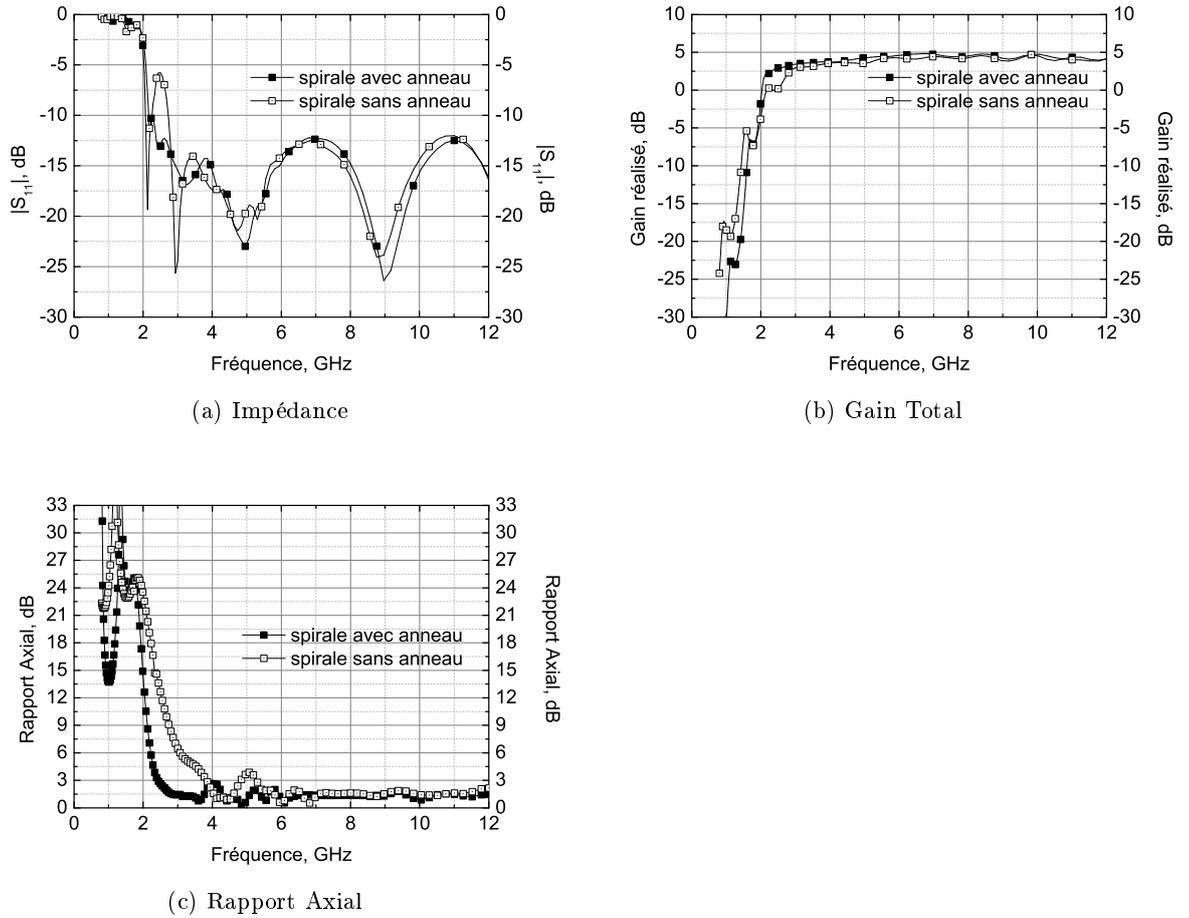


FIGURE 2.32: Effet de l'anneau sur l'évolution du gain, du rapport axial et de l'adaptation d'une antenne spirale de diamètre 20 mm dans la bande de fréquence 0,8 – 12 GHz.

($\tan(\delta) = 1.9140 \cdot 10^{-4}$, $\epsilon_r = 2,2$, $h = 1,52$ mm). Le substrat est métallisé sur les deux faces par du cuivre d'épaisseur 35 μm . L'antenne est réalisée par gravure laser des deux faces.

L'antenne finale est décrite par la figure 2.33 et les valeurs des paramètres géométriques par la table 2.13.

La figure 2.33b montre une vue de face de l'antenne. Sur cette même figure, sont donnés les différents paramètres géométriques. Le transformateur est situé derrière l'antenne. Ses dimensions sont respectivement ($w_1 = 3$ mm, $w_2 = 0.5$ mm, $l = 20$ mm,). Nous nous sommes intéressé principalement au comportement de l'antenne dans la bande UWB (3,1 – 10,6 GHz) pour la réjection de la bande RFID-UHF (900 MHz) nous utilisons les caractéristiques intrinsèques des antennes spirales. Ainsi en dehors de la bande de fréquence pour la quelle l'antenne est conçue elle est complètement désadaptée, son gain est très faible et sa polarisation est linéaire. La figure 2.32 illustrent ces faits et la table synthétise les résultats principaux obtenus.

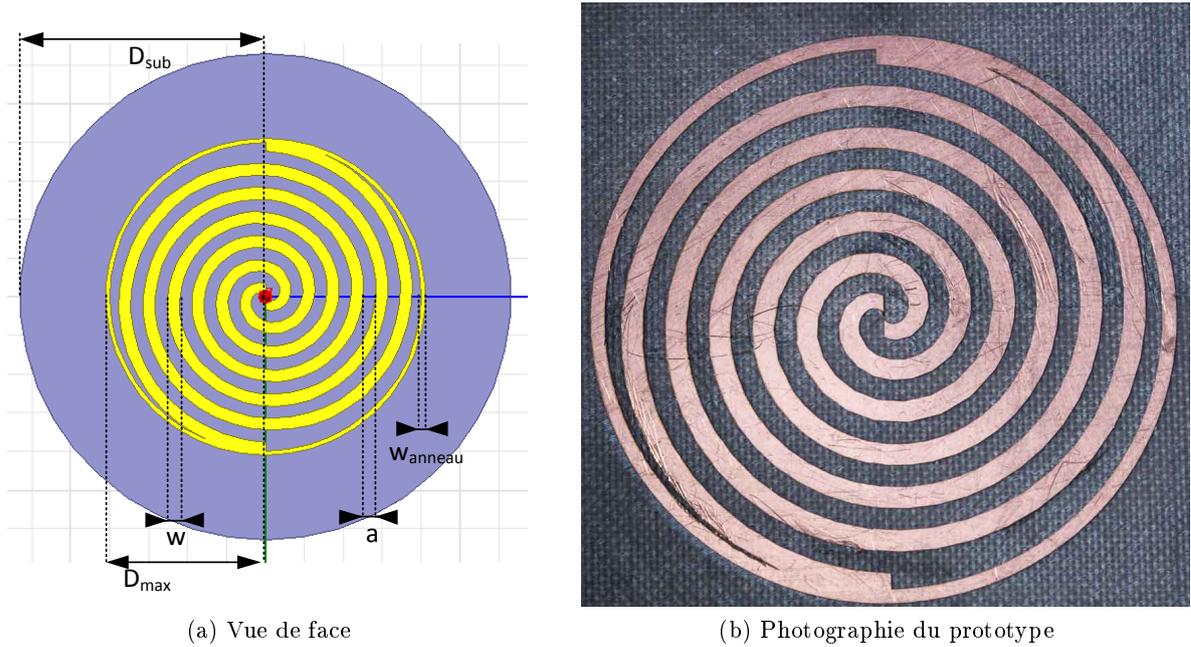


FIGURE 2.33: Vue de face et photographie du prototype de l'antenne UWB à réjection de la bande RFID.

TABLE 2.13: Valeurs des paramètres géométriques de l'antenne spirale de la figure 2.33

Paramètre	Valeur
D_{max}	42 mm
D_{sub}	65 mm
w	1,55 mm
a	1 mm
w_{anneau}	1 mm
nombre de tour	3

Pour évaluer l'impact de l'anneau nous avons choisi de tracer le gain et le rapport axial dans la direction principale de rayonnement de l'antenne ainsi que sur le module de S_{11} exprimé en décibel.

La figure 2.32a montre que l'effet visant à stabiliser l'impédance de l'antenne est bien présent. La figure 2.32b montre que l'anneau ne modifie pas de façon notable le gain de l'élément rayonnant dans la partie supérieure de la bande UWB. Par contre il remonte le gain en dessous de 3 GHz. Le point le plus important est qu'il limite fortement le rapport axial en basse fréquence (voir : 2.32c). En effet, les valeurs sont nettement inférieures à 3 dB aux fréquences comprise entre 3,8 GHz et 5 GHz.

L'antenne a été caractérisée dans la chambre anéchoïque du laboratoire à l'analyseur de réseau dans la bande de fréquence 0,8 – 12 GHz. La mesure du rapport axial dans toute la bande a été faite en mesurant le gain dans une multitude de plan de polarisation. Il est ensuite calculé grâce à l'expression suivante issue de la définition du gain et du rapport

axial [40]. Pour chaque point de fréquence.

$$Ar = S_{21}|_{dB}^{max} - S_{21}|_{dB}^{min} \quad (2.10)$$

J'ai programmé une routine python pour mesurer l'ensemble des paramètres de l'antenne. Le programme permet de mesurer automatiquement le gain, le rapport axial et un nombre arbitraire de diagrammes de rayonnement à des fréquences que l'utilisateur choisi. Les mesures sont faites grâce à un analyseur de réseau ZVA-24 commercialisé par la société Rohde et Schwartz. Le mât rotatif et l'analyseur sont intégralement pilotés par GPIB. Tous les résultats sont exportés après affichage dans un fichier texte. A ce jour seul la rotation de l'antenne à caractériser dans le plan de polarisation n'est pas automatisé. Elle doit être faites manuellement. Actuellement toutes les caractérisations d'antennes 50Ω sont faites grâce à ce programme. Cela nous permet un gain de temps très appréciable et l'assurance de l'absence d'erreur dans le traitement des données brutes.

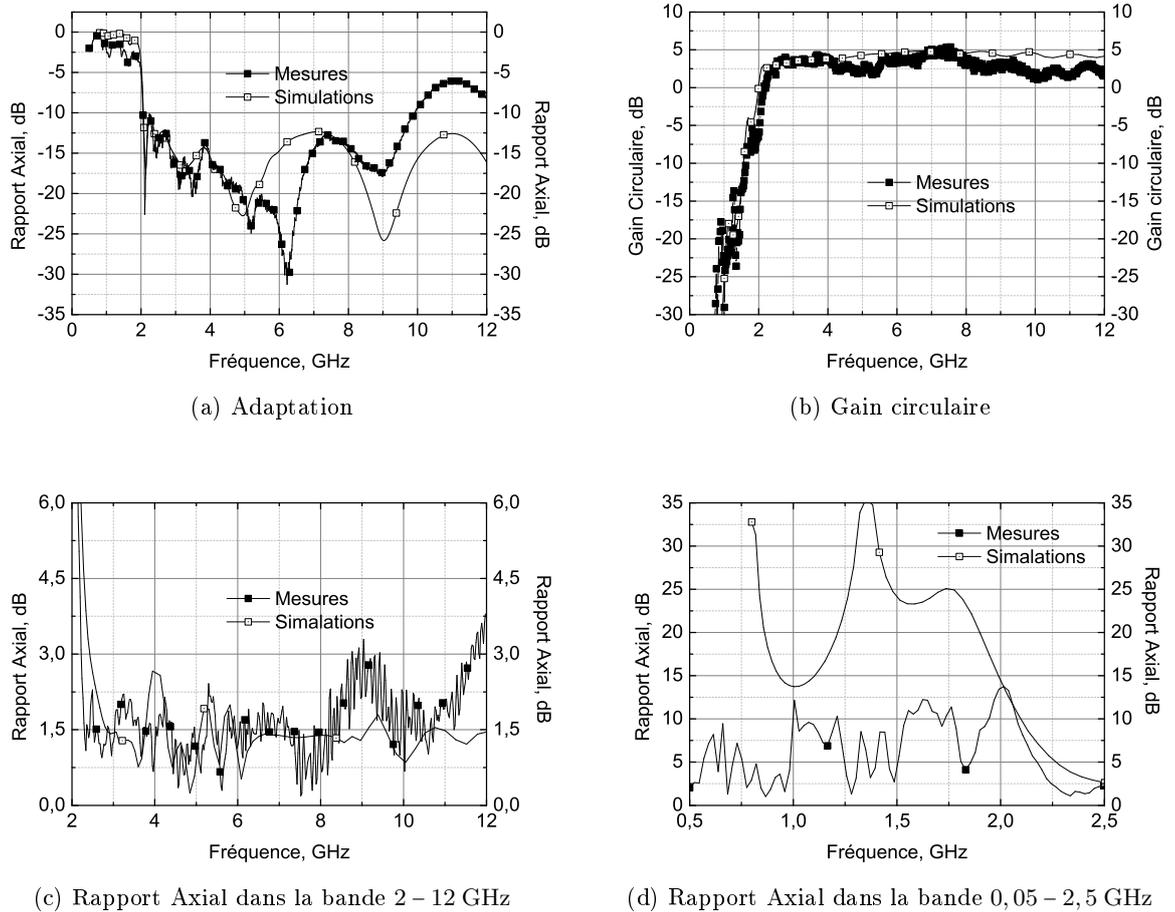


FIGURE 2.34: Comparaison des caractéristiques simulées et mesurées de l'antenne spirale de la figure 2.33

Les mesures de l'antenne (voir fig. 2.34) montrent un bon accord avec les simulations jusqu'à 8 GHz. Au delà de de cette fréquence, l'adaptation se dégrade fortement, le gain circulaire chute et le rapport axial augmente fortement jusqu'à dépasser les 3 dB.

TABLE 2.14: Caractéristiques simulées et mesurées

Paramètre	Simulations	Mesures
B. P. à $ S_{11} \leq -10dB$	2,1 – 12 GHz	2,1 – 9 GHz
B. P. à $AR \leq 3dB$	2,1 – 12 GHz	2,1 – 11,2 GHz
Gain Réalisé dans la bande UWB	3,5 – 5,2 dB	3 – 5 dB
Gain dans la bande 900 MHz	≤ -25 dB	-26 dB
Rapport Axial à 900 MHz	≥ 25 dB	7,5 dB

Le seul élément non présent dans le modèle et le connecteur SMA utilisé dont la bande passante est de 18 GHz. Les rétrosimulations incluant un connecteur simplifié semblent confirmer cette piste.

2.6 Conclusions et perspectives

2.6.1 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté les méthodes de conceptions développées pour les antennes lecteurs dans l'équipe RFID-Capteur. Nous l'avons vue que la plus part des travaux présentés ont été développés au-cours de projets avec des partenaires industriels. Ceci nous a permit de mieux comprendre les enjeux qui leurs sont propres et qui ne correspondent pas toujours avec ceux du monde académique comme la nécessité de publication et la prise de risque en explorant des voies n'aboutissant pas forcément aux résultats espérés. Nous nous sommes focalisés sur deux grands axes de travaux. Pour chaque axe, nous tentons de dégager les principaux résultats et nous en déduisons des perspectives à courts et moyens termes.

Le premier axe est l'emploi et la miniaturisation de structures magnétiques artificielles. Parmi toutes les structures proposées dans la littérature nous avons choisi celle qui nous paraissait la plus compatible avec les contraintes propres à la radio identification (coût et facilité de fabrication). C'est à dire une structure champignon. Ce travail peut être décomposé en trois grandes étapes : l'évaluation de l'intérêt de telles structures pour la conception d'antennes RFID dans la bande UHF, la miniaturisation de ces structures, l'impact des pertes dans les structures multi-couches que nous avons proposé. Les principaux résultats que nous avons obtenus sont synthétisés par les points suivants :

- Le premier résultat est la pertinence de ces structures pour la réalisation d'antenne lecteur RFID-UHF omnidirectionnelles de faible épaisseur. Un inconvénient majeur est vite apparu si la surface de l'antenne finale doit être limitée. Ainsi nous avons cherché à limiter l'encombrement des cellules élémentaires formant les structures.
- Le second résultat montre qu'il est possible de réduire la surface d'un élément unitaire de 78 % en ajoutant une couche de métallisation supplémentaire. Le motif gravé sur cette couche est identique mais il doit subir une rotation de 45°. Ainsi à surface totale identique le nombre de cellules est augmenté.

- Le troisième résultat est que les pertes engendrées par les AMC peuvent se révéler trop importantes lorsqu'un gain important est nécessaire. Ainsi nous avons proposé d'utiliser des matériaux plus faibles pertes que le FR4 traditionnellement utilisé en RFID pour la conception des antennes lecteurs. Or le coût peut devenir incompatible avec certaines applications grand public ainsi nous avons étudié l'impact des tangentes de pertes des différents matériaux présents dans la structure. Nous avons pu proposer une stratégie d'optimisation des coûts tout en garantissant des performances compatibles avec les enjeux de l'application visée.

Le second axe développé, concerne l'obtention d'éléments rayonnants à polarisation circulaire. Nous avons exploré plusieurs possibilités,

- Les réseaux permettent d'obtenir des polarisations circulaires que l'on peut dépointer grâce à des systèmes de commande électronique mais cette fonctionnalité semble trop complexe pour être incluse dans des lecteurs commerciaux. De plus l'encombrement nécessaire se révèle prohibitif pour des performances qu'il est possible d'atteindre avec des dispositifs bien plus simples.
- La seconde voie que nous avons explorée et le croisement de deux éléments à rayonnement linéaire alimentés par deux sources en quadrature ou bien une seule avec des déphaseurs intégrés aux deux éléments rayonnants.
- La troisième voie est l'utilisation d'anneaux fentes et alimentés par couplage électrique. La polarisation circulaire est assurée par l'adjonction de déphaseurs et d'un via pour émuler les sources en quadrature. Les résultats obtenus sont très intéressants mais deux défauts majeurs apparaissent rapidement. La bande de fréquence dans laquelle l'antenne est effectivement à polarisation circulaire est très faible. Elle reste suffisante pour la bande européenne mais le moindre défaut d'alignement dans la réalisation ou variation d'un paramètre des substrats utilisés fait perdre cet état de polarisation.

Le dernier point que nous avons exploré et la miniaturisation des éléments rayonnants. Nous avons exploré deux voies en cherchant systématiquement à ne pas diminuer de façon importante le gain.

- La miniaturisation par création d'ondes lentes est une solution efficace pour les éléments rayonnants à plan de masse. Deux inconvénients apparaissent, l'apparition d'un lobe de face arrière et la diminution de la bande passante.
- La miniaturisation par pliage c'est révélée efficace pour les éléments tels que les fentes annulaires résonnantes. Si leurs longueurs dépliées est égale à λ_0 , que la surface du plan de masse reste suffisante et qu'elle est excitée en quadrature le rayonnement reste à polarisation circulaire et le gain ne chute pas de façon importante.

2.6.2 Perspectives

De tous ces résultats des perspectives à plus ou moins long termes peuvent être dégagées.

Perspectives à courts termes. Nous l'avons vu, l'un des problèmes récurrent des conceptions que nous avons proposées et la bande passante limitée. Les valeurs atteintes ne permettent pas d'adresser les différentes bandes de fréquences disponibles pour la RFID-UHF de part le monde. Si de telles applications sont visées, il devient alors nécessaire de concevoir des antennes dont la bande passante est bien plus importante. Parmi la multiplicité des topologies disponibles dans la littérature, la piste consistant à concevoir des antennes basées sur des éléments rayonnants indépendants de la fréquence semble prometteuse. Ainsi, des efforts de recherches seront consacrés à l'approfondissement de deux voies principales. La recherche d'éléments à polarisation circulaire plus large bande à une seule source comme les spirales, les combinaisons d'antennes bow-tie ect...

La seconde voie explorera les structures AMC et leurs intégrations dans le domaine de la RFID. Un effort particulier sera porté à l'augmentation de la bande passante de ces structures pour les rendre compatibles avec les variations des caractéristiques diélectriques des substrats faibles coûts ou les applications RFID couvrants l'intégralité des bandes UHF disponibles à travers le monde.

Perspectives à plus long terme Avec l'accroissement des applications RFID ou télé-alimentées. Plusieurs besoins se font ressentir : l'intégration de fonctions nouvelles tout en conservant des conceptions faibles coûts, la multiplication des bandes de fréquence, la localisation d'objets les plus diverses en temps réel, la recherche de l'antenne "capable de tout faire". Toutes ces attentes rendent les attentes des entreprises du monde de la RFID quasi infinies est d'une complexité sans cesse croissante. Néanmoins ces attentes permettent de dégager plusieurs pistes à long termes. Citons pêle mèle et de façon non exhaustives : les antennes multi bande à deux trois ou plus de bande de fréquence de fonctionnement. L'intégration d'antenne lecteur dans des objets les plus divers, et ce dès la conception de l'objet même. La recherche d'antenne à rayonnement quasi isotrope, l'ouverture maximale des cônes rayonnement circulaire. Étant donné la politique actuelle de financement de la recherche publique sur appel à projets chacune de ces voies sera explorée dans le projet qui s'y prêtera le mieux en fonction des budgets dédiés. En plus de cela des conceptions plus exploratoires seront menées.

Bibliographie du second chapitre

- [1] D. M. Dobkin, *The RF in RFID : UHF-RFID in practice*. Newnes, 2012.
- [2] “Journal officiel,” consulté en Juin 2017. https://www.legifrance.gouv.fr/jo_pdf.do?id=JORFCONT00000005253.
- [3] “Site marchand : Alien technology,” consulté en septembre 2012. <http://www.aliantechnology.com/>.
- [4] “Site marchand : Your dictionary,” consulté en Juin 2017. www.yourdictionary.com/rfid-tag.
- [5] R.-C. Hua and T.-G. Ma, “A printed dipole antenna for ultra high frequency (UHF) radio frequency identification (RFID) handheld reader,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 3742–3745, 2007.
- [6] X. Chen, G. Fu, S.-X. Gong, Y.-L. Yan, and W. Zhao, “Circularly polarized stacked annular-ring microstrip antenna with integrated feeding network for UHF RFID readers,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 542–545, 2010.
- [7] Z. N. Chen, X. Qing, and H. L. Chung, “A universal UHF RFID reader antenna,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 5, pp. 1275–1282, 2009.
- [8] S.-A. Yeh, H.-M. Chen, Y.-F. Lin, Y.-C. Kao, and J.-Y. Jan, “Single-layer circularly polarized slot antenna for RFID reader application,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, pp. 1–4, IEEE, 2010.
- [9] E. Mireles and S. K. Sharma, “A novel wideband circularly polarized antenna for worldwide UHF band RFID reader applications,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 42, pp. 23–44, 2012.
- [10] X.-Z. Lai, Z.-M. Xie, and X.-L. Cen, “Design of dual circularly polarized antenna with high isolation for RFID application,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 139, pp. 25–39, 2013.
- [11] C. Yeh, Y. Hsu, and C. Sim, “Equilateral triangular patch antenna for UHF RFID applications,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 24, no. 5, pp. 580–586, 2014.

- [12] S. Pflaum, P. L. Thuc, G. Kossiavas, and R. Staraj, "Performance enhancement of a circularly polarized patch antenna for radio frequency identification readers using an electromagnetic band-gap ground plane," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, no. 7, pp. 1599–1602, 2013.
- [13] A. Ourir, *Applications de matériaux à bandes interdites photoniques et de métamatériaux en télécommunications*. PhD thesis, 2006. Thèse de doctorat de Sciences appliquées dirigée par André Lustrac Paris 11 2006.
- [14] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "A low-profile circularly polarized curl antenna over an electromagnetic bandgap (EBG) surface," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 31, no. 4, pp. 264–267, 2001.
- [15] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*. Cambridge university press Cambridge, UK, 2009.
- [16] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, 1999.
- [17] J. R. Sohn, H.-S. Tae, J.-G. Lee, and J.-H. Lee, "Comparative analysis of four types of high-impedance surfaces for low profile antenna applications," in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 758–761, IEEE, 2005.
- [18] J. Parrón, J. González-Arbesú, F. Fortuny, J. Rius, G. Junkin, R. Villarino, and J. Romeu, "Artificial magnetic reflector based on spiral resonators," in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, 2006.
- [19] X. Wang and D. H. Werner, "Improved model-based parameter estimation approach for accelerated periodic method of moments solutions with application to the analysis of convoluted frequency selected surfaces and metamaterials," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 1, pp. 122–131, 2010.
- [20] M. De Cos, F. Las Heras, and M. Franco, "Design of planar artificial magnetic conductor ground plane using frequency-selective surfaces for frequencies below 1 GHz," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, no. 8, pp. 951–954, 2009.
- [21] J. A. Ramos, *Conception d'antennes et de tags RFID UHF pour environnements hostiles Application au projet RFIDAERO*. PhD thesis, Aix-Marseille Université, 2012.
- [22] D. Kern, M. Wilhelm, D. Werner, and P. Werner, "A novel design technique for ultra-thin tunable ebg amc surfaces," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 2, pp. 1167–1170, IEEE, 2004.

- [23] F. Grange, C. Delaveaud, and K. Madhjoubi, "Miniaturization of artificial magnetic conductors," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-SURSI), 2010 IEEE*, pp. 1–4, IEEE, 2010.
- [24] D. Darocha-Marques, *Conception d'Antenne Tag sur le Corps Humain et d'Antenne Lecteur en RFID UHF*. PhD thesis, Aix-Marseille Université, 2016.
- [25] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, "A size reduction technique for artificial magnetic conductors," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough*, pp. 1–5, IEEE, 2011.
- [26] D. Marques, M. Egels, and P. Pannier, "Folded ring slot antenna reader for UHF RFID applications using artificial magnetic conductor structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 12, pp. 2790–2794, 2016.
- [27] S. Rogers, J. Marsh, W. McKinzie, and J. Scott, "An amc-based 802.11 a/b antenna for laptop computers," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, vol. 2, pp. 10–13, IEEE, 2003.
- [28] F. Lin and B. L. Ooi, "Integrated millimeter-wave on-chip antenna design employing artificial magnetic conductor," in *Radio-Frequency Integration Technology, 2009. RFIT 2009. IEEE International Symposium on*, pp. 174–177, IEEE, 2009.
- [29] R. Vauche, E. Bergeret, J. Gaubert, S. Bourdel, O. Fourquin, and N. Dehaese, "A remotely uhf powered uwb transmitter for high precision localization of rfid tag," in *Ultra-Wideband (ICUWB), 2011 IEEE International Conference on*, pp. 494–498, IEEE, 2011.
- [30] J. Alarcon, T. Deleruyelle, M. Egels, and P. Pannier, "A low cost UHF RFID dipole antenna for metallic environments," in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 122–125, IEEE, 2012.
- [31] Y. Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2704–2712, 2003.
- [32] S. Nosal, *Modélisation électromagnétique de structures périodiques et matériaux artificiels : application à la conception d'un radôme passe-bande*. PhD thesis, Ecole Centrale Paris, 2009.
- [33] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, "A low profile circularly polarized antenna for UHF RFID readers," in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on*, pp. 469–472, IEEE, 2011.
- [34] M. Egels, T. Deleruyelle, P. Pannier, and E. Bergeret, "Low cost surface reduction technique for RFID reader antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 7, pp. 1469–1471, 2010.

- [35] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, “Antenne réseau pour lecteurs UHF RFID,” in *17ièmes Journées Nationales Microondes*, Mai.
- [36] S. Seewattanapon, T. Wattakeekamthorn, T. Somwong, and P. Akkaraekthalin, “A microstrip folded resonator sensor for measurement of dielectric constant,” in *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2008. ECTI-CON 2008. 5th International Conference on*, vol. 1, pp. 245–248, IEEE, 2008.
- [37] P. V. Nikitin and K. S. Rao, “Antennas and propagation in UHF RFID systems,” in *RFID, 2008 IEEE International Conference On*, pp. 277–288, IEEE, 2008.
- [38] Y.-F. Lin, H.-M. Chen, F.-H. Chu, and S.-C. Pan, “Bidirectional radiated circularly polarised square-ring antenna for portable RFID reader,” *Electronics Letters*, vol. 44, no. 24, pp. 1383–1384, 2008.
- [39] A. Chami, *Miniaturisation et intégration d’antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés*. PhD thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2011.
- [40] C. A. Balanis, *Antenna Theory*. Wiley, 2005.
- [41] O. Ripoché, *Miniaturisation d’antennes en bande VHF pour applications spatiales*. PhD thesis, INPT, Toulouse, 2013.
- [42] L. Schreider, *Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur- Application à l’intégration d’antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100 MHz-1 GHz*. PhD thesis, Télécom ParisTech, 2006.

Chapitre 3

Conception d'antennes pour étiquettes RFID et objets télé-alimentés

Sommaire

3.1	Etude bibliographique	82
3.1.1	Etat de l'art des antennes pour étiquettes pour identifications de pièces métalliques	82
3.1.2	État de l'art des antennes pour étiquettes et systèmes RFID pour applications biomédicales	83
3.2	Antennes pour les étiquettes d'identification radio-fréquence	86
3.2.1	Méthode générale de conception	86
3.2.2	Méthodes de caractérisation	87
3.2.3	Antennes pour identification d'éléments métalliques	89
3.2.4	Antennes pour applications biomédicales	95
3.2.5	Positionnement par rapport à l'état de l'art	100
3.3	Antennes pour les systèmes de récupération d'énergie	102
3.3.1	État de l'art des systèmes de récupération d'énergie	102
3.3.2	Conception d'antenne bi-bande pour système de récupération d'énergie	103
3.3.3	Conception d'antenne pour pulseur UWB télé-alimenté	108
3.4	Conclusions et perspectives	110
3.4.1	Conclusions	110
3.4.2	Perspectives	111

APRÈS avoir décrit les méthodes de conception proposées pour les antennes lecteurs passons à celles développées pour les étiquettes radio-fréquences et les systèmes de récupération d'énergie.

3.1 Etude bibliographique

Devant la multitude de champ d'applications de la RFID et la profusion d'articles scientifiques traitant de la conception d'étiquettes pour des applications les plus diverses, nous avons volontairement choisi de limiter l'étude présentée aux trois domaines abordés lors des projets RFID-Aéro, Veadista auxquels nous avons participé. Ils s'agit des domaines de l'identification de pièces métalliques de petites tailles, de suivi médical. Le projet APO-DISE est consacré l'intégration de systèmes de récupération d'énergie dans une carte bancaire. L'équipe a eu en charge le développement de l'antenne de récupération et de toute l'électronique associée. En conséquence, l'étude est divisée en trois parties. La première est consacrée à la conception d'antennes pour l'identification de pièces métalliques, la seconde au suivi médical et la dernière aux systèmes de récupération d'énergie pour objets télé-alimentés. Chaque partie de l'étude bibliographique est conclue par la présentation des axes de recherches développés dans la suite du chapitre. L'étude est clôturée par une table qui récapitule l'ensemble des données disponibles.

Comme les conceptions sont très différentes et que les distances de lecture sont très variables, nous utilisons un facteur de mérite répandu dans la littérature RFID qui consiste à diviser la distance de lecture de l'étiquette par son volume en centimètre cube. Ainsi, les étiquettes dont la distance de lecture est la plus grande [1] et [2] ont des facteurs de mérites faibles pour la bonne et simple raison que les dimensions de ces antennes sont importantes. Nous avons inclus dans cette table les étiquettes proposées dans ce manuscrit et celles conçues pour les deux projets pour lesquels elles ont été développées.

3.1.1 Etat de l'art des antennes pour étiquettes pour identifications de pièces métalliques

L'identification d'objets métalliques implique de pouvoir attacher une étiquette munie d'une antenne fonctionnant correctement sur le métal. Les principales conséquences de l'utilisation d'antennes à proximité du métal sont la réduction de l'efficacité de rayonnement, la modification du diagramme de rayonnement, la modification de l'impédance de l'antenne et le décalage de la fréquence de résonance. Plusieurs techniques sont proposées dans la littérature pour palier à ces problèmes. Notons principalement les patches [3], [4] les antennes IFA [5], [6], [7]. Leur association à des céramiques [8], [9], à des structures à bande de fréquence interdite (EBG) [10], [11], [7] sont aussi proposés. pour finir les antennes basées sur des cavités [12] [13] et [14] sont aussi proposées.

Les contraintes et la répartition des tâches entre les différents partenaires, du projet RFID AERO ont fait que nous avons dû concevoir des antennes de petites tailles permettant de lever le verrou technologique de l'identification de pièces métalliques de

petites tailles. En effet, la surface disponible pour les accueillir est de quelques centimètres carrés. Ainsi, les deux contraintes majeures sont les dimensions très faibles, le poids et la robustesse des antennes. Dans le contexte aéronautique, l'environnement est extrêmement agressif pour l'électronique. Les vibrations, les variations de température et la soumission au brouillard salin sont trois des points les plus emblématiques de ce milieu. Pour répondre à ces contraintes, nous avons retenu comme axe prioritaire la miniaturisation d'antenne IFA. Cette étude a fait l'objet d'un dépôt de brevet d'invention [15]. Le deuxième axe a consisté à explorer les possibilités offertes par les résonateurs [16]. Pour rendre les antennes indestructibles, les puces sont noyées dans des puits de résines époxy et le substrat retenu est du FR4 résistant aux hautes températures. Pour résister au brouillard salin les antennes sont vernies par trempage. Cette étude fait l'objet de la première section de ce chapitre.

3.1.2 État de l'art des antennes pour étiquettes et systèmes RFID pour applications biomédicales

L'analyse de la bibliographie ayant attiré à la conception d'antennes dédiées à la radio identification sur le corps humain et aux applications biomédicales dans les bandes RFID-UHF montre que deux problèmes sont particulièrement complexes à aborder. Le premier est que le corps humain est un ensemble de tissus hautement diélectriques et à fortes pertes. Ceci engendre la nécessité de construire des modèles électromagnétiques des zones du corps humain où les antennes doivent être apposées. La zone choisie influe grandement les performances des antennes [17] mais dans le cas de notre projet, c'est les contraintes de suivi médical qui imposent la zone du poignet. Le second phénomène observé est l'extrême variabilité des épaisseurs des différentes couches de tissus. Une autre classification des antennes publiées montre deux grandes familles d'antennes : les rigides et les souples.

Antennes rigides pour applications bio-médicales

L'article [18] compare le comportement de diverses antennes lorsqu'elles sont apposées sur le corps humain. Il compare le comportement de patchs et des dipôles méandrés. Les premiers ont l'avantage d'isoler l'antenne du corps humain par un plan métallique. De même l'étude publiée par [19] montre qu'un patch est moins sensible à la présence d'un corps humain qu'une antenne dipôle. L'auteur de [20] propose d'ajouter des fentes dans une antenne bien connue dans le monde de la RFID [21]. L'ajout des fentes, modifie les chemins parcourus par le courant et l'adaptation conjuguée à la puce obtenue dans l'air est préservée lorsque l'antenne est posée sur le corps humain. L'auteur de la publication. [18] propose également une topologie basée sur un double dipôle en fente adapté par une ligne. [22] utilise aussi une topologie à base de fentes mais c'est sa forme qu'il optimise pour obtenir une bonne adaptation et une meilleure efficacité de rayonnement. Une dernière proposition [17] exploite les antennes à deux boucles inductives couplées [23] et [24].

Antennes souples pour applications bio-médicales

De nombreux auteurs proposent des antennes pour applications biomédicales exploitant les possibilités offertes par les substrats souples. Dans les deux publications [23] et [24] Manzari étudie les performances d'antennes fentes sur un substrat en feutre. Il montre qu'il est possible d'atteindre des distances de lecture de l'ordre de 4 m. Cependant les dimensions de la première antenne sont importantes et non compatibles avec des applications biomédicales. Sur la seconde antenne proposée, l'auteur a ajouté des fentes qui permettent de réduire les dimensions de l'antenne en conservant des distances de lectures de 4 m. Une autre solution pour obtenir des substrats souples est d'avoir recours à des substrats réputés rigides comme le FR4 en diminuant leurs épaisseurs. C'est la voie proposée par [21] qui utilise un substrat FR4 de 400 μm d'épaisseur et une antenne très proche de celle proposée par [20]. La distance de lecture obtenue est de 4 m pour une puissance EIRP de 4 W. Une dernière voie consiste à exploiter les dipôles qui ont le grand avantage d'être extrêmement simple à réaliser. [25] propose un dipôle et compare les performances du même dipôle réalisé avec du cuivre autocollant sur du tissu et lorsqu'il est cousu. Dans la publication [26] il confirme les distances de lecture de l'ordre de 2,5 m prévue par les simulations sur un modèle publié dans [25]. Une dernière technique qui consiste à coudre des éléments rayonnement tels que des dipôles repliés sur des textiles [27], [28] est proposée.

Cette fois ci, nous remarquons que les antennes fonctionnant le mieux sont celles qui sont légèrement espacées du corps humain. Or les contraintes du projet VEADISTA, mesure de pouls et de température, rendent cette solution impossible. Plusieurs contraintes complexifient notoirement la conception, à savoir :

- l'antenne doit être imprimée,
- elle doit cohabiter avec deux capteurs fortement métalliques,
- elle doit être en contact avec le corps.

Toutes ces contraintes nous ont poussées à choisir de concevoir une antenne large bande. Dans sa version définitive, l'antenne doit être imprimée sur une face d'une feuille de Kapthon d'épaisseur 250 μm . Les deux capteurs seront imprimés sur l'autre face qui sera en contact direct avec la peau. Nous choisissons d'adapter l'antenne à l'air libre car le caractère très fortement diélectrique du corps humain impose des dimensions extrêmement faibles pour avoir une antenne suffisamment inductive pour être adaptée à une puce RFID. Ceci induit une efficacité de rayonnement quasi nulle. De plus la variabilité des caractéristiques du corps humain rend très difficile et aléatoire la conception d'antennes à bande étroite sur le corps humain.

La table 3.1 récapitule les antennes citées dans la bibliographie. Le point d'interrogation (?) signifie que la donnée n'est pas mentionnée dans la référence.

TABLE 3.1: Etat de l'art des antennes pour étiquettes radiofréquences pour identification de pièces métalliques et applications biomédicales

Type	Objet	Modèle	Substrat	Portée (m)	Dimensions (mm^3)	F.M.
Durci	Métal	Tag I [16]	FR4	1	LxWxH	4,5
		Mini-TAG [16]	FR4	0,6	LxWxH	4,1
		[29]	Céramique	1,5	6x6x2,5	41,6
		[3]	Céramique 48	6	25x25x3	9,6
		[1]	Air	14	182x25x17	3
		[30]	FR4	3	65x20x1,5	2,3
		[2]	FR4/Air	15	176x61x3,1	1,3
		[12]	PET / polystyrène	1,8	90x30x3	1
		[13]	FR4 / polypropylène	7,3	93x20x3,4	3,9
		Tag Flex [16]	Papier / Silicone	4	64x29x4	2,1
		[31]	Kapton	?	98x15x0,14	?
		[9]	Papier	?	77x25,2x0,19	?
		Métal Flex [16]	PET	2,1	64x24x6	1,3
Flex	Métal	[32]	PET	3	91x27x0,7	1,2
		Ref 25	?	2-4	66x25x5	2,4
Rigide	Corps humain	[22]	FR4 fente avec masse	3	120x30x1,5	5,5
		[17]	Boucle sur PVC	5,7	85,5x54x0,76	16
		[33]	RF4	4,6	80x50x0,2	57,5
		[20]	Roger RT 5880	?	102x40x1,575	?
		[23]	Feutre fente en H	4,5	90x70x3	TBD
Souple	Corps humain	[24]	Feutre fente en H miniaturisée	4	45x34x3	TBD
		[21]	Feutre fente en H miniaturisée	3,5	116x40x1,8	TBD
		[24]	Dipôle replié sur FR4 souple 400 μm	4,8	80x50x0,40	TBD

3.2 Antennes pour les étiquettes d'identification radio-fréquence

Les travaux présentés ont été développés majoritairement par monsieur Juvenal Alarcon [16] et Monsieur Darocha-Marques [33] dont j'ai été co-encadrant de thèse.

- La conception et la miniaturisation d'antennes pour étiquettes radio-fréquences pour l'identification d'éléments métalliques de petites tailles.
- La conception d'antennes pour applications biomédicales.

Nous présentons maintenant les conceptions d'antennes pour étiquettes RFID en commençant par exposer la méthode générale que issue de l'expérience du laboratoire dans ce domaine.

3.2.1 Méthode générale de conception

Les conceptions d'antennes pour étiquettes que nous présentons sont réalisées principalement en trois étapes. La première consiste à analyser les contraintes et le fonctionnement de l'étiquette à élaborer. Ainsi, il est possible de choisir la topologie de l'antenne la plus appropriée à l'application visée. La deuxième étape consiste à modéliser l'antenne avec son environnement en trois dimensions et à le simuler électromagnétiquement. Ceci permet d'optimiser les caractéristiques de l'étiquette en prenant en compte les éléments environnementaux influents sur les propriétés électromagnétiques de l'antenne (environnement métallique ou proximité du corps humain). La dernière étape consiste à caractériser l'étiquette. Ces mesures vérifient ou non le comportement de l'étiquette prévu lors des simulations par des mesures. L'une des principales différence avec les antennes dédiées aux systèmes hyperfréquences usuels est qu'elles n'ont pas une impédance 50Ω . En effet, elles sont connectées directement à des puces RFID fortement capacitives. Ainsi l'impédance des antennes est fortement inductive pour être adaptées à la puce pour laquelle l'antenne a été conçue. Ceci rend la mesure du gain réalisé de l'antenne très complexe puisque les réflexions sur l'appareil de mesure connecté à l'antenne de l'étiquette sont très importantes.

L'expérience acquise aux courts des différents projets nous a permit de développer une méthode de conception aboutissant à un résultat rapidement. Elle est détaillée dans les 11 points suivants :

1. Établir le cahier des charges :
 - (a) définir la bande de fréquences de fonctionnement du tag ;
 - (b) définir les caractéristiques de la pièce à identifier (morphologie et nature) ;
 - (c) établir les besoins de lecture/écriture ;
 - (d) définir la quantité d'informations à stocker dans le tag ;
 - (e) étudier l'environnement et les conditions d'utilisation du tag (température, humidité ...)

- (f) définir le budget disponible pour la fabrication du tag.
2. Choisir la topologie de l'antenne, en fonction des paramètres donnés aux points 1a et 1b du cahier des charges.
3. Choisir la puce RFID, qui sera intégrée dans le tag, en fonction des points 1c et 1d du cahier des charges.
4. Choisir, étudier et caractériser les matériaux pour la conception de l'antenne, en prenant en compte le point 1f du cahier des charges.
5. Modéliser et simuler l'antenne, à l'aide d'un simulateur électromagnétique en incluant l'objet à identifier (point 1b et 1e). Le point 1e permet de choisir la nature de la couche protectrice à appliquer sur le tag.
6. Optimiser les dimensions de l'antenne afin d'obtenir un compromis entre les dimensions du tag et la distance de lecture.
7. Simuler le fonctionnement de l'antenne sans l'objet à identifier pour faciliter la vérification des caractéristiques de l'antenne lors des mesures.
8. Fabriquer le prototype.
9. Caractériser le tag avec et sans l'objet à identifier, en mesurant l'impédance lorsque cela est possible et la portée.
10. Comparer les résultats de simulation et de mesure obtenus avec et sans l'objet et déterminer ainsi si des défauts de conception sont présents.
11. Optimiser les dimensions du tag et réaliser un nouveau prototype si besoin.

Toutes les antennes présentées dans la suite de ce mémoire ont été conçues et optimisées en suivant la démarche que nous venons de proposer.

3.2.2 Méthodes de caractérisation

Pour caractériser une étiquette deux grandeurs sont primordiales et mesurables. La mesure de son impédance (ou de son corolaire : son coefficient de réflexion) et la distance maximale à la quelle elle peut être lu dans les limites imposées par la norme RFID.

Mesures de distance de lecture

Trois méthodes sont utilisées suivant les distances de lecture à mesurer. Soit une mesure directe est possible en chambre anechoïque, soit une mesure indirecte est nécessaire, soit à l'aide du banc NI-100 commercialisé par la société National-Instrument.

- Mesure réalisée en espace libre avec un lecteur commercial ETSI RFID UHF de puissance variable et d'une antenne de test connue. La puissance du lecteur est réglée pour obtenir les 2 W EIRP spécifiée par la norme européenne. La distance maximale pour laquelle l'étiquette est lue est alors obtenue.

- La méthode précédente n'est pas possible parce que l'étiquette est toujours lue dans la chambre quand la puissance du lecteur est de 2 W EIRP. La distance est obtenue à partir d'une mesure à puissance variable à une distance fixe. La méthode est la suivante. Grâce à un lecteur étalonné en puissance nous mesurons la puissance incidente minimale pour lire le tag à une distance d donnée. En extrapolant à l'aide d'un bilan de liaison nous calculons la distance de lecture maximale pour la puissance donnée par la norme (voir eq. 3.1). Dans cette équation d est la distance à laquelle la mesure est effectuée. G_t le gain du tag P_{seuil} la puissance de réveil de la puce P_{EIRP} la puissance EIRP du lecteur employé pour la mesure.

$$R_{max} = d \sqrt{\frac{P_{EIRP} \Gamma_L}{P_{seuil} \cdot G_e}} \quad (3.1)$$

La seconde solution de mesure est un banc de mesure et de test RFID commercialisé par la société National Instruments (NI-100) [34] (voir fig. 3.1). Cette solution teste et mesure les performances des outils RFID. Parmi toutes possibilités offertes par cette solution, nous utilisons la possibilité de mesurer la distance de lecture en fonction de la fréquence.

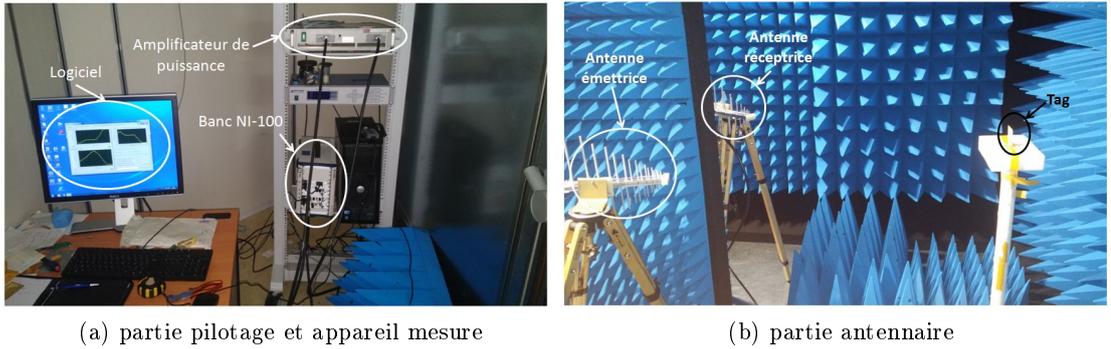


FIGURE 3.1: Banc de mesure National Instrument NI-100

Mesure d'impédance

L'autre caractéristique importante de l'antenne est son impédance d'entrée on encore son coefficient de réflexion qui s'écrit pour un système non 50Ω :

$$\Gamma_L = \frac{Z_{ant} - Z_{puce}^*}{Z_{puce} + Z_{ant}} \quad (3.2)$$

Dans la majeure partie des cas, les impédances à mesurer sont très fortement inductives et satisfont la condition 3.3.

$$|\Gamma_L| \leq 0,8 \quad (3.3)$$

Bien souvent ce caractère fortement inductif est associée à une excitation différentielle. Ces deux facteurs rendent la mesure directe à l'aide d'un analyseur de réseaux très délicate. Pour remédier à ce problème nous avons implémenté la méthode proposée par

[35]. Elle consiste à mesurer la matrice S de l'antenne excitée par une sonde différentielle (voir 3.2) construite à partir de câbles hyperfréquences rigides.

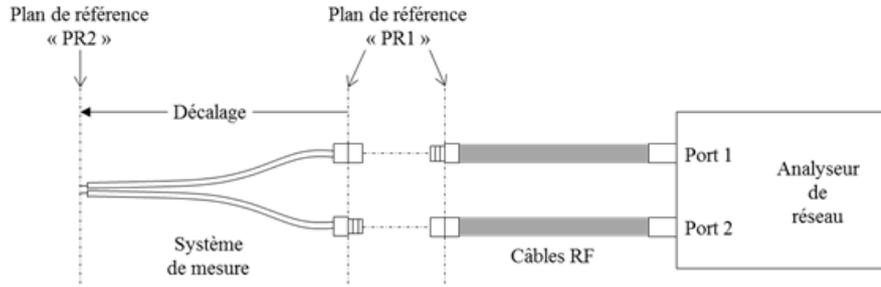


FIGURE 3.2: Dispositif de mesure d'impédance : Méthode différentielle

La méthode peut être résumée de la façon suivante :

1. calibrez l'analyseur dans la bande de fréquence souhaitée à l'aide d'une calibration SOLT(Short Open Load, Thru).
2. connectez la sonde de mesure ;
3. déplacez les plans de référence de la calibration jusqu'à obtenir le point représentatif d'un circuit ouvert à l'aide de la fonction "electrical delay" ;
4. connectez la sonde à l'antenne à mesurer en la soudant ;
5. calculez l'impédance de l'antenne grâce à l'équation 3.4

$$Z_{ant} = \frac{2Z_0 (1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21} - S_{12} - S_{21})}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{11}S_{22}} \quad (3.4)$$

L'acquisition d'un analyseur 67 GHz quatre ports nous affranchi de ce dernier calcul. L'impédance de l'antenne est directement le paramètre S_{11}^{DD} .

Dans le cas d'étiquettes de très petites tailles conçues pour l'identification de pièces métalliques, cette mesure n'est pas utilisable, nous avons recours à des pointes hyperfréquences de type GS avec l'antenne posée sur une station de mesure sous pointes dont le plateau de mesure est métallique. Ainsi nous avons une bonne approximation de l'impédance de l'antenne même si la pointe et l'environnement de la station sous pointe perturbe le rayonnement de l'antenne.

3.2.3 Antennes pour identification d'éléments métalliques

Contexte : Projet RFID-Aero

TAG I

L'ensemble de ces travaux ont été développés lors de la thèse de Monsieur Juvenal Alarcon financée par le projet FUI RFID-Aéro [16]. Le principal objectif de ces travaux

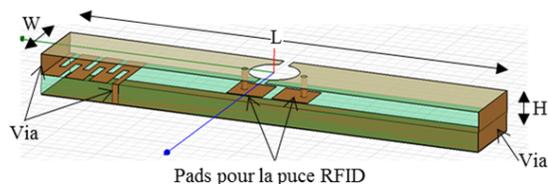
était d'aboutir à des prototypes d'antennes fonctionnant sur des objets métalliques. La puce RFID retenue pour la conception de toutes les antennes pour le projet est la puce Higgs 3 commercialisée par la société Alien Technology. La table 3.2 donne son impédance et sa puissance de réveil [36].

TABLE 3.2: Caractéristiques la puce Higgs 3.

Fréquence	Puissance de lecture	Impédance
868 MHz	-14 dBm	$25 - j163 \Omega$

Parmi la multitude des antennes développées lors de ce projet, deux sont détaillées dans ce mémoire. Les autres sont simplement mentionnées. Les conceptions présentées ont été faites avec le souci d'aboutir à une étiquette fonctionnelle répondant au cahier des charges du projet mais aussi de fournir des règles de conceptions permettant d'adapter ces antennes à d'autres contraintes.

La figure 3.3a donne une vue en perspective et la figure 3.3b une vue de la version de pré-série industrielle de l'étiquette.



(a) Vue en perspective de l'étiquette



(b) Version industrielle vernie de l'étiquette

FIGURE 3.3: Étiquette I pour objets métalliques

Cette antenne est basée sur l'utilisation d'une antenne de type IFA car celle-ci permet d'obtenir un champ rayonné normal à la surface métallique servant de plan de masse à l'antenne.

Nous souhaitons un champ rayonné parallèle à la surface métallique à identifier. En repliant l'antenne de la figure 3.4 (a) nous passons celle de la figure 3.4 (b). Pour modifier son impédance et la rendre fortement inductive, il suffit d'ajouter les deux courts-circuits comme indiqué au étapes (c) et (d). L'ajout d'une ligne méandree sur une couche intermédiaire (voir fig 3.4 (e)) permet de la miniaturiser encore.

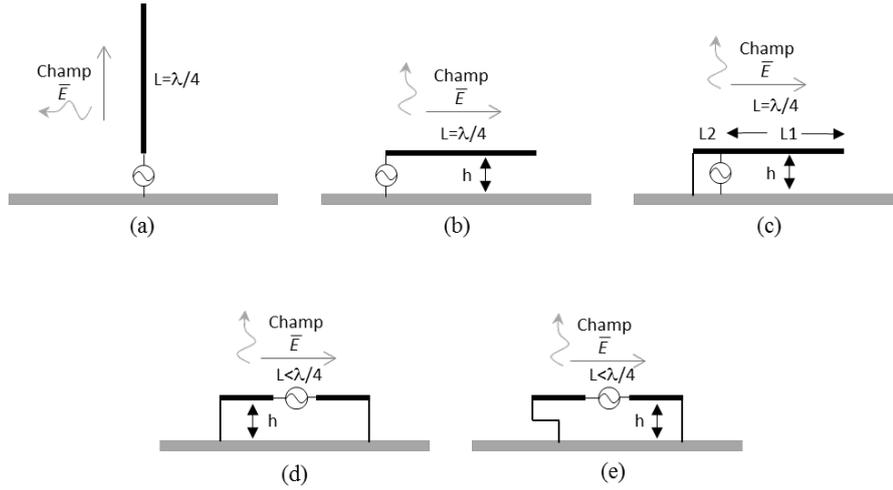


FIGURE 3.4: Etapes de transformations d'un monopole vers une antenne tag I

Ainsi, l'antenne utilise trois couches de métallisation intercalées dans un sandwich de deux couches de FR4 d'épaisseur respectives 0,8 mm. L'étiquette devant être résistante à l'arrachement, la puce est protégée dans un puits aménagé dans la couche supérieure de celle-ci. La longueur électrique de l'antenne est artificiellement augmentée par l'ajout d'un méandre dans la couche intermédiaire. Cette antenne a fait l'objet d'un dépôt de brevet [15].

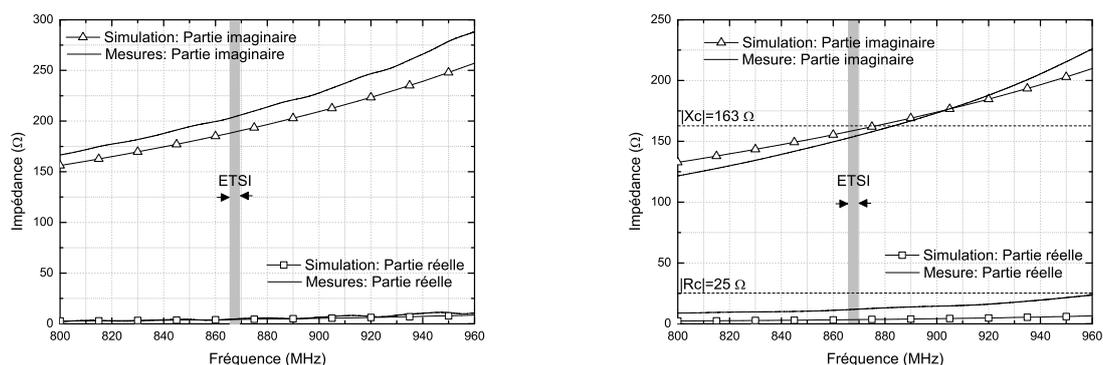
L'étude de cette antenne à l'aide d'une approche type ligne de transmission permet d'exprimer (voir eq. 3.5) l'impédance de l'antenne de la figure 3.4 (d). Cette équation suppose que l'antenne est électriquement petite.

$$Z_{ant} = jZ_c\beta L \quad (3.5)$$

Dans cette équation, L est la longueur totale de l'antenne. Z_c , β sont respectivement l'impédance caractéristique de la ligne formée par l'antenne et la surface métallique à identifier et la constante de propagation de cette même ligne. L'influence du méandre ne peut être exprimée simplement. Le méandre doit être pris en compte par des simulations électromagnétique. Néanmoins, l'équation 3.5 nous fournit des valeurs initiales connaissant Z_c et β . Ces deux grandeurs sont préalablement déterminées par une simulation type WavePort d'une ligne dont la coupe transversale correspond à une coupe de l'antenne.

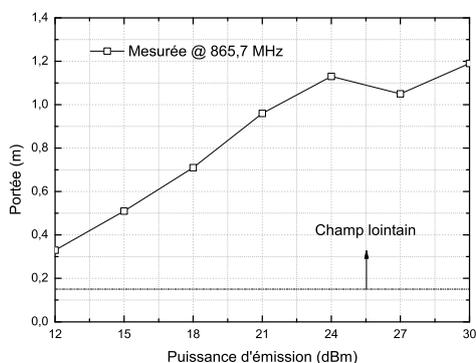
Pour évaluer les performances de cette étiquette, nous avons mesuré l'impédance à l'aide de la sonde de la figure 3.2 et la distance de lecture en fonction de la puissance d'émission pour la bande ETSI à la fréquence de 865,7 MHz par une mesure directe (voir fig. 3.5).

La valeur de la portée lors des simulations est de 1,8 m au minimum, alors qu'elle n'est que de 1,2 m lors des mesures pour 1 W EIRP. L'une des causes possibles de cette différence est que l'étiquette mesurée est vernie afin de résister au brouillard salin. Ce vernis n'est pas pris en compte dans les simulations car d'une part, il a été ajouté par un



(a) Impédance du tag I mesurée à l'aide de la sonde différentielle sans plaque métallique

(b) Impédance du tag I mesurée à l'aide de la sonde différentielle avec plaque métallique 3.2



(c) Portée mesurée à 868 MHz

FIGURE 3.5: Caractéristiques mesurées de l'étiquette I pour objets métalliques

des partenaires du projet après prototypage et ses caractéristiques électriques ne nous sont pas connues. De plus, les techniques de dépôt par trempage ne permettent pas de maîtriser suffisamment l'épaisseur de vernis. L'autre cause possible sont les fluctuations des caractéristiques diélectriques du FR4 employé lors de la construction. Les différences d'impédances entre mesures et simulation sont acceptables étant donné les dimensions très faibles et le caractère hautement inductif de l'antenne. Dans le cas de la mesure à l'aide des pointes c'est la présence de la pointe qui modifie la partie réelle de l'impédance. Dans le cas de la mesure avec la sonde différentielle s'est la présence du vernis qui explique les différences sur la valeur de la partie imaginaire de l'impédance.

Le tableau 3.3 résume les caractéristiques géométriques et les performances de l'étiquette sur une plaque de métal de $200 \times 200 \text{ mm}^2$.

Mini TAG

Cette étiquette a été conçue pour identifier des pièces métalliques dont la surface est de l'ordre de quelques centimètres carrés. Plusieurs versions différentes dont seule la surface diffère ont été conçues et optimisées. Seule la version la plus petite est présentée. Bien

TABLE 3.3: Caractéristiques du tag I

	Simulation	Mesure
Portée sur métal(m)	1,7	1
Poids		<2 g
Dimensions		5x15x1,6 mm ³

entendu les performances en terme de distance de lecture des modèles dont la surface est plus grande sont meilleures.

Cette antenne est un système résonant de type LC (inductance et capacité). La géométrie de l'antenne choisie est une structure carrée à trois niveaux de métallisation (voir fig. 3.6a). Le premier niveau comporte une surface métallique. Un des coins du premier niveau est connecté à la troisième couche de métallisation par le biais d'un via. Le coin opposé est connecté par un via à un plot métallique du deuxième niveau de métallisation. La deuxième couche de métallisation comporte une surface métallisée avec les plots métalliques de fixation de la puce RFID. Ces trois couches forment deux capacités dont la valeur dépend de la surface de la couche intermédiaire et de leurs différentes épaisseurs. Les différents vias forment les inductances du système résonant (voir fig. 3.6b). La couche intermédiaire est reliée à la troisième couche par un via. Le placement de la puce RFID sur les pads du deuxième niveau de métallisation permet la protection physique de celle-ci.

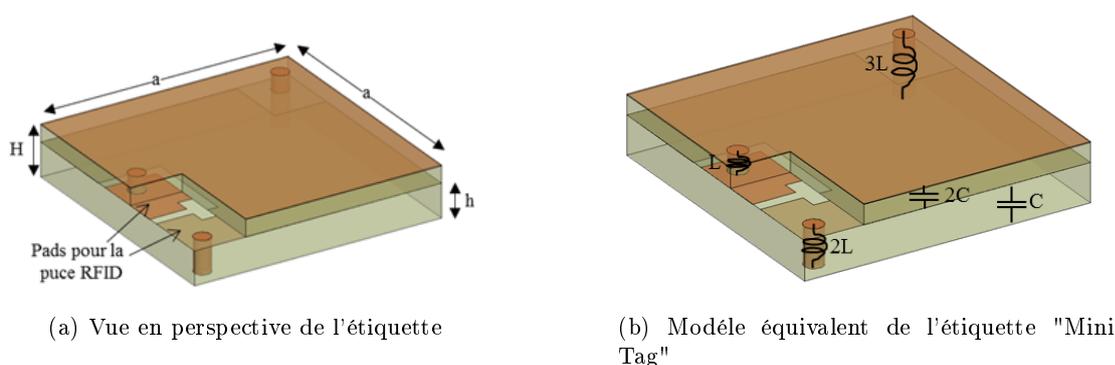


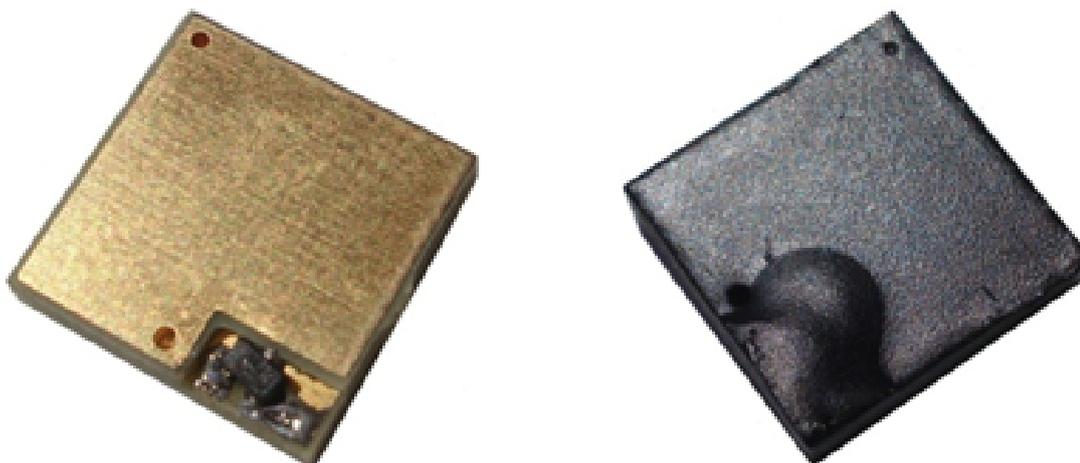
FIGURE 3.6: Modélisation de l'étiquette Mini-tag

Le circuit équivalent simplifié de l'antenne est donné sur la figure 3.6b. Les vias introduisent des inductances (leur effet résistif est négligé pour des raisons pratiques) et les trois couches forment deux capacités. L'étude complète et détaillée du fonctionnement de cette antenne est présentée dans les travaux de monsieur Juvenal Alarcon [16]. Le principal résultat de celle-ci est l'équation 3.6 qui donne le coté de l'antenne en fonction des différents paramètres géométriques, des caractéristiques du substrat constituant

l'étiquette et de la fréquence de résonance souhaitée.

$$a = \frac{0,3}{2\pi f_{res}} \sqrt{\frac{\epsilon_r \epsilon_0}{h}} \sqrt{\frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln\left(\frac{2l}{r}\right) - \frac{3}{4} \right)} \quad (3.6)$$

Les figures 3.7a et 3.7b montrent les versions finales. La première est non vernie et la seconde où la puce est protégée par une goutte de résine epoxy et l'étiquette protégée du brouillard salin par un verni déposé par trempage.



(a) Prototype de l'étiquette "Mini Tag"

(b) Prototype verni de l'étiquette "Mini Tag".

FIGURE 3.7: Photographie de l'étiquette Mini-tag

TABLE 3.4: Caractéristiques du Mini tag

	Simulation	Mesure
Portée (sur métal)	1,7 m	1 m
Poids		<2 g
Dimensions		15x15x1,6 mm ³

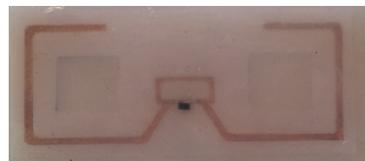
Autres prototypes développés

A l'aide des méthodes et de l'expertise en conception d'antenne, nous avons développé plusieurs antennes pour des applications diverses dont certaines sont confidentielles. La figure 3.8 montrent des photos de quelques unes d'entre elles. La liste suivante donne un descriptif très rapide du fonctionnement et de l'application visée.

- Le "Tag-Anneau" 3.8a est un dipôle enroulé autour d'un tuyau métallique dont la gaine de protection sert d'isolation entre l'élément rayonnant et l'étiquette.
- Le tag-flex 3.8b est conçue pour résister aux agressions tels que le brouillard salin et les milieux fortement agressifs comme la soude contenue dans les lessives utilisées dans les milieux industriel. C'est un dipôle adapté par un réseau de trois inductances encapsulé dans un bloc de silicone. Il a été conçu pour l'identification de



(a) Prototype de l'étiquette "Tag-Anneaux"



(b) Prototype de l'étiquette "Tag-flex"



(c) Prototype de l'étiquette "Tag-boutton"

FIGURE 3.8: Quelques exemples d'étiquettes développées au laboratoire

capot en matériaux composites d'hélicoptères mais a aussi été utilisé dans d'autres applications.

- Le "tag boutons" 3.8c est un dipôle replié sur un cylindre de ferrite. Il permet d'identifier des pièces de très petites dimensions comme des vis ou des rivets.

Maintenant que nous avons exposé quelques conceptions d'antennes pour objets métalliques et surtout les méthodes que nous avons développées, nous présentons l'antenne que nous avons développée pour le projet VEADISTA.

3.2.4 Antennes pour applications biomédicales

Les travaux présentés ont été développés durant la thèse de monsieur Marques soutenue en 2016 [33] dans le cadre du projet VEADISTA. Ils ont également fait l'objet d'une publication internationale [?]. La puce RFID retenue pour ce projet est une Higgs 4 [37] dont les caractéristiques sont récapitulées par la table 3.5.

TABLE 3.5: Caractéristiques la puce Higgs 4.

Fréquence	Puissance de lecture	Impédance
868 MHz	-18,5 dBm	20,4 – j190,8 Ω

Modélisation électromagnétique du bras humain

Afin de prévoir les effets du corps humain sur les caractéristiques d'une antenne nous avons développé le modèle électromagnétique 3D de la figure 3.9 simulable à l'aide d'un logiciel commercial. Il a été obtenu grâce à la compilation de données issues de coupes tomographiques [38] d'un avant bras et de données électromagnétiques des tissus issues de la littérature [39].

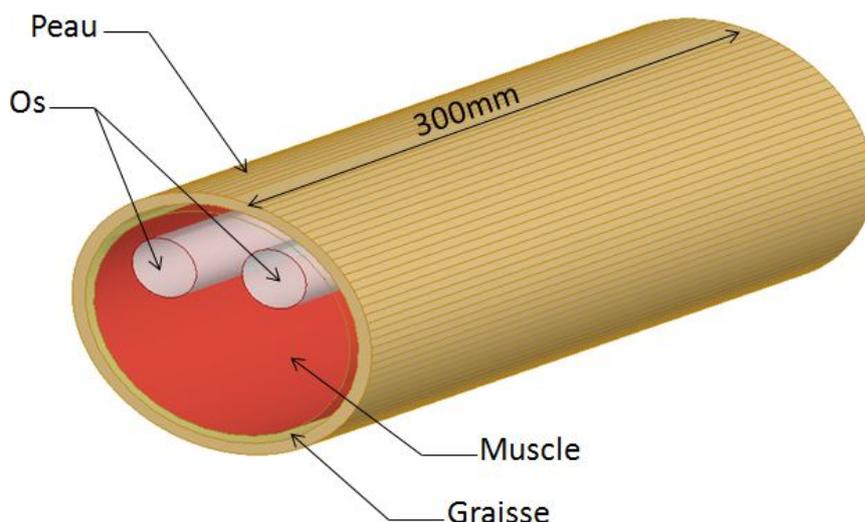


FIGURE 3.9: Modèle électromagnétique d'un avant bras humain

La table 3.6 récapitule les paramètres que nous avons retenus et considérés comme constants dans la bande de fréquences de simulation (700 MHz, 1,5 GHz).

TABLE 3.6: Caractéristiques électriques des différents tissus du corps humain

Tissu	Peau	Graisse	Muscle	Os
ϵ_r	41,5	5,5	55.1	20,8
$\tan(\delta)$	0,43	0,19	0,35	0,33
σ	0,86 S/m	$5 \cdot 10^{-2}$ S/m	0,93 S/m	0,33 S/m

Cette étude bibliographique montre que le corps humain est composé de tissus hautement diélectriques à fortes pertes. Deux effets majeurs apparaissent lorsque l'antenne est à proximité du corps humain :

- un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne vers les basses fréquences causé par le caractère diélectrique du corps humain,
- des distorsions du diagramme de rayonnement et une chute de l'efficacité de rayonnement de l'antenne induits par le caractère de conducteur à fortes pertes des tissus musculaires et graisseux.

Ainsi, la distance de lecture d'une étiquette apposée sur le corps humain voit sa distance de lecture diminuée [40].

Pour nous affranchir des grandes variations des propriétés des corps humains nous avons choisi de concevoir une antenne large bande. Ainsi nous espérons que l'effet des décalages fréquentiels engendrés par les variations des caractéristiques diélectriques d'un individu à l'autre soient amoindris.

Conception de l'antenne

L'antenne que nous avons développée pour le projet VEADISTA est un dipôle replié de longueur $2\lambda_0$ (voir fig. 3.10a). Ce choix permet de maximiser le gain. L'adaptation à la puce dans une large bande de fréquence d'environ 150 MHz autour de 868 MHz est obtenue par la l'emploi conjugué d'un réseau d'adaptation inductif en T et d'un repliement des brins pour que les courants des brins repliés soient en phase avec le courant des brins principaux (voir 3.10b).

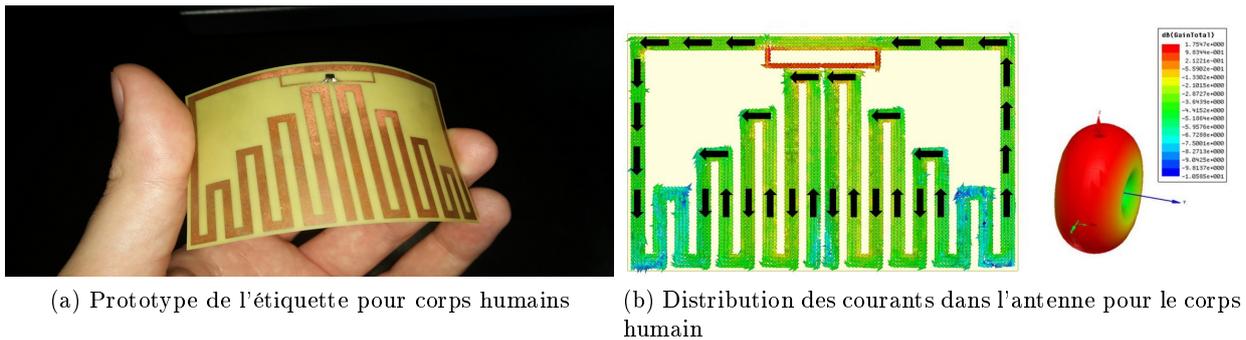


FIGURE 3.10: Photographie de l'antenne tag pour corps humain et répartition des courants à 868 MHz

L'antenne a été réalisée sur un substrat de $200\ \mu\text{m}$ en FR4. Conformément au cahier des charges, ses dimensions sont de $80 \times 50\ \text{mm}^2$. Une étude paramétrique menée à l'aide du modèle développé a montré que les variations des paramètres du modèle d'un bras les plus influents sur le fonctionnement de l'antenne sont les variations de l'épaisseur des couches de graisse et de muscle. Or c'est précisément ces deux grandeurs qui varient le plus d'un individu à l'autre. Ainsi nous avons choisi d'adapter l'antenne à l'air libre en supposant que l'impact du décalage de la fréquence de résonance soit amoindri par le caractère large bande de l'antenne.

La mesure de l'impédance de l'antenne à l'air libre montre un bon accord entre les simulations et les mesures. Seul un décalage d'environ 20 MHz vers les basses fréquences imputable aux variations de la valeur de la permittivité diélectrique relative du FR4 est observable.

CHAPITRE 3. CONCEPTION D'ANTENNES POUR ÉTIQUETTES RFID ET OBJETS TÉLÉ-ALIMENTÉS

La mesure de la distance grâce au banc de mesure de distance de lecture commercialisé par la société National Instrument montre le même décalage en fréquence.

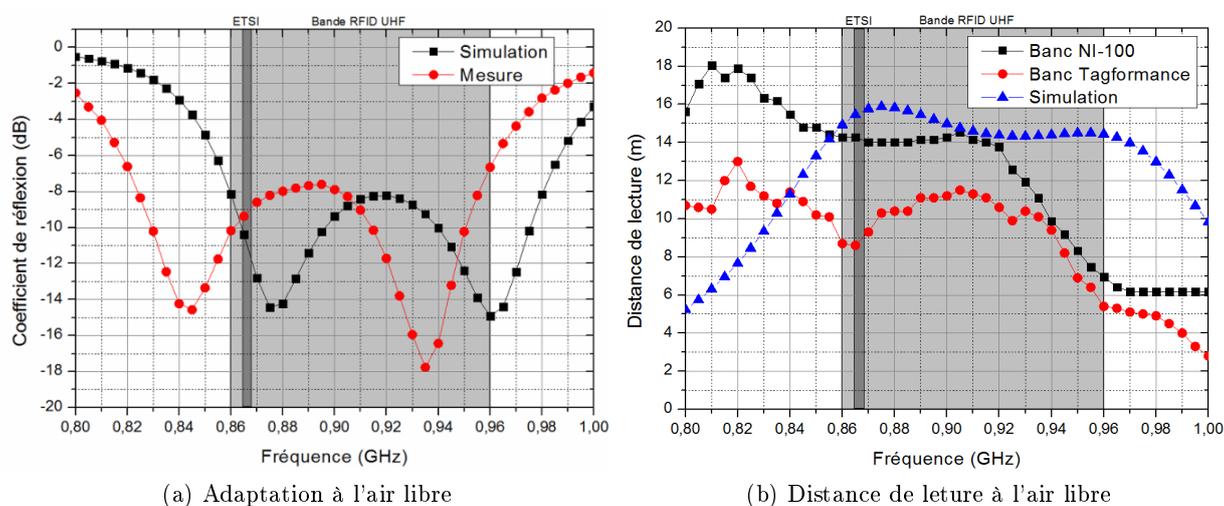


FIGURE 3.11: Performances de l'antenne tag pour corps humain à l'air libre

La seconde étape de la caractérisation consiste à étudier le comportement de l'antenne lorsqu'elle est apposée sur le corps humain. Deux phénomènes sont attendus : un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences et une distorsion du diagramme de rayonnement. Cette étude est divisée en deux parties : la première repose sur des simulations qui ne sont que faiblement prédictives à cause de la variabilité du corps humain d'un individu à l'autre et une série de mesure sur une dizaine de personnes.

La première étape de l'étude électromagnétique du comportement de l'antenne sur corps humain consiste à optimiser d'un point de vue qualitatif l'orientation de l'étiquette sur le bras. Deux orientations sont possibles (voir 3.12) nous avons retenue celle qui détériore le moins les performances du tag.

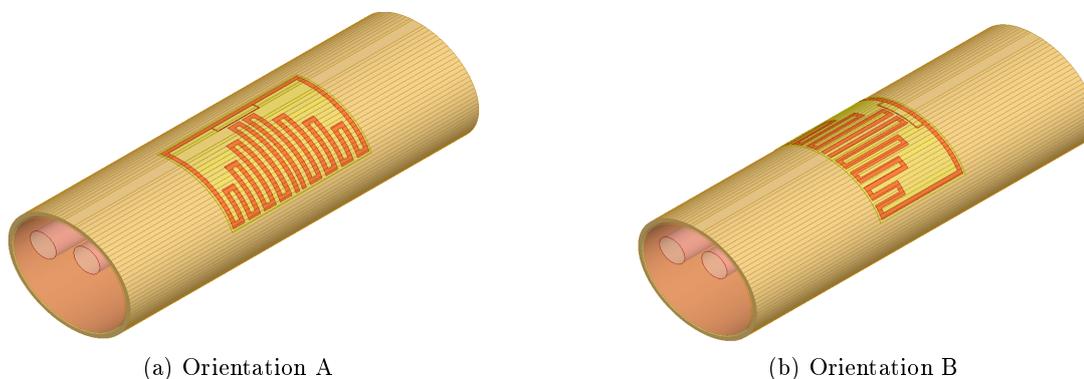


FIGURE 3.12: Orientations du tag sur le bras

Les simulations montrent que la première orientation est à privilégier puisque le diagramme de rayonnement et donc la distance de lecture est moins impactée.

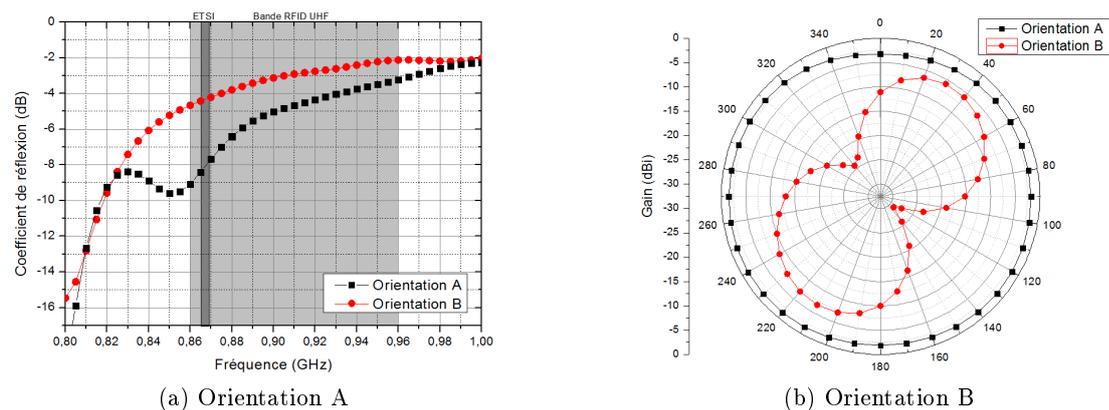


FIGURE 3.13: Influence de l'orientations du tag sur ses performances

Ces deux simulations complémentaires confirment que les performances de l'étiquette seront dégradées en présences du corps humain.

La seule mesure qu'il est possible de faire sur le corps humain et une mesure de distance de lecture à l'aide du banc NI-100. La figure 3.14 montre la forte variabilité, la valeur moyenne et l'écart type obtenue pour dix personnes différentes cinq hommes et cinq femmes.

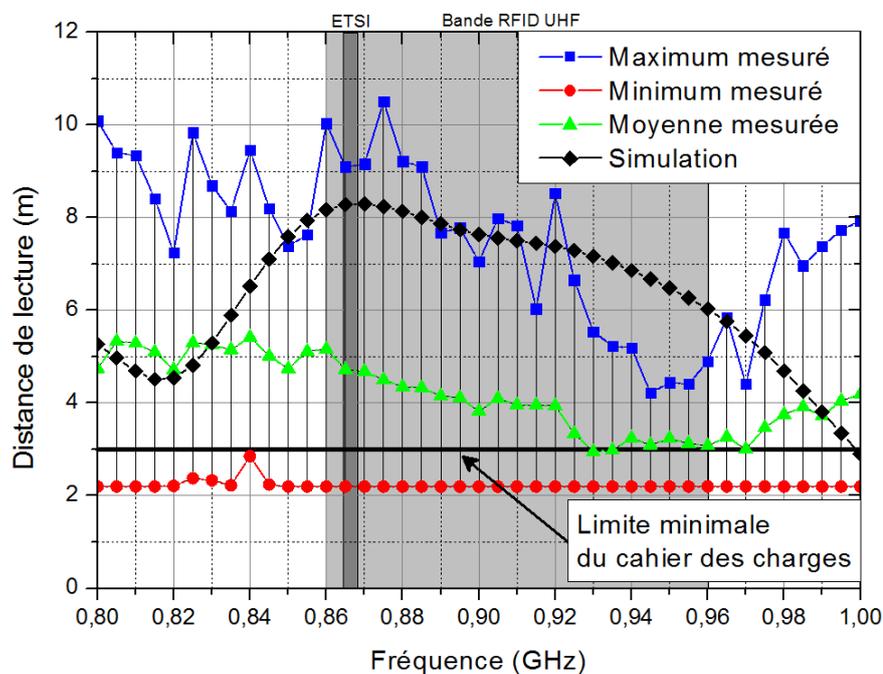


FIGURE 3.14: Mesure de la distance de lecture de l'antenne pour corps humain (banc NI-100)

3.2.5 Positionnement par rapport à l'état de l'art

La table 3.7 permet de positionner les étiquettes que nous avons développée dans l'état de l'art. Nous avons introduit un critère de comparaison défini par :

$$F.M = \frac{Porte}{surface\ du\ tag} \quad (3.7)$$

TABLE 3.7: Etat de l'art des antennes pour étiquettes radiofréquences pour identification de pièces métalliques et applications biomédicales

Type	Objet	Modèle	Substrat	Portée (m)	Dimensions (mm^3)	F.M.	REF		
Rigide	Métal	Tag I	FR4	1	LxWxH	4,5	[16]		
		Mini-TAG	FR4	0,6	LxWxH	4,1	[16]		
		Big Tag	FR4	1,6	20x20x2,4	4	[16]		
		Tag Anneau	FR4	4	LxWxH	1,6	[16]		
		Tag Bouton	Ferrite	0,5	5x5x6	20	[16]		
		?	Céramique	1,5	6x6x2,5	41,6	[29]		
		patch	Céramique 48	6	25x25x3	9,6	[3]		
		ILA	Air/PET	14	182x25x17	3	[1]		
		HIS	FR4	3	65x20x1,5	2,3	[30]		
		patches sur cavité	FR4/Air	15	176x61x3,1	1,3	[2]		
		dipôles repliés sur mousse	PET/ polystyrène	1,8	90x30x3	1	[12]		
		fentes rayonnantes sur mousse	FR4/ polypropylène	7,3	93x20x3,4	3,9	[13]		
		Rigide	Corps humain	fente avec masse	FR4	3	120x30x1,5	5,5	[22]
				Boucle rayonnante	PVC	5,7	85,5x5,4x0,76	12,3	[17]
Roger RT 5880	Double patches $\lambda/4$?	102x40x1,575	?	[20]		
Souple	Corps humain	fente en H	Feutre	4,5	90x70x3	7,1	[23]		
		fente en H miniaturisées	Feutre	4	45x34x3	26,3	[24]		
		fente en H miniaturisée	Feutre	3,5	116x40x1,8	7,5	[21]		
		Dipôle replié	FR4 souple 400 μm	4,8	80x50x0,40	12	[24]		

3.3 Antennes pour les systèmes de récupération d'énergie

Avant de clore ce mémoire, passons à l'exposé des antennes conçues pour les systèmes de récupération d'énergie.

3.3.1 État de l'art des systèmes de récupération d'énergie

Encore une fois la littérature scientifique propose une grande quantité de réalisation d'objets capables de convertir de l'énergie radio-fréquence en énergie DC exploitable pour alimenter un circuit. La majeure partie des solutions proposées repose sur une antenne couplée à un convertisseur RF-DC réalisé grâce à des diodes Schottky par un circuit d'adaptation [41], [42] et [43]. Bien entendu des rendements pouvant aller jusqu'à 84% sont obtenus [41] mais l'encombrement et le coût de telles solutions semble peu compatible avec des applications faibles coûts et portables.

Fort de nos compétences en conception de circuit de récupération d'énergie dédié aux puces RFID et de nos compétences en conception d'antennes pour la RFID, nous avons choisi de diversifier nos activités en abordant d'une façon radicalement différente le couple antenne convertisseur. Nous choisissons de concevoir des antennes comme celle dédiée aux étiquettes RFID dont l'impédance est le complexe conjuguée de l'impédance d'entrée du circuit de récupération d'énergie. Ainsi nous affranchissons du circuit d'adaptation entre l'antenne et le rectifieur. De cette façon nous aboutissons à un système qu'il est possible d'intégrer dans un format carte bleue (87x50 mm²). C'est d'ailleurs l'un des objectifs du projet Apodise sur lequel Madame Céline Leclerc a travaillé lors de ces travaux post-doctoraux effectués dans la cadre du projet APODISE en collaboration avec l'entreprise Gemealto. Nous avons choisi d'ajouter une fonctionnalité supplémentaire au dispositif au travers d'une antenne multibande.

État de l'art des antennes pour systèmes de récupération d'énergie multibandes

La littérature sur ce domaine montre que deux voies sont exploitées pour réaliser des systèmes de récupération d'énergie radiofréquences multibandes. Le premier propose d'ajouter un circuit d'adaptation entre la partie active et l'antenne proprement dite [44], [45]. En effet tout comme pour les puces RFID les rectifieurs utilisés n'ont pas une impédance de 50 Ω . Ainsi pour obtenir un système multibande l'approche très majoritaire proposée dans la littérature consiste à la mise en parallèle de plusieurs systèmes à différentes fréquences [46], [47], [48], [49] et [50]. Ils proposent de sommer l'énergie récupérée dans différentes bandes avec un circuit, une antenne et un système d'adaptation propre à chaque bande de fréquence. Seul [42] propose un système avec une antenne bi-bande mais celle-ci a une impédance de 50 Ω . Elle est adaptée dans les deux bandes à une diode Schottky par l'intermédiaire d'un réseau d'adaptation qui engendre des pertes.

Nous avons choisi d'exploiter nos connaissances sur les antennes dédiées aux étiquettes RFID et notamment la maîtrise des méthodes de conception consistant à concevoir une

puce de récupération d'énergie et son antenne associée. Ainsi nous avons choisi d'optimiser le couple antenne-puce dans une bande donnée sans circuit d'adaptation. La seconde étape consiste à modifier l'antenne de façon à adapter cette antenne dans une seconde bande de fréquence à la puce de récupération d'énergie. Ainsi nous obtenons un système compact compatible avec le format carte bleue ($87 \times 53 \text{ mm}^2$) et dont le coût de revient est bien moindre qu'un système multi-antennes et multi-circuits. De plus avec cette architecture, les circuits de sommation et d'adaptation ne sont plus nécessaires et les pertes associées supprimées.

Pour illustrer cette démarche de conception nous présentons la conception de deux antennes dédiées à des systèmes télé-alimentés. Le premier est une antenne pour système de récupération d'énergie bi bande 868 MHz – 2,4 GHz. Le second est le pulseur pour lequel l'antenne spirale a été conçue.

3.3.2 Conception d'antenne bi-bande pour système de récupération d'énergie

Dans le cadre des projets APIDSE et MAGE l'équipe RFID est chargée de développer des systèmes de récupération d'énergie hyperfréquence. Une des briques essentielles est l'antenne associée à la puce chargée de transformer l'énergie contenue dans le signal hyperfréquence recueilli par l'antenne en un signal continu. Dans le cadre de ces projets j'ai développé une méthode de conception d'antennes bi-fréquences arbitraires et non 50Ω . Cette méthode a fait l'objet d'une publication [51]. En collaboration avec Madame Céline Leclerc, nous avons conçu et caractérisé deux prototypes. Elle a ensuite travaillé à l'intégration de ces antennes dans une carte bleue et modifiée la conception pour prendre en compte l'ajout d'autres fonctions sur la carte de récupération d'énergie comme des panneaux solaires miniatures.

La méthode de conception d'antenne repose sur une antenne bow-tie fente chargée par un dipôle couplée magnétiquement. Ainsi une seconde résonance est introduite. L'antenne rayonne dans deux bandes de fréquences et peut être adaptée à des impédances fortement inductives dans deux bandes de fréquence différentes.

Sur la figure 3.15 à 900 MHz c'est majoritairement les bord de l'antenne bow-tie qui sont verts (signe des courants les plus intenses (7 A/m)). Alors qu'à 2,4 GHz c'est les bords internes des papillons centraux qui sont jaunes (16 A/m). Pour une meilleure compréhension l'échelle est commune. Ainsi, c'est l'antenne bow-tie qui rayonne à 900 MHz et les papillons internes à 2,4 GHz. Avec ces répartitions de densité de courant les diagramme de rayonnement sont ceux de la figure 3.16.

Ce tracé des courants est précieux lors de la conception. Certes les courants ne sont pas nuls sur le pourtour de la bow-tie mais ils sont environ deux fois moins intenses. Un dernier point est à prendre en compte, les courants du bord de la bow-tie et du bord externe des papillons centraux doivent être en phase. Dans le cas contraire le gain

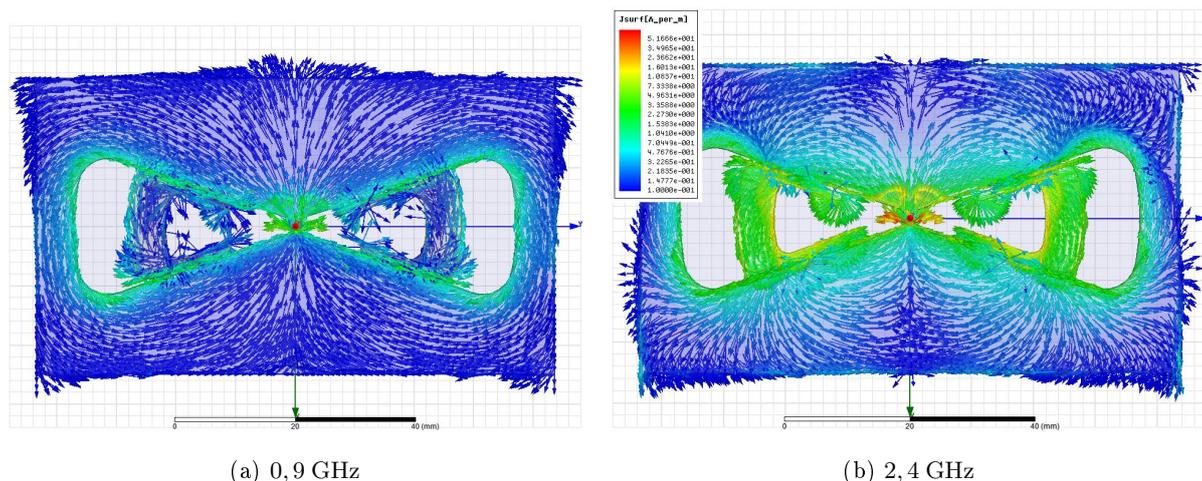


FIGURE 3.15: Densités surfaciques de courant de l'antenne Bow tie bi bande 900 – 2400 MHz

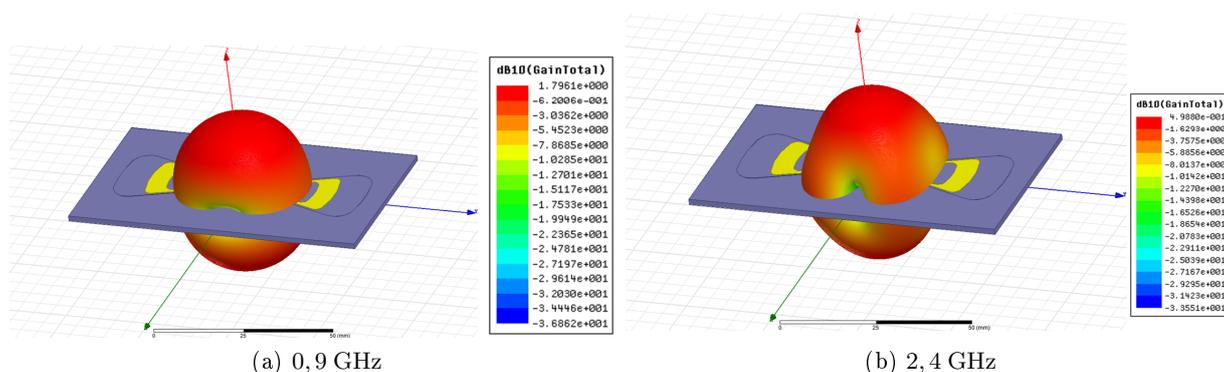


FIGURE 3.16: Gain total de l'antenne Bow tie bi-bande 900 – 2400 megaHz

diminue fortement. C'est en déplaçant à l'intérieur de la bow-tie et en modifiant leurs longueurs que ce phénomène est évité.

Deux antennes bi-bandes ont été conçues, réalisées et mesurées au laboratoire (voir fig. 3.17). Elles fonctionnent dans les bandes 433 MHz – 900 MHz (voir fig. 3.17a et 3.17c) et 900 MHz – 2400 MHz (3.17b et 3.17d).

La figure 3.18 montre les modules des coefficients de réflexion en décibel tracés en fonction de la fréquence. La récente acquisition d'un analyseur de réseau quatre ports différentiels facilite grandement la mesure du coefficient de réflexion des antennes fortement inductives. L'antenne est excitée par un port différentiel auquel est connecté la sonde de mesure. Le protocole de mesure reste identique à celui décrit dans la partie 3.2.2.

La table 3.8 récapitule les performances mesurées des antennes.

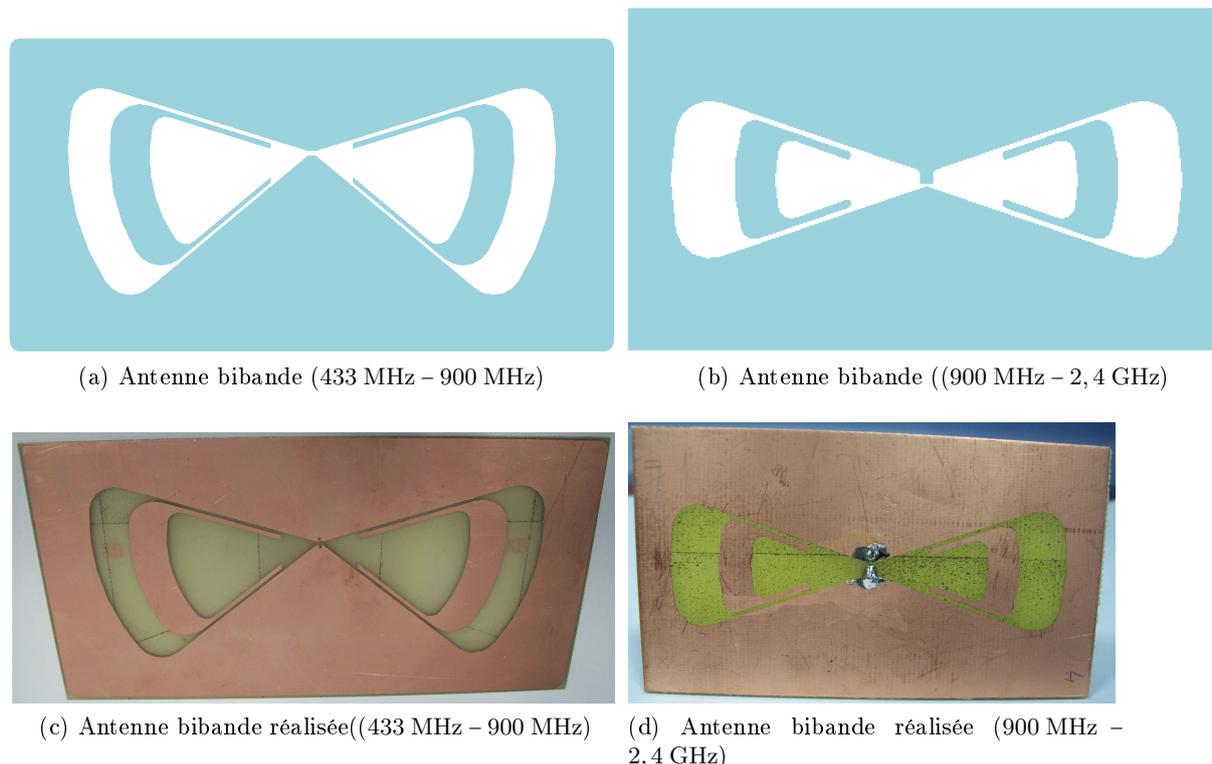


FIGURE 3.17: Antennes bi-bandes réalisées (les figures ne sont pas à l'échelle)

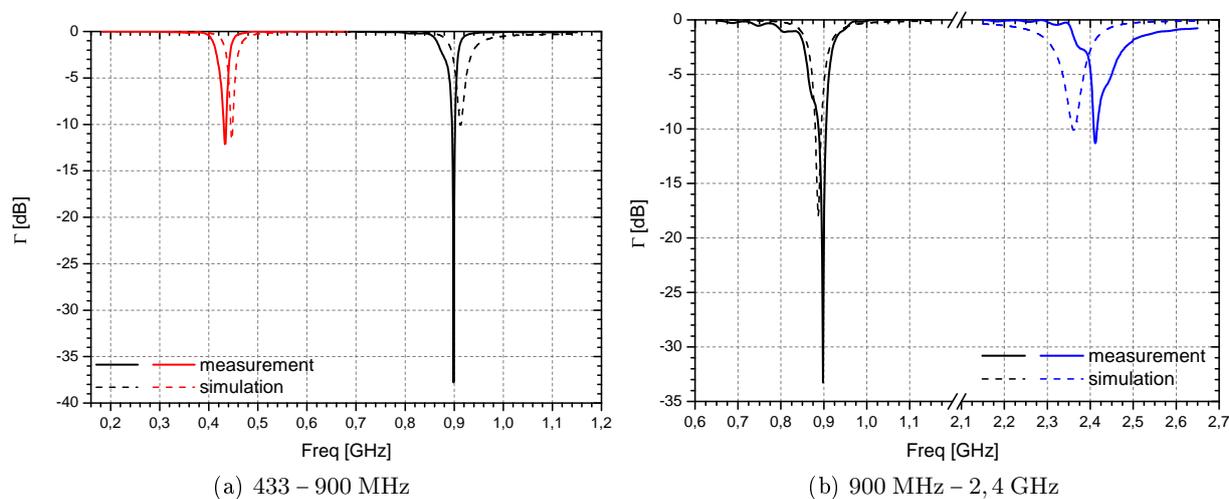


FIGURE 3.18: Coefficient de réflexion des antennes bi-bandes

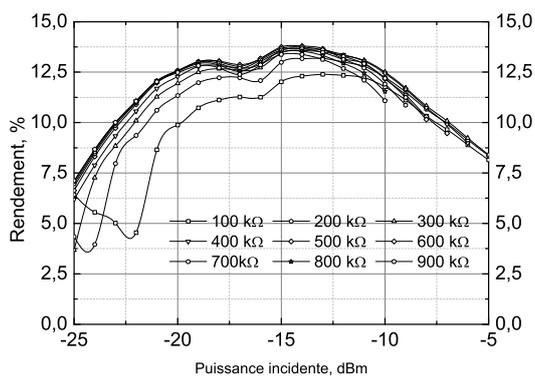
Comme expliqué plus haut ces antennes sont dédiées à un prototype de récupération d'énergie dont le circuit est présenté dans la thèse de Monsieur Dino Michelon [?]. Un grand nombre de prototypes pour lesquels seuls quelques valeurs de composants diffèrent d'une version à l'autre ont été assemblés et partiellement caractérisés faute de temps. Comme les mesures sont extrêmement répétitives j'ai choisi de les automatiser. C'est encore une fois un programme python que j'ai développé. Il permet de choisir de faire une caractérisation en fonction de la puissance incidente variable sur le tag à fréquence fixe ou à puissance fixe et à fréquence variable. Les figures suivantes montrent un exemple

CHAPITRE 3. CONCEPTION D'ANTENNES POUR ÉTIQUETTES RFID ET OBJETS TÉLÉ-ALIMENTÉS

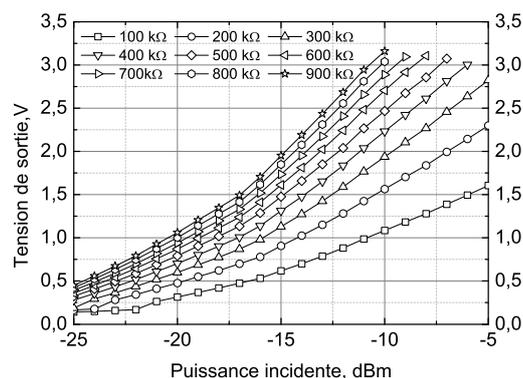
TABLE 3.8: Impédances et Gain réalisé des antennes bi-bandes pour différentes fréquences

Antenne	Fréquences	433 MHz	900 MHz	2,4 GHz
	Z_{chip}	$425 - j1200$	$85 - j570$	$14 - j208$
433 MHz + 900 MHz	$Z_{antenne}$	$258 + j1229$	$87 + j591$	
	Γ (dB)	-12,1 dB @433 MHz	-37,8 dB @899 MHz	
	G_{tot} (dB)	2.2 dB	1.7 dB	
900 MHz + 2.4 GHz	$Z_{antenna}$		$86 + j587$	$15 + j187$
	Γ (dB)		-33.3 dB @898 MHz	-11.3 dB @2.411 GHz
	G_{tot} (dB)		1.5 dB	-1,0 dB

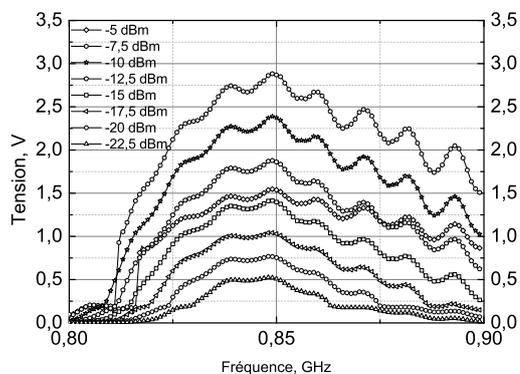
des résultats qu'il est possible d'obtenir en quelques dizaines de minutes contre plusieurs heures sans automatisation.



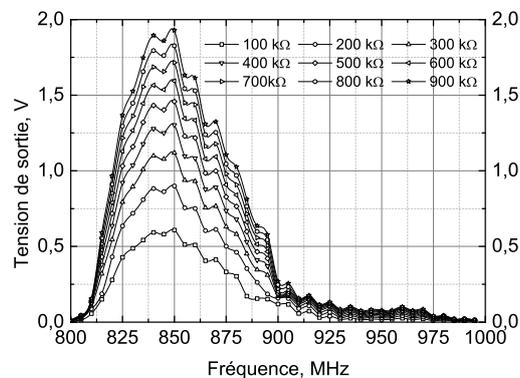
(a) Rendement en fonction de la puissance à 850 MHz



(b) Tension en fonction de la puissance à 850 MHz



(c) Rendement sur une charge de 500 kΩ en fonction de la puissance.

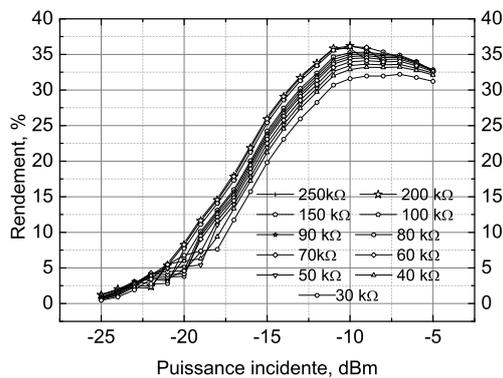


(d) Rendement en fonction de la charge à une puissance incidente de -15 dBm

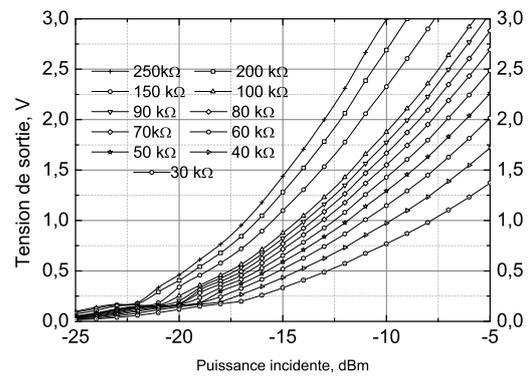
FIGURE 3.19: Performances mesurées de la rectenna bi-bande, bande 800 – 1000 MHz

CHAPITRE 3. CONCEPTION D'ANTENNES POUR ÉTIQUETTES RFID ET OBJETS TÉLÉ-ALIMENTÉS

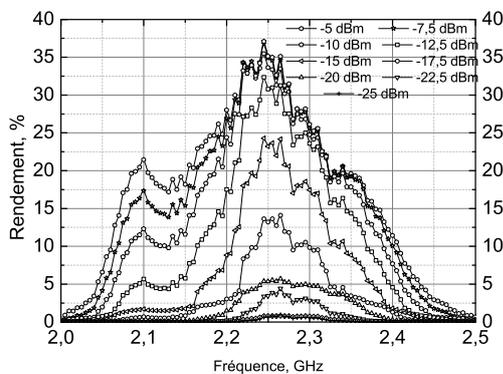
Dans la bande autour de 900 MHz un rendement de seulement 15% est obtenu. De plus la fréquence à laquelle la tension est maximale est décalée de 50 MHz. Plusieurs raisons sont envisageables, l'une est une mauvaise adaptation entre la puce et l'antenne due soit à une mauvaise détermination de l'impédance de la puce soit à une mauvaise prise en compte des interconnexions ajoutées entre l'antenne et les différents composants nécessaires au fonctionnement du prototype. Par contre, il paraît difficile de remettre en cause le fonctionnement complet du système puisse qu'un rendement de 37% est obtenu dans la bande 2,4 GHz même si encore une fois un décalage en fréquence est observé lors des mesures (voir fig. 3.20).



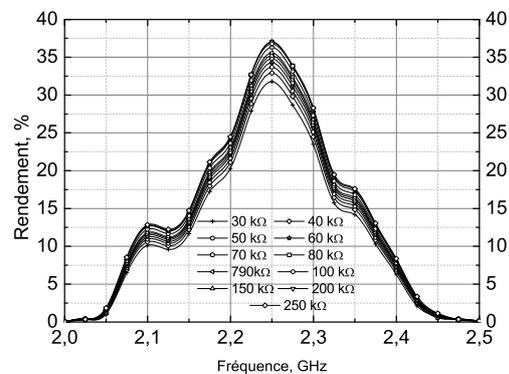
(a) Rendement en fonction de la puissance à 2,3 GHz



(b) Tension en fonction de la puissance à 2,3 GHz



(c) Rendement en fonction dans la bande 2 – 2,8 GHz sur une charge de 100 kΩ



(d) Rendement en fonction de la fréquence dans la bande 2 – 2,5 GHz sur une charge variable à une puissance incidente de -15 dBm

FIGURE 3.20: Performances mesurées de la rectenna bi-bande : bande 2 – 2,5 GHz

Des investigations (retro simulations, nouvelles caractérisations de la puce) sont en cours au laboratoire pour tenter d'expliquer les décalages et les différences de performances observées entre les mesures et les résultats de simulation. Néanmoins les prototypes sont fonctionnels et les tensions et les puissances de sorties sont compatibles avec celles nécessaires pour alimenter des organes de calcul ultra-faible consommation. Pour finir le programme doit être utilisé pour caractériser les prototypes finaux et notamment la version incluant le panneau solaire.

3.3.3 Conception d'antenne pour pulseur UWB télé-alimenté

Nous présentons ici l'antenne de télé-alimentation du pulseur UWB les autres éléments aillant été développés soit par des partenaires du laboratoire soit par d'autres équipes que l'équipe RFID.

La conception des circuits et de l'agencement des différentes fonctions nécessaires au bon fonctionnement du pulseur télé-alimenté est décrit dans la référence : [52]

Les seules contraintes de conception sont de garantir le fonctionnement du pulseur par télé-alimentation avec une porteuse d'alimentation autour de 900 MHz et que l'antenne ai un gain réalisé proche de 0 dB [52]. L'antenne du pulseur étant sur une carte fabriquée en Roger 4003 dont le empilement des couches est donné par la table 3.9. Nous disposons de 4 niveaux de métallisation qu'il est possible d'interconnecter entre eux par des trous métallisés.

TABLE 3.9: Désignation des couches de la carte UWB-RFID

Couche n°	matériaux	utilisation	épaisseur
1	cuivre	masse UWB	17 μm
2	Roger 4003	diélectrique	250 μm
3	cuivre	masse UWB	17 μm
4	Roger 4003	diélectrique	500 μm
5	cuivre	masse UWB + ligne RFID	17 μm
6	Roger 4003	diélectrique	250 μm
7	cuivre	UWB + RFID	17 μm

L'antenne UWB miniature a été conçue par un partenaire du laboratoire et nous ne disposions que des fichiers décrivant les niveaux de métallisation que nous avons réimporté dans HFSS. Il nous alors possible de simuler l'antenne RFID en présence dans l'antenne UWB mais pas de modifier celle-ci. Pour avoir une description précise des performances et de la conception il faut se reporter à la thèse de monsieur Ali Chami [53].

Il n'y a donc pratiquement aucune contrainte de conception hormis la cohabitation avec l'antenne UWB et un encombrement de la partie Télé-alimentation de 87x50 mm².

La carte étant destinée à recevoir un circuit intégré directement bondé sur la carte toutes les métallisation sont dorées et les dimensions et l'emplacement de ceux ci ne permettent la mesure de l'impédance d'entrée de l'antenne.

Comme les deux antennes ne doivent pas se perturber mutuellement il a été choisi de séparer les plans de masse des deux antennes. Pour les mêmes raisons, nous avons choisi

CHAPITRE 3. CONCEPTION D'ANTENNES POUR ÉTIQUETTES RFID ET OBJETS TÉLÉ-ALIMENTÉS

une topologie dipôle fente excitée par une ligne enterrée dans le substrat (voir figure 3.21a).

La figure 3.21 montre les photographies de la face avant (3.21a) et la face arrière (3.21b). La puce contenant le rectifieur est connectée par deux wire-bonds reliés d'une

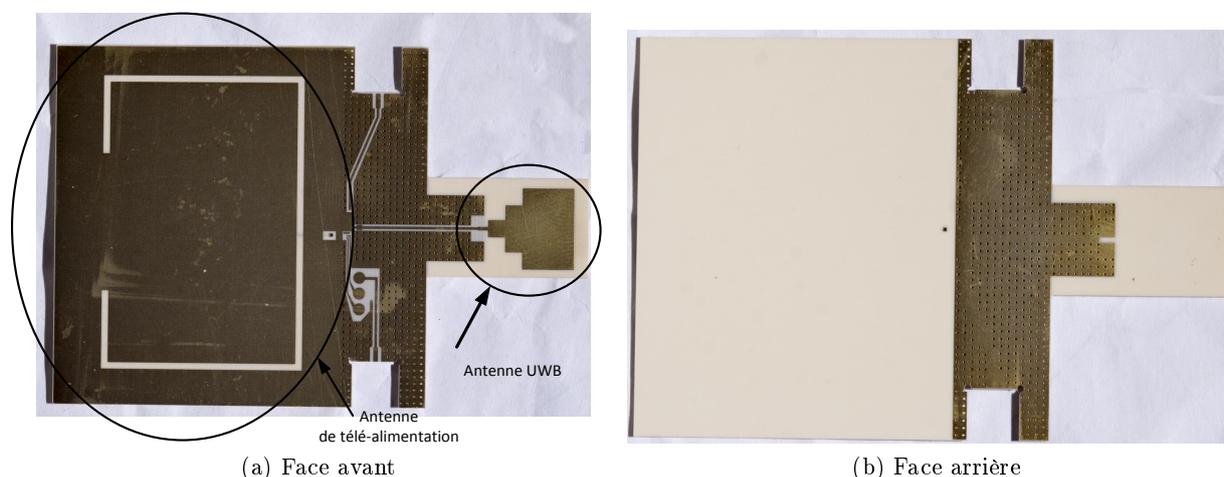


FIGURE 3.21: Photographie du prototype de la carte d'un pulseur UWB télé-alimenté

part à la masse de l'antenne RFID et à la ligne enterrée par l'intermédiaire d'un via. Pour que le dipôle soit adapté et qu'il ait un gain suffisant dans la surface allouée, il est replié. Les simulations donnent les résultats de la figure 3.22.

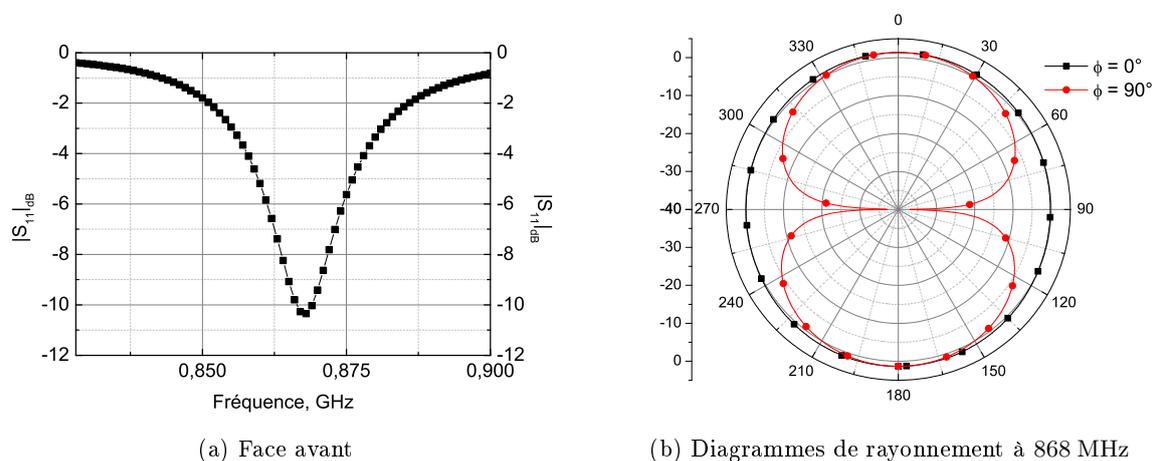


FIGURE 3.22: Performances simulées de l'antenne de télé-alimentation du pulseur UWB télé-alimenté

Une première série de mesure a montré la fonctionnalité de l'ensemble. Le signal et son spectre recueilli aux bornes d'une antenne large bande sont tracés sur la figure 3.23. Ces résultats montrent que les impulsions sont « noyées » dans la porteuse à 900 MHz. Les mesures avec l'antenne proposée dans la partie 2.5.1 sont programmées prochainement.

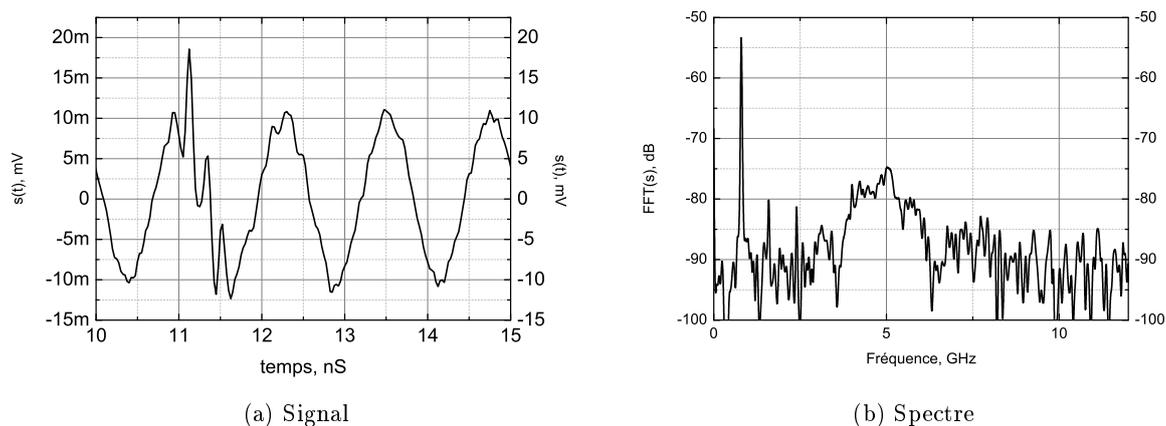


FIGURE 3.23: Signal reçu au pied de l'antenne lors des mesures de la carte RFID-UWB

3.4 Conclusions et perspectives

3.4.1 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons exposé les méthodes de conception que nous avons développées au cours des projets sur lesquels nous avons travaillé. Nous avons abordé deux aspects : la conception d'antennes pour étiquettes RFID-UHF et pour objets télé-alimentés.

Dans ces deux domaines, les enjeux sont différents : dans le cas des étiquettes RFID nous avons cherché à concevoir des antennes pour des applications particulières adressant des besoins industriels. Il s'agit de l'identification de pièces métalliques dans un milieu confiné et fortement métallique et des applications biomédicales. Dans le cas des objets télé-alimentés, nous avons choisi d'ajouter des fonctions supplémentaires comme adresser plusieurs bandes de fréquence simultanément et faire cohabiter deux antennes dont les fonctions sont différentes sur une même carte. Ainsi nous avons choisi de diviser les conclusions de nos travaux en deux parties.

Étiquettes-RFID

Le point essentiel de notre démarche est qu'il faut, tout d'abord, analyser l'ensemble des contraintes et l'environnement pour lequel est conçu l'étiquette. De ce faisceau de contraintes, une puce RFID est choisie et à partir de ce moment la conception de l'antenne peut commencer. Le choix de la topologie de l'antenne dépend de tous les aspects de l'application pour laquelle l'antenne est conçue.

Pour finir la conception et les simulations nécessaires doivent prendre en compte dans la limite du possible l'environnement proche de l'étiquette. Dans le cadre des étiquettes pour objets métalliques nous avons simulé toutes les antennes en présence d'un plan métallique représentant la pièce à identifier. Dans le cas de l'application biomédicale

nous avons simulé l'antenne en présence d'un modèle de bras que nous avons développé après une étude bibliographique spécifique.

A l'aide de notre démarche, nous avons conçu deux familles d'antennes pour objets métalliques et une antenne pour applications bio médicales. Il est important de noter qu'aucune contrainte de coût n'était présente pour la conception des étiquettes pour pièces métalliques. Nous avons des antennes multi-couches et avec des vias. Ainsi, nous avons choisi des antennes IFA modifiées et des résonateurs carrés pour l'identification de petites pièces métalliques. Plusieurs versions de dimensions différentes ont été développées pour identifier des pièces de tailles différentes. Cette topologie est particulièrement adaptée à la conception d'antenne de très petites tailles pour objets métalliques puisque nous avons en développé une autour d'une puce Higgs 3 qu'il est possible de lire à 1 m de distance $15 \times 15 \times 1,6 \text{ mm}^3$ avec une puissance de lecteur de 1 W EIRP.

Pour les antennes compatibles avec le corps humain, nous avons choisi un dipôle de longueur $2\lambda_0$ replié de façon à charger le brin principal en optimisant les dimensions pour créer des interférences constructives. Ainsi le gain est légèrement supérieur à celui d'un dipôle et sa bande passante est élargie. Avec cette antenne alliée à une puce Higgs 4 nous obtenons des distances de lecture proches de 5 m dans la bande ETSI. Ces valeurs sont proches de celles à l'état de l'art.

Antennes pour objets télé-alimentés

En faisant clairement le choix des technologies faibles coût nous avons pris une voie qui n'étaient pas concurrentielle en terme de rendement pur par rapport aux technologies radio-fréquences classiques. Nous avons pour ces systèmes, nous avons développé des antennes bi-bande intégrable dans une carte bleue. Les rendements dans la bande 900 MHz sont faibles mais avoisinent les 50% dans la bande autour de 2,4 GHz mais nous avons obtenus tout de même des tensions et des puissances suffisantes pour espérer télé-alimenté un micro-contrôleur faible consommation dans un avenir très proche. Cette étape est déjà en court de développement au laboratoire.

3.4.2 Perspectives

Au vue des résultats que nous avons obtenu, de nombreuses perspectives se profilent à plus ou moins long terme. Les perspectives sont pour la plus part valables pour les deux domaines de la RFID et des objets télé-alimentés. Pour le pusleur télé-alimenté nous avons démontré la faisabilité d'un tel système.

Perspectives à court-terme

Dans les conceptions que nous avons présenté aucune antenne n'émet de champ à polarisation circulaire, c'est l'un des premier aspect que nous allons développer dans les prochains mois. De même la recherche de rayonnement quasi-isotrope sera à l'étude.

Une partie des efforts de recherche de l'équipe RFID est consacré au développement de système sur support souple. Dans le passé récent, la voie de l'impression par jet d'encre a été abordée mais devant les difficultés et l'investissement temporel nécessaire nous avons choisi de nous orienté vers la voie de la sérigraphie qui permet l'obtention de couche métallique plus épaisses que par la voie de l'impression. Lorsque cette technologie sera maîtrisée par l'équipe nous commencerons par évaluer l'impact du passage sur de telles technologies. Une fois compris les résultats obtenus, nous optimiserons les topologies existantes et nous en proposerons d'autres satisfaisant les contraintes propres à ces procédés de fabrication.

Perspectives à plus long terme

Tous les systèmes que nous proposons jusqu'à présent sont des ajouts à des objets existants. C'est à dire que l'étiquette ou le système de récupération d'énergie est apposé sur un objet. L'un des grands enjeux est l'incrustation des éléments rayonnants directement dans les objets. Ces perspectives imposent de développer l'impression et la maîtrise tant morphologique que des caractéristiques électromagnétiques de l'impression 3D de diélectriques et de métaux. Le financement très récent d'un projet dans l'équipe devrait permettre d'entamer des travaux exploratoires dans ce domaine.

Bibliographie du troisième chapitre

- [1] A. Popov, S. Dudnikov, and A. Mikhaylov, "Passive UHF RFID tag with increased read range," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, pp. 1106–1108, IEEE, 2008.
- [2] L. Ukkonen, D. Engel, L. Sydanheimo, and M. Kivikoski, "Planar wire-type inverted-F RFID tag antenna mountable on metallic objects," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 1, pp. 101–104, IEEE, 2004.
- [3] Y. Um, U. Kim, W. Seong, and J. Choi, "A novel antenna design for uhf rfid tag on metallic objects," in *PIERS Proceedings*, pp. 158–161, 2007.
- [4] A. Ghiotto, S. Cantalice, T.-P. Vuong, A. Pouzin, G. Fontgalland, and S. Tedjini, "Miniaturized patch antenna for the radio frequency identification of metallic objects," in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, pp. 583–586, IEEE, 2008.
- [5] Q.-Z. Chen and B.-J. Hu, "Novel UHF RFID tag antenna with shorted stubs mountable on the metallic objects," in *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. International Conference on*, vol. 4, pp. 1822–1824, IEEE, 2008.
- [6] W. Choi, J. Kim, J.-H. Bae, and G. Choi, "A small RFID tag antenna to identify metallic objects," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, pp. 1–4, IEEE, 2008.
- [7] L. Ukkonen, L. Sydanheimo, and M. Kivikoski, "Patch antenna with EBG ground plane and two-layer substrate for passive RFID of metallic objects," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 1, pp. 93–96, IEEE, 2004.
- [8] J.-S. Kim, W. Choi, G.-Y. Choi, and J.-S. Cha, "Ceramic patch antenna using inductive coupled feed for UHF RFID tag mountable on metallic objects," in *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pp. 1–4, IEEE, 2008.
- [9] Y.-K. Park, S.-G. Lee, J. Kang, and Y. C. Chung, "Various UHF RFID tag for metallic object," in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007.
- [10] D.-U. Sim, D.-H. Kim, J.-I. Choi, and H.-D. Choi, "Design of novel dipole-type tag antennas using electromagnetic bandgap (ebg) surface for passive rfid applica-

- tions,” in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1333–1336, IEEE, 2007.
- [11] D. Kim and J. Yeo, “Low-profile RFID tag antenna using compact amc substrate for metallic objects,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 718–720, 2008.
- [12] K. H. Lee, J.-S. Lee, G. Kim, J. Yeo, B. H. Moon, J. Yang, and H. C. Kim, “Design of a UHF RFID metal tag for long reading range using a cavity structure,” in *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pp. 1–4, IEEE, 2008.
- [13] C. Cho, H. Choo, and I. Park, “Design of novel RFID tag antennas for metallic objects,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pp. 3245–3248, IEEE, 2006.
- [14] H.-W. Liu, Y.-S. Lin, K.-H. Wu, and C.-F. Yang, “A metal tag antenna for passive UHF RFID applications,” in *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, pp. 1261–1263, Marsh 2009.
- [15] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, “Identification électronique radiofréquence en environnement métallique avec une couche mediane á méandres d’adaptation d’impédance,” 2011. Brevet d’invention nun 21B0002.
- [16] J. Alarcon-Ramos, *Conception d’antennes et de tags RFID UHF pour environnements hostiles Application au projet RFIDAERO*. PhD thesis, Aix-Marseille Université, 2012.
- [17] M.-C. Tsai, C.-W. Chiu, H.-C. Wang, and T.-F. Wu, “Inductively coupled loop antenna design for UHF RFID on-body applications,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 143, pp. 315–330, 2013.
- [18] M. Svanda and M. Polivka, “Dualband wearable UHF RFID antenna,” in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, pp. 1–5, IET, 2007.
- [19] M.-H. Lin and C.-W. Chiu, “Human-body effects on the design of card-type UHF RFID tag antennas,” in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, pp. 521–524, IEEE, 2011.
- [20] A. G. Santiago, C. A. Fernandes, and J. R. Costa, “Broadband UHF RFID passive tag antenna for near-body operation,” in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 271–274, IEEE, 2012.
- [21] H. Rajagopalan and Y. Rahmat-Samii, “Conformal RFID antenna design suitable for human monitoring and metallic platforms,” in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–5, IEEE, 2010.
- [22] A. Dubok and A. Smolders, “Miniaturization of robust UHF RFID antennas for use on perishable goods and human bodies,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 1321–1324, 2014.

- [23] S. Manzari, C. Occhiuzzi, and G. Marrocco, "Reading range of wearable textile RFID tags in real configurations," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, pp. 433–436, IEEE, 2011.
- [24] S. Manzari, S. Pettinari, and G. Marrocco, "Miniaturized and tunable wearable RFID tag for body-centric applications," in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 239–243, IEEE, 2012.
- [25] K. Koski, T. Björninen, L. Sydänheimo, L. Ukkonen, and Y. Rahmat-Samii, "A new approach and analysis of modeling the human body in RFID-enabled body-centric wireless systems," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, 2014.
- [26] K. Koski, E. Koski, T. Björninen, A. A. Babar, L. Ukkonen, L. Sydänheimo, and Y. Rahmat-Samii, "Practical read range evaluation of wearable embroidered UHF RFID tag," in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 1–2, IEEE, 2012.
- [27] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi, and L. Van Langenhove, "A textile antenna for off-body communication integrated into protective clothing for firefighters," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 919–925, 2009.
- [28] J.-S. Roh, Y.-S. Chi, J.-H. Lee, Y. Tak, S. Nam, and T. J. Kang, "Embroidered wearable multiresonant folded dipole antenna for fm reception," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 803–806, 2010.
- [29] "Site marchand xerafy," consulté en septembre 2015. <http://www.xerafy.com/en/catalogue/product/dot-on-xs/26>.
- [30] S.-L. Chen and K.-H. Lin, "A slim RFID tag antenna design for metallic object applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 729–732, 2008.
- [31] Y. Amin, B. Shao, J. Hållstedt, S. Prokkola, H. Tenhunen, and L.-R. Zheng, "Design and characterization of efficient flexible UHF RFID tag antennas," *EuCAP*, 2009.
- [32] T.-W. Koo, D. Kim, J.-I. Ryu, H.-M. Seo, J.-G. Yook, and J.-C. Kim, "Design of a label-typed UHF RFID tag antenna for metallic objects," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 10, pp. 1010–1014, 2011.
- [33] D. Darocha-Marques, *Conception d'Antenne Tag sur le Corps Humain et d'Antenne Lecteur en RFID UHF*. PhD thesis, Aix-Marseille Université, 2016.
- [34] "Site web national instruments : RFID Measurements," consulté en septembre 2015. www.ni.com/tutorial/6645/en/.
- [35] X. Qing, C. K. Goh, and Z. N. Chen, "Impedance characterization of RFID tag antennas and application in tag co-design," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 5, pp. 1268–1274, 2009.

- [36] “Description puce RFID-UFH Higgs 3,” consulté en juillet 2017. <http://http://www.aliantechnology.com/products/ic/higgs-3/>.
- [37] “Description puce RFID-UFH Higgs 4,” consulté en juillet 2017. <http://http://www.aliantechnology.com/products/ic/higgs-4/>.
- [38] “Site web : Visible human project,” consulté en septembre 2014. <http://visiblehuman.epfl.ch>.
- [39] “Site web : Dielectric properties of body tissues in the frequency range 10 Hz - 100 GHz,” consulté en septembre 2014. <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>.
- [40] G. Marrocco, “Body-matched RFID antennas for wireless biometry,” in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, 2006.
- [41] G. Monti and F. Congedo, “UHF rectenna using a bowtie antenna,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 26, pp. 181–192, 2012.
- [42] K. Niotaki, S. Kim, S. Jeong, A. Collado, A. Georgiadis, and M. M. Tentzeris, “A compact dual-band rectenna using slot-loaded dual band folded dipole antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1634–1637, 2013.
- [43] S. B. Alam, M. S. Ullah, and S. Moury, “Design of a low power 2.45 GHz RF energy harvesting circuit for rectenna,” in *Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), 2013 International Conference on*, pp. 1–4, IEEE, 2013.
- [44] M. Dini, M. Filippi, A. Costanzo, A. Romani, M. Tartagni, M. Del Prete, and D. Masotti, “A fully-autonomous integrated RF energy harvesting system for wearable applications,” in *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, pp. 987–990, IEEE, 2013.
- [45] M. Piñuela, P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn, “Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2715–2726, 2013.
- [46] B. Li, X. Shao, N. Shahshahan, N. Goldsman, T. Salter, and G. M. Metzger, “An antenna co-design dual band RF energy harvester,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 60, no. 12, pp. 3256–3266, 2013.
- [47] V. Kuhn, C. Lahuec, F. Seguin, and C. Person, “A multi-band stacked RF energy harvester with RF-to-DC efficiency up to 84%,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 5, pp. 1768–1778, 2015.
- [48] A. N. Parks and J. R. Smith, “Sifting through the airwaves : Efficient and scalable multiband rf harvesting,” in *2014 IEEE International Conference on RFID (IEEE RFID)*, pp. 74–81, IEEE, 2014.
- [49] S. Keyrouz, H. Visser, and A. Tjihuis, “Multi-band simultaneous radio frequency energy harvesting,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, pp. 3058–3061, IEEE, 2013.

- [50] A. N. Parks and J. R. Smith, "Active power summation for efficient multiband RF energy harvesting," in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1–4, IEEE, 2015.
- [51] C. Leclerc, M. Egels, and E. Bergeret, "Design and measurement of multi-frequency antennas for RF energy harvesting tags," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 156, no. 47-53, 2016.
- [52] R. Vauche, E. Bergeret, J. Gaubert, S. Bourdel, O. Fourquin, and N. Dehaese, "A remotely UHF powered UWB transmitter for high precision localization of RFID tag," in *Ultra-Wideband (ICUWB), 2011 IEEE International Conference on*, pp. 494–498, IEEE, 2011.
- [53] A. Chami, *Miniaturisation et intégration d'antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés*. PhD thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2011.

Conclusions et perspectives

Conclusions

Dans ce manuscrit, j'ai décrit une partie des travaux développés ces dix dernières années. J'ai choisi d'illustrer la démarche qui guide mes travaux. Il s'agit de développer des méthodes de conception plutôt que des antennes. Ainsi les méthodes qui ont été développées dans le cadre des thèses de monsieur Juvenal Alarcon et Daniel Darocha Marques ont permis à l'équipe de répondre rapidement à des problèmes industriels ponctuels sous forme de prestations. Des fonds ont pu être collectés par l'équipe en dehors de tout projet.

La méthode développée est la même qu'il s'agisse de conception d'antennes pour des étiquettes RFID, pour objets télé-alimentés ou des antennes pour lecteurs. Il s'agit de dresser un cahier des charges tenant compte de l'environnement et de l'utilisation finale de l'antenne. Ainsi, pour les antennes lecteurs une connaissance fine du système RFID complet est nécessaire pour choisir et optimiser le type de champ rayonné par le lecteur. C'est l'analyse de la connaissance des positions et des orientations des étiquettes et de leurs déplacements éventuels qui dicte le choix du champ émis par l'antenne ou les antennes lecteurs. Ainsi, lorsque le positionnement est fixe et que l'orientation des étiquettes est connue et unique nous recommandons de choisir une polarisation linéaire dont la direction de polarisation est optimisée. Si l'une des deux conditions n'est pas vérifiée, c'est un champ à polarisation circulaire qu'il faut privilégier.

Pour les antennes lecteurs nous avons exploré différentes voies pour l'obtention de rayonnement à polarisation circulaire avec comme dénominateur commun la miniaturisation et la maîtrise des coûts de production. Pour la diminution de l'épaisseur nous avons exploré possibilités offertes par les AMC et proposé une méthode de miniaturisation. Dans ce contexte nous avons étudié l'impact du choix des matériaux constituant les différents éléments de l'antenne finale. Pour l'obtention de rayonnement à polarisation circulaire, trois voies ont été explorées, la combinaison d'éléments linéaires (deux dipôles croisés et réseau de quatre spirales), un élément circulaire (anneau) avec deux alimentations autorisant le pilotage de la polarisation et un anneau fente avec une seule alimentation.

Nous avons, lors de ces conceptions, proposées des méthodes de miniaturisation. Il s'agit d'exploiter le phénomène des ondes lentes et de miniaturiser par pliage les éléments rayonnants dont le mécanisme de rayonnement est basé sur des circulations de courant.

L'un des principaux enseignements que nous avons tiré de ces multiples conceptions et que les acteurs industriels de la RFID n'a pas besoin pour l'instant d'antenne à fonctions complexes comme le dépointage de faisceaux ou le contrôle de polarisation. Ils sont à la recherche de solutions simples et robustes dont l'un des enjeux majeurs et le prix de revient.

Un autre enseignement est que les variations des caractéristiques diélectriques du FR4 engendre des variations des performances qui peuvent rendre l'antenne non fonctionnelle dans certains cas.

Pour les antennes d'étiquettes RFID le choix primordial que nous avons fait est de concevoir des antennes sans aucun circuit d'adaptation entre l'antenne et la puce. Nous avons proposé des antennes fonctionnant sur métal et sur corps humain. Pour les antennes fonctionnant sur du métal. Les antennes conçues reposent sur une structure type IFA miniaturisée par l'ajout d'une ligne méandree et sur un résonateur LC. Nous avons également conçu une antenne fonctionnant sur corps humain qui est un dipôle de longueur $2\lambda_0$ replié de façon à introduire des interférences constructives et élargir sa bande de fréquence de fonctionnement.

Pour finir, nous avons appliqué l'idée maitresse de conception développée pour les antennes RFID à la conception d'antenne pour récupérateur d'énergie. Nous avons cherché à obtenir des objets faibles coûts et de petites tailles (format carte bleue : 50x87x mm²).

C'est dans ce contexte que j'ai développée une méthode de conception pour une antenne bi-bande non 50 Ω . Elle a été déclinée en deux versions : 433 – 900 MHz et 900 – 2400 MHz. Le principe est de charger une antenne Bow-tie fente par un papillon interne afin de créer une seconde résonance dans seconde bande de fréquence.

Les travaux de Madame Céline Leclerc ont permit d'aboutir à un prototype qui est en court de caractérisation au laboratoire. J'ai automatisé une grande partie de ces mesures grâce à un programme écrit en Python. Ceci nous permettra d'accumuler beaucoup plus de données pour comprendre le fonctionnement expérimentalement de cette fonction qu'est la récupération d'énergie radio fréquence.

Les premiers résultats montrent que les performances atteintes en terme de rendement sont moindres que celle de l'état de l'art qui avoisine les 80% de rendement. Néanmoins de tels rendement sont obtenus avec des technologies onéreuses et avec des récupérateurs de dimensions plus importantes qu'une carte bleue. Avec notre démarche, nous obtenons des récupérateurs d'énergie fournissant des puissances permettant d'alimenter des micro contrôleurs faibles puissances ou bien des pulseurs ultra large bande faibles débits. Les premiers résultats montrent des rendement de l'ordre de 50% à 2,4 GHz.

Perspectives

La politique de financement par projet, le coût, et les délais de fabrications des circuits intégrés font que l'équipe RFID doit changer d'orientation. En effet il devient de plus en plus complexe de pouvoir faire fabriquer des circuits intégrés dans le monde académique si l'on est pas partenaire d'un fondeur. La restructuration des grandes industries des semi conducteurs fait que nos partenaires historiques fabricants de circuits intégrés ne fait pas partie des leader du monde de la RFID. Il devient donc très complexe de continuer à mener cette activité dans l'équipe. Nous avons donc choisi de nous consacrer à l'intégration et l'élaboration de systèmes pour les objets connectés. Dans ce contexte la conception d'antenne garde toute sa place mais il va falloir complètement changer de façon d'aborder les conceptions. Jusqu'à présent problèmes auxquels nous répondions nécessitaient le développement d'antennes qui étaient des objets en eux mêmes. La révolution des objets connectés qui se profile va imposer de passer à des antennes qui y seront intégrés et non plus des antennes qui sont de simples ajouts. Cette révolution concernera aussi bien les antennes pour étiquettes radio fréquence, celles pour système de récupération d'énergie que celles pour les lecteurs RFID ou les terminaux de communication pour objets connectés.

Pour adresser ces nouveaux domaines, l'équipe RFID c'est dotée grâce aux investissements possibles dans les projets de nouveaux outils que sont une graveuse laser, une machine de sérigraphie et deux imprimantes 3D. Ainsi des efforts de recherche vont pouvoir être mener dans le domaine de conception de système électroniques grâce à ces outils. Dans cette nouvelle thématique la conception d'antenne à toute sa place et les possibilités offertes par ces différentes techniques de fabrication ouvrent les nouvelles voies que nous venons de citer. Bien entendu, il va falloir réfléchir aux méthodes de caractérisations des antennes pour ces nouvelles applications.

Parallèlement à ces travaux deux domaines m'attirent tout particulièrement. Le premier est la caractérisation de transitions de boitiers pour les applications ultra rapides. En effet, je suis acteur principal une collaboration avec la société EGIDE. Pour l'instant elle prend la forme de prestations de caractérisations de boitiers hyperfréquence jusqu'à 67 GHz en différentiel. Les problèmes de caractérisation de boitiers toujours différents posent des problèmes de caractérisations qu'il faut pouvoir résoudre. Cette collaboration commence à prendre de l'ampleur et une thèse CIFRE sur ce domaine est en cours de réflexion. C'est un premier pas qui pourrait déboucher sur une nouvelle activité de recherche que je souhaite développer.

Le second axe est le fruit d'une collaboration interne au laboratoire avec l'équipe magnétisme qui développe un instrument de mesure de résonance de spin électronique. Cet instrument nécessite le développement de résonateur micro onde et d'un système capable de mesurer son coefficient de réflexion. Pour l'instant un analyseur de réseau est utilisé mais pour que l'instrument soit exploitable en dehors d'un laboratoire l'un des problème à résoudre et son remplacement par un appareil de mesure ou un système de

détection moins onéreux. Ceci a fait l'objet d'un dépôt de projet ANR jeunes chercheur incluant les équipes magnétisme et RFID du laboratoire ainsi que des partenaires comme l'IRSN (Institut de Radioprotection et de Sûreté Nucléaire) et le laboratoire d'analyses physiques du musée du Louvre

Table des figures

1.1	Répartition du service d'enseignement en heures équivalentes TD	16
1.2	Répartition des publications par années	22
1.3	Grotte de la Fontaine de Champclos (Ardèche)	23
1.4	Grotte de la Castelette (Var)	24
1.5	Architecture d'un système RFID	29
1.6	Principe de la rétro-modulation	29
1.7	Bandes de fréquences dédiées à la RFID	30
1.8	Exemple d'étiquette passif [3]	31
1.9	Exemple d'étiquette semi-passive [4]	31
1.10	Exemple d'étiquette active	32
2.1	Comportement d'une antenne sur AMC et PEC	37
2.2	Zonage de l'hélicoptère dans le projet RFID-Aéro	40
2.3	Photographie de la zone "nez"	41
2.4	Boite de transmission principale d'un hélicoptère	41
2.5	Choix de polarisation	42
2.6	Description de l'antenne dipôle H	42
2.7	Performances mesurées et simulées de l'antenne H	43
2.8	Comportement d'une antenne sur AMC et PEC	45
2.9	Coupe transversale d'une structure AMC type champignon	46
2.10	Description et modélisation d'une cellule AMC patch	47
2.11	Vues d'une cellule élémentaire miniaturisée	48
2.12	Technique de miniaturisation des AMC type champignons	48
2.13	Effet de l'introduction de la couche intermédiaire sur la phase du coefficient de réflexion d'un AMC à motif carré	49
2.14	Comparaison de la phase du coefficient de réflexion d'un AMC miniature et d'un AMC non miniature	50
2.15	Influence des pertes dans un AMC double couches	51
2.16	Antenne cross-dipôle	52
2.17	Caractéristiques électriques de l'antenne cross dipôle	53
2.18	Antenne anneau à deux sources	55
2.19	Performances électriques de l'antenne anneau à 2 sources	56
2.20	Motif d'EBG utilisé pour miniaturisation d'éléments rayonnants	57
2.21	Antenne spirale sur EBG	58

TABLE DES FIGURES

2.22	Diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale miniaturisée	58
2.23	Réseau d'antenne spirales sur EBG	59
2.24	Performances du réseau de 4 antennes spirales miniaturisées	59
2.25	Antenne slot	60
2.26	Algorigramme de la procédure de repliement	61
2.27	Miniaturisation d'antenne fente anneau par pliage (itération 1 à 2)	61
2.28	Miniaturisation d'antenne fente anneau par pliage (itération 3 à 4)	62
2.29	Effet de l'AMC sur le diagramme de rayonnement d'une antenne anneau	63
2.30	Prototype de la carte UWB-RFID	67
2.31	Signal reçu au pied de l'antenne lors des mesures de la carte RFID-UWB	68
2.32	Effet de l'anneau sur l'évolution du gain, du rapport axial et de l'adaptation d'une antenne spirale de diamètre 20 mm dans la bande de fréquence 0,8 – 12 GHz.	70
2.33	Vue de face et photographie du prototype de l'antenne UWB à réjection de la bande RFID.	71
2.34	Comparaison des caractéristiques simulées et mesurées de l'antenne spirale de la figure 2.33	72
3.1	Banc de mesure National Instrument NI-100	88
3.2	Dispositif de mesure d'impédance : Méthode différentielle	89
3.3	Étiquette I pour objets métalliques	90
3.4	Etapas de transformations d'un monopole vers une antenne tag I	91
3.5	Caractéristiques mesurées de l'étiquette I pour objets métalliques	92
3.6	Modélisation de l'étiquette Mini-tag	93
3.7	Photographie de l'étiquette Mini-tag	94
3.8	Quelques exemples d'étiquettes développées au laboratoire	95
3.9	Modèle électromagnétique d'un avant bras humain	96
3.10	Photographie de l'antenne tag pour corps humain et répartition des courants à 868 MHz	97
3.11	Performances de l'antenne tag pour corps humain à l'air libre	98
3.12	Orientations du tag sur le bras	98
3.13	Influence de l'orientations du tag sur ses performances	99
3.14	Mesure de la distance de lecture de l'antenne pour corps humain (banc NI-100)	99
3.15	Densités surfaciques de courant de l'antenne Bow tie bi bande 900 – 2400 MHz	104
3.16	Gain total de l'antenne Bow tie bi-bande 900 – 2400 megaHz	104
3.17	Antennes bi-bandes réalisées (les figures ne sont pas à l'échelle)	105
3.18	Coefficient de réflexion des antennes bi-bandes	105
3.19	Performances mesurées de la rectenna bi-bande, bande 800 – 1000 MHz .	106
3.20	Performances mesurées de la rectenna bi-bande : bande 2 – 2,5 GHz . . .	107
3.21	Photographie du prototype de la carte d'un pulseur UWB télé-alimenté .	109
3.22	Performances simulées de l'antenne de télé-alimentation du pulseur UWB télé-alimenté	109

3.23 Signal reçu au pied de l'antenne lors des mesures de la carte RFID-UWB 110

Liste des tableaux

1.1	Répartition des enseignements de licence professionnelle.	15
1.2	Durées des enseignements de licence professionnelle.	16
1.3	Définition des sous bandes RFID-UHF [1] [2]	30
2.1	Récapitulatif des dimensions des AMC cités	38
2.2	Récapitulatif des performances des antennes citées dans l'état de l'art . .	39
2.3	Valeur des paramètres géométriques de l'antenne dipôle H	43
2.4	Performances antenne dipôle H.	43
2.5	Comparaison des AMC miniaturisé et non miniaturisés	49
2.6	Dimensions de l'antenne cross-dipôles	53
2.7	Performances de l'antenne cross-Dipôles	54
2.8	Table de commande de polarisation de l'antenne anneau à deux sources .	56
2.9	Performances simulées et mesurées de l'antenne anneau à deux sources (excitations en quadratures)	56
2.10	Description des prototypes fabriqués	63
2.11	Synthèse des mesures (simulations) des 6 antennes "cross bone"	64
2.12	Positionnement par rapport à l'état de l'art	65
2.13	Valeurs des paramètres géométriques de l'antenne spirale de la figure 2.33	71
2.14	Caractéristiques simulées et mesurées	73
3.1	Etat de l'art des antennes pour étiquettes radiofréquences pour identifica- tion de pièces métalliques et applications biomédicales	85
3.2	Caractéristiques la puce Higgs 3.	90
3.3	Caractéristiques du tag I	93
3.4	Caractéristiques du Mini tag	94
3.5	Caractéristiques la puce Higgs 4.	95
3.6	Caractéristiques électriques des différents tissus du corps humain	96
3.7	Etat de l'art des antennes pour étiquettes radiofréquences pour identifica- tion de pièces métalliques et applications biomédicales	101
3.8	Impédances et Gain réalisé des antennes bi-bandes pour différentes fré- quences	106
3.9	Désignation des couches de la carte UWB-RFID	108

Liste des Publications Personnelles

- [1] D. Marques, M. Egels, and P. Pannier, “Folded ring slot antenna reader for UHF RFID applications using artificial magnetic conductor structure,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 12, pp. 2790–2794, 2016.
- [2] D. Marques, M. Egels, and P. Pannier, “Broadband UHF RFID Tag Antenna For Bio-Monitoring,” *Progress In Electromagnetics Research B*, pp. 31–44, 2016.
- [3] C. Leclerc, M. Egels, and E. Bergeret, “Design and measurement of multi-frequency antennas for rf energy harvesting tags,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 156, pp. 47–53, 2016.
- [4] S. Bertaina, M. Martens, M. Egels, D. Barakel, and I. Chiorescu, “Resonant single photon and multiphoton coherent transitions in a detuned regime,” *Phys. Rev. B*, vol. 92, p. 024408, Jul 2015.
- [5] T. Deleruyelle, P. Pannier, M. Egels, and E. Bergeret, “Slot tag antenna for high Q RFID chip,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 11, pp. 2493–2495, 2010.
- [6] M. Egels, T. Deleruyelle, P. Pannier, and E. Bergeret, “Low cost surface reduction technique for RFID reader antennas,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 7, pp. 1469–1471, 2010.
- [7] T. Deleruyelle, P. Pannier, M. Egels, and E. Bergeret, “Multistandard UHF and UWB tag antenna for RFID and positioning applications,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 7, pp. 1597–1599, 2010.
- [8] T. Deleruyelle, P. Pannier, M. Egels, and E. Bergeret, “An RFID tag antenna tolerant to mounting on materials,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, pp. 14–19, March 2010.
- [9] M. Battista, J. Gaubert, A. Fanei, Y. Bachelet, M. Egels, P. Pannier, S. Bourdel, H. Barthelemy, and G. Bas, “Design and implementation of UWB CMOS LC filters LNA for carrier less impulse radio receivers,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, pp. 379–388, December 2010.
- [10] M. Egels, J. Gaubert, P. Pannier, and S. Bourdel, “A 52-GHz 8.5-dB Traveling-Wave Amplifier in 0.13 μm Standard CMOS Process,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, pp. 1226–1233, May 2008.

- [11] M. Battista, J. Gaubert, M. Egels, S. Bourdel, and H. Barthelemy, "High voltage gain CMOS LNA for 6-8,5 GHz UWB receivers," *IEEE Transactions Circuits and Systems II*, vol. 55, pp. 716–717, August 2008.
- [12] M. Battista, J. Gaubert, M. Egels, S. Bourdel, and H. Barthelemy, "6-10 GHz ultra wideband CMOS LNA," *Electronics Letters*, pp. 343–344, February 2008.
- [13] S. Bourdel, Y. Bachelet, J. Gaubert, M. Battista, M. Egels, and N. Dehaese, "Low cost CMOS pulse generator for UWB systems," *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 1425–1427, Dember 2007.
- [14] J. Gaubert, M. Egels, P. Pannier, and S. Bourdel, "Design method for broadband CMOS RF LNA," *Electronics Letters*, pp. 382–384, March 2005.
- [15] M. Egels, B. Delacressonniere, Y. Sahadun, and P. Lecoy, "Design of an optically frequency or phase controlled oscillator for hybrid fiber radio LAN at 5,2 GHz," *Microwave and Optical Technologic Letters*, pp. 104–107, April 2005.
- [16] M. Egels, J. Gaubert, P. Pannier, and S. Bourdel, "Design method for fully integrated CMOS RF LNA," *Electronics Letters*, pp. 1513–1514, december 2004.
- [17] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, "Identification électronique radiofréquence en environnement métallique avec une couche mediane á méandres d'adaptation d'impédance," 2011. Brevet d'invention nun 21B0002.
- [18] M. Egels, J. Gaubert, P. Pannier, and G. Bas, "A 2.4 GHz RF CMOS receiver for low cost digital wireless communication for 802.15. 4 standard," in *Microelectronics, 2004. ICM 2004 Proceedings. The 16th International Conference on*, pp. 299–302, IEEE, 2004.
- [19] M. Egels, J. Gaubert, and P. Pannier, "Guide line for standard CMOS traveling wave amplifier design," in *Microelectronics, 2005. ICM 2005. The 17th International Conference on*, pp. 5–7, IEEE, 2005.
- [20] M. Egels, J. Gaubert, and P. Pannier, "High frequency LNA design in standard CMOS process," in *Circuits and Systems, 2006 IEEE North-East Workshop on*, pp. 5–8, IEEE, 2006.
- [21] J. Cubillo, J. Gaubert, S. Bourdel, H. Barthelemy, M. Battista, and M. Egels, "Ultra wide band band pass filter embedding a MLF low cost package with wire bound attach process," in *2007 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, 2006.
- [22] H. Barthelemy, S. Bourdel, N. Dehaese, M. Egels, J. Gaubert, P. Pannier, and G. Bas, "RF CMOS transceiver for 802.15.4 SoC," in *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, pp. 575–578, IEEE, 2006.
- [23] M. Egels, J. Gaubert, and P. Pannier, "Guide line for standard CMOS Travelling Wave Amplifier Desing," in *Inernational Conference on Microelectronics ICM*.

- [24] J. Cubillo, M. Egels, J. Gaubert, M. Battista, S. Bourdel, P. Pannier, and H. Barthélémy, “Codesigning Ina ic and package for UWB applications in the 6-8,5 GHz ECC UWB band,” in *UWB Radio Technology Workshop/IET 2007 symposium on UWB, Grenoble May, 2007*.
- [25] T. Deleruyelle, P. Pannier, J. Alarcon, M. Egels, and E. Bergeret, “Multi-standard mono-chip HF-UHF RFID tag antenna,” in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, pp. 1094–1097, IEEE, 2010.
- [26] T. Deleruyelle, P. Pannier, J. Alarcón, M. Egels, and E. Bergeret, “Multi-standard UHF and UWB antennas for RFID applications,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, pp. 1–4, IEEE, 2010.
- [27] J. Alarcon, T. Deleruyelle, P. Pannier, and M. Egels, “A new spiral antenna for passive UHF RFID tag on different substrates,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, pp. 1–4, IEEE, 2010.
- [28] T. Deleruyelle, P. Pannier, J. Alarcon, M. Egels, and E. Bergeret, “RFID tag antennas with stable impedance to mounted material,” in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, pp. 1090–1093, IEEE, 2010.
- [29] T. Deleruyelle, P. Pannier, M. Egels, and E. Bergeret, “Dual band mono-chip hf-uhf tag antenna,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, pp. 1–4, IEEE, 2010.
- [30] R. Saba, T. Deleruyelle, J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, “A resistant textile tag antenna for rfid uhf frequency band,” in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 203–207, IEEE, 2012.
- [31] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, “A size reduction technique for artificial magnetic conductors,” in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough*, pp. 1–5, IEEE, 2011.
- [32] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, “A low profile circularly polarized antenna for UHF RFID readers,” in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on*, pp. 469–472, IEEE, 2011.
- [33] J. Alarcon, R. Saba, M. Egels, and P. Pannier, “A flexible UHF RFID tag for harsh environments,” in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 267–270, IEEE, 2012.
- [34] E. Bènevent, E. Bergeret, M. Egels, P. Pannier, A. Aliane, A. Daami, and R. Coppard, “Full-printed inductors on flexible plastic foils for electromagnetic energy harvesting fabrication, characterization, modeling,” in *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2012 7th European*, pp. 790–793, IEEE, 2012.

- [35] J. Alarcon, T. Deleruyelle, M. Egels, and P. Pannier, "A low cost UHF RFID dipole antenna for metallic environments," in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 122–125, IEEE, 2012.
- [36] D. Michelon, E. Bergeret, M. Egels, and A. Di Giacomo, "Wire-bonds used as matching inductor in RF energy harvesting applications," in *Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2014 10th Conference on*, pp. 1–4, IEEE, 2014.
- [37] M. Egels, B. Delacressoniere, Y. Sahabun, and P. Lecoy, "Etude d'un dispositif de conversion entre un signal optique et une porteuse micro-onde.," in *Journées Nationales de l'Optique Guidée*, pp. 159–161, Novembre 2003.
- [38] M. Egels, J. Gaubert, and P. Pannier, "LNA en bande K en technologie CMOS standard 0,13 μm ," in *14^{èmes} Journées Nationales Microondes, Nantes*, 2005.
- [39] J. Gaubert, S. Bourdel, P. Pannier, Bartelemy, M. Battista, and M. Egels, "Méthodes de conception pour amplificateurs faible bruit pour systèmes intégrés UWB 3,1 – 10,6 GHz," in *6^{èmes} Colloque Traitement Analogique de l'Information, du Signal et ses Applications*, Octobre 2005.
- [40] J. Gaubert, P. Pannier, S. Bourdel, H. Bartelemy, M. Battista, and M. Egels, "Amplificateurs faible bruit pour systèmes intégrés UWB utilisant des modulations de type impulsif," in *15^{èmes} Journées Nationales Microondes Toulouse*, Mai 2007.
- [41] M. Egels, J. Gaubert, and P. Pannier, "Conception d'amplificateur distribué en technologie CMOS standard 0,13 μm ," in *15^{èmes} Journées Nationales Microondes Toulouse*, Mai 2007.
- [42] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, "Antenne réseau pour lecteurs UHF RFID," in *17^{èmes} Journées Nationales Microondes*, Mai 2011.
- [43] M. Egels, J. Alarcon, and P. Pannier, "Technique de miniaturisation d'antenne faible coût à base d'ondes lentes," in *17^{èmes} Journées Nationales Microondes*, Mai 2011.

Troisième partie

Recueil de publications personnelles

FOLDED RING SLOT ANTENNA READER FOR UHF RFID APPLICATIONS USING ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR STRUCTURE

D. Marques, M. Egels, and P. Pannier

Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence, UMR CNRS 7334 Aix-Marseille Université, 5 rue Enrico Fermi, Bâtiment Néel, Technopôle de Château-Gombert, Marseille 13453, France; Corresponding author: daniel.marques@im2np.fr

Received 27 April 2016

ABSTRACT: This article presents a new design of an UHF RFID reader antenna with a circular polarization and radiation pattern in one hemisphere. This antenna consists of two parts which are a radiating element and an artificial magnetic conductor (AMC) structure. The radiating element is based on a slot ring antenna using a folding technique for rings and only one feeding source while keeping a circular polarization. The AMC structure is a simple patch structure using a size reduction technique. The possibility to mix with two different materials for substrates involves the realization of six antennas which are presented in this article. Their overall is $226 \text{ mm} \times 226 \text{ mm} \times 11.06 \text{ mm}$. The antenna with the best performances in the UHF-RFID-ETSI band has a gain of 6.9 dBic and an axial ratio of 3dB. © 2016 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 58:2790–2794, 2016; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.30157

Key words: UHF RFID; ETSI; reader antenna; AMC

1. INTRODUCTION

The use of low profile and low cost UHF RFID antennas involves the search of new structures that can satisfy environment and applications constraints.

In a RFID system, the position of the tag plays an important role. Depending on the application, it can be put on different materials causing losses of playback such as metals [1–3] or human tissues for bio-monitoring [4–6]. Therefore, a solution lies in the use of circular polarization antennas [7].

There are several types of circularly polarized antennas: for instance some use microstrip antennas [8–11], or truncated patch antennas [12,13]. Regarding the microstrip antennas, they are generally excited by two sources, positioned in quadrature with a phase shift of 90° [14].

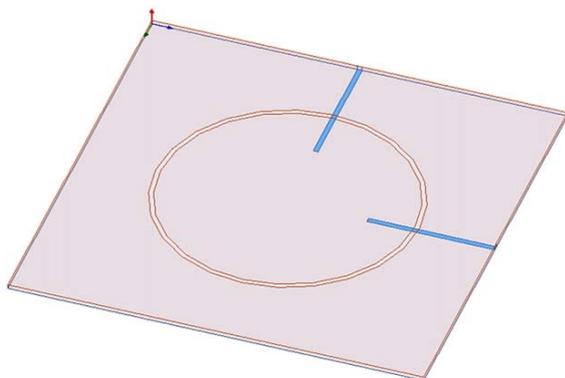


Figure 1 Ring slot antenna (feeding lines in blue). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

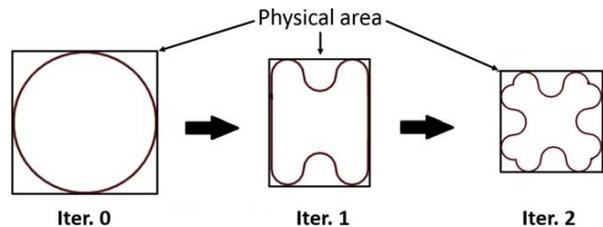


Figure 2 Folded process of a ring. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

Reader antennas can be used for metallic environments [15] or for bio-monitoring [16] applications. In these cases, they must cover an area containing movable tags. Therefore it is necessary to focus the radiation in a precise direction including the defined area. To do this two solutions exist. The first one uses an integrated ground plane placed about a quarter of the wavelength of the radiating element [17,18]. However the use of a ground plane involves an important antenna height in UHF RFID frequency band as in Refs. 19,20. The second solution is based on an artificial magnetic conductor (AMC) structure which allows the reduction of the total height of the antenna. Moreover these kind of structures improve the gain and the bandwidth of an antenna [21–25] and suppress back lobe [26].

This study firstly focuses on the realization of a circularly polarized microstrip ring slot antenna using folded ring and a single excitation source (Section 2.1). The antenna matches with an impedance of 50Ω and responds to the specificities of the European frequency band ETSI [865 MHz - 868 MHz] [27]. Then an AMC with reduced cells is used to remove the back side lobe and increase the gain of the antenna (Section 2.2). Finally the study focuses on the experimental results and the use of different materials for the same antenna to study performance versus costs (Section 3).

2. ANTENNA DESIGN

2.1. Radiating Element Design

This section describes the process used to design the radiating element of each antenna. This design method is divided in three steps.

The first step is the determination of the diameter of the slot antenna and its width. The diameter (D) of the slot antenna is computed thank to equation $D = \lambda_0/\pi = 74 \text{ mm}$ with λ_0 the free space wavelength of 868 MHz. To achieve a circularly polarized radiated field, the slot ring should be fed with orthogonal signals [same amplitude and phase shift of 90° by two lines

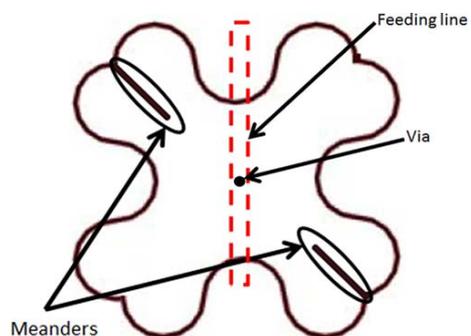


Figure 3 Position of slot meanders. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

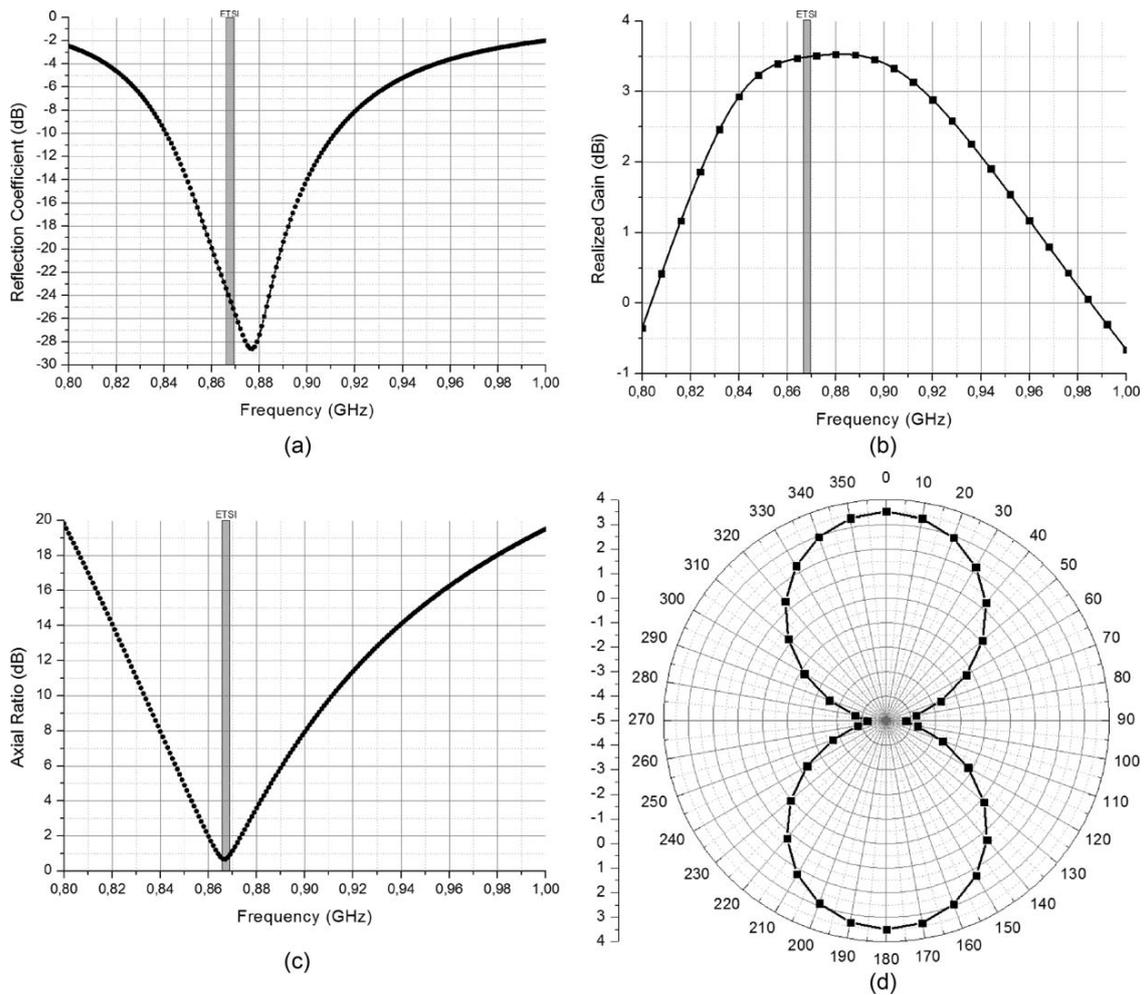


Figure 4 Simulated reflection coefficient (a); gain (b); axial ratio (c); radiation pattern (E-Plane) (d)

orthogonally placed under the slot (see Fig. 1)]. In this configuration, the ring slot antenna is electrically coupled to the feeding sources. The coupling is optimized in order to maximize the gain of the antenna and to have an axial ratio lower than 3 dB by adjusting the line and the slot width.

The second step of the slot ring antenna design is the reduction of its surface. The folding technique proposed by [28] has been used to achieve it. It is an iterative process. At each step a quarter of the ring is replaced by three half rings. The missing length to have the desired resonance frequency is added by straight slot line. Figure 2 describes the process. The pattern shown in Figure 2.Iter.1 is obtained with one iteration. At the second iteration of the process, the two straight lines are replaced by three half rings leading to a physical area reduced by 28%.

TABLE 1 Compared with Regular Ring Antenna

Rad. element	AMC	Realized gain	A.R
RF-35	RF-35/RF-35	7.6dBic/6.9dBic	1.6dB/3dB
FR4	RF-35/RF-35	6.8dBic/5.7dBic	1.9dB/6.5dB
RF-35	RF-35/FR4	6.9dBic/4.8dBic	1dB/8.7dB
FR4	RF-35/FR4	5.8dBic/5dBic	1.6dB/4.5dB
RF-35	FR4/FR4	6dBic/5.7dBic	3dB/2.3dB
FR4	FR4/FR4	4.6dBic/4.2dBic	1.6dB/6dB



Figure 5 Simulated and measurement results of reflection coefficient (a); gain (b); axial ratio (c); radiation pattern. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

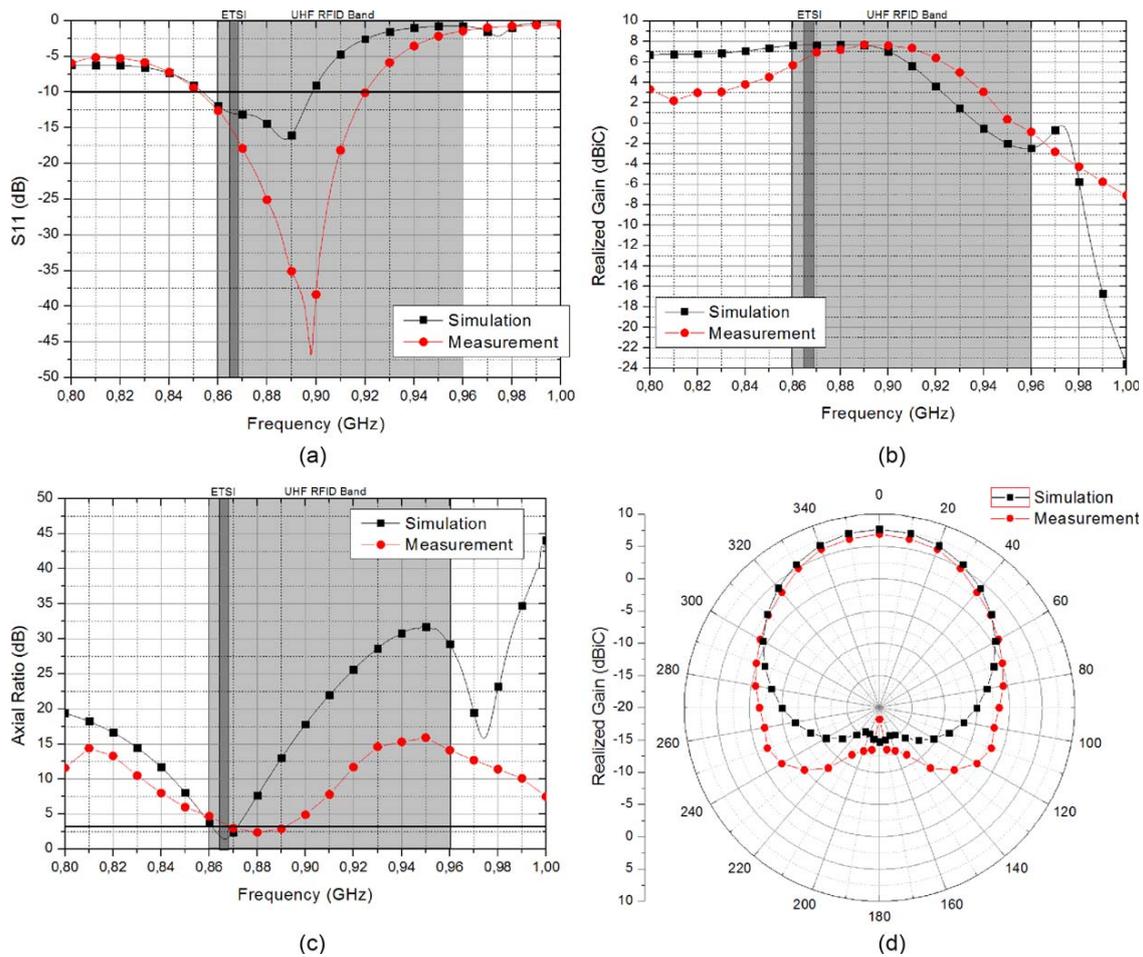


Figure 6 Simulated and measurement results of reflection coefficient (a); gain (b); axial ratio (c); radiation pattern (H-Plane) (d). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

The third step consists in the reduction of feeding accesses from two to one while maintaining the circular polarization. To achieve it, the feeding configuration of the Figure 1 must be modified. Thus, two meander lines which act as phase shifters have been added to the folded slot ring antenna. Besides, one feeding line is removed and a via is added on the center of the remaining one. The association of these two techniques breaks the symmetry of the ring slot and excites a pair of degenerate modes with a phase shift of 90° emulating four feeding sources [29] (Fig. 3). Adding meander lines modifies the reflection coefficient and the axial ratio. By adjusting the dimensions of meanders, the minimum axial ratio value and the resonance frequency can be set.

This design process has been used to design an antenna for the ETSI-UHF-RFID band using a 1.52 mm thick TACONIC RF-35 substrate ($\epsilon_r = 3.5$; $\tan \delta = 0.0018$). This simulated antenna has an axial ratio of 0.68 dB which denotes a circular polarization and a gain of 3.5 dBiC at 868 MHz. Simulation results are plotted on Figure 4. In Table 1, they are compared to a regular ring antenna. It appears that the modified antenna presents similar results while reducing the occupied area.

2.2. AMC Design

The radiation pattern of Figure 4(d) shows two lobes: a main and a back lobe. Some applications leads to the removal of the

back lobe of a reader antenna [30]. In order to remove this back lobe and to increase the gain of the antenna, an AMC structure is placed behind the radiating element.

AMC structure performs as perfect magnetic conductors in a precise frequency band. By etching a periodic pattern to a conductive surface, it is possible to modify its electromagnetic

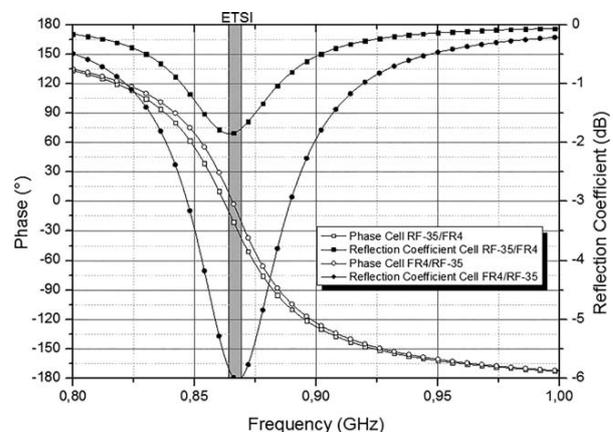


Figure 7 Reflection phase and coefficient of the two cells

properties. The structures are characterized by high impedance electromagnetic phenomenon [31]. AMC presents in-phase incident and reflected waves. Therefore it offers an advantage: space can be reduced between the radiating element and the conductive surface because the incident and reflected waves are in-phase. Thus the gain is increased and the rear lobe is reduced. It is useful in the RFID Band where one of the inconvenient is the dimension.

There is a multitude of AMC structures [32–34] but, in this article, a simple patch structure without vias is preferred in order to simplify the use of size reduction technique. The aim of this method is to place an intermediary layer between the patch and the ground plane as explained in [35]. This layer has a cross pattern. With this technique, the cell size decreases from $70.5\text{mm} \times 70.5\text{ mm}$ to $56.5\text{ mm} \times 56.5\text{ mm}$ at 868 MHz and represents a size reduction factor of 0.8.

Simulations are performed by using TACONIC RF-35. Figure 5 shows the prototype. Simulation results are depicted in the next section.

By using this method, a four-by-four cell structure has been realized. Its dimensions are: $226\text{ mm} \times 226\text{ mm} \times 3.04\text{ mm}$.

The radiating element is positioned at 6.5 mm on the top of the AMC structure. This space is added for mechanical reasons: a SMA connector is needed to measure the complete device. In order to keep a circular polarization and to work in the UHF-RFID-ETSI Band, dimensions of the feeding line and of the folded slot ring have been modified [36].

3. EXPERIMENTAL RESULTS AND DISCUSSION

One antenna is made of three layers with one layer corresponding to the radiating element and two layers for the AMC. Six antennas with different layer materials have been realized in order to compare simulations and measurements results and performances reached by each antennas.

Measurements of S_{11} , radiation pattern and axial ratio have been realized in an anechoic chamber. Measurement results are compared to simulation results. Nylon screws and spacers are inserted between radiating element and AMC structure to insure a constant gap for each prototype. Nylon was chosen to reduce the impact of holding system on the electromagnetic performances.

3.1. Full RF-35 Antenna

The Full RF-35 antenna is measured in an anechoic chamber, using a calibrated horn as transmitting antenna. Figure 6 shows its simulated and measured results.

Axial ratio [Fig. 6(c)] and realized gain [Fig. 6(b)] measurement results, indicate a slight frequency shift between measurements and simulations. The antenna is matched on the ETSI Band [cf. Fig. 6(a)]. At 868 MHz, the antenna achieves a realized gain of 6.9 dBic instead of 7.6 dBic in simulation, and an axial ratio of 3 dB. The maximum realized gain measured is of 7.6 dBic at 890 MHz.

3.2. Mixed Antenna

In Section 3.1, the case where both radiating element and the two layers of AMC are RF-35 was treated. Thus, AMC with two different substrates and with two FR4 layers are treated in this section.

Firstly, the simulation has been done with RF-35 at the top and FR4 at the bottom. Then the two substrates are inverted. The same pattern is kept for the intermediate copper layer, i.e a cross pattern, but dimensions of the cells are changed to keep the same resonant frequency. Figure 7 shows the reflection phase and the coefficient of these two cells. For both, the reflection coefficient is lower than the full RF-35 cell. But the first cell with RF-35 at top have a better reflection coefficient than

the second cell with FR4 at top. Consequently the gain will be lower for mixed antennas than the Full-RF35 antenna. Therefore the AMC with the second cell is not treated in this article.

From these results, six combinations remain. Table 1 shows performances simulated and measured of all antennas (all values are given at 868 MHz). Antennas are classified by decreasing costs.

Some antennas show a good agreement between simulations and measurements. For the others, the mismatch can be due to differences between theoretical values of dielectric parameters used in simulations with real values, and fabrication inaccuracies. Moreover axial ratio and realized gain are linked [37] leading to some shift in the realized gain between simulation and measurement results. From Table 1, it appears that the material cost has an impact on performances of the antenna, showing fewer losses. Moreover, antennas using Taconic RF-35 for the radiating element, seems to have better performances than those using FR4. Thus in order to reach better performances it is better to focus first on the radiating element. Then materials of the AMC allow to play on the quality-price ratio.

4. CONCLUSION

In this article, the design of a low profile antenna has been presented. This folded ring slot antenna has a circular polarization using one feeding source and an AMC structure placed behind to delete the rear lobe and increase the gain. In simulation Full RF-35 antenna performs well in the ETSI band. It has a gain of 6.9 dBic and an axial ratio of 3 dB. Differences between simulations and measurements are very small. Simulations and measurements results show that it is possible to mix different substrates in order to decrease the cost of the antenna while maintaining good performances. From mixed antennas, that using RF-35 for the radiating element and FR4 for the AMC shows the better performances.

REFERENCES

1. H. Rajagopalan and Y. Rahmat-Samii, Conformal RFID antenna design suitable for human monitoring and metallic platforms, Proc. 4th EUCAP (2010), 1–5.
2. S.L. Chen, S.K. Kuo, and C.T. Lin, A metallic RFID tag design for steel-bar and wire-rod management application in the steel industry, Prog Electromagn Res PIER 91 (2009), 195–212.
3. T. Tang and G.H. Du, A slim wideband and conformal UHF RFID tag antenna based on U-shaped slots for metallic objects, Prog Electromagn Res C 38 (2013), 141–151.
4. G. Marrocco, Body-matched RFID antennas for wireless biometry, Proc EUCAP (2006), 1–5.
5. C. Occhiuzzi, S. Cippitelli, and G. Marrocco, Modeling, design and experimentation of wearable RFID sensor tag, IEEE Trans Antenna Propag 58 (2010), 2490–2498.
6. M.C. Tsai, C.W. Chiu, H.C. Wang, and T.F. Wu, Inductively coupled loop antenna design for UHF RFID on-body applications, Prog Electromagn Res 143 (2013), 315–330.
7. S. Gao, Q. Luo and F. Zhu, Circularly Polarized Antennas, 1st ed. John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2014.
8. K.F. Tong and J. Huang, New proximity coupled feeding method for reconfigurable circularly polarized microstrip ring antennas, IEEE Trans Antenna Propag 56 (2008), 1860–1866.
9. X. Chen, G. Fu, S.X. Gong, Y.L. Yan, and W. Zhao, Circularly polarized stacked annular-ring microstrip antenna with integrated feeding network for UHF RFID readers, IEEE Antenna Wireless Propag Lett 9 (2010), 542–545.
10. X.Z. Lai, Z.M. Xie, and X.L. Cen, Design of dual circularly polarized antenna with high isolation for RFID application, Prog Electromagn Res 139 (2013), 25–39.
11. J.J. Tiang, M.T. Islam, N. Nisran, and J.S. Mandeep, Circular microstrip slot antenna for dual-frequency RFID application, Prog Electromagn Res 120 (2011), 499–512.

12. Z.N. Chen, X. Qing, and H.L. Chung, A universal UHF RFID reader antenna, *IEEE Trans Microw Theory Tech* 57 (2009), 1275–1282.
13. S. Pflaum, P. Le Thuc, G. Kossias, and R. Staraj, Performance enhancement of a circularly polarized patch antenna for radio frequency identification readers using an electromagnetic band-gap ground plane, *Microw Opt Technol Lett* 55 (2013), 2490–2498.
14. R. Garg, P. Bartia, I. Bhal and A. Ittipiboon, *Microstrip antenna design handbook*, Artech House, Norwood, MA, 2001.
15. J. Alarcon, T. Deleruyelle, M. Egels, and P. Pannier, A low cost UHF RFID dipole antenna for metallic environments, *IEEE Int Conf RFID-Technol Appl (RFID-TA)* (2012).
16. A. Cangialosi, J.E. Monaly, and S.C. Yang, Leveraging RFID in hospitals: Patient life cycle and mobility perspectives, *IEEE Appl Pract* (2007), 18–23.
17. C.A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design*, 3rd ed. Wiley-Interscience Hoboken, NJ.
18. J. Leonhard, R. Mattuck, and A. Pote, Folded unipole antennas, *IRE Trans Antenna Propag* 3 (1955), 111–116.
19. X. Li and J. Liao, Eye-shaped segmented reader antenna for near-field UHF RFID applications, *Prog Electromagn Res* 114 (2011), 481–493.
20. L.G. Wu, W. Mu, G. Zhao, and Y.C. Jiao, A novel design of dual circularly polarized antenna fed by L-strip, *Prog Electromagn Res PIER* 79 (2008), 39–46.
21. H. Li, B.Z. Wang, G. Zheng, and W. Shao, A reflectarray backed on FSS for low RCS and high radiation performances, *Prog Electromagn Res C* 15 (2010), 145–155.
22. G. Gnanagurunathan and K.T. Selvan, Artificial magnetic conductors on wide-band patch antenna, *Prog Electromagn Res Lett* 36 (2013), 9–19.
23. D. Qu, L. Shafai, and A. Foroozesh, Improving microstrip patch antenna performance using EBG substrates, *IEE Proc Microw Antenna Propag* 153 (2006), 558–563.
24. D.A. Elsheakh, H.A. Elsadek, E.A. Abdallah, H. Elhenawy, and M.F. Iskandar, Enhancement of microstrip monopole antenna bandwidth by using EBG structures, *IEEE Antenna Wireless Propag Lett* 8 (2009), 959–962.
25. M.E. De Cos, Y. Alvarez-Lopez, and F. Las-Heras, On the influence of coupling AMC resonances for RCS reduction in the SHF band, *Prog Electromagn Res* 117 (2011), 103–119.
26. Y. Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Werner, Planar artificial magnetic conductors and patch antennas, *IEEE Trans Antenna Propag* 55 (2007), 2426–2434.
27. D. Dobkin, *The RF in RFID—Passive UHF RFID in practice*, Elsevier Inc., 2008.
28. S. Seewattanapon, T. Wattakeekanthorn, T. Somwong, and P. Akkarakethalin, A microstrip folded resonator sensor for measurement of dielectric constant, *IEEE Proc ECTI-CON 1* (2008), 245–248.
29. M. Ramirez and J. Parron, Slot antenna for RFID readers, *IEEE Proc EUCAP* (2013), 1667–1670.
30. F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, 1st ed. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2009.
31. D.F. Sienvenpiper, *High impedance electromagnetic surfaces*, University of California, Berkeley, CA, 1999.
32. F. Yang and Y. Rahmat-Samii, Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wires antenna applications, *IEEE Trans Antenna Propag* 51 (2003), 2691–2703.
33. A.R. Weily, L. Horwith, K.P. Esselle, B.C. Sanders, and T.S. Bird, A planar resonator antenna based on a woodpile EBG material, *IEEE Trans Antenna Propag* 53 (2005), 216–223.
34. J.R. Sohn, H.S. Tae, J.G. Lee, and J.H. Lee, Comparative analysis of four types of high impedance surfaces for low profile antenna applications, *IEEE Antenna Propag Soc Int Sympos 1A* (2005), 758–761.
35. J. Alarcon Ramos, M. Egels, and P. Pannier, A size reduction technique for artificial magnetic conductors, *Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)* (2011), 1–5.
36. J. Alarcon Ramos, Thesis, “UHF RFID Reader Antennas and Tags Design for Harsh Environments,” University of Aix-Marseille (2012).
37. P.V. Nikitin and K.H.S. Rao, Antennas and propagation in UHF RFID systems, *IEEE International Conference on RFID* (2008), 277–288.

© 2016 Wiley Periodicals, Inc.

ASYMMETRICALLY CPW-FED CIRCLE INSCRIBED HEXAGONAL SUPER WIDEBAND FRACTAL ANTENNA

Sarthak Singhal and Amit Kumar Singh

Department of Electronics Engineering, Indian Institute of Technology (BHU), Varanasi, Uttar Pradesh 221005, India; Corresponding author: ssinghal.rs.ece@iitbhu.ac.in

Received 2 May 2016

ABSTRACT: A compact CPW-fed circle inscribed hexagonal super wideband fractal antenna is presented. The radiating patch comprises three iterations of hexagonal patch loaded with circular slots. An impedance bandwidth of 2.75–71 GHz, that is, a bandwidth ratio of 25.82:1 is achieved by using asymmetric coplanar waveguide feeding and three iterations of circular slot loaded hexagonal radiating patch. Relatively stable omni-directional radiation patterns are achieved over the operating frequency band. A good agreement is found between the simulated and experimental. The designed antenna has advantages of miniaturized size and wider bandwidth over the previously reported structures.

© 2016 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 58:2794–2799, 2016; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.30156

Key words: asymmetrical coplanar waveguide feeding; fractal antenna; hexagonal antenna; super wideband applications

1. INTRODUCTION

The increasing demands of transferring data at higher data rates have made ultra wideband (UWB) technology a notable candidate to design modern wireless communication devices. Since the present UWB devices are suitable only for short range

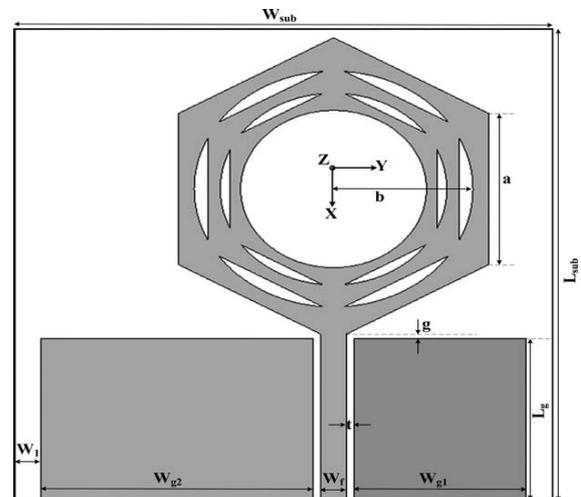


Figure 1 Geometry of the designed antenna

TABLE 1 Optimized Dimensions of the Designed Antenna

Parameter	Value (mm)	Parameter	Value (mm)
L_{sub}	28	W_{sub}	27
a	9	b	7.0146
g	0.28	t	0.4
W_{g1}	8.65	W_{g2}	13.65
W_1	1.3	W_f	1.3
L_g	9.6	r (unitless)	0.812

Broadband UHF RFID Tag Antenna for Bio-Monitoring

Daniel Marques*, Matthieu Egels, and Philippe Pannier

Abstract—This paper presents the design and fabrication of a broadband UHF RFID tag for bio-monitoring applications. The proposed tag is realized with a thin FR4 substrate of 200 μm , which can be considered as flexible. It shows good performances both in free space and placed on human body. For instance, in free space, the tag can be read at 14 m in the UHF RFID band and at an average distance of 4.6 m when it is placed on the human body. The overall tag size is only 80 mm \times 50 mm \times 200 μm .

1. INTRODUCTION

RFID technology continues to evolve and expands its areas of activity. One recent application is for medical staff to control the patient health using harvested vital parameters [1–3].

However, this field of study requests fabrication constraints as the size reduction of the tag or the use of flexible and biocompatible materials to be ergonomic and acceptable for the patient. The tag also need to be low cost in case of daily renewals. Moreover, the tag antenna faces high permittivity and high losses properties of the human body which affect the impedance matching, the radiation pattern and the reading distance of the tag in the UHF RFID band [4].

Many tag antennas have been studied when placed on-body for bio-monitoring and person tracking applications. In [5], Santiago et al. present two antennas (using Rogers RT5880 as substrate) for this kind of use. The first one is composed of two quarter-wavelength patches connected to a ground plane. The second one has a similar design but slots are added in order to make the impedance matching easier. Simulations are performed on free space and with a human-body model. Results show the stability of the impedance between the two simulations. However reading distances are not explicit. In [9] the same design is presented. However, unlike the earlier antenna, this one is flexible. A reading distance of 3.5 m is obtained in the FCC Band [902 MHz–928 MHz]. In [6] a loop antenna coupled to an inductive loop is proposed. This tag has a reading distance varying from 2.7 m to 5.7 m. Depending on its placement on the human body, with a minimal distance from the body of 2 mm during measurements. Marrocco et al. present four H-slot antennas in [7, 8, 10, 11]. They are realized in different substrates as silicone, EPDM (ethylene-propylene-diene monomer) and felt. Three of them use a ground plane. The best antenna has a reading distance of 4.5 m in the ETSI Band [865.6 MHz–867.6 MHz]. Articles about implanted tags [12] can be found, but they only permit reading distances of a few centimeters. Alternatives exist using active tags [1], but they are more expensive than passive tags.

All the previous presented antennas have substrates with thicknesses higher than 1 mm. Some of them use a ground plane in order to increase the tag performances. These techniques employed to minimize the influence of the human body make the tags more expensive and too conspicuous for the patient. Therefore, the conception of small antennas able to minimize the human body influence without reducing the reading distance while staying low profile and low cost is a challenge for UHF RFID passive tags.

Received 1 February 2016, Accepted 26 March 2016, Scheduled 6 April 2016

* Corresponding author: Daniel Marques (daniel.marques@im2np.fr).

The authors are with the Institut Materiaux Microelectronique Nanosciences de Provence, UMR CNRS 7334, Aix-Marseille Universite, 5 rue Enrico Fermi, Batiment Neel, Technopole de Chateau Gombert, 13453 Marseille Cedex 13, France.

In this paper, a broadband antenna able to minimize the influence of impedance mismatch is proposed. It reaches a minimal reading distance of 3 m in the ETSI Band and has both low cost and low profile. The antenna is matched with the Alien Higgs 4 chip [13]. The paper is divided in four sections as follows. Section 2 presents the human forearm model implemented on ANSYS HFSS v.14 used to simulate the tag on the human body. Dimensions and dielectric properties of tissues composing a forearm are detailed. Section 3 focuses on the design rules (Sub-section 3.1), with simulations and measurement results of the broadband antenna both in free space (3.2) and on-body (3.3). Section 4 presents the conclusions and the perspectives.

2. HUMAN ARM MODEL

A model of human forearm has been realized on ANSYS HFSS from the applet “The Visible Human Project” [14]. This applet allows the visualization of 2D tomographic images by intersecting a 3D tomography and a plane having any desired position and orientation. Thanks to this, a tomographic image of a human forearm can be extracted to obtain thicknesses and diameters of different tissues composing the forearm, as shown in Figure 1. From this image, the skin and fat have respectively an average thickness of 2 mm and 1 mm. Muscles form an irregular cylinder with an average diameter of 67 mm, and the two bones, ulna and radius, have respectively 14 mm and 15 mm of diameter.

The variation of relative permittivities, dielectric losses and conductivities of tissues depending upon frequency are shown in Figure 2 extracted from [15]. Dielectric features of tissues should be assumed as constant in the UHF RFID Band (gray part of the graphs of Figure 2). Thus, these parameters are considered to be constant recalled in Table 1.

These values confirm the high dielectric features of the human body. In addition, human tissues have high loss characteristics which attenuate the electromagnetic wave magnitude and consequently reduce the reading distance in the UHF RFID band [4]. Plus, they are conductors. Implying a surface current distribution over a tissue area during the tag reading as shown in Figure 3 (with the model of the skin). The appearance of surface current around the antenna which causes radiation distortions impacting the radiation of the antenna.

The impedance of the antenna is simulated when placed on the human forearm model. During

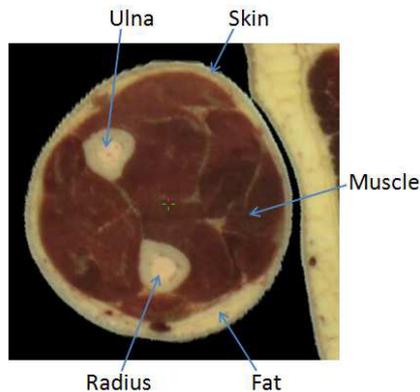


Figure 1. Tomographic image of a human forearm.

Table 1. Dielectric features of human tissues at 867 MHz [15].

Tissue	Skin	Fat	Muscle	Bone
Relative Permittivity ϵ_r	41.5	5.47	55.1	20.8
Dielectric loss $\tan(\delta)$	0.43	0.19	0.35	0.33
Conductivity σ (S/m)	0.86	0.05	0.93	0.33

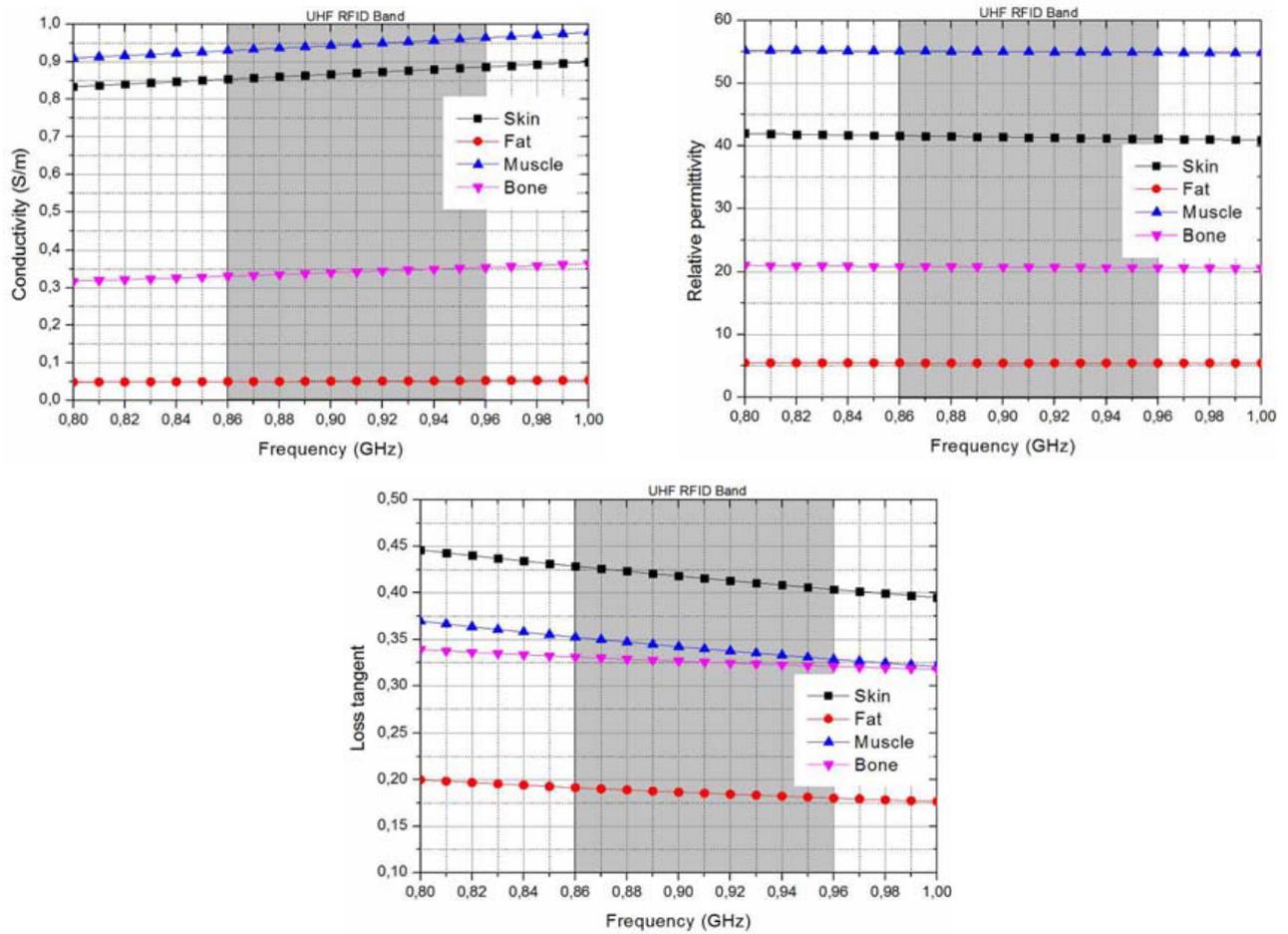


Figure 2. Variation of conductivity, relative permittivity and dielectric loss.

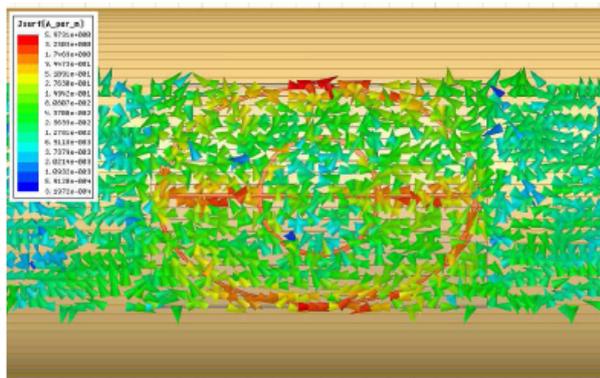


Figure 3. Surface current distribution over the skin.

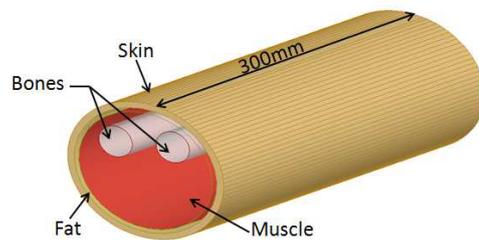


Figure 4. Human forearm model on HFSS.

these simulations, different parameters of human tissues, as the relative permittivity, loss tangent and depth, are varied in order to anticipate the differences due to the morphology unique to each individual in measurements. We choose to present only the parameters with a major influence on the impedance of the antenna (Figure 5).

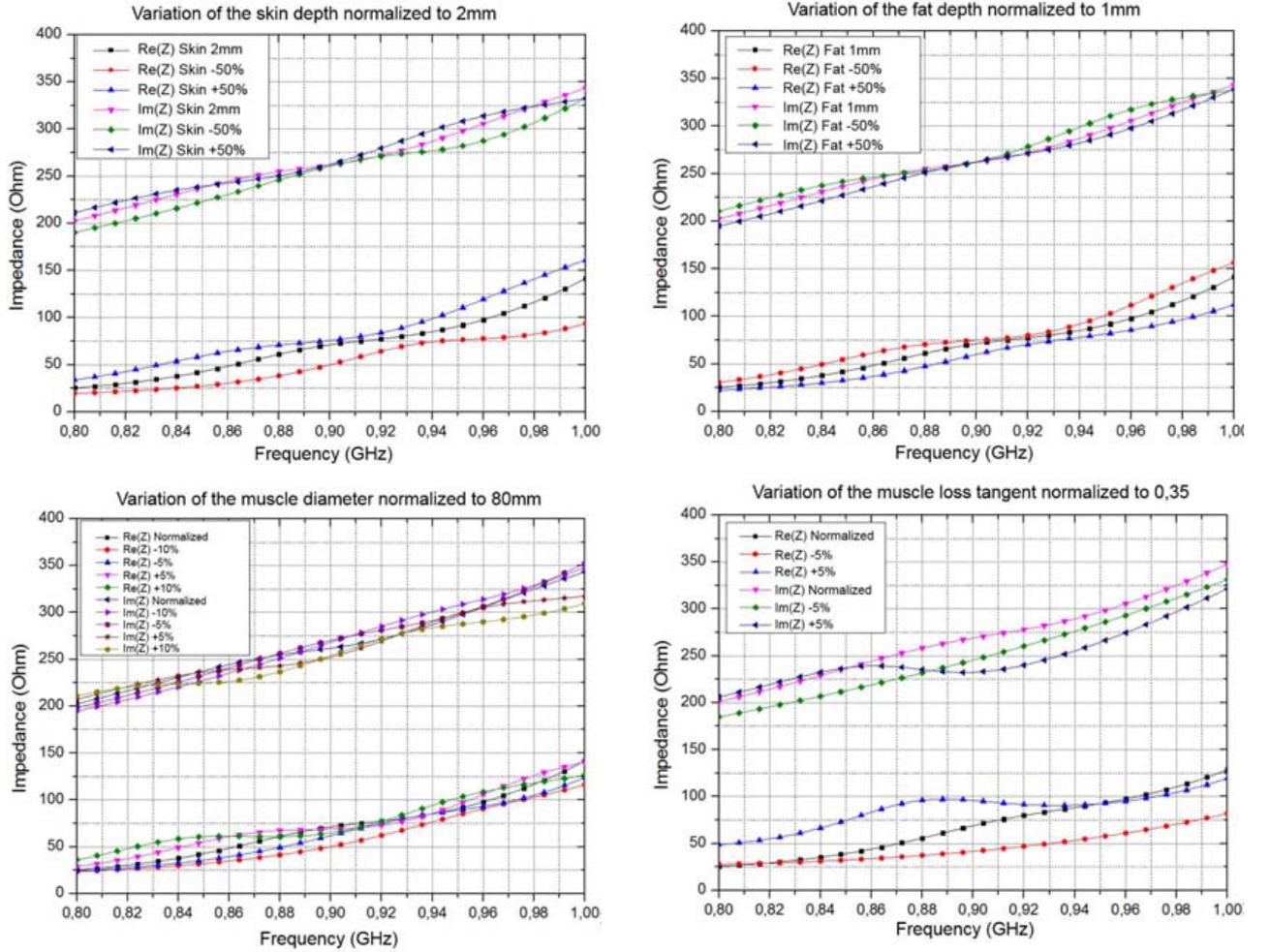


Figure 5. Simulated impedance and impact of the variation of parameters of the human tissues.

Results show that variations of dielectric and physical parameters of human tissues have an impact on the impedance of the antenna. We have also observed that the parameter with the highest effect is the tissues depth which varies considerably from one individual to another.

Thus, one solution to overcome these variations involves the use of a broadband antenna. Design rules of this type of antenna will be explained in the Section 3.1.

3. BROADBAND ANTENNA DESIGN

Once placed on human body, the antenna suffers a frequency shift. In order to minimize it, it has been decided to realize a broadband antenna whose impedance matches to the chip (Alien Higgs 4 [13]) on a wide frequency band. The substrate is FR4 ($\epsilon_r = 4.2$; $\tan \delta = 0.02$) with a thickness of $200 \mu\text{m}$ in order to be able to conform it on the forearm. The dimensions of the tag are $80 \text{ mm} \times 50 \text{ mm}$, which are slightly smaller than those of a credit card. The copper lines have a thickness of $18 \mu\text{m}$. The matching between the antenna and the chip is first made in the free space, then it is compared with the impedance matching when placed on a human body.

3.1. Design Rules

The maximum power transfer from the antenna to the chip is obtained when the reflection coefficient Γ^* is the lowest. Equation (1) gives the expression of this parameter. It is considered a good matching between the antenna and the chip when $|\Gamma^*|_{dB}$ is less than -10 dB.

$$\Gamma^* = \frac{Z_{ant} - Z_{chip}^*}{Z_{ant} + Z_{chip}^*} \tag{1}$$

The proposed broadband antenna is based on a dipole with a length of $2\lambda_0$. The design is based on two steps:

- Design of a half-wave folded dipole antenna and the use of a “T-Match” for impedance matching in the ETSI band.
- Increase of the length of the antenna to reach $2\lambda_0$ and use of folded strands to charge the dipole to increase the frequency bandwidth.

For the first step, a half-wave dipole antenna is realized. At 867 MHz, the theoretical length corresponds to $\lambda/2 = 173$ mm, λ being the free-space wavelength. The relative permittivity of the substrate is not considered because its thickness is too low and negligible in the free space. The length of the antenna is too important for the available dimensions of the substrate. Therefore the antenna is folded. Figure 6 depicts the folding technique.

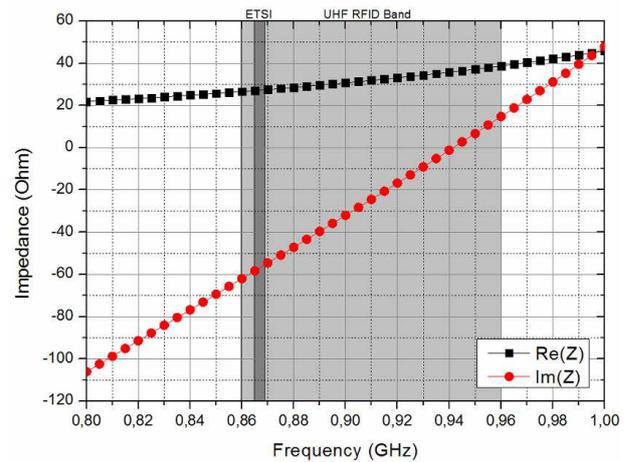


Figure 6. Evolution from half-wave dipole to folded half-wave dipole.

Figure 7. Impedance of the half-wave folded dipole without the matching network.

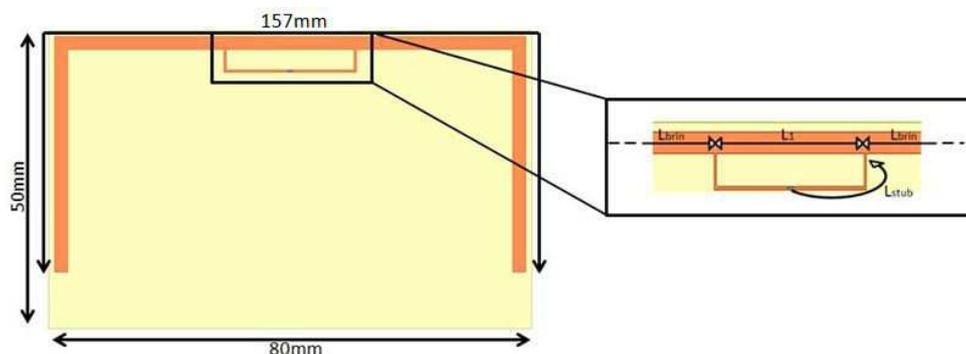


Figure 8. Half-wave dipole antenna with “T-Match”.

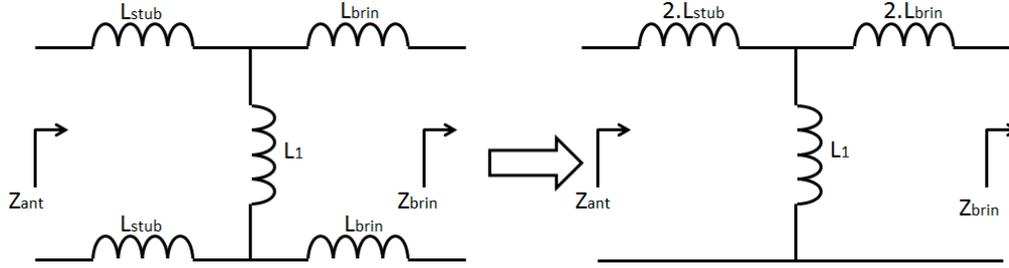


Figure 9. Equivalent circuit of “T-Match” [17].

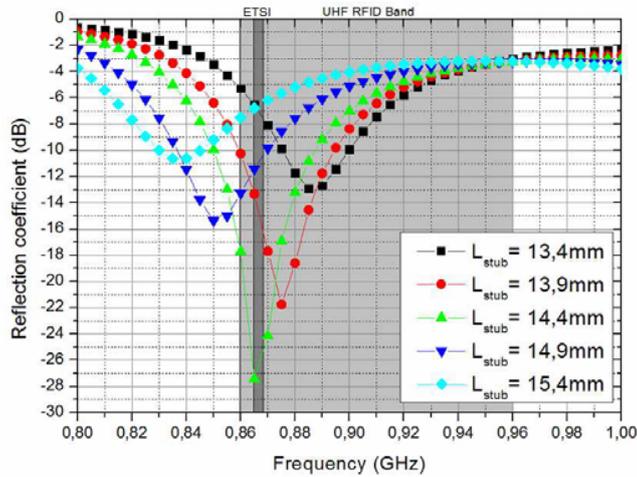


Figure 10. Variation of the reflection coefficient depending on L_{stub} .

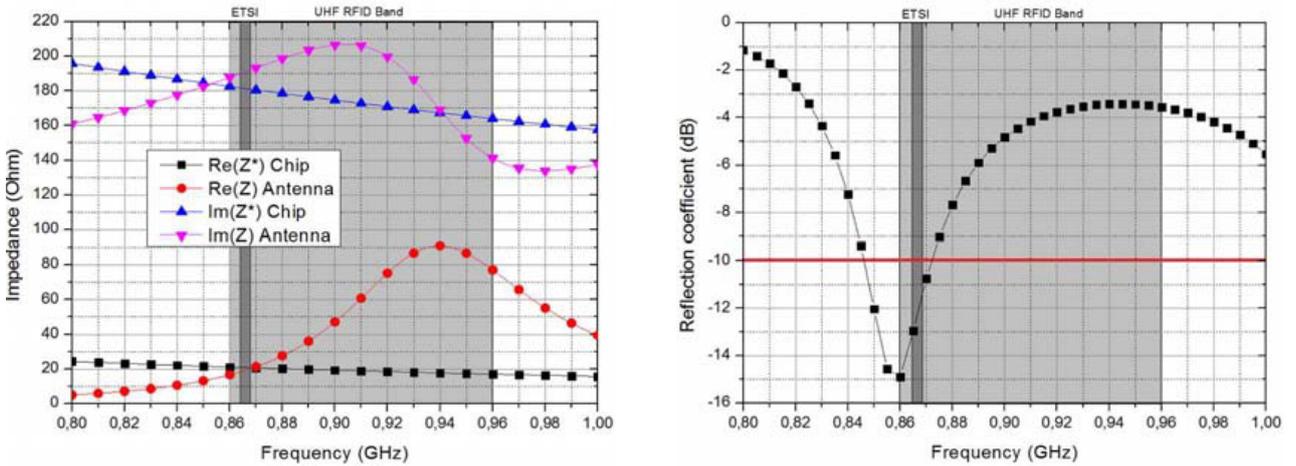


Figure 11. Antenna impedance and chip conjugate impedance; reflection coefficient.

The impedance matching technique “T-Match” [16] was chosen to improve the reactance, shown in Figure 7, of the half-wave folded dipole. The new antenna and the equivalent circuit of the matching network are shown respectively in Figures 8 and 9.

Its dimensions are modified to improve return loss. For instance, Figure 10 depicts the evolution of the reflection coefficient depending on the length L_{stub} of the matching network. It shows that the

matching between the antenna and the chip is sensitive to variations of the length L_{stub} . A variation of ± 1 mm is enough to mismatch the antenna. For a good matching $L_{\text{stub}} = 14.4$ mm is chosen. Figure 11 shows the impedance of the antenna compared to the conjugate impedance of the chip as well as the reflection coefficient. It also highlights that the frequency bandwidth of the antenna does not cover the entire UHF RFID Band, with a specification of $\Gamma < -10$ dB. It is only matched in the ETSI Band. With these improvements, the total length of the antenna is now of 157 mm, which is lower than the half wavelength.

The second step is to increase the frequency bandwidth of the antenna using remaining dispoible area of the tag. The idea is to use parasitic dipoles [18] which are excited by coupling effects with the main radiator element. However, this solution depends on the dimensions of parasitic dipoles and the gap between them in order to obtain in-phase surfacic currents. Generally, the gap between two elements corresponds to the quarter of the wavelength (i.e., 86 mm). In this case, the maximum gap is

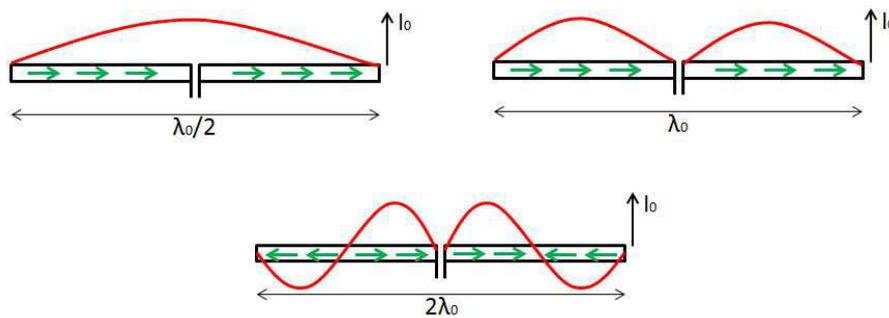


Figure 12. Surface current distribution for three different lengths of dipoles.

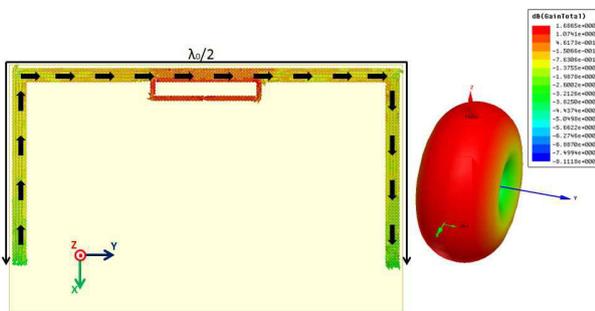


Figure 13. Current distribution and radiation pattern of the half-wave dipole on HFSS.

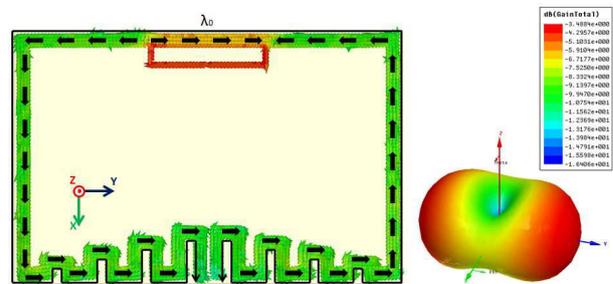


Figure 14. Current distribution and radiation pattern of the full-wavelength dipole on HFSS.

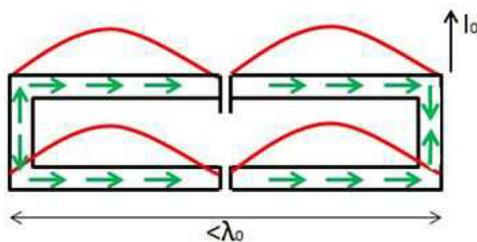


Figure 15. Current distribution on a folded dipole with a length of $2\lambda_0$.

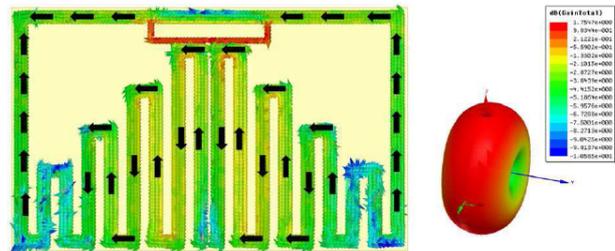


Figure 16. Current distribution and radiation pattern of the dipole of length $2\lambda_0$ on HFSS.

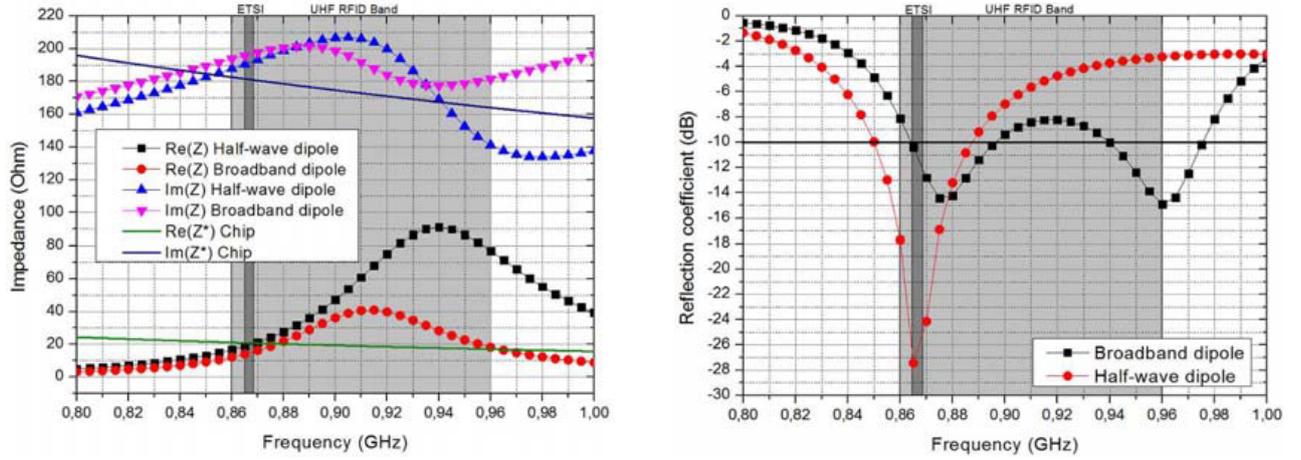


Figure 17. Simulated impedance and reflection coefficient for half-wave and $2\lambda_0$ dipoles.

fixed to 50 mm which leads to coupling effects would inducing inverted currents on the parasitic dipoles, degrading the performances of the tag antenna. The distribution of the surface current depending on the length of the dipole is studied. Figure 12 represents this distribution through three lengths of dipoles.

The simulations results presented in Figure 13 confirm the theory depicted in Figure 12 for a half-wave dipole. The radiation pattern is isotropic on the H -plane (XZ) and contains two lobes in the E -plane (YZ) matching a half-wave dipole radiation pattern. Now, according to Figure 12, considering a full-wavelength dipole, the folding of this antenna will bring the sum of currents with opposite phases. Figure 14 shows the surface current distribution for the folded full-wavelength dipole and gives evidence of this phenomenon: the radiation pattern is modified and not corresponding to that of a dipole. Moreover, the gain is reduced.

Finally, by choosing an antenna with a length of $2\lambda_0$, it is possible to sum the currents of the unfolded strands with those of the folded strands as shown in Figure 15. The simulation results depicted in Figure 15 confirm this theory. Figure 16 shows that currents on the straight strands are in phase with currents on the folded strands. In order to keep a dipole with a length of $2\lambda_0$ in an area of $80\text{ mm} \times 50\text{ mm}$, the folded strands are meandered. The total length of the dipole is 667.7 mm which is less than $2\lambda_0 = 692\text{ mm}$ because the resonant frequency has to be higher to match the antenna with the chip. The radiation pattern corresponds to that of a dipole. Moreover the gain has increased of 0.1 dB. As shown in Figure 17, the frequency bandwidth has increased from 37 MHz to 120 MHz.

3.2. Free-Space Simulations and Measurements

3.2.1. Reflection Coefficient

First, simulations and measurements are realized in free space. The matching between the antenna and the chip, as detailed in Section 3.1, is performed in free space. It does not take into account the forearm in order to compare the reading distances and the frequency shift between simulations and measurements in two configurations: in free space and on the forearm. Figure 18 depicts the chosen dimensions of the antenna matched to operate in free space in the UHF RFID band and Figure 19 shows the prototype.

Impedance measurements are performed in an anechoic chamber using the protocol proposed by [19]. Simulation and measurement results are compared in Figure 20.

Results show a frequency shift of 20 MHz carried out to ward lower frequencies. However, the antenna stays correctly matched in the ETSI band due to his frequency bandwidth of 120 MHz.

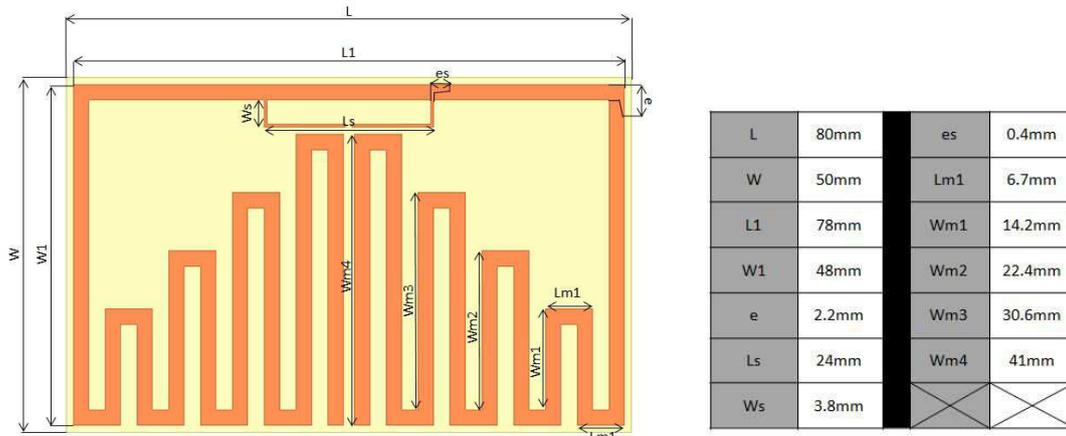


Figure 18. Dimensions of the tag.



Figure 19. Prototype.

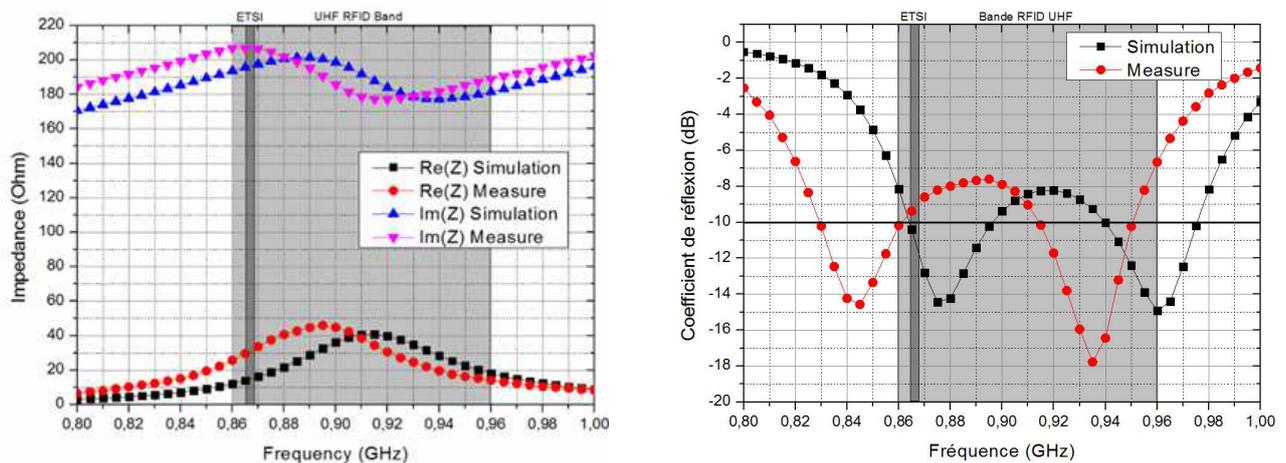


Figure 20. Impedance and reflection coefficient of the broadband antenna on free space.

3.2.2. Reading Distance

The test bench is a RFID test system developed by National Instruments (NI-100) [20]. It allows to test and measure the performance of RFID devices. The bench is used as an emulated reader in order to measure the maximum reading distance of the tag in free space. It uses two linearly polarized antennas. One is the transmitting antenna, and the other is the receiving antenna. Measurements are made in an

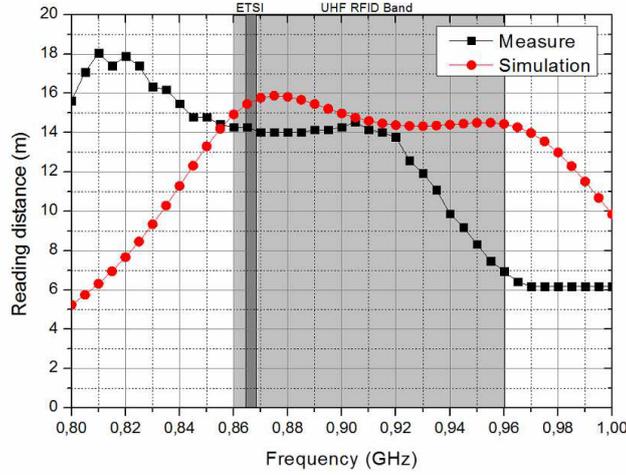


Figure 21. Simulated and measured reading distances.

anechoic chamber. The measured reading distance is shown in Figure 21 and given for a reader power of $3.2W_{EIRP}$.

We can see a frequency shift to ward lower frequencies between simulated and measured reading distances. This result confirms the frequency shift observed for the measured reflection coefficient. In the ETSI band, the broadband tag has a reading distance of 14m instead of 15.5m obtained in simulations. The tag presents good performances for the ETSI band in free space.

3.3. On-Body Simulations and Measurements

The interest of designing a flexible antenna having a low quality factor is to compensate frequency shifts due to the establishing of the antenna on a material with a relative permittivity which differs from 1 and varies considerably from one person to another. In this case, the broadband tag antenna faces a strong variation of the relative permittivity because it is placed on the human body whose dielectric properties are presented in Figure 2. Thus, we realize simulations with the forearm model, detailed in Section 2 of this article, in order to anticipate measurement results. Figure 22 depicts the orientation of the tag on the forearm and the reflection coefficient simulation result in this position.

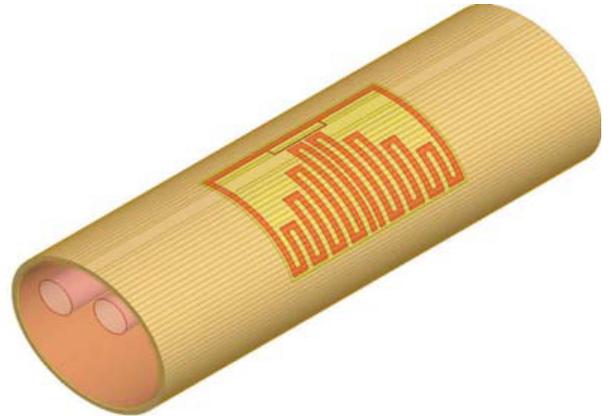
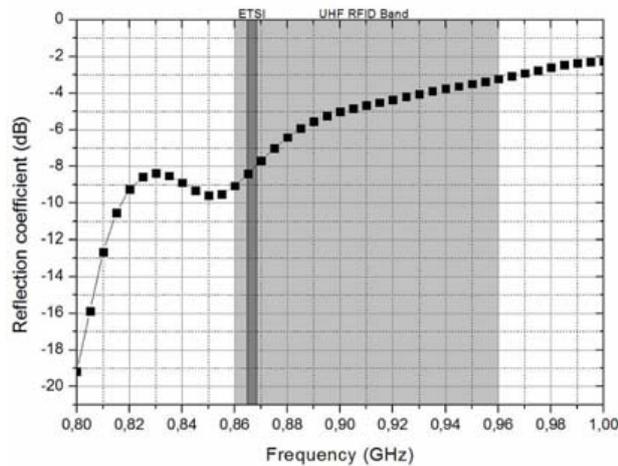


Figure 22. Tag on the forearm and its reflection coefficient.

Despite its large frequency bandwidth, simulation results show an important frequency shift to ward lower frequencies. The reflected power is reduced to -8 dB in the ETSI band. Thus the antenna is considered to be matched in this band. The simulated reflection coefficient is given for the human forearm model with the normalized parameters seen on Section 2. To anticipate the differences which can be found in measurements due to the differences of morphology between individuals, we simulate the reading distances depending on the antenna curvature radius (Figure 23). This parameter is dependent on the semimajor axis (model of Figure 22) of the human forearm model which is the only parameter modified for this simulation. When the semimajor axis is increased, the curvature radius is reduced and vice versa. As we can see for a semimajor axis varying between 31 mm to 45 mm, the reading distance varies between 1.5 m to 7.8 m. Thus, the antenna curvature radius has an important impact on the performance of the tag.

In order to evaluate the reading distance of the tag, measurement has been performed with the NI bench on ten different persons. One of the applications of this tag concerns the heart rate monitoring. Therefore, the tag is placed on the wrist as shown in Figure 24. Reading distances are depicted in Figure 25. Measurements made on males are marked (M), and those on females are marked (F). Blue lines correspond to the objective fixed for the project for which the tag is realized.

It appears that results differ from one person to another. This can be due to different morphologies

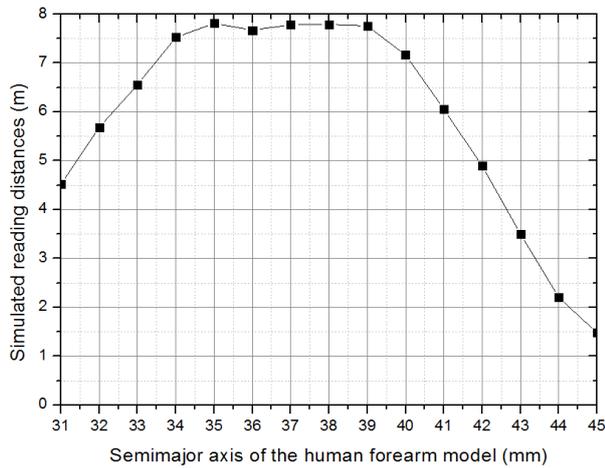


Figure 23. Simulated reading distances depending on the semimajor axis of the human forearm model.

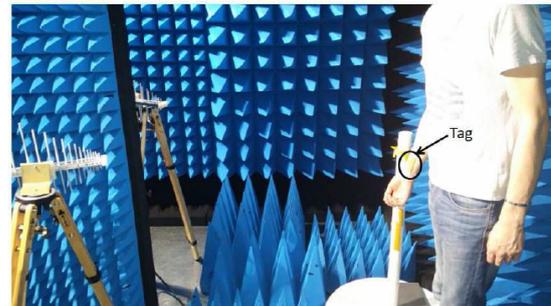
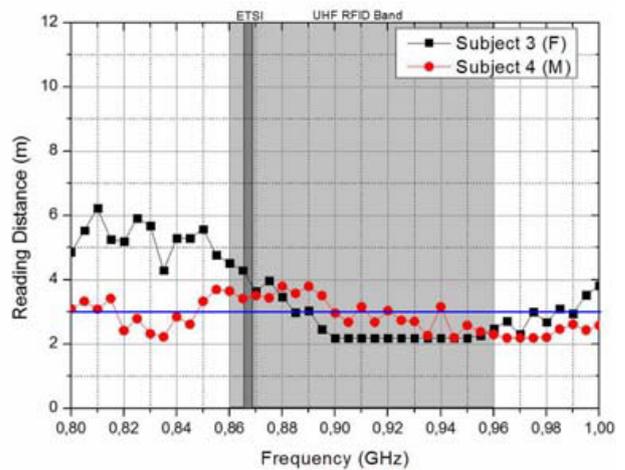
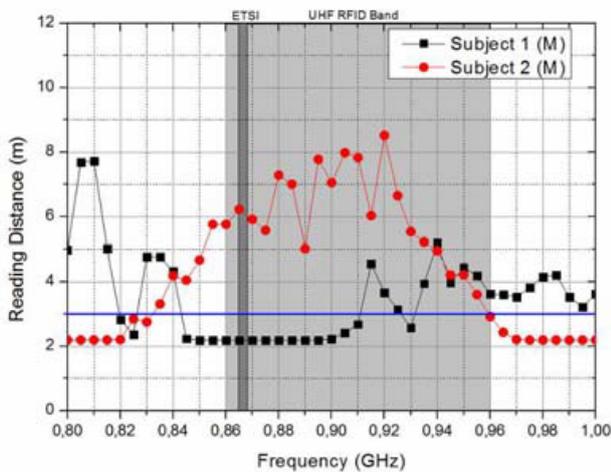


Figure 24. Measurement of the tag.



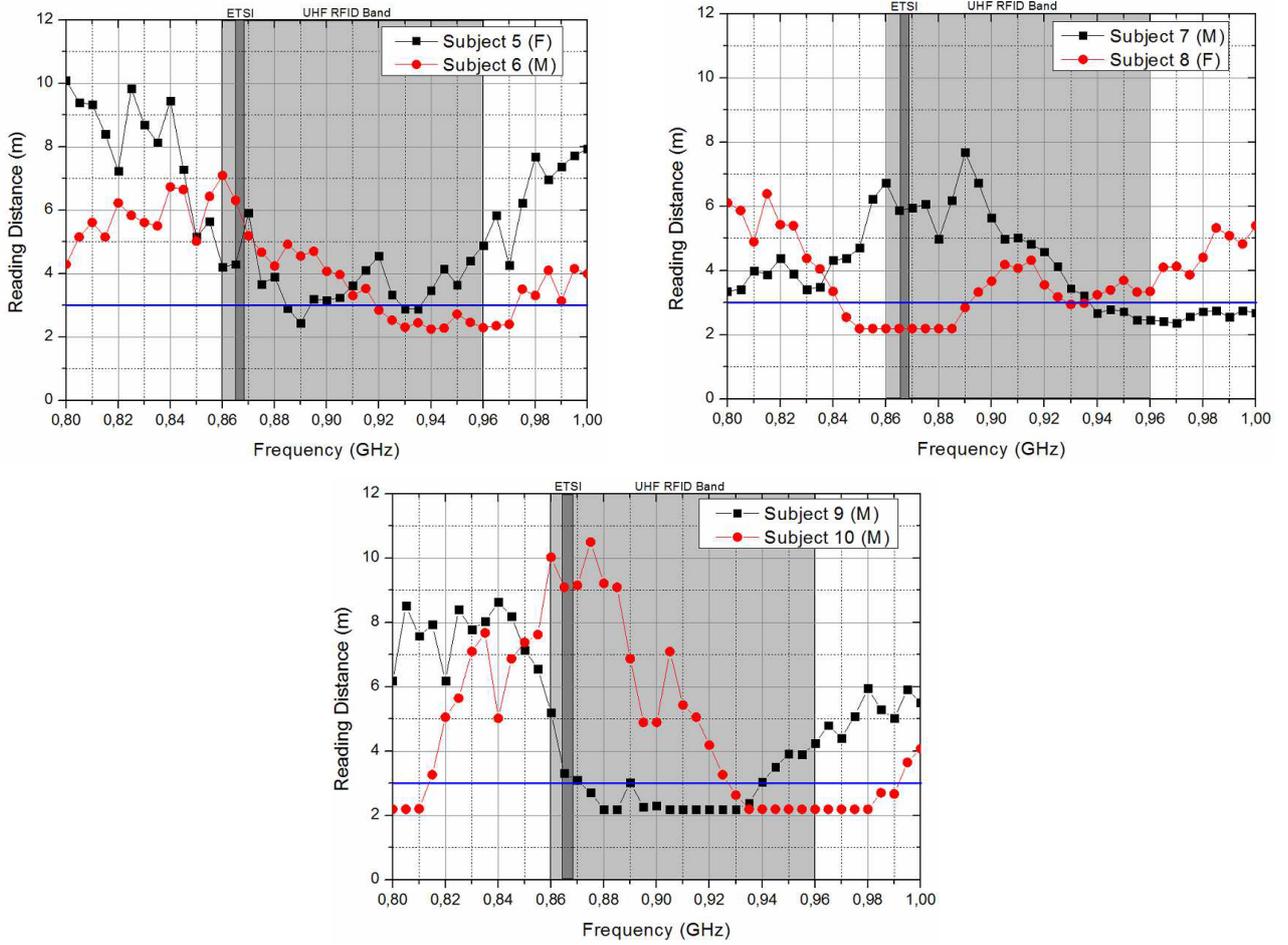


Figure 25. Measured readings distances on several people.

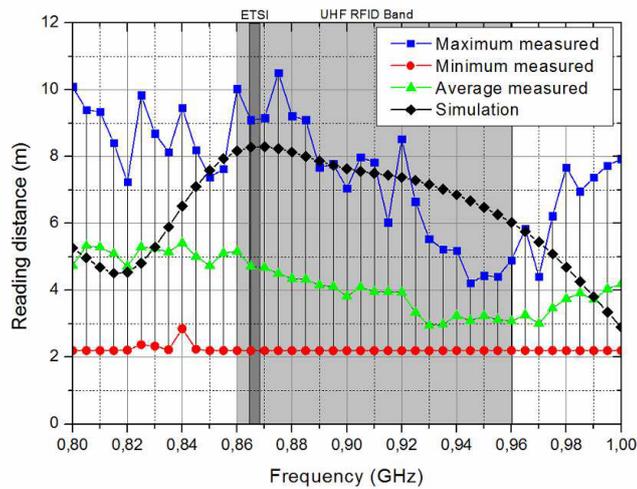


Figure 26. Simulation and maximum, minimum and average measurement results of the reading distance when comparing 10 subjects.

Table 2. Comparison between the different designs.

Ref.	Volume	Reading Range	Figure of Merit
[6]	3508 mm ³	5.7 m	16
[9]	8352 mm ³	3.5 m	4.2
[10]	4725 mm ³	4 m	8.5
[11]	18900 mm ³	4.5 m	2.4
[21]	5400 mm ³	3 m	5.5
Proposed tag	800 mm ³	4.6 m [2 m–9 m]	57.5 [25–112.5]

that could cause more or less frequency shifts and losses. An FR4 substrate with 200 μm thickness is not well adapted to the wrist morphology, provoking a gap between the tag and the forearm and thus increasing the reading distance. On the other hand, a bad polarization alignment among the tag, the transmitting and receiving antenna can reduce the reading distance. All these measurement inaccuracies can be responsible for the results variability. In order to judge tag performances in terms of reading distances, maximum, minimum, average and simulation results obtained in the band [800 MHz; 1 GHz] are compared in Figure 26.

In the UHF RFID band, simulation results are higher than the average reading distances measured. In the ETSI band, 4.6 m of average reading distance is obtained with a maximum reading distance of 9 m.

4. CONCLUSION

The flexible tag presented in this article has a reading distance of 14 m in free space in the ETSI band. Its bandwidth of 120 MHz permits to cover all the UHF RFID band. Once placed on the human body, its average reading distance is about 4.6 m in the ETSI band. Moreover, measurement results show a reading distance varying between 2 m and 9 m depending on the morphology of the person on whom the tag is placed. These performances are proven satisfying to be used in bio-monitoring applications as shown in Table 1. This table compares the figure of merit between tags of the state of art and the proposed tag. The figure of merit is the ratio of reading range to volume occupied by the tag. As we can see, the figure of merit of the proposed tag is higher than those of references. The major contributor to this performance is the low volume of the proposed tag compared to the others.

REFERENCES

1. Cangialosi, A., J. E. Monaly, and S. C. Yang, "Leveraging RFID in hospitals: Patient life cycle and mobility perspectives," *IEEE Applications and Practice*, 18–23, Sep. 2007.
2. Bouet, M. and G. Pujolle, "RFID in eHealth systems: Applications, challenges and perspectives," *Annals of Telecommunications*, Vol. 65, No. 9–10, 497–503, Oct. 2010.
3. Yang, L., L. J. Martin, D. Staiculescu, C. P. Wong, and M. M. Tentzeris, "Conformal magnetic composite RFID for wearable RF and bio-monitoring applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 12, 3223–3230, Nov. 2008.
4. Lin, M.-H. and C.-W. Chiu, "Human-body effects on the design of card-type UHF RFID tag antennas," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 521–524, Jul. 2011.
5. Santiago, A. G., C. A. Fernandes, and J. R. Costa, "Broadband UHF RFID passive tag antenna for near-body operation," *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 271–274, 2012.
6. Tsai, M. C., C. W. Chiu, H. C. Wang, and T. F. Wu, "Inductively coupled loop antenna design for UHF RFID on-body applications," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 143, 315–330, 2013.

7. Occhiuzzi, C., S. Cippitelli, and G. Marrocco, "Modeling, design and experimentation of wearable RFID sensor tag," *IEEE International Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, 2490–2498, Aug. 2010.
8. Marrocco, G., "Body-matched RFID antennas for wireless biometry," *Proceedings EuCAP 2006*, Nice, France, Nov. 2006.
9. Rajagopalan, H. and Y. Rahmat-Samii, "Conformal RFID antenna design suitable for human monitoring and metallic platforms," *Proceedings of the 4th European Conference on Antennas and Propagation*, 1–5, Apr. 2010.
10. Manzari, S., S. Pettinari, and G. Marrocco, "Miniaturized and tunable wearable RFID tag for body-centric applications," *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 239–243, 2012.
11. Manzari, S., C. Occhiuzzi, and G. Marrocco, "Reading range of wearable textile RFID tags in real configurations," *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation*, 433–436, 2011.
12. Occhiuzzi, C., M. Simiele, R. Lodato, and G. Marrocco, "Feasibility, limitations and potentiality of UHF RFID passive implants," *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 40–45, 2012.
13. Alien Higgs 4, www.alientechnology.com/products/ic/higgs-4/.
14. Visible Human Server, visiblehuman.epfl.ch.
15. "Dielectric properties of body tissues," niremf.ifac.cnr.it/tisspro/.
16. Marrocco, G., "The art of UHF RFID antenna design: Impedance-matching and size-reduction techniques," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 50, No. 1, Feb. 2008.
17. Alarcon, J., R. Saba, M. Egels, and P. Pannier, "A flexible UHF RFID tag for harsh environments," *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 2012.
18. Balanis, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd Edition, John Wiley and Son, 1997.
19. Qing, X., C. K. Goh, and Z. N. Chen, "Impedance characterization of RFID tag antennas and application in tag co-design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 57, No. 5, 1268–1274, May 2009.
20. "National instruments RFID measurements," www.ni.com/tutorial/6645/en/.
21. Dubok, A. and A. B. Smolders, "Miniturization of robust UHF RFID antennas for use on perishable goods and human bodies," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 13, 1321–1324, 2014.

Design and Measurement of Multi-Frequency Antennas for RF Energy Harvesting Tags

Céline Leclerc^{1, 2, *}, Matthieu Egels^{1, 2}, and Emmanuel Bergeret^{1, 2}

Abstract—In this paper, a methodology to design non- $50\ \Omega$ antennas for energy harvesting is presented. Two prototypes are simulated and realized on an epoxy substrate: one operating at 433 MHz and 900 MHz, the other at 900 MHz and 2.4 GHz. These antennas are designed to match the input impedances of an integrated radio-frequency harvester for an output voltage of 1 V, value chosen considering the voltage needed to power the new generation of micro-controllers and electronic circuits for the Internet of Things. The measurement results indicate a reflection coefficient below -10 dB at the frequencies of interest, validating the methodology.

1. INTRODUCTION

Nowadays, energy harvesting is a key point in a lot of systems. Typical example is the node of the Internet of Things (IoT) which must be energetically autonomous. To achieve this objective, it has to harvest energy in its surrounding and store it in batteries to supply devices. If photovoltaic energy is often presented to be a solution for harvesting (from the sun or from a lamp for instance), RF (radio-frequency) energy that can come from WiFi, home automation, or telecommunication can reach area without light. Complex systems are used to harvest these forms of energies, to convert them into a DC (Direct Current) voltage and eventually to store them. Most of the time, in case of RF energy it works for only one frequency. Besides, before the voltage converter, an antenna is used, operating at the selected frequency. This one must be matched to the harvesting chip.

In this paper, antennas for harvesting RF energy are presented. These kinds of antennas are often designed with a $50\ \Omega$ input impedance. Therefore matching networks are used to convert the antenna input impedance to the conjugate of the impedance of the chip Z_{chip}^* [1–4]. However, in case of energy harvesting, this solution is not suitable as it increases bulkiness and losses. At very low levels of harvesting, it is not possible to assume these losses. Thus a system with direct connexion and impedance matching must be used.

Moreover, in order to collect as much energy as possible, the antenna and the complete system must operate in several frequency bands. However, if creating a single frequency antenna with a complex input impedance is a known problem, it is a key challenge to design multi-frequency antennas with different complex input impedances in order to increase the harvested RF energy. Besides, using only one antenna and one circuit saves place and avoid the need to multiply circuits and antennas working each at only one frequency [5–7].

In Section 2 the design of this kind of antenna will be presented introducing methodology of design. Two antennas are presented: one operating at 433 MHz (home automation) and at 900 MHz (telephony) and another one at 900 MHz and 2.4 GHz (WiFi). The latter one is sized to be able to contain in a credit card. Main simulation results are presented.

Received 18 December 2015, Accepted 13 March 2016, Scheduled 13 May 2016

* Corresponding author: Celine Leclerc (celine.leclerc@im2np.fr).

¹ IM2NP (Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence) UMR CNRS 7334, Technopôle de Château Gombert, Bâtiment FERMI, 5 rue Enrico Fermi, 13453 Marseille Cedex 13, France. ² AMU (Aix-Marseille University), Jardin du Pharo, 58 bd Charles Livon, 13284 Marseille Cedex 07, France.

In Section 3, these antennas are realized, using a laser etching machine, on FR4 epoxy substrate. A way to efficiently characterize these kind of non- $50\ \Omega$ antennas is discussed and applied to the realized antennas. Finally the main measurement results are shown and compared to the simulation results.

2. DESIGN: METHODOLOGY AND SIMULATION RESULTS

The aim of this work is to design an energy harvesting antenna operating at two arbitrary frequencies. Two independent cases are considered, with different frequency bands and similar antenna design. One is working at 433 MHz and 900 MHz (see Fig. 1(a)), the other one at 900 MHz and 2.4 GHz (see Fig. 1(b)). The antennas are simulated with HFSS [8], a finite element method solver for electromagnetic structure from Ansys, on a FR4 epoxy substrate of height $h = 1.6\ \text{mm}$, $\tan(\delta) = 0.02$, $\varepsilon_r = 4.4$, and copper thickness $t = 35\ \mu\text{m}$.

The methodology of design is similar in both cases. The idea is to use slotted bow-tie antennas [9–11]. The slotted design helps improve the targeted impedances, which have a positive imaginary part, and the form of the radiation pattern. First, the antenna at the lower frequency is designed. It has a slotted bow-tie form, alimented in its center. As a first approximation, the overall size of the antenna is of $\lambda_g/2$, with $\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r} = \frac{c_0}{f_0\sqrt{\varepsilon_r}}$, with $c_0 = 3 \cdot 10^8\ \text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ and f_0 the operating frequency. This length is modified to approximately reach the expected values of real and imaginary parts of the desired input impedance. The angles are filleted to help obtain the wanted input impedance and improve the gain. The aperture is modified to reach a trade-off between the input impedance and the gain, with an average value of 45° to begin.

When the low frequency antenna works, the antenna for the upper frequency is inserted inside it. Again, its maximal size is around $\lambda_g/2$. However, it cannot be connected at its center like previously. Instead, it is fed by coupling effects with the large antenna (for the lower frequency). In order to have these coupling effects, this second antenna has to be close enough to the first antenna. Therefore, the distance between the two antennas is fixed, as for the width of the inside antenna and the distance from the center. If the high frequency antenna is too close from the center, and thus from the excitation of the output antenna, the gain at the higher frequency can be highly deteriorated. The same problem emerges if the two antennas are too close from each other. Once these facts are considered, the modification of the geometry is similar: the length of $\lambda_g/2$ is changed to approximately reach the input impedance. Next, the angles are filleted and the aperture is tuned to improve the gain without impeding the input impedance. The aperture for the small antenna being modified, the one for the large antenna is also modified in order to keep the sides of both antennas parallel. Finally, the low frequency antenna needs to be slightly adjusted due to the insertion of the other antenna which brings slight coupling effects. It is a trade-off to obtain the expected impedances without degrading the radiation patterns and the value of the gains.

The chip used with these antennas is a custom-made chip [12, 13] which has a measured input impedance at 433 MHz for an output voltage of 1 V which is around $425 - j1200$. For 900 MHz, it is

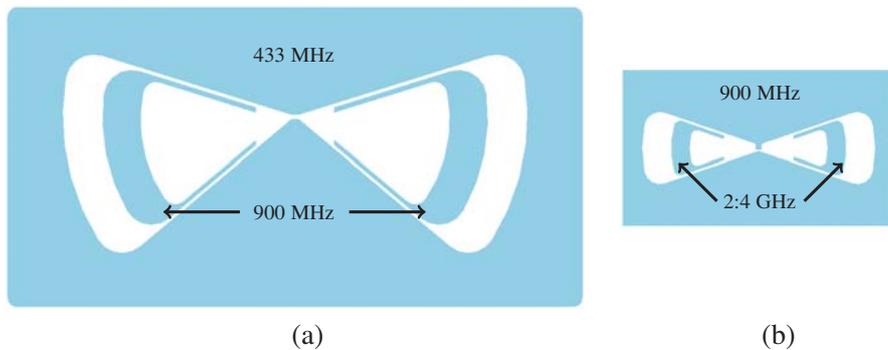


Figure 1. Antennas operating at two frequencies (the metallic portions are in grey). (a) 433 MHz and 900 MHz. (b) 900 MHz and 2.4 GHz.

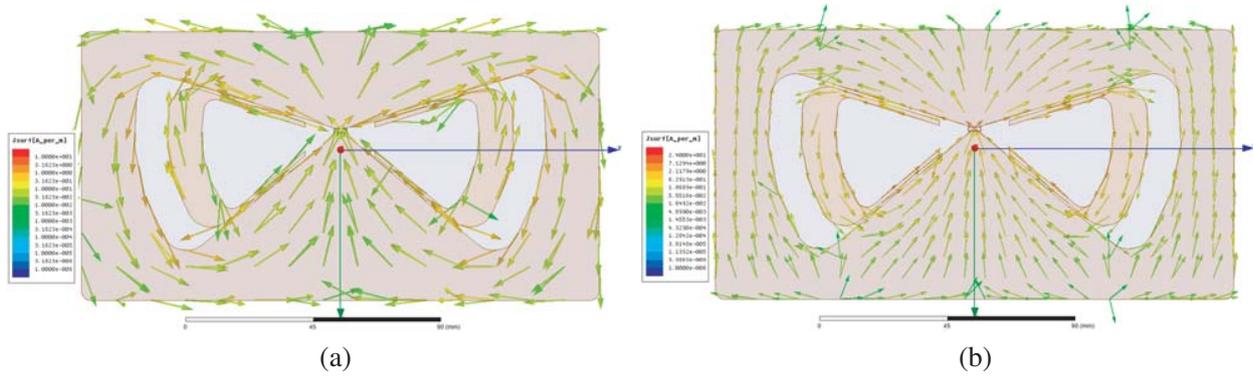


Figure 2. Vector of the surface current distribution on the 433 MHz and 900 MHz antenna. (a) At 433 MHz (lower frequency). (b) At 900 MHz (higher frequency).

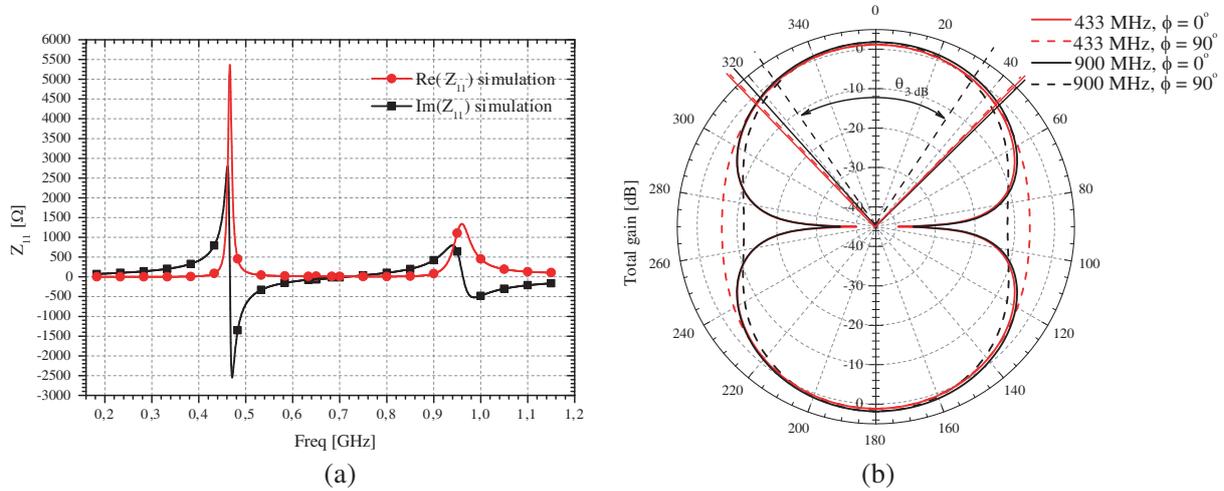


Figure 3. Simulation results of the antenna operating at 433 MHz and 900 MHz. (a) Simulated impedances. (b) Simulated gain.

85 – j570 and for 2.4 GHz, it is 14 – j208. The antennas are designed to be matched to these impedances, using the above mentioned procedure.

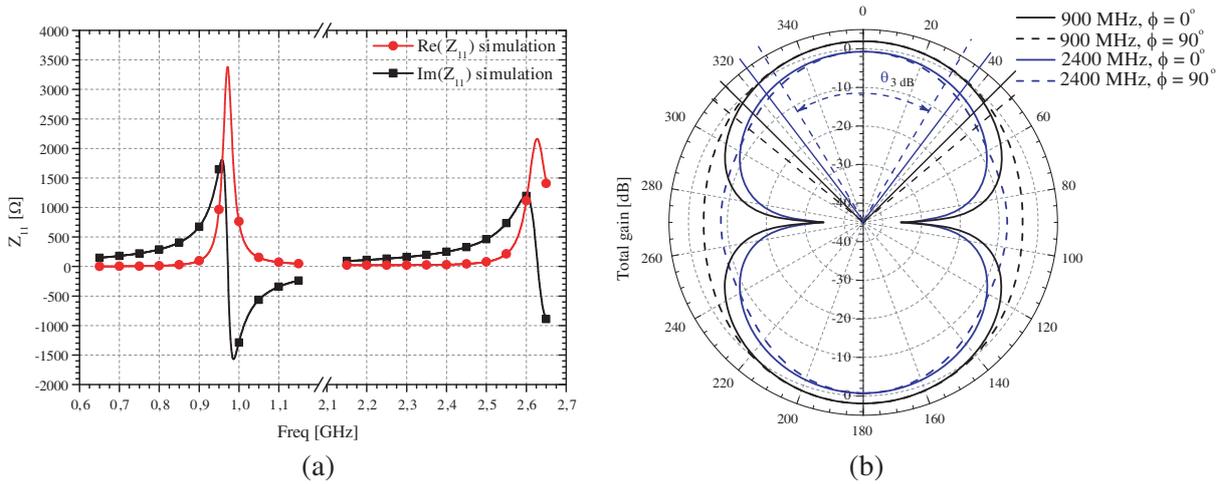
First the antenna operating at 433 MHz and 900 MHz is designed. Its global size is 18.5 cm × 9.5 cm. Simulating this antenna with a lumped port, Fig. 2 illustrates how the vectors of the surface current are distributed. It validates that at 433 MHz (Fig. 2(a)) the maximum of currents are on the outer antenna and that at 900 MHz (Fig. 2(b)) they are on the inner antenna. The impedances are displayed in Fig. 3(a). There is a little frequency shift compared as the expected value, placing the resonance (determined by Eq. (1)) respectively at 447 MHz with a return loss value of –11.7 dB and 913 MHz with $\Gamma = -10.1$ dB. As for the radiation, at 433 MHz, the total gain is of 1.1 dB and at 900 MHz, it is of 1.8 dB (see Fig. 3(b)).

$$\Gamma = \frac{Z_{chip} - Z_{11}^*}{Z_{chip} + Z_{11}} \quad (1)$$

The same design procedure is used to create an antenna working at 900 MHz and 2.4 GHz. As mentioned in the introduction, its size matches to a credit card format: 54 mm × 85.6 mm. The main results are presented in Fig. 4(a) and are summarized in Table 1. Again there is a frequency shift at both operating frequencies, with a return loss $\Gamma = -18.0$ dB at 887 MHz and $\Gamma = -10.1$ dB at 2.362 GHz. However, it can still be slightly improved by adjusting the geometric parameters of the antenna. As for the gain, it is of 1.9 dB at 900 MHz and –0.7 dB at 2.4 GHz (see Fig. 4(b)).

Table 1. Simulated impedances and gain maximal values at several frequencies.

Antenna	Frequency	433 MHz	900 MHz	2.4 GHz
		Z_{chip}	$425 - j1200$	$85 - j570$
433 MHz + 900 MHz	$Z_{antenna} = Z_{11}$	$87 + j795$	$81 + j423$	
	Γ_{min} (dB)	-11.7 dB @447 MHz	-10.1 dB @913 MHz	
	G_{tot} (dB)	1.1 dB	1.8 dB	
	$\theta_{3dB}(\circ)$, at $\phi = 0^\circ$	$\pm 44.4^\circ$	$-41.5^\circ/+45^\circ$	
900 MHz + 2.4 GHz	$Z_{antenna} = Z_{11}$		$98 + j674$	$31 + j248$
	Γ_{min} (dB)		-18.0 dB @887 MHz	-10.1 dB @2.362 GHz
	G_{tot} (dB)		1.9 dB	-0.7 dB
	$\theta_{3dB}(\circ)$, at $\phi = 0^\circ$		$-44.0^\circ/+44.2^\circ$	$-38.7^\circ/+38.9^\circ$

**Figure 4.** Simulation results of the antenna operating at 900 MHz and 2.4 GHz. (a) Simulated impedances. (b) Simulated gain.

3. MEASUREMENT

These two antennas have been realized with a laser engraving machine on a FR4 substrate (see Fig. 5).

The first idea to measure the input impedance of these antennas is to solder a connector at the back of the board. However, it remains difficult to access to a proper measurement of the impedance, which has a strong positive imaginary part, placing the impedance at the right of the Smith chart.

Another way is to use a differential probe as presented in [14] (Fig. 6). It consists of two rigid copper coax of the same length. Their outer conductors are soldered together. The two inside conductors are used to convey the signals. With this kind of probe, the antenna is not connected to the ground (the outer conductor of the coax).

First, the VNA (Vector Network Analyser) is calibrated. Then the differential probe is added at the end of the calibration plan. The electrical delay on each port of the probe is determined. Next, the probe is soldered to the antenna through its back (to less disturb the radiation). The differential return loss is plotted on a Smith chart and the differential input impedance is observed at the frequencies

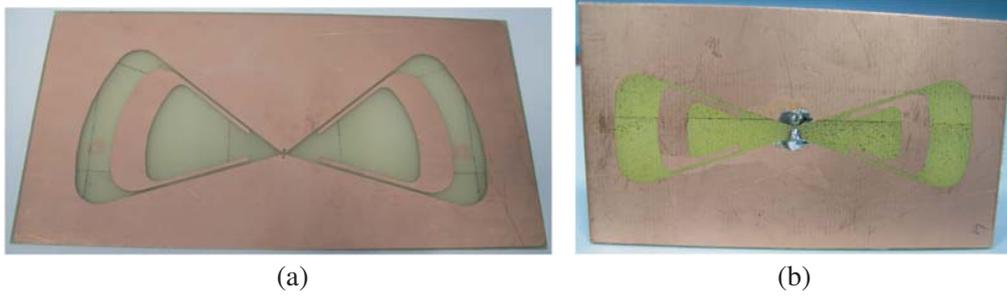


Figure 5. Antennas operating at two frequencies. (a) 433 MHz and 900 MHz. (b) 900 MHz and 2.4 GHz.



Figure 6. Differential probe used to characterize the antennas.

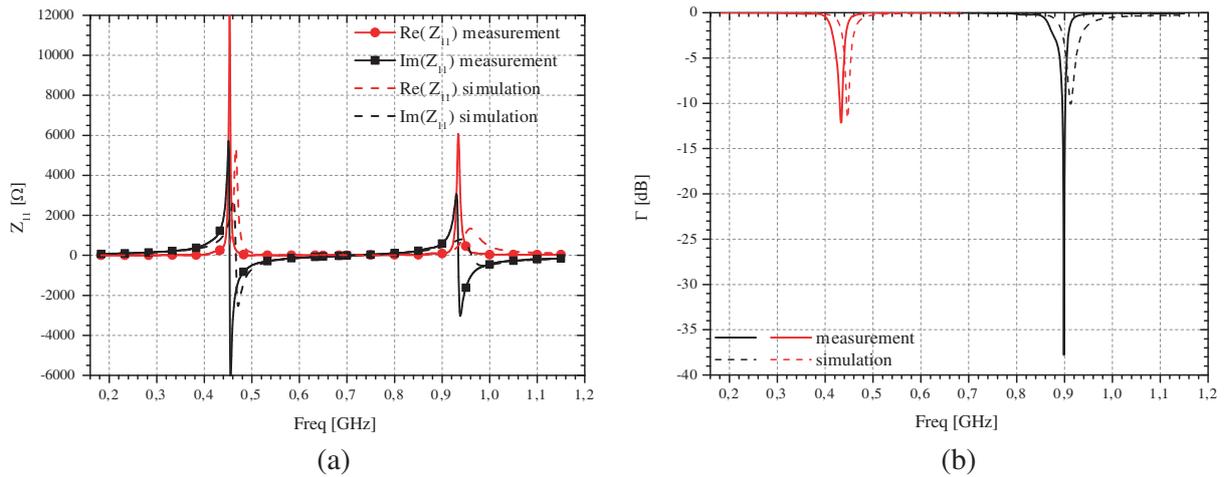


Figure 7. Measurement results of the antenna operating at 433 MHz and 900 MHz. (a) Measured differential impedances compared to simulated impedances (dotted curves). (b) Measured reflection coefficient.

of interest. The used VNA (Anritsu MS4640B) automatically gives the differential input impedance. However, it can also be retrieved with the coefficients of the scattering matrix, using the formula given in Eq. (2). The electrical delay and the losses are adjusted on each port to match the expected impedance value at the frequencies of interest. The same is done at the two frequencies and for the two antennas.

$$Z_{ant}^{diff} = \frac{2Z_0(1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21} - S_{12} - S_{21})}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2)$$

With this method, it appears that the simulated impedance and the measured differential impedance match (see Figs. 7 and 8) around the operating frequencies. Moreover, with this measurement technique, the return loss is below -10 dB at the frequencies of interest. It is a little better centred than it was in the simulation results. It appears that for both antennas the impedance value for 900 MHz is easier to obtain with a better reflection coefficient.

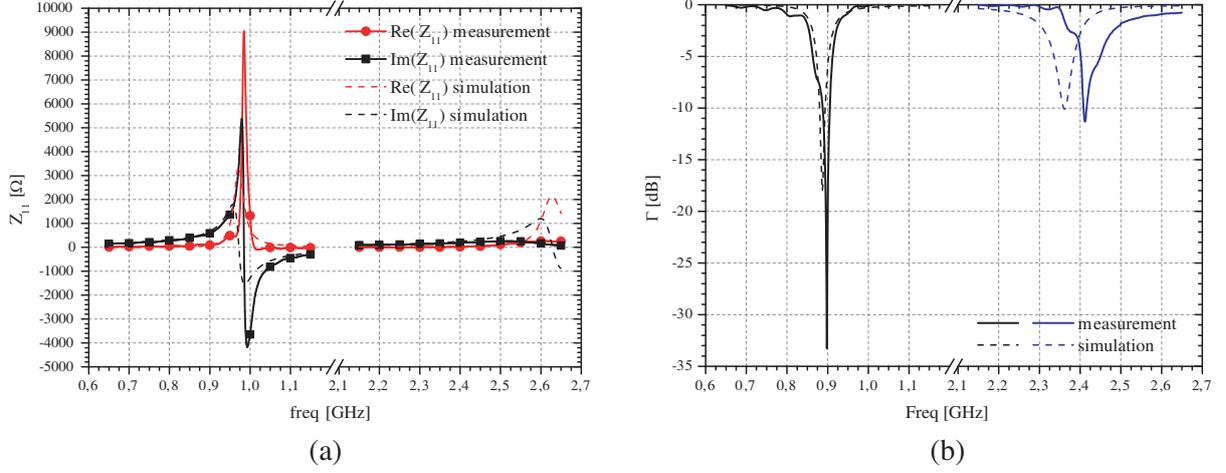


Figure 8. Measurement results of the antenna operating at 900 MHz and 2.4 GHz. (a) Measured differential impedances compared to simulated impedances (dotted curves). (b) Measured reflection coefficient.

As for the gain of these antennas, it is determined using a known antenna (with a gain G_{Tx}) positioned at a distance $d = 2.5$ m. The antenna is still soldered to a differential probe. The VNA gives the magnitude of the differential reflection coefficient S_{DD} and the value of the transfer coefficient between the differential port of the measured antenna and the single port of the known antenna S_{DX} . Thus, with the Friis formula [9] given in Eq. (3), the gain can be retrieved.

$$G [\text{dB}] = 10 \log_{10} \left(1 - |S_{DD}|^2 \right) - G_{Tx} [\text{dB}] - 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) - 20 \log_{10} (|S_{DX}|) \quad (3)$$

The impedance being strongly complex, the antenna is matched only around the frequencies of interest. Thus the value of the measured gain is reliable only for these frequencies. Moreover there are multiple reflections in the cables that disturb the results. Despite these perturbations, around the center frequencies, the measured gain is close to the simulated gain with a value of 2.2 dB at 433 MHz (1.1 dB in simulation) and 1.7 dB at 900 MHz (1.8 dB in simulation) for the antenna from Fig. 5(a). For the antenna from Fig. 5(b), the measured gain reaches 1.5 dB at 900 MHz (1.9 dB in simulation) and -1.6 dB at 2.4 GHz (-0.7 dB in simulation). The main results are recapitulated in Table 2.

Table 2. Measured impedances and gain maximal values at several frequencies.

Antenna	Frequency	433 MHz	900 MHz	2.4 GHz
	Z_{chip}		$425 - j1200$	$85 - j570$
433 MHz + 900 MHz	$Z_{antenna} = Z_{11}$	$258 + j1229$	$87 + j591$	
	Γ_{\min} (dB)	-12.1 dB @433 MHz	-37.8 dB @899 MHz	
	G_{tot} (dB)	2.2 dB	1.7 dB	
900 MHz + 2.4 GHz	$Z_{antenna} = Z_{11}$		$86 + j587$	$15 + j187$
	Γ_{\min} (dB)		-33.3 dB @898 MHz	-11.3 dB @2.411 GHz
	G_{tot} (dB)		1.5 dB	-1.6 dB

4. CONCLUSION — FUTURE WORK

With this paper, a procedure to design non-50 Ω antennas operating at two distinct frequencies was presented. Moreover, an ingenious technique has been used to measure impedance which was proved efficient, with a good concordance with the simulation results.

Future work will focus in better considering the variation of the chip impedance over frequency to improve the antenna bandwidth. It also includes assembling the integrated circuit and the antennas with bonding. Finally, the output voltage received by the complete device will be measured.

ACKNOWLEDGMENT

This work is supported by Apodise project.

REFERENCES

1. Dini, M., M. Filippi, A. Costanzo, A. Romani, M. Tartagni, M. Del Prete, and D. Masotti, "A fully-autonomous integrated RF energy harvesting system for wearable applications," *2013 European Microwave Conference (EuMC)*, 987–990, October 2013.
2. Pinuela, M., P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn, "Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, No. 7, 2715–2726, July 2013.
3. Li B., S. Xi, N. Shahshahan, N. Goldsman, T. Salter, and G. M. Metzger, "An antenna co-design dual band RF energy harvester," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 60, No. 12, 3256–3266, December 2013.
4. Niotaki, K., S. Kim, S. Jeong, A. Collado, A. Georgiadis, and M. Tentzeris, "A compact dual-band rectenna using slot-loaded dual band folded dipole antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 12, 1634–1637, 2013.
5. Kuhn, V., C. Lahuec, F. Seguin, and C. Person, "A multi-band stacked RF energy harvester with RF-to-DC efficiency up to 84%," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 63, No. 5, 1768–1778, May 2015.
6. Parks, A. N. and J. R. Smith, "Sifting through the airwaves: Efficient and scalable multiband RF harvesting," *Proc. of IEEE International Conference on RFID*, 7481, April 2014.
7. Parks, A. N. and J. R. Smith, "Active power summation for efficient multiband RF energy harvesting," *Proc. of International Microwave Symposium*, 2015.
8. HFSS by Ansys, <http://ansys.com/en-GB/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>.
9. Balanis, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition, Wiley-Interscience, Hoboken, New Jersey, 2005.
10. Brown, G. H. and O. M. Woodward, "Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas," *RCA Review*, Vol. 13, No. 4, 425–452, December 1952.
11. Booker, H. G., "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle)," *Journal of the Institution of Electrical Engineers — Part IIIA: Radiolocation*, Vol. 93, No. 4, 620–626, 1946.
12. Bergeret, E., J. Gaubert, P. Pannier, and P. Rizzo, "Power generation system for UHF passive RFID," *Electronics Letters*, Vol. 42, No. 25, 1452–1454, December 2006.
13. Rizzo, P., E. Bergeret, J. Gaubert, and P. Pannier, "Contactless integrated circuit with high-efficiency electrical power supply circuit," patent US7580694 B2, August 2009.
14. Qing, X., C. K. Goh, and Z. N. Chen, "Impedance characterization of RFID tag antennas and application in tag co-design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 57, No. 5, 1268–1274, May 2009.

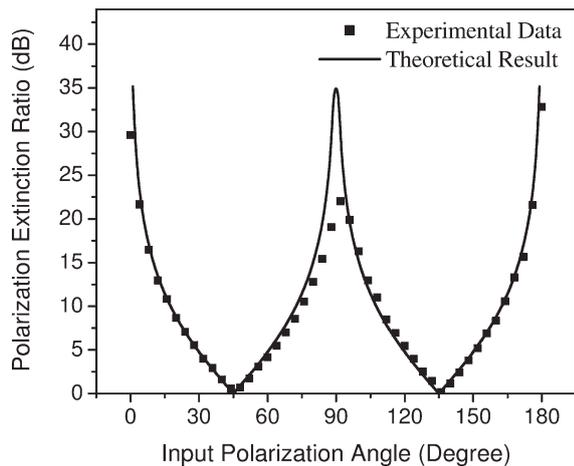


Figure 6 Dependence of the polarization extinction ratio of the two orthogonal polarized beams on the polarized orientation angle of the input linear polarized light

4. CONCLUSIONS

We analyze the polarization properties of polarization maintaining fiber and study the basic measurement principles of beat length and polarization extinction ratio. Adopting the high accurate tunable laser source and using the wavelength-sweeping modulation method, the beat length and polarization extinction ratio of PANDA fiber is measured. The experimental results indicate, at the working wavelength of 1550 nm, the largest cross-talk of the sample fiber is -32.8 dB, the beat length is 3.56 mm and the corresponding model birefringence is 4.37×10^{-4} , and there is good agreement between the calculated and experimental results.

ACKNOWLEDGMENT

This research was supported by the National Natural Science Foundation of China (grant No. 60778020) and the XiBuZhiGuang Talent Training Programme of Chinese Academy of Sciences.

REFERENCES

1. T. Hosaka, K. Okamoto, T. Miya, Y. Sasaki, and T. Eda, Low-loss single polarization fibers with asymmetrical strain birefringence, *Electron Lett* 17 (1981), 530–531.
2. T. Schreiber, F. Röser, O. Schmidt, J. Limpert, R. Iliev, F. Lederer, A. Petersson, C. Jacobsen, K. Hansen, J. Broeng, and A. Tünnermann, Stress-induced single-polarization single-transverse mode photonic crystal fiber with low nonlinearity, *Opt Express* 13 (2005), 7621–7630.
3. R.D. Birch, D.N. Payne, and M.P. Varnham, Fabrication of polarization-maintaining fibers using gas-phase etching, *Electron Lett* 18 (1982), 1036–1038.
4. K. Suzuki and M. Fujita, Optical properties of a low-loss polarization-maintaining photonic crystal fiber, *Opt Express* 9 (2001), 676–681.
5. O. Yoshihiro, A. Takashi, I. Yoh, and I. Masaaki, Modal birefringence measurements of polarization-maintaining single-mode fibers without and with stretching by optical heterodyne interferometry, *J Lightwave Technol* 5 (1987), 602–606.
6. M. Legré, M. Wegmuller, and N. Gisin, Investigation of the ratio between phase and group birefringence in optical single-mode fibers, *J Lightwave Technol* 21 (2003), 3374–3378.
7. P.G. Zhang and D.I. Halliday, Measurement of the beat length in high birefringent optical fiber by way of magneto-optic Modulation, *J Lightwave Technol* 12 (1994), 597–602.
8. M. Szpulak, G. Statkiewicz, J. Olszewski, T. Martynkien, W. Urbańczyk, J. Wójcik, M. Makara, J. Klimek, T. Nasilowski, F.

Berghmans, and H. Thienpont, Experiment and theoretical investigations of birefringent holey fibers with a tripe defect, *J Appl Opt* 44 (2005), 2652–2658.

9. J. Barlow, Optical fiber birefringence measurement using a photoelastic modulator, *J Lightwave Technol* 3 (1985), 135–145.
10. M. Wegmuller, M. Legré, and N. Gisin, Distributed beatlength measurement in single-mode fibers with optical frequency-domain reflectometry, *J Lightwave Technol* 20 (2002), 828–835.
11. C.D. Poole and D.L. Favin, Polarization-mode dispersion measurements based on transmission spectra through a polarizer, *J Lightwave Technol* 12 (1994), 917–929.
12. K. Kikuchi and T. Okoshi, Wavelength-sweeping technique for measuring the beat length of linearly birefringent optical fibers, *Opt Lett* 8 (1983), 122–123.
13. C.L. Zhao, C. Lu, X.Q. Zhou, X.F. Yang, P.R. Chaudhuri, X.Y. Wang, J.J. Lou, L. Qin, and C. Qing, Asymmetric core photonic crystal fibers with high birefringence, *Microwave Opt Technol Lett* 42 (2004), 498–500.
14. A. Ortigosa-Blanch, J.C. Knight, W.J. Wadsworth, J. Arriaga, B.J. Mangan, T.A. Birks, and P.S.J. Russell, Highly birefringent photonic crystal fibers, *Opt Lett* 25 (2000), 1325–1327.

© 2010 Wiley Periodicals, Inc.

LOW-COST SURFACE-REDUCTION TECHNIQUE FOR RFID READER ANTENNAS

Matthieu Egels, Thibaut Deleruyelle, Philippe Pannier, and Emmanuel Bergeret

Institut Matériaux microélectronique, nanoscience de provence UMR CNRS 6242, RFID Capteur, Marseille, France; Corresponding author: matthieu.egels@im2np.fr

Received 17 September 2009

ABSTRACT: A low-cost technique for surface reduction of patch antennas is presented. It is based on the slow wave phenomenon. To create slow wave, a frequency selective surface has been burned on the ground plane of a patch antenna. With this technique, a patch antenna has been designed. An antenna for RFID reader at 915 MHz has been designed and simulated. It uses a 1.6-mm-thick FR4 epoxy substrate ($\epsilon_r = 4.5$, $h = 1.6$ mm, $\tan(\delta) = 0.02$) measures 61 mm \times 65 mm. His maximum gain is 2 dB. © 2010 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 52: 1469–1471, 2010; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.25241

Key words: RFID; antenna; frequency selective surfaces; slow wave

1. INTRODUCTION

The grow of applications based on contactless radio identification in the UHF frequency band demands new research efforts for antenna designers. From this perspective, two of the main antenna design challenges are the reduction of the cost production and their miniaturization. For tag antennas, many low cost solutions of miniaturization have already been proposed [1]. Conversely, for 50 Ω UHF RFID reader antennas, few solutions for miniaturization have been published. In some RFID applications, a portable reader will be helpful. In the most important part of commercial readers, patch antennas are used, but this topology in the UHF frequency band suffers of large area which remains portability difficult. This involves reduction of the antenna size without production cost augmentation to achieve portability of UHF RFID readers. Increases the effective dielectric permittivity ϵ_{eff} allows the miniaturization of antennas. Several solutions can be investigated, for example use of ceramics with high ϵ_r but it suffers of high cost. Some authors propose to build specific substrates based

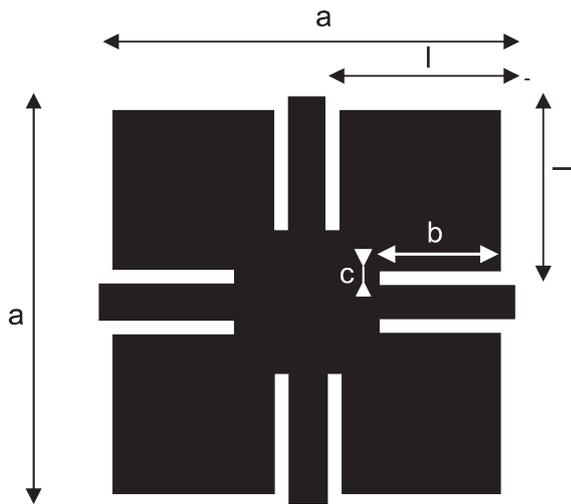


Figure 1 Elementary pattern of slots burned on the ground plane

on metamaterials [2]. Good results have already been obtained, but it also suffers of important fabrication cost. Frequency selective surfaces (FSS) have been already used by [3, 4]. Reference 3 uses slot patterned ground to suppress the substrate-wave losses of a patch antenna but not to reduce antenna size. A small wire antenna has been published in the 2.5 GHz ISM frequency band [4], but it is based on multilayer vias loaded periodic metallization which increases the final cost of the antenna. In this article, the same FSS as [3] has been used to create slow wave phenomenon under a patch antenna. To achieve low-cost antenna fabrication, a FR4 epoxy substrate ($\epsilon_r = 4.5$ and $\tan(\delta) = 0.002$ and $h = 1.6$ mm) with two layers of copper metallization has been chosen. Simulations show a reduction size of 44% of the geometrical dimensions without maximum gain reduction.

2. MINIATURIZATION TECHNIQUE

The technique that we use is based on the FSS proposed by [3, 4]. It allows the creation of slow wave on planar devices. This technique is useful for passive functions such as coupled line filters and power dividers [3, 4]. As this FSS uses only two metallic layers without via, it seems to be appropriate for size reduction of antennas of low-cost applications.

The structure proposed by [3, 4] is composed of an array of patterned slots burned on the ground plane (see Fig. 1). The periodicity of the burned slot pattern creates a frequency response of a transmission line with frequency bands in which the propagation of waves is not possible. Those frequency bands are determined by the periodicity of the pattern [3]. An other publication of the same authors [5] focussed on this structure shows that slow wave TEM mode can be generated at lower frequencies than the forbidden frequency band.

3. MINIATURIZED PATCH ANTENNA DESIGN

The design of the miniaturized antenna has been divided in three steps.

- Determination of the pattern period of the slot array burned on the ground plane. This period is determined by the use of Floquet mode analysis available on the commercial full 3D electromagnetic solver HFSS. The period a (see Fig 1) of the pattern is set to have the first frequency resonance close but slightly higher than the operating frequency of the antenna.

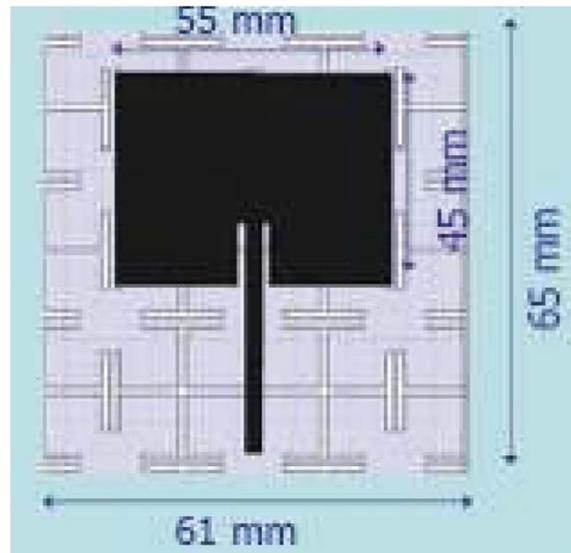


Figure 2 Miniaturized antenna. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at www.interscience.wiley.com]

- Optimization of the size of the slot to have slow wave. Once the period a has been determined, the second step is to maximize ϵ_{eff} under a large microstrip line simulated on the same substrate with the patterned ground. Length l of the slot is limited by the period a and their width by the etching process. From this step, an approximated value of ϵ_{eff} can be extracted. Simulations show that ϵ_{eff} is mainly determined by the patterned ground geometry. At this step, the patterned ground is fully determined.
- Determination of the patch size. With the extracted value of ϵ_{eff} the geometry of the patch can be calculated with traditional patch antenna equations where ϵ_{eff} is the extracted value. Those computed values are used as initial values in an optimization process of the size of the patch antenna.

Then, the ground plane can be reduced to the minimum size without gain reduction.

4. SIMULATIONS RESULTS AND DISCUSSION

An antenna has been designed with the design steps proposed above. Figure 2 gives a top view of the antenna with patterned ground plane. The proposed antenna measures 61 mm \times 65 mm.

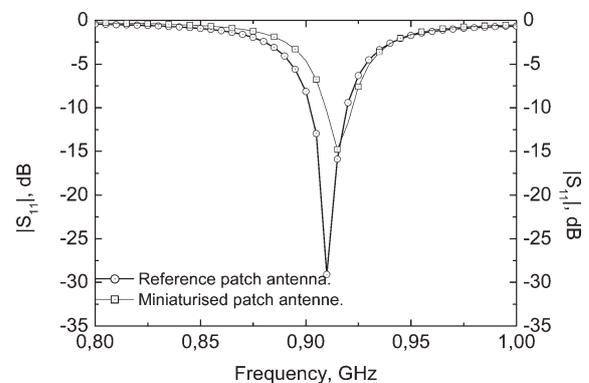


Figure 3 Antennas matching

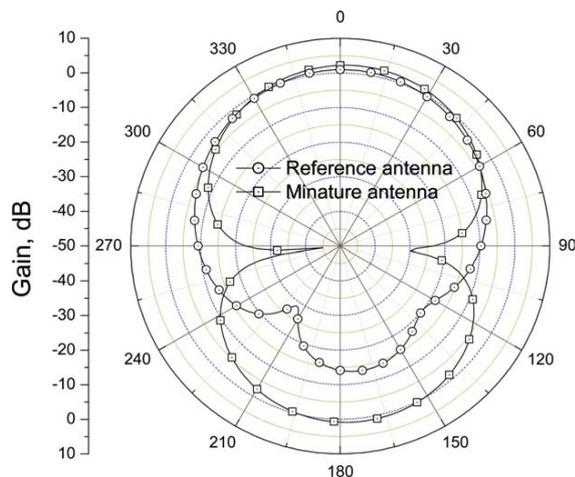


Figure 4 Radiation pattern in the azimuthal plane. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at www.interscience.wiley.com]

To know the effect of the miniaturization technique on the antenna's performances, a reference patch antenna has been designed on the same substrate with a conventional ground plane. Its size is 105 mm × 85 mm. The performances of the two antennas have been plotted together. Figure 3 shows the matching.

The gain of the two antennas has also been simulated.

Figure 4 shows that that the maximum gain has not been affected by the reduction technique. An explication is that the electrical length of the radiating element of the patch has not been reduced and it has not been slotted. The augmentation of the back side radiation can be caused by the radiation of the slot performed on the ground plane.

5. CONCLUSIONS

In this article, a miniaturization technique suitable for patch antennas has been presented. It is based on the use of FSSs. Simulations show a reduction of a 1.8 ratio of the geometrical dimensions. The final antenna measures 65 mm × 55 mm and has 2 dB gain in a 25 MHz frequency centered at 915 MHz.

REFERENCES

1. G. Marrocco, The art of UHF RFID antenna design impedance-matching and size-reduction technique, *IEEE Antennas Propag Mag* 50 (2008), 66–79.
2. K. Buell, H. Mosallaei, and K. Sarandi, A substrate for small patch antennas providing tuneable miniaturization factors, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 54 (2006), 135–146.
3. F.R. Yang, K.P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuits, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47 (1999), 1509–1514.
4. C. Zhou and Y.D. Yang, The design of miniaturized printed wire antennas using double-layer periodic metallization, *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 6 (2007), 11–14.
5. C.C. Chang, Y. Qian, and T. Itoh, Analysis and applications of uniplanar compact photonic bandgap structures, *Prog Electromag Res PIER* 41 (2003), 211–235.

© 2010 Wiley Periodicals, Inc.

SMALL-SIZE PRINTED LOOP-TYPE ANTENNA INTEGRATED WITH TWO STACKED COUPLED-FED SHORTED STRIP MONOPOLES FOR EIGHT-BAND LTE/GSM/UMTS OPERATION IN THE MOBILE PHONE

Kin-Lu Wong and Wei-Yu Chen

Department of Electrical Engineering, National Sun Yat-Sen University, Kaohsiung 80424, Taiwan; Corresponding author: chenwy@ema.ee.nsysu.edu.tw

Received 24 September 2009

ABSTRACT: A small-size internal printed antenna formed by a loop-type antenna integrated with two stacked coupled-fed shorted strip monopoles is presented. The proposed antenna has a small uniplanar structure of $40 \times 15 \text{ mm}^2$ (600 mm^2) for eight-band LTE/GSM/UMTS operation in the mobile phone. The loop-type antenna comprises a driven monopole and a coupled portion short-circuited to the system ground plane of the mobile phone; the driven monopole alone contributes a resonant mode for the antenna's upper band, whereas the driven monopole and shorted coupled portion together provide a loop-type resonant path to generate a resonant mode for the antenna's lower band. Two stacked strips are then integrated with the loop-type antenna, with the two strips coupled-fed by the driven monopole and short-circuited to the ground plane through the shorted coupled portion. That is, two stacked coupled-fed shorted strip monopoles are formed and incorporated with the loop-type antenna in an integrated configuration. The two strip monopoles contribute two additional resonant modes to incorporate those generated by the loop-type antenna to achieve the desired wide lower band (698–960 MHz) and upper band (1710–2690 MHz) for eight-band LTE/GSM/UMTS operation. Details of the proposed antenna are presented. © 2010 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 52: 1471–1476, 2010; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.25257

Key words: mobile antennas; handset antennas; printed antennas; small antennas; LTE/GSM/UMTS antennas

1. INTRODUCTION

Printed antennas with a uniplanar and compact structure are very attractive for slim mobile phone applications, mainly because they can be directly printed on the system circuit board of the mobile phone at low cost and their antenna height above the circuit board can generally be ignored. A variety of small-size all-printed mobile phone antennas (printed area about 600 mm^2 or less) for covering pentaband WWAN (wireless wide-area network) of the GSM850 (824–894 MHz), GSM900 (880–960 MHz), GSM1800 (1710–1880 MHz), GSM1900 (1850–1990 MHz), and UMTS (1920–2170 MHz) have been reported in the published articles [1–7]. Recently, owing to the promising system of the LTE (long-term evolution) that can provide better mobile broadband and multimedia services than the GSM and UMTS systems [8–10], it is expected that in the very near future the LTE will be incorporated with the existing GSM/UMTS operation in the mobile phone. For this expectation, the internal mobile phone antenna should cover the additional three operating bands of the LTE, which include the LTE700 (698–787 MHz), LTE2300 (2305–2400 MHz), and LTE2500 (2500–2690 MHz). That is, eight-band LTE/GSM/UMTS operation will be required for the internal mobile phone antennas.

In this article, we present a novel internal uniplanar printed antenna with a small size of $40 \times 15 \text{ mm}^2$ (600 mm^2) and capable of generating two wide operating bands to cover the

A Size Reduction Technique for Artificial Magnetic Conductors

Juvenal Alarcon, Matthieu Egels, Philippe Pannier

RFID Capteurs, Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence IM2NP (UMR6242)

Université d'Aix-Marseille I

Technopôle de Château Gombert 38 rue Joliot Curie, 13013 Marseille CEDEX 20

{juvenal.alarcon, matthieu.egels, phillipe.pannier}@im2np.fr

Abstract— This paper presents a new size reduction technique for Artificial Magnetic Conductors (AMC) without useful bandwidth degradation. This technique is based on the use of a slotted layer which is placed into the substrate of an AMC structure. Further, this layer allows the tuning of the operation frequency keeping the overall size of the AMC structure. With this technique, the AMC miniaturization preserves the operating frequency band. For example in UHF RFID ETSI band, the miniaturization factor using the AMC structure with square patch lattice is 0.69 in size and 0.46 in surface.

I. INTRODUCTION

Artificial Magnetic Conductor (AMC) is an artificial structure that performs as Perfect Magnetic Conductor (PMC) in a certain frequency band. The main properties of an AMC surface are the reflection coefficient which is 1 and the reflection phase equal to 0.

The AMC structure is composed of periodic geometric pattern. Most of these geometries are based on an Electronic Band Gap (EBG) mushroom like square patch with vias [1] and without vias [2], [3], Frequency Selective Surface (FSS) optimized by Genetic Algorithm [4], [5], [6], FSS using JC-cross [7], [8], UC-PGB [9], Hilbert curve [10], split ring resonators (SRR) [11] and spiral resonators [12].

AMC structures can be used close to the antennas since the image current of AMC is in phase rather than out of phase with the image current of Perfect Electric Conductor (PEC). This property allows the low profile antenna design.

Moreover, the restricted dimensions for antenna design limit the number of AMC unit cells that could disturb the behavior of the AMC structure. The AMC periodicity in restricted space can be increased by using a small AMC unit cell. In order to have a small unit cell, some authors use substrates with high permittivity [4], [5], [7] but the production cost is very expensive. Others authors use the multilayer concept [13] and the closely coupling method [14].

This paper proposes a new technique for size reduction of AMC unit cell without degradation of the operating bandwidth.

This work is divided into two parts. First, analysis and integration of a patterned layer into the AMC structure as well as an example are presented. Second, by modifying the shape of this layer the resonant frequency can be reduced while keeping the overall size of the AMC structure. Finally, to

validate this technique, this new miniaturization technique has been tested into three AMC structures.

II. SIZE REDUCTION TECHNIQUE

The proposed size reduction technique for artificial magnetic conductors is based on the use of a slotted metallic layer inserted into an AMC structure.

In this section the analysis of a slotted metallic layer behavior is presented. Then the validation of this technique by simulations and the method to decrease the resonant frequency keeping the same AMC unit cell are presented. Finally, a second layer to miniaturize an AMC unit cell is shown.

A. Analysis with AMC patch array structure

The AMC structure used for this analysis is composed of metallic square patches on a substrate backed by a metallic surface.

The behavior of an AMC with patch array structure have been studied by Ying Zhan [15] using the models of gap discontinuity and transmission lines as shown in Fig. 1.

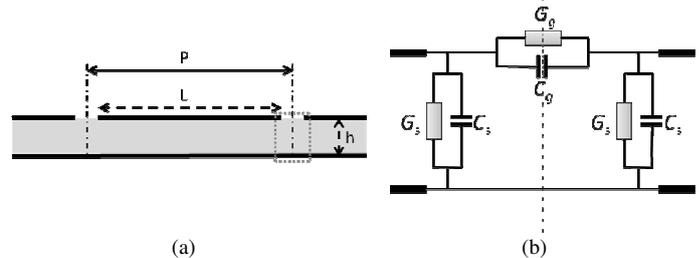


Fig. 1 (a) Vertical view of the AMC structure with square patches array, (b) Gap discontinuity model. (C_s is the capacity between patch and ground plane, G_s is the conductance accounting for radiation, C_g is the interpatch capacity and G_g the conductance for losses and radiation).

The boundary condition in the middle of the gap is a PEC or short circuit to ground. The electric field is normal to a surface, which is normal to the ground plane in the middle of the gap [15].

Taking into account this phenomenon and considering the admittance of the element given by [15] for the AMC

structure with square patch expresses in (1), the element resonates when the imaginary part of the admittance vanishes. This occurs when the patch satisfies (2).

$$Y = G + jB + Y_c \frac{G + j(B + Y_c \tan(\beta L))}{Y_c - B \tan(\beta L) + jG \tan(\beta L)} \quad (1)$$

$$\tan(\beta L) = \frac{2Y_c B}{G^2 + B^2 - Y_c^2} \quad (2)$$

Where:

$$B = \omega(C_s + 2C_g) \quad (3)$$

$$G = G_s + 2G_g \quad (4)$$

$$Y_c = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{d}{h} + 1.44 \right) \right]}{120\pi} \approx \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}{120\pi} \left(\frac{W}{h} \right) \quad (5)$$

The insertion of a particular slotted metallic surface in the middle of the substrate as shown in Fig. 2(a) enables to have a circuit model as shown in Fig. 2(b).

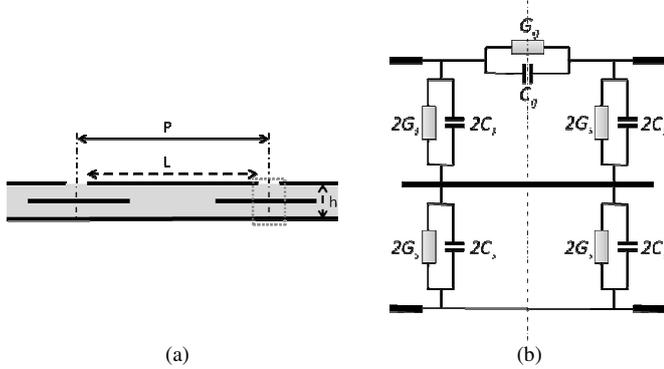


Fig. 2 (a) Vertical view of the AMC structure with square patches array and the proposed inner layer, (b) Transmission line model.

The size reduction can be explained by using the models of gap discontinuity and transmission lines, explained by Ying Zhan as shown in Fig. 1, and adding the proposed layer in the AMC structure as depicted in Fig. 2(a).

The electric wall in the middle of the gap multiplies the capacity \$C_s\$ and the conductance \$G_s\$ by a factor two (Fig. 2). Equations (2), (3) and (4) become:

$$B' = \omega(2C_s + 2C_g) \quad (6)$$

$$G' = 2G_s + 2G_g \quad (7)$$

$$\tan(\beta' L) = \frac{2Y_c B'}{G'^2 + B'^2 - Y_c^2} \quad (8)$$

We can see that \$B' > B\$ and \$G' > G\$ but \$B \gg G\$ as demonstrated by [15]. Keeping the length of the patch constant, (2) and (8) are related by \$\tan(\beta' L) < \tan(\beta L)\$ then \$\beta' < \beta\$. The propagation constant is related to the resonant frequency by \$\beta = 2\pi f/c\$. The relationship between both resonant frequencies is \$f' < f\$. It means the resonant frequency for the proposed structure is lower than the resonant frequency for the simple AMC structure.

To keep the resonant frequency constant with the same substrate, the only possibility is to reduce the length of the patches. This permits the size reduction for AMC structures.

B. Simulations

To validate this theoretical analysis, the layer shown in Fig. 3(b) has been inserted into the middle of the AMC patch structure as shown in Fig. 3(a) and simulated with HFSS with floquet mode analysis.

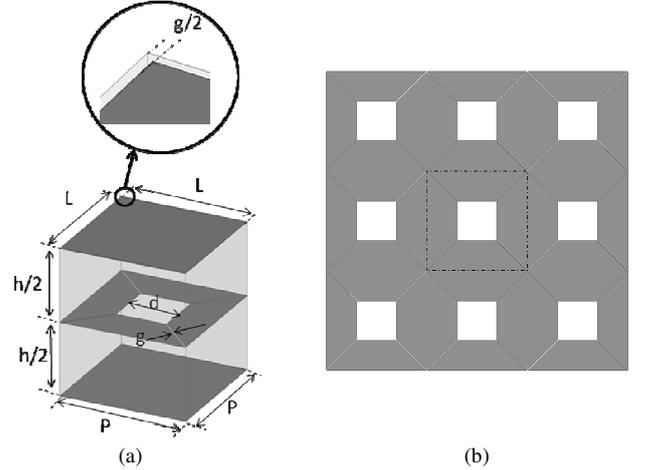


Fig. 3 a) AMC unit cell structure: on the top the square patch, in the middle the proposed inner layer and on the bottom the ground plane. b) Top view of the extended inner layer and in dot-line the AMC unit cell.

For example, an AMC structure composed of patches designed for the UHF RFID ETSI band (865 MHz-868 MHz) with resonant frequency at 866 MHz as shown in Fig. 4(a). In Fig. 4(b) the same AMC structure with the proposed layer is represented.

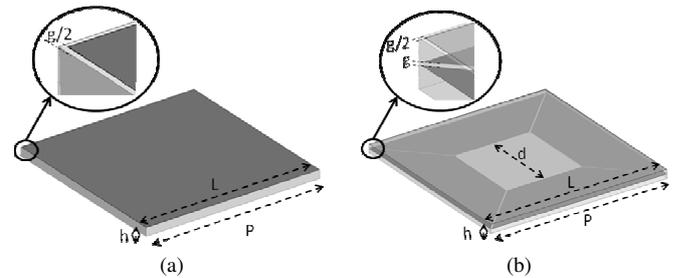


Fig. 4 AMC structures with square patches. a) AMC without the inner layer. b) AMC with the inner layer. The dimensions are \$P=70.5\$ mm, \$L=70\$ mm, \$g=0.5\$ mm, \$d=20\$ mm, \$h=3.2\$ mm

Figure 5 shows the reflection phase of both structures. The resonant frequency for the structure "a" is \$f_1=870\$ MHz and \$f_2=660\$ MHz for the structure "b". The resonant frequency is reduced by a factor of 0.75. The AMC bandwidth for "a" is 850 MHz - 894 MHz (5 %) and for "b" is 647 MHz - 671 MHz (3.7 %). In order that structure "b" behaves as

structure "a" in the ETSI frequency band, it is necessary to increase f_2 to f_1 . This can be achieved by reducing the size of the structure "b". The reduced size of the AMC structure becomes 51.5 mm and represents a size reduction factor of 0.73.

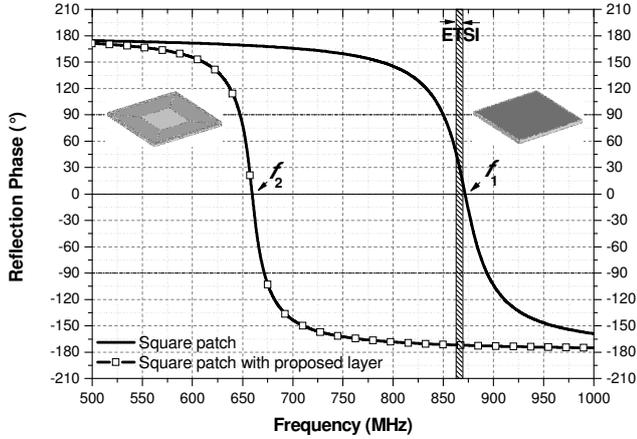


Fig. 5 Reflection phase of both AMC unit cells with the same overall size.

C. Shifting down the Resonant Frequency

The insertion of a single layer into the AMC structure allows dimension reduction. The resonant frequency depends on the overall size and the geometry of the inner layer.

Maintaining the overall size of the AMC structure, the resonant frequency can be shifted by resizing the square gap in the inner layer. When reducing the square gap, the capacity C_s increases and the resonant frequency decreases. This behavior permits to shift down the resonant frequency, keeping constant the overall size of the AMC structure.

Figure 6 shows the reflection phase for different values of "d". While "d" increases (the gap in the middle decreases), the resonant frequency decreases and the size reduction can be achieved by reducing the size of the AMC structure.

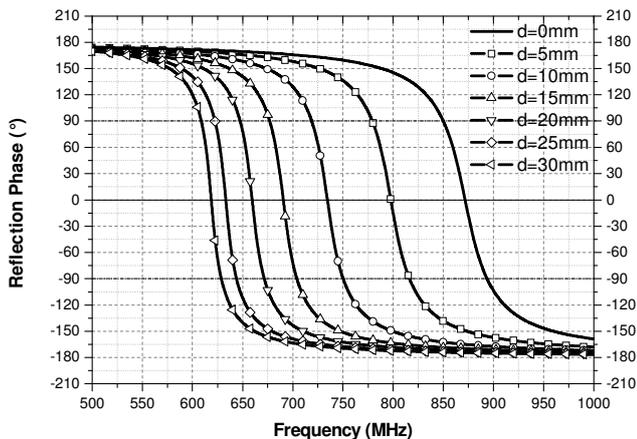


Fig. 6 Reflection phase: Resonant frequency shift produced by "d".

D. AMC miniaturization

If the square gap in the middle of the proposed surface is insignificant, the surface becomes an array of square patches rotated of 90° as shown in Fig. 7.

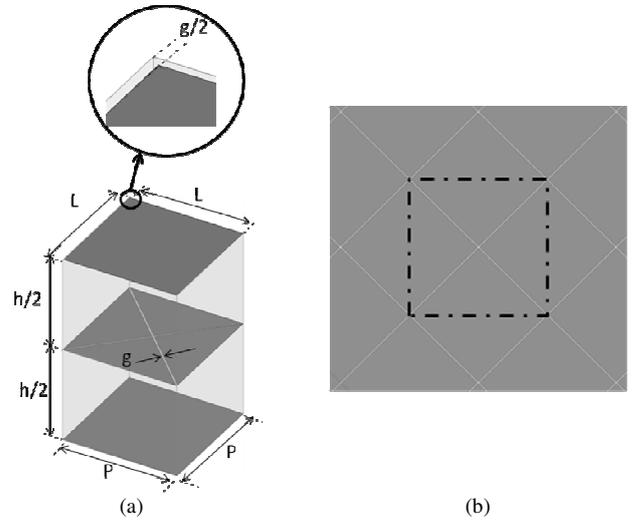


Fig. 7 New proposed layer. a) AMC unit cell structure: on the top the square patch, in the middle the proposed inner layer and on the bottom the ground plane. b) Top view of the extended inner layer and in dot-line the AMC unit cell.

Figure 8 shows the reflection phase for the simple AMC structure and for the AMC structure with the new inner layer. The resonant frequency for the square patch AMC structure is 870 MHz and 618 MHz for the AMC structure with the new inner layer. The resonant frequency is reduced by a factor of 0.71. The AMC bandwidth for the first one is 850 MHz - 894 MHz (5 %) and for the second one is 608 MHz - 628 MHz (3.3 %).

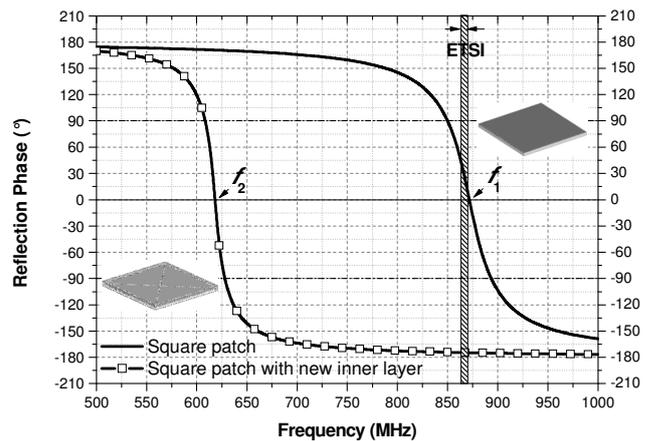


Fig. 8 Reflection phase for the AMC patch structure and the same AMC patch structure with the new proposed layer having the same overall size.

To increase the resonant frequency (f_2 to f_1), the size of the AMC structure is reduced. The size of the miniaturized AMC

is 48.5 mm and represents a size reduction factor of 0.69. Fig. 9 shows the reflection phase for both AMC structures.

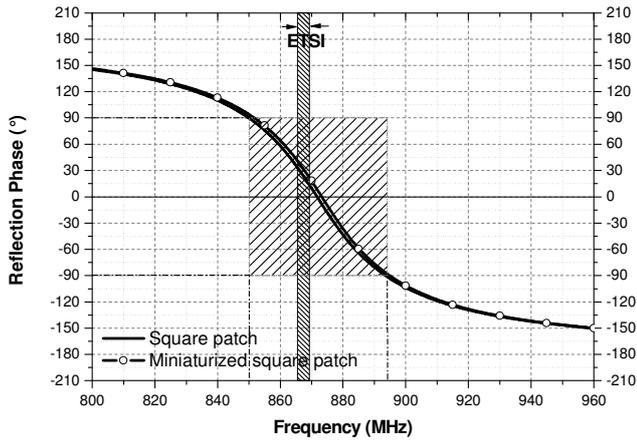


Fig. 9 Reflection phase of both AMC structures.

The size reduction was achieved by a factor of 0.69. The frequency band remains constant after size reduction. The characteristics of the two structures are shown in table I.

TABLE I
SIMPLE AND MINIATURIZED AMC STRUCTURE

	Simple AMC structure	Miniaturized AMC structure
L (mm)	70	48
P (mm)	70.5	48.5
F₀ (MHz)	870	873
BW (MHz)	850-894	852-895
BW (%)	5	5

In order to validate this technique with the others AMC structures, it has been tested into three AMC structures.

III. TESTING IN OTHERS AMC STRUCTURES

In this part, three AMC structures were chosen to test the proposed surface (Fig. 10). The tests are focused on size reduction considering a normal incident wave and a single polarization. Behavior for incident angles and polarization angles has not been studied.

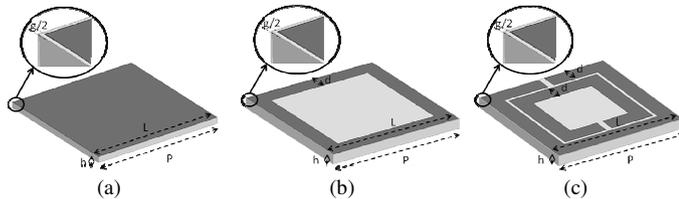


Fig. 10 Three AMC unit cells for UHF RFID ETSI band. a) square patch with $L=70$ mm; $P=70.5$ mm; $h=3.2$ mm; $g=0.5$ mm, b) ring $L=44$ mm; $P=44.5$ mm; $h=3.2$ mm; $g=0.5$ mm, c) split ring resonator $L=45$ mm; $P=45.5$ mm, $h=3.2$ mm, $g=0.5$ mm.

These structures were tuned to operate in the ETSI frequency band. Figure 11 shows the reflection phase of the three structures without the proposed layer and the table II summarizes the characteristics of these structures.

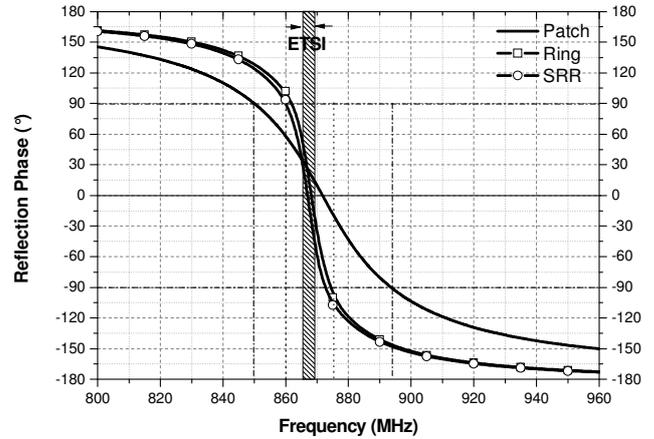


Fig. 11 Reflection phase of the three structures : patch, ring and SRR.

TABLE II
AMC STRUCTURE WITHOUT THE PROPOSED LAYER

	Patch	Ring	SRR
P (mm)	70.5	44.5	45.5
F₀ (MHz)	870	868	867
BW (MHz)	850-894	862-874	860-872
BW%	5	1.38	1.38

Between this three AMC structures, the patch has a bandwidth of 44 MHz while the two others have 12 MHz. However, the size of the patch AMC is greater than the two others.

In order to reduce the size of the AMC structures in particular the AMC with square patch, the proposed layer was inserted in the middle of the three structures.

Figure 12 shows the three AMC structures with the new inner layer.

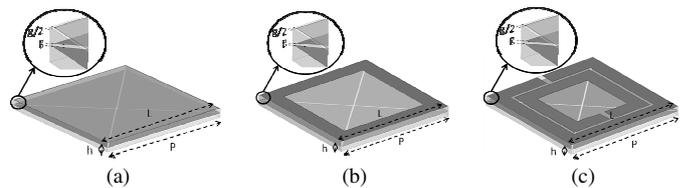


Fig. 12 Three AMC unit cells for UHF RFID ETSI band. a) square patch with $L=48$ mm, $P=48.5$ mm, $h=3.2$ mm, $g=0.5$ mm, b) ring $L=41$ mm, $P=41.5$ mm, $h=3.2$ mm, $g=0.5$ mm, c) split ring resonator $L=41$ mm, $P=41.5$ mm, $h=3.2$ mm, $g=0.5$ mm.

Figure 13 shows the reflection phase of the three structures with the proposed layer which are resized to tune up the same resonant frequency of the structures without the inner layer. Table III shows the characteristics of the miniaturized AMC structures.

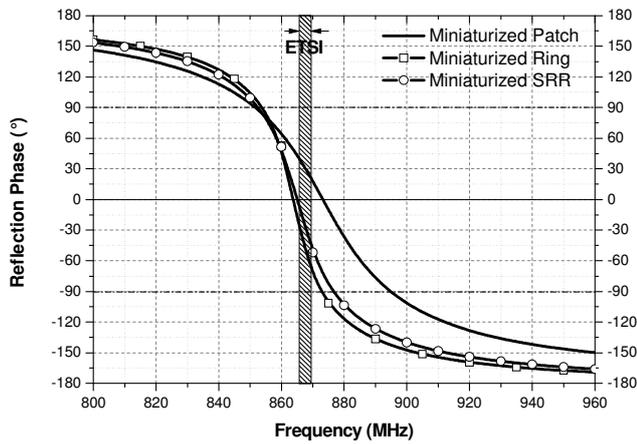


Fig. 13 Reflection phase of the miniaturized AMC unit cells.

TABLE III
MINIATURIZED AMC STRUCTURES

	Patch	Ring	SRR
P (mm)	48.5	41.5	41.5
F0 (MHz)	873 MHz	866	865
BW (MHz)	852-895	854-872	853-876
BW%	5	2	2.6
Min. factor	0.69	0.93	0.91

The AMC patch structure with the new inner layer has an overall size of 48.5mm that represents 0.69 of the initial size. In addition, the operating bandwidth remains constant with the same resonant frequency after miniaturization.

In the case of the Ring and SRR AMC structures the miniaturization was not significant because the capacity C_s of the Ring and the SRR is less than the capacity of the Patch (less surface then less capacity). According to simulations, it's probably that the capacity C_s of Ring and SRR are around the value of the gap capacity (C_g) then the effect of the inner layer is negligible for this two structures.

IV. CONCLUSIONS

The proposed technique to reduce the size of an AMC structure is based on the insertion of a layer into the AMC structure. This layer enables the AMC size miniaturization. For example, in the case of an AMC with patch structure, the size reduction was 0.69 and in the two others cases, this factor was 0.93 and 0.91. Over the three AMC structures, the operating frequency band was not degraded. The operating frequency band remains at least the same as the non miniaturized AMC structures.

Further, the resonant frequency can be controlled not only with the size of the AMC but also by adding a square gap in the middle of the inner layer. This last feature can be interesting in some applications in which the space for AMC design does not permit the use of an integer number of AMC cells. That allows setting an integer number of AMC cells in

all the available space and the resonant frequency can be set by modifying the size of the square gap.

REFERENCES

- [1] J. M. Bell, M. F. Iskander and J. J. Lee, "Ultrawideband Hybrid EBG/Ferrite Ground Plane for Low Profile Array Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, NO.1, Jan. 2007.
- [2] D. Yan, Quiang Gao, C. Wang, C. Zhu and N. Yuan, "Study on Polarization Characteristic of Asymmetrical AMC Structure", *APMC2005 Proceedings*
- [3] A. Foroozesh, and L. Shafai, "Performance Enhancement of the Compact Microstrip Antennas Using AMC Ground Planes", *IEEE 978-1-4244-3647-7/09/2009*.
- [4] M. E. de Cos, F. Las Heras and M. Franco, "Design of Planar Artificial Magnetic Conductor Ground Plane Using Frequency-Selective Surfaces for Frequencies Below 1 Ghz", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, 2009.
- [5] D. Kern, M. Wilhelm, D. Werner, "A Novel Design Technique for Ultra-thin Tunable EBG AMC Surfaces", *IEEE 7803-8302-8/04/2004*.
- [6] M. E. de Cos, Y. Alvarez, R. C. Hadaring and F. Las Heras, "Novel SHF-Band Uniplanar Artificial Magnetic Conductor", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 9, 2010.
- [7] M. Hosseinipannah, Q. Wu and J. Fu, "Design and Simulation of a Novel Two-Layer Artificial Magnetic Conductors", *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications*, 2007.
- [8] M. T. Al-Nuaimi and W. G. Whittow, "Low Profile Dipole Antenna Backed by Isotropic Artificial Magnetic Conductor Reflector", *IEEE Antennas and Propagation Eucap* 2010.
- [9] M. E. de Cos. Y. Alvarez and F. Les-Heras, "Design and Characterization of a Planar Artificial Magnetic Conductor in the RFID SHF Band", *IEEE Antennas and Propagation Eucap* 2010.
- [10] X. Wang and D. Werner, "Improved Model-Based Parameter Estimation Approach for Accelerated Periodic Method of Moments Solutions with Application to the Analysis of Convolved Frequency Selected Surfaces and Metamaterials", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No.1, January 2010.
- [11] M. T. Al-Nuaimi and W. G. Whittow, "Novel Planar AMC for Low Profile Antenna Applications", *IEEE Loughborough Antennas and Propagation Conference*, November 2009.
- [12] J. Paron, J. Gonzales-Arbesu, F. Fortony, J. Rius, G. Junkin, R. Villarino, J. Romeu, "Artificial Magnetic Reflector Based on Spiral Resonators", *IEEE Antennas and Propagation Eucap* 2006.
- [13] F. Grange, C. Delaveaud and K. Madhjoubi, "Miniaturization of Artificial Magnetic Conductors", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)* 2010.
- [14] A. Feresidis, G. Apostolopoulos, N. Serfas and J. Vardaxoglou, "Closely Coupled Metallodielectric Electromagnetic Band Gap Structures Formed by Double Layer Dipole and Tripole Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No.5, May 2004.
- [15] Y. Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer and W. Wiesbeck, "Planar Artificial Magnetic Conductors and Patch Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No.10, Oct. 2003.



3 Place Victor Hugo
13331 MARSEILLE CEDEX

UNIVERSITE DE PROVENCE
(AIX-MARSEILLE I)

Ecole Doctorale : Physique, Modélisation et Sciences
pour l'Ingénieur

Discipline : Systèmes Complexes : Phénomènes hors-
équilibre, micro et nano électronique

DIPLÔME : Doctorat d'Université

RAPPORT DE SOUTENANCE

Nom et Prénom de l'Etudiant : Monsieur EGELS Matthieu

Date de l'épreuve : le jeudi 16 novembre 2006

Titre de la thèse : CONTRIBUTION A L'ETUDE DES AMPLIFICATEURS FAIBLE BRUIT HAUTE
FREQUENCE EN TECHNOLOGIE CMOS STANDARD

Rapport du Jury :

La clarté et la pédagogie dont a fait preuve M. Egels lors de sa soutenance a mis en lumière sa maîtrise du sujet ainsi que ses contributions aux méthodes de conception de circuits RF et HF en technologie CMOS. Il a su faire la synthèse d'un très gros travail, très diversifié, faisant appel à des compétences très variées. L'ampleur du travail est en particulier apparue dans le nombre important de circuits qui ont été conçus et réalisés. En outre, la pertinence des réponses aux questions a montré un degré de technicité élevé dans ces domaines.

Pour conclure le jury, après avoir délibéré, a décerné le grade de Dr à Mr Matthieu Egels avec la mention très honorable.

Décision du Jury : DIPLOME..... *accordé*

(accordé ou refusé)

Mention accordée..... *très honorable*

(Pour les Doctorats la mention peut être : Honorable, Très honorable, Très honorable avec Félicitations)

NOMS DES MEMBRES DU JURY ET SIGNATURES

Monsieur KERHERVE Eric	
Monsieur GAUBERT Jean	
Monsieur PARRA Thierry	
Monsieur DANNEVILLE François	
Monsieur PANNIER Philippe	
Monsieur BARTHELEMY Hervé	
Monsieur PASQUET Daniel	

Marseille, le 16 novembre 2006

Le Président du Jury :
(NOM et SIGNATURE)