



HAL
open science

Contribution à l'étude de systèmes passifs (lignes, antennes, filtres) destinés à des applications de la HF au millimétrique

Marjorie Grzeskowiak

► To cite this version:

Marjorie Grzeskowiak. Contribution à l'étude de systèmes passifs (lignes, antennes, filtres) destinés à des applications de la HF au millimétrique. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. UPS Toulouse, 2021. tel-03572153

HAL Id: tel-03572153

<https://laas.hal.science/tel-03572153v1>

Submitted on 14 Feb 2022

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.

Université Toulouse III Paul Sabatier

Ecole Doctorale GEET (Génie Electrique, Electronique et
Télécommunications)

**Contribution à l'étude de systèmes passifs (lignes,
antennes, filtres) destinés à des applications de la HF
au millimétrique**

Mémoire présenté

En vue de l'obtention d'une qualification HDR (Habilitation à Diriger
les Recherches)

Par **Marjorie Grzeskowiak**

Maitre de Conférences, INSA Toulouse

Le 17 Septembre 2021

Jury :

M. Tuami LASRI	Professeur, Lille	Rapporteur
Mme Anne-Claude TAROT	Maitre de Conférences, Rennes	Rapporteur
Mme Geneviève DUCHAMP	Professeur, Bordeaux	Rapporteur
M. Christian VOLLAIRE	Professeur, Centrale Lyon	Examineur
M. Brice SORLI	Maitre de Conférences, Montpellier	Examineur
Mme Damienne BAJON	Professeur associée Supaero ISAE	Examinatrice
M. Alexandru TAKACS	Maitre de Conférences, Toulouse	Examineur
M. Hervé AUBERT	Professeur, INP Toulouse	Examineur
Mme Gaëlle LISSORGUES	Professeur associée, ESIEE Paris	Examinatrice

Table générale des matières

Table générale des matières	5
Remerciements	9
Avant-propos	11
Curriculum Vitae.....	13
A. Etat civil	13
B. Formation.....	13
C. Activités professionnelles	14
D. Activité de recherche	14
D.I. Parcours professionnel	15
D.II. Détails des thématiques de recherche	15
D.III. Liste des travaux	17
E. Activités d'enseignement.....	26
E.I. CV	26
E.II. Détails des activités d'enseignement.....	29
F. Responsabilités scientifiques et collectives.....	32
F.I. Encadrement d'étudiants.....	32
F.II. Projets académiques	37
F.III. Contrats industriels.....	41
F.IV. Responsabilités collectives	43
Mémoire HdR.....	47
Introduction	49
Chapitre I – Conception d'antennes pour des systèmes autonomes, compacts et reconfigurables	53
I. Antennes pour systèmes reconfigurables en sens de polarisation circulaire.....	54
I.I. Etat de l'art des antennes à polarisation circulaire par commutation par diode PIN	54
I.II. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche	56
I.III. Antenne passive	57
I.IV. Antenne active	60
I.V Conclusion et perspectives	63
II. Antennes compactes par fabrication additive	63
II.I. Etat de l'art de la fabrication additive pour réaliser des composants passifs RF et millimétriques.....	64
II.II. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche.....	66
II.III. Design et résultats de l'antenne à polarisation circulaire à l'aide de la fabrication additive.....	66
II.IV. Conclusion et perspectives	70
III. Antennes pour systèmes autonomes.....	70

III.I. Etat de l'art des antennes à récupération d'énergie électromagnétique	71
III.II. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche	72
III.III. Design, fonctionnement et résultats de l'antenne	72
III.VI. Conclusion et perspectives	74
IV. Conclusion.....	75
V. Références bibliographiques.....	75
Chapitre II - Lignes de transmission et filtres en technologie Goubau planaire à 60GHz	81
I. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche.....	82
II. Lignes de transmission planaires en bande millimétrique	82
II.I. Etat de l'art des lignes de transmission planaires à 60GHz.....	82
II.II. La ligne de Goubau planaire à 60GHz.....	84
II.III. Conclusion et perspectives.....	90
III Les filtres avec la technologie LGP à 60GHz	90
III.I. Etat de l'art des filtres planaires à 60GHz.....	91
III.II. Filtres avec la technologie Goubau Planaire.....	92
IV. Conclusion et perspectives	99
V. Références bibliographiques.....	99
Chapitre III - Le couplage magnétique : applications santé (gélule ingérable, traçabilité des instruments chirurgicaux).....	103
I. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche.....	104
II. Le couplage inductif appliqué à la gélule ingérable	105
II.I. Contexte de l'étude et état de l'art des antennes pour gélules ingérables	105
II.II. Champ magnétique moins sensible aux milieux dissipatifs, tel que le corps humain.....	107
II.III. Champ proche et modèle du transformateur	107
II.IV. Inductance mutuelle.....	108
II.V. Simulation électromagnétique et mesure dans un liquide équivalent au corps humain.....	111
III. Intérêt des boucles complémentaires pour le couplage inductif.....	115
III.I. Structure de la Twisted Loop Antenna.....	115
III.II. Simulation et mesure de l'inductance mutuelle	116
IV. Couplage inductif par résonance magnétique appliqué à la traçabilité d'instruments chirurgicaux	117
IV.I. La structure à 1 résonateur et la répartition du champ magnétique	117
IV.II. Calcul d'une impédance mutuelle équivalente du modèle à 1 résonateur	118
IV.IV. Réalisation du banc de mesure et mesures du modèle à 1 résonateur	120
IV.V. Réalisation du prototype pour détection des instruments chirurgicaux à 36 résonateurs..	121

V. Optimisation du volume de détection et localisation par des systèmes commutables pour la localisation des galets sur la plage.....	122
V.I. Antenne échiquier pour la détection de galets.....	122
V.II. Localisation du galet par un système matriciel.....	124
VI. Distribution des pistes des boucles.....	126
VI.I. Profil DDC pour une antenne boucle lecteur.....	126
VI.II. Inductances des boucles.....	127
VI.III. Mesures de détection.....	127
VII. Conclusion.....	130
VIII. Références bibliographiques.....	131
Chapitre IV – Travaux en cours et perspectives de recherche.....	137
I. Etude en champ proche :.....	138
I.I. Inductive beamforming, WPT pour téléalimenter les drones et les aider à se poser sur la bobine de recharge.....	138
I.II. Etude pour la cage d’oiseau, homogénéité du champ avec application matériau mais aussi médicales.....	142
I.III. Micro-source plasma.....	145
II. Le plasma, un matériau exotique.....	148
II.I. Super-résonance.....	149
II.II. Invisibilité.....	156
II.III. Limiteur de puissance mixte utilisant diode et plasma.....	159
III. Utilisation du support de la structure.....	161
III.I Electronique souple et ou transparente.....	162
III.II. La fabrication additive.....	164
III.III Utilisation des modes caractéristiques de structures.....	176
IV. Radar à 60 GHz pour mesure d’un tag sans puce.....	178
V. Conclusion.....	182
VI. Références bibliographiques.....	183
Conclusion générale.....	189

Remerciements

Je tiens avant tout à remercier l'ensemble de mes collègues enseignants-chercheurs, enseignants, chercheurs, ingénieurs, techniciens, personnels administratifs, doctorants, stagiaires et élèves ingénieurs et universitaires avec qui j'ai eu plaisir à travailler au laboratoire IEMN et aux IUT GEII et Biologie Appliquée à l'Université de Lille, à ESYCOM à l'Université Gustave Eiffel et à l'ESIEE-Paris, au GEEPS à l'Université Paris-Saclay et à l'IUT GEII Cachan, au laboratoire IMS à l'Université de Bordeaux et à l'école d'ingénieur ENSEIRB MATMECA, au département DEOS à ISAE Supaero et au CESI Labège, au LAAS à l'Université de Toulouse et à l'école d'ingénieur INSA Toulouse.

J'ai une pensée toute particulière pour ceux qui m'ont accompagné tout au long de ce parcours professionnel, comme Gaëlle LISSORGUES, avec laquelle j'ai partagé une grande partie de mes activités de recherche au laboratoire ESYCOM, mais également Odile PICON, et Laurent CIRIO du laboratoire ESYCOM avec qui j'ai co-encadré ma première thèse de Doctorat, mais aussi Jean VINDEVOGHEL et Philippe DESCAMPS qui m'ont dirigé pendant mes travaux de thèse. Je souhaiterai également remercier mon collègue Antoine DIET, avec qui j'ai beaucoup collaboré ses dix dernières années.

Je tiens à remercier très sincèrement les rapporteurs Monsieur Tuami LASRI, et Mesdames Anne-Claude TAROT et Geneviève DUCHAMP, qui ont accepté de juger ses travaux, mais aussi Monsieur Christian VOLLAIRE, Monsieur Brice SORLI, Madame Damienne BAJON, Monsieur Alexandru TAKACS et Monsieur Hervé AUBERT, qui ont accepté d'examiner mes travaux.

Enfin, je remercie de tout cœur ma famille et mes proches pour leur soutien sans faille.

Avant-propos

J'exerce mes fonctions d'enseignant-chercheur dans des thématiques relevant de la 63^{ème} section avec un service à temps plein (192h^{éq} TD) depuis mon arrivée à l'université en septembre 2000. Pendant ma thèse de Doctorat à l'IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie), j'ai réalisé des antennes à 24 GHz sur Arséniure de Gallium en salle blanche. Mon domaine de compétences était double : conception d'éléments antennaires (ou réseau pour un contrat industriel avec ORITEL) à l'aide de logiciels commerciaux (Ensemble, MDS (Microwave Design System) et HFSS (High Frequency Structure Simulator)) et réalisation en salle blanche (procédés de photolithographies).

A mon arrivée à l'Université Gustave Eiffel, j'ai été affectée au laboratoire ESYCOM (Electronique, SYstèmes de COmmunications et Microsystèmes), équipe d'accueil 2552 à l'époque et maintenant UMR 9007 CNRS pour la recherche. Mon équipe d'accueil à l'Université Gustave Eiffel était spécialisée dans le développement des méthodes numériques pour l'électromagnétisme. Mon profil orienté réalisation en micro-technologie et mesure en électromagnétisme m'a permis d'être recrutée pour participer au développement des applications et des expérimentations, que je pourrai qualifier d'«électromagnétisme appliqué». J'ai participé dès ma première année à l'encadrement d'un doctorant ainsi que de 2 stagiaires de niveau Licence. Dès lors j'ai été impliquée dans des applications bio-médicales mais aussi environnementales et industrielles. Le projet de laboratoire du laboratoire ESYCOM s'intitulait «Systèmes de communication et capteurs pour la ville, l'environnement et la personne».

Par contre, même si ma composante d'affectation en enseignement est l'IGM (Institut Garpard Monge), un institut en informatique et en électronique, j'intervenais dans d'autres composantes de l'Université Gustave Eiffel (IFSTA et ESIPÉ) mais aussi dans une école d'ingénieur de la Chambre de Commerce et d'Industrie de Paris (ESIEE). Pour cette dernière formation, j'ai bénéficié d'une convention individuelle afin que ces heures soient comptabilisées dans mon service.

Suite à la mutation de mon mari dans le Sud-Ouest, j'ai souhaité le suivre avec nos enfants et j'ai d'abord obtenu une convention échange d'enseignement avec l'école d'ingénieur INP Bordeaux (ENSEIRB MATMECA) pour l'année universitaire 2017-2018, puis un poste en détachement à ISAE-Supaero Toulouse en octobre 2018 et enfin une mutation à l'INSA Toulouse en Décembre 2020.

Curriculum Vitae

A. Etat civil

Nom : Marjorie GRZESKOWIAK

Date et lieu de naissance : 11/04/1973 à Douai (59)

Situation professionnelle actuelle : Maitre de Conférences Hors Classe à l'INSA Toulouse

Adresses professionnelles :

Institut National des Sciences Appliquées
Département GEI – Génie Electrique et Informatique
135 avenue de Ranguel 31400 Toulouse
Adresse électronique : grzeskow@insa-toulouse.fr

LAAS- Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes
Equipe MINC – Micro et Nanosystèmes pour les Communications sans fil
7 avenue du Colonel Roche 31400 Toulouse
Adresse électronique : mgrzeskowi@laas.fr

Disciplines d'enseignement et de recherche : électronique, électromagnétisme, RF et micro-ondes, antennes, lignes, filtres, RFID.

B. Formation

1996-2000 Formation et CDD en recherche et enseignement à l'Université de Lille I

- **Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche** (mi-temps) (1999-2000)
 - Recherche : Antennes sur Silicium en centrale de technologie à l'I.E.M.N. (Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies)
 - Enseignement : 96h équivalent TD.
- **Doctorante** à l'I.E.M.N. (1996-1999).
 - Recherche : Antennes multicouches intégrées sur Arséniure de Gallium à 24GHz pour applications antennes actives faible portée à l'I.E.M.N.
 - Enseignement : 226h équivalent TD en vacations.

1991-1996 Etudes universitaires supérieures à l'Université de Lille I.

- **Diplôme d'Etudes Approfondies en Electronique** (1996).
 - Stage de recherche à l'I.E.M.N. (Antennes sur Arséniure de Gallium)
- Maîtrise et Licence en Electronique (1995).
- D.E.U.G. Physiques et Physiques Appliquées (1993).

1988-1991 Etudes secondaires au lycée Albert Châtelet de Douai (59).

- BAC C (1991).

C. Activités professionnelles

Depuis 2000 Maître de Conférences en électronique CNU 63.

- **Mutation** (temps plein) à INSA Toulouse (depuis décembre 2020).
 - Recherche : enseignant-chercheur en électromagnétisme appliqué (mesure de capteur sans puce, récupération d'énergie électromagnétique) au LAAS.
 - Enseignement : enseignement en électronique et signal au département GEI de l'INSA Toulouse
- **Détachement** (temps plein) à ISAE Supaero Toulouse (depuis octobre 2018).
 - Recherche : enseignant-chercheur en électromagnétisme appliqué (Interaction micro-ondes plasma, fabrication additive)
 - Enseignement : cours en présentiel (72h), encadrements de projets (projets innovation et recherche, projets expérimentaux...)
 - Responsabilité : co-chef de programme 2^{ème} année Master Aerospace Engineering.
- **Convention échange enseignement** avec INP Bordeaux (2017-2018)
 - Enseignement : 120h équivalent TD à l'ENSEIRB MATMECA (Talence, 33), 72h en Master à Marne-la-Vallée
 - Recherche : Collaboration avec les enseignants-chercheurs de l'IMS Laboratory (Integration : from Material to Systems) sur la RFID sur substrats flexibles avec capteurs.
- **Congé pour Recherche et Reconversion Thématique** (6 mois) à l'Université Paris-Sud (2015-2016)
 - Recherche : collaboration avec les enseignants-chercheurs du laboratoire GEEPS (Group of Electrical Engineering, Paris) sur la RFID par couplage magnétique
- **Recrutement à l'Université Gustave Eiffel** (temps plein) (2000-2018).
 - Recherche : enseignant-chercheur en électronique (lignes, filtres et/ou antennes pour les applications médicales (capsule ingérable, traçabilité d'instruments chirurgicaux, implants rétiniens) et industrielles (RFID, IoT, WLAN)
 - Enseignement : + de 192h
 - Responsabilité : responsable 2^{ème} année Master Energie Electrique et Automatique (2009-2017)

D. Activité de recherche

A mon arrivée à ESYCOM en 2000, j'ai participé à l'encadrement d'un doctorant travaillant sur la conception, la réalisation et la mesure d'éléments antennaires pour une application satellitaire et RFID. Cette thématique correspondait bien à mon domaine de compétences, même si l'aspect réalisation en salle blanche n'était pas présent dans ce sujet. A l'issue de cet encadrement de thèse, en 2006, j'ai été associée à une thèse concernant toujours la conception d'éléments passifs avec l'utilisation de la salle blanche de l'ESIEE. Même si je ne suis pas intervenue directement dans la réalisation, j'ai pu y assister à chaque fois que je l'ai souhaité. A partir de 2008, j'ai travaillé en champ proche pour des applications essentiellement médicales (gélule ingérée, traçabilité des instruments chirurgicaux, implants rétiniens et corticaux), même si dans certains cas nous orientons nos études vers d'autres types d'applications, comme l'étude

de l'érosion côtière. En 2017-2018, avec des enseignants-chercheurs de l'IMS, j'ai travaillé sur la récupération d'énergie radiative. Je travaille également sur le transfert d'énergie inductif. A partir d'octobre 2018 à ISAE-Supaero Toulouse, j'ai travaillé sur la conception de circuits RF, tels que notamment les antennes, pour des applications aéronautiques et spatiales : nous utilisons notamment des méta-matériaux (plasma) ou des matériaux anisotropes (par fabrication additive). Depuis Décembre 2020, je suis à l'INSA Toulouse et au LAAS où je travaille sur la récupération d'énergie électromagnétique et la mesure de capteur sans puce. Le fait de pouvoir intervenir dans des projets pluridisciplinaires est très riche intellectuellement et très intéressant socialement.

D.I. Parcours professionnel

J'ai travaillé sur la conception de circuits passifs (lignes, filtres, antennes) et j'ai développé des compétences en simulation électromagnétique et en mesures RF et millimétriques, alors qu'en thèse je travaillais plutôt en réalisation micro-technologiques. J'ai été formé à Lille, j'ai ensuite travaillé en région parisienne pendant 18 ans, pour ensuite être à cheval entre Bordeaux et la région parisienne pendant 1 an, et je suis finalement sur Toulouse depuis octobre 2018.

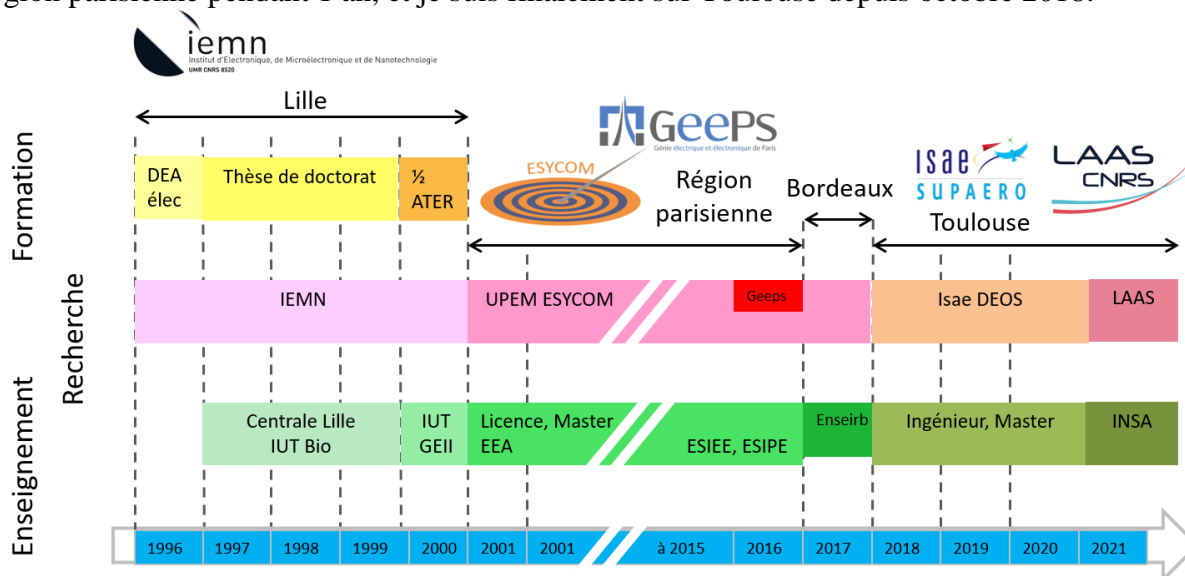


Figure 1: parcours professionnel

D.II. Détails des thématiques de recherche

J'ai travaillé sur la conception d'antennes, sur les circuits micro-ondes et millimétriques, mais aussi sur le couplage inductif. J'essayerai de classer mes travaux publiés et étudiants encadrés suivant ces 3 thèmes de recherche. Il s'agira des différents chapitres de mon manuscrit.

○ Conception d'antennes.

- Design d'antennes compactes micro-rubans reconfigurables en polarisation pour la RFID à 5.8GHz. L'antenne de base est une antenne micro-ruban circulaire avec accès coplanaire excitée par une fente diagonale et un circuit ouvert sur la ligne coplanaire. Cette antenne est conçue pour les systèmes à faible

portée et d'identification sans contact reconfigurables par polarisation pour optimiser la fiabilité de la liaison. Cette antenne est citée 101 fois sur la base de données de googleschlolar.

- Design d'**antennes par fabrication additive** (propriétés anisotropes) pour réaliser des antennes pour applications aérospatiales et UAVs (Unmanned Aerial Vehicle) en collaboration avec l'ENAC et Anywaves.
- **Etude des lignes de transmission et des fonctions passives associées (filtres) et de leur montée en fréquence.**
- Une **Ligne de Goubau Planaire** (LGP) est réalisée sur un diélectrique bicouche, constitué de silicium haute résistivité sur du verre, dans la bande de fréquences 57GHz-64GHz. Les simulations et les mesures montrent une très faible atténuation par rapport à la comparaison avec une ligne coplanaire réalisée sur le même diélectrique. Une atténuation moyenne de 0.064dB/mm est mesurée sur toute la bande de fréquences. Très peu de laboratoires travaillent avec ce type de support technologique en millimétrique (Ecole Polytechnique de Montréal au Canada et l'Institut des Télécommunications et Applications à Valence en Espagne). Nous avons obtenu des pertes de ligne bien inférieures à l'état de l'art à 60GHz. Cette ligne a été utilisée dans la conception de filtres à résonateurs et à saut d'impédance.
 - Des **interconnexions opto-électriques** ont été étudiées pour connecter des sources optiques et des transistors photo-détecteurs. Il s'agit du premier phototransistor SiGe illuminé sur le bord avec la technologie commerciale disponible SiGe/Si BiCMOS pour réaliser des détecteurs et mélangeurs faible coût pour des applications radio sur fibres.
- **Etude en champ proche et couplage magnétique**
- **Boucles magnétiques à 40MHz** pour une application **gélule ingérable** et bilan de liaison à travers le corps humain : le corps humain est modélisé de façon homogène en simulation et nous utilisons un liquide équivalent en mesure. Nous avons comparé le modèle électrique du bilan de liaison à champ proche à celui obtenu en simulation numérique et en mesure.
 - **RFID pour la reconnaissance des instruments chirurgicaux**, dans le cycle de stérilisation. Nous avons également regardé l'utilisation du couplage magnétique dans des milieux dissipatifs tels que l'eau ou le corps humain pour la **détection et localisation des galets en rivière**, ou encore la localisation de la **gélule ingérable**. La difficulté est de détecter dans un grand volume un petit élément : des études de structure lecteur multi-boucle, de l'ajout de résonateur, pour détecter un Tag de taille bien inférieure à celle de l'antenne-lecteur et de la maximisation du couplage magnétique entre lecteur et Tag, a été étudié à 13.56MHz. L'originalité de ces travaux provient du traitement des données de simulation et des mesures à l'aide des matrices impédances. Nous cherchons à simplifier les équations obtenues pour permettre l'optimisation multi-critères de la détection du tag sans utiliser de codes numériques multi-critères. Nous travaillons actuellement sur du **transfert de puissance WPT (Wireless Power Transfert) inductif**.
 - Modélisation électromagnétique dans les bandes du kHz de **micro-pointes rétiniennes** dans le cadre d'une thèse de Doctorat en collaboration avec l'Institut de la Vision de Paris.

- Implication en tant que sénior confirmé à une ANR JCJC depuis janvier 2017 sur la génération d'un **champ magnétique homogène** à l'aide d'une sonde à 20MHz pour des études de granulométrie.
- Utilisation du couplage inductif pour réaliser de **nouvelles sources plasma**.

D.III. Liste des travaux

26 articles dans des revues internationales à comité de lecture, dont 7 en tant que premier auteur.

38 articles dans des communications internationales à comité de lecture, dont 5 en tant que premier auteur.

12 articles dans des communications nationales à comité de lecture

1 chapitre de livre intitulé Antennes à polarisation circulaire d'un ouvrage collectif sur les antennes (CEA-Leti, Telecom) Petites antennes – communications sans fil et terminaux par Jean-Marc Laheurte, éditeur Hermès, paru en avril 2011.

Vous trouverez-ci après la liste des publications. J'ai surligné en gris les travaux relatifs à ma thèse de Doctorat, j'ai surligné en gras mon nom et j'ai souligné les étudiants encadrés. Les articles sont rangés chronologiquement par ordre croissant. Si je ne considère que les travaux depuis que je suis enseignante-chercheuse, j'ai une moyenne de **1.15 RICL/an** et **1.75 CICL/an**. J'ai représenté la répartition chronologique des RICL et CICI respectivement aux figures 2 et 3 et synthétisé le type de publication dans les tableaux 1 à 4.

- *Revues internationales à comité de lecture (RICL)*

[RICL-1] **M. Grzeskowiak**, P. Descamps, J. Vindevoghel, "A wideband compact antenna for K-band applications", *Electronics Letters*, N0 1, Vol.36, pp.5-7, January 2000

[RICL-2] **H. Aïssat**, L. Cirio, **M. Grzeskowiak**, J.M. Laheurte, O. Picon, "Circularly polarised planar antenna excited by coplanar waveguide feed line", *IET Electronics Letters*, Vol.40, No.7, pp.402-403, April 2004

[RICL-3] **H. Aïssat**, L. Cirio, **M. Grzeskowiak**, J.M. Laheurte, O. Picon, "Reconfigurable circularly polarized antenna for short-range communications systems", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.54, No.2, pp.2856 – 2863, July 2006

[RICL-4] **T. Alves**, R. Augustine, P. Quéffélec, **M. Grzeskowiak**, B. Poussot, J-M. Laheurte, "Polymeric ferrite-loaded antennas on-body communications", *Microwave and Optical Technological Letters*, Vol.51, Issue 11, pp.2530-2533, November 2009

[RICL-5] **J. Emond**, **M. Grzeskowiak**, G. Lissorgues, S. Protat, F. Deshours, E. Richalot, O. Picon, "A low Planar Goubau line and a coplanar-PGL transition on high resistivity Silicon substrate in the 57-64 GHz band", *Microwave and Optical Technological Letters*, Vol.54, Issue 1, pp.164 -168, January 2012

[RICL-6] **F. El Hatmi**, **M. Grzeskowiak**, S. Protat and O. Picon, "Link budget of magnetic antennas for ingestible capsule at 40 MHz ", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol.134, pp.111-131, 2013

[RICL-7] **F. El Hatmi**, **M. Grzeskowiak**, D. Delcroix, T. Alvez, S. Protat, Shermila Mostarshedi and O. Picon, "A multilayered coil antenna for ingestible capsule: near field magnetic induction link ", *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, Vol.12, pp.1118-1121, 2013

[RICL-8] **M. Grzeskowiak**, **J. Emond**, G. Lissorgues, S. Protat, F. Deshours, E. Richalot, O. Picon, "Optimization of quasi loss less air-cavity inverted microstrip line from microwave to

millimetre-wave frequencies and comparison with the Planar Goubau Line”, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol.43, pp.67-78, 2013

[RICL-9] **M. Grzeskowiak**, J. Emond, G. Lissorgues, S. Protat, F. Deshours, E. Richalot, O. Picon, “Coplanar-PGL transition on high resistivity silicon substrate in the 57-64GHz band and influence of the probe station on the performances”, *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol.34, pp.79-87, 2014

[RICL-10] **M. Grzeskowiak**, A. Diet, P-S. Diao, S. Protat, C. Bourcier, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “Pebbles tracking thanks to RFID LF multi-loops inductively coupled reader ”, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol.55, pp 129-137, 2014

[RICL-11] **M. Grzeskowiak**, F. El Hatmi, A. Diet, M. Benamara, D.Delcroix, T.Alvez, S. Protat, S. Mostarshedi, O.Picon, Y. Le Bihan, G.Lissorgues, “ Coils for ingestible capsules: Near-field magnetic induction link” "*Comptes Rendus Physique de l’Académie des Sciences*, Vol 16, No. 9, pp. 819-835, November 2015

[RICL-12] Z. Tegegne, C. Viana, M. Rosales, J. Schiellein, J-L. Polleux, **M. Grzeskowiak**, E. Richalot, C. Algani, “An 850nm SiGe/Si HPT with a 4.1GHz maximum Optical Transition Frequency and 0.805A/W Responsivity”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, DOI: 10.1017/S1759078715001531

[RICL-13] Z.G. Tegegne, C. Viana, J-L. Polleux, **M. Grzeskowiak**, E. Richalot, “Edge illuminated SiGe Heterojunction Photo-Transistor for Radio-over-Fiber Applications”, *IET Electronics letters*, pp.1906–1908, Vol.51, Issue 23, November 2015

[RICL-14] A. Diet, **M. Grzeskowiak**, Y. Le Bihan, M. Biancheri-Astier, M. Lahrar, C. Conessa, M. Benamara, G. Lissorgues, F. Alves, “Improvement of RFID HF tags detection with a distributed diameter coil”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.15, pp.1943 – 1946, 2016

[RICL-15] **M. Grzeskowiak**, A. Diet, M. Benamara, P. Poulichet, C. Conessa, S. Protat, M. Biancheri-Astier, F. Alves, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “Distributed Diameter sub-Coil Twisted Loop Antenna in non-radiative WPT”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.17, No.1, pp. 4-7, 2018, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* Vol.17, No.1, pp. 4-7, 2018

[RICL-16] M. Salhi, M. Benamara, **M. Grzeskowiak**, A. Diet, G. Lissorgues, Y. Le Bihan “Antenna array in 3D HF RFID to Improve tracking small tag”, *IET Microwave, Antennas and Propagation*, Vol.12, No.5, pp. 678-683, 2018, DOI 10.1049/iet-map.2017.0540, 2018

[RICL-17] M. Benamara, **M. Grzeskowiak**, A. Diet, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “Effect of added resonators in RFID system at 13.56 MHz ”, *IET Microwave, Antennas and Propagation*, Vol.12, No.5, pp. 684-691, 2018, DOI 10.1049/iet-map.2017.0500

[RICL-18] **M. Grzeskowiak**, A. Diet, M. Benamara, C. Conessa, S. Protat, M. Biancheri-Astier, F. Alves, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “Enhanced HF RFID detection area of freedom mobile small tag via Distributed Diameter Coil resonator”, *Progress in Electromagnetism Research C*, Vol. 82, 237–249, 2018

[RICL-19] Z. Tegegne, C. Viana, J-L. Polleux, **M. Grzeskowiak**, E. Richalot, “Study of lateral scaling impact on the frequency performance of SiGe Heterojunction Bipolar Phototransistor”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 54, No. 3, 2018, DOI:10.1109/JQE.2018.2822179

[RICL-20] Z. Tegegne, C. Viana, J-L. Polleux, **M. Grzeskowiak**, E. Richalot, “Intrinsic frequency response of Silicon Germanium phototransistor in 850nm multimode fiber applications”, *Transactions on Electron Devices*, Vol.65, Issue 6, pp.2537-2547, June 2018

[RICL-21] M. Biancheri-Astier, A. Diet, Y. Le Bihan, **M. Grzeskowiak**, “UWB Vivaldi Antenna Array Lower Band Improvement for Ground Penetrating Radar Applications”, *Radioengineering Journal*, Vol. 3, No. 3, September 2019, pp.183-190

[RICL-22] E. Elrifai, **M. Grzeskowiak**, G. Lissorgues, F.Deshours, C.Bourcier, G. Carrer, E. Richalot, O. Picon, “60 GHz Split Ring Resonator (SRR) based on Planar Goubau Line (PGL) technology”, *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 13 , No. 5, pp. 660 – 665, 2019

[RICL-23] A. Diet, **M. Grzeskowiak**, M. Biancheri-Astier, Y. Le Bihan, E. Labouré, M. Bouklachi, G. Lissorgues, “Flexible serialized complementary coils for the detection of moving LF RFID tags”, *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, Vol. 3, No. 3, September 2019, pp.183-190

[RICL-24] P. Gonzalez Losada, L. Rousseau, **M. Grzeskowiak**, M. Valet, D. Nguyen, J. Dégardin, E. Dubus, S. Picaud, G. Lissorgues, “Protuberant electrode structures for subretinal electrical stimulation: Modelling, fabrication and in-vivo evaluation”, *Frontiers in Neuroscience, section Neuroprosthetics*, Vol.13 pp. 1-14, 2019

[RICL-25] J. Al Sinayyid, H. Takhedmit, P. Poulichet, **M. Grzeskowiak**, A. Diet, G. Lissorgues, “A Reconfigurable Coil grid for Receiver Localization in Wireless Power Transfer and Magnetic Field Steering”, *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, Vol. 5, No. 2, 2021, pp.128-138.

[RICL-26] C. D. Morales Peña, C. Morlaas, A. Chabory, R. Pascaud, **M. Grzeskowiak**, et G. Mazingue, “3D-printed ceramics with engineered anisotropy for dielectric resonator antenna applications”, *IET Electronics Letters*, 2021.

Je présente ci-après dans la figure 2 la répartition chronologique des RICL en fonction d’un des 3 thèmes (cf 1.2), mais aussi les tableaux 1 et 2 qui sont respectivement des tableaux synthétiques des RICL Q1 et autres que Q1 en fonction des revues, en reportant leur nombre par revue et les années de publication.

Nombre de RICL (26)

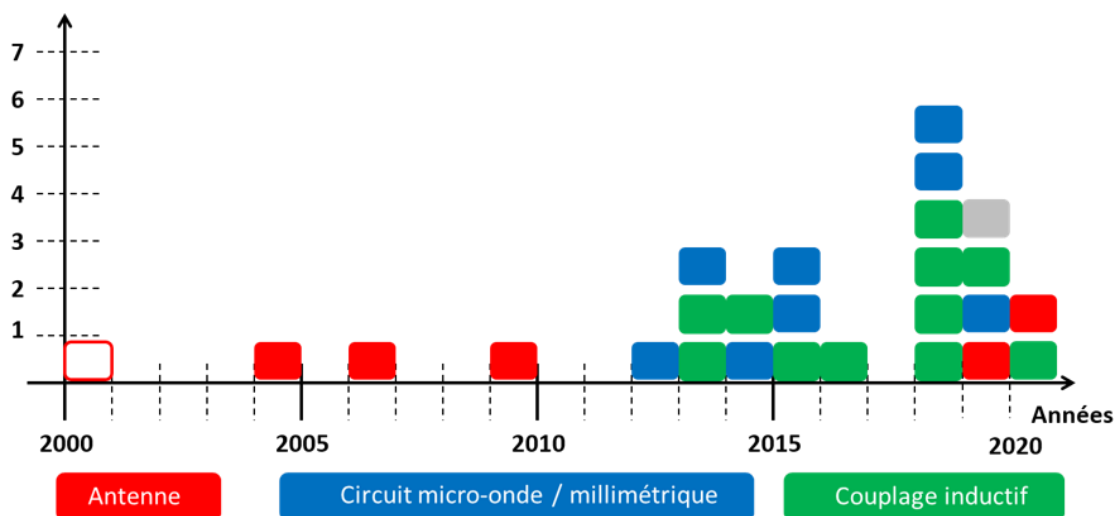


Figure.2 : Frise chronologique des RICL

RICL	IEEE Trans. on T.T.T.	IEEE Trans on Elec. Dev.	IEEE AWPL	IEEE JQE	IET Elect Lett.	IET MAP	IEEE Journal of RFID	Frontiers in neuro-sciences
Nb 16/26	1	1	3	1	4	3	2	1
Année (SJR) 20--	06 (Q1)	18 (Q1)	13 (Q1) 16 (Q1) 18 (Q1)	18 (Q1)	00 (Q1) 04 (Q1) 15 (Q2) 21	18 (Q1) 18 (Q1) 19 (Q1)	19 21	19

Tableau 1: Tableau synthétique des articles dans revues internationales Q1 à comité de lecture

RICL	Compte Rendus Phys. Acad. Scienc	MOTL	PIER	Int. J. Micr. Wir. Techn.	Radio Engi-neering Journal
Nb 10/26	1	2	5	1	1
Année (SJR) 20--	15	09 (Q2) 12 (Q2)	13 (Q1) 13 (Q3) 14 (Q3) 14(Q3) 18 (Q3)	15	19

Tableau 2: Tableau synthétique des articles dans revues internationales autres que Q1 à comité de lecture

- *Articles dans communications internationales à comité de lecture (CICL)*

[CICL-1] **M.Grzeskowiak**, P.Descamps, J.Vindevoghel, "Conception of integrated polymer antennas for characterisation of dielectric properties", *IEEE Dielectric Materials Measurements and Applications*, September 2000, Edinburgh, UK

[CICL-2] **M.Grzeskowiak**, J.Vindevoghel, "Monolithic Microwave Integrated GaAs Electromagnetically-Coupled Antenna", *IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, October 2000, Paris, France

[CICL-3] **M.Grzeskowiak**, L.Achrait-Furlan, E.Vestiel, J.Vindevoghel, "Antennes intégrées multicouches. Caractérisation diélectriques et applications", *Proceedings of Télécom 2001 et 2^{ième} JFMMA*, October 2001, Casablanca, Maroc

[CICL4] H.Aïssat, L.Cirio, **M.Grzeskowiak**, O.Picon, "Circularly polarized microstrip antenna coupled on an asymmetrical cross coplanar slot", *Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA)*, November 2002, Nice, France

[CICL-5] M.Mathian, F.Muller, **M.Grzeskowiak**, O.Picon, "LMDS base station antenna design", *Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA)*, November 2002, Nice, France

- [CICL -6] H.Aïssat, L.Cirio, **M.Grzeskowiak**, J.M.Laheurte, O.Picon, “CPW-fed patch antenna with switchable polarization sense”, *IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, October 2005, Paris, France
- [CICL -7] T.Alves, R.Augustine, **M.Grzeskowiak**, B.Poussot, D.Delcroix, S.Protat, J-M, Laheurte, P.Quéfélec, “BAN Antenna Design Using Ferrite Polymer Composite”, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, March 2009, Berlin, Allemagne
- [CICL-8] J.Emond, **M.Grzeskowiak**, G.Lissorgues, S.Protat, F.Deshours, E.Richalot, O.Picon, “Low Goubau line on high resistivity Silicon substrate in the 57-64 GHz band”, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, April 2011, Rome, Italie
- [CICL-9] F. El Hatmi, **M. Grzeskowiak**, T. Alves, S. Protat and O. Picon, “Magnetic Loop Antenna for Wireless Capsule Endoscopy Inside the HumanBody Operating at 315 MHz: Near Field Behavior”, *IEEE Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, September 2011, Hammamet, Tunisie
- [CICL-10] ImenSfar, **Marjorie Grzeskowiak**, Lotfi Osman, Odile Picon, Member IEEE, and Ali Gharsallah, Senior Member IEEE ,” Limitation of a Five-Port Reflectometer Using Planar Elliptic Couplers for UWB Applications “, *IEEE Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, September 2011, Hammamet, Tunisie
- [CICL-11] F. El Hatmi, **M. Grzeskowiak**, S. Protat and O. Picon, “Magnetic in-body and on-body antennas operating at 40MHz and near field magnetic induction link budget”, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, March 2012, Prague, Tchèque
- [CICL-12] K. Wang, A. Diet, S. Abou Chakra, C. Conessa, **M. Grzeskowiak**, T. Bouaziz, S. Protat, D. Delcroix, L. Rousseau, G. Lissorgues, A. Joisel, “Detecting range and coupling coefficient tradeoffwitha multiple loops reader antenna for small size RFID LF tags”, *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, November 2012, Nice, France
- [CICL-13] A.Diet, **M.Grzeskowiak**, Y. Le Bihan, C.Conessa, “Improving LF reader antenna volume of detection, for RFID token tag, with a combination of ICLs and in/out-of-phase multiple-loops structures , *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, September 2014, Tampere, Finlande
- [CICL-14] A.Diet, **M.Grzeskowiak**, M.Benamara, Y.LeBihan, C.Conessa, G.Lissorgues, F.Alves, “Detection tube for small HF RFID tags, thanks to mutual coupling with a coil resonator”, *IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, September 2015, Paris, France
- [CICL-15] Z.Tegegne, C.Viana, M.Rosales, J-L.Polleux, **M.Grzeskowiak**, E.Richalot, C.Algani, “Substrate diode effect on the performance of Silicon Germanium phototransistors”, *IEEE International TopicalMeeting on Microwave Photonics*, October 2015, Paphos, Chypre
- [CICL-16] Z.Tegegne, C.Viana, M.Rosales, J-L.Polleux, **M.Grzeskowiak**, E.Richalot, C.Algani, “Improving the opto-microwave performance of SiGe/Si phototransistor through edge-illuminated structure”, *Silicon Photonics XI*, February 2016, San Francisco, Californie
- [CICL-17] M.Benamara, **M.Grzeskowiak**, A.Diet, G.Lissorgues, C.Conessa, S.Protat, Y. Le Bihan “Twisted Loop Antenna for HF RFID detection surface”, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, April 2016, Davos, Suisse
- [CICL-18] A. Diet, A. Pezzebon, M.Benamara, Y. Le Bihan, M. Biancheri-Astier, C. Conessa, **M. Grzeskowiak** F. Alves, G. Lissorgues “LF RFID Chequered Loop Antenna for pebble detection and area localization”, *IEEE European Microwave Week (EuMC)*, September 2016 London, Angleterre
- [CICL-19] M.Benamara, **M.Grzeskowiak**, M.Salhi, A.Diet, G.Lissorgues, Y. Le Bihan “Improvement of HF RFID Detection for Small and misaligned Tag”, *IEEE International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECOM)*, September 2016, Dubrovnik, Croatie

- [CICL-20] **M.Benamara, M.Grzeskowiak**, A.Diet, G.Lissorgues, Y. Le Bihan “Calculation of the Equivalent Mutual Impedance in Complex HF RFID Systems” , *IEEE International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECOM)*, September 2016, Dubrovnik, Croatia
- [CICL-21] **M.Benamara, M.Grzeskowiak, M.Salhi**, A.Diet, G.Lissorgues, Y. Le Bihan “3D HF RFID Reader Antenna for Tag Detection in Different Angular Orientations”, *IEEE Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, November 2016, Loughborough, Angleterre
- [CICL-22] **M.Benamara, M.Grzeskowiak**, A.Diet, G.Lissorgues, Y. Le Bihan “Reader Antenna Including Resonators for HF RFID Detection”, *IEEE Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, November 2016, Loughborough, Angleterre
- [CICL-23] **E. Elrifai, M. Grzeskowiak**, G. Lissorgues, F.Carrer, E. Richalot, O. Picon, “60 GHz Stepped Impedance Filter with Planar Goubau Line Technology”, *IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, December 2016, Monte-Carlo, France
- [CICL-24] **M.Benamara, M.Grzeskowiak**, A.Diet, G.Lissorgues, Y. Le Bihan “Equivalent Input and Output Impedances in HF RFID System Including Resonator” *IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, March 2017, Paris, France
- [CICL-25] **M. Grzeskowiak**, A. Diet, **M. Benamara**, C. Conessa, S.Protat, M. Biancheri-Astier, F. Alves, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “Coaxially Distributed Diameter sub-Coil Twisted Loop Antenna in HF RFID”, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, March 2017, Paris, France
- [CICL-26] **P. Gonzalez**, L. Rousseau, **M. Grzeskowiak**, J. Degardin, S. Berhanu, S. Picaud, G. Lissorgues, “Protuberant electrode structures for new retinal implants”, *Euroensors*, Septembre 2017, Paris-France
- [CICL-27] **M. Grzeskowiak**, A. Diet, **M. Benamara**, P.Poulichet, C. Conessa, S.Protat, M. Biancheri-Astier, F. Alves, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “Sub-coil in reader antenna for HF RFID volume detection improvment”, *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications, Septembre 2017*, Varsovie, Pologne
- [CICL-28] A. Diet, **M. Grzeskowiak**,**M. Benamara**, C. Conessa, M. Biancheri-Astier, F. Alves, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “A switched reader complementary-loops structure for detecting LF RFID tagged pebbles”, *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications, Septembre 2017*, Varsovie, Pologne
- [CICL-29] A. Diet, **M. Grzeskowiak**,**M. Benamara**, C. Conessa, M. Biancheri-Astier, F. Alves, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “Design of 1cm² coils for HF RFID instruments tracking with detection range improvement”, *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications, Septembre 2017*, Varsovie, Pologne
- [CICL-30] **M.Benamara, M.Grzeskowiak**, A.Diet, Y.Le Biahn, G.Lissorgues, “Array reader antenna for HF RFID tracking”, *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications*, Septembre 2017, Varsovie, Pologne
- [CICL-31] **P. Gonzalez Losada**, L. Rousseau, **M. Grzeskowiak**, G. Lissorgues, E. Scorsone, “Life time assessment of microelectrodes for neural stimulation applications”, *IEEE Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS and MOEMS*, May 2018, Rome, Italie
- [CICL-32] **A.Waguaf, R. Alvernhe**, L. Fadel, **M. Grzeskowiak**, “Energy harvesting with 2.45 GHz rectenna”, *IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems*, , 9-12 Décembre 2018, Bordeaux, France

- [CICL-33] A. Waguaf, L. Fadel, V. Vigneras, F. Demontoux, A. Fall, H. Takhedmit, **M. Grzeskowiak**, “Nuclear Magnetic Resonance volumetric antenna”, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation*, Avril 2019, Cracovie, Pologne
- the magnetic coupling in WPT”, *IEEE Wireless Power Week*, Londres, Angleterre, Juin 2019
- [CICL-34] F. Demontoux, G.Yaakoubi, G.Wigner, **M.Grzeskowiak**, M.Sbartai, L.Fadel, G.Ruffié, F.Bonnaudin, L.Oyhenart, V.Vigneras, JP. Wigner, L.Villard, T.Le Taon, Y. Kerr, “Antipodal Vivaldi antennas dedicated to in-situ broadband microwave permittivity measurements”, *IEEE European Microwave Conference in Central Europe*, Mai 2019, Pragues, République Tchèque
- [CICL-35] J. Al Sinayyid, H.Takdemir, P.Poulichet, M.Grzeskowiak, A.Diet, G.Lissorgues, “A reconfigurable antenna for enhancing the magnetic coupling in WPT”, *IEEE Wireless Power Week*, Juin 2019, Londres, Angleterre
- [CICL-36] C. D. Morales, C. Morlaas, A. Chabory, R. Pascaud, M. Grzeskowiak, and G. Mazingue, "Single-fed circularly polarized dielectric resonator antenna using a uniaxial anisotropic material", *IET's Antennas and Propagation Conference APC 2019*, November 2019, Birmingham, Angleterre
- [CICL-37] A. Laffont, T. Delage, R. Pascaud, M. Grzeskowiak, C. Cailhol, T. Callegari, L. Liard, O. Pascal, J-P. Adam, “Design of a Tunable Subwavelength Plasma-Based Resonator for Electrically Small Antenna Applications in L-band”, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation*, 15-20 Mars 2020, Copenhague, Danemark
- [CICL-38] S. Marhabaie, H. Takhedmit, P. Poulichet, **M. Grzeskowiak**, A. Fall, “A bird-cage coil for MRI studies of unsaturated granular materials”, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation*, 15-20 Mars 2020, Copenhague, Danemark

Je présente ci-après dans la figure 3 la répartition chronologique des CICL en fonction du thème, mais aussi deux tableaux synthétiques des CICL en fonction des revues, en reportant leur nombre par revue et les années de publication en différenciant les conférences IEEE (tableau 3) des conférences hors IEEE (tableau 4).

Production scientifique

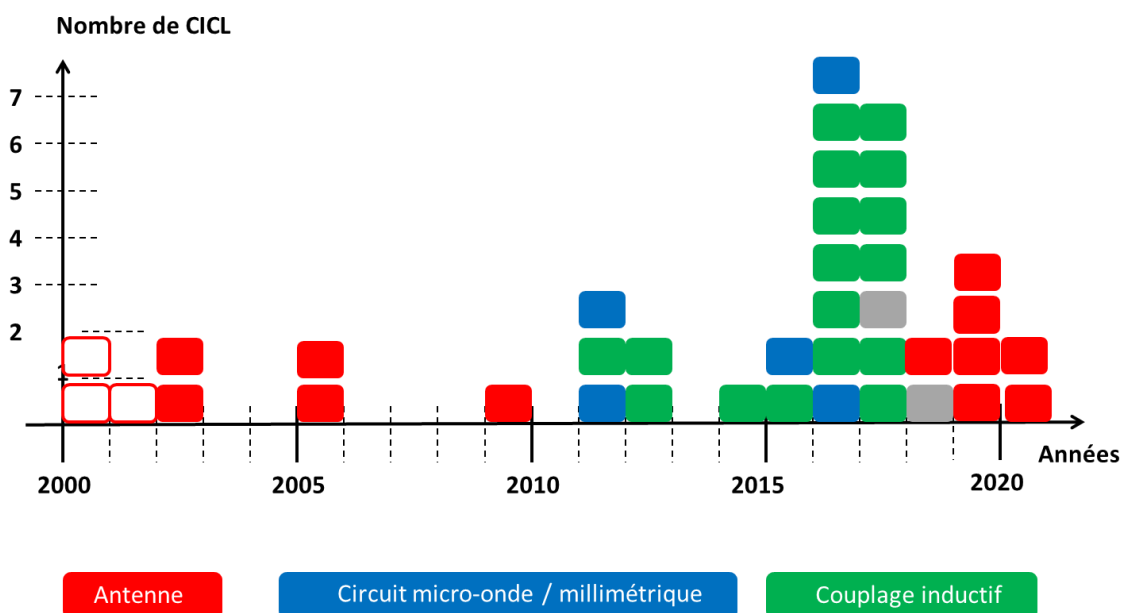


Figure 3: Frise chronologique des CICL

CICL IEEE	EuCAP	RFID-TA	EuMC	LAPC	ICECOM	MMS	ICECTS	WPW	EuMCE	DTIP	ITMMP	DMMA
Nb 32/38	9	6	4	2	2	2	2	1	1	1	1	1
Année 20-	09 11 12 16 2×17 1×19 2×20	12 14 4×17	00 05 15 16	2×16	2×16	2×11	16 18	19	19	18	15	00

Tableau 3: Tableau synthétique des articles dans communications internationales IEEE à comité de lecture (CICL)

CICL autre que IEEE	JINA	JFMMA	Silicon photonics	Sensors	IET APC
Nb 6/38	2	1	1	1	1
Année 20-	2×02	01	16	17	19

Tableau 4: Tableau synthétique des articles dans communications internationales hors IEEE à comité de lecture (CICL)

- Articles dans revues nationales à comité de lecture (ACTN)

[ACTN-1] H.Aïssat, L.Cirio, **M.Grzeskowiak**, J.M.Laheurte, O.Picon, “Antenne imprimée compacte à polarisation circulaire obtenue par couplage à travers une fente coplanaire , *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Mai 2005, Nantes, France

[ACTN-2] J.Emond, **M.Grzeskowiak**, S.Protat, G.Lissorgues, E.Richalot, O.Picon, Nouvelle technologie verre-silicium comme support de transmission à 60GHz , *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Mai 2007, Toulouse, France

[ACTN-3] J.Emond, **M.Grzeskowiak**, G.Lissorgues, S.Protat, F.Deshours, E.Richalot, O.Picon, Ligne de Goubau planaire faibles pertes sur Silicium haute résistivité , *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Mai 2011, Brest, France

[ACTN-4] F. El Hatmi, **M. Grzeskowiak**, T. Alves, S. Protat and O. Picon, Conception d’une antenne boucle magnétique à l’intérieur du corps humain à 434 MHz pour les capsules endoscopiques , *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Mai 2011, Brest, France

[ACTN-5] A.Gueye, L.Boudjaoui, **M.Grzeskowiak**, S.Mengué, S.Protat, D.Delcroix, T.Alves, O.Picon, Antenne bi-bande à large bande de fréquences , *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Mai 2013, Paris, France

[ACTN-6] E.El Rifai, **M. Grzeskowiak**, S.Protat, C.Bourcier, G.Lissorgues, G.Carrer, E.Richalot, O.Picon, “Filtre à résonateurs LC en technologie LGP à 60GHz”, *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Juin 2015, Bordeaux, France

[ACTN-7] M.Benamara, **M.Grzeskowiak**, A.Diet, G.Lissorgues, “Amélioration de volume de détection d’un lecteur RFID LF/FH basé sur une antenne multi-boucles" *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Juin 2015, Bordeaux, France

- [ACTN-8] Z.Tegegne, C.Viana, M.Rosales, J-L.Polleux, **M.Grzeskowiak**, E.Richalot, C.Algani, “Impact du substrat sur les performances de phototransistors microondes SiGe/Si”, *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Juin 2015, Bordeaux, France
- [ACTN-9] M.Benamara, **M.Grzeskowiak**, A.Diet, G.Lissorgues, Y. Le Bihan “Matrice d’impédance équivalente d’un système RFID avec résonateurs” *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Mai 2017, Saint-Malo, France
- [ACTN-10] M.Benamara, **M.Grzeskowiak**, A.Diet, G.Lissorgues, Y. Le Bihan “ Structure 3D pour la détection RFID à 13.56 MHz” *Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Mai 2017, Saint-Malo, France
- [ACTN-11] C. D. Morales, C. Morlaas, A. Chabory, R. Pascaud, **M. Grzeskowiak**, G. Mazingue, Additive Manufacturing of a Uniaxial Anisotropic Dielectric Material for Antenna Applications, *16èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Toulouse, 30 mars – 1er avril 2020 (accepté)
- [ACTN-12] F.Demontoux, M. Sbartai, G. Ruffié, F. Bonnardin, V. Vignéras, L. Oyhenart, L. Fadel, JP. Wigner, L. Villard, T. LeToan, **M. Grzeskowiak**, Y. Kerr, Analyse in-situ non intrusive des propriétés du bois par spectrométrie diélectrique micro-ondes, *16èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Toulouse, 30 mars – 1er avril 2020 (accepté)

- *Chapitres d’ouvrages*

Participation à la rédaction d’un chapitre intitulé Antennes à polarisation circulaire d’un ouvrage collectif [OC-1] sur les antennes (CEA-Leti, Telecom), traduit en anglais [OC-2].

[OC-1] Petites antennes – communications sans fil et terminaux par Jean-Marc Laheurte, éditeur Hermès, paru en avril 2011 : participation à la rédaction d’un chapitre d’un ouvrage scientifique.

[OC-2] Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design par Jean-Marc Laheurte, éditeur Wiley, paru en juillet 2011

- *Autres publications (GDR, Workshop)*

[AP-1] H.Aïssat, L.Cirio, **M.Grzeskowiak**, O.Picon, Antenne imprimée à polarisation circulaire obtenue par dissymétrie d’une fente coplanaire croisée, *Association REseau Micro-ondes Ile de France (AREMIF)*, p 34-35, février 2002, Paris, France

[AP-2] L. Petit, L. Dussopt, B. Poussot, J.M. Laheurte, L. Cirio, **M. Grzeskowiak**, O. Picon, Antennes re-configurables en diagramme pour objets communicants, *Journée Thématique du GDR "Petits Objets Communicants Sécurisés"*, jeudi 3 Novembre 2005, ENST Paris, France

[AP-3] J.Emond, **M.Grzeskowiak**, S.Protat, G.Lissorgues, E.Richalot, O.Picon, Nouvelle technologie verre-silicium comme support de transmission à 60GHz, 8 mars 2007, *Association REseau Micro-ondes Ile de France (AREMIF)*, Paris, France

[AP-4] **M. Grzeskowiak**, F. El Hatmi, D.Delcroix, T.Alvez, S. Protat, Shermila Mostarshedi and O.Picon, “Antenne boucle pour gélule ingérable: bilan de liaison en champ proche”, *International Union of Radio Science l’homme connecté (URSI)*, pp 71-72, mars 2014, Paris, France

[AP-5] **M.Grzeskowiak**, A.Diet, M.Benamara, Y.Le Bihan, G.Lissorgues, Les RFID LF et HF, *Workshop traceurs poissons/sédiments*, le 3 Avril 2015, Lyon

[AP-6] A. Diet, Y. Le Bihan, C. Conessa, M. Biancheri-Astier, K. Wang (M2R), M. Lahrar (M1), **M. Grzeskowiak**, M. Benamara, S. Protat, D. Delcroix, S. Koulouridis, S. Bakogianni, G.Baudoin, G. Lissorgues, H. Zemmour, “ L’électromagnétisme pour transmettre des informations”, *Journée sur l’Electromagnétisme à CentraleSupélec*, Chaire Mécatronique Automobile, 26 Janvier 2016

[AP-7] M.Benamara, **M.Grzeskowiak**, A.Diet, G.Lissorgues, C.Conessa, Y. Le Bihan, Traçabilité des instruments chirurgicaux par couplage inductif HF: réalisation des antennes lecteurs à 13.56MHz, *Association REseau Micro-ondes Ile de France (AREMIF)*, juin 20017, Paris, France

[AP-8] F, Demontoux, **M.Grzeskowiak**, A.Diet, H.Takhedmit, P.Poulichet, G.Lissorgues, S.Protat, M. Biancheri-Astier, Y. Le Bihan , Détection d'une boucle dans un grand volume de prospection: applications RFID LF et HF , Rencontres télémétrie, Bordeaux, France, 11 octobre 2018

E. Activités d'enseignement

J'enseigne depuis 1996. J'ai enseigné en tant que vacataire pendant 3 ans, ce qui correspondait à la période de ma thèse de Doctorat, puis en tant que demi-ATER pendant l'année qui a suivi sur des enseignements en mathématiques, physiques, électronique et hyperfréquences pour des étudiants en Formation Initiale en IUT et en école d'ingénieur (quelques heures à Centrale Lille).

A mon arrivée à l'Université Gustave Eiffel en 2000, je suis intervenue dans des enseignements de niveau Licence et Master en physique, électronique et hyperfréquences, également sur une remise à niveau mathématique en support à l'électromagnétisme. Je suis intervenue dès 2001 en école d'ingénieur en électronique, hyperfréquences et physiques. La non-continuité chronologique de certains enseignements en licence dans le temps correspond aux 3 congés maternités dont j'ai bénéficié, mais aussi parfois de la modification de la maquette d'enseignement, réduisant généralement l'effectif des étudiants. Je participai aussi à l'encadrement des projets et des stages, et j'ai été également responsable d'un parcours de deuxième année du master mention EEA (Electronique, Energie électrique, Automatique) pendant 8 ans, je détaillerai ce point dans la partie intitulée 'responsabilités collectives'.

J'ai occupé également un poste d'enseignant-chercheur à ISAE-Supaero, même si le face-à-face pédagogique est moins important. Par contre, la mise au point et l'encadrement de projets d'étudiants pour la Formation Ingénieur, Master ou encore CNAM était très chronophage. L'enseignement par projets était plus demandé, j'ai d'ailleurs suivi une formation d'Innovation Pédagogique pour une remise à niveau et l'apprentissage des nouvelles façons d'enseigner, c'était très enrichissant.

Je suis maintenant Maître de Conférences à l'INSA Toulouse où je suis arrivée fin Décembre 2020 et où j'ai bénéficié d'une décharge de 64h en tant que nouvel entrant pour l'année 2020-2021.

E.I. CV

Depuis 2020 Mutation à INSA Toulouse

- **100 heures** d'enseignement **présentiel/co-modal** depuis janvier 2021
 - **37% TD** (Travaux Dirigés)
 - **63% TP** (Travaux Pratiques)
- **100 % en école d'ingénieur** de bac+1 à bac+5

- **53% Electronique analogique**
- **37% Télécommunications**
- **10% Signal**

2018-2020 Détachement à ISAE-Supaero Toulouse

- **187 heures d'enseignement présentiel** depuis octobre 2018
 - **21.9% CM** (Cours Magistraux)
 - **13.9% TD** (Travaux Dirigés)
 - **0% TP** (Travaux Pratiques)
 - **64.2% projet**
- **44.9% Master AE** (Aerospace Engineering)
 - **Antennes et circuits**
 - **Systèmes de communication sans fil**
 - Maths appliquées
 - Electromagnétisme et interaction micro-onde plasma
- **55.1% école ingénieur**
 - ISAE Formation ingénieur
 - Antennes
 - Transfert de puissance par couplage inductive
 - Electromagnétisme
 - CNAM
 - Electromagnétisme
 - CESI (Ecole d'ingénieur en alternance à Labège)
 - Electrostatique, magnétostatique

2017-2018 Convention échange enseignement INP Bordeaux et l'Université Gustave Eiffel

- **192 heures d'enseignement équivalent TD** par an,
 - **33.8% CM** (Cours Magistraux)
 - **16.6% TD** (Travaux Dirigés)
 - **27.6% TP** (Travaux Pratiques)
 - **21.9% projet**
- **31.8% Master EEA** (Electronique, énergie électrique, automatique)
 - **Électronique analogique**
 - Composants
 - **Circuit RF**
- **68.2% école ingénieur**
 - **ENSEIRB MATMECA** (INP Bordeaux) dans le cadre d'une convention échange enseignement
 - Electromagnétisme
 - **Electronique analogique**
 - **Circuits de commutation**
 - **ESIPE** (Ecole d'ingénieur en apprentissage de l'Université Gustave Eiffel)
 - R.F.I.D par couplage magnétique

Avant 2017

- **250 heures** d'enseignement équivalent TD par an,
 - **55% CM** (Cours Magistraux)
 - **25% TD** (Travaux Dirigés)
 - **20% TP** (Travaux Pratiques)
- **50% Master EEA** (Electronique, énergie électrique, automatique)
 - **Électronique analogique**
 - **Composants**
 - **Circuit RF**
- **30% école ingénieur**
 - **ESIEE** (Ecole d'ingénieur de la chambre de commerce de Paris) dans le cadre d'une convention échange enseignement
 - Electrostatique et magnétostatique
 - Outil d'analyse vectorielle
 - Electromagnétisme
 - **Hyperfréquences**
 - **ESIPE** (Ecole d'ingénieur en apprentissage de l'Université Gustave Eiffel)
 - R.F.I.D par couplage magnétique
 - Magnétostatique
- **15% Licence PC** (Physiques-Chimie)
 - **Electrocinétique**
 - Ondes et vibrations
 - **Electronique**
 - Physique du semi-conducteur
 - Physique
 - Outils d'analyse vectorielle
 - Electromagnétisme
 - Informatique temps réel
- **5% décharge pédagogique** (20h éq TD) pour la responsabilité d'un parcours du Master EEA qui s'intitule Technologies et Techniques des Télécommunications, et vise à former des ingénieurs dans le domaine des télécommunications pour les réseaux fixes et mobiles
 - Effectif de 30 étudiants
 - Taux de réussite autour de 85%
 - Gestion des candidatures (30 étudiants sur 400 demandes)
 - Recrutement des enseignants
 - Suivi de 10 étudiants/an en entreprise
 - Organisation (emplois du temps, examens, soutenances de stage)
 - Passage à l'alternance
- **Cours européens :**
 - **Mesures des caractéristiques des antennes imprimées**, organisée par l'Université de Rennes et l'Université Gustave Eiffel et à Rennes
 - en mai 2005
 - en juin 2007
 - en juin 2010
 - **Design des Tags LF et HF**, organisée par le LCIS et l'Université Gustave Eiffel
 - en septembre 2014 à l'Université Gustave Eiffel

1999-2000 **Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche** (mi-temps)

- 96h de TP d'**électronique** à l'I.U.T.G.E.I.I. de l'Université de Lille I

1996-1999 **Vacations** (226h équivalent TD)

- TD de Mathématiques et TP de Physiques à l'UT Biologie appliquée de l'Université de Lille I (équivalent 210h)
- TP hyperfréquences à l'Ecole Centrale de Lille (16h)

E.II. Détails des activités d'enseignement

Dans le descriptif suivant des enseignements que j'ai effectués depuis mon recrutement à l'Université Gustave Eiffel, je préciserai l'institut, le type de formation, l'intitulé de l'enseignement, son type (CM, TD, TP, projet), et les notions abordées. Je soulignerai les enseignements que j'ai développés. Il est entendu que tous ces enseignements n'ont pas été réalisés sur la même période.

- **INSA à Toulouse (31).**
 - Formation Ingénieur
 - 7h TD Filtrage numérique (3A)
 - 30h TD Systèmes de Télécom (3A)
 - 10h TP Signal (2A)
 - 13.45h BE CHTI (3A)
 - 22h BE Télécom (3A)
 - Mesures électroniques (1A)
- **ISAE-Supaero à Toulouse (31).**
 - DFI (Direction Formation Ingénieur)
 - 5h CM Miniaturisation d'antennes pour nano-satellites
 - 8h CM + 1h TD Antennas for Space Systems
 - 4h TD Introduction aux systèmes de communication sans-fil
 - 20h Projets Expérimentaux ingénieur 1A Transfert de puissance sans fil par couplage inductif.
 - 160h de Projet Innovation Recherche ingénieur 2A Conception of an antenna for transferring power to Unmanned Aerial Vehicle (UAV) by Wireless Power Transfer (WPT).
 - Parcours recherche (ingénieur 3A) 2 jours en laboratoire sur 2 semestres, conception et caractérisation de sources ICP (Inductively Coupled Plasma) miniatures pour le contrôle de dispositifs micro-ondes.
 - DFM (Direction Formation Master)
 - 15h CM + 13h TD Wireless system: microelectronics, microwave, and optics
 - 3h CM Friis equation in Communication Navigation Surveillance
 - 8h TD Applied Mathematics
 - 400 h projet recherche master 2A à 3A Microwave invisibility based on scattering cancellation principle and plasma discharges).
 - CNAM ISAE

- 100h projet CNAM ingénieur 3A Development of a radar cross section (RCS) measurement system in X-band”

- **CESI (Ecole d’ingénieur en alternance) à Labège (31).**
 - 10h CM Electrostatique-Magnétostatique (Electrostatique des milieux diélectriques : Force et champ électrostatique, Propriétés du champ électrique, Propriété diélectrique de la matière, Potentiel électrique, Magnétostatique des milieux magnétique : Force et champ magnétique, Propriétés du champ magnétique, Propriété magnétique de la matière, Propriétés des conducteurs, Phénomènes d’induction : Force de Laplace, Loi de Faraday, conséquences et applications, Equations de Maxwell
 - 10h CM Electromagnétisme (Etude des ondes progressives en espace libre dans le vide et les milieux (diélectriques et conducteurs), Etude de la réflexion à l’interface de 2 milieux (Lois de Snell et Descartes, Loi de Fresnel, Ondes stationnaire), Etude de la propagation guidée (guide d’onde et ligne de transmission)

- **INP Bordeaux- ENSEIRB MATMECA à Talence (33).**
 - 12 h TD Electromagnétisme S5 (Généralités sur les communications par voie hertzienne, Propriétés des ondes électromagnétiques, Equations de Maxwell : Ondes planes dans le vide , Polarisation, Propriétés diélectriques de la matière, Propriétés magnétiques de la matière, Mécanismes de propagation, Réflexion , Réfraction , Transmission, Propagation dans un diélectrique non parfait et dans un matériau bon conducteur, Propagation utilisant un guidage métallique : Guide rectangulaire creux, Câble coaxial, Ligne de transmission constituée de deux conducteurs parallèles, Equation des télégraphistes)
 - 37h TP Electronique analogique S5 (Découverte des appareils du laboratoire, Amplificateur opérationnel en régime linéaire, Amplificateur opérationnel en régime non-linéaire, Applications des diodes, redressement. Alimentation de tension stabilisée linéaire, Caractéristiques du transistor bipolaire Etude d’un amplificateur en classe A)
 - 14h TD Circuits de commutation S7 (Etude des circuits en régime de commutation, Rappels sur les Circuits du premier ordre en régime impulsionnel, Les composants Actifs en Commutation. Les montages Multivibrateurs)
 - 16h TP Electronique analogique S8 (Boucle à verrouillage de phase, Modulation démodulation AM-FM, Filtre à capacités commutées)
 - 42h TP Projets analogiques PR206 (S8)
 - Comparateur de phase et d’un VCO pour réaliser un synthétiseur de fréquence
 - Chaîne de transmission numérique d’un signal modulé en FSK
 - Chaîne de transmission analogique d’un signal modulé en FM
 - Capteur de température
 - Capteur de lumière artificielle
 - Transfert de puissance par couplage inductif
 - Projets thématiques PR214 - (S8)
 - Antenne intégrée sur lunettes
 - Antenne intégrée sur vitres

- **Institut Gaspard Monge (niveau master) à l’Université Gustave Eiffel à Champs-sur-Marne (77)**
 - M2 Professionnel : Master 2 T.T.T. (Technologies et Techniques des Télécommunications)

- 12 h CM Electronique analogique (VCO, PLL, Modulation d'amplitude et de fréquence, synthétiseur de fréquences...)
 - 6 h TP (réalisation d'une chaîne de transmission numérique d'un signal modulé en FSK)
 - 12h CM, 3h TD Circuit RF (lignes de transmission, pertes, bilan de liaison, bruit, MDS, point de compression à 1dB, intermodulation, IP3, stabilité)
 - M2 Recherche : Master 2 SCHF (Système de communications hautes fréquences)
 - 4h TP Antennes (conception d'une antenne de base LMDS)
 - Master 1 E.T.G.(Electronique, Energie électrique et Automatique)
 - 8 h CM, 6h TD Electronique analogique (VCO, PLL, Modulation d'amplitude et de fréquence, synthétiseur de fréquences...)
 - 16 h TP (filtres à capacités commutées, VCO, PLL, modulation démodulation stéréo)
 - 13 h de cours Dispositifs à semi-conducteur (homo-jonction à l'équilibre thermodynamique, hors équilibre, jonction PN, transistor bipolaire, mosfet)
 - 12h TP Antennes (étude et caractérisation d'antennes filaires dans le domaine micro-onde, polarisation et interférences des ondes électromagnétiques dans le domaine micro-onde, étude de la propagation d'une onde hyperfréquence dans une ligne fendue)
- **Institut francilien des Sciences Appliquées (niveau licence) à l'Université Gustave Eiffel à Champs-sur-Marne (77)**
 - Licence Sciences de la Matière-L1 (1ière année)
 - 48h CM et TD Electrocinétique (étude des circuits électroniques, algèbre booléenne, logique séquentielle)
 - 12hTD Enseignant-référent (suivi du travail et de l'orientation d'étudiants)
 - 24hTD Electrocinétique (résolution de circuits électroniques, étude des circuits en régime sinusoïdal, algèbre booléenne, logique séquentielle)
 - Licence Mathématiques et Informatiques Appliqués aux Sciences-L2 (2ième année)
 - 20 h TD Ondes et vibrations (étude de circuits en régime sinusoïdal)
 - Licence Sciences de la Matière-L3 (3ième année)
 - 15h CM Ondes électromagnétiques (propagation d'ondes planes électromagnétiques dans le vide, réflexion sur un conducteur, ondes stationnaires, énergie électromagnétique, ondes électromagnétiques dans un diélectrique)
 - 12h CM/TD Outils d'analyse vectorielle (les fonctions réelles de plusieurs variables réelles, analyse dimensionnelle, calcul des erreurs, systèmes de coordonnées, calcul de surfaces angles volumes, calcul vectoriel)
 - 18h TD Physique des Semiconducteurs (homo-jonction à l'équilibre thermodynamique, hors équilibre, jonction PN, transistor bipolaire)
 - 12 h TD Ondes et matière (corde vibrante)
 - 12 h TD Electrostatique et Magnétostatique (calcul du champ électrostatique, théorème de Gauss, conducteurs à l'équilibre, capacité d'un conducteur, condensateurs, énergie potentielle électrostatique, courants électriques, calcul direct du champ magnétique, théorème d'Ampère, force de Lorentz, de Laplace, effet Hall, milieux ohmiques, induction électromagnétique)

- 12hTP (quelques expériences d'électrostatique ; quelques expériences de magnéto-statique, force de Laplace, induction et auto-induction)
 - 24h TP Physiques (mouvement de rotation d'un solide autour d'un axe, détermination de la longueur d'onde de la lumière d'un laser, induction électromagnétique, loi de réflexion de Fresnel, mesure de la vitesse de la lumière, ultrasons, interférences ultrasonores, principes physiques des technologies micro-ondes)
- Licence Sciences et Technologies pour Ingénieur EEA-L3 (3^{ème} année)
 - 21 h TP Electronique (filtres passifs, réponse en fréquence des montages à transistors bipolaires, amplificateur à contre réaction, amplificateur opérationnel, oscillateurs et commutation, amplificateur push-pull)
- 14.5h TD Deug Sciences et Technologies pour Ingénieur (2^{ème} année) Informatique Temps réel (architecture d'un micro-contrôleur, 68HC05)
- **Ecole d'ingénieur ESIEE à Noisy-le-Grand (93)**
 - Licence Professionnelle Majeure T3
 - 8 h CM Electronique analogique sur la P.L.L.
 - ESIEE I2 (2^{ème} année)
 - 9h TP Hyperfréquences (étude et caractérisation d'antennes filaires dans le domaine micro-onde mesures en technologie guide d'ondes, mesures d'antennes cornet en bande X)
 - ESIEE Prépa intégré 1^{ère} année
 - 20 TD Electrostatique et Magnéto-statique (calcul du champ électrostatique, théorème de Gauss, conducteurs à l'équilibre, capacité d'un conducteur, condensateurs, énergie potentielle électrostatique, courants électriques, calcul direct du champ magnétique, théorème d'Ampère, force de Lorentz, de Laplace, effet Hall, milieux ohmiques, induction électromagnétique)
 - ESIEE Réseaux filière apprentis (3^{ème} année)
 - 20CM/ 10TD Outils d'analyse vectorielle (calcul vectoriel) et ondes électromagnétiques (Propagation en espace libre)
- **Ingénieur 2000/ESIPE à Champs-sur-Marne (77)**
 - 1^{ère} année Maintenance Industrielle
 - 7 h CM et 3.5h TD, 3 TP durant la sortie au Palais de la découverte Magnéto-statique (calcul direct du champ magnétique, théorème d'Ampère, induction électromagnétique)
 - 1^{ère} année Objets communicants
 - RFID par couplage magnétique, 6h CM (depuis 2014)

F. Responsabilités scientifiques et collectives

VI.I. Encadrement d'étudiants

J'ai participé au co-encadrement de **7 thèses soutenues**, qui ont été financés par des allocations ministérielles. Je participe actuellement au co-encadrement de **2 thèses en cours**. Mon **encadrement** était au **minimum de 30%** pour chacune des thèses soutenues. Je reporte à la

figure 5 la répartition des thèses encadrées en fonction des années mais également de la thématique abordée.

Hakim Aïssat, Conception et réalisation d'une antenne à commutation de polarisation en vue d'applications à l'identification par fréquence radio

[RICL-2], [RICL-3], [CICL-4], [CICL-6], [ACTN-1], [AP-1]

Date début : 01.10.2000. Date fin : 22.06.2006

Directrice de thèse : O.Picon (Université Gustave Eiffel : 30%)

Autres co-encadrants : L.Cirio (Université Gustave Eiffel : 40%), M.Grzeskowiak (30%)

Financement : Allocation ministérielle

Situation actuelle : Ingénieur expert antenne recruté par la société TCT Mobile International Limited à San Diego

Julien Emond, Contribution à l'étude de structures passives verre-silicium dans le domaine millimétrique

[RICL-5], [RICL-8], [RICL-9], [CICL-8], [ACTN-2], [ACTN-2], [ACTN-3], [AP-3]

Date début : 01.10.2006. Date fin : 02.07.2010

Directrice de thèse : O.Picon (l'Université Gustave Eiffel: 35%)

Autres co-encadrants : G.Lissorgues (ESIEE : 15%), M.Grzeskowiak (50%)

Financement : Allocation ministérielle

Situation actuelle : recruté par la société de Services ALTEN en Juin 2011 et occupe le poste d'ingénieur CEM Electrotechnique Electromagnétisme

Fatiha El Hatmi, Conception d'antennes de communication à travers le corps humain pour le suivi thérapeutique

[RICL-6], [RICL-7], [RICL-11], [CICL-9], [CICL-11], [ACTN-4], [AP-6]

Date début: 01.10.2008. Date fin : 21.03.2013

Directrice de thèse : O.Picon (Université Gustave Eiffel : 30%)

Autres co-encadrants : M.Grzeskowiak (70%)

Financement : Allocation ministérielle

Informations liées à la situation personnelle : a bénéficié de congés maternité et maladie d'une durée totale de 17 mois

Situation actuelle : recrutée en septembre 2013 en tant que Maitre Assistant dans une école d'ingénieur en Tunisie

Zérihun Tegegne, Dispositifs optique-microondes SiGe sur plateforme Si pour les fréquences millimétriques: modélisation mixte EM/HDD et circuits pour la montée en fréquence

[RICL-12], [RICL-13], [RICL-19], [RICL-20], [CICL-15], [CICL-16], [ACTN-8]

Date début : 01.10.2012. Date fin : 11.05.2016

Directrice de thèse : E.Richalot (Université Gustave Eiffel : 30%)

Autres co-encadrants : J.L.Polleux (ESIEE : 40%), M.Grzeskowiak (30%)

Financement : Allocation ministérielle

Informations liées à la situation personnelle : a bénéficié de congés maladie de 3 mois

Situation actuelle : Ingénieur en Recherche et Développement en micro-technologies à Leuven en Belgique

Emad El Rifaï, Conception de lignes, transitions, composants (filtres, antennes, modulateurs...) en technologie verre-silicium dans la bande 57-66GHz

[RICL-22], [CICL-23], [ACTN-6]

Date début : 01.10.2013. Date fin : prévue le 08.12.2016

Directrice de thèse : O.Picon (Université Gustave Eiffel : 20%)
Autres co-encadrants : G.Lissorgues (ESIEE : 20%), M.Grzeskowiak (60%)
Financement : Allocation ministérielle
Situation actuelle : en recherche d'emploi

Megdouda Benamara, Traçabilité RFID à l'aide de petites antennes: application au cas des instruments chirurgicaux. Etude et validation d'une solution prototype
[RICL-11], [RICL-14], [RICL-15], [RICL-16], [RICL-17], [RICL-18], [CICL-14], [CICL-17], [CICL-18], [CICL-19], [CICL-20], [CICL-21], [CICL-22], [CICL-24], [CICL-25], [CICL-27], [CICL-28], [CICL-29], [CICL-30], [ACTN-7], [ACTN-9], [ACTN-10], [AP-5], [AP-6], [AP-7]

Date début : 01.10.2014. Date fin : prévue le 01.10.2017
Directrice de thèse : G.Lissorgues (ESIEE : 30%)
Autres co-encadrants : A.Diet (GEEPS : 30%), M.Grzeskowiak (40%)
Financement : Allocation ministérielle
Situation actuelle : ingénieur RF chez Multiwave Imaging à Marseille

Pedro Gonzalez Losada, Développements et caractérisation d'une nouvelle génération d'implants rétinien ou corticaux
[RICL-24], [CICL-26], [CICL-31]
Date début : 01.10.2015. Date fin : prévue le 01.10.2018
Directrice de thèse : G.Lissorgues (ESIEE : 40%)
Autres co-encadrants : L.Rousseau (ESIEE : 30%), M.Grzeskowiak (30%)
Financement : Allocation ministérielle
Situation actuelle: en post-doc à l'ESIEE

David Morales, Antennes compactes à base de Technologie Additive répondant à des contraintes en rayonnement pour drones et nano-satellites
[RICL-26], [CICL-36], [ACTN-11]
Date début : 01.10.2018. Date fin : prévue le 01.10.2021
Directeur de thèse : C.Morlaas (ENAC: 25%)
Autres co-encadrants : A.Chabory (ENAC: 25%), R.Pascaud (ISAE Suapero 25%), M.Grzeskowiak (25%)
Financement : Région Occitanie et ENAC
Situation actuelle: en formation doctorale

José Bruno De Araudjo, Modèle et conception d'antennes adaptées aux drones
Date début : 01.11.2019. Date fin : prévue le 01.11.2022
Directeur de thèse : A.Chabory (ENAC: 25%)
Autres co-encadrants : C.Morlaas (ENAC: 25%), R.Pascaud (ISAE Suapero 25%), M.Grzeskowiak (25%)
Financement : Agence de l'Innovation Défense (AID) du Ministère français de la Défense (Projet de recherche CONCORDE N° 2019 65 0090004707501)
Situation actuelle: en formation doctorale

Co-encadrement des doctorants

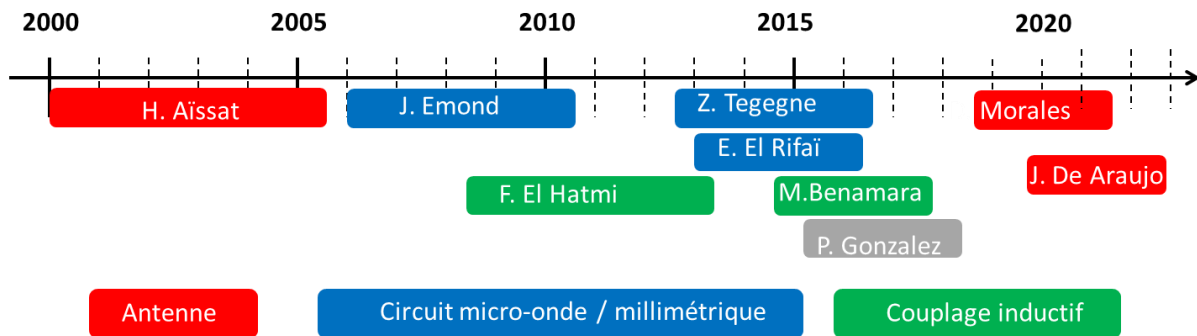


Figure 5: Frise chronologique des encadrements de doctorants

J'ai encadré (et j'encadre actuellement) jusqu'à présent **24 stagiaires en stage de fin d'étude** en master recherche pour une durée de 4 mois, **26 stagiaires en M1EEA** pour une durée de 2 mois et **4 stagiaires de Licence 3^{ème} année** dans le cadre d'un projet RFID. Je liste ci-après les stagiaires de fin d'études en master recherche. Je reporte à la figure 6 la répartition des stages encadrés en fonction des années mais également de la thématique abordée.

Sébastien Gryniwicz, Conception d'une antenne micro-ruban à polarisation circulaire à fort gain 40dB pour liaison satellitaire dans la bande 10.7GHz-12.75 GHz, 01.03.2001-30.06.2001, co-encadrement : L. Cirio (Université Gustave Eiffel : 40%), O.Picon (Université Gustave Eiffel : 30%), M.Grzeskowiak (30%)

Marith Theng, Conception d'une antenne pour utilisation sur un ordinateur portable, 01.03.2001- 30.06.2001, co-encadrement : L. Cirio (Université Gustave Eiffel: 40%), O.Picon (Université Gustave Eiffel : 30%), M.Grzeskowiak (30%)

Marie Mathian, [CICL-5], Etude et conception d'une antenne pour une antenne station de base LMDS, 01.03.2002- 30.06.2002, co-encadrement : F.Müller (Ansoft : 40%), O.Picon (Université Gustave Eiffel: 30%), M.Grzeskowiak (30%)

Fariza Hamdad, Conception d'une antenne imprimée large bande appliquée à la récupération d'énergie ambiante, 01.03.2002- 30.06.2002, co-encadrement : L. Cirio (Université Gustave Eiffel: 40%), O.Picon (Université Gustave Eiffel: 30%), M.Grzeskowiak (30%)

Stéphanie Bay, Conception d'une antenne fractale pour l'ultra large bande en technologie planaire, 01.03.2004- 30.06.2004, co-encadrement : S. Mengué (Université Gustave Eiffel: 35%), O.Picon (Université Gustave Eiffel: 30%), M.Grzeskowiak (35%)

Kamel Nafkha, Conception d'une antenne 1 élément pour application satellitaire, 01.03.2005- 30.06.2005, co-encadrement : L. Cirio (Université Gustave Eiffel: 40%), O.Picon (Université Gustave Eiffel: 30%), M.Grzeskowiak (30%)

Cheikh Birahim N'Dao, Conception d'une antenne fractale pour l'ultra large bande, 01.03.2005- 30.06.2005, co-encadrement : S. Mengué (Université Gustave Eiffel: 35%), O.Picon (Université Gustave Eiffel: 30%) M.Grzeskowiak (35%)

Sifi Errachdi, Conception d'antennes large bande pour la récupération d'énergie électromagnétique, 01.03.2007- 30.06.2007, co-encadrement : O.Picon (Université Gustave Eiffel: 30%), M.Grzeskowiak (70%)

Fatiha El Hatmi, Conception d'antennes large bande pour la récupération d'énergie électromagnétique, 01.03.2008- 30.06.2008, co-encadrement : E.Richalot (Université Gustave Eiffel: 30%), L.Cirio (Université Gustave Eiffel: 30%) M.Grzeskowiak (40%)

Gwénaél Labobie, Etude d'une antenne large bande (57-64GHz) pour la transmission de signaux UWB, 01.03.2008- 30.06.2008, co-encadrement : O.Picon (Université Gustave Eiffel : 30%), M.Grzeskowiak (70%)

Kamal Chikhi, Conception et réalisation d'une antenne ultra large bande de 0.5 à 2GHz, 01.03.2009- 30.06.2009, co-encadrement : S. Mengué (Université Gustave Eiffel: 35%), O.Picon (Université Gustave Eiffel: 30%), M.Grzeskowiak (35%)

Dino Di Rosa, Conception d'une antenne large bande à 60GHz, 01.03.2009- 30.06.2009, co-encadrement : S. Mengué (Université Gustave Eiffel: 35%), O.Picon (Université Gustave Eiffel: 30%), M.Grzeskowiak (35%)

Tarek Bouaziz, [CICL-12], Conception de Tag RFID pour instruments chirurgicaux, 01.04.2012- 30.09.2012, co-encadrement : A.Diet (L2S: 50%)M.Grzeskowiak (50%)

Karen Wang, [CICL-12], Conception de Tag RFID pour instruments chirurgicaux, 01.04.2012- 30.09.2012, co-encadrement : A.Diet (L2S: 50%), M.Grzeskowiak (50%)

Emad El Rifai, Conception d'un réflecteur accordable à l'aide de micro-miroirs agiles, 01.04.2013- 30.09.2013, co-encadrement : E.Richalot (Université Gustave Eiffel: 50%), M.Grzeskowiak (50%)

Mohamed Kharrat, Dimensionnement et mesures des antennes lecteur RFID à 13,56 MHz, selon les géométries rectangulaires et hexagonales, 01.04.2013- 30.09.2013, co-encadrement : A.Diet (L2S: 50%), M.Grzeskowiak (50%)

Hicham Mesbah, Conception d'une antenne large bande, 01.04.2013- 30.09.2013, co-encadrement : S.Mengue (Université Gustave Eiffel: 50%), M.Grzeskowiak (50%)

Mamiranto Rakotondraibe, Conception et réalisation d'une antenne lecteur à 13.56MHz pour maximiser la détection de volume, 01.04.2014- 30.09.2014, co-encadrement : A.Diet (L2S: 50%), M.Grzeskowiak (50%)

Farhat Kaabeche, Réalisation d'antennes On Body pour surveillance thérapeutique, 01.04.2015- 24.07.2015, co-encadrement : J-M.Laheurte (Université Gustave Eiffel: 25%), G.Lissorgues (ESIEE: 25%), M.Grzeskowiak (50%)

Miyassa Salhi, [CICL-16], [CICL-19], [CICL-21], [RICL-16], Conception d'antennes pour lecteur RFID 13.56MHz basée sur des antennes torsadées, 07.03.2016- 07.07.2016, co-encadrement : M.Benamara (Université Gustave Eiffel : 50%), A.Diet (GEEPS : 25%) M.Grzeskowiak (25%)

Koffi Gbafa, [CICL-28], Détection et identification de galets enfouis immergés grâce à la RFID par couplage magnétique en LF, 01.04.2016- 30.07.2016, co-encadrement : M.Biancheri-Astier (GeOPS:25%), Y.Le Bihan (GEEPS: 25%), A.Diet (GEEPS: 25%), M.Grzeskowiak (25%)

Houda Khriji, Optimisation des structures antennaires multi-boucles pour la détection RFID HF dans le cadre du projet ARTIC : Evaluation du décalage de fréquence, 01.04.2017- 30.06.2017, co-encadrement : M.Benamara (Université Gustave Eiffel: 50%), A.Diet (GEEPS: 25%), M.Grzeskowiak (25%)

Theo Delage, [CICL-37], Etude du couplage inductif pour réaliser de nouvelles sources plasma , 01.10.18-01.03.19 et 01.09.19-31.03.20 dans le cadre d'un parcours aménagé (2j/semaine au laboratoire, co-encadrement : R.Pascaud (ISAE Supaero:50%), M.Grzeskowiak (50%)

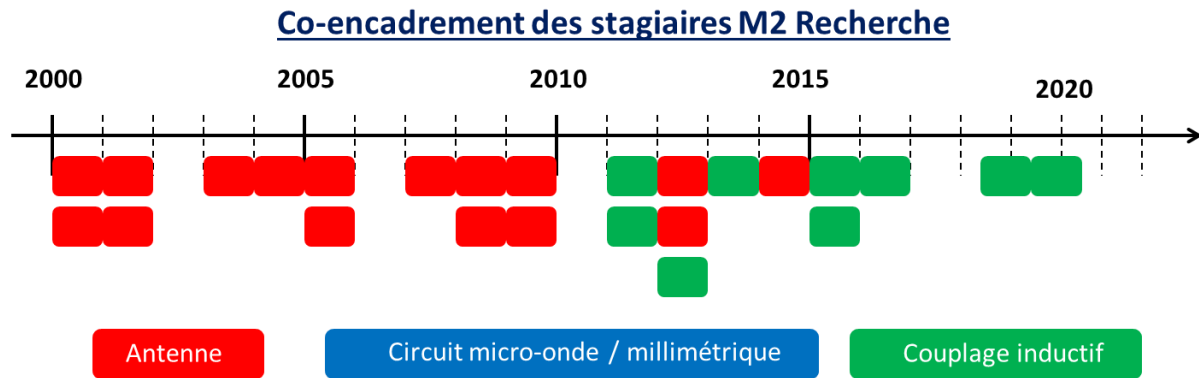


Figure 6: Frise chronologique des stagiaires encadrés (4 à 6 mois)

F.II. Projets académiques

J'ai participé ou participe à **2 projets ANR JCJC**, à **1 projet européen**, à **1 projet interdisciplinaire** AAPI Projet Interne Santé et Société, à **1 projet CMCU** (Comité Mixte de Collaboration Universitaire), à **1 projet PPF** (Plan Pluri Formation), à 2 projets financés sur fond propre des laboratoires ESYCOM et GEEPS et je participe à un **projet école AID**.

µsource plasma

Type : Appel à projet école AID

Période : 2020-2023

Porteur: R.Pascaud (ISAE Supaero)

Somme allouée pour le projet : 237 keuros

Intervenants : R.Pascaud, **M.Grzeskowiak**

Description : réalisation d'antennes à plasmas miniatures et reconfigurables pour les bandes L, S et C

Mon rôle : encadrement d'un post-doctorant

Descriptif du projet : *Ce projet a pour ambition de contribuer au développement de la plasmonique microonde gazeuse et plus spécifiquement à la possibilité de développer des antennes miniatures et reconfigurables en fréquence grâce à l'exploitation de la résonance plasmonique de décharges plasmas. Outre l'application antennaire étudiée dans ce projet, la maîtrise des interactions plasmoniques entre une décharge plasma et des microondes permet d'envisager d'autres retombées scientifiques et techniques. En effet, des solutions qui reposent sur des principes liés à la plasmonique sont actuellement étudiées pour lutter contre l'effet de blackout lors de la rentrée de véhicules à haute vitesse dans l'atmosphère. Cet effet de blackout se manifeste par une perte de communication avec les véhicules en question du fait du plasma présent autour de leurs antennes lors de la rentrée. Par ailleurs, il a récemment été démontré expérimentalement qu'il était possible de réduire de manière significative la SER d'un cylindre métallique en l'entourant d'un plasma.*

Par ailleurs, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement de l'antenne conduit inévitablement à la réduction de ses dimensions de sorte à toujours garantir son caractère miniature du point de vue électrique. On considère justement qu'une antenne est miniature lorsque le produit du nombre d'onde par le rayon de la plus petite sphère contenant l'antenne est inférieur à 1. Ainsi, à 8 GHz, soit la limite de la bande C, on se retrouve avec une antenne hémisphérique dont le rayon ne doit pas excéder 6 mm. Cette condition génère de fortes contraintes sur l'intégration du système final.

Pour répondre au problème posé il faudra réaliser des avancées significatives sur l'encapsulation du système et la mise à l'échelle du plasma. Pour garantir sa compatibilité avec des

systèmes autonomes, on veillera à dimensionner des sources plasmas efficaces de sorte à minimiser leur consommation en puissance. Nous étudierons à cet effet l'utilisation de sources plasmas inductives miniatures (mICP) susceptibles de répondre à ces contraintes.

RECT

Type : Contrat gré à gré

Période: 2017-2018

Porteur: Ludivine FADEL

Collaborateurs: IMS (coordinateur), ESYCOM Université Paris Est

Intervenants: L.Fadel, V.Vigneras, **M.Grzeskowiak**

Description : Antennes souples pour le biomédical

Mon rôle : encadrement de stagiaires INP Bordeaux

Descriptif du projet : *La collaboration entre l'équipe MIM (Matériau Interaction Micro-ondes) du laboratoire IMS et Marjorie Grzeskowiak s'appuiera respectivement sur la complémentarité des procédés de réalisation particulière (technologie jet d'encre et sérigraphie, sur substrat souple) et la conception d'éléments antennaires. Plusieurs études collaboratives ont déjà été envisagées : – Réalisation d'antennes à l'aide d'encre invisible jet d'encre sur les verres des lunettes afin de récupérer de l'énergie électromagnétique. - Développement d'antennes conformées sur le corps humain à l'aide de la technologie sur substrat souple, pour faire des mesures physiologiques. - Développement d'antennes pour systèmes RFID sur substrat souple couplés à un ou plusieurs capteurs pour mesures en in-door ou pour traçabilité d'objets.*

RHEOGRANSAT (RHEOlogie des matériaux GRANulaires non-SATurés)

Type : ANR JCJC (Agence National de la Recherche / Jeunes Chercheuses et Jeunes Chercheurs)

Période : Janvier 2017 à Décembre 2021

Porteur: A. Fall (Laboratoire NAVIER)

Somme allouée pour le projet : 208 keuros

Intervenants : A.Fall, S.Rodts, X.Chateau, J-N.Roux, M.Grzeskowiak

Description : réalisation d'une sonde radio-fréquence

Mon rôle : encadrement d'un post-doctorant

Descriptif du projet : *Le projet RHEOGRANSAT porte sur l'étude du comportement rhéologique des matériaux granulaires non-saturés. Le but est de développer des outils originaux permettant une étude complète du comportement de tels matériaux dans différents régimes d'écoulement, en variant la teneur en liquide (taux de saturation). La mise en place d'un nouvel outil de cisaillement annulaire à confinement contrôlé insérable dans l'IRM avec une nouvelle antenne radiofréquence locale constituera également un point déterminant et novateur de ce projet. L'antenne du système est actuellement une antenne cage d'oiseau (20 cm de diamètre, 20cm de haut, 16 pistes en cuivre de 2cm de large). Elle permet d'opérer avec une inhomogénéité de l'ordre de 1% ($\Delta B/B$) pour un champ radiofréquences de 50 μ T. Sa sensibilité est cependant trop faible pour l'étude de faibles volumes de fluide, avec notamment un rapport signal sur bruit à la détection qui atteint 1 sur un volume d'eau de 100 μ l. De nouvelles sondes IRM locales seront élaborées pour les besoins des expériences à très faible teneur en liquide interstitiel (quelques %), afin d'apporter une sensibilité accrue à des zones ciblées des cellules de cisaillement de rhéologie. C'est sur cette partie qu'ESYCOM intervient dans ce projet en collaboration avec le laboratoire Navier (UMR 8205).*

NIGGMS (Non Invasive Gastro intestinal Motility Measurement System)

Type : Contrat de maturation

Période : 2015-2016

Porteur: Michel Bouchoucha (AP-HP)

Somme allouée pour le projet : 20 keuros

Description : Réalisation d'un système antennaire pour localisation d'une gélule ingérable

Mon rôle : consultante

Descriptif du projet : *J'ai participé à NIGMMS avec écriture d'un logiciel de localisation 3-D incluant la visualisation des mouvements d'une capsule ingérée. Ce projet constitue une aide à la maturation de projet qui a été accordé à l'AP-HP au Docteur Michel Bouchoucha. Je suis intervenue en tant que consultant lors des réunions de montage du projet et j'ai encadré les étudiants recrutés sur la partie conception d'antennes On-body.*

LARGE (LocAlisation par Rfid des Galets Enfouis)

Type : Contrat gré à gré

Période: 2015 à 2017

Porteur: Antoine Diet

Collaborateurs: GEEPS Université Paris Sud (coordinateur), ESYCOM Université Paris Est, Université de Sienna en Italie

Intervenants: A Diet, G. Lissorgues, Y. Le Bihan, M. Biancheri-Astier, **M.Grzeskowiak**

Somme allouée pour le projet : fond propre (3 stages de M1EEA, 1 stage de M2R).

Description: Réalisation d'antennes lecteurs RFID LF

Mon rôle : encadrement des étudiants en en Master (3 stages de M1EEA, 1 stage de M2R); aux montages de projet Partenariat Hubert Curien LARGE (PHC Galilée) en Mai 2016 concernant la traçabilité et la location des galets artificiels par la RFID 125 kHz

Description du projet : *L'objectif du projet LARGE (LocAlisation par Rfid des Galets Enfouis) est de permettre de détecter et de localiser un transpondeur, intégré dans un galet, à l'aide d'une antenne lecteur de grandes dimensions. Nous avons jusqu'à présent réussi à détecter un transpondeur de petites dimensions dans un grand volume de prospection à l'aide d'une antenne multi-boucles ; nous souhaitons réaliser une antenne boucle multi-boucles matricielle (constituée de n lignes et m colonnes en série et commutée à l'aide d'un relai) afin de déterminer la position du transpondeur quand il se trouve à l'intersection d'une ligne et d'une colonne. Ce travail est fait en collaboration avec des électroniciens du GEEPS (UMR 8507) et des géomorphologues italiens de l'Université de Sienna.*

RESUME (REseau Surveillance MEDicale)

Type : Projet interdisciplinaire AAPI Projet Interne Santé et Société

Période : Janvier 2015-Juillet 2015

Porteur : J-M.Laheurte

Somme allouée pour le projet : 10 keuros

Collaborateurs: ESYCOM (coordinateur), LIGM, LISSI et LATTS

Description : développement de réseaux de capteurs sans fil pour l'aide à la surveillance médicale dans deux cas d'usage

Mon rôle: encadrement d'un stagiaire de Master 2 en recherche

Descriptif du projet : *Le projet RESUME consiste au développement de réseaux de capteurs sans fil pour l'aide à la surveillance médicale dans deux cas d'usage. Il s'agit de réaliser un travail collaboratif débouchant sur un démonstrateur en combinant les compétences d'équipes du PRES en électronique, traitement du signal, réseaux sans fil et capteurs, traitement de données et reconnaissance de formes. Dans notre participation, il s'agit de remonter vers la surface du corps des informations transmises par une gélule ingérable intégrant des capteurs de température/pression/pH pour suivre certaines pathologies de l'appareil digestif. On envisage un développement spécifique de capteurs utilisant les micro-technologies et des antennes miniatures. La gélule devient dans le cadre du projet un capteur physiologique parmi d'autres s'intégrant dans le réseau de capteurs.*

ARTIC (Application de la RFID à la Traçabilité des Instruments de Chirurgie)

Type : Contrat gré à gré

Période: 2012 à 2017

Porteur: Antoine Diet

Collaborateurs: GEEPS Université Paris Sud (coordinateur), ESYCOM Université Paris Est, ARMINES-DTPCIM, CEA-LIST et Eurasanté GIE (bio-incubateur)

Intervenants: A Diet, G. Lissorgues, Y. Le Bihan, M. Biancheri-Astier, **M.Grzeskowiak**

Somme allouée pour le projet : fond propre (allocation ministérielle reçue par ESYCOM pour le doctorant et 3 stages de M2R payés par l'école doctorale MSTIC de l'Université Gustave Eiffel, crédit directeur du GEEPS de 20keuros) complétés par des prestations (5keuros pour ESYCOM, 10keuros pour le GEEPS).

Description: Réalisation d'antennes lecteurs RFID HF

Mon rôle : encadrement des étudiants en thèse de Doctorat et en Master; aux montages des projets ANR (non-sélectionnés jusqu'à présent)

Description du projet : *L'objectif du projet ARTIC est de détecter les instruments chirurgicaux en salle d'opération dans les hôpitaux, pour préparer les plateaux d'instruments servant en blocs chirurgicaux (environ 200 instruments par plateau), mais aussi de vérifier en sortie d'opération que tous les instruments ont été récupérés (un certain nombre sont jetés). De plus, il faut être capable de tracer les instruments pour savoir avec quels patients ils ont été mis en contact, toutes les bactéries pouvant ne pas être détruites dans les cycles de stérilisation habituellement utilisés. Notre objectif est double: réaliser des antennes pour le lecteur RFID, mais aussi réaliser des antennes transpondeurs, les plus petites possibles, ce qui permettra de ne pas perturber le chirurgien lors de l'opération.*

EGIDE

Type : CMCU (Comité Mixte de Collaboration Universitaire) n° de projet 18521YK

Période: 2008 à 2010

Porteur: O.Picon

Collaborateurs: Faculté des Sciences de Tunis

Intervenants: O.Picon, L.Cirio, J-M.Laheurte, **M.Grzeskowiak**

Somme allouée pour le projet : 28 557euros

Description: Elaboration d'un dispositif optimisé de récupération d'énergie électromagnétique

Mon rôle : Encadrement d' Imen Sfar, étudiante inscrite en Thèse de Doctorat en non-cotutelle à la Faculté des Sciences de Tunis, dans le cadre du contrat EGIDE

Description du projet : *Encadrement d' Imen Sfar, pendant 2 semaines en mars 2009, 2010, 2011 et pendant 1 mois en juin 2008, 2009, 2010, mais également en mars 2012 après la fin de son contrat pour finaliser l'étude entreprise : l'objectif est de fournir un support en terme de réalisation et de mesures. La thèse de Doctorat a été soutenue en Juin 2013 à la Faculté des Sciences de Tunis.*

PPF

Type : PPF (Plan Pluri-Formation)

Période: 2007 à 2008

Porteur: C. Algani

Collaborateurs: LISIF (UPMC), UMS, III-V Lab

Intervenants: C.Algani, A-L. Billabert, J.-L. Polleux, C. Rumelhard, O. Picon, **M.Grzeskowiak**

Somme allouée pour le projet : 40 keuros

Description: Architecture d'un récepteur de signaux ULB aux fréquences millimétriques

Mon rôle : encadrement de 2 stagiaires de Master 2 en recherche sur la conception d'éléments antennaires à 60GHz

μNRJ

Type : ANR JCJC (Agence National de la Recherche / Jeunes Chercheuses et Jeunes Chercheurs)

Période : 2006 à 2008

Porteur : P.Basset

Intervenants : E.Richalot, L.Cirio et **M.Grzeskowiak**

Somme allouée pour le projet : 150 keuros

Description : Apport des micro et nanotechnologies pour la récupération d'énergie. Etude et réalisation de composants, fabriqués à partir des micro/nano technologies et dédiés à la récupération de l'énergie ambiante, pour l'alimentation de capteurs

Mon rôle: encadrement de deux stagiaires de Master 2 en recherche sur la conception d'éléments antennaires à 30GHz et à 5.8GHz pour la conversion des ondes électromagnétiques en signaux électriques

2003 à 2007 ACE

Type: Europ. NoE

Période: 2003 à 2007, puis extension en 2014

Porteur: J.-M. Laheurte

Intervenants: L. Cirio, M. **Grzeskowiak**, E. Richalot, O. Picon

Somme allouée pour le projet : 150 keuros

Description: Network of excellence pour l'organisation des connaissances sur les antennes

Mon rôle : Participation, dans le cadre du réseau d'excellence européen ACE, à l'élaboration et à l'encadrement des TPs de 4h, destinés aux étudiants en thèse de Doctorat, aux chercheurs, aux ingénieurs et au personnel technique (Effectif de 10 étudiants par TP)

- **Mesures des caractéristiques des antennes imprimées**, organisée par l'Université de Rennes et l'Université Gustave Eiffel en mai 2005, en juin 2007 et en juin 2010 à Rennes

- **Design des Tags LF et HF**, organisée par le LCIS et l'Université Gustave Eiffel en septembre 2014 à l'Université Gustave Eiffel

F.III. Contrats industriels

ORITEL

Période: 1997 (pendant ma thèse de Doctorat)

Porteur: J.Vindevoghel (U.S.T.L.)

Intervenants: **M. Grzeskowiak**

Somme allouée pour le projet : 10 keuros

Description: Conception et caractérisation d'**antennes réseaux monocouches** (64 et 100 éléments) à grand gain (20 et 25 dB) en bande X (10.6 GHz)

Mon rôle: conception des antennes réseaux et caractérisation

STID

Période: 2003

Porteur: C.Rippoll

Intervenants: L.Cirio, J.-M.Laheurte, **M. Grzeskowiak**

Somme allouée pour le projet : 15 keuros

Description: Etude et caractérisation d'un **système d'identification sans contact (RFID) dans la bande UHF à 869MHz**, avril 2003- juillet 2004

Mon rôle: encadrement d'un stagiaire de Master 2 en recherche

AXESS2

Période: 2006

Porteur: J.-M. Laheurte

Collaborateurs: LEST

Intervenants: J.-M. Laheurte, **M. Grzeskowiak**, C.Humbert

Somme allouée pour le projet : 80 keuros

Description: Conception d'**antennes aéroportées** pour les liaisons Internet

Mon rôle: encadrement d'un ½ ATER

AXESS1

Période: 2006

Porteur: J.-M. Laheurte

Collaborateurs: LEST

Intervenants : J.-M. Laheurte, **M. Grzeskowiak**

Somme allouée pour le projet : 21 keuros

Description: Conception d'**antennes aéroportées** pour les liaisons Internet. Rédaction d'un livrable : Antenne fente à double polarisation omnidirectionnelle dans un hémisphère pour application satellitaire

Mon rôle: conception d'un élément antenne

Marc-Antoine Sergeant (créateur de start-up)

Période: 2013

Porteur: **M. Grzeskowiak**

Intervenants: T. Bouaziz, **M. Grzeskowiak**

Description: Etude et caractérisation d'un **système d'identification sans contact (RFID) à 13.56MHz**. Rédaction d'un livrable : Miniaturisation des antennes tags RFID à 13,56 MHz pour un lecteur RFID commercial et évaluation des performances en présence d'instruments de chirurgie (inox)

Somme allouée pour le projet : 5 keuros

Mon rôle: encadrement d'un stagiaire de Master 2 en recherche

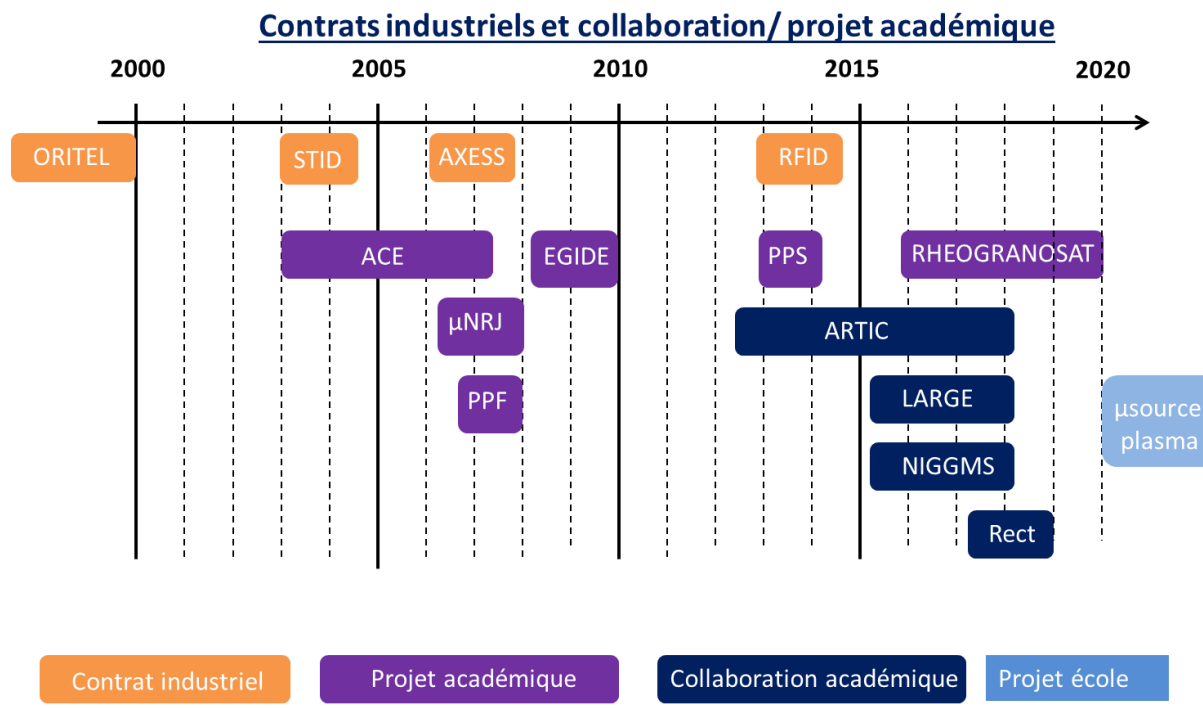


Figure 7: Frise chronologique des contrats industriels, projets académiques, collaboration académique et projet école

F.IV. Responsabilités collectives

- Responsable pédagogique

1) Master pour l'ingénierie aéronautique et spatiale depuis le 1 octobre 2018 à ISAE-Supaero

J'assure la responsabilité pédagogique depuis octobre 2018 d'une spécialité du master MAE (Master of Aerospace Engineering) en binôme avec Damien Roque, enseignant-chercheur à ISAE-Supaero. L'objectif de la majeure SINC (Space Imaging Navigation Communication) est de former des ingénieurs spécialisés en **conception de charges utiles**, compte tenu du développement des nouvelles plates-formes, telles que les **nano-satellites et les Cubesats**. Les disciplines enseignées seront celles de la physique appliquée, du traitement du signal et aussi du réseau. L'ouverture de cette majeure a eu lieu en octobre 2019 : 9 étudiants ont choisi cette spécialité. Je suis plus spécifiquement en charge des projets de recherche (400h réparti sur 2 semestres (250h S2 et 150h S3), et du stage de fin d'étude (4 à 6 mois).

2) Projet PIR pour l'école d'ingénieur Supero depuis le 7 janvier 2019 à ISAE Supaero

Je suis l'enseignante référente des projets PIR (Projet Innovation Recherche) pour le département DEOS (Département Electronique, Optronique et Signal), auquel je suis affectée. Il s'agit d'un projet de 160h qui permet de faire découvrir aux étudiants en 2^{ème} année d'ingénieur le monde de la recherche. Je dois m'assurer de l'appel à projet, de l'affectation des étudiants aux projets, du bon déroulement de ces projets, mais aussi de l'organisation des soutenances. Il y a environ 25 étudiants en projet PIR par an affectés à notre département.

3) Master professionnel en télécom et réseaux de 2009 à 2017 à l'Université Gustave Eiffel

J'ai assuré la responsabilité pédagogique de Février 2009 à Juillet 2017 d'un parcours du Master EEA qui s'intitule Technologies et Techniques des Télécommunications, et vise à former des ingénieurs dans le domaine des télécommunications pour les réseaux fixes et mobiles : la première année en binôme avec l'ancien responsable, Monsieur Mohammed Bedouani (PAST, Atos Origin) et la dernière en binôme avec la nouvelle responsable, Madame Albéri-Morel (PAST-Nokia).

Cette formation a pour vocation d'accueillir une vingtaine d'étudiants. Le nombre d'étudiants a oscillé entre 18 et 30 étudiants suivant les années. Pour gérer cette formation, il me faut :

- Trouver des intervenants. Les enseignements sont actuellement assurés par une proportion de 38% d'intervenants industriels.
- Suivre les dossiers de FC, VAE, par alternance. A ce moment, la formation n'était pas ouverte à l'apprentissage et il a fallu permettre de faire cohabiter dans un format unique formation initiale et formation par alternance. Nous n'avions pas les moyens de dupliquer les cours, TD, TP mais nous pouvions le faire pour les projets, qui n'ont pas eu lieu sur la même période suivant le type de formation. Nous devons également nous assurer chaque semaine de jours pendant lesquels les étudiants étaient en entreprise, ce qui a eu pour conséquence de regrouper nos cours sur 3 jours par semaine en général. Le suivi pour les étudiants en apprentissage est également plus contraint en termes de vérification de présentiel, mais surtout suivi en entreprise. Il a fallu d'ailleurs communiquer sur cette nouvelle offre lors des stages de fin d'études, lors des salons, ou encore solliciter tous nos contacts industriels. Participer au recrutement des étudiants via l'espace candidature mais également l'animation de journée Portes Ouvertes.
- Aider les étudiants dans leur recherche de stage : plage réservée dans l'emploi du temps pour des forums recherche de stage, relecture de CV et de lettre de motivation. Un personnel administratif est en support sur cette partie.

L'élaboration de l'emploi du temps (enseignement, soutenance de stage), ainsi que les documents administratifs demandés par les étudiants ou institutions est à la charge du secrétariat pédagogique.

Le master a été évalué au cours de l'année 2013-2014 pour une nouvelle habilitation en septembre 2014 et nous avons rédigé avec l'équipe pédagogique en 2014 une nouvelle offre de formation, pour le prochain plan quinquennal 2015-2019. Nous avons également eu des discussions avec l'Université de Créteil dans un contexte de rapprochement entre nos deux universités, mais ce rapprochement n'a pas eu lieu en ce qui concerne la filière électronique.

- **Membre de conseils en recherche et en enseignement**

Membre du conseil de laboratoire ESYCOM de 2010 à 2013

Membre du conseil de la composante IGM (Institut Gaspard Monge) depuis 2012

Membre du comité de sélection des MCF 63^{ième} section de l'ESYCOM- Université Gustave Eiffel

Membre du comité de sélection des MCF 63^{ième} section à l'Université Paris Sud en 2010 et en 2012.

Membre du comité de sélection des MCF 63^{ième} section à l'Université de Lille en 2014

Membre du comité d'organisation du congrès CEM08, Colloque international et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique.

Co-responsable de l'organisation locale du comité d'organisation de la conférence internationale IEEE ICECS (International Conference on Electronics Circuits and Systems) à Bordeaux en décembre 2018.

- **Participation à 5 jurys de thèse de Doctorat en tant qu'examinatrice depuis 2008**

Anthony Ghiotto, Conception d'antennes de tags RFID UHF, application à la réalisation par jet de matière, thèse de Doctorat soutenue le 26 novembre 2008, K.Wu, Président, X.Begaud, Rapporteur, D.Gasquet, Rapporteur, T.P.Vuong, Directeur de thèse, S.Tedjini, Co-encadrant, P.Saguet, Examineur, F.Boukour, Examineur, M.Grzeskowiak, Examinatrice, Institut Polytechnique de Grenoble.

Imen Sfar, Etude d'un Système de Localisation des Signaux RF à base d'un Circuit Cinq Ports, thèse soutenue le 12 Juin 2013, J. Bel Hadj Tahar, Rapporteur, N. Boulejfen, Rapporteur, A. Gharsallah, Directeur de thèse, L. Osman, co-encadrant, H. Trabelsi, Président, R. Attia, Examineur, M.Grzeskowiak, invitée, Faculté des Sciences de Tunis.

Abdelhatif El Fellahi, Conception et réalisation d'une instrumentation adaptée à la mesure de hautes impédances dans le domaine des micro-ondes, thèse soutenue le 10 Avril 2014, T.P.Vuong, Rapporteur, P.Pannier, Rapporteur, T.Lasri, Directeur de thèse, D.Glay, co-encadrant, D.Decoster, Président et examineur, M.Grzeskowiak, examinatrice, Université Sciences et technologies de Lille 1.

Ahcine Safrrou, Conception d'une solution RFID UHF pour l'optimisation de la logistique de bouteilles métalliques, thèse de Doctorat soutenue le 4 avril 2018, J.Gaubert, Président, Y.Duroc, Rapporteur, V.Vignerat, Rapporteur, B.Granado, Directeur de thèse, E.Bourdel, Co-directrice de thèse, S.Dudret, Co-encadrant, M.Grzeskowiak, examinatrice, Sorbonne Université.

Tianjun LIN, Investigation of microwave imaging and local dielectric characterization of materials by using a homemade interferometer-based near-field microwave microscope”, Thèse de Doctorat, soutenue le 26 Avril 2018, M.Grzeskowiak, Examinatrice, Université de Lille.

- Organisation de séminaires

Sebastian Wagner, Laboratory for High Frequency Engineering Augsburg University of Applied Sciences (UAS-A), Germany, "Mixed-Mode Network Analysis for Characterisation of Differential Devices", le 28 Mai 2015 à 14h00

Franz G. Aletsee, Laboratory for High Frequency Engineering, Augsburg University of Applied Sciences (UAS-A), Germany, "An Amateur Radio Station for Teaching RF and Communications Engineering at the UAS Augsburg", le 28 Mai 2015 à 14h30

Prof Reinhart Stolle, Hochschule Augsburg, Allemagne "Radar d'imagerie avec un réseau d'antennes comptant peu d'éléments", le jeudi 2 Juillet 2015 à 13h30

Xavier Briottet, ONERA Toulouse, Seminar on Benefits of spectral imagery to monitor the environment”, prévu initialement le mercredi 25 Mars à 17h00 reporté

- Relecture de 20 articles pour revues internationales à comité de lecture

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE Journal of Radio Frequency Identification, IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology, Sensors MDPI et Progress in Electromagnetics Research

- Vulgarisation-diffusion

J'ai participé à :

- La journée portes ouvertes de ISAE Supaero le 12 Octobre 2019.

- La journée porte ouverte de l'Université Gustave Eiffel en mars 2010, 2011, 2012, 2013, 2015, 2017 pour le Master E.E.A.

-A la présentation d'un exposé sur les gélules ingérables par couplage magnétique lors de Vive les Mathématiques l'Informatique et l'Electronique aux lycéens en décembre 2012.

Le tableau 5 synthétise les responsabilités collectives suivant les missions, les durées ou le nombre de fois.

Responsabilités collectives	Pédagogique Formation master 2ème année	Membre de conseils	Comité de sélection McF extérieure	Examinatrice dans jurys de thèse extérieure	Relecture d'articles
Durée ou Nombre	8 ans EEA 1 an ½ AE	4 ans (recherche) 7 ans (formation)	3	5	20
Année	- Fév 2009 à Juillet 2018 - Oct 2018 à maintenant	- Laboratoire ESYCOM de 2010 à 2013 - Institut Gaspard Monge depuis 2012	2010 (Paris-Sud) 2012 (Paris-Sud) 2014 (Lille)	2008 (Grenoble) 2013 (Tunis) 2014 (Lille) Paris (2018) Lille (2018)	Depuis 2015

Tableau 5 : Synthèse des responsabilités collectives

Mémoire HdR

Introduction

Ce rapport est le support à la soutenance de l'Habilitation à diriger les Recherches. Il se veut être une synthèse de mes travaux de recherche, et notamment d'encadrement de thèses de Doctorat depuis mon arrivée au laboratoire ESYCOM (Electronique, SYstèmes de COMmunications et Microsystèmes) de l'Université Gustave Eiffel en Septembre 2000. Les motivations pour soutenir la HdR sont multiples : il s'agit en premier lieu d'une reconnaissance et validation de ce potentiel d'encadrement et de direction de thèses de Doctorat, mais également de la possibilité de nouvelles responsabilités, tel que la direction de thèse ou encore l'animation de groupe de travail, d'équipe de recherche.

Je suis actuellement Maître de Conférences Hors Classe au 5^{ème} échelon en section 63 (Génie électrique, électronique, photonique et systèmes). Comme présenté dans mon Curriculum Vitae, j'ai participé au co-encadrement des 9 doctorants, dont 7 ont soutenu leur thèse de Doctorat et j'ai co-encadré 24 stagiaires pour le stage de fin d'études en Recherche. J'ai à ce jour 24 articles dans les revues internationales avec comité de lecture parues ou acceptées et 38 communications internationales avec actes. J'ai participé à des projets académiques ou industriels, à leur montage, je collabore avec d'autres instituts ou entreprises. J'ai été également responsable du parcours Master T.T.T. (Technologies et Techniques des Télécommunications) pour la mention E.E.A. (Electronique, Energie électrique et Automatique) de Février 2009 à Juillet 2017, puis du parcours SINC (Space Imaging Navigation Communication) pour le Master Of Science en ingénierie aérospatiale à Toulouse depuis Octobre 2018.

Cette synthèse est issue d'un travail collectif, qui s'appuie sur des réussites individuelles, notamment lors de l'obtention de la thèse de Doctorat ou du Master et de l'insertion professionnelle des doctorants et des stagiaires. Ces travaux scientifiques résultent d'un travail d'équipe, non seulement grâce à l'implication des doctorants et des stagiaires dans leurs études, mais aussi par le support technique matériel et humain rendu accessible par mes collègues techniciens, assistant-ingénieurs et ingénieurs et les discussions et orientations de mes collègues Enseignant-Chercheurs, Chercheurs et Ingénieurs Industriels. Les collègues, avec qui je travaille ne se limitent pas à mon environnement proche (ESYCOM quand j'étais à l'Université Gustave Eiffel ou ISAE Supaero), mais à d'autres laboratoires, qui mettent à notre disposition leur expertise scientifique, sur des thématiques complémentaires, ou issue d'autres disciplines, dans le cas des End-User avec lesquels nous nous associons dans le cadre de projets pluri-disciplinaires. Cette synthèse des travaux de recherche est complétée par un chapitre concernant les perspectives, dont une partie concerne les aspects scientifiques, mais aussi les collaborations envisagées, l'ensemble constituant un projet de recherche. Des projets de recherche à court et moyen termes concluent ce mémoire.

Ce document se présente de la façon suivante. Il se compose de quatre chapitres.

Un Curriculum Vitae a introduit ce rapport pour présenter ma formation ainsi que les différentes expériences en recherche et en enseignement que j'ai eues. J'ai pu ainsi définir 3

sujets sur lesquels j'ai travaillé en tant qu'enseignant-chercheur : les antennes ; les circuits millimétriques, et le champ proche, je présenterai successivement ces différents sujets, et ferai ainsi le lien sur les travaux de recherche que j'envisage pour la suite de mes activités.

Le premier chapitre concerne les travaux réalisés sur les antennes. L'objectif est d'avoir des antennes qui permettent aux systèmes d'être compacts, reconfigurables et autonomes. Des antennes reconfigurables en polarisation ont été réalisées à l'aide de composants non-linéaires tels que des diodes. Afin d'assurer la compacité des systèmes, les antennes ont été réalisées à l'aide de la fabrication additive : nous avons travaillé sur une antenne à polarisation circulaire obtenue à l'aide de l'anisotropie du matériau grâce à la fabrication additive. Enfin, pour obtenir des systèmes autonomes, les antennes ont été associées à des redresseurs et des circuits boost pour récupérer de l'énergie électromagnétique pouvant alimenter des capteurs et garantir puissance mais aussi tensions nécessaires pour la commutation des transistors. Des technologies sur substrat durs ont été classiquement utilisées, mais aussi sur substrats flexibles pour que l'antenne puisse se conformer sur différentes formes de support, ou fabriquées en 3D pour ajouter encore 1 degré de liberté dans la conception des antennes.

Avec pour objectif de réduire la dimension des systèmes, une montée en fréquence a été envisagée dans le chapitre deux : nous avons diminué la fréquence de coupure d'une ligne classiquement utilisée en THz, la ligne de Goubau plane, qui a le comportement d'un filtre passe-haut. Les facteurs de qualité importants de ces lignes à 60 GHz nous ont permis de réaliser des filtres à l'aide de cette technologie. Cette technologie pourrait être encapsulée, réalisée à l'aide de la fabrication additive et utilisée pour réaliser chacun des éléments d'une chaîne d'émission-réception sans fil.

Le troisième chapitre est consacré à des études en champ proche. Les études développées sont essentiellement pour des applications médicales (gélule ingérable, traçabilité des instruments chirurgicaux), mais aussi pour des études pluridisciplinaires (érosion côtière). L'objectif est de détecter une petite boucle de réception dans un grand volume de prospection. Le couplage inductif et le couplage inductif par résonance magnétique seront abordés au travers des applications médicales, et l'association avec des commutateurs sur la boucle émettrice sera entreprise pour localiser la position de la boucle réceptrice. Les différents prototypes réalisés seront présentés à la fin de ce chapitre. Le potentiel en termes de détection, de localisation, de rechargement dans le cadre de l'Internet des Objets est important pour les applications en champ proche à faible portée.

Je me baserai sur l'expertise scientifique développée au fil des travaux scientifiques présentés dans les 3 précédents chapitres, pour exposer la dernière partie des travaux envisagés à moyen et long terme.

Chapitre I – Conception d’antennes pour des systèmes autonomes, compacts et reconfigurables

Les antennes permettent de capter (ou d’émettre) une onde électromagnétique et de la convertir en (ou à partir d’) un signal électrique. Elles sont le point d’entrée (ou de sortie) du système d’émission-réception sans fil. Ce dernier est défini pour une bande de fréquences, dans une direction privilégiée ou un volume donné, pour un type d’ondes électromagnétiques (polarisation, puissance) ou un type de signal électrique (forme d’ondes). Nous pouvons ainsi considérer l’antenne comme un capteur associé à un filtre fréquentiel et spatial. Mais nous pouvons ajouter d’autres fonctionnalités à ce capteur filtrant qu’est l’antenne : modifier la bande de fréquences, et avoir ainsi une antenne reconfigurable en fréquence, modifier la polarisation de l’antenne, et obtenir de la commutation de polarisation pour s’affranchir de l’atténuation du signal suivant l’environnement, associer à l’antenne un capteur de mesure qui serait alimenté et transmettrait des informations via l’antenne. L’antenne devra être compacte, intégrée, parfois miniature, bio-compatible...

C’est sur la conception d’antennes que je travaille de manière continue depuis mon recrutement. Pendant ma thèse, l’objectif était de réaliser une antenne à 24 GHz intégrée sur Arséniure de Gallium par procédés photo-lithographiques. L’objectif de la première thèse co-encadrée était de réaliser une antenne à commutation de polarisation circulaire à l’aide de diodes. Pendant mon année passée à Bordeaux, j’ai supervisé un étudiant lors d’un projet d’enseignement sur la réalisation d’une rectenna, et depuis mon recrutement à ISAE Supaero, je participe aux discussions pour la conception d’une antenne à résonateur diélectrique à l’aide de la fabrication additive. J’ai co-encadré un nombre important de stagiaires sur cette thématique au cours des années à l’Université Gustave Eiffel, mais je ne présenterai pas toutes ces réalisations. J’axerai plutôt la présentation de mes travaux sur ceux qui pourraient être intégrés dans les applications de l’Internet des Objets.

L’Internet des Objets permet l’interconnexion des objets à internet. Cela permet d’avoir ainsi accès à quantité de données utiles provenant des objets et ainsi par exemple de faire du suivi thérapeutique à distance, ou encore des mesures de l’environnement, d’avoir une maison dite intelligente. Ces objets sont non seulement connectés à l’internet mais peuvent également être connectés entre eux, et échanger des données, ou être un nœud du réseau de communication. Afin de communiquer ces objets ont besoin de dispositifs d’interface de communication et donc d’une antenne. Cette antenne doit respecter un cahier des charges en termes de taille, de coût, de reconfigurabilité pour s’adapter à l’environnement ou aux différents systèmes de communication. La durée de vie de l’objet sans intervention humaine, pour changer une batterie par exemple, doit être maximisée, et ainsi l’antenne pourrait permettre aux systèmes d’être autonomes en récupérant l’énergie électromagnétique ambiante à proximité provenant par exemple des systèmes de télécommunications.

La première partie de ce chapitre expliquera le fonctionnement d’une antenne à commutation de polarisation à l’aide de diodes. L’objectif est via cette commutation de s’adapter à l’environnement et ainsi de limiter l’évanouissement du signal et la perte de

l'information. Cette problématique est toujours en cours d'étude dans la communauté scientifique et je présenterai l'état de l'art sur cette thématique.

La seconde partie se focalisera sur l'utilisation de l'impression 3D pour réaliser des antennes compactes mais également diélectriques. Des propriétés diélectriques intéressantes telles que l'anisotropie seront étudiées pour permettre de réaliser une antenne à polarisation circulaire grâce aux propriétés du matériau réalisé en fabrication additive.

Enfin la dernière partie abordera l'autonomie des systèmes à l'aide des rectennas. Je présenterai l'étude entreprise lors de l'encadrement d'un projet d'enseignement pour souligner le potentiel des thématiques dans ces travaux de recherche.

I. Antennes pour systèmes reconfigurables en sens de polarisation circulaire

La mobilité des usagers impose le déploiement des systèmes sans fil avec comme contraintes la portée des systèmes, leur débit et les problèmes d'interférences entre ces systèmes. De plus, il faudra également répondre aux normes définies. Une des possibilités pour réduire les interférences mais aussi avoir des communications plus sécurisées est d'utiliser les modulations. Les systèmes RFID à 5.8GHz, utilisant des systèmes radiatifs (champ électrique en champ lointain) sont peu développés alors qu'ils permettent d'obtenir des débits élevés (1 kbits/sec à 100 Kbits/sec, rarement 1Mbits/sec) pour des distances de lecture comprises entre quelques centimètres et quelques dizaines de mètres.

Dans les communications à courte distance, les antennes doivent être petites, compactes et de faible coût [HIR 04]. Pour répondre à ces systèmes, les antennes associées doivent être insensibles à l'orientation de l'émetteur et du récepteur. Si les systèmes utilisent comme modulation la commutation de polarisation, ils évitent ainsi les pertes des effets d'évanouissement ou d'interférences du signal causées par les multi-trajets en environnement urbain.

La commutation de polarisation peut être obtenue par reconfiguration des éléments rayonnants ou de la structure d'alimentation par des diodes contrôlées en tension, mais cela implique une bande passante en polarisation circulaire inférieure à 5%. Nous allons nous intéresser aux antennes pouvant correspondre aux antennes lecteur ou TAG RFID et fonctionnant par commutation de polarisation circulaire.

I.I. Etat de l'art des antennes à polarisation circulaire par commutation par diode PIN

Afin d'obtenir une polarisation circulaire pour une antenne, il faut combiner deux champs électriques de même amplitude, orthogonaux et déphasés de 90°. Différentes topologies permettent d'exciter ces champs, soit par une alimentation, soit par la structure même de l'antenne. Nous nous sommes intéressés à l'obtention de cette polarisation à l'aide de l'antenne, et nous avons voulu voir l'état de l'art des antennes correspondant au même cahier des charges. Une fente de couplage peut être gravée dans le plan de masse, cette fente étant inclinée à 45° et elle-même chargée par deux fentes en V pour améliorer la bande du rapport axial pour une patch rectangulaire [HUA 98]. Un patch circulaire est réalisé, dans lequel est gravée une fente en forme de croix insérée dans un anneau, et le long duquel un stub courbé est ajouté, avec un couplage à une ligne d'alimentation via une fente rectangulaire [WON 980]. Ces structures sur 3 couches peuvent être rendues plus compactes avec 2 niveaux de métallisation. Une première

possibilité est d'ajouter un stub sur un patch circulaire, dans lequel est gravée une fente en croix, et qui est excité par une ligne par couplage de proximité [WON 981], mais limite la bande passante en polarisation circulaire à 0.9%. Une autre façon d'obtenir 2 couches de métallisation est d'utiliser des lignes coplanaires pour exciter les éléments rayonnants. Par exemple, une fente de couplage coplanaire asymétrique avec une fente inclinée à 45°, chargée par un stub coplanaire en circuit ouvert, alimente un patch carré [HUA 00]. En inclinant la fente à -45°, la polarisation circulaire opposée peut être obtenue. La structure [HUA 00] avec une seconde fente orthogonale à la première, qui correspond à une fente en croix dans la ligne coplanaire excitant le patch carré, a permis d'élargir les bandes passantes en adaptation et en fréquence [HUA 03]. Dans la structure en [HUA 01], la structure d'alimentation est rendue plus compacte par l'insertion du stub à l'intérieur de la ligne coplanaire, avec comme dans les deux précédentes structures, une fente inclinée à 45° ajoutée à la ligne coplanaire.

Des structures (dont certaines spécifications ont été reportées après la ligne grisée du tableau I.1, correspondant à la date de soutenance des travaux de recherche) ont depuis la soutenance de cette thèse ont été présentées dans la littérature et elles ont cherché à augmenter les bandes passantes et (ou) les gains des antennes. Nous pouvons en faire une brève description et leurs caractéristiques (fréquence de fonctionnement, gain, bande passante en adaptation, bande passante en polarisation circulaire) sont également données dans le tableau I.1.

La commutation de polarisation, que nous avons trouvé avant 2006 dans la littérature, était alors obtenue à partir du changement d'état passant ou bloqué de diodes PIN (Fig I.1), généralement insérées dans les fentes de couplage [BOT 00], [FRI 03], dans l'alimentation de l'antenne [YAN 02] ou directement sur l'élément rayonnant, quand l'antenne et le circuit d'alimentation sont au même niveau [HO 05].

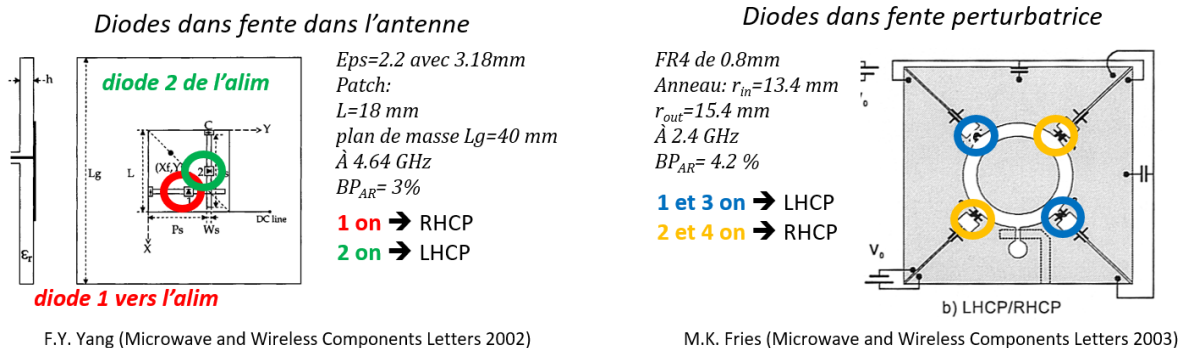


Figure I.1: Antennes à commutation de polarisation circulaire avec diodes insérées dans l'antenne ou dans la fente

Nous pouvons depuis 2006 classer ces antennes à polarisation circulaire à commutation de polarisation à l'aide de diodes en 5 catégories, celles pour lesquelles les diodes sont insérées dans :

- la ligne d'alimentation, en [WU 06] un patch circulaire est excité au travers d'une fente circulaire dans un plan de masse par une ligne carrée micro-ruban, sur laquelle sont connectées à la fin de la ligne deux diodes et permet d'augmenter les bandes passantes en adaptation (13.4%) et en polarisation circulaire (11.7%),

- l'antenne, en [YOO 09] une antenne dipôle en croix chargée par des éléments en L associés à des lignes quart d'ondes et des circuits de polarisation des diodes PIN optimise la bande passante jusqu'à 34% en impédance et 10.2% en polarisation circulaire,
- la fente de couplage, comme en [YOO 10] où dans un patch rectangulaire sont gravées 4 fentes en L, dans lesquelles sont connectées 2 diodes,
- dans le patch et dans la fente, comme pour [RUI 08] où un patch circulaire avec une perturbation (avec une diode D₁) est excité par une ligne avec une diode D₂ au travers d'une fente circulaire,
- dans le patch et dans la fente de couplage du plan de masse, avec par exemple un patch rectangulaire avec une double boucle dans le patch et 3 mono-boucles dans le plan de masse en face arrière [PYO 14].

Table I.1 Spécifications des antennes pour les antennes à polarisation circulaire reconfigurables

Fréquence de fonctionnement	Gain (en dBi)	Bande passante en adaptation (en %)	Bande passante en AR (en %)	Référence
1.47GHz	∅	∅	1.3	[WON 980]
1.587GHz	∅	∅	0.9	[WON 981]
2.206GHz	∅	3.6	1.6	[HUA 00]
2.111GHz	∅	6	2.4	[HUA 03]
2.49GHz	∅	4.3	1.36	[HUA 01]
5.99GHz	5.9	3.6	1 (droite)	[AIS 04]
5.79GHz	6.02	18	0.8	[AIS 06]
2.45GHz	5.5	13.4	11.7	[WU 06]
2.15GHz	8	34	10.2	[YOO 09]
2.45GHz	6	∅	2.2 (droite) 4.4 (gauche)	[RUI 08]
2.45GHz	2.97 (droite) 2.90 (gauche)	4.4	1.2	[YOO 10]
2.391GHz	1.45 (droite)	4.7 (droite)	1.2 (droite)	[PYO 14]
2.487GHz	1.93 (gauche)	3.4 (gauche)	0.9 (gauche)	
2.4GHz	7.2-9.6	26	2.6	[ZHA 20]

Nous pouvons ainsi voir que la combinaison des diodes à la fois dans différents éléments, patch et fente de couplage [RUI 08], ou patch et ligne d'alimentation [PYO 14], a permis pour [RUI 08] d'obtenir une bande passante à 2.2% en polarisation droite et 4.4% en polarisation gauche à 2.45GHz (0.8% @ 5.79GHz [AIS 06]) et pour des bandes de polarisation plus faibles, du même ordre de grandeur que celles que nous avons obtenues : 1.2% en polarisation droite et 0.9% en polarisation gauche à 2.45GHz. Par contre, des structures avec 3 niveaux de polarisation, ont permis d'obtenir des bandes passantes en polarisation circulaire supérieures à 10% [WU 06], [YOO 09].

D'autres antennes sont réalisées sans l'ajout d'éléments non-linéaires, qui augmentent le poids et la taille des systèmes ; elles sont réalisées à l'aide de propriétés particulières de matériaux. Des fentes sont insérées dans un patch et rempli d'un liquide dont la fluidité permet d'obtenir une reconfigurabilité en fréquence et en polarisation [SON 19]. Une antenne à résonateur est remplie d'un liquide métallique dont la polarisabilité permet d'obtenir la commutation de polarisation [CHE 19]. Des antennes ont été conçues sur des matériaux composites stratifiés [ZHA 20], qui peuvent être déployés ou enroulés, cela permet d'obtenir la commutation de la polarisation circulaire tout en étant adapté en impédance. Ce type d'antennes est employé pour les charges utiles de satellites.

I.II. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche

Cette étude correspond aux applications RFID à 5.8GHz. Le principe utilisé ici correspond à la modulation du signal ré-émis par le lecteur dépendant du sens de polarisation circulaire, respectivement droite et gauche, commutable [BOT 00], [YAN 02], [FRI 03], en fonction des amplitudes hautes et basses [KOS 99], [HO 05]. Elle a été menée par Hakim Aïssat lors de sa thèse de Doctorat sous la direction d'Odile Picon, PU Université Gustave Eiffel, et du co-encadrement de Laurent Cirio, PU Université Gustave Eiffel, Enseignant-chercheur à ESYCOM. Des investissements importants en équipement, pour valider expérimentalement les conceptions d'antennes, ont été nécessaires. Cette étude a nécessité l'achat d'un banc de mesure par ESYCOM, au travers d'un financement ANVAR, obtenu par Laurent CIRIO, mais aussi son automatisation, par David DELCROIX, assistant-ingénieur ESYCOM, ainsi que l'achat d'une micro-graveuse. Le salaire d'Hakim Aïssat, pour les 200 heures d'enseignement dispensés dans l'école d'ingénieur ESIGETEL, qui se trouvait alors à Fontainebleau, lui a permis d'être rémunéré pendant sa thèse de Doctorat.

Nous allons maintenant présenter le fonctionnement de l'antenne passive que nous avons étudiée et qui a été réalisée avec 2 métallisations. Nous nous sommes inspirés de la publication [HUA 03] et avons cherché à utiliser une alimentation coplanaire. L'antenne permet d'obtenir une polarisation circulaire par la combinaison de deux champs non-orthogonaux excités indépendamment par une fente inclinée et le circuit ouvert en bout de la ligne coplanaire [AIS 02], [AIS 04], sans perturbation sur le patch, que ce soit par l'ajout d'un stub ou d'une fente directement sur le patch. Nous avons ajouté une fente orthogonale à la première et sélectionné une fente ou l'autre fente par le changement d'état des diodes soudées sur les fentes, ce qui nous a permis d'obtenir une commutation de polarisation.

I.III. Antenne passive

Pour les antennes imprimées à une alimentation, la polarisation circulaire est obtenue à partir de deux polarisations linéaires orthogonales avec une amplitude identique pour un déphasage de 90° . Comme nous l'avons vu dans l'état de l'art, dans beaucoup de structures antennaires, une excitation asymétrique est utilisée pour générer la polarisation circulaire. La structure proposée est alimentée de façon asymétrique, mais est simplifiée (sans l'ajout d'un stub ou de fentes sur le patch) compte tenu du profil circulaire du patch.

I.III.1. Design de l'antenne et de la ligne d'alimentation coplanaire

Pour l'antenne, où les dimensions ont été déterminées après une étude paramétrique à la figure I.2, la polarisation circulaire est obtenue en combinant deux champs électriques polarisés linéairement excités par une fente inclinée et un circuit ouvert en bout de la ligne coplanaire. Nous considérons les densités de champ \vec{E}_1 dirigé le long de l'axe [Oy) dans le stub et \vec{E}_2 orienté le long $\varphi = +\pi/4$ dans la fente diagonale.

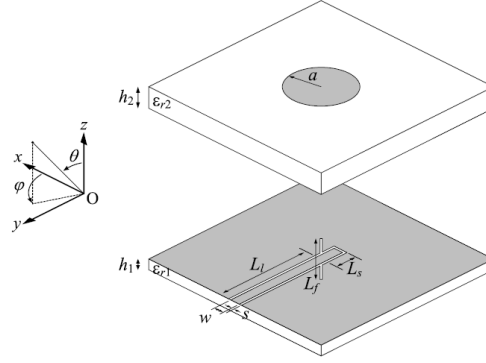


Figure I.2: Antenne passive, $h_1 = 1.524 \text{ mm}$; $\epsilon_{r1} = 4.5$; $h_2 = 3.175 \text{ mm}$; $\epsilon_{r2} = 2.2$; $w = 1.8 \text{ mm}$; $s = 0.3 \text{ mm}$; $L_1 = 30.4 \text{ mm}$; $L_s = 5.3 \text{ mm}$; $L_f = 17.6 \text{ mm}$; $a = 9.2 \text{ mm}$

Les champs \vec{E}_1 et \vec{E}_2 s'expriment par :

$$\vec{E}_1 = E_1 e^{j\Phi} \vec{u}_y \quad (\text{I.1})$$

$$\vec{E}_2 = E_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \vec{u}_x + E_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \vec{u}_y \quad (\text{I.2})$$

Le champ total est alors :

$$\vec{E}_T = E_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \vec{u}_x + (E_1 e^{j\Phi} + E_2 \frac{\sqrt{2}}{2}) \vec{u}_y \quad (\text{I.3})$$

En appliquant les conditions de la polarisation circulaire $E_y = \pm j E_x$, nous pouvons d'extraire de la relation précédente que :

$$\Phi = \pi \pm \frac{\pi}{4} \text{ et } E_1 = E_2 \quad (\text{I.4})$$

Et les expressions du champ final sont données par :

$$\vec{E}_{\text{droite}} = E_1 \frac{\sqrt{2}}{2} \vec{u}_x + j E_1 \frac{\sqrt{2}}{2} \vec{u}_y \quad (\text{I.5})$$

$$\vec{E}_{\text{gauche}} = E_1 \frac{\sqrt{2}}{2} \vec{u}_x - j E_1 \frac{\sqrt{2}}{2} \vec{u}_y \quad (\text{I.6})$$

Nous pouvons en conclure que l'inclinaison à 45° de la fente de couplage combinée avec une différence de phase de $180^\circ \pm 45^\circ$ et de même amplitude pour les modes excités résulte en rayonnement de la polarisation circulaire (135° pour la polarisation circulaire droite et 225° pour la polarisation circulaire gauche). Une inclinaison de la fente à -45° combinée avec une différence de phase de $\pm 45^\circ$ et de même amplitude pour les modes excités permet un rayonnement à $+45^\circ$ pour la polarisation circulaire droite et -45° pour la polarisation circulaire gauche.

En utilisant la formule du modèle de la cavité [SHEN 77], [BAL 89], un patch circulaire de rayon $a=8.8\text{mm}$ est nécessaire pour obtenir une fréquence de résonance en utilisant un substrat RT/Duroid5880 ($\epsilon_{r2}=2.2$ et $h_2=3.175\text{mm}$). Pour le design des lignes coplanaires sur substrat multicouche, les formules approchées [HIL 69], [BED 92] résultant de l'analyse quasi-statique sont utilisées pour déterminer la constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique

indépendamment de la fréquence. Les dimensions ($w=1.8\text{mm}$ et $s=0.3\text{mm}$) ont été calculées pour déterminer une impédance caractéristique de 50Ω pour un substrat TMM4 ($\epsilon_{r1}=4.5$ et $h_1=1.524\text{mm}$). Le logiciel Ensemble a été utilisé pour vérifier la concordance entre les formules analytiques [BED 92] et la simulation numérique électromagnétique : l'erreur relative n'excède pas 3.5% pour une fréquence maximale de 20GHz.

Nous allons maintenant nous intéresser au fonctionnement de la fente inclinée et du stub en circuit-ouvert pour générer la polarisation circulaire en utilisant les simulations électromagnétiques numériques.

1.III.2. Design du circuit d'alimentation et caractérisation de la polarisation circulaire

La distribution du champ dans le circuit-ouvert au bout de la ligne coplanaire est reportée pour différentes fréquences avec une fente perpendiculaire puis diagonale à la ligne coplanaire, sans l'élément rayonnant circulaire. Les dimensions de la ligne sont données dans la figure I.1. Quand la fente est perpendiculaire, compte tenu de la symétrie de la fente par rapport à la ligne coplanaire, une distribution de champ identique est observée dans les deux fentes de la ligne, c'est-à-dire que seul le mode coplanaire (mode impair) peut se propager (Fig.I.3) alors que quand une fente est inclinée à 45° et alimentée par une ligne coplanaire avec un stub en circuit ouvert, la distribution du champ n'est pas symétrique (Fig.I.4) dans la ligne à cause de l'excitation du mode fente (mode pair) et de sa combinaison avec le mode coplanaire (mode impair).

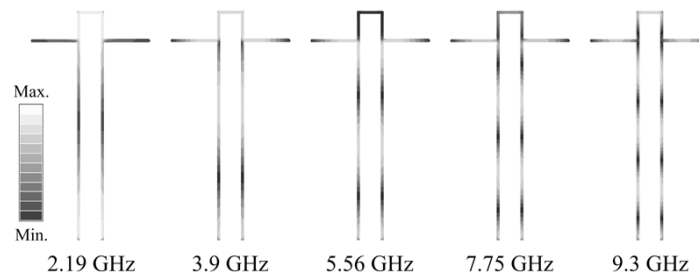


Figure I.3: Distribution du champ électrique dans la ligne coplanaire avec une fente perpendiculaire (sans patch)

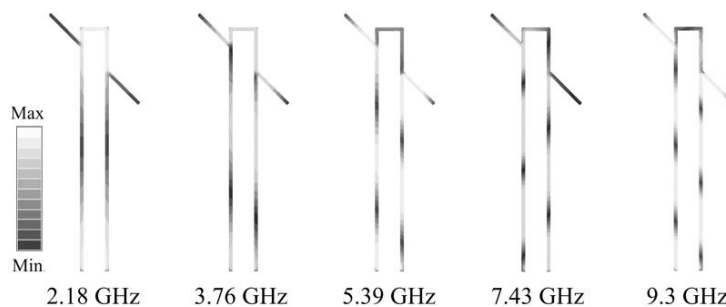


Figure I.4: Distribution du champ électrique dans la ligne coplanaire avec une fente inclinée à 45° (sans patch)

Nous considérons maintenant l'antenne incluant le patch circulaire et sa structure d'alimentation avec une fente inclinée à 45° . La partie réelle de l'impédance de l'antenne Z_a est reportée sur la figure I.4 dans la bande 5GHz à 6.5GHz. Trois pics sont observés à 5.22, 5.78 et 6.21GHz à la figure I.5.

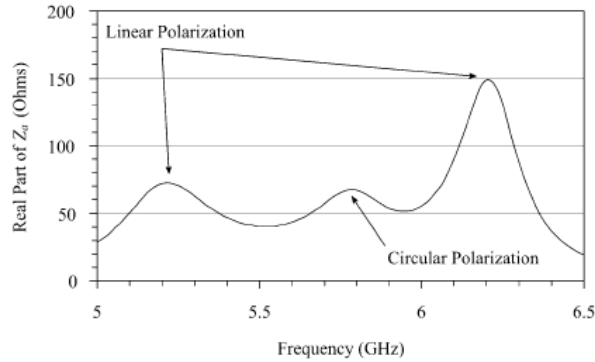


Figure I.5: Partie réelle de l'impédance d'entrée simulée en fonction de la fréquence

Les distributions du champ électrique dans la structure d'alimentation et du courant électrique sur le patch sont reportées aux figures I.6 a et b, où on voit qu'à 5.22GHz (Fig.I.6.a.), le champ électrique est polarisé linéairement.

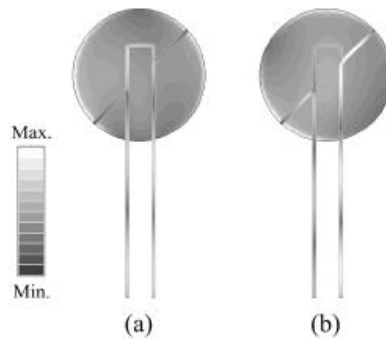


Figure I.6: Répartition du champ électrique dans la ligne coplanaire et du courant électrique sur le patch à 5.22GHz (a) et à 6.21GHz (b)

Le maximum d'énergie est localisé dans le stub. Le champ ne voit pas la fente diagonale. Cependant, les champs sont symétriques dans les lignes d'alimentation. A 6.21GHz (Fig.I.6.b.), il n'y a pas d'énergie dans le stub. Dû à la combinaison des modes coplanaires et fentes se propageant avec des vitesses différentes, une distribution de champ asymétrique est observée dans la ligne d'alimentation. La fente diagonale est excitée et la polarisation linéaire est obtenue à 45°.

Nous allons maintenant passer à l'étude de l'antenne active, réalisée avec l'ajout d'une fente perpendiculaire à la première, à la prise en compte des diodes (modèle RLC en parallèle) pour sélectionner l'une ou l'autre de ces fentes, du gap d'air pour les insérer ainsi que des fentes pour les polariser.

I.IV. Antenne active

L'antenne avec diversité de polarisation provient de la structure passive en ajoutant une fente symétrique le long de la seconde diagonale, comme représenté sur la figure I.7. Les dimensions des fentes, stubs et patch sont conservées identiques.

I.IV.1. Topologie de l'antenne (avec diodes et circuit de polarisation DC)

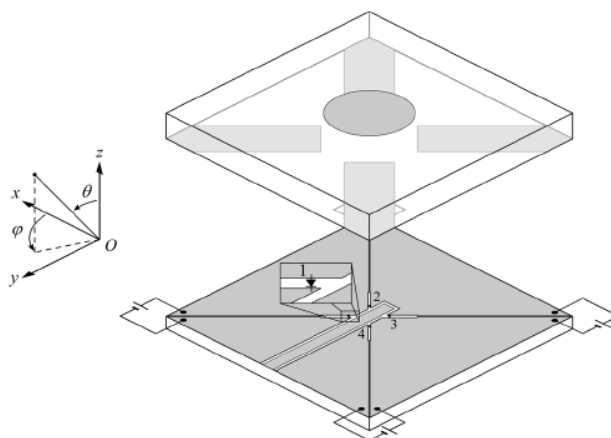


Figure I.7: Structure à polarisation circulaire commutable

Chaque fente est court-circuitée au moyen de paires de diodes PIN [AGI 99] (HPND-4028 Agilent Technologies, Palo Alto, CA), localisées proche de l'intersection entre la ligne d'alimentation coplanaire et les fentes et soudées dans les fentes de couplage. En sélectionnant une paire de diodes pendant que l'autre paire est bloquée permet à l'antenne de commuter entre la polarisation circulaire droite et gauche avec une seule alimentation. Sur la figure I.6, en mettant en court-circuit les diodes 1 et 3 (respectivement 2 et 4) la polarisation circulaire droite est obtenue. La tension de polarisation DC est permise en divisant le plan de masse en 5 parts avec 4 fines fentes de largeur $130\mu\text{m}$. Pour éviter que le circuit de polarisation affecte le comportement RF de l'antenne, de larges capacités sont réalisées sur les fentes en collant des pistes de cuivre adhésives (substrat du haut sur la figure I.6) : les fentes sont d'abord couvertes par une couche isolante adhésive (d'épaisseur $130\mu\text{m}$), ce qui assure une isolation DC en maintenant une continuité RF. La couche adhésive est ensuite recouverte par 4 bandes en cuivre pour protéger les fentes aux fréquences RF.

I.IV.2. Influence sur l'adaptation et le rapport axial de la position des diodes, du circuit d'isolation DC, du ruban isolant et du gap d'air et de l'approximation modèle idéal pour la diode

Un modèle électrique des diodes HPND-4028 est intégré dans le logiciel de simulation. Pour ce logiciel, nous pouvons uniquement inclure un modèle équivalent RLC (R_p , la résistance parallèle, L_p , l'inductance parallèle, C_p , capacité parallèle). Les valeurs des éléments électriques sont extraites des paramètres S_{ij} donnés par le constructeur [AGI 99]. Les paramètres S_{ij} ont été mesurés pour des diodes en configuration série avec accès à 50Ω avec des lignes micro-rubans. Nous transformons la matrice $[S]$ en matrice $[ABCD]$ pour déterminer les éléments d'un quadripôle en π . Il permet de modéliser un élément série Y_2 , représentant l'admittance de la diode avec deux éléments parasites en parallèle Y_1 et Y_3 , représentant les effets capacitifs des voies d'accès de la ligne micro-ruban. Comme les diodes sont reportées directement dans les fentes de couplage, les valeurs du circuit équivalent RLC seront directement déduites de Y_2 . Nous avons sélectionné un courant direct de polarisation I_F égal à 10mA et une tension inverse V_R de 10V et déterminé le schéma électrique équivalent à insérer dans le logiciel de simulation (table I.2) : pour une diode en état passant, il faudra utiliser un circuit parallèle avec R_p et L_p , alors que pour une diode en état bloqué, une capacité C_p suffira. La simulation à la figure I.8 concorde parfaitement avec la mesure en ce qui concerne le rapport axial : un minimum de rapport axial de 1.1dB à 5.78GHz avec une bande passante de 0.82%

pour une adaptation de -11.3dB en simulation est comparable au niveau de 2dB à 5.79GHz pour le rapport axial avec une bande passante de 0.8% et une adaptation $S_{11} = -17.8\text{dB}$ en mesure.

Table I.2 Eléments électriques du circuit équivalent RLC parallèle à 6GHz

Etat passant (courant direct)	Etat bloqué (tension inverse)
$Y_2 = 0.028 - 0.102j$	$Y_2 = 0 + 0.001358j$
$R_p = 35.7\Omega$	$C_p = 36.02\text{ fF}$
$L_p = 260.1\text{ pH}$	

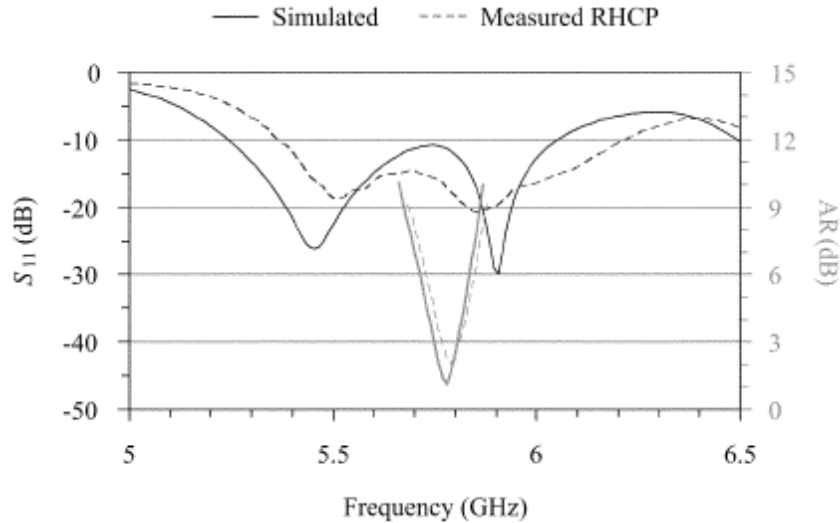


Figure I.8: S_{11} et AR mesurés et simulés avec des diodes RLC

I.IV.3 Rayonnement de l'antenne active : perturbation amenée par les diodes

En considérant les fentes de couplage, les circuits d'isolation DC et un modèle RLC pour les diodes, les diagrammes de rayonnement mesurés à 5.79GHz (Fig. I.9) sont identiques à ceux simulés.

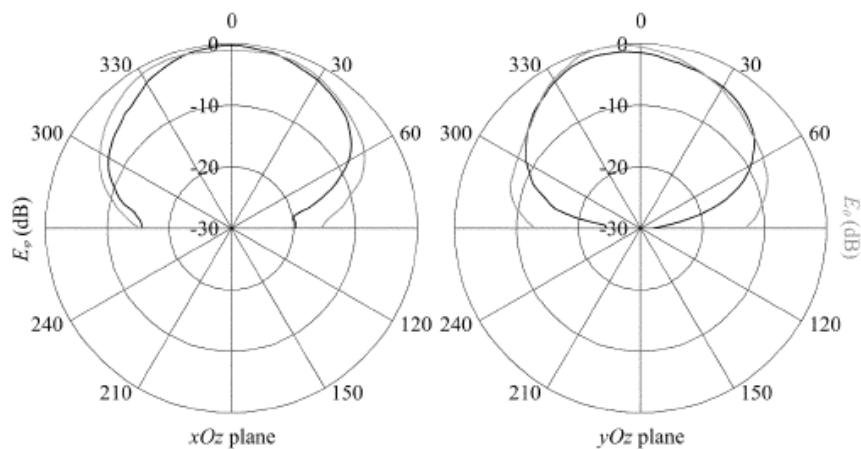


Figure I.9: Diagrammes de polarisation mesurés de l'antenne active à 5.79GHz

I.V Conclusion et perspectives

Nous avons réalisé une antenne active à commutation de polarisation pour des applications RFID à 5.8GHz. Une simulation électromagnétique rigoureuse de chaque élément (le patch, la ligne coplanaire, les diodes, les fentes d'isolation DC) a été entreprise. Les éléments actifs, tels que les diodes, à cause de leurs non-linéarités, dégradent cependant le niveau du rapport axial ainsi que le gain de l'antenne active.

D'autres systèmes reconfigurables cette fois ci en fréquence peuvent être envisagés à l'aide de matériaux exotiques, tel que le plasma par exemple. Le plasma est un gaz ionisé dont la permittivité dépend de la densité électronique du plasma et de la fréquence de collision. La densité électronique peut être modifiée suivant l'énergie transmise au plasma. La fréquence de résonance peut être modifiée à l'aide du plasma [MAL 18]. La bande passante en polarisation circulaire peut-être modifiée suivant le nombre de boucles d'une hélice dans laquelle le plasma est allumé [ZAI 19]. Le plasma permettrait également d'intensifier le champ électromagnétique rayonné par une antenne dipôle électriquement petite [KON 17]. C'est ce que nous avons prévu de faire dans la suite des études et que je présenterai dans les perspectives de mes travaux de recherche.

Une autre expertise que j'ai acquise depuis ma thèse, et que je continue à développer via l'encadrement des étudiants, est celle concernant la réalisation de ces antennes. Pour augmenter le nombre de degrés de liberté pour concevoir des antennes, la modification des propriétés diélectriques du matériau, à l'aide de la fabrication additive, est actuellement investiguée, ce qui permet d'obtenir une antenne à polarisation circulaire.

II. Antennes compactes par fabrication additive

J'ai travaillé lors de mes encadrements mais aussi lors de ma propre thèse sur la conception d'antennes. Pendant ma thèse, j'ai utilisé les procédés de la micro-technologie en salle blanche, pendant mes encadrements d'étudiants ceux utilisant la micro-gravure chimique ou mécanique, mais aussi ceux permettant de réaliser des diélectriques un peu plus spécifiques (propriétés d'anisotropie réalisées par fabrication additive).

J'ai commencé les études en recherche en 1996 sur la conception d'une antenne multicouche à 24 GHz sur un substrat d'Arséniure de Gallium. L'objectif était de réaliser un système compact pour lequel on pourrait optimiser les substrats utilisés pour l'antenne ou pour la partie active du dispositif, l'antenne étant alimentée par une fente de couplage. Cette technologie permet d'intégrer en hybridant, on l'appelle technologie hybride, et elle est moins intégrée que la monolithique. Afin d'améliorer la compacité du système, la fréquence de 24GHz avait été choisie associée aux procédés de photo-lithographie. Les antennes étaient réalisées sur substrat de résine Su-8 et la ligne sur un substrat d'Arséniure de Gallium. Plusieurs types d'alimentation avaient été retenus (par ligne enterrée ou par couplage par fente) et plusieurs résonateurs avaient été couplés (plan E ou plan H) pour augmenter la bande passante en adaptation (Fig. I.10). Ces antennes avaient été réalisées en centrale de technologie, puis mises en cellule K pour être caractérisées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel [GRZ 000].

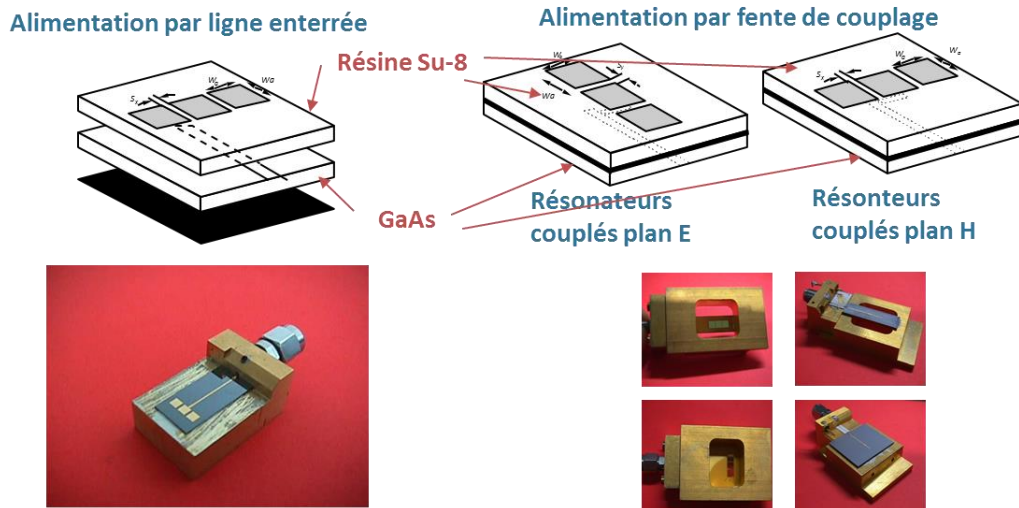


Figure I.10 : Antennes multicouches réalisées sur résine Su-8 et Arséniure de Gallium pour applications radar à 24GHz

Il ne s'agit bien entendu pas dans cette partie de développer les résultats détaillés dans ma thèse de Doctorat. Grâce à la fabrication additive, nous avons pu réaliser un matériau anisotrope et ainsi obtenir des dimensions identiques pour le résonateur ($a=b$) [MOR 19]. La fabrication additive nous a donc permis d'ajouter un niveau de liberté (choix du tenseur de permittivité), comme cela peut également être réalisé en coupant puis en collant différents diélectriques, mais tout en optimisant le procédé de réalisation technologique (moins d'interventions manuelles), ainsi qu'un choix beaucoup plus important de valeurs de permittivité (ici permittivités comprises entre 6 et 22).

II.I. Etat de l'art de la fabrication additive pour réaliser des composants passifs RF et millimétriques

La fabrication additive d'un diélectrique consiste à polymériser une résine photosensible dans l'enceinte à l'aide d'un procédé de photolithographie avec rayons ultraviolets. La cellule unitaire réalisée va donc avoir une forme particulière, et être remplie d'air et de résine [WON 12] : les valeurs prises par le diélectrique sont contrôlables par le pourcentage d'air dans la cellule unitaire, cela permet de s'affranchir des ressources diélectriques disponibles, mais aussi de réaliser un matériau inhomogène d'un seul bloc, sans report ou collage. Le diélectrique obtenu est ensuite dimensionné à la bonne taille et à la bonne forme en l'exposant à des procédés chimiques mais aussi en étant poli. Ce procédé de fabrication permet de plus de réduire les coûts et le temps de production. Des simulations électromagnétiques en support de mesures ont permis de valider l'utilisation de cette technologie pour des composants passifs radiofréquences [DIM 17]. Des guides d'onde et lentilles micro-ondes [ZHA 16] ainsi que des antennes ont été réalisés grâce à cette technologie [THE 18], [BYR 19]. Les guides d'ondes ont pu bénéficier de structures compactes réalisées en un seul bloc [ZHA 16], les antennes du choix de la permittivité du substrat dans lequel est gravée l'antenne, dans le cas d'antennes à résonateur diélectrique [THE 18] ou sur lequel l'antenne métallique est réalisée, les lentilles de gradient d'indice différent [BYR 19].

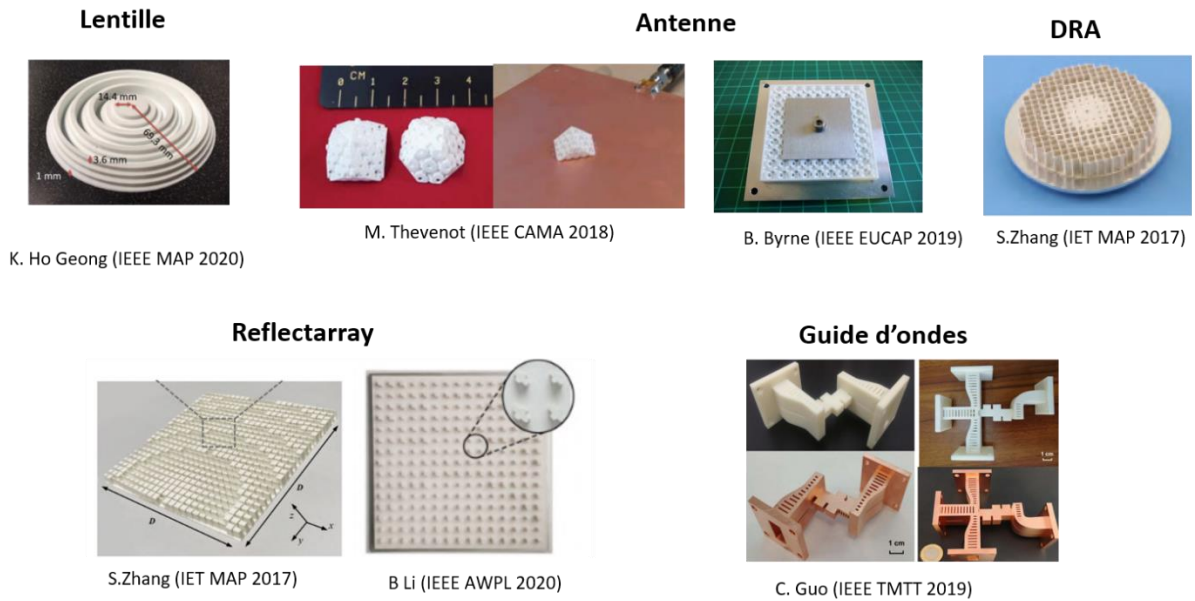
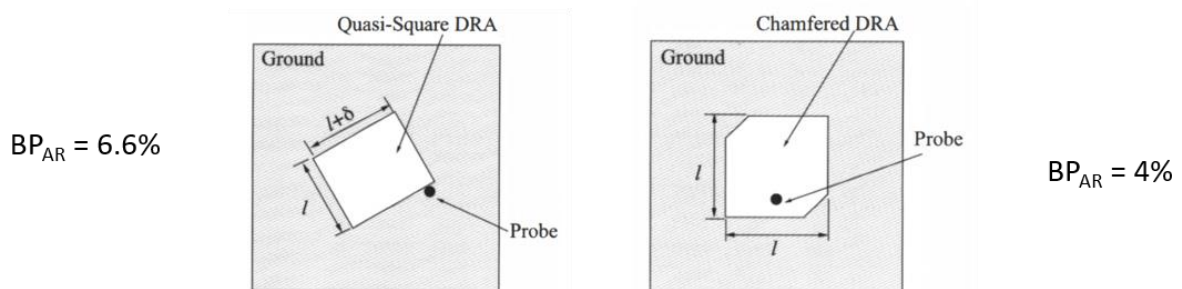


Figure I.11 : Antennes multicouches réalisées sur résine Su-8 et Arséniure de Gallium pour applications radar à 24GHz

Nous avons fait le choix de concevoir des antennes à résonateur diélectrique [THE 18]. Les antennes à résonateur diélectrique peuvent avoir des formes diverses (rectangulaire, cylindrique,...), et permettre de travailler à différentes fréquences de fonctionnement, donc à différents modes de résonance, auxquels sont associés les diagrammes de rayonnement [PET 06]. Les antennes à résonateur diélectrique sont bien adaptées pour la polarisation circulaire, qui permet de s'affranchir des atténuations du signal via l'ionosphère par exemple pour les applications de navigation et de communication satellitaire. Cependant, pour générer de la polarisation circulaire (Fig I.12), il faut généralement soit réaliser un système d'alimentation complexe de l'antenne, soit ajouter une perturbation directement dans l'élément rayonnant, en insérant des éléments métalliques ou en venant enlever de la matière, ce qui dissymétrise la structure antennaire [CHO 18], [KHA 13], [HUA 99].



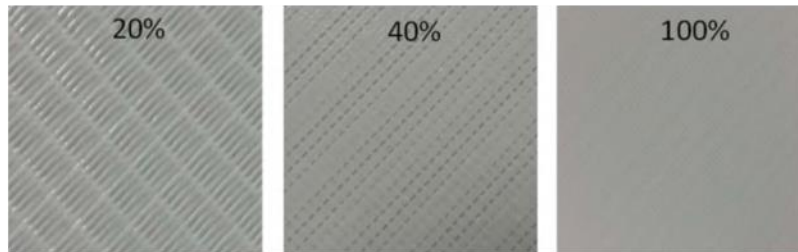
A. Petosa (IEEE antennas and Propagation Magazine 2010)

Figure I.12 : Antennes à résonateur diélectrique à polarisation circulaire

Nous nous proposons de réaliser un résonateur symétrique carré, sans alimentation complexe, en utilisant un diélectrique anisotrope réalisé par la fabrication additive. Un matériau diélectrique anisotrope peut en effet permettre à une antenne d'être à polarisation circulaire en

utilisant des méta- matériaux [HUA 99], [WU 08]. La fabrication additive permet de contrôler la variation de la permittivité du diélectrique ou d'obtenir un matériau anisotrope (Fig I.13).

➤ Contrôle de la permittivité



L. Catarinucci (IEEE MAP 2017)

➤ Contrôle de l'anisotropie



S. Moscato (IEEE AWPL 2016)

Figure I.13 : Matériaux réalisés à l'aide de la fabrication additive et permettant la variation de la permittivité et d'obtenir un matériau anisotrope

II.II. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche

L'objectif de l'étude est de réaliser une antenne compacte diélectrique à polarisation circulaire à l'aide de la fabrication additive. C'est un projet collaboratif entre ISAE Supaero, l'ENAC (Ecole Nationale d'Aviation Civile) et la start-up Anywaves. Elle est menée par Carlos David Morales Pena lors de sa thèse de Doctorat sous la direction de Christophe Moorlas, Enseignant-chercheur à ENAC, et du co-encadrement de Romain PASCAUD, Enseignant-chercheur à ISAE Supaero et d'Alexandre CHABORY, Enseignant-chercheur à ENAC. Gauthier MAZINGUE, de la start-up Anywaves, participe aux discussions pour les aspects réalisation de l'antenne par la fabrication additive. Les mesures de rayonnement sont effectuées dans la chambre anéchoïde d'ISAE-Supaero, dont ISAE s'est doté en 2015, mais pour laquelle des investissements sont en cours, comme un positionneur 3 axes récemment.

Nous allons maintenant expliquer le fonctionnement de l'antenne à polarisation circulaire par fabrication additive. La polarisation circulaire est obtenue par la combinaison de 2 modes fondamentaux de résonance d'un DRA (Dielectric Resonator Antenna). L'utilisation de l'anisotropie permet de conserver la dimension carrée du résonateur en modifiant la permittivité relative suivant les modes de résonance considérés, au lieu de modifier les dimensions du DRA en les dissymétrisant ou en insérant des éléments métalliques.

II.III. Design et résultats de l'antenne à polarisation circulaire à l'aide de la fabrication additive

Un DRA peut générer de la polarisation circulaire, s'il produit 2 champs électriques orthogonaux, déphasés de 90° et de même amplitude. Nous pouvons utiliser les modes fondamentaux TE_{111}^x et TE_{111}^y pour générer les champs électriques orthogonaux. La fabrication additive permet de créer un matériau anisotrope uni-axial ou bi-axial.

Les fréquences de résonance ($f_1 < f_2$) des deux modes dégénérés peuvent s'exprimer [LAN 04] pour obtenir la polarisation circulaire :

$$f_1 = f_0 \left(1 - \frac{1}{2Q_1}\right) \quad (\text{I.7})$$

$$f_2 = f_0 \left(1 + \frac{1}{2Q_2}\right) \quad (\text{I.8})$$

Pour un matériau uniaxial, nous allons considérer le tenseur permittivité suivant :

$$\bar{\bar{\epsilon}} = \begin{bmatrix} \epsilon_{\perp} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{\parallel} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{\parallel} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

L'axe optique est placé le long de la direction x . Le mode TE_{111}^x est dans un matériau isotrope étant donné que la permittivité est la même le long de y et z , alors que le mode TE_{111}^y est altéré par le matériau anisotrope car les permittivités ne sont pas les mêmes le long de x et z .

Le dimensionnement d'une antenne à résonateur diélectrique est classiquement calculé à partir du modèle du guide d'onde diélectrique. Nous fixons dans un premier temps la permittivité ϵ_{\parallel} , puis nous cherchons à déterminer la permittivité ϵ_{\perp} pour avoir les dimensions de la base du DRA carrée. Le rapport des fréquences de résonance f_1/f_2 doit être le plus proche de 1. La sonde coaxiale est ensuite positionnée, et la longueur de sa sonde optimisée, de telle manière qu'elle favorise le couplage avec le DRA (Figure I.14).

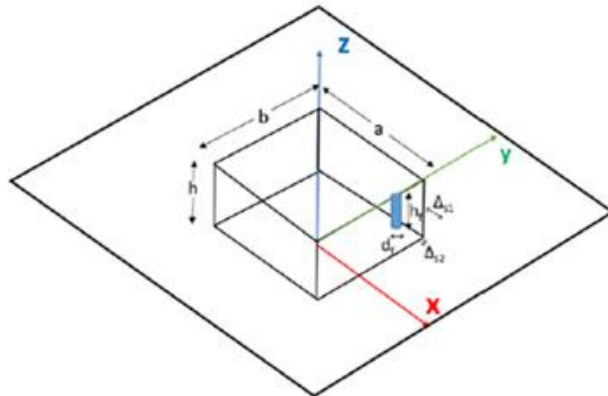


Figure I.14: Design de l'antenne DRA à polarisation circulaire réalisée à l'aide d'un matériau homogène anisotrope ($h = 11.25\text{mm}(0.09\lambda_0)$; $a=b=26.3\text{mm}(0.21\lambda_0)$; $\epsilon_{\perp}=14.5$; $\epsilon_{\parallel}=20$; $d_f = 0.9\text{mm}$; $h_f = 10.5\text{mm}$; $\Delta s = 4\text{mm}$; plan de masse : $0.65\lambda_0 \times 0.65\lambda_0$)

Nous obtenons ainsi les facteurs de qualité $Q_1 = 17.56$ et $Q_2 = 15.53$ et les fréquences de résonance $f_1 = 2.38\text{GHz}$ et $f_2 = 2.53\text{GHz}$ associés respectivement aux modes TE_{111}^x et TE_{111}^y .

Nous pouvons voir la répartition des champs électriques dans le DRA pour les modes TE_{111}^x et TE_{111}^y sur la figure I.15 : le mode TE_{111}^x rayonne comme un dipôle magnétique le long de x et le mode TE_{111}^y comme un dipôle magnétique le long de y.

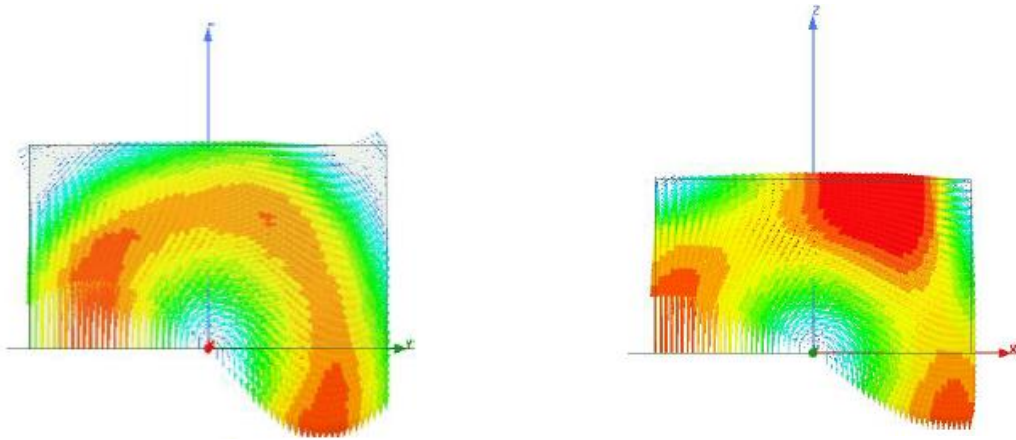


Figure I.15 : Répartition du champ électrique dans un DRA pour le mode TE_{111}^x à gauche et le mode TE_{111}^y à droite en simulation

Les cellules unitaires sont représentées à la figure I.16, ainsi que le DRA réalisé à partir de ces cellules unitaires. Des conditions maître-esclave sont imposées aux frontières latérales de la cellule pour réaliser une structure périodique. La cellule est excitée par des ports de Floquet qui sont appliqués sur les surfaces perpendiculaires à l'axe z. Les dimensions de la cellule unitaire sont optimisées afin de déterminer les permittivités souhaitées.

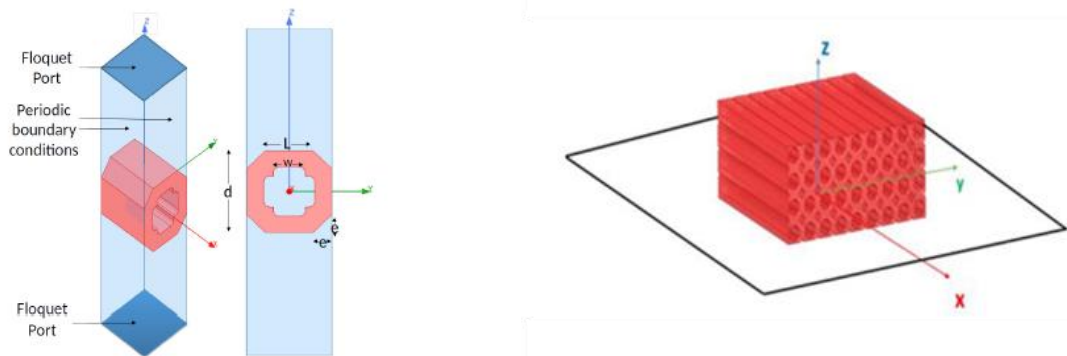


Figure I.16 : Cellule unitaire du matériau anisotrope et DRA réalisé à partir des cellules unitaires

La permittivité est obtenue à partir du rapport de l'indice de réfraction n et de l'impédance de la cellule élémentaire z , que l'on peut extraire à l'aide des paramètres S_{ij} [NUM 13], [HAF 13]. A l'aide d'une étude paramétrique sous H.F.S.S. et des équations (I.10) à (I.12), nous déterminons les dimensions de la cellule élémentaire : $d = 3 \text{ mm}$; $L = 1.7 \text{ mm}$; $e = 0.65 \text{ mm}$; $W = 1.13 \text{ mm}$. Nous pouvons ainsi comparer les caractéristiques obtenues en termes d'adaptation, et de rayonnement d'un DRA anisotrope homogène à celles d'un DRA constitué de cellules élémentaires.

$$\varepsilon = \frac{n}{z} \quad (\text{I.10})$$

$$z = \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (\text{I.11})$$

$$n = \frac{1}{k_0 d} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \right] \quad (\text{I.12})$$

Les figures I.17 présentent l'adaptation en impédance ($S_{11} \leq 10 \text{ dB}$) dans la bande de fréquences de 2GHz à 3GHz, pour le module du paramètre de réflexion et sur l'abaque de Smith. La bande passante est similaire pour le DRA réalisé avec un matériau anisotrope homogène et celui à l'aide de cellules unitaires. Cette bande est également à 13%.

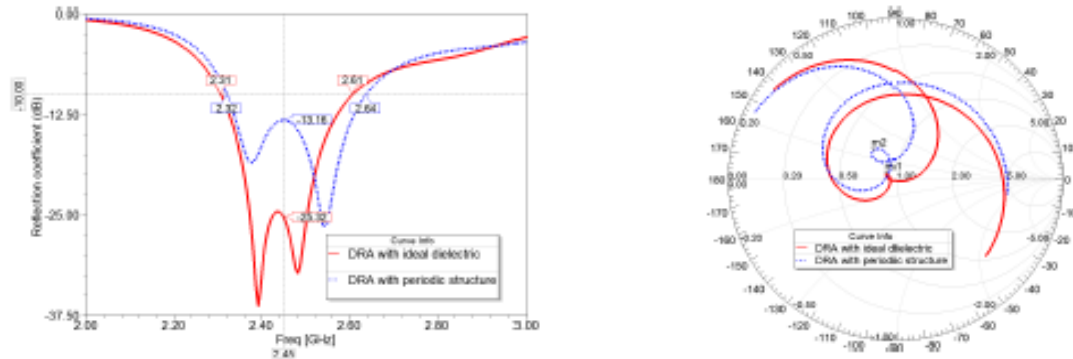


Figure I.17: Paramètre de réflexion (à gauche) et abaque de Smith (à droite) pour le DRA simulé par matériau homogène (en rouge) et constitué de cellules élémentaires (en bleu)

La bande passante du rapport axial ($AR \leq 3 \text{ dB}$) en fréquences est identique et égale à 2.5% pour le DRA réalisé à l'aide d'un matériau anisotrope homogène ou d'un matériau réalisé à partir des cellules unitaires à la figure I.18. La bande passante dans le plan $\varphi = 0^\circ$ comprend les angles d'élévation compris entre $-65,6^\circ$ et $50,6^\circ$.

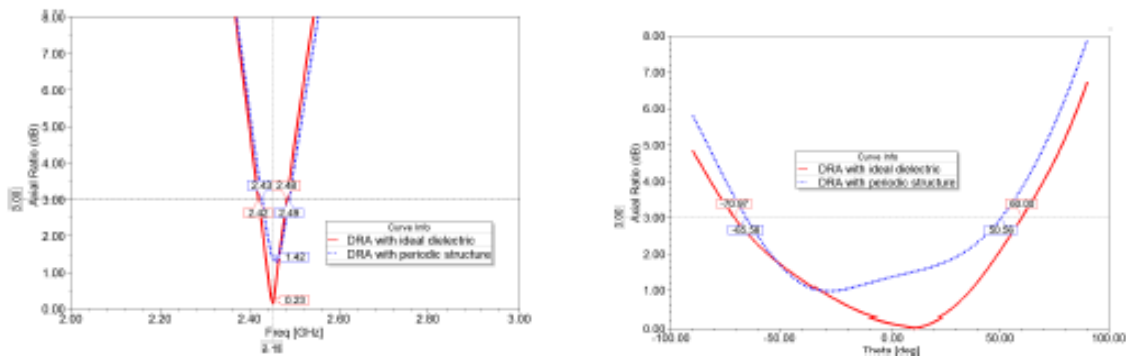


Figure I.18: Rapport axial dans le plan $\varphi = 0^\circ$ en fonction de la fréquence (à gauche) et en fonction de l'angle d'élévation à la fréquence $f_0 = 2.45 \text{ GHz}$ (à droite) pour le DRA simulé par matériau homogène (en rouge) et constitué de cellules élémentaires (en bleu)

La polarisation est circulaire gauche, avec une directivité de 6.6 dBi à la fréquence $f_0 = 2.45 \text{ GHz}$ (Figure I.19).

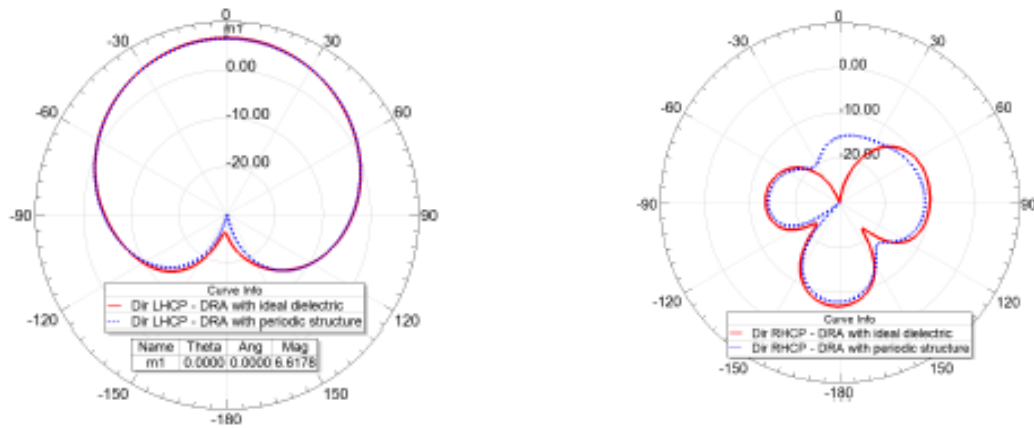


Figure 1.19: Diagrammes de rayonnement dans le plan $\varphi = 0^\circ$ en fonction de l'angle d'élévation à la fréquence $f_0 = 2.45\text{GHz}$ pour la polarisation circulaire gauche (à gauche) et pour la polarisation circulaire droite (à droite) pour le DRA simulé par matériau homogène (en rouge) et constitué de cellules élémentaires

II.IV. Conclusion et perspectives

Nous avons réussi à rendre compacte les antennes soit en utilisant les procédés de photolithographie soit en utilisant la fabrication additive. De plus, les caractéristiques du diélectrique réalisé par fabrication additive peuvent présenter des propriétés ajoutant des degrés de liberté dans le dimensionnement des antennes. Dans l'étude précédente, la fabrication additive permet d'obtenir un matériau anisotrope qui peut être utilisé pour réaliser la polarisation circulaire d'un DRA en conservant des dimensions identiques pour sa base.

Des études sont actuellement en cours pour utiliser l'inhomogénéité du matériau à l'aide de la fabrication additive pour obtenir une antenne bi-bande, mais aussi réaliser une source de Huygens. La fabrication additive pourrait également être utilisée pour réaliser la coquille externe d'un DRA à l'intérieur duquel une cavité serait réalisée, dans laquelle serait injecté du plasma dont on pourrait faire varier les caractéristiques pour obtenir une antenne reconfigurable. Ces études seront abordées dans le chapitre sur les perspectives des travaux de recherche.

Après avoir abordé la reconfigurabilité de la polarisation circulaire grâce à la commutation de diodes, et l'obtention de cette polarisation circulaire à l'aide de la fabrication additive, nous allons maintenant voir comment nous pourrions ajouter la fonctionnalité autonomie au système en utilisant l'antenne.

III. Antennes pour systèmes autonomes

Le transfert d'énergie sans fil (WPT : Wireless Power Transfer) permet à des systèmes d'être autonomes. Le principe de fonctionnement de ces systèmes comporte 2 catégories, qui correspondent soit au système fonctionnant en champ lointain, soit en champ proche.

- Travailler en champ lointain permet d'augmenter davantage la distance de télé-alimentation, nous nous tournons vers les systèmes radiatifs, même si ces systèmes sont plus sensibles à l'environnement. Nous pouvons différencier cependant le cas des systèmes où l'énergie est transférée intentionnellement dans une direction vers un objet

(transfert d'énergie radio-fréquence) des systèmes qui récupèrent l'énergie ambiante, nous parlons dans ce dernier cas de récupération d'énergie opportune. Nous nous sommes intéressés dans la suite de cette étude à la récupération d'énergie opportune.

- Une autre catégorie travaille en champ proche par couplage capacitif, inductif ou encore inductif par résonance magnétique. Cette catégorie sera étudiée dans le chapitre 4 de ce manuscrit.

III.I. Etat de l'art des antennes à récupération d'énergie électromagnétique

La récupération d'énergie peut alimenter un réseau de capteurs sans fil et sans batterie. Il existe différentes sortes d'énergies renouvelables dans la nature, telles que l'énergie solaire, thermique, vibratoire, éolienne, mais aussi électromagnétique. Ces énergies ne présentent pas les mêmes niveaux de densité, par exemple $1 \mu W/cm^2$ à la fréquence de $2.45 GHz$ à l'intérieur des bâtiments, et jusqu'à plus de $100 mW/cm^2$ quand il fait jour pour l'énergie solaire [KIM 14]. L'objectif est de convertir ces énergies en énergie électrique pour alimenter toutes sortes de capteurs dans divers environnements et parfois de mixer les énergies accessibles.

Dans le cas de l'énergie électromagnétique, l'élément qui convertit cette énergie est appelé une rectenna, c'est un système composé d'une antenne et d'un circuit de conversion RF-DC qui convertit l'onde électromagnétique en signal électrique. Le circuit de conversion RF-DC est généralement composé de diodes Schottky bas seuil qui vont s'auto-polariser à l'aide de l'onde électromagnétique [TAK 14]. Les signaux RF sont très utilisés pour les télécommunications, les systèmes télévisuels et radio ou encore le réseau WiFi. On peut donc bénéficier de cette énergie disponible dans notre environnement pour l'internet des objets.

On distingue les systèmes de transfert d'énergie électromagnétique de ceux bénéficiant de l'énergie ambiante.

- Les systèmes qui utilisent le transfert d'énergie sont généralement constitués d'antennes directives pour maximiser le niveau du champ électromagnétique récupéré dans une direction donnée et ainsi la puissance transmise à la charge du capteur par exemple. Les topologies des antennes correspondant à ce type d'applications sont les antennes réseaux et les antennes à onde de fuite : l'antenne de transmission trace le dispositif à recharger et dirige le faisceau dans la zone dans laquelle se trouve l'antenne de réception [ROT 20]. L'antenne embarquée à bord du dispositif à recharger peut également diriger son faisceau vers l'antenne de transmission, le faisceau des antennes à onde de fuite sur le drone à recharger voit sa direction modifiée en fonction de la fréquence qu'il reçoit, cette fréquence est envoyée par l'antenne de transmission qui a tracé préalablement le drone [GOM 16].
- Pour d'autres applications, les systèmes cherchent à bénéficier de la densité d'énergie électromagnétique ambiante et dans ce cas, ces systèmes sont dits opportuns. Les niveaux de champ électromagnétique sont dépendants de l'environnement dans lequel on les place. Ainsi ils sont d'environ $-20 dBm$ pour les systèmes WiFi en urbain alors qu'ils peuvent avoir des niveaux élevés, à proximité des antennes satellitaires par exemple [TAKA 14]. Le rectificateur RF-DC fournit une tension de $0.3V$ avec une

puissance incidente de 20 dBm [GUD 15], la tension requise pour la commutation d'un transistor est d'au moins de 0.5V. Pour s'affranchir de faibles tensions après rectification, des convertisseurs DC-DC ou des boosters RF-DC ont été étudiés pour être intégrés dans les rectennas [ERM 16], [ADA 18], [MAS 13], [VER 10] et [BER 15]. Pour améliorer la tension d'entrée du rectificateur ou pour augmenter l'efficacité des convertisseurs RF-DC un circuit booster peut aussi être ajouté entre l'antenne et le rectificateur [KAN 13]. Cependant, l'efficacité de conversion en puissance peut être diminuée quand on cascade des systèmes pour augmenter la tension de sortie.

C'est vers ce type de système fonctionnant de manière opportune pour l'internet des objets que nous avons orienté notre étude.

III.II. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche

J'ai co-encadré des étudiants dans le cadre d'ANR JCJC μ NRJ ou encore du projet PHC EGIDE sur la conception d'antennes à 5.8GHz et 30GHz pour la récupération d'énergie radio-fréquence ambiante. Ces travaux n'ont pas donné lieu à des publications sur la partie sur laquelle j'ai travaillé, qui était surtout consacrée à la partie antennaire. Par contre, j'ai encadré un étudiant de l'ENSEIRB MATMECA sur une rectenna dans le cadre d'un projet d'enseignement de niveau bac+4 pendant 2 mois, et ce travail a été publié dans une conférence internationale [WAG 18]. L'objectif était d'intégrer le circuit boost dans le design de l'antenne. Ce travail a été co-encadré par une enseignante-chercheuse de l'IMS (Intégration du Matériau au Système) à Talence, Ludivine FADEL. Les prototypes ont été réalisés avec l'aide des techniciens et assistants-ingénieurs de l'ENSEIRB MATMECA, Jean-Marc Micouleau, David Bedenes et Jérôme Le Gall. Si je présente ces travaux, c'est pour indiquer le potentiel de ce type d'étude, qui fait appel à la fois à des compétences de conception d'antennes, mais aussi à des conceptions de circuit. Cette étude n'a pas été finalisée compte tenu de la durée courte de 2 mois, et de mon recrutement à l'issue à ISAE-Supaero.

III.III. Design, fonctionnement et résultats de l'antenne

Nous avons sélectionné lors de l'étude bibliographique une antenne boucle [TAK 14] et un circuit booster [KAN 13] que nous avons associés. L'objectif était de réaliser in fine une rectenna qui pourrait être réalisée à l'aide d'encre conductrice invisible sur des bords vitrés [TAK 14] ou les verres de lunettes [HON 16], et mise en réseau pour augmenter la tension nécessaire pour la commutation des transistors, mais aussi la puissance requise par les capteurs. Bien entendu l'objectif pédagogique était que l'étudiant prenne en main des logiciels de simulation électromagnétique et électrique, les procédés de fabrication utilisés pour réaliser généralement les cartes électroniques, mais aussi les mesures en adaptation et en rayonnement. Nous voyons à la figure I.16 l'antenne sous test réalisée dans la chambre anéchoïque de l'ENSEIRB MATMECA. L'antenne d'émission n'est pas une antenne calibrée, mais une antenne réalisée à l'aide d'une boîte à thé métallique dans laquelle est inséré un dipôle quart d'onde relié à la pin d'un connecteur SMA [LIP 16].

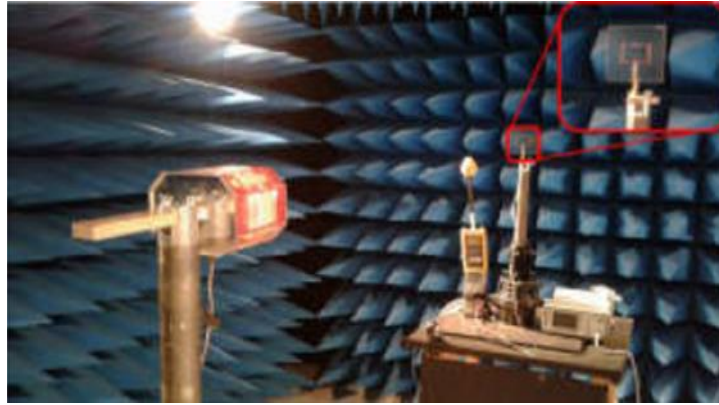


Figure I.16: Rectenna à 2.45GHz dans la salle anéchoïde de l'ENSEIRB MATMECA [WAG 18]

La rectenna est constituée d'une antenne boucle de forme carrée [TAK 14], d'un circuit d'adaptation en L qui permet de faire l'adaptation entre l'antenne et une charge 50Ω , et d'un circuit booster [KAN 13] dont l'objectif est d'augmenter la tension à sa sortie, afin d'atteindre les 0.5V de tension requise pour la commutation d'un transistor [GUD 15].

L'avantage de la boucle carrée est qu'elle permet finalement d'avoir très peu de parties métalliques, et pourrait être intégrée facilement sur des parois vitrées à l'aide d'encre conductrice invisible. Elle est réalisée sur un substrat de FR4 ($\epsilon_r = 4.4$; $\tan\delta = 0.025$; $h_{substrat} = 1.6mm$; $t_{m\acute{e}tal} = 33\mu m$) et nous ajoutons des éléments localisés que nous avons sur étagère pour adapter l'antenne sur 50Ω . La valeur des éléments localisés est notée sur la figure I.17. Nous utilisons les diodes Schottky bas seuil Skyworks SMS 7630.

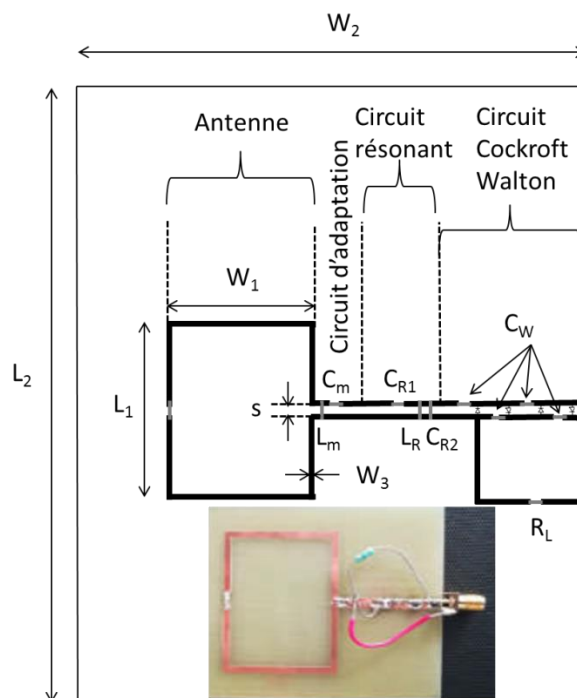


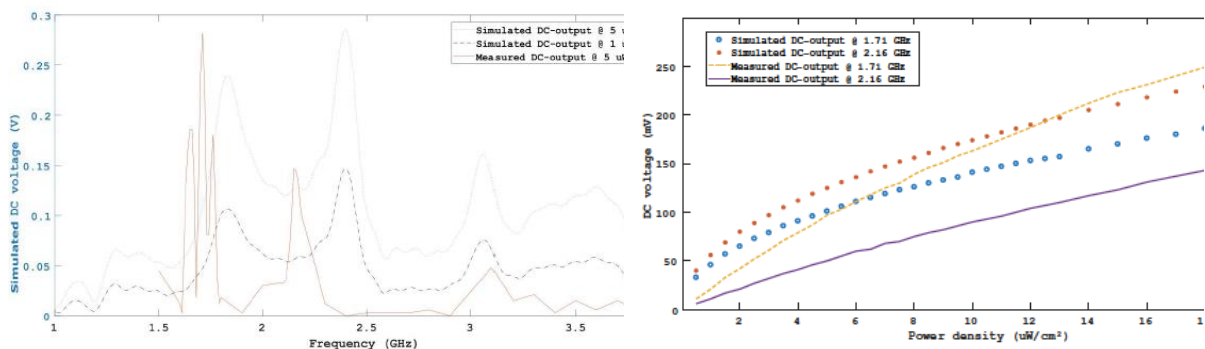
Figure I.17: Dimensions et valeurs des éléments pour la rectenna à 2.45GHz $L_1 = 37mm$; $W_1 = 49mm$; $L_2 = 100mm$; $W_2 = 100mm$; $W_3 = 2mm$; $s = 1mm$; $C = 100pF$; $L_m = 14.56nH$; $C_m = 0.6pF$; $L_R = 1.5nH$; $C_{R1} = 5.6pF$; $C_{R2} = 15pF$; $C_{CW} = 100pF$; $R_L = 1M\Omega$;

Le circuit résonant, placé entre l'antenne adaptée et les diodes, agit comme un filtre passe-bande et permet d'empêcher les signaux harmoniques générés par les non-linéarités des diodes de revenir vers l'antenne qui pourrait les rayonner.

Le circuit Cockroft-Walton est un circuit électronique multiplieur, qui permet de passer d'un niveau de tension bas en entrée à un niveau beaucoup plus élevé en sortie. Il est constitué de capacités et de diodes. Pour un circuit Cockroft-Walton à 2 étages, la tension de sortie fait quatre fois la tension maximum en entrée.

La simulation électromagnétique a été faite sous le logiciel C.S.T. et comparée à la mesure dans la chambre anéchoïde. La distance entre l'antenne émettrice et la rectenna est de 2 m pour être en champ lointain. Nous utilisons une sonde électromagnétique pour mesurer la densité d'énergie électromagnétique. Nous avons un générateur RF associé à un amplificateur de puissance. Nous mesurons à l'aide d'un voltmètre la tension aux bornes de la charge R_L . Nous pouvons varier la densité d'énergie électromagnétique en modifiant le gain de l'amplificateur.

Nous avons reporté à la figure I.18 la tension DC aux bornes de la charge en fonction de la fréquence et en fonction de la densité d'énergie électromagnétique. Nous voyons 3 pics de la tension sur la bande d'étude de 1GHz à 4GHz mais avec un décalage en fréquence et un niveau de tension plus faible. Il aurait fallu mesurer point à point les tensions intermédiaires entre chacune des fonctions, pour identifier d'où vient le problème, peut-être un problème d'adaptation entre chaque bloc du circuit. Le niveau de tension en mesure ne peut pas être dû uniquement aux pertes des diodes, qui réduisent cependant le niveau de puissance transmise à la charge.



a) en fonction de la fréquence

b) en fonction de la densité de puissance

Figure I.18: Tension DC de sortie simulée et mesurée

III.VI. Conclusion et perspectives

Nous avons fait l'étude d'une rectenna pour la récupération d'énergie ambiante. Même si nous n'avons pas obtenu un niveau de tension en sortie suffisant, ce type d'applications présente un fort potentiel que ce soit pour les aspects applicatifs liés à l'internet des objets, mais aussi par le fait qu'il combine également de la conception d'antennes et de circuits.

Beaucoup de pistes sont déjà à l'étude pour optimiser à la fois la tension DC pour alimenter le circuit de commutation et la puissance transmise à la charge : des antennes peuvent être associées en réseau, elles peuvent être multi-bandes, la forme des ondes transmises peut être optimisée. Cependant, un compromis existe généralement entre tension DC et puissance à

la charge quand la puissance reçue par l'antenne est plus faible que 15dBm : la puissance et la tension requises ne peuvent pas être réalisées simultanément.

Des procédés de photolithographie sont également à l'étude pour réaliser des encres conductrices transparentes, afin de recouvrir des surfaces de verre de rectenna sans empêcher la lumière de traverser le verre (les lunettes connectées, les baies vitrées). Les rectenna peuvent être réalisées sur substrats flexibles pour être conformées sur différents types de supports : sur un œil [CHE 14] pour télé-alimenter un capteur de pression oculaire, sur des vêtements de spationautes.

IV. Conclusion

Ce chapitre a présenté les travaux de recherche auxquels j'ai participé, depuis mon stage de Master jusqu'à aujourd'hui pour les thèses encadrées. Tout d'abord ma thèse de Doctorat orientée sur les procédés technologiques pour intégrer l'antenne directement sur le substrat sur lequel le dispositif actif est réalisé, puis l'insertion d'éléments localisés tels que des diodes pour ajouter des fonctionnalités à l'antenne (commutation, autonomie) mais aussi la compacité et les degrés de liberté supplémentaires permis grâce à l'impression 3D.

L'étude sur la commutation de polarisation m'a servi de base pour un TP fait dans le cadre du Réseau d'Excellence sur les antennes à Rennes en 2004, 2007 et 2010. Les travaux de recherche sur cette étude ont été publiés dans la revue IEEE de Transactions on Microwave Theory and Techniques et ont été cités 67 fois par des articles dans la base IEEE.

L'utilisation de l'anisotropie pour réaliser une antenne à polarisation circulaire n'est pas forcément nouvelle, par contre l'utilisation de l'anisotropie réalisée par fabrication additive est à ma connaissance une première preuve de concept.

La rectenna associée à un circuit booster n'a rien de très original dans l'étude entreprise dans ce manuscrit. Par contre, le challenge de la réalisation représente un réel enjeu : comment obtenir une encre conductrice invisible, comment intégrer des antennes sur des tissus textiles, comment réaliser une électronique souple qui résisterait aux lavages en machine pour des textiles, comment limiter la pollution des agents chimiques lors de la réalisation des dispositifs et intégrer son traitement.

Cette activité de recherche sur la conception d'antennes est une activité que je poursuis actuellement, sur la reconfigurabilité en fréquences à l'aide de matériaux exotiques tels que le plasma, mais aussi sur la conception d'antennes à l'aide de l'impression 3D qui peut nous permettre de réaliser une antenne multi-fréquence, ou une source de Huygens. Les perspectives de recherche sur cette thématique seront présentées dans le dernier chapitre de ce manuscrit.

V. Références bibliographiques

[ADA 18] S-E. Adami, P. Proynov, G. S. Hilton, G. Yang, C. Zhang, D. Zhu, Y. Li, S. P. Beeby, I. J. Craddock, B. H. Stark, A Flexible 2.45-GHz Power Harvesting Wristband With Net System Output From 24.3 dBm of RF Power, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, 44(1), (January 2018), 380-395.

- [AGI 99] Beam lead PIN diodes for phased arrays and switches, Agilent Technology, Palo Alto, CA, HPND-4028, HPND-4038, Data sheet, 1999 Available: <http://www.agilent.com>
- [AIS 02] H.Aïssat, L.Cirio, M.Grzeskowiak, O.Picon, Circularly polarized microstrip antenna coupled on an asymmetrical cross coplanar slot, *JINA* 2002, (November 2002), Nice, France.
- [AIS 04] H.Aïssat, L.Cirio, M.Grzeskowiak, J.M.Laheurte, O.Picon, "Circularly polarised planar antenna excited by coplanar waveguide feed line", *Electronics Letters*, 40 (7), (April 2004), 402-403.
- [AIS 06] H.Aïssat, L.Cirio, M.Grzeskowiak, J.M.Laheurte, O.Picon, Reconfigurable circularly polarized antenna for short-range communications systems, *IEEE Transactions on Microwave, Theory and Techniques*, 54 (6), (July 2006), 2856- 2863.
- [ASS 16] S. D. Assimonis, S-N. Daskalakis, A. Bletsas, Sensitive and Efficient RF Harvesting Supply for batteryless backscatter sensor networks, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64 (4), (April 2016), 1327-1338.
- [BAL 89] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetic*. New York: Wiley, (1989), 492-499.
- [BED 92] S. S. Bedair and I. Wolff, Fast, accurate and simple approximate formulas for calculating the parameters of supported coplanar waveguides for (M)MICs, *IEEE Transactions on Microwave, Theory and Techniques*, 40(1), (January 1992), 41-48.
- [BER 15] R. Bergs, L. Fadel, L. Oyhenart, V. Vigneras, T. Taris, A dual Band 915MHz/2.44GHz RF Energy Harvester, *IEEE European Microwave Conference*, (September 2015), Paris, France.
- [BOT 00] M. Boti, L. Dussopt, J.M. Laheurte, Circularly Polarised Antenna with Switchable Polarisation Sense, *Electronics Letters*, 36(18), (August 2000), 1518-1519.
- [BYR 19] B. Byrne, N. Capet, Compact 3D Printed Antenna Technology for Nanosat/Cubesat Applications, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation*, (April 2019), Krakow, Poland.
- [CHE14] H-W. Cheng, T-C. Yu, H-Y. Huang, S-H. Ting, T-H. Huang, J-C. Chiou, , C-H. Luo, Design of Miniaturized Antenna and Power Harvester Circuit on the Eucleated Porcine Eyes, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, (2014), 1156-1159.
- [CHE 19] Z. Chen, H. Wong, and J. Kelly, A polarization-reconfigurable glass dielectric resonator antenna using liquid metal, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(5), (May 2019), 3427-3432.
- [CHO 18] R. Chowdhury, R. K. Chaudhary, An Approach to Generate Circular Polarization in a Modified Cylindrical-Shaped Dielectric Resonator Antenna Using PMC Boundary Approximation, *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 17 (9), (September 2018), 1727-1731.
- [DIM 17] A. I. Dimitriadis, T. Debogovic, M. Favre, M. Billod, L. Barloggio, J-P. Ansermet, E. de Rijk, Polymer-Based Additive Manufacturing of High-Performance Waveguide and Antenna Components, *Proceedings of the IEEE*, 105 (4), (April 2017).
- [ERM 16] A. K. Ermeey, Aiguo Patrick Hu, Morteza Biglari-Abhari, and Kean C. Aw, Indoor 2.45 GHz Wi-Fi Energy Harvester with Bridgeless Converter, *IEEE Journal on selected areas in communications*, 34 (5), (May 2016), 1536-1549.
- [FAN 19] S. Fan , Z. Yuan , W. Gou, Y. Zhao , C. Song , Y. Huang , J. Zhou , L. Geng , A 2.45-GHz Rectifier-Booster Regulator With Impedance Matching Converters for Wireless Energy Harvesting, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67 (9), (September 2019), 3833-3843.
- [FRI 03] M.K. Fries, M. Gräni, R. Vahldieck, A Reconfigurable Slot Antenna with Switchable Polarization, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 13(11), (November 2003), 490-492.
- [GOM 16] J-L.Gomez-Tornero, Design of Ku-Band Wireless Power Transfer System to Empower Light Drones, *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, (May 2016), Aveiro, Portugal.
- [GUD 15] K. Gudan, S. Shao, J. J. Hull, J. Ensworth, M. S. Reynolds, Ultralow power 2.4GHz RF energy harvesting and storage system with - 25dBm sensitivity, *IEEE International Conference on RFID*, (April 2015), San Diego, CA, USA.
- [GRZ 000] M.Grzeskowiak, P.Descamps, J.Vindevoghel, A wideband compact antenna for K-band applications, *Electronics Letters*, 36 (1), (January 2000), 5-7.
- [HAF 13] Z. Hafdi, S. Zemouli, A. Chaabi, Retrieval of effective parameters of left handed materials by using different approaches, *International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, (November 2013), Bursa, Turkey.
- [HIL 69] W. Hilberg, From approximation to exact relations for characteristic impedances, *IEEE Transactions on Microwave, Theory and Techniques*, 17(5), (May 1969), 259-265.
- [HIR 04] M. Hirvonen, P. Pursula, K. Jaakkola, and K. Laukkanen, Planar inverted-F antenna for radio frequency identification, *Electronics Letters*, 40(14), (July 2004), 848-850.
- [HO 05] M.H. Ho, M.T. Wu, C.I.G. Hsu, An RHCP/LHCP switchable slotline-fed slot-ring antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, 46(1), (July 2005), 30-33.
- [HON 16] S. Hong, S. H. Kang, Y. Kim, C. W. Jung, Transparent and Flexible Antenna for Wearable Glasses Applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64 (7), (July 2016), 2797-2804.

- [HUA 00] C.-Y. Huang, K.-L. Wong, Coplanar waveguide-fed circularly polarized microstrip antenna,"IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 48(2), (February 2000), 328–329.
- [HUA 01] C.-Y. Huang, A circularly polarized microstrip antenna using a coplanar-waveguide feed with an inset tuning stub, Microwave and Optical Technological Letters, 28(5), (March 2001), 311–312.
- [HUA 03] C.-Y. Huang, C.W.Ling, CPW feed circularly polarised microstrip antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 39(23), (November 2003), 1627-1628
- [HUA 98] C.-Y. Huang, J.-Y. Wu, K.-L. Wong, Slot-coupled microstrip antenna for broadband circular polarisation, Electronics Letters, 34(9), (April 1998), 835–836.
- [HUA 99] C.-Y. Huang, J.-Y. Wu, K.-L. Wong, Cross-Slot-Coupled Microstrip Antenna and Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarization, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 47 (4), (April 1999), 605-609.
- [KAN 13] H. Kanaya, S. Tsukamoto, T. Hirabaru, D. Kanemoto, Energy Harvesting Circuit on a One-Sided Directional Flexible Antenna, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 23 (3), (March 2013), 164-1665.
- [KHA 13] M. Khalily, Muhammad R. Kamarudin, M. H. Jamaluddin, A Novel Square Dielectric Resonator Antenna With Two Unequal Inclined Slits for Wideband Circular Polarization, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 12, (2013), 1256-1259.
- [KIM 14] S. Kim, K. Niotaki, A. Georgiadis, Ambient RF Energy-Harvesting Technologies for Self-Sustainable Standalone, IEEE Proceedings of the IEEE, 102 (11), (November 2014), 1649-1666.
- [KON 17] F. Kong, Y. Sun, S. Lin, Q. Nie, Z. Wang, B. Li, B. Jiang, Experimental studies on radiation intensification in gigahertz radio frequency band by subwavelength plasma structures, IEEE Transactions on Plasma Science, 45 (3), (February 2017), 381-387.
- [KOS 99] M.A. Kossel, R. Küng, H. Benedickter, W. Bächtolt, An Active Tagging System Using Circular Polarisation Modulation, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(12), (December 1999), 2242-2248.
- [LAF 20] A. Laffont, T. Delage, R. Pascaud, M. Grzeskowiak, C. Cailhol, T. Callegari, L. Liard, O. Pascal, J-P. Adam, Design of a Tunable Subwavelength Plasma-Based Resonator for Electrically Small Antenna Applications in L-band, accepté à IEEE European Conference on Antennas and Propagation, (Mars 2020), Copenhagen, Denmark.
- [LAN 04] W. L. Langston and D. R. Jackson, Impedance, axial-ratio, and receive-power bandwidths of microstrip antennas, IEEE Trans. Antennas Propag., 52 (10), 2004, 2769–2774.
- [LIP 16] <http://xtof.ouvaton.org/wakka.php?wiki=AntenneLipton>
- [MAL 18] H. A. Malhat, S. H. Zainud-Deen, Reconfigurable Plasma Circularly Polarized Magneto-Electric Dipole Antenna, National Radio Science Conference, (March 2018), Cairo, Egypt.
- [MAS 13] D. Masotti, A. Costanzo, M. Del Prete, V. Rizzoli, Genetic-based design of a tetra-band high-efficiency radio-frequency energy harvesting system, IET Microwaves, Antennas Propagation, 7 (15), (June 2013), 1254-1263.
- [MAS14] D. Masotti, A. Costanzo, P. Francia, M. Filippi, A. Romani, A Load-Modulated Rectifier for RF Micropower Harvesting With Start-Up Strategies, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 62 (4), (April 2014), 994-1004
- [MOR 19] C. D. Morales, C. Morlaas, A. Chabory, R. Pascaud, M. Grzeskowiak, G. Mazingue, Single-fed circularly polarized dielectric resonator antenna using a uniaxial anisotropic material, IET's Antennas and Propagation Conference , (November 2019), Birmingham, Angleterre.
- [NUM 13] A. Numan, S. Sharawi, Extraction of material parameters for metamaterials using a full-wave simulator, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 55 (5), (2013), 202-211.
- [PET 06] A. Petosa, Dielectric resonator antenna handbook. Artech House Publishers, (2007)
- [PYO 14] S. Pyo, Switchable circularly-polarised square ring antenna controlled by dual-loaded dual-loop, Electronics Letters, 50(6), (March 2014), 428-429
- [ROT 20] S. A. Rotenberg, S. K. Podilchak , P. D. Hilario Re, C. Mateo-Segura, G. Goussetis , J. Lee, Efficient Rectifier for Wireless Power Transmission Systems, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 68 (5), (May 2020), 1921-1932.
- [RUI 08] Rui-Hung Chen, Jeen-Sheen Row, Single-Fed Microstrip Patch Antenna With Switchable Polarization, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 56(4), (April 2008), 922-926
- [SHEN 77] L. C. Shen, S. A. Long, M. Allerding, M. Walton, Resonant frequency of a circular disc, printed-circuit antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 25(4), (July 1977), 595–596.
- [SON 19] L. Song, W. Gao, C. O. Chui, Y. Rahmat-Samii, `Wideband frequency reconfigurable patch antenna with switchable slots based on liquid metal and 3-D printed microfluidics, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 67 (5), May 2019, 2886-2895.
- [TAK 14] H. Takhedmit, L. Cirio, F. Costa and O. Picon, Transparent Rectenna and Rectenna Array for RF, IEEE European Conference on Antennas and Propagation, The Hague, Netherlands, (April 2014), 2970-2972.

- [TAKA 14] A. Takacs, H. Aubert, S. Fredon, L. Despoisse, H. Blondeaux, Microwave Power Harvesting for Satellite Health Monitoring, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*; 62 (4), (April 2014), 1090-1098.
- [THE 18] M. Thevenot, C. Menedier, N. Delhote, O. Tantot, M. Romier, and N. Capet, A Dielectric Resonator Antenna designed with a structured dielectric material, *IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications*, (September 2018), Vasteras, Sweden.
- [VER 10] G. Vera, A. Georgiadis, A. Collado, S. Via, Design of a 2.45GHz rectenna for electromagnetic (EM) energy scavenging, *IEEE Conference on Radio and Wireless Symposium*, (2010), 61-64.
- [OLG 11] U. Olgun, C. Chen, and J. Volakis, Investigation of rectenna array configurations for enhanced RF power harvesting, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, 10, (April 2011), 262-265.
- [VIT20] D. Vital, S. Bhardwaj; J. L. Volakis, Textile-Based Large Area RF-Power Harvesting System for Wearable Applications, 68 (3), (March 2020), 2323-2331.
- [WAG 18] A. Waguaf, R. Alvernhe, L. Fadel, M. Grzeskowiak, Energy harvesting with 2.45 GHz rectenna, *IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems*, (December 2018), Bordeaux, France
- [WON 12] K. Wong, A. Hernandez, A review of additive manufacturing, *ISRN Mechanical Engineering*, (June 2012).
- [WON 980] K.-L. Wong and M.-H. Chen, Small slot-coupled circularly-polarised microstrip antenna with modified cross-slot and bent tuning stub, *Electronics Letters*, 34(16), (August 1998), 1542–1543.
- [WON 981] K.-L. Wong and Y.-F. Lin, Circularly polarised microstrip antenna with a tuning stub, *Electronics Letters*, 34(9), (April 1998), 831–832.
- [WU 06] J.-F. Wu, J.-S. Row, Broadband circularly-polarised microstrip antenna with switchable polarisation sense, *Electronics Letters*, 42(24), (November 2006), 1374–1375.
- [WU 08] F. Wu, K. M. Luk, Circular Polarization and Reconfigurability of Fabry–Pérot Resonator Antenna Through Metamaterial-Loaded Cavity, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (4), (April 2019), 2196-2208.
- [YAN 02] F.Y. Yang, Y. Rahmat-Samii, A Reconfigurable Patch Antenna Using Switchable Slots for Circular Polarization Diversity, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 12(3), (March 2002), 96-98.
- [YOO 09] W.-S. Yoon, S.-M. Han, J.-W. Baik, S. Pyo, J. Lee, Y.-S. Kim, Crossed dipole antenna with switchable circular polarisation sense, *Electronics Letters*, 45(14), (July 2009), 717-718.
- [YOO 10] W-S. Yoon, J-W. Baik, H-S. Lee, S. Pyo, S-M. Han, Y-S. Kim, A Reconfigurable Circularly Polarized Microstrip Antenna With a Slotted Ground Plane, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 9, (2010), 1161-1164.
- [ZAI 19] S. H. Zainud-Deen, H. A. El-Azem Malhat, N. A. Al Salam El-Shalaby, S. Mostafa Gaber; Circular Polarization Bandwidth Reconfigurable High Gain Planar Plasma Helical Antenna, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 47 (9), (September 2019), 4274-4280.
- [ZHA 09] H. Zhang, Y.-Q. Li, X. Chen, Y.-Q. Fu, N.-C. Yuan, Design of circular dual-frequency linear polarization antennas based on the anisotropic complementary split ring resonator, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57 (10), (2009), 3352–3355.
- [ZHA 16] S. Zhang, 3D Printed Dielectric Fresnel Lens, *European Conference on Antennas and Propagation*, (April 2016), Davos, Switzerland.
- [ZHA 20] Y. Zhang, S. Lin, Y. Li, J. Cui, F. Dai, J. Jiao, A. Denisov, Wideband Pattern- and Polarization-Reconfigurable Antenna Based on Bistable Composite Cylindrical Shells, *IEEE Access*, 8, (2020), 66777-66787.

Chapitre II - Lignes de transmission et filtres en technologie Goubau planaire à 60GHz

Pour éviter la congestion du spectre en fréquences pour les systèmes mobiles ou fixes, les fréquences plus élevées présentent de plus en plus d'intérêt. Différents standards sans fil à 60GHz, dédiés aux applications haut débit WPANs (Wireless Personal Area Networks), ont été développés tels que ECMA-387 [ECM 10] en 2008, 802.15.3c [IEEE 09], [WEB 1] et IEEE802.11ad en 2013 [WEB 2] basés sur le spectre en libre accès à 60GHz. Les systèmes de communication autour de 60GHz sont très attractifs compte tenu des caractéristiques de propagation et de la largeur de la bande passante du spectre de 9GHz disponible. Le standard IEEE 802.11ad présente un débit pouvant atteindre jusqu'à 7 Gbit/s. Cette nouvelle génération de systèmes sera introduite dans les années prochaines, en conservant la compatibilité avec les solutions Wi-Fi à 2.4GHz et 5GHz. Etant donné l'importante absorption atmosphérique dans les bandes millimétriques (autour de 60GHz) comme observé à la figure II.1, des systèmes radio peuvent opérer à de telles fréquences sur des zones de couverture plus courtes, et peuvent ainsi assurer des systèmes de communication plus sécurisés [NAV 97]. Cette bande de fonctionnement est très attractive pour l'Internet des Objets qui est en pleine expansion de par les avantages qu'elle présente : compacité, débit, bande passante, sécurité. Cela nécessite de faire appel à des technologies de forte densité d'intégration mais aussi permettant une réduction des coûts.

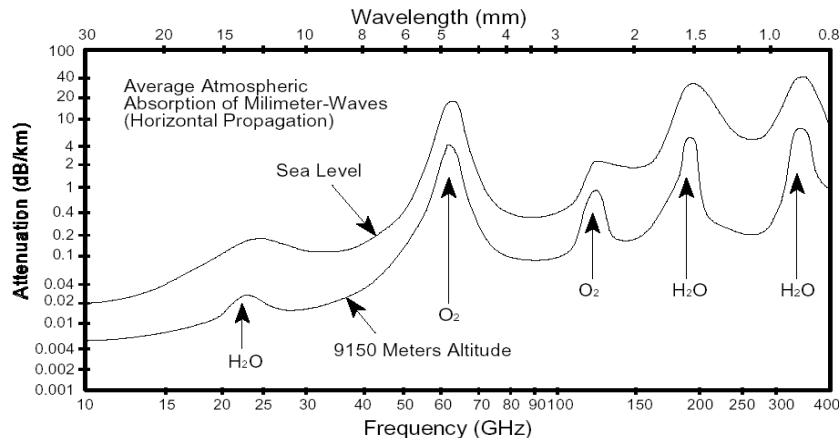


Figure II.1: Spectre d'absorption atmosphérique pour les ondes millimétriques [NAV 97]

Afin de réaliser des chaînes d'émission-réception, il faut pouvoir réaliser chaque circuit de cette chaîne, mais aussi les interconnexions entre ces circuits. Les interconnexions entre ces systèmes se composent en deux grandes familles : les lignes de transmission planaires (micro ruban, coplanaire) ou les guides d'onde. Nous avons focalisé notre étude sur l'étude des lignes de transmission planaire en raison de la compacité et du faible profil, mais au détriment de la tenue en puissance que permettent les guides d'onde. Nous avons réalisé des fonctions filtrantes à l'aide de la ligne de transmission étudiée.

Dans le cadre de la première thèse, nous nous sommes intéressés à la ligne de Goubau planaire ; qui est utilisée dans la bande des THz et nous avons cherché à diminuer les pertes de cette ligne de transmission, tout en étant le moins dispersif et en évitant d'amener de la distorsion au signal.

Dans le cadre de la seconde thèse, nous avons utilisé cette topologie de ligne, très simple car constituée juste d'un niveau de métallisation, et nous avons réalisé des fonctions filtrantes à l'aide de résonateurs ou de lignes à saut d'impédance.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les performances obtenues pour la ligne de Goubau planaire dans la bande de fréquences 57GHz – 64 GHz, ainsi que pour les filtres, et nous les comparerons avec l'état de l'art actuel. Pour chacune de ces structures nous développerons des transitions sur mesure pour optimiser au mieux la transmission entre les pointes utilisées en mesure et la ligne de transmission à tester.

I. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche

Les travaux de recherche dans la bande millimétrique, essentiellement autour de 60GHz, ont eu lieu, au travers de deux thèses de Doctorat : l'une portant sur les lignes de transmission à 60GHz (Octobre 2006 à Juillet 2010), l'autre sur l'étude des filtres à 60GHz (d'Octobre 2013 à Décembre 2016) à l'aide de la technologie LPG (Lignes Planaires de Goubau), lignes étudiées et mesurées dans la première thèse. Les thèses sur la LPG ont été dirigées par Odile PICON, PU à l'Université Gustave Eiffel et co-encadrées par Gaëlle Lissorgues, Professeur ESIEE-Paris.

Même si le travail est principalement mené au laboratoire ESYCOM, qu'il s'agisse des simulations et des mesures sur les plateaux techniques de l'Université Gustave Eiffel, ou encore des réalisations en salle blanche de l'ESIEE, nous avons obtenu l'aide pour les mesures sous pointe de l'Université Pierre et Marie Curie (UPMC) en la personne de Frédérique Deshours, enseignante-chercheuse au Laboratoire d'Electronique et d'Electromagnétisme (L2E) ainsi que le financement régional pour l'achat d'un analyseur de réseau sous pointe, le financement de l'Université Gustave Eiffel via les super BQR pour l'achat d'une salle propre autour de l'analyseur sous pointe et le financement de trois thèses de Doctorat de l'Université Gustave Eiffel.

II. Lignes de transmission planaires en bande millimétrique

Nous allons dans cette partie proposer une technologie de ligne utilisée dans la bande THz, la ligne de Goubau planaire. Nous allons dresser pour commencer cette étude un état de l'art des lignes de transmission planaires à 60 GHz pour pouvoir ensuite comparer les performances obtenues avec celles trouvées en bibliographie.

II.I. Etat de l'art des lignes de transmission planaires à 60GHz

Suivant la fréquence à laquelle nous réalisons des dispositifs, les lignes pour interconnecter les éléments de la chaîne d'émission-réception, peuvent prendre différentes formes. Alors qu'il s'agit juste d'un simple fil en cuivre émaillé en électronique BF, avec la montée en fréquence,

des pertes importantes peuvent apparaître dans les lignes de transmission et elles doivent être choisies et optimisées pour présenter de faibles pertes, mais être peu dispersives et limiter la distorsion.

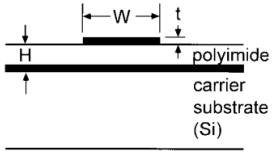
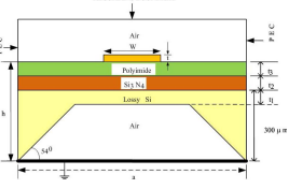
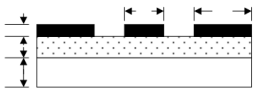
Pour les lignes micro-rubans, utilisées jusqu'à 20GHz, avec la montée en fréquence, en bande millimétrique, les pertes diélectriques, conducteurs et de rayonnement augmentent, alors que la réalisation technologique est rendue d'autant plus difficile : l'insertion d'éléments parallèle, nécessitant des via-holes, rendent cette technologie peu compatible avec la montée en fréquence. Pour minimiser les pertes, les technologies lignes inversées [MAR 04], [MAR 06], Thin Film Microstrip line (TFMs) [PON 98], [QUE 10] et les lignes micro-rubans suspendues [PRA 08] sont étudiées. Afin de réduire les pertes dues au substrat conducteur pour une ligne micro-ruban, une épaisseur de 5 μ m de BCB est ajoutée ainsi qu'un plan masse [EBL 17] ce qui permet de réaliser une ligne micro-ruban suspendue : les structures ligne micro-ruban protégée et ligne micro-ruban protégée et élevée permettent d'obtenir respectivement des pertes de 0.9dB/mm et de 0.6dB/mm jusqu'à 67GHz. L'utilisation de pins métalliques arrangées périodiquement, équivalent à une surface PMC (Perfect Magnetic Conductor), associée à des plaques PEC (Perfect Electric Conductor), oblige l'onde électromagnétique à passer dans l'air compris entre la ligne micro-ruban inversée et le plan PEC, sans aller vers le substrat à pertes diélectriques électriques [LIU 18] ce qui permet d'obtenir des pertes conductrices de 0.014dB/mm dans la bande de fréquences de 54 GHz à 70 GHz.

Pour les lignes coplanaires, cette technologie, due à la facilité d'intégration et à la flexibilité du circuit, est utilisée pour les designs des MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). Du point de vue de la propagation, il y a deux modes de propagation : le mode coplanaire (impair), qui est un mode quasi-TEM et le mode fente (pair), un mode quasi-TE. L'ajout des ponts à air permet de limiter la propagation du mode fente. La propagation du mode impair, et la faible pénétration des lignes dans le substrat limitent respectivement les pertes par rayonnement et celles diélectriques. La structure permet l'intégration d'éléments série et parallèle. Pour limiter les pertes quand le substrat est du silicium faible résistivité, une couche polymère est ajoutée entre le substrat et les lignes métalliques [ELG 02].

Pour les lignes à ondes lentes, des barreaux flottants sont placés perpendiculairement sous la ligne de transmission. Les facteurs de mérite de ces lignes sont la vitesse de phase ($V_p = 1/\sqrt{LC}$), et le facteur de qualité $Q = \beta/2\alpha = \pi \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}}/\alpha \cdot c_0$. Les lignes peuvent être micro-ruban [SER 14] ou coplanaires [MAT 11], [TAN 12]. Elles peuvent être utilisées pour des circuits fonctionnant en radiofréquences et aux fréquences millimétriques (3 à 300 GHz) et présentent à la fois la possibilité de miniaturiser les circuits mais aussi d'améliorer les performances électriques (atténuation) grâce à l'amélioration du facteur de qualité. Des structures nano-fils sont à l'étude.

Dans le tableau II.1, nous avons reporté les résultats en termes d'atténuation que nous avons trouvés dans la littérature pour différentes technologies de ligne.

Table II.1 Atténuations des lignes de transmission pour différentes technologies en bande millimétrique à 60GHz

Technologie	Micro-ruban	Micro-ruban suspendue	Lignes coplanaires
Atténuation (dB/mm)	0.4	0.13	0.7
Structure			
Référence	[PON 98]	[PRA08]	[ELG 02]

Les pertes les plus faibles trouvées en bibliographie sont obtenues pour la ligne micro-ruban suspendue.

II.II. La ligne de Goubau planaire à 60GHz

Nous avons étudié les lignes inversées sur silicium et sur verre à 60GHz : les lignes inversées avaient déjà été étudiées dans l'équipe [MAR 05] jusqu'à 30GHz : nous nous sommes rendu compte lors des simulations électromagnétiques que le champ électrique restait confiné le long de la piste métallique, et que la présence du plan métallique éloigné de la piste, était imperceptible pour la propagation du champ, comme observé sur la figure II.2.

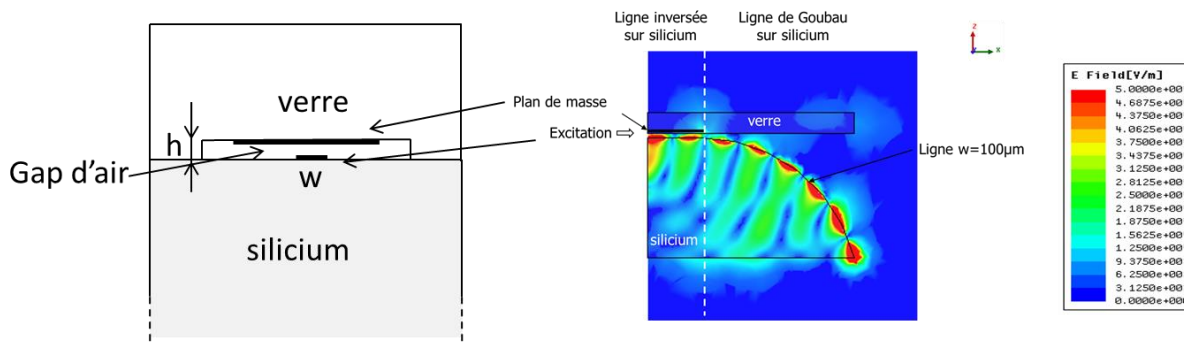


Figure. II.2. Structure ligne inversée (à gauche)- Champ électrique (V/m) en amplitude d'une coupe longitudinale d'une ligne de transmission commençant par une ligne inversée sur silicium (cavité d'air $h = 100\mu\text{m}$, largeur de ligne $w=100\mu\text{m}$) et finissant par une ligne de Goubau sur silicium : silicium ($\epsilon_r = 11,6$, $\sigma = 0,025\text{ S/m}$, $h=5000\mu\text{m}$) verre ($\epsilon_r = 4$, $\tan\delta=5.10^{-4}$, $h=500\mu\text{m}$)

Cette ligne correspond à la propagation sur une ligne de Goubau planaire. La ligne de Goubau originale [GOU 50] est constituée d'un conducteur cylindrique, entourée par une couche diélectrique uniforme en espace libre a été analysée en 1950. Le diélectrique entourant le conducteur permet de confiner le champ autour du fil. Une configuration planaire a été réalisée et consiste en un ruban métallique sur un substrat diélectrique. Des lignes de Goubau standards et planaires ont été étudiées pour des applications millimétriques [EMO 12], [XU 04], [XU 11], [XU 13], [SAN 13] et sub-millimétriques [LAU 120], [TRE 10], [LAU 121], [TRE 12]. Ce type de ligne est simple à fabriquer et présente une large bande.

Nous avons souhaité faire une étude paramétrique de cette ligne sans plan de masse à 60GHz. Cette ligne a le comportement d'une ligne passe-haut et est utilisée généralement en

THz. Même si la propagation est identique pour la ligne inversée, il paraît plus facile de réaliser la LGP, qui ne présente qu'une métallisation et facilite le procédé de réalisation technologique.

II.II.1 Etude paramétrique de la ligne de Goubau planaire

La ligne de Goubau Planaire (LGP) est étudiée en termes d'atténuation, sur un substrat de diélectrique d'épaisseur h en μm et de permittivité diélectrique ϵ_r . Les valeurs de cette atténuation sont reportées sur les amplitudes du champ électrique pour différentes épaisseurs de substrat de Silicium (figure II.3).

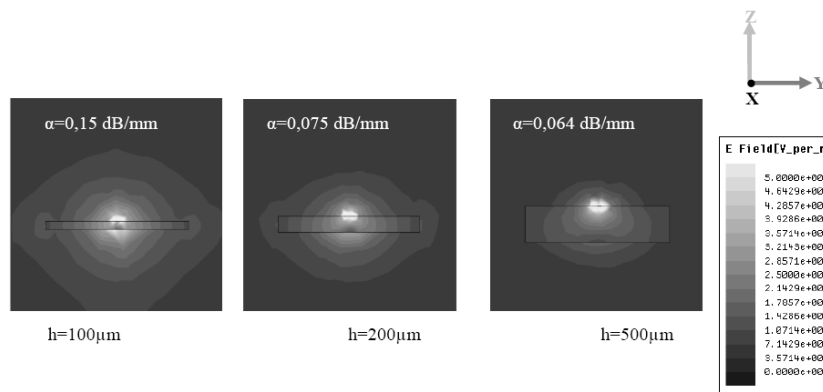


Figure II.3 : Champ électrique dans la section transverse de la LGP à 60GHz pour différentes épaisseurs (100 μm , 200 μm and 500 μm) de Silicium et une piste métallique de largeur 100 μm

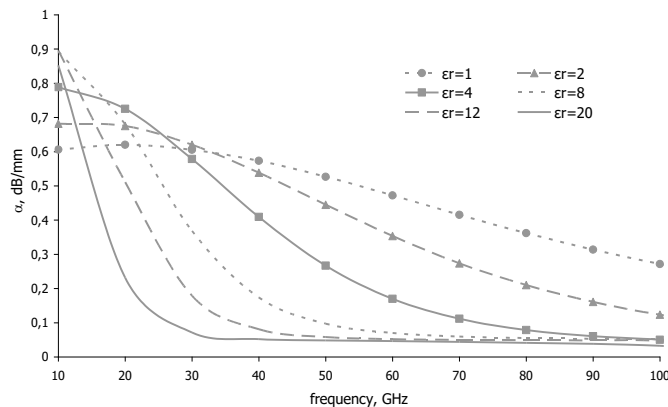


Figure II.4: Atténuation α (dB/mm) de la ligne LGP en fonction de la fréquence (10-100GHz) pour différentes permittivités relatives ϵ_r de diélectrique (d'épaisseur $h=500\mu\text{m}$) et une largeur de ligne de 100 μm

Nous pouvons voir qu'une permittivité relative ϵ_r supérieure à 8 permet pour un substrat de silicium d'épaisseur $h= 500\mu\text{m}$ d'avoir une atténuation suffisamment faible à 60GHz. La visualisation du champ électrique à la figure II.5 nous montre le confinement du champ électrique le long de la ligne.

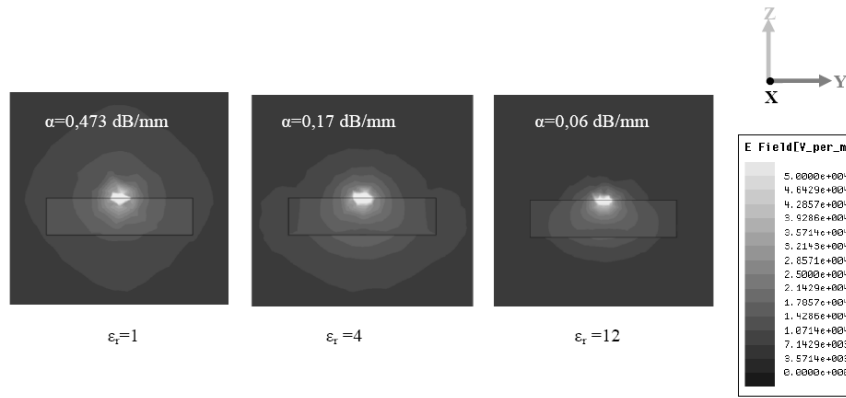


Figure II.5 : Champ électrique dans la section transverse de la LGP à 60GHz pour différentes permittivités relatives ($\epsilon_r=1$, $\epsilon_r=4$, $\epsilon_r=12$) du diélectrique ($h=500\mu\text{m}$) et une piste métallique de largeur $100\mu\text{m}$

En conclusion, à 60GHz, pour avoir le champ électrique confiné le long de la ligne et ainsi présenter de faibles pertes, le substrat diélectrique doit avoir une épaisseur importante ($h>300\mu\text{m}$) et une permittivité relative élevée ($\epsilon_r > 8$).

Les simulations numériques ont également permis de qualifier les pertes dans le but d'aider à les réduire. La simulation de la LGP, dont le conducteur métallique est un métal parfaitement conducteur (PEC : Perfect Electrically Conductor), dessiné sur un substrat d'épaisseur $500\mu\text{m}$, le tout inséré dans un guide d'onde métallique permet de déterminer les pertes diélectriques, ensuite la simulation de la structure avec un diélectrique sans perte dans un guide d'onde métallique donne les pertes métalliques. Pour une ligne LGP de largeur $100\mu\text{m}$, nous obtenons une atténuation de 0.064dB/mm à 60GHz en considérant toutes les pertes, dont 0.01dB/mm correspondent aux pertes diélectriques, 0.006dB/mm aux pertes de rayonnement, et 0.048dB/mm aux pertes métalliques. Comme les pertes métalliques sont prépondérantes, l'étude de la largeur de la ligne a été entreprise et sera présentée dans la partie suivante, concernant l'étude du ruban métallique (largeur de la piste) sur les pertes.

II.II.2. Réalisation de la transition coplanaire Goubau et mesures

Cependant, une structure plus complexe a été étudiée pour des raisons expérimentales. Il a fallu augmenter la distance entre la ligne et le plateau métallique. A 60GHz, nous pouvons observer le champ électrique pour une ligne d'aluminium de largeur $100\mu\text{m}$ et d'épaisseur $1\mu\text{m}$ sur un substrat de Silicium d'épaisseur $350\mu\text{m}$ et de résistivité $60\ \Omega\cdot\text{m}$ et d'un substrat de verre d'épaisseur $500\mu\text{m}$ à la figure II.6 avec celui observé à la figure II.3 ($h=500\mu\text{m}$) sur les mêmes dimensions de ligne sur une structure de $500\mu\text{m}$ de Silicium : nous pouvons noter que les valeurs d'atténuation ($\alpha=0.064\text{dB/mm}$ sur la figure II.3) sont du même ordre que celles sur un substrat d'épaisseur $500\mu\text{m}$ ($\alpha=0.051\text{dB/mm}$ sur la figure II.6).

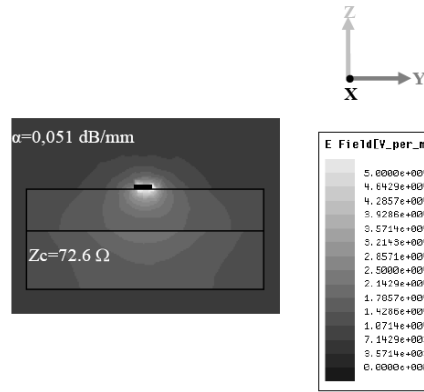


Figure II.6: Champ (V/m) en amplitude dans le plan transversal, pour une ligne de Goubau sur silicium, pour $w = 100 \mu\text{m}$, et substrat de verre à 60 GHz avec plan de masse

Nous avons reporté à la figure II.7 la variation de l'impédance caractéristique, de l'atténuation et du facteur de qualité de la LGP en fonction de la largeur du ruban métallique pour la structure réalisée en mesure. Nous voyons que la LGP propose une large variété d'impédances pour connecter les composants. Nous pouvons observer que lorsque la largeur de la ligne augmente, l'impédance caractéristique ainsi que l'atténuation diminuent. L'impédance caractéristique varie de 40 à 100 Ω dans la bande 57-64GHz pour des largeurs de ligne comprises entre 50 μm et 500 μm . Nous pouvons également calculer le facteur de qualité de ligne défini par l'équation (II.1) où α et β sont respectivement l'atténuation et la constante de propagation.

$$\gamma = \alpha + j\beta; Q = \frac{\beta}{2*\alpha} \quad (II.1)$$

Il est compris entre 200 et 300 en simulation pour les largeurs de lignes étudiées.

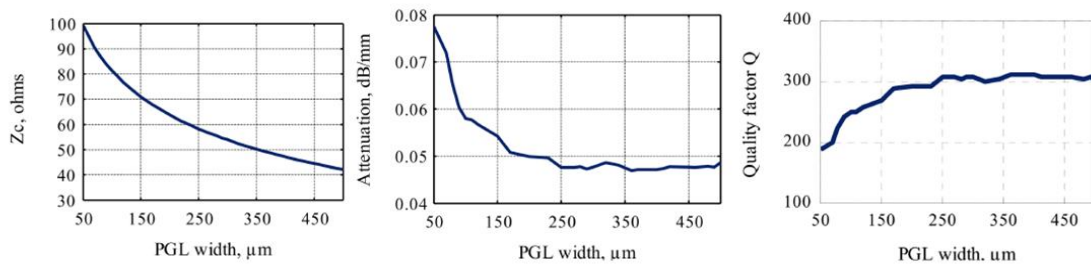


Figure II.7: Structures en technologie LGP sur substrat de silicium HR

La transition coplanaire-LGP (Figure II.8) a été optimisée en ne tenant pas compte du plateau métallique du plateau de mesure, mais a dû être pris ensuite en considération pour comparer les simulations et les mesures. Une structure symétrique dos à dos comprenant la ligne entre deux transitions symétriques permet de caractériser la ligne de largeur 100 μm .

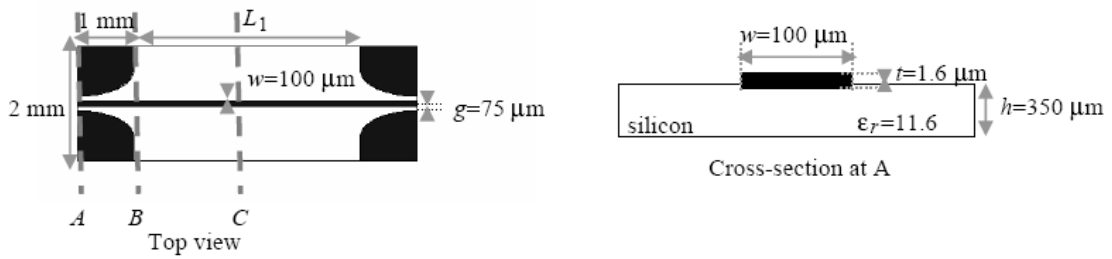
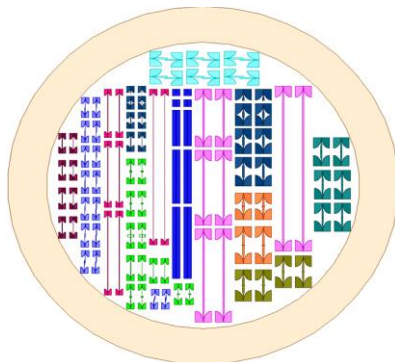


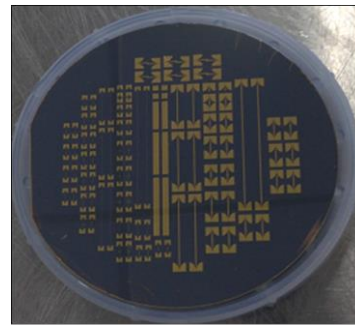
Figure II.8: Vue de dessus de la transition coplanaire-LGP et ligne LGP en coupe transversale

Nous avons une largeur de transition totale de 2mm et de longueur 1mm pour une largeur de piste métallique de 100 μm et de fentes g de 75 μm dans le plan d'accès de la ligne coplanaire, ce qui permet de présenter une impédance caractéristique de 50 Ω . La largeur des fentes augmente pour présenter une impédance caractéristique de 73 Ω , impédance comparable présentée par la LGP sur silicium sur une épaisseur de 350 μm de silicium Haute Résistivité.

Nous voyons dans la figure II.9 le substrat sur lequel les structures ont été réalisées (à droite), ainsi que le masque des structures (à gauche) permettant de repérer chaque structure et de comparer mesure et simulation facilement.



a) Dessin obtenu à partir du masque



b) Wafer réalisé en salle blanche de l'ESIEE

Figure II.9: Structures en technologie LGP sur substrat de silicium HR

Nous présentons à la figure II.10 les résultats obtenus en terme d'atténuation par les lignes LGP avec un substrat de silicium de 500 μm d'épaisseur (notée PGL1) et avec des substrats de silicium (350 μm), de verre (500 μm) et la prise en compte du plateau métallique du banc de mesure (notée PGL2), qui est la structure utilisée en mesure. Nous les comparons avec une ligne coplanaire réalisée sur la même structure que la PGL2, pour une largeur de ligne de 100 μm et des largeurs de fente de 75 μm , ce qui correspond à une impédance caractéristique de 50 Ω . Il est important de préciser que pour une même impédance caractéristique de 73 Ω , l'atténuation ($\alpha=0.317\text{dB/mm}$) pour la ligne coplanaire ($w=20\mu\text{m}$; $s=75\mu\text{m}$) est aussi plus importante que pour la LGP ($\alpha=0.064\text{dB/mm}$) [EMO 12].

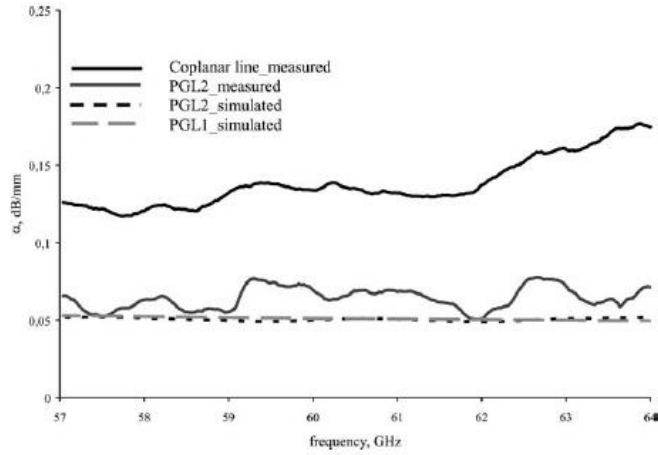


Figure II.10 Atténuations simulées et mesurées (dB/mm) de différentes lignes de LGP (PGL1, PGL2) mais aussi coplanaires, en fonction de la fréquence (57-64GHz).

Les résultats ont été moyennés en simulation et en mesure pour des lignes de longueurs respectives 2mm, 4mm, 6mm, 8mm, 10 mm et 20mm, après avoir utilisé une calibration LRM (Line Reflect Match) compte tenu des pertes importantes présentées par les transitions en bout de ligne. Nous obtenons en mesure une atténuation de l'ordre de 0.064dB/mm sur la bande de fréquence 57 à 64 GHz. En ce qui concerne la ligne coplanaire, une valeur de 0.18dB/mm a été obtenue.

Cependant, la mesure de la constante de phase β de la ligne coplanaire et LGP montre des résultats similaires avec variation linéaire de la constante de phase β avec la fréquence (figure II.11). Cette très faible dispersion est importante pour l'utilisation dans les systèmes large bande.

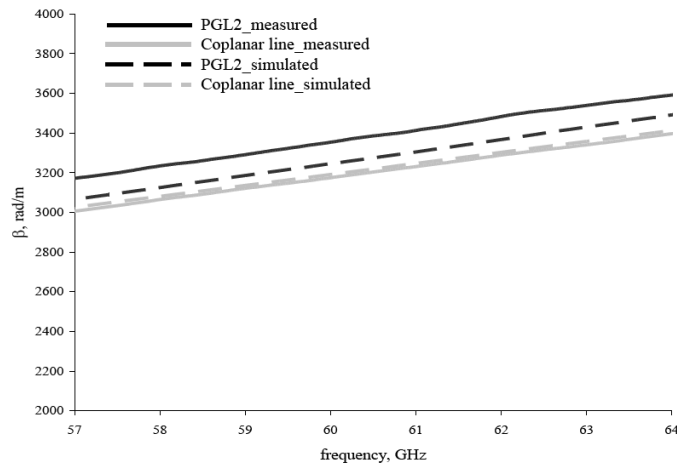


Figure II.11: Constante de phase β (rad/m) mesurée et simulée de la PGL (PGL2) et de la ligne coplanaire en fonction de la fréquence (57-64GHz).

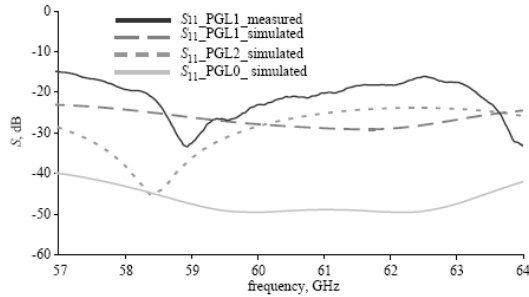


Figure II.12: Simulation et mesure du paramètre de réflexion de la transition (pour une largeur de ligne de $100\mu\text{m}$ et de fentes $75\mu\text{m}$ pour la ligne coplanaire)

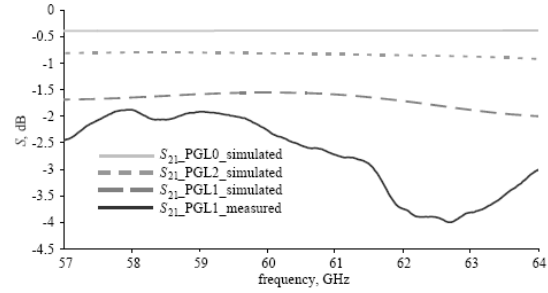


Figure II.13: Simulation et mesure du paramètre de transmission de la transition (pour une largeur de ligne de $100\mu\text{m}$ et de fentes $75\mu\text{m}$ pour la ligne coplanaire)

La transition a également été caractérisée en termes d'adaptation et de transmission (figures II.12 et II.13) et nous pouvons voir que sur la bande fréquentielle d'étude les pertes de transmission extraites de la mesure peuvent atteindre une valeur maximum de 4dB, valeur très importante compte tenu des très faibles pertes de la LGP. Cette transition pourrait donc être optimisée en prenant en compte le substrat de verre et le plateau métallique du banc de mesure, pour réaliser des fonctions telles que les filtres, ce qui n'avait pas été fait.

II.III. Conclusion et perspectives

Nous avons réussi à diminuer la fréquence de coupure de la ligne passe-haut qu'est la ligne de Goubau planaire, en optimisant hauteur et permittivité diélectrique du substrat sur lequel la ligne est dessinée. Nous avons obtenu de très faibles pertes pour cette ligne, par comparaison notamment avec la ligne coplanaire en mesure, pour une largeur de ligne de $100\mu\text{m}$. Si nous comparons avec l'état de l'art des lignes planaires à 60 GHz de la table II.I, les valeurs obtenues pour la LGP sont plus faibles que celles obtenues dans la bibliographie ($\alpha = 0.13 \text{ dB/mm}$). La ligne est non dispersive dans la bande d'intérêt 57GHz à 64 GHz.

Les valeurs des facteurs de qualité sont comprises entre 200 et 300 et celles des impédances caractéristiques proposent des valeurs comprises entre 40Ω et 100Ω pour les largeurs de ruban comprises entre $50\mu\text{m}$ et $500\mu\text{m}$.

Cela nous permet d'envisager de réaliser des filtres à l'aide de cette ligne de transmission planaire. Le dimensionnement des filtres, et des transitions associées, a été fait par la suite en tenant compte de l'ajout du verre et du plateau métallique.

III Les filtres avec la technologie LGP à 60GHz

Nous allons étudier des filtres passe-bas et passe-bande à l'aide de la technologie LGP, l'objectif étant d'avoir des filtres avec de faibles pertes d'insertion dans la bande d'intérêt, en utilisant des lignes à faible pertes comme la LGP.

III.I. Etat de l'art des filtres planaires à 60GHz

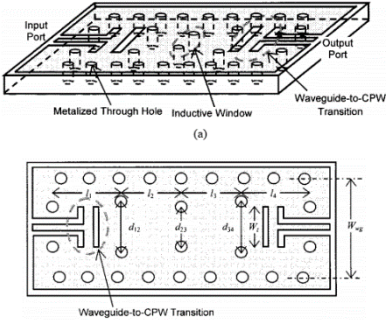
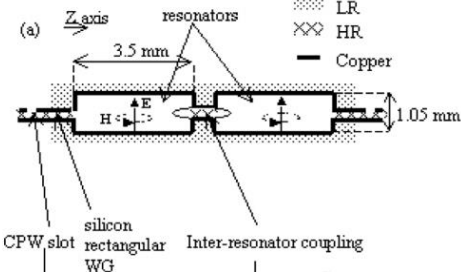
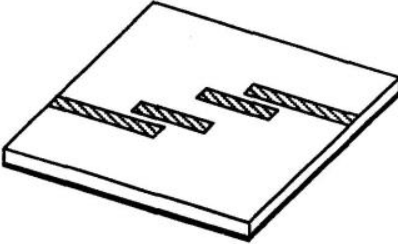
Nous commençons par dresser un état de l'art des pertes d'insertion des filtres dans la bande autour de 60GHz.

Dans le tableau suivant, les pertes d'insertion sont données pour des structures réalisées à l'aide de résonateurs couplés, de saut d'impédance.

Les plus faibles pertes de 2.7 dB ont été obtenues en mesure à l'aide d'une cavité résonante ou le couplage entre 2 cavités résonantes [FAU 05] pour une bande passante de 2.2% autour de 60.03GHz. D'autres structures à l'aide de résonateurs couplés [AMA 00] ont été réalisées à l'aide de résonateurs guide d'onde remplis d'air [JON 19], de résonateurs CPW alimentés à l'aide de transition guide d'onde-CPW [MAS 01]. Un filtre passe bande réalisé à l'aide de résonateurs $\lambda_g/4$ couplés sur le bord, présente des pertes d'insertion de 3.2dB à 59 GHz avec 23.7% de bande passante [ELS 18].

Des filtres à saut d'impédance ont été réalisés à l'aide de stubs de longueur $\lambda/4$ avec une distance très faible entre eux, afin de réduire la longueur du filtre. Les longueurs de stubs permettent de couvrir toute la bande de fréquences souhaitée. Ce filtre permet d'obtenir des pertes d'insertion de 1dB dans la bande 26.5GHz à 40 GHz et une réjection de 55 dB de 45 GHz à 65 GHz [TOR 16].

Table II.4 Caractéristiques des filtres pour différentes technologies en bande millimétrique

Technologie	Pertes d'insertion (dB)	Bande-passante BP et fréquence de coupure f_c	Structure	Référence
Guide d'onde Pour FLIP-CHIP	3.2	BP=5% $f_c = 59.5$ GHz		[MAS 01]
Cavité à deux pôles	2.7	BP=2.2% $f_c = 60.03$ GHz		[FAU 05]
Micro-ruban sur alumine céramique	2.6-4	BP=3.3% $f_c = 60$ GHz		[AMA 00]

L'objectif de l'étude est donc d'obtenir des caractéristiques comparables avec la technologie LGP et de valider ainsi cette technologie, très facile à mettre en œuvre avec un seul niveau de métallisation, pour réaliser des fonctions filtrantes.

III.II. Filtres avec la technologie Goubau Planaire

Nous dimensionnons les filtres comme cela est classiquement fait à l'aide d'abaques, puis nous utilisons les logiciels électriques ADS (Advanced Design System) et aussi électromagnétiques HFSS pour nous aider dans la compréhension et l'optimisation des résultats.

III.II.1 Filtres à saut d'impédance

Le filtre à saut d'impédance associe en cascade des tronçons des lignes de transmission de haute et faible impédance caractéristique : une inductance série est obtenue à l'aide d'une ligne de transmission haute impédance et une capacité parallèle par une ligne de faible impédance. Nous avons dessiné un filtre à saut d'impédance en technologie de Goubau planaire à 60GHz [ELR 16].

Pour dimensionner un filtre passe-bas, nous partons du cahier des charges incluant les impédances souhaitées à l'entrée et à la sortie (50Ω), la fréquence de coupure \mathcal{F}_c (60GHz) qui définit la bande passante, le taux d'ondulation en dB (0.5 dB) et l'atténuation en dB à la fréquence de transition \mathcal{F}_i (-15dB à 67GHz). En utilisant le rapport $(|\mathcal{F}_i/\mathcal{F}_c|-1)$ et les abaques [MAT 80], nous pouvons calculer les valeurs des coefficients normalisés g_i [MAT 80] correspondant aux caractéristiques souhaitées et adaptées en entrée et sortie sur 50Ω . Nous avons choisi un filtre d'ordre impair (ordre 5) dont nous avons ainsi calculé les composants discrets que nous avons simulés sous ADS à l'aide de l'outil « LineCalc », pour remplacer les éléments discrets sous ADS par les éléments distribués sous HFSS (Fig. II.14).

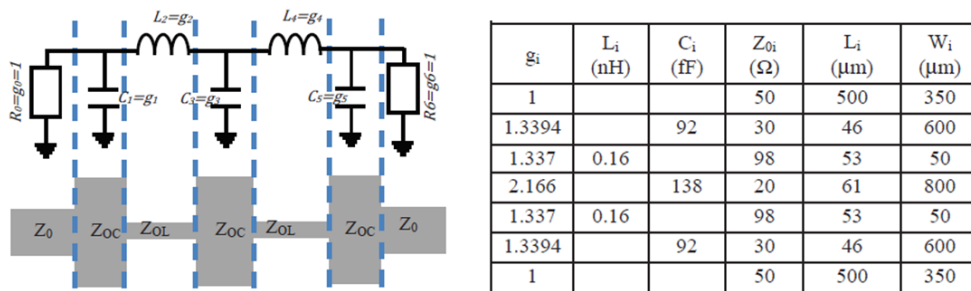


Figure II.14. Circuit électrique du filtre à saut d'impédance d'ordre 5 (à gauche) et valeurs des éléments (à droite) : normalisés g_i , discrets (C ou L) et distribués (longueur et largeur des tronçons)

Nous pouvons ainsi observer les cartographies de champ électrique pour illustrer le fonctionnement fréquentiel de ce filtre (Fig II.15) et les paramètres S de la structure dessinée.

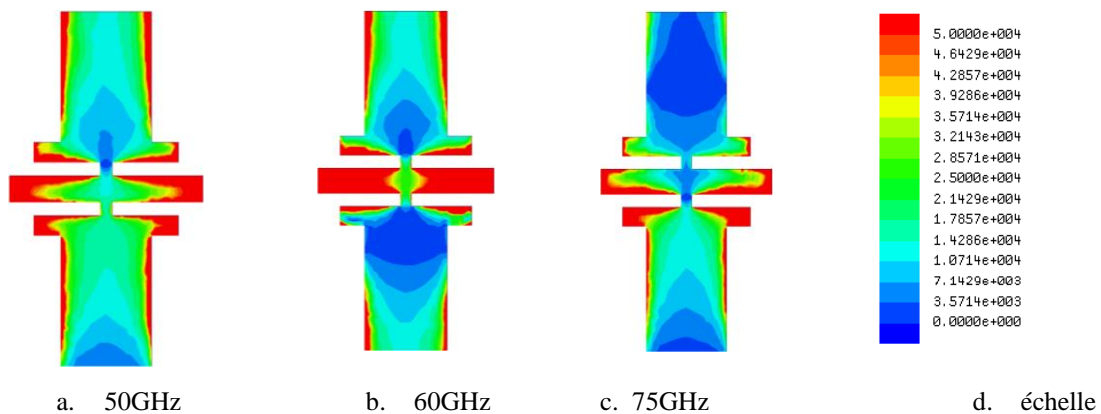


Figure II.15: Cartographie du champ électrique (V/m) pour le filtre avec résonateur $3\lambda/2$ pour différentes fréquences (a-c) et échelle des cartographies (d)

La ligne d'accès du filtre passe-bas à saut d'impédance doit avoir une impédance caractéristique de 50Ω et en conséquence présenter une largeur importante de $375\ \mu\text{m}$ (Fig II.12). Les fentes (S) à la figure II.16 de la transition coplanaire entre la ligne centrale et les plans de masse des deux côtés sont dans ce cas égales à $30\ \mu\text{m}$ pour la largeur de la ligne centrale et de $190\ \mu\text{m}$ pour la distance entre la ligne et le plan de masse, ce qui va dépasser les limites techniques des pointes, dont la distance entre les pistes est de $100\ \mu\text{m}$. Nous avons deux sous-parties dans la transition, une première d'une longueur de $125\ \mu\text{m}$ présente une impédance caractéristique de 50Ω pour un ruban central de $50\mu\text{m}$ et des fentes de $30\mu\text{m}$, et une seconde sous-partie dont la fonction est d'exciter le filtre, tout en augmentant la largeur du ruban et des fentes de la coplanaire, avec comme critère d'optimisation une faible réflexion ($|S_{11}| < -15\ \text{dB}$).

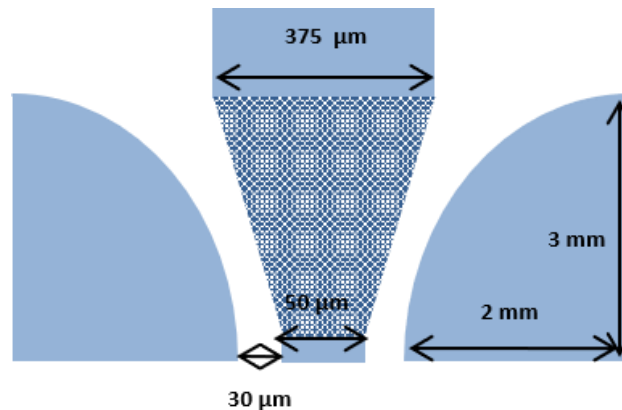


Figure II.16: Transition coplanaire-LGPde largeur $375\mu\text{m}$

Une première mesure brute sans extraction de la transition est présentée à la figure II.17. Quelques modifications ont été apportées qui détériorent les caractéristiques du filtre :

- le substrat initialement de $500\mu\text{m}$ d'épaisseur a été réduit à $350\mu\text{m}$ en réalisation compte tenu de la disponibilité des substrats
- les métallisations sont de $0.6\mu\text{m}$ contre $1\mu\text{m}$ dans l'étude de dimensionnement du filtre.

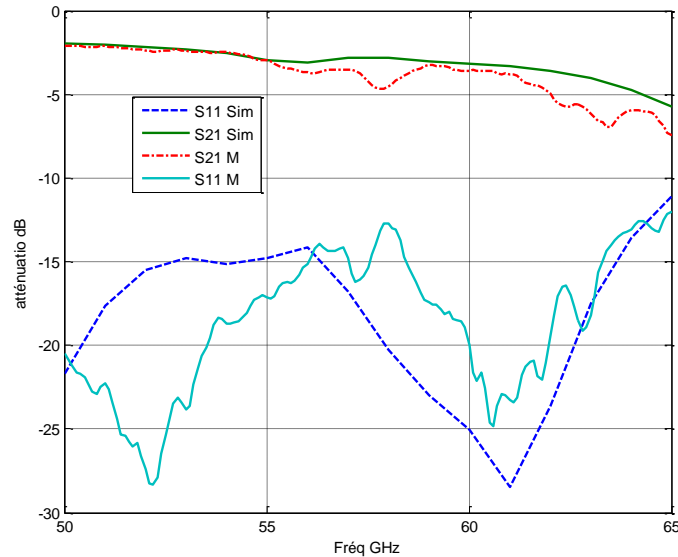


Figure II.17: Paramètres S_{11} et S_{21} simulés (HFSS) et mesurés avec transition

Bien entendu nous avons fait une rétro-simulation en intégrant les valeurs de ces nouveaux paramètres, mais il ne s'agit pas des caractéristiques attendues pour la structure optimisée. De plus, la bande de mesure ne va que jusqu'à 65GHz, ce qui ne permet pas d'observer le comportement en fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Compte tenu du banc de mesure limité en fréquences, nous n'avons pas pu observer le comportement d'un filtre passe-bas.

Cette première mesure est cependant encourageante et nous allons maintenant présenter un autre filtre réalisé à l'aide de la technologie de Goubau planeaire.

III.II.2. Filtre à résonateurs carrés

Dans cette étude, nous allons réaliser un filtre passe-bande à l'aide de résonateur et de la technologie LGP : ce type de filtre a été réalisé dans la bande THz à l'aide de la technologie LGP [HOR 13], [HOR 14], [CHA 13].

Nous avons choisi d'alimenter par couplage inductif les résonateurs carrés en boucle ouverte par une ligne de largeur $50\mu\text{m}$, le champ étant bien confiné autour de la ligne, et non pas sur les bords. De plus, cela permet d'obtenir une compacité de la structure finale. Deux résonateurs carrés ouverts de longueur $L=\lambda/2$ avec une fente de $20\mu\text{m}$ sont couplés magnétiquement de part et d'autre à la ligne d'alimentation LGP d'une longueur de 7mm, les résonateurs se situent au milieu de la longueur de ligne, la distance entre chaque résonateur et la ligne étant égale $10\mu\text{m}$ (Figure II.18). Cette structure est simulée sur silicium haute résistivité, et pour permettre une mesure sur le banc de mesure sous pointe dont le support est métallique, nous ajoutons également lors de cette étude et optimisation de filtre, un substrat de verre. Le support métallique affectera comme précédemment l'optimisation des transitions.

Nous représentons respectivement à la figure II.18 les dimensions du filtre et le schéma électrique correspondant. Les éléments électriques ont été calculés pour permettre de superposer les simulations circuits aux simulations électromagnétiques, et de générer plus

rapidement des optimisations de filtres à l'aide de plusieurs résonateurs ou encore d'intégrer ce filtre dans un modèle circuit [ELR 19].

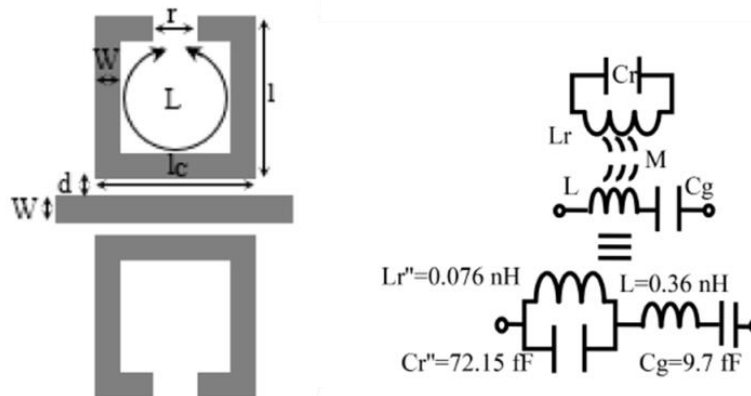


Figure II.18: A gauche, vue de dessus ($l=285\mu\text{m}$, $lc=285\mu\text{m}$, $L=1.12\text{mm}$, $r=20\mu\text{m}$; $d=10\mu\text{m}$; $W=50\mu\text{m}$) et à droite, schéma électrique équivalent

La répartition du champ électrique pour des fréquences comprises dans la bande de transmission du filtre (60GHz) et en dehors (50GHz et 70GHz) nous montre que le signal est bien atténué en dehors de la bande d'utilisation : non seulement, les résonateurs hors bande ne permettent pas la transmission du signal par couplage magnétique entre la ligne et les résonateurs, mais aussi les résonateurs ne résonnent qu'autour de 60GHz (Fig.II.19).

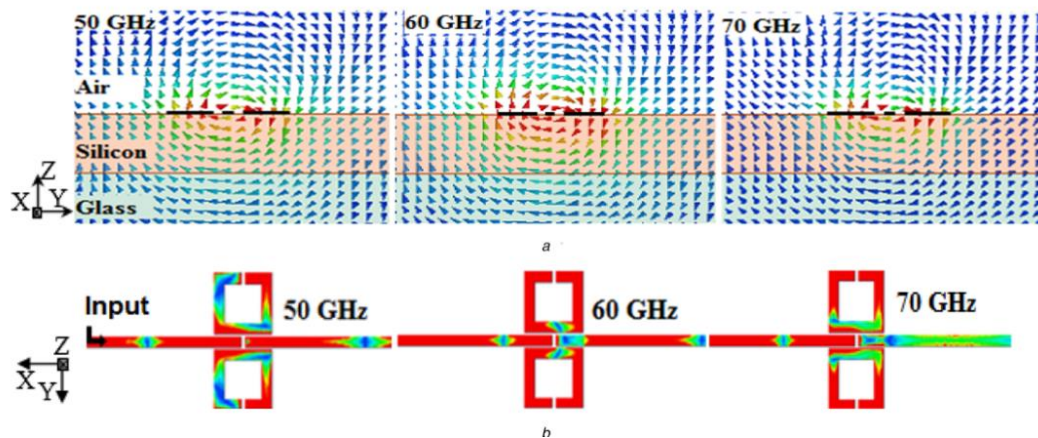


Figure II.19: Répartition de l'amplitude et du vecteur champ électrique à 50GHz (a), 60GHz (b), 70GHz (c) pour une même échelle de représentation

La transition CPW-LGP est composée de trois parties : deux parties coplanaires d'une longueur de 1.75 mm chacune d'impédance caractéristique de 50Ω , et une partie de ligne de Goubau de longueur de 3.5 mm dans la partie centrale de la structure tête-bêche. La partie coplanaire se compose de deux sous-parties : une première (partie I) composée d'une ligne centrale de largeur de $50\mu\text{m}$ et de fente de $30\mu\text{m}$ sur une longueur de 0.25 mm pour disposer d'un espace suffisant pour poser les pointes sans modification de l'impédance caractéristique de 50Ω et une deuxième partie (partie II) permettant de passer d'une impédance caractéristique en mode coplanaire de 50Ω vers une impédance caractéristique de 95Ω pour la ligne de Goubau planaire en limitant la réflexion en entrée (Figure II.20).

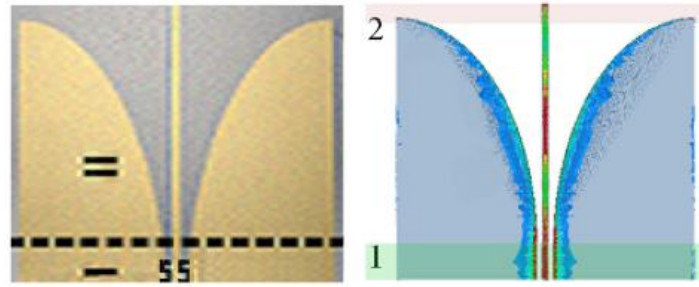


Figure II.20: Transition coplanaire-LGP associée à une ligne de largeur $50\mu\text{m}$ et de longueur 3.5mm

Des mesures ont été entreprises dans la bande 50-65GHz avec une épaisseur de métallisation de $0.6\mu\text{m}$ ($1\mu\text{m}$ en simulation initialement) et une épaisseur de substrat de silicium de $350\mu\text{m}$ ($500\mu\text{m}$ en simulation initialement), le substrat de verre étant bien de $500\mu\text{m}$ en simulation et en réalisation.

Le filtre présente un paramètre de transmission de 1dB dans la bande [59 GHz- 61 GHz] et est donc très prometteur en tant que filtre à 60GHz (Fig.II.21). Nous pouvons comparer les simulations électriques à l'aide d'ADS et les simulations électromagnétiques à l'aide d'HFSS. Les valeurs sont comparables dans la bande d'intérêt (57GHz à 64 GHz).

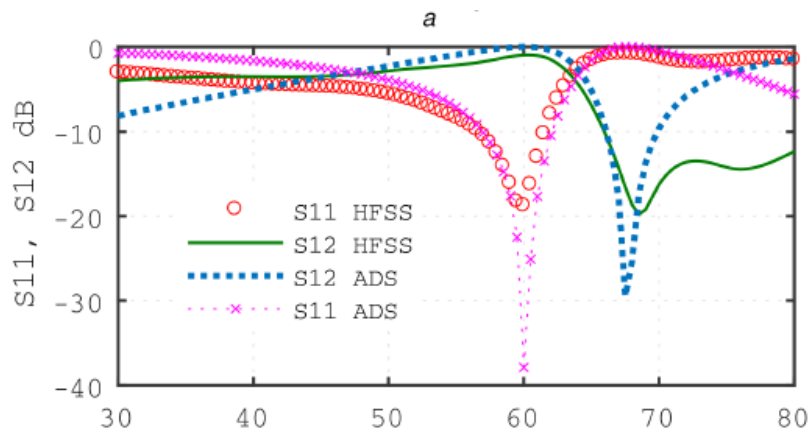


Figure II.21: Paramètres S_{ij} pour le filtre résonateur après extraction des transitions sous ADS et HFSS

Les caractéristiques du filtre résonateur et de la transition ont été extraites en mesure. La transition obtenue n'est pas négligeable et doit être extraite car la réflexion de la transition n'est pas inférieure à 20dB (Fig.II.22). Les pertes dues à la transition sont de 2dB en mesure, ce qui permet de déterminer les paramètres du filtre inséré entre 2 transitions.

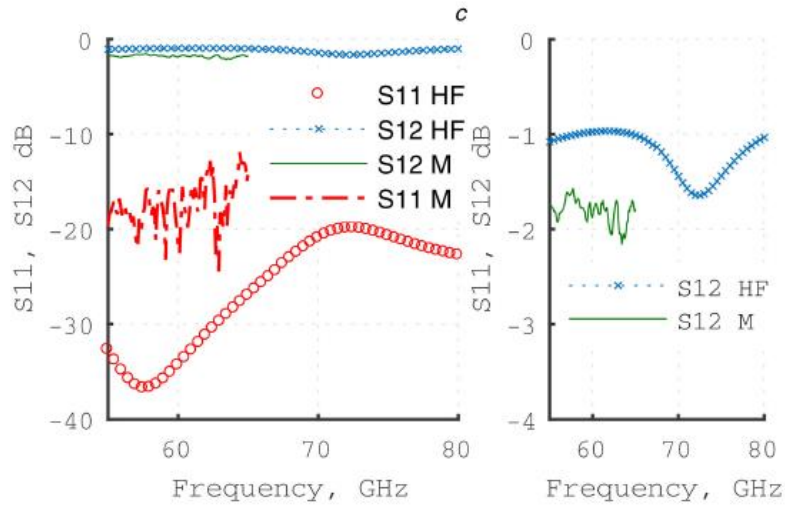


Figure II.22: Paramètres simulés et mesurés S_{ij} pour la transition

Nous obtenons ainsi les paramètres de réflexion et de transmission du filtre que nous pouvons comparer avec le modèle ADS (Fig.II.23 a) et avec la simulation électromagnétique HFSS (Fig.II.23 b). Nous obtenons ainsi en mesure des pertes d'insertion de 1 dB à 60 GHz et les simulations et les mesures sont comparables dans la bande d'intérêt 57 GHz – 64 GHz.

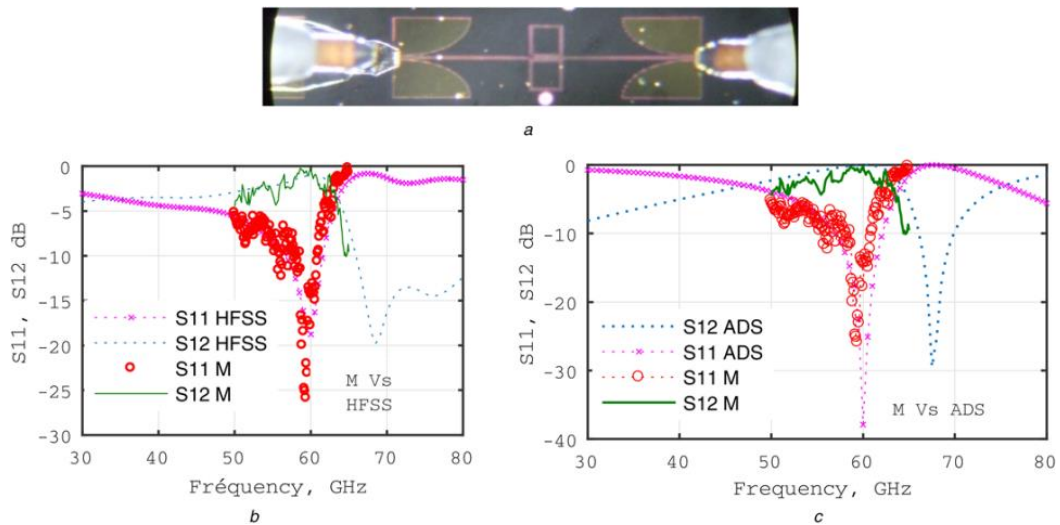


Figure II.23: Paramètres simulés et mesurés S_{ij} pour la ligne résonateur

Nous pouvons observer le comportement d'un filtre passe-bande, mais nous pourrions augmenter sa réjection pour les fréquences hors de la bande souhaitée, en ajoutant d'autres structures résonateurs.

III.II.3 Conclusion et perspectives

Nous avons réussi à concevoir 2 fonctions filtrantes, respectivement un filtre passe-bas et un filtre passe-haut, à l'aide de la technologie Ligne de Goubau Planaire : un filtre à saut d'impédance et une ligne à résonateur. Pour chacune de ces structures, des transitions ont été conçues.

Les résultats obtenus pour la ligne à résonateur sont de 1 dB pour les pertes d'insertion et donc meilleurs que les valeurs trouvées dans l'état de l'art, mais cette ligne n'est pas très sélective en fréquence. Si nous ajoutions d'autres résonateurs, qui seraient couplés à la ligne mais également couplés entre eux, nous pourrions augmenter la sélectivité en fréquence mais au détriment des pertes d'insertion qui seraient alors dégradées.

IV. Conclusion et perspectives

Nous avons dans un premier réussi à utiliser la LGP, qui est une ligne passe-haut en THz, à 60GHz, par une sélection des substrats (permittivité de hauteur) et des lignes (largeur). Ces lignes très faibles pertes par rapport à l'état de l'art, ont été utilisées pour concevoir des filtres passe-bas et passe-bande. Les simulations très prometteuses ont été validées par les premières mesures réalisées.

Toutes les structures des filtres à saut d'impédance et à résonateurs couplés ont été mesurées et les paramètres des filtres sans transition ont été extraits des mesures pour vérifier leurs caractéristiques. Un modèle électrique du filtre à résonateurs couplés a été extrait des simulations électromagnétiques et simulé sous le logiciel ADS.

Nous nous devons de rappeler que l'étude de filtre par LGP provient initialement de l'étude de la ligne inversée sur Silicium, et que les lignes de Goubau Planaires, ne nécessitant qu'une réalisation de masque, sont très faciles à réaliser. C'est pourquoi nous avons choisi de faire l'étude de cette technologie sur un substrat de silicium haute résistivité.

Une première simulation du filtre en technologie ligne inversée sur silicium a été réalisée, celle-ci permettant en plus de packager le filtre (Figure II.2 avec $w=100\mu\text{m}$, $h=100\mu\text{m}$; $h_{\text{verre}}=350\mu\text{m}$ et $h_{\text{silicium}}=500\mu\text{m}$). Nous observons un décalage de la fréquence de fonctionnement du filtre de 2GHz (passage de 60GHz à 62GHz), il faudra donc optimiser cette technologie LGP pour cette encapsulation et créer également des transitions pour pouvoir mesurer ce filtre encapsulé. Cependant, ce qui pose problème malgré tout avec ce type de technologie est l'épaisseur importante du substrat sous la ligne afin de s'affranchir des plans métalliques pouvant être à proximité. Afin de réduire l'épaisseur du substrat nécessaire pour éloigner la ligne de Goubau d'un plan de masse métallique, il est envisagé de réaliser des matériaux à bande interdite électromagnétique à l'aide de la fabrication additive en utilisant la périodicité et la cellule unitaire réalisée afin de créer des filtres passe-bande très sélectifs et de limiter l'impact des plans métalliques.

D'autres structures de filtres à lignes couplées et à plusieurs résonateurs couplés pourraient être étudiées, afin de réaliser d'autres types de filtre, ainsi que d'autres circuits, nécessaires dans une chaîne d'émission-réception à 60GHz. C'est ce que nous aborderons dans les perspectives envisagées au dernier chapitre de ce mémoire.

V. Références bibliographiques

[AMA 00] Y. Amano, A. Yamada, E. Suematsu, H. Sato, Low Cost Planar Filter for 60GHz Applications, 30th European Microwave Conference, (2000)

- [CHA 13] A. Chahadih, S. Kaya, I. Türer, M. Zehar, G. Moreno, Y. Zapart, A. Ghaddar and T. Akalin, Terahertz Filters based on Planar Goubau Transmission Lines with Multi Split Rings Resonators, 38th International Conference IRMMW-THz (Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves), (Septembre 2013)
- [EBL 17] A. Eblabla, B. Benakaprasad, X. Li, D. J. Wallis, I. Guiney, K. Elgaid , Low-Loss MMICs Viable Transmission Media for GaN-on-Low Resistivity Silicon Technology, IEEE Microwave and Wireless components letters, 27 (1), (January 2017)
- [ECM 10] High Rate 60 GHz PHY, Mac and HDMI PAL, Ecma International, Standard ECMA-387, 2ème edition, (December 2010)
- [ELG 02] K. Elgaid, D. L. Edgar, D. A. McCloy, I. G. Thayne, CPW Interconnects for MMIC Applications on Low Resistivity CMOS Grade Silicon Using Micromachined SU8 Negative Resist, European Microwave Conference, (Septembre 2002), 1-4
- [ELR 16] E. Elrifai, M. Grzeskowiak, G. Lissorgues, F.Carrer, E. Richalot, O. Picon, 60 GHz Stepped Impedance Filter with Planar Goubau Line Technology, IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Monte-Carlo, France, (December 2016).
- [ELR 19] E. Elrifai, M. Grzeskowiak, G. Lissorgues, F.Deshours, C.Bourcier, G. Carrer, E. Richalot, O. Picon, 60 GHz Split Ring Resonator (SRR) based on Planar Goubau Line (PGL) technology, IET Microwaves, Antennas and Propagation, 13(5), 660 – 665, (2019).
- [ELS 18] E. Elsaidy , A. Barakat , A. B. Abdel-Rahman, A. Allam, R. K. Pokharel, Ultracompact CMOS 60-GHz Tapped-Line Compline BPF With Two Transmission Zeros Using Defected Ground Structures, IEEE Transactions on components packaging and manufacturing technology, 8, (9), (September 2018), 1642-1649.
- [EMO 12] J.Emond, M.Grzeskowiak, S.Protat., G.Lissorgues, F.Deshours, E.Richalot, O.Picon, A low Planar Goubau line and a coplanar-PGL transition on high resistivity Silicon substrate in the 57-64 GHz band , Microwave and Optical Technology Letters, 54 (1), (January 2012), 164- 168
- [FAU 05] N. Faure-Muret, D. Baillargeat, S. Verdeyme, J. Galière, E. Estèbe, J-P. Ghesquiers, F. Bernard, A High-Q Quasi-Planar Filtering Solution for 60-GHz Applications, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15 (5), (May 2005), 354-356
- [GOU 50] G. Goubau, Surface waves and their application to transmission line, Journal Applied Physics, 21, (1950), 1119-1128.
- [HET 10] K. Hettak, G. A. Morin, M. G. Stubbs, New class of SiGe reduced-size loaded slow wave 60 GHz CPW series/shunt stubs and its applications to the design of slow wave bandpass filters, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2(3-4), (2010), 255–262.
- [HOR 13] Ali K. Horestani,Withawat Withayachumnankul, Abdallah Chahadih, Abbas Ghaddar, Mokhtar Zehar, Derek Abbott, Christophe Fumeaux, Tahsin Akalin, Metamaterial-Inspired Bandpass Filters for Terahertz Surface Waves on Goubau Lines, IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 3 (6), (2013), 851-858
- [HOR 14] Ali K. Horestani,Withawat Withayachumnankul, Abdallah Chahadih, Abbas Ghaddar, Mokhtar Zehar, Derek Abbott, Christophe Fumeaux, Tahsin Akalin, Bandpass Filters Based on Coupled Split Ring Resonators for Surface Waves on Planar Goubau Lines, 2014 International Workshop (iWAT), Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications, (2014)
- [IEEE 09]Part 15.3: Wireless MAC and PHY Layer Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment 2: Millimeter wave based Alternative Physical Layer Extension, IEEE P802.15.3c/D13 July 2009
- [JON 19] T. R. Jones, N. Vahabisani, E. T. Der, M. Daneshmand, Monolithic Millimeter-Wave Air-Filled Waveguide Resonator for Filter Applications, IEEE Microwave and wireless components letters, 29 (6), (June 2019), 379-381
- [LAU 120] S.Laurette, A.Treizebre, B.Bocquet, Corrugated Goubau lines to slow down and confine THz waves, IEEE Transactions on terahertz science and technology, 2(3), (Mai 2012), 340-344
- [LAU 121] S.Laurette, A.Treizebre, N.E.Bourzgui, B.Bocquet, Terahertz interferometer goubau-line waveguides, Progress in Electromagnetics Research Letters, 30, (2012), 49-58
- [LIU 18] J. Liu , J. Yang, A. Uz Zaman, Analytical Solutions to Characteristic Impedance and Losses of Inverted Microstrip Gap Waveguide Based on Variational Method, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 66 (12), (December 2018), 7049-7057
- [MAR 04] L. Martoglio, E. Richalot, G. Lissorgues and O. PICON, A wideband 3D-transition between coplanar and inverted microstrip on silicon to characterize a line in MEMS technology, Microwave and Optical Technology Letters, 46(4), (Juillet 2004), 378-381
- [MAR 05] L. Martoglio, Étude et caractérisation de lignes microbandes inversées sur verre et silicium utilisant une technologie de type Mems : synthèse de fonctions micro-ondes dans la bande Ka, thèse de Doctorat soutenue à l'UPEM, (2005)

- [MAR 06] L. Martoglio, E. Richalot, G. Lissorgues Bazin, O. Picon, Low Cost Inverted Line in Silicon/Glass Technology for Filter in the Ka-Band, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(7), (2006), 3084-3089.
- [MAS 01] M. Ito, K. Maruhashi, K. Ikuina, T. Hashiguchi, S. Iwanaga, K. Ohata, A 60-GHz-Band Planar Dielectric Waveguide Filter for Flip-Chip Modules, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49 (12), (December 2001), 2431-2436
- [MAT 11] Mat, D.A.A, Pokharel, R.K, Sapawi, R, Kanaya, H, Yoshida, Low-loss 60 GHz Patterned Ground Shield CPW Transmission Line K, *TENCON 2011 – IEEE Region 10 Conference (2011)*, 1118-1121
- [MAT 80] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, ARTECH HOUSE, Dedham MA, (1980)
- [NAV 97] Naval Air Warfare Center Weapons Division, *Electronic warfare and radar systems engineering handbook*, 4^{ème} édition, NAWCWD TP 8347, (Avril 1997).
- [PON 98] Ponchak, G.E. and Downey, Characterization of Thin Film Microstrip Lines on Polyimide, *IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology*, (May 1998), 21 (2), 171-176.
- [PRA 08] M. Prasad, A. S. Gaur, V. Kr. Sharma, N. P. Pathak, Dispersion and attenuation characteristics of Suspended Microstrip line on multilayer lossy silicon substrate at 60 GHz, *Infrared, Millimeter and Terahertz Waves 2008*, (Septembre 2008), 171-176
- [QUE 10] T. Quémerais, L. Moquillon, J.-M. Fournier, P. Benech, N. Corrao, TFMS Microstrip line modeling and characterization up to 110 GHz on 45 nm node silicon technology: application for CAD, *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, (Janvier 2010), 4-7
- [SAN 13] D.Sanchez-Escuderos, M.Ferrando-Battaler, J.I.Herranz, M.Cabedo-Fabres, Periodic leaky-wave antenna on planar Goubau line at millimeter-wave frequencies, *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 12, (2013), 1006-1009
- [SER 14] Ariana L. C. Serrano, Anne-Laure Franc, Danilo P. Assis, Florence Podevin, Gustavo P. Rehder, Nicolas Corrao, Philippe Ferrari, Slow-wave Microstrip Line on Nanowire-based Alumina Membrane, *Microwave Symposium (IMS) IEEE MTT-S International*, (2014)
- [TAN 12] X-L. Tang, A-La. Franc, E. Pistono, A. Siligaris, P. Vincent, P. Ferrari, J-M. Fournier, Performance Improvement Versus CPW and Loss Distribution Analysis of Slow-Wave CPW in 65 nm HR-SOI CMOS Technology *IEEE Transactions on electron devices*, 59 (5), (May 2012), 1279-1285
- [TOR 16] A. Gomez-Torrent, I. Arregui, J.D. Martinez, F. Teberio, J.V.M. Sanchez de Rojas, V.E. Boria, M.A.G. Laso, A Low-Loss Compact Stripline Low-Pass Filter for Millimeter-Wave Applications, *IEEE European Microwave Conference*, Londres, OK, (Octobre 2016)
- [TRE 10] A.Treizebre, M.Hofman, B.Bocquet, Terahertz spiral planar goubau line rejectors for biological characterization, *Progress in Electromagnetics Research Letters M*, 14, (2010), 163-176.
- [TRE 12] A.Treizebre, S.Laurette, Y.Xu, R.G.Bosisio, B.Bocquet, THz power divider circuits on planar goubau lines (PGLs), *Progress in Electromagnetics Research Letters C*, 26, (2012), 219-228.
- [XU 04] Y.S.Xu, R.G.Bosisio, A study of planar Goubau lines (PGLS) for millimeter-and-submillimeter-wave integrated circuits (ICS), *Microwave and Optical Technological Letters*, 43(4), (Novembre 2004), 290-293.
- [XU 11] Y.S.Xu, C.Nerguizian, R.G.Bosisio, Wideband planar goubau line integrated circuit components at millimeter waves', *IET Microwave Antennas Propagation*, 5(8), (Juin 2011), 882-885.
- [XU 13] Y.Xu, R.G.Bosisio, Wideband planar Goulau line (PGL) couplers and six-port circuits compatible with short range (60GHz) radio, *IET Microwaves, Antennas Propagation*, (2013), 985-990
- [WEB 10] Wireless Gigabit Alliance (WiGig), <http://wirelessgigabitalliance.org>
- [WEB 20] IEEE 802.11 standards Tutorial <http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wi-fi/ieee-802-11-standards-tutorial.php>

Chapitre III - Le couplage magnétique : applications santé (gélule ingérable, traçabilité des instruments chirurgicaux)

Le transfert d'énergie sans fil (WPT : Wireless Power Transfer) permet à des systèmes d'être autonomes. Nous avons étudié dans le chapitre dédié aux antennes, et notamment dans la partie consacrée à la récupération d'énergie électromagnétique opportune, un système radiatif travaillant en champ lointain, qui permet d'être à distance importante, mais ces systèmes sont généralement très sensibles aux milieux dissipatifs.

Dans ce chapitre nous nous intéressons aux systèmes fonctionnant en champ proche, donc à très faible distance. Ces systèmes peuvent être utilisés pour quantité d'applications grand public (étiquetage RFID, recharge sans fil des smart phones ou de brosses à dent électroniques). Dans le cas d'applications médicales, des systèmes WPT qui sont implantés pour la partie expérimentale sur le vivant dans le corps de rats ou à proximité permettent d'étudier le cerveau des rats, notamment des signaux électriques transmis par les neurones. Pour éviter les systèmes filaires, qui peuvent stresser l'animal sous test, limiter les risques d'infection, ou encore les batteries, qui semblent peu adaptées, compte tenu de leur poids et de leur durée de vie, l'étude des systèmes sans fil s'avère très attractive [KIM 12], [WU 11], [MON 15], [HO 13], [BERG 15], [WAN 05], [JAN 03], [ETT 12]. Compte tenu des caractéristiques diélectriques des tissus biologiques du cerveau, le couplage inductif est la solution qui permet de limiter l'atténuation du signal par comparaison avec les ondes électromagnétiques radio-fréquences (forte absorption des tissus biologiques avec la montée en fréquence) ou par les ondes ultrasonores (forte atténuation du signal par les tissus avec une faible teneur en eau). Cependant, le contraste de taille important entre le volume de prospection et la taille de l'implant miniaturisé atténue le signal. Afin de réduire ce contraste de taille, des structures multi-boucles [MIR 16], [HAT 132], à résonateurs couplés [WAN 12], [WAN 13], [BER 14], [ZHA 14] ont été développées dans la littérature mais aussi dans les études auxquelles j'ai contribué activement. Ce sont ces deux principes de fonctionnement que nous commencerons à étudier dans la suite de ce chapitre au travers de deux exemples applicatifs : le couplage inductif appliqué à la gélule ingérable, et le couplage inductif par résonance magnétique pour détecter des instruments chirurgicaux. Nous ferons dans le cas du couplage inductif l'étude de boucles complémentaires, qui permet de s'affranchir de l'orientation de la boucle de réception entre autres. Puis nous chercherons à aller au-delà de la simple détection, et nous nous orienterons vers des systèmes permettant de localiser. Ces systèmes seront étudiés via des applications telles que la localisation de galets sur la plage afin de permettre l'étude de l'érosion côtière par exemple.

La première partie de ce chapitre modélisera le couplage inductif en fonction des tailles des boucles, de la position et de l'orientation des boucles entre elles, des propriétés diélectriques du canal de propagation (air, corps humain homogène, corps humain). L'objectif est de transmettre les données relevées par une gélule ingérable qui évolue dans l'intestin à 5 cm sous la peau, en limitant l'évanouissement du signal et la perte de l'information. L'état de l'art sur la gélule ingérable sera présenté en champ proche et en champ lointain pour comparer les performances de chacun de ces systèmes et les études en cours sur cette problématique

(élargissement de la bande de fréquences, système bi-bande pour transmettre la puissance sur l'une des bandes, et les données sur l'autre).

La seconde partie étudiera la configuration «boucles complémentaires», qui permettent à l'aide d'une boucle planaire de détecter une boucle placée orthogonalement au plan contenant les boucles complémentaires. De plus, les sous-boucles permettront également de diminuer le rapport de taille entre les boucles d'émission et de réception.

La troisième partie utilisera le couplage inductif par résonance magnétique pour optimiser la distance de détection à l'aide d'un résonateur, mais aussi homogénéiser un volume de détection entre 2 boucles dans lesquelles sont intéressés 18 résonateurs, pour réaliser un prototype de détection des instruments chirurgicaux.

Un système de commutation sera associé à des boucles complémentaires associées en ligne et en colonne dans la quatrième partie pour détecter mais aussi localiser une boucle de réception. Le prototype réalisé sera appliqué à la localisation de galets.

Finalement, dans le dernier chapitre, le critère géométrique des boucles sera étudié (diamètre des boucles, courant par boucles,...) pour augmenter le volume de détection d'une boucle de réception quelles que soient sa position et son orientation par rapport à la boucle d'émission.

I. Moyens à disposition et collaborations pendant les travaux de recherche

Les travaux sur le couplage magnétique ont été effectués au travers de problématiques liées à la santé, sur lesquelles j'ai travaillé depuis octobre 2008, au travers de deux thèses de Doctorat : l'une portant sur le suivi thérapeutique à l'aide d'une gélule ingérable (Octobre 2008 à Mars 2013), et l'autre sur la traçabilité des instruments chirurgicaux à l'aide de la RFID HF (Octobre 2014 à Décembre 2017). La thèse soutenue sur la gélule ingérable a été dirigée par Odile PICON, PU l'Université Gustave Eiffel, et celle portant sur la traçabilité d'instruments chirurgicaux, était sous la direction de Gaëlle Lissorgues, Professeur ESIEE-Paris, et co-encadrées respectivement par Antoine Diet, Enseignant-chercheur au GEEPS.

Nous avons bénéficié de l'aide pour la réalisation des prototypes mécaniques de David Delcroix, alors assistant-ingénieur ESYCOM, pour la réalisation des supports mécaniques pour la gélule ingérable, puis de celle d'Hubert Sizun pour la réalisation du banc de test pour les mesures de couplage dans le cadre de la thèse de Doctorat sur la traçabilité des instruments chirurgicaux. Les prototypes des boucles réalisées ont été faits à la micro-graveuse par David Delcroix, puis par Eric Piedallu, technicien ESYCOM. Nous avons également pu échanger à ce sujet avec Stéphane Protat, Ingénieur Recherche à ESYCOM, qui a réalisé plusieurs contrats industriels pour des applications RFID, mais qui est également support pour les simulations électromagnétiques, notamment pour le logiciel HFSS. Cette étude sur la RFID en champ proche s'est inscrite dans le cadre de collaborations académiques avec le laboratoire GEEPS (Génie Electrique et Electronique de Paris) pour l'encadrement de stagiaires et d'une doctorante, de dépôt de projets communs (ANR, et projet CNRS défis instrumentaux) et d'une demande d'un semestre de CRCT (Congé de Recherche et de Reconversion Thématique) pour l'année universitaire 2015-2016. Des compléments de simulation à nos études, notamment la

simulation du couplage entre boucles à l'aide du logiciel Matlab ainsi que des simulations sous CST ont été faites par Antoine Diet, Enseignant-chercheur à Paris-sud au laboratoire GEEPS.

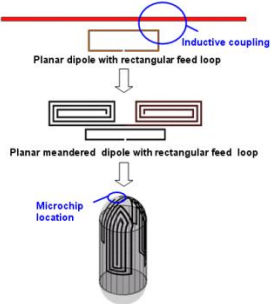
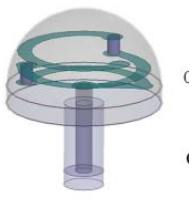
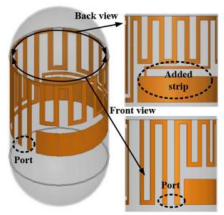
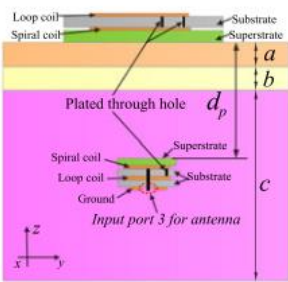
II. Le couplage inductif appliqué à la gélule ingérable

II.I. Contexte de l'étude et état de l'art des antennes pour gélules ingérables

Pour limiter les systèmes filaires, occasionnant gênes et douleurs au patient, les systèmes sans fil, dans lesquels sont inclus des capteurs, tels que température [YAM 12], pression et concentration en oxygène [WAN 07], [AYD 02], pour délivrer des médicaments au patient [RAJ 10], ou encore envoyer en temps réel des images pour les implants [HEN 08], [LIU 15], [MER 11], [XU 14] ou pour les capsules endoscopiques vidéo [AYD 02], [CAR 09], [IZD 09], [LIU 14], [MEN 04], [LEE 10], [LEE 11], [RAJ 100], [WAN 07], permettent une transmission des paramètres physiologiques sur les maladies gastro-intestinales. Les antennes pour gélules doivent être à la fois suffisamment petites pour être avalées par le patient, mais également être efficaces pour ne pas décharger trop vite les batteries embarquées dans la gélule [GUO 07], batteries qui servent à alimenter en énergie les capteurs et transmettre les données mesurées par les capteurs. Le lien sans fil [BAS 12], [CHE 11], [JIA 12], [RAJ 101], [XIN 10] est considéré en présence du corps humain, qui peut impacter la transmission du signal.

Le tableau III.1 synthétise les spécifications des antennes pour les systèmes ingérables en terme de fréquence, taille, pertes du canal, bande passante et confirme en mesure [GUO 07] que le couplage magnétique en champ proche présente un avantage certain pour les applications futures en prenant en compte la miniaturisation de l'antenne en fonction de la longueur d'onde, mais aussi aucun évanouissement du canal et une durée de vie pour la batterie 4 fois plus importante que les systèmes ingérables fonctionnant à 868MHz. Les objectifs des systèmes ingérables, depuis la soutenance de la thèse de Doctorat sur cette thématique en 2013, sont d'augmenter la bande passante [XU 15], [NIK 17], afin de permettre par exemple d'avoir des systèmes vidéos endoscopiques, mais aussi d'avoir des systèmes qui permettent à la fois de récupérer de l'énergie ou des données à des fréquences différentes. L'étude de systèmes à double fréquence a été faite dans le cadre des systèmes implantables pour des implants de profondeur 1 cm pour une récupération de l'énergie via un lien descendant (40.68MHz), et l'envoi des données par un lien montant (2.4GHz, vidéo endoscopique) [SUN 18]. Les systèmes ingérables en radiatif à large bande de fréquences permettent d'immuniser l'antenne et la découpler face à la variation des tissus extérieurs: généralement une couche de «superstrate» a été ajoutée sur l'antenne, qui est conformée sur la gélule : cette antenne est constituée d'un dipôle méandre associée à une strip pour générer une seconde résonance, antenne [XU 15], ou on ajoute un résonateur quart d'onde à saut d'impédance pour réduire la taille de l'antenne et l'adapter sur 50Ω [NIK 17]. D'autres systèmes en couplage inductif utilisent la résonance magnétique pour stabiliser la puissance reçue par le système ingérable [BAS 18] ou pour optimiser ce transfert de puissance en utilisant une configuration 3D pour l'antenne embarquée dans la gélule [KHA 19].

Table III.1 Spécifications des antennes pour les systèmes ingérables

Fréquence de fonctionnement	Taille $\phi \times h$ (en λ_0) et structure	Pertes d'atténuation (capsule à l'intérieur du corps humain, à 5cm de la surface extérieure)	Bande passante en adaptation (en %)	Référence
460MHz-535MHz	4mm×10mm (0.0066 λ_0 × 0.0166 λ_0)	Ø	75MHz (15%)	[LEE 10]
868MHz 869MHz	7mm×0.5mm (0.020 λ_0 × 0.0028 λ_0) 27mm×13mm×1.5mm (0.078 λ_0 × 0.037 λ_0 × 0.0043 λ_0)	Atténuation de 15dB à 26dB et évanouissement du canal de 52dB au maximum	Ø	HF1 [GUO 07] HF2 [GUO 07]
1.4GHz	Antenne conformée sur 10mm×26mm (0.046 λ_0 × 0.1214 λ_0)	Gain maximum=-28.4dBi; η =0.05%	Ø	[RAJ 10]
				
404.5MHz 2.387GHz	10mm×32.1mm (0.013 λ_0 ×0.043 λ_0) 10mm×32.1mm (0.08 λ_0 ×0.2568 λ_0)	Gain maximum =-28.8dBi; η =0.058% Gain maximum =-18.5dBi; η =0.9%	401-406 MHz (2.3%) 2.4-2.5 GHz (6%)	[LEN 07]
2.4GHz	11mm×3.81mm (0.088 λ_0 ×0.030 λ_0)	Gain maximum =-26.7dBi	26%	[LIU 14]
				
402 MHz	16.5mm×15.7mm×1.27mm (0.0221 λ_0 ×0.0210 λ_0 ×0.0017 λ_0)	Gain maximum =-37dBi	37.8% (348 MHz à 510MHz)	[XU 15]
				
434 MHz	17mm×10.7mm de diamètre (0.0246 λ_0 ×0.0155 λ_0)	Gain maximum =-22.4dBi	Ø	[NIK 17]
40.68MHz /2.4GHz	10.8mm×10.5mm de diamètre (0.0015 λ_0 ×0.0014 λ_0) à 40.68MHz (0.0864 λ_0 ×0.0840 λ_0) à 2.4GHz	47.2% transfert de puissance à 39.86 MHz Gain maximum =-15.71dBi	Ø 10.8%	[SUN 18]
				

II.II. Champ magnétique moins sensible aux milieux dissipatifs, tel que le corps humain

Dans le cas de la gélule ingérable, les antennes sont placées respectivement dans et sur le corps. Puisque l'atténuation du signal dans les milieux dissipatifs (III.1) augmente comme la fréquence [XU 10], nous avons choisi de faire l'étude dans la bande de fréquence [40,66 MHz, 40,70 MHz]. A l'aide de la relation de Cole-Cole [WEB3], nous avons calculé une permittivité relative et une conductivité dans le corps humain égale respectivement à 83 et 0.67S/m.

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon_0\epsilon_r} \sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (\text{III. 1})$$

L'atténuation est égale à 0.78 dB/cm dans le corps humain et en considérant une distance de 5 cm entre le petit intestin et la périphérie du corps humain le signal est atténué dans le corps humain de 3.92dB. Etant donné cette distance de 5 cm, nous pouvons considérer que les antennes sont respectivement l'une et l'autre dans une zone non rayonnante et les phénomènes d'induction magnétique en champ proche seront étudiés dans la partie suivante.

II.III. Champ proche et modèle du transformateur

A 40.68MHz, la réduction de la longueur d'onde de 750cm dans l'air à 53cm dans le corps humain diminue la zone de champ proche à 8.5cm ($=\lambda/2\pi=53\text{cm}/2\pi$), qui est supérieure à la distance de 5cm entre le petit intestin et la surface du corps humain et permet donc au couplage magnétique d'être efficace pour les systèmes ingérables.

Les boucles en champ proche sont caractérisées par les paramètres suivants : le coefficient de couplage (k) entre les inductances primaires et secondaires, l'inductance propre de chaque boucle, le facteur de qualité chargé Q de chaque boucle. Un faible facteur de qualité résulte en une faible transmission d'énergie, mais aussi en une large bande de fréquences pour les données transmises.

Le bilan de liaison en couplage magnétique [AGB 10], [FIN 03], [LEN 07], peut être exprimé à l'aide de la tension prélevée à la boucle en réception :

$$V_R^2(\omega) = V_T^2\eta_T\eta_RQ_TQ_Rk^2(d) \quad (\text{III. 2})$$

où η_T et η_R sont les efficacités résistives, Q_T et Q_R sont les facteurs de qualité chargés, Q_{uT} et Q_{uR} sont les facteurs des qualité non chargés (ou intrinsèques), donnés par :

$$\eta_T = \frac{R_S}{R_S + R_{LT}}; \eta_R = \frac{R_L}{R_L + R_{LR}} \quad (\text{III. 3})$$

$$Q_T = \frac{\omega_0 L_T}{R_S + R_{LT}}; Q_R = \frac{\omega_0 L_R}{R_L + R_{LR}}; Q_{uT} = \frac{\omega_0 L_T}{R_{LT}}; Q_{uR} = \frac{\omega_0 L_R}{R_{LR}} \quad (\text{III. 4})$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_T L_R}} \quad (\text{III. 5})$$

Dans la formule précédente (III.5) du coefficient de couplage, k dépend de la conductivité du milieu et de l'inductance mutuelle, dont la valeur varie en fonction de la position et de l'orientation entre les boucles du primaire et du secondaire. Ce coefficient de couplage peut être déterminé en simulation par un logiciel électromagnétique ou mesuré par un impédance-mètre et le cas échéant par un analyseur de réseau vectoriel. R_{LT} et R_{LR} sont les résistances des boucles du primaire et du secondaire respectivement, R_S et R_L les résistances de source et de charge, L_T et L_R les inductances propres des boucles du primaire et du secondaire respectivement et M est l'inductance mutuelle entre le primaire et le secondaire. Le système en champ proche, dont le schéma électrique équivalent est représenté à la figure suivante, peut être modélisé par le logiciel de simulation ADS (Ansys Design System) [WEB10]. Les circuits d'adaptation en impédance, utilisant des capacités en série et en parallèle, sont insérés entre la boucle d'émission et la batterie et entre la boucle de réception et la charge. Les impédances de source et de charge sont considérées comme égale à 50Ω .

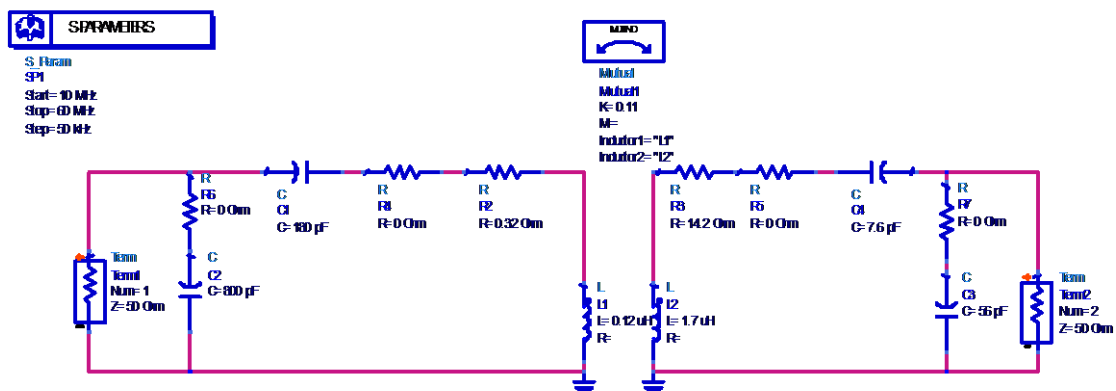


Figure III.1. Circuit inductif couplé sur le logiciel ADS

Nous allons étudier l'évolution de l'inductance mutuelle M et ainsi en déduire l'efficacité de couplage S_{21} en fonction de la taille relative des boucles et du déplacement latéral et angulaire entre elles.

II.IV. Inductance mutuelle

L'étude de l'efficacité de couplage dans l'air est dépendante de l'inductance mutuelle entre la boucle secondaire du transformateur, qui modélise l'antenne à la réception sur le corps humain et la boucle primaire, représentant l'antenne à l'émission dans la gélule [ZIE 96]. Nous avons considéré une boucle circulaire d'un tour de rayon R cm pour l'émission, parcourue par un courant I et nous avons intégré le flux du champ magnétique, généré par cette boucle circulaire, au travers d'une boucle carrée de longueur L . Le champ magnétique (B_r , B_θ , B_y) évalué à la position (x, y, z) dans les plans $(y0z)$ et $(x0z)$ est exprimé par la formule suivante [MIS 06] :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_r = \frac{I\mu_0 y}{2\pi[(R+r)^2+y^2]^{1/2} r} \left[\frac{R^2+r^2+y^2}{[(R-r)^2+y^2]} E(k) - K(k) \right] \\ B_\theta = 0 \\ B_y = \frac{I\mu_0}{2\pi[(R+r)^2+y^2]^{1/2} r} \left[\frac{R^2-r^2-y^2}{[(R-r)^2+y^2]} E(k) + K(k) \right] \\ k^2 = \frac{4Rr}{[(R+r)^2+y^2]} \end{array} \right. \quad (III.6)$$

Où r correspond à la distance entre le centre de la boucle circulaire et $K(k)$ et $E(k)$ sont les fonctions intégrales de première et de seconde espèce de Bessel. En intégrant l'équation par pas de $500\mu\text{m}$; l'inductance mutuelle peut-être calculée par le logiciel MATLAB.

La boucle circulaire est limitée en taille pour lui permettre d'être insérée dans une capsule pouvant être avalée. Nous considérons dans notre étude un rayon égal à 0.5cm . Nous optimisons l'inductance mutuelle pour des boucles coaxiales et nous augmentons la taille de l'antenne boucle carrée sur le corps à 7cm pour une distance entre les boucles de 5cm (Fig III.2). C'est la dimension de la boucle qui sera prise en compte dans la suite de l'étude. Nous voyons clairement ici que nous pouvons choisir la taille de la boucle de l'antenne réceptrice pour optimiser le couplage entre les boucles, ce couplage étant fonction de la taille de l'antenne réceptrice, mais aussi en fonction de la distance axiale : c'est ce critère géométrique qui nous permettra de déterminer la taille des sous-boucles d'une boucle émettrice au paragraphe suivant.

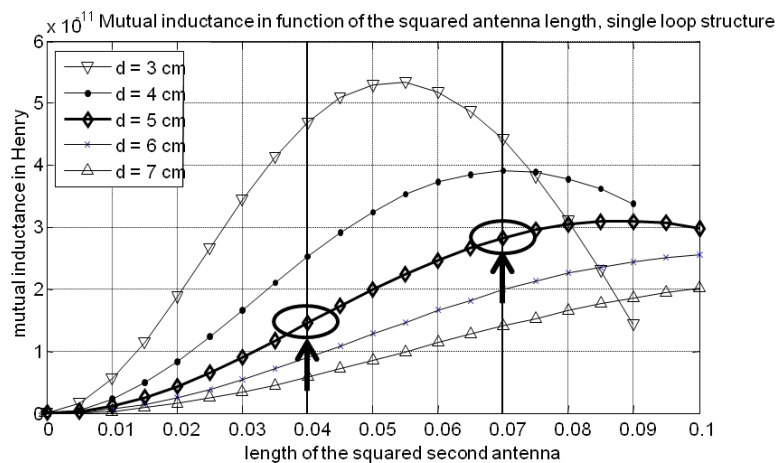
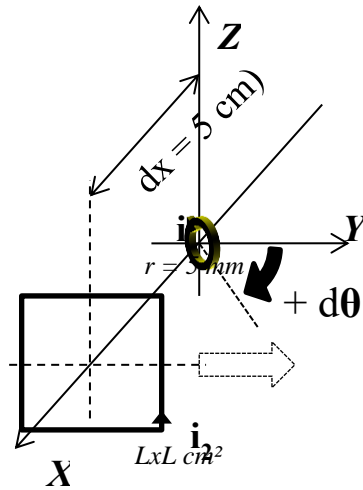
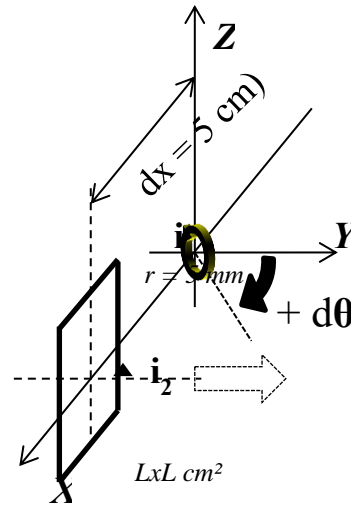


Figure III.2 Inductance mutuelle en fonction de la longueur de la boucle carrée

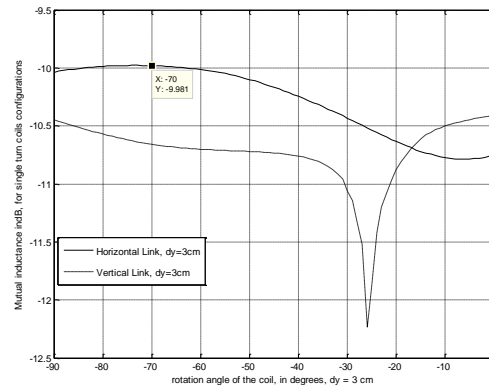
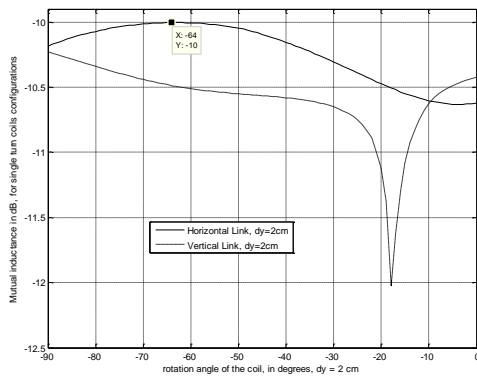
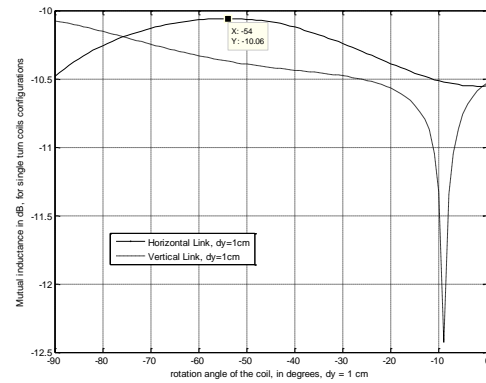
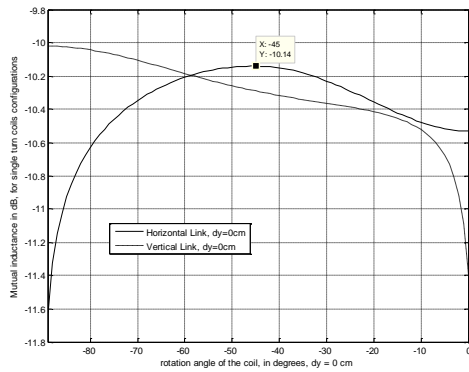
Le cas général, où les déplacements latéraux et angulaires sont pris en compte, est défini comme le lien horizontal (HL dans la figure III.3.a) et le lien vertical (VL dans la figure III.3.b). Nous reportons l'évolution de $10\text{Log}_{10}(M)$ en fonction du désalignement angulaire $d\theta$ pour différents déplacements latéraux dy et pour une longueur de boucle carrée de 7cm dans le but de comparer plus facilement avec les résultats simulés et mesurés $\text{Log}_{10}(S_{21})$: S_{21} est proportionnel à M^2 en prenant en compte les formules (III.2) et (III.5). Dans le but de limiter le traitement des données, la plage de variation étudiée $d\theta$ est comprise uniquement entre 0 et $\pm 90^\circ$, où le phénomène intéressant est observé. Il est important de noter que l'évolution de $\text{Log}_{10}(M)$ en fonction de $[\pm 90^\circ; 0^\circ]$ n'est pas symétrique : il y a simplement une symétrie axiale d'axe $(0x)$ pour le déplacement latéral $dy=0^\circ\text{ cm}$.



a) lien horizontal



b) lien vertical



c) Inductance mutuelle dans la configuration HL et VL en fonction de la rotation angulaire pour une distance $dx=5\text{cm}$ et déplacement latéral dy de 0 à 3 cm

Figure III.3. Etude pour une boucle carrée de côté 7cm et une boucle circulaire de rayon 0.5cm

Pour l'évolution de l'angle sur la plage $[-90^\circ; 0^\circ]$, l'inductance mutuelle est optimum en fonction du déplacement latéral dy (en cm) et du déplacement angulaire $d\theta$ (en degrés): l'inductance mutuelle pour le lien horizontal est maximum pour les couples $(dy, d\theta)$ égaux à $(0, -45^\circ)$; $(1, -54^\circ)$; $(2, -64^\circ)$; $(3, -70^\circ)$ et minimum pour le lien vertical pour $(0, 0^\circ)$; $(1, -9^\circ)$; $(2, -18^\circ)$; $(3, -26^\circ)$. Pour éviter le lien vertical, dans le but d'avoir un système à la périphérie du corps humain compact, nous ne ferons que l'étude du lien horizontal en simulation et en

mesure. Les boucles seront réalisées et simulées sous le logiciel HFSS pour évaluer les performances du couplage inductif à travers le corps humain et l'air.

II.V. Simulation électromagnétique et mesure dans un liquide équivalent au corps humain

II.V.1. Les boucles d'émission, de réception et le banc de mesure

Pour augmenter la valeur du champ magnétique, la boucle de l'antenne de réception est choisie en configuration multi-couche avec une boucle rectangulaire de dimension $7\text{cm}\times 8\text{cm}$ [HAT 131]. L'antenne ingérable est constituée de 5 boucles, gravées sur des couches époxy de FR4 par gravure mécanique, présentant une constante diélectrique ϵ_r de 4.4, une tangente diélectrique de pertes de 0.02 et une épaisseur de métallisation de $35\ \mu\text{m}$, séparées par des couches intermédiaires de FR4 avec une épaisseur de 0.76 mm pour assurer à la fois stabilité entre les boucles et une structure plus solide. Les rayons intérieur et extérieur des boucles sont respectivement de 8.5mm et de 9.5mm. Chaque boucle a deux pastilles de diamètre 0.7mm, qui sont utilisées pour connecter les différentes boucles. Comme vues sur la figure III.4.(b), les dimensions de l'antenne 3 tours sur le corps sont égales à $70\times 80\times 0.76\ \text{mm}^3$, avec une ligne de largeur et de distance entre lignes de 1.5 mm et réalisée sur le substrat FR4.

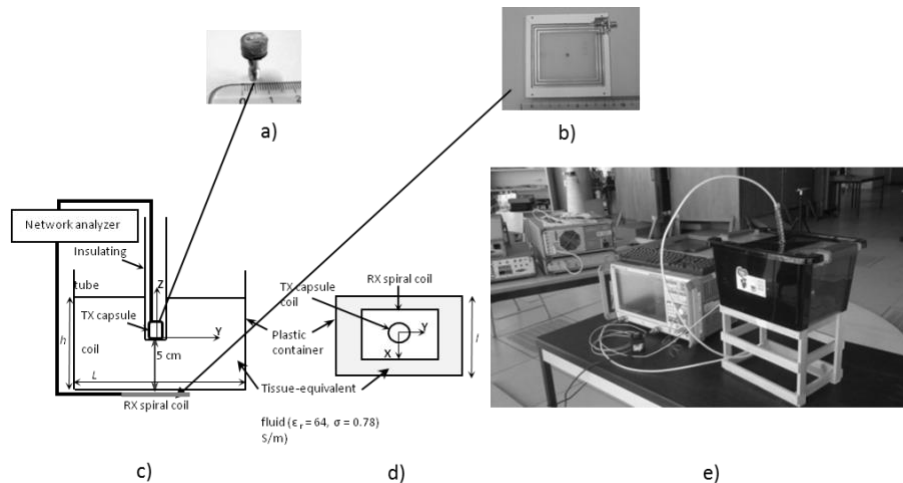


Figure III.4. (a) Boucle multi-couche réalisée pour la gélule à l'émission; (b) Boucle spirale 3 tours réalisée à la réception; Banc de mesure: (c) Vue de côté; (d) Vue de dessus; (e) Photographies du banc de mesure.

Les valeurs des capacités ont été ajustées pour adapter l'impédance de source (R_S) à l'impédance de la boucle d'émission (L_T, R_{LT}), mais aussi l'impédance de la boucle de réception (L_R, R_{LR}) à la charge (R_L). Les boucles ont été mesurées dans un liquide équivalent au corps humain, dont les propriétés diélectriques ($\epsilon_r=64$ and $\sigma=0.78\ \text{S/m}$) ont été extrapolées à partir de la courbe mesurée avec la sonde Agilent entre 200MHz à 50GHz et prises en compte en simulation pour évaluer les performances du lien inductif.

Table III.2 Valeurs de capacité pour les boucles d'émission et de réception, quand le canal de transmission est de l'air ou du corps humain

	Capacités en série (pF)		Capacités en parallèle (pF)
En espace libre	TX coil	180	800
	RX coil	8.2	213
Dans le corps humain	TX coil	180	800
	RX coil	7.6	56

Les mesures in-vitro sont faites au moyen du ZNB8 de Rohde Schwarz, comme vu dans la figure III.4. La boucle TX est placée dans une boîte rectangulaire de dimensions 29.2cm×22.2cm×16.5cm (L, l, h) à 5cm de la hauteur h de la boucle RX, dont 0.4cm est constitué d'air pour prendre en compte le gap d'air entre la boucle de réception et la face arrière de la boîte rectangulaire pour insérer un connecteur SMA. L'antenne ingérable est isolée du liquide par un tube à essai, dont le diamètre et l'épaisseur sont respectivement égaux à 1.4mm et 0.5mm [HAT 131]. De la ferrite est appliquée sur le câble coaxial pour limiter les courants de gaine sur le câble qui est connecté de la boucle RX à l'analyseur de réseau vectoriel.

II.V.2. Mesures et simulation des boucles dans l'air et dans le corps humain

Le circuit électrique extrait des simulations et des mesures des impédances d'entrée des boucles d'émission et de réception, quand le milieu est le corps humain ou l'air, est listé dans le tableau III.3. Les impédances et les bandes passantes mesurées (Fig. III.5) de l'antenne d'émission diminuent quand le milieu passe de celui du corps humain à l'air. L'antenne d'émission paraît moins sensible au changement du milieu, probablement grâce à son insertion dans un tube à essai rempli d'air.

Table III.3 Caractéristiques électriques des boucles simulées et mesurées en présence de corps humain ou d'air à 40.68MHz

Antenne	R_{LT} (Ω)	R_{LR} (Ω)	L_T (μH)	L_R (μH)	Q_T	Q_R	η_T	η_R	k
Simulation dans le corps humain	0.32	14.2	0.12	1.7	0.6	6.7	0.99	0.78	0.11
Mesure dans le corps humain	0.52	26.8	0.12	2.1	0.61	7.1	0.99	0.65	
Simulation dans l'air	0.3	2.4	0.12	1.6	0.6	8	0.99	0.95	0.22
Mesure dans l'air	0.57	5.1	0.12	2	0.61	9.1	0.99	0.91	

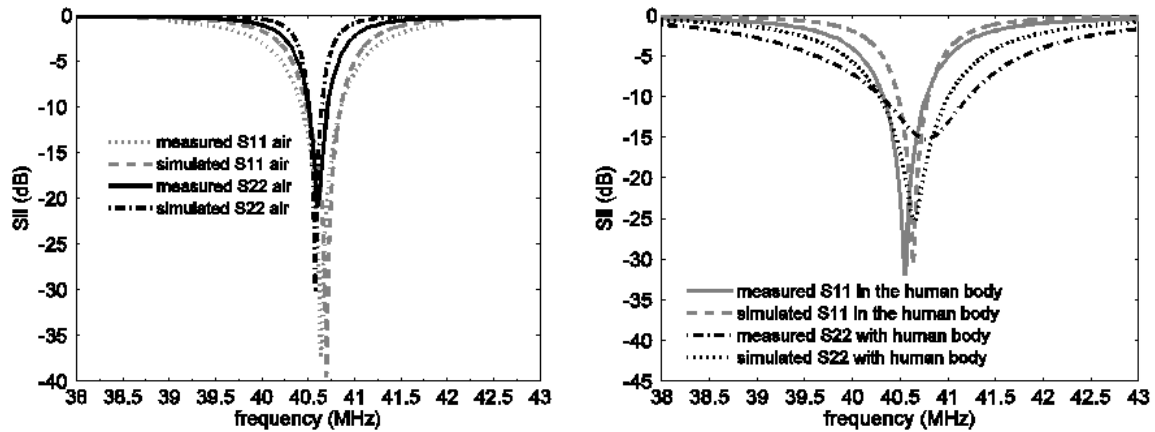


Figure III.5. Coefficient de réflexion mesuré et simulé de la boucle d'émission (S_{11}) et de réception (S_{22}) dans l'air (à gauche) et en présence du corps humain (à droite)

Nous reportons sur le tableau (III.4) l'efficacité de couplage dans le corps humain et dans l'air à 40.68MHz avec la formule empirique basée sur le modèle Agbinya-Masihpour [AGB 10], avec la simulation électromagnétique, celle du circuit électrique et les mesures.

Table III.4 Comparaison entre la réponse de couplage trouvée avec la formule empirique, la simulation HFSS, la simulation ADS et les mesures dans différents milieux à 40.68MHz

	S_{21} empirique	S_{21} simulation (HFSS)	S_{21} mesure	S_{21} simulation (ADS)
Corps humain ($\epsilon_r=64$; $\sigma=0.78$ S/m)	-14.2 dB	-18.1 dB	-20.7 dB	-15.9 dB
Air ($\epsilon_r=1$; $\sigma=0$)	-6.6dB	-10.5dB	-16.8dB	-21.3dB
Corps humain sans perte ($\epsilon_r=64$; $\sigma=0$) S/m)	\emptyset	-10.4dB	\emptyset	\emptyset

Les différences entre simulation et mesure sont dues au circuit électrique d'adaptation, à l'approximation de la caractérisation du milieu diélectrique dissipatif et aux pertes conducteur du milieu.

Nous avons choisi une distance de 5cm entre le petit intestin et la surface à l'extérieur du corps humain ; si cette distance varie, nous pouvons voir l'impact sur l'efficacité de couplage.

Nous allons maintenant observer la variation de la distance comprise entre 1 et 8 cm entre les boucles d'émission et de réception coaxiales. La réponse de couplage S_{21} est reportée à la figure III.6 à droite. La pente de 10dB/octave comparable en mesure et en simulation, n'est toutefois pas en concordance avec celle théorique de 18dB/octave dues à l'atténuation du champ magnétique B d'ordre d^{-3} : l'atténuation de B dépend de d^{-3} quand le rayon des boucles est bien inférieur à la distance entre les boucles, ce qui n'est en effet pas le cas ici (les rayons sont respectivement de 0.5cm et 4.22cm pour les boucles d'émission et de réception, alors que la distance varie de 1 à 8 cm). Les différences comprises entre 1 et 2.6dB entre simulation et mesure sont dues au circuit d'adaptation dont les valeurs de capacités ne sont pas optimisées pour chaque distance, au décalage fréquentiel des paramètres de réflexion S_{ii} , mais aussi comme précédemment aux pertes conductrices et à une caractérisation trop approximative du milieu.

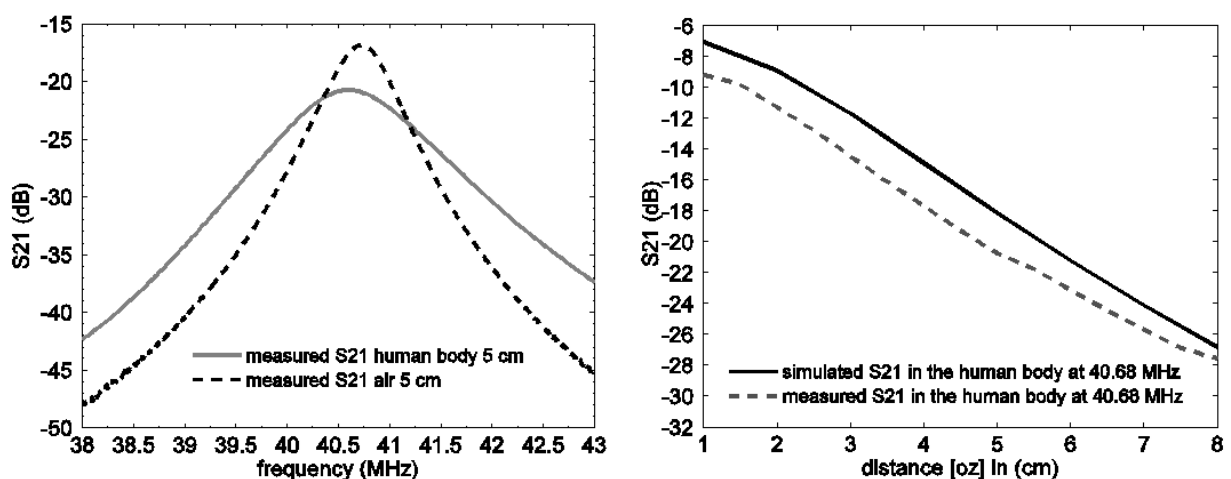


Figure III.6. Efficacité de couplage S_{21} mesurée à 40.68 MHz en fonction de la fréquence pour une distance de 5 cm entre les antennes d'émission et de réception (à gauche), et en fonction de la distance z entre les 2 boucles coaxiales.

Nous allons pour finir l'étude de la gélule ingérable observer l'évolution du couplage

magnétique en fonction du déplacement latéral et angulaire de la boucle d'émission. Dans cette étude, la distance entre les boucles d'émission et de réception est maintenue à 5cm, distance moyenne entre le petit intestin et la périphérie du corps humain. Pour atteindre un angle d'élévation θ plus important, la boîte rectangulaire remplie de liquide équivalent au corps humain, utilisée précédemment pour la variation constante entre les boucles et un angle θ de 0° , est remplacée par une boîte de hauteur h plus faible, c'est-à-dire de dimensions 38.5 cm x 33 cm x 8 cm (L, l, h.). Un banc de mesure est réalisé pour éviter le décalage mécanique entre les boucles. Par contre, il ne permet pas d'atteindre un angle d'élévation θ de 90° car dans cette configuration, le liquide équivalent aux tissus humains pourrait pénétrer à l'intérieur du tube à essai (Fig.III.7).

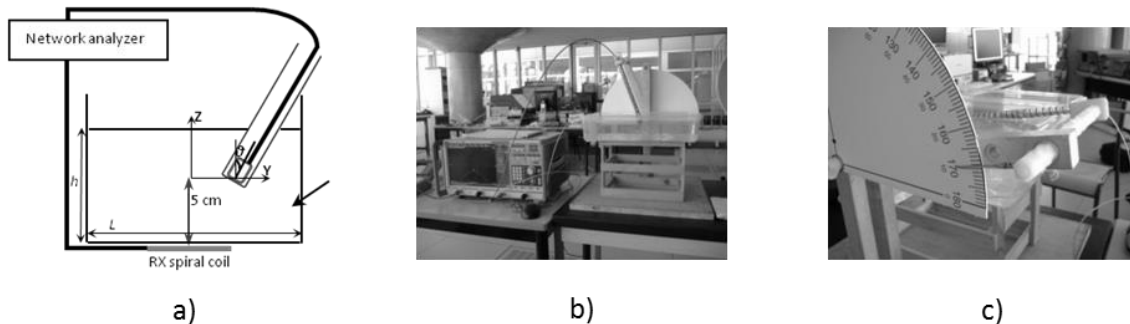


Figure III.7. Banc de mesure pour déplacements latéral et angulaire: (a) Vue de côté; (b), (c) Photographies du banc de mesure

Le coefficient de transmission simulé et mesuré pour 4 déplacements latéraux (la position y est égale à 0, 1, 2 et 3cm) est reporté sur la figure (III.8). La mesure est pour chaque position toujours inférieure à la simulation, mais le paramètre de transmission en fonction de l'angle θ maximum est obtenu quand les boucles sont coaxiales, alors que l'angle est décalé de 0 à -26° quand les boucles sont désalignées de 0 cm à 3cm. L'allure est similaire à la variation de l'inductance mutuelle si nous considérons sur les résultats calculés avec MATLAB les angles négatifs. Cependant, l'angle, où le maximum est effectif, est légèrement différent pour les simulations HFSS et les calculs MATLAB, à cause de la structure multicouche sur HFSS (chaque boucle de la structure multicouche peut être considérée comme une boucle de diamètre différent pour une distance constante).

Pour conclure, pour chaque déplacement latéral de la boucle d'émission, une réponse de couplage est calculée en fonction de l'angle θ : le paramètre S_{21} est compris entre -20.5dB et -35.5dB. Si nous considérons qu'un $S_{21} = -32\text{dB}$ ($\eta = 2.5\%$) permet au couplage magnétique d'être effectif, dans ce cas le déplacement latéral nul et l'angle $\theta = 80^\circ$ peuvent être considérés comme une limite. Cependant, pour éviter une efficacité de couplage affaiblie par l'orientation de la gélule, la fabrication d'un prototype permettant la détection dans ce cas critique pourrait être un plus, c'est ce qui est vu dans la section suivante avec les boucles complémentaires. Par comparaison avec les derniers travaux en cours pour les systèmes ingérables inductifs, des systèmes à la périphérie du corps humain fonctionnant par couplage inductif par résonance magnétique ont permis de stabiliser la puissance reçue par le système embarqué dans la gélule [BAS 18] ou encore d'optimiser le transfert de puissance quelle que soit l'orientation de la gélule en adaptant une configuration 3D pour les boucles embarquées dans la gélule [KHA 19]. La localisation d'une gélule se fait cliniquement par mesure de pH, ce qui rend cette mesure très approximative ; les cliniciens gastro-entérologues dans le cas de la mesure de transit colite souhaitent développer un système de mesure ambulatoire. Ce type de dispositif a été étudié dans

le cas de la détection des galets sur la plage dans le cadre du projet LARGE. Nous l'étudierons dans la section V de ce chapitre.

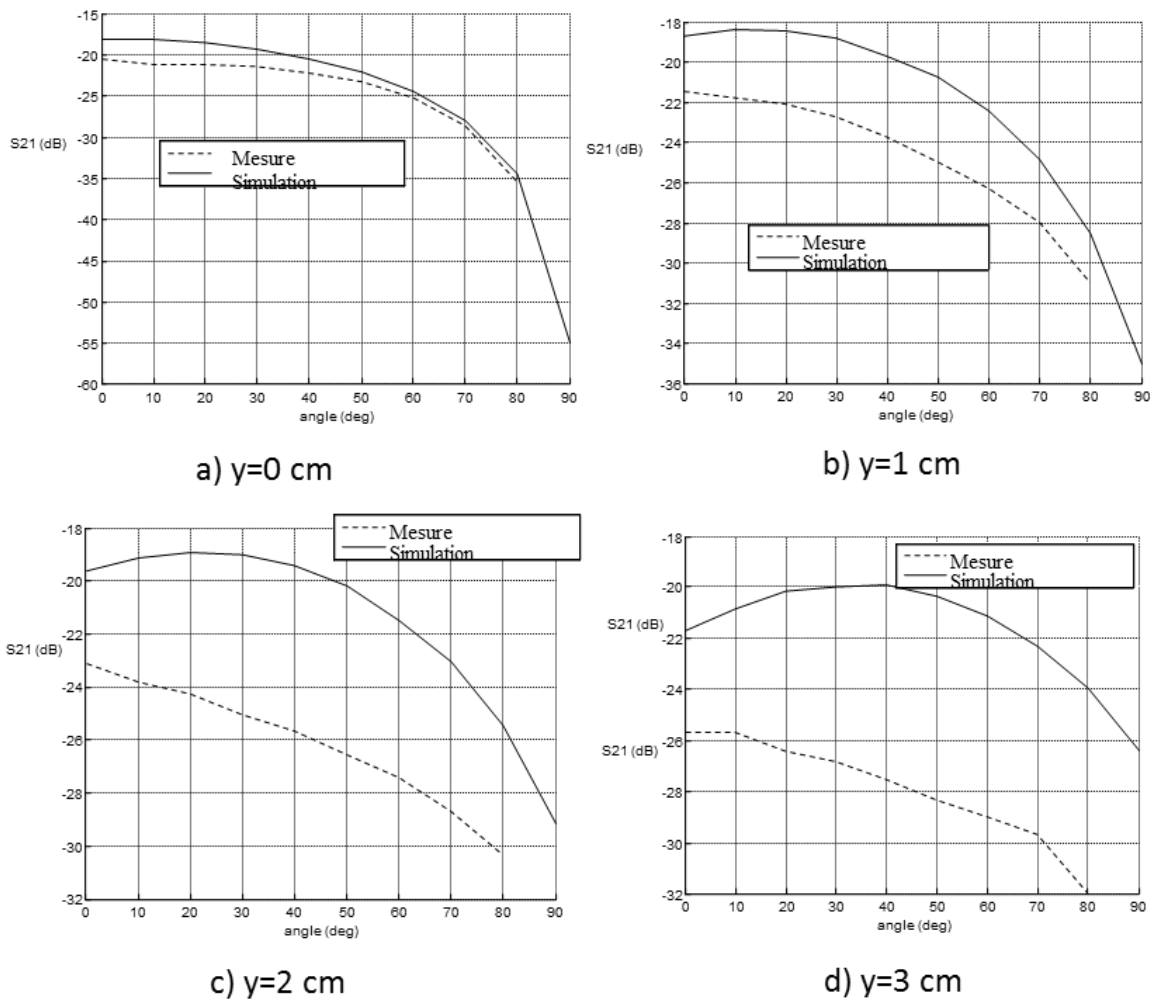


Figure III.8. Efficacité de couplage S_{21} simulée et mesurée à 40.68 MHz dans un liquide équivalent aux tissus humains en fonction du déplacement angulaire de la gélule pour différents déplacements latéraux y .

Après avoir observé le couplage entre deux boucles en fonction de leur distance axiale, de leur désalignement, nous allons étudier maintenant l'association de boucles en série pour modifier l'orientation des lignes de champ magnétique et favoriser l'impédance mutuelle dans le cas de la configuration perpendiculaire, que nous avons considéré comme le cas critique dans cette section.

III. Intérêt des boucles complémentaires pour le couplage inductif

L'objectif est d'optimiser la détection de boucles réceptrices en configuration perpendiculaire grâce à une structure boucle émettrice planaire.

III.I. Structure de la Twisted Loop Antenna

Les boucles sont parcourues par des courants en opposition de phase et permettent ainsi de générer au centre de la structure planaire un champ magnétique orienté parallèlement au plan dans lequel se trouve la TLA ; une boucle placée perpendiculairement à ce champ peut ainsi être parcourue par un courant induit par ce champ. Les antennes de forme octogonale ont été

simulées sous le logiciel HFSS en prenant en compte du PEC mais aucun substrat, alors qu'en mesure l'antenne de référence de gabarit comparable est une antenne rectangulaire, réalisée en collant des rubans de cuivre de largeur 2mm sur une feuille de plastique : les bords de l'antenne rectangulaire pourraient englober au plus près l'antenne TLA dont chaque boucle est de forme hexagonale en mesure (Fig.III.9).

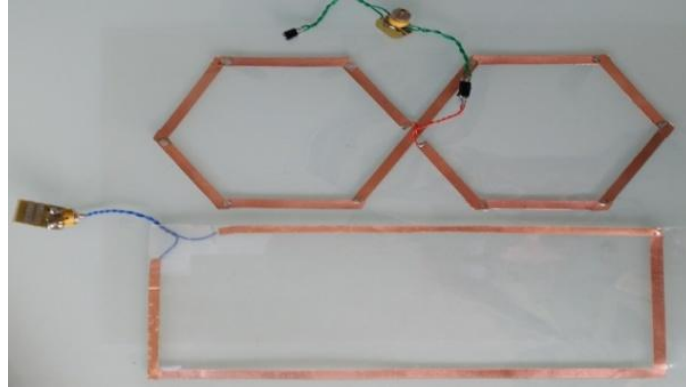


Figure III.9 Twisted Loop Antenna (en haut) et boucle rectangulaire (en bas)

III.II. Simulation et mesure de l'inductance mutuelle

Nous présentons les inductances mutuelles entre l'antenne émettrice (TLA ou rectangulaire) et la boucle réceptrice (boucle circulaire de 30mm de diamètre) pour une distance de 10mm. L'inductance mutuelle entre la Twisted Loop Antenna et la boucle réceptrice de diamètre 30mm pour une distance de 10mm est augmentée par comparaison avec l'antenne rectangulaire jusqu'à 8nH dans la configuration perpendiculaire (Fig. III.10 gauche). Elle est également augmentée pour la configuration parallèle (Fig. III. 10 droite) à proximité du centre de la boucle rectangulaire.

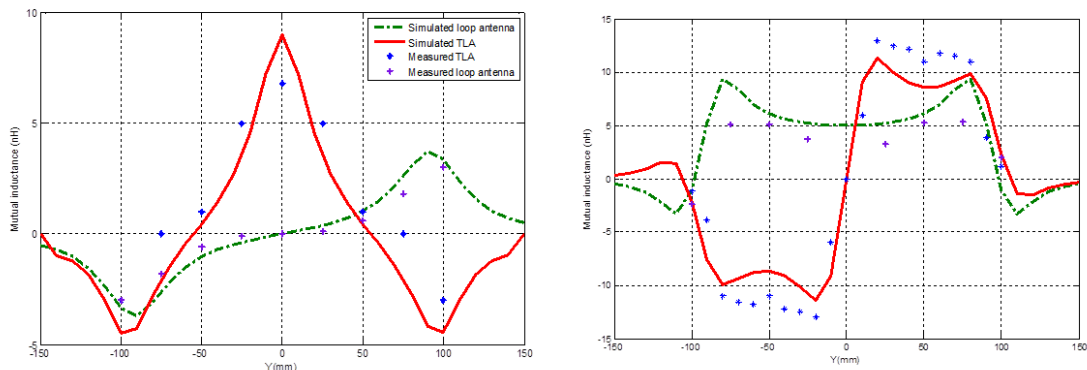


Figure III.10 Inductance mutuelle entre l'antenne lecteur (TLA ou rectangulaire) et TAG (30mm de diamètre) pour les configurations perpendiculaire (à gauche) et parallèle (à droite)

Les simulations électromagnétiques sous HFSS et les mesures faites à l'analyseur de réseau vectoriel sont bien cohérentes entre elles. Les différences de niveau obtenues pour certains déplacements latéraux entre Matlab, HFSS et la mesure proviennent très certainement de formes et de dimensions d'antenne lecteur pas complètement identiques suivant le simulateur utilisé ou la mesure, mais juste comparables.

Nous avons vu cependant de manière très significative que l'antenne TLA permet d'optimiser le couplage inductif quand la boucle réceptrice est orientée perpendiculairement à la surface de la boucle émettrice pour certaines positions de la boucle réceptrice.

Afin de maximiser le couplage magnétique entre 2 boucles de taille différente, sans modifier la surface des boucles d'émission et de réception, une autre possibilité est de venir insérer dans la surface de la boucle d'émission des résonateurs couplés. La taille des résonateurs est choisie pour optimiser le couplage entre la boucle émettrice et la boucle secondaire, tout en ayant une surface de boucle primaire bien plus importante que celle que nous aurions calculée dans la section III.II. Ce phénomène est appelé couplage inductif par résonance magnétique, et c'est ce que nous avons étudié dans la suite de l'étude pour la traçabilité des instruments chirurgicaux.

IV. Couplage inductif par résonance magnétique appliqué à la traçabilité d'instruments chirurgicaux

Nous souhaitons identifier et tracer des instruments chirurgicaux pour répondre à la norme européenne, qui prévoit que chaque hôpital soit capable de tracer les instruments de son parc hospitalier. A l'heure actuelle, uniquement les boîtes contenant les instruments chirurgicaux sont tagguées. Chaque boîte, dont la paroi est métallique et grillagée, contient environ 150 instruments chirurgicaux (Fig.III.11) et est scellée avant le nettoyage. Les instruments sont actuellement préparés et insérés dans chaque boîte par les infirmières de bloc. Cette étape est cruciale, mais nécessite beaucoup de temps et n'est pas sans être source d'erreurs. La boîte, pour récupérer les instruments chirurgicaux, est ouverte en salle d'opération et elle est reconditionnée à la fin de l'opération en comptant un à un les instruments. Le but du taggage des instruments (Fig.III.12) est en plus de tracer chaque instrument, de savoir avec quel patient ils ont été en contact, de réduire également le temps mis pour la préparation avant l'opération et le comptage après, et les risques d'erreurs.

Nous souhaitons tagguer des transpondeurs commerciaux, mais aussi des transpondeurs réalisés à la micro-graveuse puis encapsulés dans une résine (Fig.III.12), qui les protégera du nettoyage en résistant aux différents cycles de pression et de température. La problématique électromagnétique qui nous est attribuée est de détecter un nombre de transpondeurs importants mais aussi de taille très petite par rapport à la boucle lecteur. Ces transpondeurs seront orientés arbitrairement par rapport au plan de la boucle lecteur, et imposeront au lecteur d'avoir une répartition des lignes de champ la plus isotrope possible. Ces différents verrous seront à lever au cours des études sur les systèmes RFID pour la traçabilité des instruments chirurgicaux.



Figure III.11: Boîte avec instruments chirurgicaux



Figure III.12: Ciseau taggué

IV.I. La structure à 1 résonateur et la répartition du champ magnétique

Nous commençons notre étude par l'étude de l'impédance mutuelle entre la boucle lecteur et la boucle réceptrice. Nous cherchions dans un premier temps à augmenter l'inductance mutuelle entre les deux boucles pour favoriser la détection du transpondeur. Nous ajoutons un résonateur à l'intérieur de la boucle lecteur et calculons l'impédance mutuelle entre la boucle émettrice, constituée d'une boucle dans laquelle est inséré un résonateur (Fig. III.13 boucles 1 et 2), et la boucle réceptrice (Fig.III.13 boucle 3).

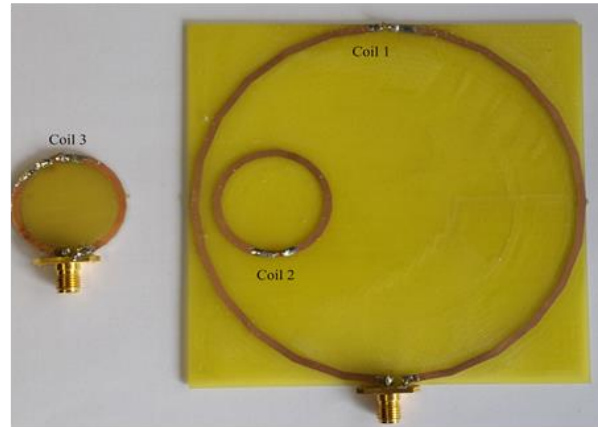
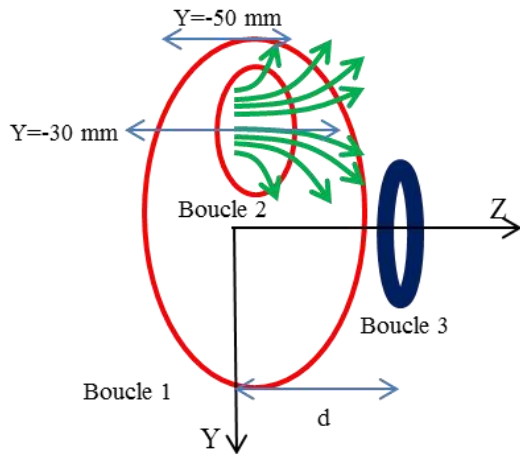


Figure III.13: Structure bi-boucle (coil 1 et 2) et boucle réceptrice (coil 3), $R_1=50\text{mm}$, $R_2=15\text{mm}$ et $R_3=15\text{mm}$

Nous pouvons observer la visualisation du champ magnétique avec et sans le résonateur coplanaire à la figure III.14. L'addition du résonateur modifie la distribution vectorielle du champ magnétique généré par la boucle émettrice. Ainsi, des zones de détection optimum apparaissent.

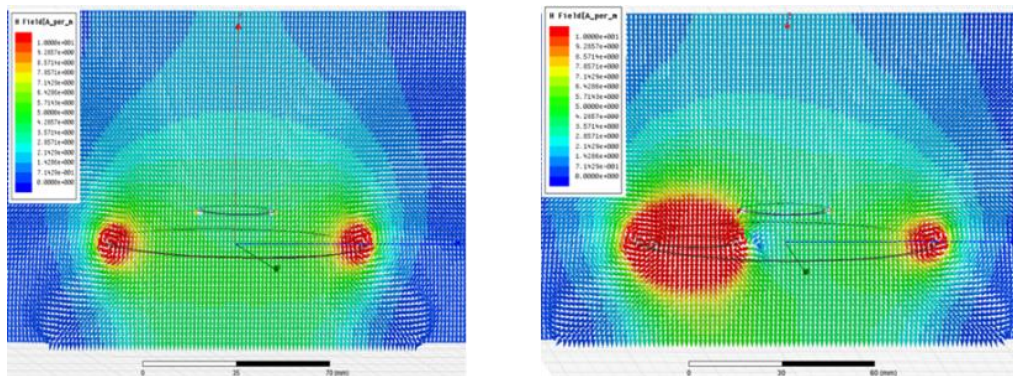


Figure III.14: Distribution vectorielle du champ magnétique avec (à gauche) et sans (à droite) le résonateur coplanaire

IV.II. Calcul d'une impédance mutuelle équivalente du modèle à 1 résonateur

Nous donnons le schéma électrique du système équivalent. Cela permettra non seulement d'intégrer les boucles dans le système global pour une première approximation, sans utiliser de logiciel de simulation électromagnétique, mais aussi de comparer avec les mêmes paramètres en simulation et en mesure. Sur la figure III.15, L_1 , L_2 et L_3 sont respectivement les inductances propres de boucles 1, 2 et 3, et r_1 , r_2 et r_3 leurs résistances internes, et C_1 , C_2 et C_3 les capacités en série pour adapter la fréquence de résonance à 13.56MHz. L'inductance mutuelle d'un tel système peut être exprimée par la formule de Neumann [FIN 03][BAB 09][ZIE 96][ROB 13].

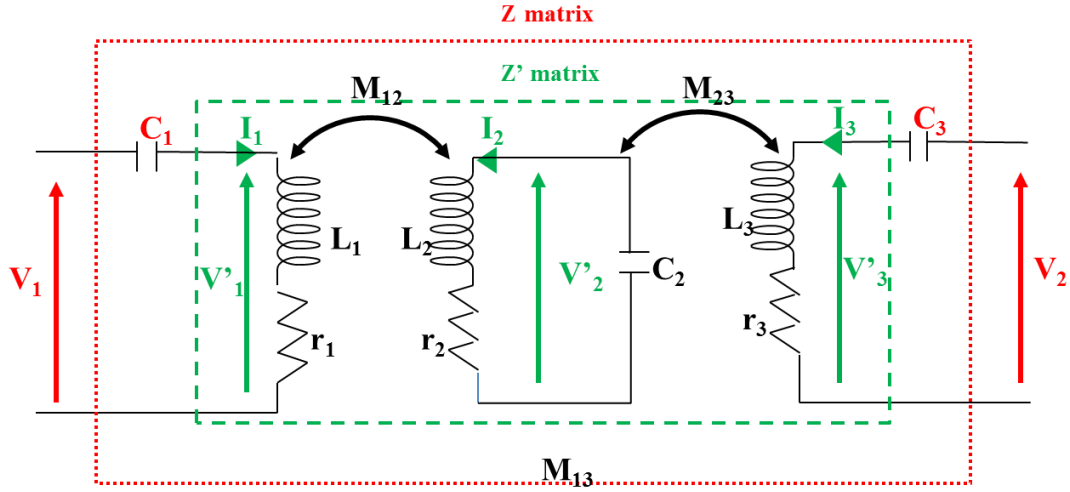


Figure III.15: Schéma électrique équivalente de la figure III.13 $L_1=0.300\mu H$, $C_1=0.45nF$, $L_2=0.058\mu H$, $C_2=2.32nF$, $L_3=0.052\mu H$, $C_3=2.59nF$

Pour obtenir un système matriciel Z_{ij} équivalent en simulation et en mesure, c'est-à-dire avec deux ports, le port 1 pour la structure bi-boucle coplanaire (boucles 1 et 2) et le port 2 pour la boucle réceptrice (boucle 3), il faut dans un premier temps déterminer les paramètres Z'_{ij} tels que les tensions V'_1 , V'_2 and V'_3 du circuit à la figure III.15 satisfassent les relations aux équations (III.7):

$$\begin{pmatrix} V'_1 \\ V'_2 \\ V'_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} & Z'_{13} \\ Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{23} \\ Z'_{31} & Z'_{32} & Z'_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega L_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{21} & r_2 + j\omega L_2 & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{31} & j\omega M_{32} & r_3 + j\omega L_3 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Après calcul et ajout des capacités série, qui vont permettre de déterminer les paramètres impédance du système équivalent Z_{ij} vu des ports 1 et 2 en mesure et en simulation, nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} Z_{11} = j\omega(L_1 - \frac{1}{C_1\omega^2} + \omega M_{21}^2\gamma) + \omega^2 M_{21}^2\delta + r_1 \\ Z_{12} = j\omega(M_{13} + \omega M_{12}M_{23}\gamma) + \omega^2 M_{12}M_{23}\delta \\ Z_{21} = j\omega(M_{13} + \omega M_{32}M_{21}\gamma) + \omega^2 M_{32}M_{21}\delta \\ Z_{22} = j\omega(L_3 - \frac{1}{C_3\omega^2} + \omega M_{23}^2\gamma) + \omega^2 M_{23}^2\delta + r_3 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Avec } \gamma = \frac{\frac{1}{C_2\omega} - \omega L_2}{(\frac{1}{C_2\omega} - \omega L_2)^2 + r_2^2} \text{ et } \delta = \frac{r_2}{(\frac{1}{C_2\omega} - \omega L_2)^2 + r_2^2} \quad (\text{III.9})$$

Nous allons regarder l'impédance mutuelle équivalente entre la boucle 3 (au port 2) et la bi-boucle constituée des boucles 1 et 2 (au port 1), pour une orientation parallèle ou perpendiculaire de la boucle 3 par rapport au plan défini par la structure bi-boucle. Nous regarderons la partie imaginaire de l'impédance mutuelle équivalente, que nous appellerons inductance mutuelle équivalente M_{eq} (III.10)

$$M_{eq} = M_{reader-tag} + \omega (M_{reader-resonator} * M_{resonator-tag})\gamma \quad (\text{III.10})$$

IV.IV. Réalisation du banc de mesure et mesures du modèle à 1 résonateur

Nous faisons une étude numérique électromagnétique à l'aide du logiciel HFSS et en mesure à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Pour l'étude numérique, nous notons simulation, les résultats obtenus sur HFSS à l'aide des matrices impédances et calculation, ceux déterminées en utilisant MATLAB en faisant l'intégration du flux généré par la boucle réceptrice circulaire. Un banc de mesure (Fig.III.16) a été réalisé pour permettre une mesure en fonction du déplacement latéral de la boucle réceptrice pour différentes distances entre la boucle émettrice et celle réceptrice pour les configurations parallèle et perpendiculaire.

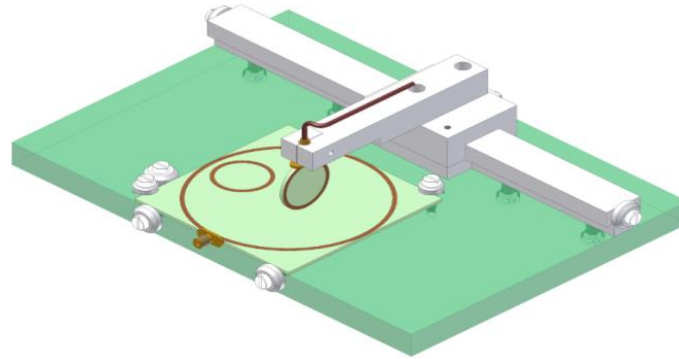
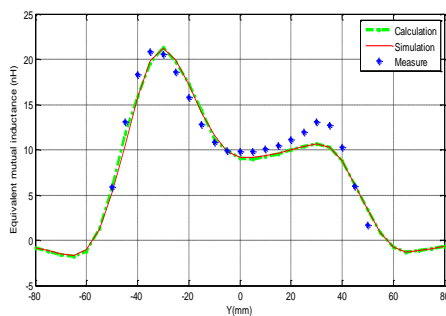
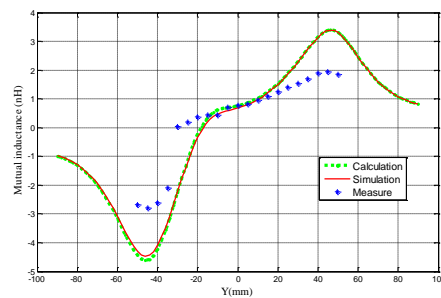


Figure III.16: Banc de mesure mécanique

Les résultats simulés et mesurés (Fig. III.17), de l'inductance mutuelle équivalente M_{eq} en fonction du déplacement latéral, sont en très bonne concordance et permettent d'observer l'augmentation de l'inductance mutuelle pour une distance de 10mm entre la boucle émettrice et la boucle réceptrice. Dans les configurations parallèles et perpendiculaires, nous avons des variations d'inductance mutuelle équivalente comparables entre le calcul, la mesure et la simulation. Les différences de niveau entre les inductances mutuelles entre simulation (ou calcul) et mesure peuvent être dues aux pertes négligées en simulation (ou calcul) avec des matériaux PEC (Perfect Electrically Conductor) et sans substrat FR4. Le niveau de l'inductance mutuelle équivalente est par contre plus faible dans la configuration perpendiculaire que dans le cas de la configuration parallèle avec un rapport de 5 en considérant les niveaux maximums.



a) En configuration parallèle



b) En configuration perpendiculaire

Figure III.17: Inductance mutuelle simulée et mesurée du système lecteur-TAG en fonction du déplacement latéral

Si nous utilisons des résonateurs à l'intérieur de toute la surface de l'antenne lecteur, on peut ainsi imaginer homogénéiser et maximiser l'impédance mutuelle. Nous pouvons à la fois

modifier la taille des résonateurs mais aussi la valeur des capacités qui sont associées à chacune des boucles.

IV.V. Réalisation du prototype pour détection des instruments chirurgicaux à 36 résonateurs

C'est ce qui a été réalisé par un étudiant en stage de M1, Fabrice Teto, pour réaliser un démonstrateur. Nous voyons la structure réalisée à la figure III.18 dont l'objectif est de détecter 50 instruments, nous pouvons observer aussi les champs magnétiques à la figure IV.20. Les boucles carrées, distantes de 10 cm, sont de côté 42 cm, et à l'intérieur on a gravé 18 résonateurs de forme hexagonale et de 2 tours, sur lesquels sont soudées des capacités. Ces résonateurs ont été ajoutés afin de maximiser le couplage entre les boucles émettrice et réceptrice de 1 cm de diamètre quand il se trouve dans le volume compris entre les deux boucles carrées.

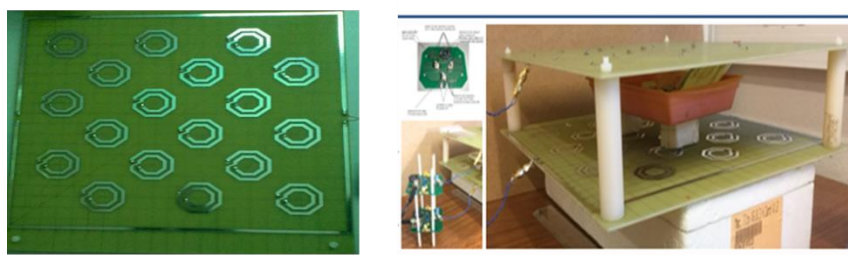


Figure III.18 : Structure réalisée avec 18 résonateurs

L'inductance d'un résonateur est de 245.8 nH. Il faut ajouter une capacité de 560 pF pour obtenir l'accord en fréquences de 13.56 MHz. Pour accorder l'ensemble, il faut tenir compte du couplage inductif entre les résonateurs. Si l'on doit le faire manuellement, cela paraît compliqué à mettre en œuvre, car les couplages sont alors modifiés. On va donc regrouper les condensateurs par groupe présentant le même couplage. On regroupe ainsi les 36 résonateurs en 6 groupes, comme répartis à la figure suivante. L'objectif est d'avoir un champ réparti au centre de la structure, on modifie ainsi les valeurs des capacités par groupe de résonateurs. Cela nous permet avec les valeurs suivantes ($C_A = C_B = C_G = 448 \text{ pF}$; $C_D = 560 \text{ pF}$; $C_E = 616 \text{ pF}$; $C_I = 616 \text{ pF}$) d'obtenir la répartition du champ magnétique de la figure III.20.



Figure III.19: Répartition des familles de résonateurs

On peut ainsi concentrer le champ où l'on veut dans la structure en jouant sur les valeurs des capacités.

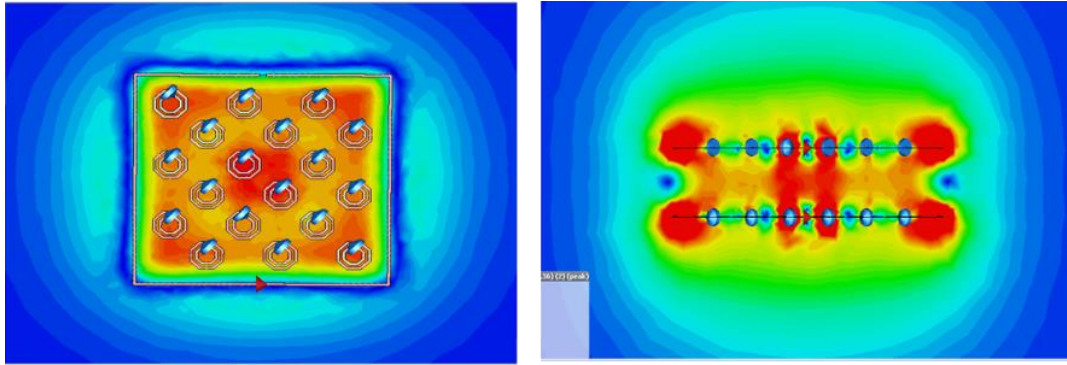


Figure III.20: Champ magnétique de la structure réalisée

Nous avons utilisé pour faire le prototype des valeurs de capacités normalisées et nous avons ainsi pu détecter 50 instruments dans le volume sous test en connectant l'antenne ainsi réalisée avec un lecteur RFID SIL-2125.

Les difficultés sur lesquelles nous avons travaillées concernent essentiellement la détection d'un transpondeur, dont la taille est relativement faible par rapport à la taille de l'antenne globale, qui définit la surface et le volume à prospecter, et aussi de l'orientation du transpondeur par rapport au plan de l'antenne lecteur. Nous allons chercher maintenant à localiser la zone dans laquelle se trouve le transpondeur à l'aide de la commutation.

V. Optimisation du volume de détection et localisation par des systèmes commutables pour la localisation des galets sur la plage

Des études morphologiques des rivières et des bords de mer nécessitent l'identification, la traçabilité et donc la localisation des galets après les crues notamment pour les rivières. Différents systèmes RF ont été réalisés : des systèmes passifs LF à 134kHz [BEN 11], [BEN 120], [BEN 121], [ARN 15], des systèmes semi-actifs à 433MHz pour augmenter la distance de lecture diminuée par l'atténuation à 433MHz, des systèmes acoustiques pour observer les mouvements de poissons dans des retenues d'eau douce. Le volume de prospection est important, et le critère de taille entre la boucle réceptrice et la boucle émettrice est aussi important, si on veut réduire le temps de prospection. Il convient dans ce cas d'utiliser des structures multi-boucles mais aussi de pouvoir quantifier l'optimisation en termes de volume.

V.I. Antenne échiquier pour la détection de galets

Nous faisons une étude d'un système lecteur à 125kHz, pour la faible atténuation présentée par le milieu à 125kHz, et observons la détection d'un transpondeur de diamètre 3.15mm (transpondeur gélule) pour 2 orientations, c'est-à-dire parallèle et perpendiculaire au plan de l'antenne lecteur. Nous avons présenté précédemment que des structures multi-boucles réalisées à l'aide de boucles complémentaires permettent une répartition et une orientation du champ magnétique plus adaptées qu'une antenne mono-boucle (Fig. III.21) à la détection de transpondeurs. Dans cette étude, on utilise une figure de mérite pour caractériser le volume de détection, et non pas des maximums de détection.

Dans le but de réduire la taille de l'antenne, une antenne-boucle échiquier a été réalisée et la figure de mérite utilisée en (III-11) pour quantifier la surface de détection optimisée grâce à cette antenne [DIE 16]. Cette antenne est réalisée à partir de boucles carrées de 10cm de côté,

qui sont complémentaires. Nous commençons par faire l'étude des boucles complémentaires et non complémentaires, comparées à une antenne boucle rectangulaire de taille équivalente.

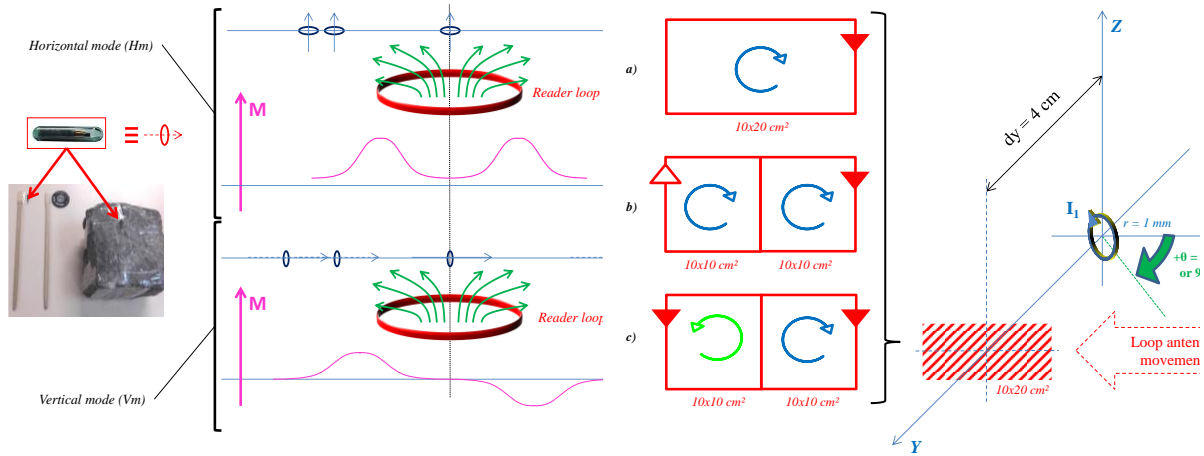


Figure III.21: Tag en verre dans les galets (en haut à gauche) dans les modes horizontaux (Hm) et verticaux (Vm) avec l'inductance mutuelle quand le tag est petit

Figure III.22: Surface de la boucle lecteur et dipole magnétique équivalent au tag en verre. Représentation des 3 différentes solutions étudiées

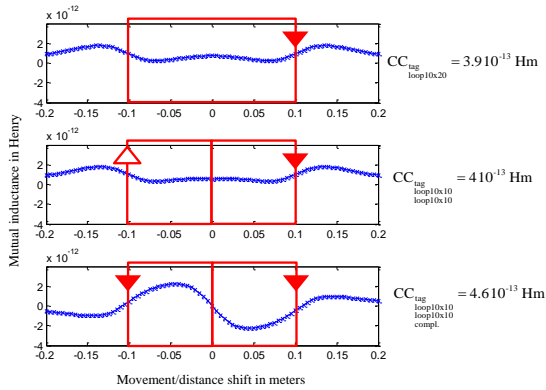


Figure III.23: Couplage magnétique pour les différentes structures de boucles lecteur en fonction du mouvement du tag (axe X) dans le mode Horizontal

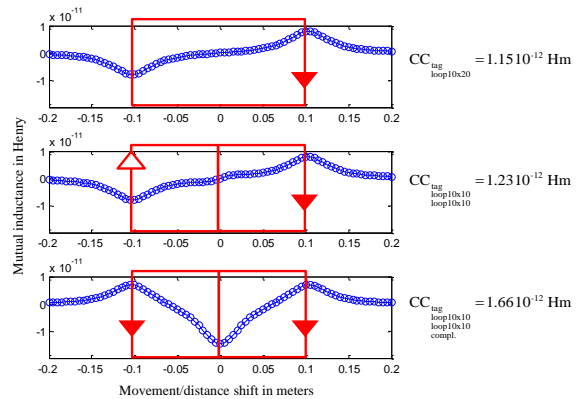
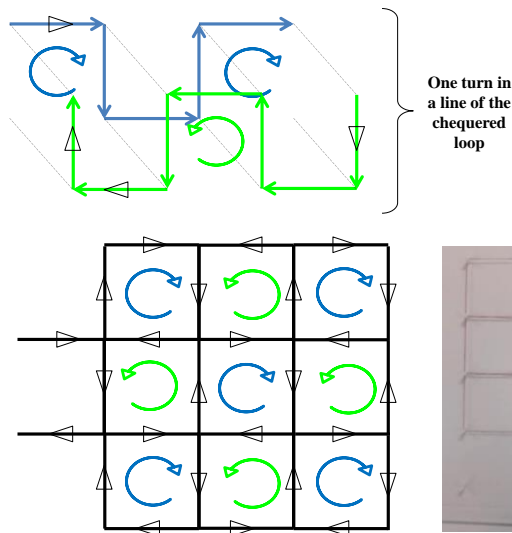


Figure III.24: Couplage magnétique pour les différentes structures de boucles lecteur en fonction du mouvement du tag (axe X) dans le mode Vertical

Comme le but est de détecter le tag quelque soit son orientation, nous proposons une figure de mérite appelée Capacité de Couplage (CC) en calculant l'intégrale de la valeur absolue de $M(x)$ le long de l'axe X. Ce critère, défini en (III.11), utilise la valeur absolue de M parce que la puissance d'alimentation du tag est proportionnelle à M^2 .

$$CC = \int_{X_1}^{X_2} |M(x)| dx \quad (III.11)$$

Comme nous pouvons le voir sur la figure III.23 pour le mode horizontal ainsi que sur la figure III.24 pour le mode vertical, les boucles complémentaires (cas c) à la figure III.22, permettent d'obtenir une capacité de couplage supérieure aux 2 autres structures et donc une meilleure capacité de détection du transpondeur.



One turn in a line of the chequered loop

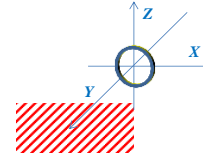
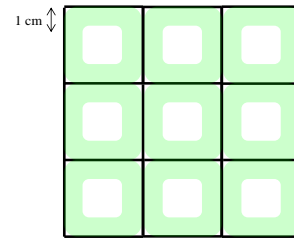
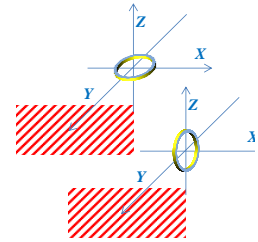
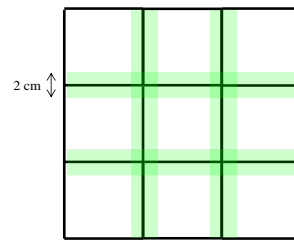
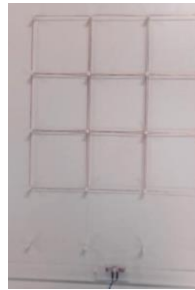


Figure III.25: Parcours du fil verni pour construire les lignes de l'antenne boucle échiquier (en haut). Représentation des phases de courant (en bas à gauche) correspondant au principe des boucles complémentaires. Antenne boucle échiquier (en bas à droite)

Figure III.26: Surface de détection RFID à une distance de 1 cm en mode vertical (en haut) et horizontal (en bas)

La matrice de 9 boucles carrées complémentaires est appelée antenne boucle échiquier parce qu'elle correspond à une distribution alternée des boucles en série, en fonction des phases des courants, comme vue dans la figure III.25. Cette antenne est réalisée avec du fil vernis sur une plaque de plexiglass et présente une inductance mesurée de $820\mu\text{H}$ pour un facteur de qualité de 12. Le lecteur RFID LF Ib-Technology [WEB10], associé à des antennes multi-boucles carrées de 10cm de côté, devrait permettre de détecter des transpondeurs en verre avec une distance de portée de 4cm, mais sa trop faible puissance (1W), permet toutefois de détecter à 1cm.

La surface totale de détection correspond à la somme des surfaces vertes sur la Figure III.26 et est égale respectivement à 224cm^2 et à 171cm^2 pour les modes verticaux et horizontaux : il y a une surface importante de détection potentielle de transpondeur mobile. Cependant, cela ne permet pas de déterminer précisément la position du transpondeur sous le pavage des multi-boucles.

V.II. Localisation du galet par un système matriciel

Pour déterminer la position d'un transpondeur de petite taille dans un grand volume, un système constitué de lignes de 4 boucles et de colonnes de 4 boucles, commutées et en série a été réalisé. Notons qu'en réalité l'entrée et la sortie pour chacune des inductances équivalentes se trouvent du même côté de l'inductance et non pas de part et d'autre [DIE 17].

Les boucles coaxiales (d'une ligne et d'une colonne) doivent être non-complémentaires pour éviter d'annuler le champ magnétique, mais les boucles consécutives doivent être complémentaires pour permettre de la détection de transpondeur en mode vertical à l'intersection des boucles. Des relais mécaniques sont associés à chacune des lignes et des colonnes pour balayer successivement chacune des configurations. La réalisation du prototype

est présentée à la figure III.27. L'antenne est réalisée sur un support en bois à l'aide de fil de Litz pour réduire les pertes.

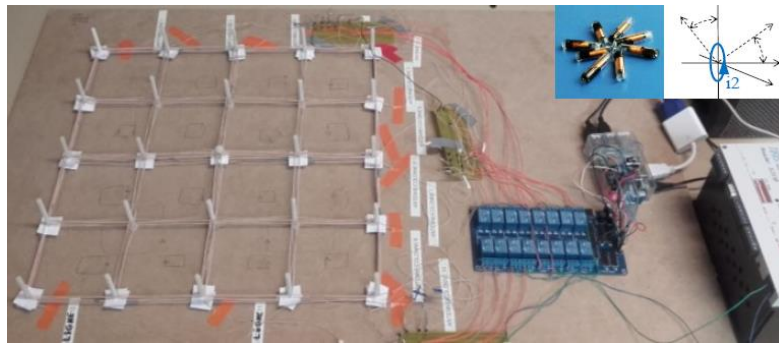
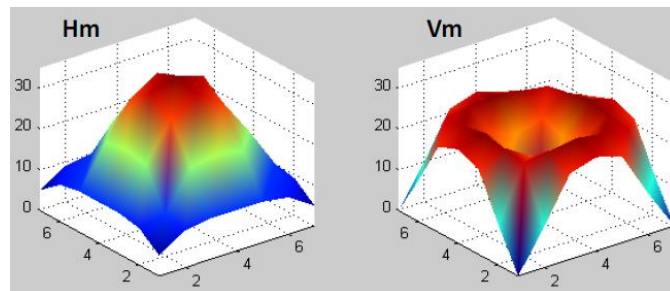
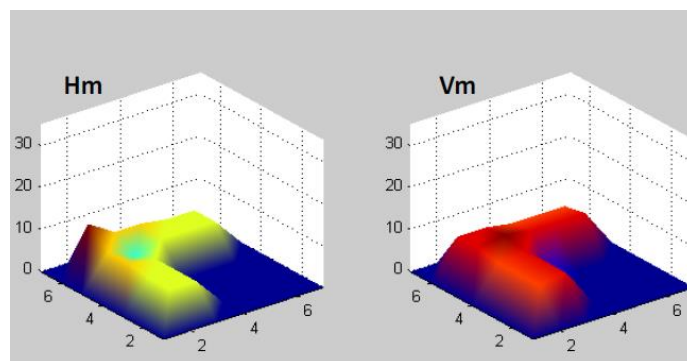


Figure III.27: Prototype de localisation de transpondeurs.

L'antenne boucle matricielle doit présenter une inductance de $26\mu\text{H}$ pour être adaptée au lecteur RFID TIRIS 134kHz. En mixant les modes verticaux et horizontaux, nous pouvons détecter un transpondeur en verre à quelques centimètres de la structure quelle que soit l'orientation du tag en verre. Nous pouvons voir notamment que la boucle 1 tour a des nuls de détection sur les bords pour le mode horizontal et au centre pour le mode vertical, alors qu'en sélectionnant colonne de gauche et ligne du bas, nous pouvons détecter le tag dans un volume de quelques centimètres pour les 2 modes considérés (Fig III.28).



a)



b)

Figure III.28. Performances de détection en centimètres du tag en verre en mode horizontal (gauche) et vertical (droite) pour 2 structures : a) une boucle 1 tour de dimension 40cm sur 40cm (en haut), b) 16 sous-boucles de dimension 10cm sur 10cm.

Le balayage entre les lignes associées aux colonnes, nous permettra de déterminer la zone dans laquelle se trouve le tag pour les 2 modes considérés, et donc finalement quelle que soit l'orientation considérée. Ce principe de commutation peut être adapté pour déterminer dans un premier temps la position de l'objet à «énergiser», puis de diriger le champ magnétique dans la direction dans laquelle se trouve l'objet afin de lui transmettre de la puissance sans fil. Il s'agit de l'«Inductive Beamforming» dont nous parlerons dans le dernier chapitre de ce manuscrit.

VI. Distribution des pistes des boucles

Nous nous sommes finalement intéressés dans la partie suivante à la distribution des pistes pour des boucles lecteur à 13.56MHz, en considérant une distance non-uniforme pour des structures avec un nombre de tours pour chaque piste différent. Nous nous sommes inspirés des travaux de Ashwani Sharma [SHA 13], assistant Professeur à l'Institut Indien des technologies à Ropar : le diamètre des boucles était modifié afin d'optimiser le champ magnétique à une distance coaxiale, c'est-à-dire avoir un optimum à un point donné. Dans le cadre de nos études, le diamètre des boucles, et le courant qui traverse chacune de ces boucles ont été optimisés afin de concentrer le champ et de maximiser le volume de détection : l'optimisation a lieu dans un volume donné et non pas juste en un point. Les antennes boucles DDC (Distributed Diameter Coil) ont été utilisées comme antenne lecteur [DIE 16].

VI.I. Profil DDC pour une antenne boucle lecteur

Nous considérons plusieurs structures multi-boucles de surface totale déterminée par un disque de diamètre extérieur d_1 . Les valeurs des inductances de chacune des structures, ainsi que les facteurs de qualité seront comparables à plus ou moins 10%, pour garantir une même quantité d'énergie magnétique générée par la boucle lecteur et pouvoir ainsi comparer les structures. Un support plastique réalisé par impression 3D permet d'insérer à l'intérieur des fentes les fils vernis et de rigidifier le système total. Les diamètres des fentes circulaires d_1 , d_2 et d_3 de la structure 3D sont respectivement 9.017 cm, 5.032 cm et 0.9cm. Les mesures de détection avec un transpondeur spiral de 1cm^2 sont réalisées à l'aide du dispositif expérimental qui permet de faire des mesures en fonction du déplacement latéral DX et du déplacement en distance de détection DZ du transpondeur. Deux configurations ont été choisies, celle où le transpondeur est parallèle au plan contenant la boucle lecteur, notée Vm (configuration verticale) et celle où le transpondeur est perpendiculaire à ce plan, noté Hm (configuration horizontale).

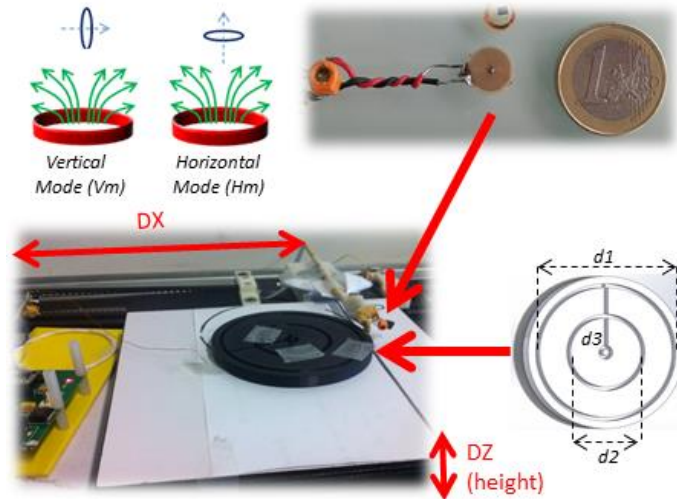


Figure III.29: Définition des modes de détection des transpondeurs, Vm et Hm, et photographie de la petite spirale TAG (en haut). Dispositif de mesure expérimental avec les variations de DX et DZ et la base plastique utilisée imprimée en 3D (en bas)

VI.II. Inductances des boucles

La valeur estimée pour chaque boucle L_{d_i} et pour la structure multi-boucle totale peuvent être déterminées par les formules empiriques suivantes :

$$L_{d_i} = 2 \times \pi \times d_i \times \ln\left(\frac{\pi \times d_i}{d_{fil}}\right) \times N_{d_i}^{1.9}; L(N_{d_1} - N_{d_2} - N_{d_3}) = \sum_i N_{d_i} \times L_{d_i} \quad (\text{III.12})$$

Où N_{d_i} correspond au nombre de tours pour le diamètre d_i considéré et d_{fil} est le diamètre du fil vernis, ici égal à 0.022cm. Il est à noter que ces valeurs ne tiennent pas compte du couplage entre chacune des boucles.

Les caractéristiques simulées et mesurées des différentes structures multi-boucles sont reportées dans le tableau (III.5). Nous considérons à la fois le facteur de qualité avant et après adaptation avec l'ajout d'une capacité.

Table III.5: Caractéristiques électriques des boucles

Inductance empirique $L(N_{d_1}-N_{d_2}-N_{d_3})$	Inductance mesurée (VNA)	Longueur de fil (m) /facteur de qualité	Facteur de qualité après adaptation
A(3-0-0) : 3.27 μ H	3.83 μ H	0.85/40.57	38.88
L(2-3-0) : 3.19 μ H	3.57 μ H	1.04/47.94	30.66
L(2-3-2) : 3.29 μ H	3.96 μ H	1.09/41.39	37
L(2-1-7) : 3.39 μ H	3.07 μ H	0.92/43.89	31.04
B(1-3-7) : 3.19 μ H(ou 2.99 dans l'article)	3.11 μ H	0.95/30.41	28.25

VI.III. Mesures de détection

Les boucles adaptées à 13.56MHz avec une capacité sont ensuite associées à une résistance variable pour obtenir un facteur de qualité identique pour chacune des structures multi-diamètre. Différentes valeurs ont été testées dans notre travail : la valeur classique $Q=20$ et celle égale à 30. Il est à noter que le facteur de qualité ne peut excéder la valeur de 28.25 pour la structure B en pratique. Nous présentons pour chacune des structures des barres de score

représentant le nombre de cases de détection en configuration horizontale (Figure III.30) et en configuration verticale (Figure III.31) en prenant en compte les variations DX et DZ pour les deux valeurs du facteur de qualité de chaque boucle. Cela nous permet de définir une figure de mérite pour comparer les boucles A et B.

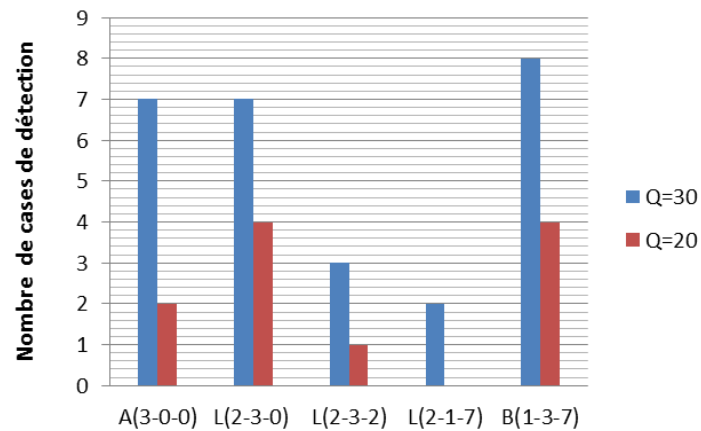


Figure III.30: Résultats de détection de tag RFID en position horizontale Hm avec deux valeurs pour Q_{reader} .

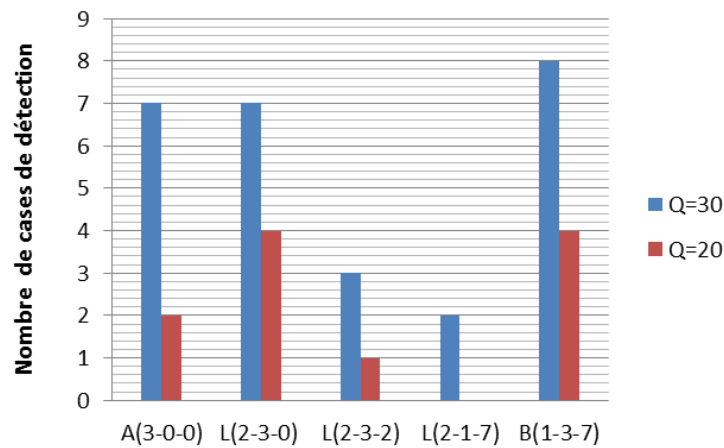


Figure III.31: Résultats de détection de tag RFID en position verticale Vm avec deux valeurs pour Q_{reader} .

Nous choisissons de présenter la structure multi-boucle B, qui présente la plus importante surface de détection en configurations horizontale et verticale, avec celle de la structure A, dont les lignes ont été coloriées en gris dans le tableau (III.5). Pour la simulation sous CST, les pistes métalliques sont constituées de PEC (Perfect Electrically Conductor) et les tours pour chaque boucle sont modélisés par des intensités différentes de courant à l'intérieur de chacune d'entre elles. Comme les valeurs des inductances A et B sont identiques, nous considérons que l'énergie magnétique générée par les structures multi-boucles est constante. Cette visualisation du champ magnétique est juste qualitative pour comparer l'amplitude et la distribution du champ magnétique.

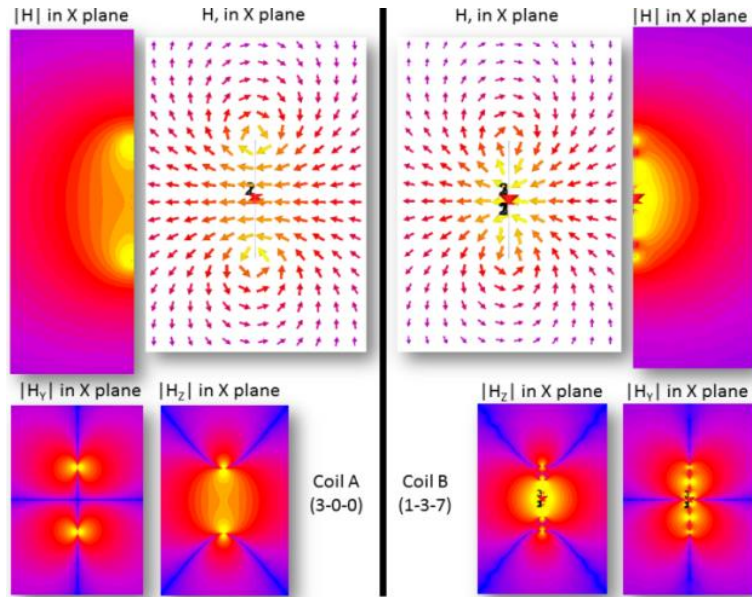


Figure III.32: Résultats sous CST pour la boucle A (à gauche) et B (à droite). Amplitude et distribution (en haut) du champ magnétique. Composantes tangentielle et normales du champ magnétique (en bas).

Le plan X est considéré comme étant le plan normal à l'axe X, incluant l'origine comme étant le centre des boucles. Les composantes normales H_Z et tangentielle H_Y du champ magnétique dans le plan X sont reportées à la figure III.32. Nous voyons que la structure multi-diamètre B présente une orientation et une répartition du champ magnétique H beaucoup plus diversifiées que la structure A, ce qui peut favoriser la détection des transpondeurs de petite taille : il y a moins de trous dans la structure B, en comparaison avec la structure A.

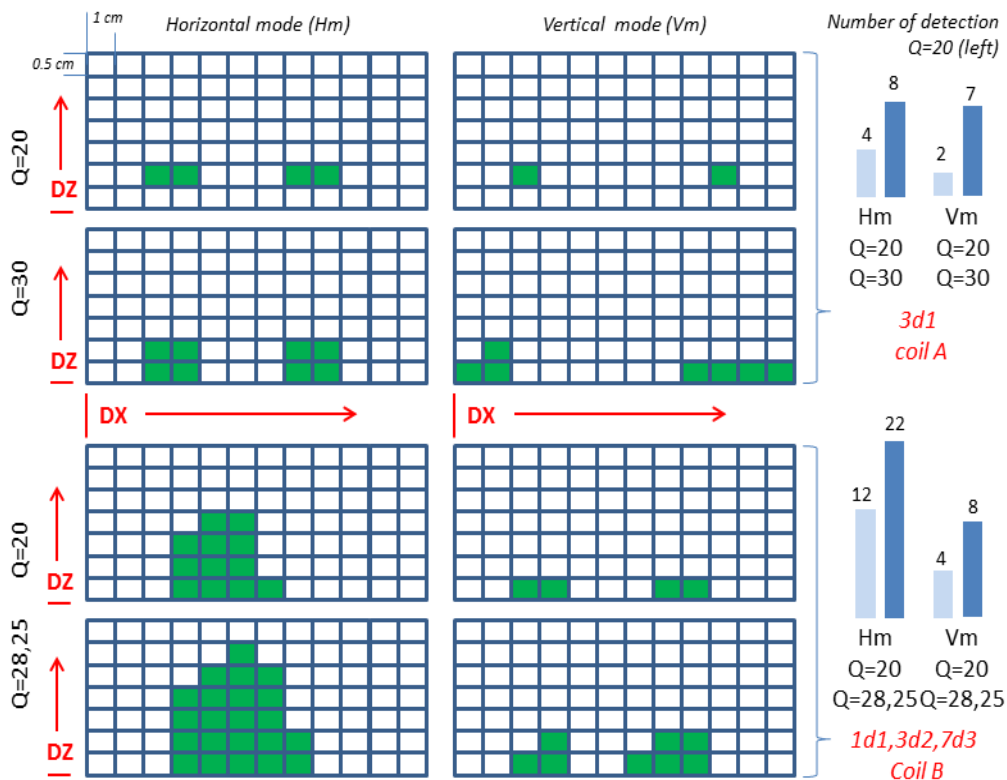


Figure III.32: Résultats de détection de tag RFID en position horizontale Hm et verticale Vm pour la boucle A et la boucle B (cellules colorées) en fonction de DX et DZ. Deux valeurs pour Q_{reader} . Barres de score (à droite) de cellules colorées ($Q=20$ à gauche).

La boucle B détecte plus de transpondeurs RFID que la boucle A, dans les configurations horizontale et verticale. Cela est dû à la modification vectorielle et à une meilleure répartition du champ magnétique, comme prédit par la visualisation du champ magnétique dans la simulation numérique. De plus, l'augmentation du facteur de qualité de 20 à 30 améliore la capacité de détection pour les structures A et B. Cela peut provenir du coefficient de couplage, qui est plus faible pour l'application des transpondeurs de petite taille plutôt que pour les transpondeurs classiques format carte bancaire.

Pour conclure sur ces résultats, nous voyons que la structure multi-diamètre B est plus adaptée pour la détection de transpondeurs de petite taille que la structure A. Nous avons associé ce profil à des résonateurs [GRZ 181] ou à des boucles complémentaires [GRZ 180] afin d'en bénéficier pour optimiser le couplage inductif. Ce profil a été depuis utilisé par Jinyu Zhang, Professeur à l'Université de Lancaster en Angleterre depuis 2016 pour optimiser le couplage magnétique sur des supports flexibles dans le cadre des systèmes portatifs [ZHA 18], [ZHA 19].

VII. Conclusion

Du coup, on peut optimiser le couplage inductif suivant plein de paramètres et même mélanger ces différents paramètres : diamètre des tours, courant par tour, utiliser des multi-boucles, ajouter des résonateurs, conformer sur des surfaces, faire des structures sur plusieurs niveaux....

Le couplage magnétique a été utilisé pour des applications à courtes distances et en milieu très dissipatif, tels que la transmission du signal issu de la gélule ingérable dans le petit intestin (à 5 cm de la surface de l'abdomen pour un système fonctionnant à 40.68MHz), ou encore pour la détection de galets taggués en rivière (système à 125kHz). Ces études ont pour certaines associé à la fois simulation électromagnétique, des formules empiriques pour dimensionner les boucles, des calculs d'inductance mutuelle après intégration du champ magnétique sous logiciel de calcul Matlab, des mesures après réalisation des boucles (à l'aide de micro-graveuse, de collage de rubans de cuivre sur feuille plastique, ou encore de tissage de fil verni sur plaque de PVC), ainsi que des prototypes de banc de mesure réalisés pour faire des mesures précises.

Un des objectifs est de détecter des boucles de petites tailles comparativement au volume sous test, quelle que soit la position relative de ces petites boucles par rapport au lecteur. Des études ont été entreprises à la fois sur l'élément boucle, en modifiant l'espace inter-pistes ou le courant dans chacune des pistes, mais aussi sur la position relative des boucles entre elles, ou encore sur la répartition des courants sur chacune des boucles. Des associations de boucles en série à 125kHz ou de boucles couplées à 13.56MHz sont étudiées pour optimiser les surfaces de détection.

Des modèles électriques équivalents ont été déterminés et validés en simulation et mesure, pour le système fonctionnant en couplage inductif par résonance magnétique à l'aide d'un résonateur. Ce système à un résonateur a été extrapolé à plusieurs résonateurs dans le but de réussir à homogénéiser l'inductance mutuelle dans un volume donné. Il s'agit de réussir à trouver un lecteur permettant de détecter un transpondeur quelles que soient son orientation et sa distance par rapport à l'antenne lecteur.

Nous allons au chapitre suivant essayer d’imaginer les sujets scientifiques sur lesquels nous allons je l’espère travailler dans les prochaines années.

VIII. Références bibliographiques

- [AGB 10] J.I Agbinya and M Masihpour, Near field magnetic induction communication Link Budget: Agbinya-Masihpour model, Fifth International Conference on Broadband and Biomedical Communications (IB2Com), (Dec 2010) 1- 6.
- [ARN 15] F. Arnaud, H. Piégay, L. Vaudor, L. Bultingaire, G. Fantino, Technical specifications of low-frequency radio identification bedloadtracking fromfield experiments: Differences in antennas, tags and operators, *Geomorphology* 238, (Juin 2015), 37-48.
- [AYD 02] N Aydin, Arslan.T, and D.R.S Cumming, Design and implementation of a spread spectrum based communication system for an ingestible capsule, 24th Biomedical Engineering Society EMBS/BMES Conference Engineering in Medicine and Biology, 2 (2002) 1773 - 1774.
- [BAB 09] S.I.Babic, F.Sirois, C.Akyel. Validity check of mutual inductance formulas for circular filaments with lateral and angular misalignments. *Progress in Electromagnetics Research M*, (2009), 8, 15-26
- [BAO 15] G.Bao, K.Pahlavan, L.Mi, Hybrid localization of microrobotic endoscopic capsule inside small intestine by data fusion of vision and RF sensors, *IEEE Sensors Journal*, 15(5), (2015), 2669-2678
- [BAS 12] M.R. Basar, F. Malek, K-M. Juni; M. Shaharom Idris, M. Iskandar M. Saleh, Ingestible wireless capsule technology: a review of development and future indication, *International Journal of Antennas and Propagation*, (2012), 1-14
- [BAS 18] R. Basar , M. Y. Ahmad , J. Cho , F, An Improved Wearable Resonant Wireless Power Transfer System for Biomedical Capsule Endoscope, *IEEE Transactions on industrial electronics*, 65 (10), (October 2018), 7772-7781
- [BEN 11] G.Benelli, D.Bertoni, G.Sarti, An analysis on the use of LF RFID for the tracking of different typologies of pebbles on beaches, *IEEE RFID-TA*, (2011), 426-431
- [BEN 120] G.Benelli, A.Pozzebon, P.Ciavola, E.Grotoli, D.Bertoni, G.Sarti, An analysis of the performances of Low Frequency cylinder glass tags for the underwater tracking of pebbles on a natural beach, *RFID Technology (EURASIP RFID)*, (Septembre 2012), 72-77
- [BEN 121] G.Benelli, A.Pozzebon, D.Bertoni, G.Sarti, An RFID-Based Toolbox for the Study of Under and Outside-Water Movement of Pebbles on Coarse-Grained Beaches, *IEEE Journal of selected topics in applied earth observations and remote sensing*, 5(5), (Octobre 2012), 1474-1482.
- [BER 14] A. Berger, M. Agostinelli, S. Vesti, et al, A Planar Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer System Using Printed Spiral Coils, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, (2014), 1648 – 1651.
- [BERG 15] A. Berger, M. Agostinelli, S. Vesti, et al, A Wireless Charging System Applying Phase-Shift and Amplitude Control to Maximize Efficiency and Extractable Power, *IEEE Transactions on power electronic*, 30, (2015), 6336-6348.
- [CAR 09] R. Carta, G. Tortora, J. Thoné, B. Lenaerts, P. Valdastrì, A. Menciassi, P. Dario, R. Puers, Wireless powering for a self-propelled ad steerable endoscopic capsule for stomach inspection, (2009), 845-851.
- [CHE 11] Chee Wee Kim; See, T.S.P, RF transmission power loss variation with abdominal tissues thicknesses for ingestible source, 13th IEEE International Conference on e-Health Networking Applications and Services (Healthcom), (2011), 282-287.
- [DIE 16] A. Diet, M. Grzeskowiak, Y. Le Bihan, M. Biancheri-Astier, M. Lahrar, C. Conessa, M. Benamara, G. Lissorgues, F. Alves, “Improvement of RFID HF tags detection with a distributed diameter coil”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, (March 2016), 1943-1946.
- [DIE 17] A. Diet, M. Biancheri-Astier, Y. Le Bihan, C. Conessa, K. Gbafa, Koffi, F. De Oliveira Alves, M. Grzeskowiak, M. Benamara, Megdouda, G. Lissorgues, A. Pozzebon, A switched reader complementary-loops structure for detecting LF RFID tagged pebbles, *IEEE International Conference on RFID Technology & Application*, (September 2017), Warsaw, Poland.
- [ETT 12] M.Ettorre, A. Grbic, ‘A Transponder-Based Non radiative Wireless Power Transfer’, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, (2012), 1150-1153.
- [FIN 03] K.Finkenseller, *RFID Handbook: Radio-frequency Identification fundamentals and application*, 2nd edition, Wiley (2003)
- [GRZ 180] M. Grzeskowiak, A. Diet, M. Benamara, P.Poulichet, C. Conessa, S.Protat, M. Biancheri-Astier, F. Alves, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, “Distributed Diameter sub-Coil Twisted Loop Antenna in non-radiative

- WPT", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.17, No.1, pp. 4-7, 2018, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, (2018), 17(1), 4-7
- [GRZ 181] M. Grzeskowiak, A. Diet, M. Benamara, C. Conessa, S. Protat, M. Biancheri-Astier, F. Alves, Y. Le Bihan, G. Lissorgues, "Enhanced HF RFID detection area of freedom mobile small tag via Distributed Diameter Coil resonator", Progress in Electromagnetism Research C, (2018), 82, 237–249.
- [GUO 07] Yan Guozheng, Huang Biao, and Peng Zan, Design of Battery-less and Real-time Telemetry System for Gastrointestinal Applications, IEEE International Conference on Control and Automation, (May-June 2007) 245 - 249.
- [HAT 130] F.El Hatmi, M.Grzeskowiak, S.Protat and O.Picon, Link budget of magnetic antennas for ingestible capsule at 40MHz, Prog.In.Electrom.Research., 134 (2013) 111-131
- [HAT 131] F.El Hatmi, M.Grzeskowiak, D.Delcroix, T.Alves, S.Protat S.Mostarshedi and O.Picon, A multilayered coil antenna for ingestible capsule: near-field magnetic induction link, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 12 (2013), 1118 – 1121
- [HAT 132] F. El Hatmi, M.Grzeskowiak, D.Delcroix, T.Alves, S.Protat, S.Mostarshedi, A multilayered coil antenna for ingestible capsule : near-field magnetic induction link, IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, 12, (2013), 1118-1121.
- [HEN 08] A Hennig, RF Energy Transmission for Sensor Transponders Deeply Implanted in Human Bodies, 38th European Microwave Conference, EuMC, (Oct 2008) 424- 427.
- [HO 13] J.S. Ho, S. Kim, A.S. Poon, A. S., Midfield wireless powering for implantable systems, Proceedings of the IEEE, 101, (6), (2013), 1369-1378.
- [IZD 09] Izdebski, P.M.; Rajagopalan, H.; Rahmat-Samii, Y. Conformal Ingestible Capsule Antenna: A Novel Chandelier Meandered Design IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57(4), (April 2009), 900 – 909.
- [JAN 03] Y. Jang, M. Jovanovic, A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 520–527, 50, 2003.
- [JIA 12] Z. Jia, G. Yan, H. Liu, Z. Wang, P. Jiang, Y. Shi, The optimization of wireless power transmission: design and realization, International Journal of medical robotics and computer assisted surgery, (2012), 337-347.
- [KHA 19] S. R. Khan, S. K. Pavuluri, G. Cummins, M. P. Y. Desmulliez, Miniaturized 3-D Cross-Type Receiver for Wirelessly Powered Capsule Endoscopy, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 67 (5), (May 2019), 1985-1993.
- [KIM 12] S.Kim, J.S.Ho, A. Poon, Wireless power transfer to miniature implants: Transmitter optimization, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, , 60, (10), (2012), 4838-4845.
- [LEE 09] S. W. Lee, J-M. Seo, S. Ha, E. T. Kim, H. Chung, S. J. Kim, Development of Microelectrode Arrays for Artificial Retinal Implants Using Liquid Crystal Polymers, Investigative Ophthalmology & Visual Science, (December 2009), 50(12), 5859-5866
- [LEE 10] Sang Heun Lee and Young Joong Yoon, Fat arm spiral antenna for wideband capsule endoscope systems, Radio and Wireless Symposium (RWS) IEEE, (Jan 2010) 579 – 582.
- [LEE 11] Sang Heun Lee; Jaebok Lee; Young Joong Yoon; Sangbok Park; Changyul Cheon; Kihyun Kim; Sangwook Nam, A Wideband Spiral Antenna for Ingestible Capsule Endoscope Systems: Experimental Results in a Human Phantom and a Pig, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 58(6), (2011), 1734 – 1741
- [LEN 07] B. Lenaerts, R. Puers, An inductive power link for a wireless endoscope, Biosensors and bioelectronics, (2007), 1390-1395.
- [LIU 14] Changrong Liu; Yong-Xin Guo; Shaoqiu Xiao, Circularly Polarized Helical Antenna for ISM-Band Ingestible Capsule Endoscope Systems, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 62(12), (2014), 6027 – 6039.
- [LIU15] Changrong Liu; Yong-Xin Guo; Jegadeesan, R.; Shaoqiu Xiao, In Vivo Testing of Circularly Polarized Implantable Antennas in Rats, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 14, (2015), 783 – 786.
- [MEN 04] M.Q-H Meng et al., Wireless robotic capsule endoscopy: state-of-the-art and challenges, WCICA. Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, (June 2004) 5561 – 5565.
- [MIS 06] J.Mispelter, M.Lupu, A.Briguet, NMR probeheads for biophysical and biomedical experiments, Imperial College Press, (2006)
- [MER 11] F Merli et al., Design, Realization and Measurements of a Miniature Antenna for Implantable Wireless Communication Systems, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 59(10) (2011) 3544 - 3555.
- [MIR 16] S.A. Mirbozorgi, H. Bahrami, M. Sawan, et al, A Smart Cage With Uniform Wireless Power Distribution in 3D for Enabling Long-Term Experiments With Freely Moving Animals, IEEE transactions on biomedical circuits and systems, (2016), 10(2), 424-434.
- [MON 15] K.L. Montgomery, A.J. Yeh, Ho, et al, Wirelessly powered, fully internal optogenetics for brain, spinal and peripheral circuits in mice, Nature methods, 12, (2015), 969-974.
- [NOR 96] Normann, R.A.; Maynard, E.M.; Guillory, K.S.; Warren, D.J., Cortical implants for the blind, IEEE Spectrum, (1996), 33(5), 54-59

- [PIR 15] G. Piret, C. Hébert, J-P. Mazellier, L. Rousseau, E. Scorsone, M. Cottance, G. Lissorgues, M. O. Heuschkel, S. Picaud, P. Bergonzo, B. Yvert, 3D-nanostructured boron-doped diamond for microelectrode array neural interfacing, *Biomaterial* 53, (Juin 2015), 173-183
- [RAJ 10] Harish Rajagopalan and Yahya Rahmat-Samii, Novel ingestible capsule antenna designs for medical monitoring and diagnostics, *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, (April 2010) 1- 5.
- [RAJ 100] H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii, "Ingestible RFID bio-capsule tag design for medical monitoring," *Proceedings.IEEE AP-S / USNC-URSI*, (July 2010)
- [RAJ 101] H Rajagopalan and Y Rahmat-Samii, Link budget analysis and characterization for ingestible capsule antenna, *International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, (March 2010) 1- 4.
- [ROB 13] A. Robichaud, M. Boudreault, D. Deslandes. Theoretical analysis of resonant wireless power transmission links composed of electrically small loops. *Prog. in Electromag. Research* (2013), 143, 485-451.
- [ROU 13] L.Rousseau, E.Scorsone, A.Bendali, M.Djilas, H.Girard, M.Cottance, S.Joucla, E.Dubus, J.Degardin, B.Yvert, G.lissorgues, P.Bergonzo, S.Picaud, Soft 3D retinal implants with diamond electrode a way for focal stimulation, *Transducers, Espagne*, (June 2013), 1227-1230
- [SHA 13] A. Sharma ; I. J. Garcia Zuazola ; A. Gupta ; A. Perallos ; J. C. Batchelor, Non-Uniformly Distributed-Turns Coil Antenna for Enhanced H-Field in HF-RFID, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, (2013), 61(10), 4900-4907.
- [SPI 13] M. E. Spira, A. Hai, Multi-electrode array technologies for neuroscience and cardiology, *Nature Nanotechnologies*, (Février 2013), 8, 83-94
- [SUN 18] G. Sun , B. Muneer, Y. Li, Q. Zhu, Ultracompact Implantable Design With Integrated Wireless Power Transfer and RF Transmission Capabilities, *IEEE Transactions on biomedical circuits and systems*, 12 (2), (April 2018), 281-291
- [TOL 15] E. Tolstosheeva, V. Gordillo-González, V. Biefeld, L. Kempen, S. Mandon, A. K. Kreiter, W. Lang, A Multi-Channel, Flex-Rigid ECoG Microelectrode Array for Visual Cortical Interfacing, *Sensors*, 15, (2015), 832-854
- [VIT 14] Igor Vitas, Damir Zrno, Dina Šimunić, Ramjee Prasad, Innovative RF localization for wireless video capsule endoscopy, *IEEE Proceedings of the 2014 ITU Kaleidoscope Academic Conference: Living in a converged world - Impossible without standards*, (June 2014), 221 – 228.
- [WAN 05] C.S. Wang, O.H. Stielau, G.A. Covic, 'Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger', *IEEE Transactions on Industrial. Electronics*, 52, (2005), 1308–1314.
- [WAN 07] L Wang, T.D Drysdale, and D.R.S Cumming, In Situ Characterization of Two Wireless Transmission Schemes for Ingestible Capsules, *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 54(11) (Nov. 2007) 2020 – 2027.
- [WAN 12] K. Wang, A. Diet, S. Abou Chakra, C. Conessa, M. Grzeskowiak., T. Bouaziz, S. Protat, D. Delcroix, L. Rousseau, G. Lissorgues, A. Joisel, Detecting range and coupling coefficient tradeoff with a multiple loops reader antenna for small size RFID LF tags, *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, Nice, France, (November 2012).
- [WAN 13] B.Wang, W. Yezunis, K.H. Teo, Wireless power transfer: Metamaterials and array of coupled resonators, *Proceedings of the IEEE*, 101 (6), (2013), 1359-1368.
- [WEB1] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-3326EN.pdf>
- [WEB2]<http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electronics/Signal+Integrity/ANSYS+HFSS>
- [WEB3] niremf.ifac.cnr.it/docs/DIELECTRIC/AppendixC.html#FF
- [WEB4] <http://floquet.unblog.fr/2010/02/24/les-solutions-et-les-differentes-sortes-dimplants/>
- [WU 11] W.Wu, Q. Fang, Design and simulation of printed spiral coil used in wireless power transmission systems for implant medical devices, *IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, (2011), 4018-4021.
- [XIN 10] W. Xin, G.Yan, W.Wang, Study of a wireless power transmission system for an active capsule endoscope, *International Journal of medical robotics and computer assisted surgery*, (2010), 113-122.
- [XU 10] Xu, L.S.; Meng, M.Q.-H.; Chao Hu, Effects of Dielectric Values of Human Body on Specific Absorption Rate Following 430, 800, and 1200 MHz RF Exposure to Ingestible Wireless Device, *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, 14(1), (2010), 52-59.
- [XU 14] Li-Jie Xu, Yong-Xin Guo, Senior Member, IEEE, and Wen Wu , Bandwidth Enhancement of An Implantable Antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, (2014)
- [XU 15] L-J. Xu, Y-X. Guo, W. Wu, Bandwidth Enhancement of an Implantable Antenna, *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 14, (2015), 1510-1513
- [YAM 12] K.Yamasuen H.Hagiwara, O.Tochikobo, C.Sugimoto, R.Kohno, Measurement of core body temperature by an ingestible capsule sensor and evaluation of its wireless communication performance, *Advanced Biomedical Engineering*, (2012), 1(1), 9-15
- [ZHA 14] Z. Zhang, K.T. Chau, 'Quantitative Analysis of Mutual Inductance for Optimal Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling', *IEEE Transaction on Magnetics*, 50 (11), (2014).

- [ZHA 18] J. Zhang, Y. Zhang, Micro-Power Antenna With Adjustable Q-Factor and Radiation Distribution, IEEE Access, 6, (2018), 50599-.50608
- [ZHA 19] J. Zhang, Y. Zhang, Optimized Low-Power Flexible Magnetic-Coupling Antenna for Wearable Devices, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 67 (1), (January 2019), 65-73.
- [ZIE 96] C. Zierhofer, E. Hochmair, Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils, IEEE transactions on Biomedical Engineering, (1996), 43(7), 708-714

Chapitre IV – Travaux en cours et perspectives de recherche

Finalement, nous venons de voir pendant les 3 chapitres précédents les travaux de recherche que j'ai sélectionnés et organisés pour présenter les points sur lesquels j'ai travaillé jusqu'à présent, le but étant finalement de pouvoir introduire le chapitre qui vient maintenant, celui des travaux futurs, celui des questionnements, de ce qui motive chaque chercheur, tout simplement chercher et parfois trouver, mais pas toujours.

J'ai choisi naturellement de faire écho à chacun des chapitres précédents :

- Dans une des sections suivantes, je détaillerai plus spécifiquement des applications qui découlent des interactions micro-ondes et plasma, qui est un aspect sur lequel collaborent le laboratoire LAPLACE et ISAE Supaero. Ce type d'études est assez nouveau et du coup plein d'apprentissage pour moi! Nous pouvons classer ces études en 2 volets : un premier qui utilise le plasma comme matériau exotique pour réaliser des fonctions micro-onde et un autre qui utilise les micro-ondes pour générer du plasma. Je présenterai dans cette étude les fonctions micro-ondes réalisées à l'aide du plasma.

Dans le volet que j'appellerai le plasma au service des micro-ondes, nous verrons comment le plasma pourrait intensifier le champ rayonné par une antenne, et permettre ainsi ce que nous pourrions appeler une super-visibilité, qui serait mis à profit pour réaliser une antenne notamment. A l'inverse, nous pourrions parvenir à l'invisibilité, et nous expliquerons comment le plasma, qui peut être considéré comme un méta-matériau, pourrait permettre à un objet de devenir invisible. Le plasma, élément non-linéaire, pourrait être également associé à des diodes, et permettre ainsi de réaliser des limiteurs de puissance qui pourraient bénéficier des avantages de chacune des technologies : temps de recouvrement plus rapide comme pour les diodes, et tenue en puissance de sortie comme ce qui a été obtenu pour des limiteurs à plasma. Nous verrons notamment comment nous pourrions confiner le plasma dans des capsules à l'aide de la fabrication additive et ainsi obtenir un système compact.

- L'utilisation des différentes technologies abordées au cours de ce rapport nous permettra de réaliser des antennes ou autres circuits plus compactes, mais aussi nous apportera de nouveaux degrés de liberté, que nous n'avions pas jusqu'à présent avec les substrats durs et mous. Nous pourrions à l'aide de la technologie à substrat souple réaliser des dispositifs entiers qui pourraient être conformés à même la surface du corps humain et mesurer des constantes physiologiques, qui pourraient être relevées à distance, en utilisant des systèmes sans puce RFID. La fabrication additive nous permettra de créer des matériaux anisotropes, mais aussi inhomogènes et nous pourrions ainsi réaliser des structures complètement diélectriques et compactes. A chaque technologie, il nous faudra voir ce qui est possible et comment la mettre à profit pour des fonctions micro-ondes. Enfin, l'utilisation des modes de résonance des structures mécaniques métalliques permettra de participer au rayonnement et d'aller jusqu'à obtenir une agilité en fréquence et en polarisation.

- La montée en fréquence permise par la micro-technologie nous permettrait peut-être d'étudier d'autres briques de base avec la technologie Ligne de Goubau Planaire à 60GHz et

notamment d'étudier comment nous pourrions nous affranchir des éléments métalliques à proximité. Des éléments tels que des coupleurs, ou encore des antennes à ondes de fuite ont été étudiés à l'aide de cette technologie, mais aucun système complet n'a été réalisé. Cela pourrait être intéressant de réaliser ce type de prototypage et l'appliquer à des systèmes faible portée travaillant en Indoor. Il faudrait voir comment l'utilisation de la fabrication additive pourrait permettre de masquer le plan métallique auquel le mode de Goubau est très sensible, et ainsi nous pourrions réduire l'épaisseur du substrat, qui est une des contraintes de cette technologie.

- Je commencerai par aborder tout d'abord des études en champ proche plutôt qu'en couplage inductif. Le couplage inductif implique l'idée de 2 boucles au minimum, une étant l'inducteur (ou primaire) l'autre étant induite (ou secondaire). Nous verrons que nous pouvons faire l'étude de matériau (plasma, tissus humains, béton,...) en observant les interactions des champs proches avec des matériaux, et que nous pouvons parfois donner un modèle équivalent de boucle secondaire à ce matériau, dans le cas du plasma entre autre!

I. Etude en champ proche :

Dans le chapitre précédent, notre objectif était de localiser la boucle de réception afin soit d'aller creuser dans le sable pour la récupérer dans le cadre des études d'érosion côtière, soit de connaître la position de la boucle secondaire insérée dans la gélule, tout au long de son parcours dans l'intestin ; la gélule ingérable mesure des paramètres physiologiques dont nous pourrions ainsi connaître la position. Dans la suite des travaux sur le champ proche, nous chercherons toujours dans un premier temps à localiser la boucle de réception, mais nous chercherons ensuite à orienter le champ magnétique vers la boucle de réception à l'aide d'un système commutable, afin d'éviter que la boucle de réception soit dans un nul de détection. Le champ magnétique peut s'avérer également très utile dans le cadre de la caractérisation des matériaux ou des tissus humains : des études par résonance magnétique (RMN ou IRM) s'intéressent à optimiser les boucles avec pour objectif d'homogénéiser le champ magnétique dans un volume d'intérêt tout en garantissant un bon signal à bruit, nous verrons l'existant de ces études et ce qui peut être imaginé de notre côté. Enfin, dans le cadre du transfert d'énergie au plasma, on peut choisir d'utiliser le couplage inductif : le milieu plasma est considéré comme une boucle secondaire dans les modèles électriques équivalents et nous verrons quelles sont les pistes pour optimiser ce transfert d'énergie. Ces études sont à la frontière de 2 communautés scientifiques, les plasmiciens et les micro-ondistes et nous verrons comment nous pourrions mettre à profit ce que nous avons vu jusqu'à présent.

I.I. Inductive beamforming, WPT pour téléalimenter les drones et les aider à se poser sur la bobine de recharge

Nous avons vu que l'on pouvait grâce au couplage inductif détecter une boucle de réception mais aussi la localiser en utilisant un système émetteur constitué de lignes et de colonnes de boucles complémentaires, les lignes et les colonnes étant commutables (Chapitre III, Section V). Nous pouvons imaginer qu'une fois la boucle de réception localisée, nous pourrions alors diriger le champ magnétique dans la zone où se trouve la boucle de réception à l'aide d'un système commutable, afin qu'elle ne soit

surtout pas dans un nul de détection et ainsi optimiser le transfert d'énergie entre l'émetteur et la boucle réceptrice. Ces études sont menées entre le laboratoire ESYCOM duquel je suis détachée et moi-même, qui suit les travaux de recherche du doctorant et participe aux discussions et à l'orientation du travail sur cette thématique.

Nous avons trouvé dans la littérature un certain nombre de systèmes capables de maximiser le transfert d'énergie dans une direction. Ils se basent généralement sur un émetteur constitué de 3 boucles orthogonales, dont on cherche à modifier l'amplitude et la phase du courant, afin d'optimiser le transfert d'énergie avec une boucle qui se trouve dans le volume défini par les 3 boucles émettrices co-localisées orthogonales [GAN 16], [KIS 15], [ZHU 17] (Fig IV.1 de gauche). D'autres systèmes planaires sont constitués d'un pavage de boucles au-dessus duquel passe une boucle en mouvement [LEE 15] qu'il faut recharger au cours de sa progression et dans ce cas c'est la tension des boucles sur la structure émettrice qui permet d'avoir cette information sur la position de la boucle réceptrice et d'optimiser le transfert via la boucle sélectionnée en allant jusqu'à modifier les capacités d'accord. Des systèmes permettent également de localiser la boucle à recharger, c'est ce qui est mis en œuvre dans le cas du rechargement de drone pour le détecter puis optimiser le transfert d'énergie de la plateforme de rechargement vers le drone [LI 15] : la structure d'émission planaire est constituée de plusieurs boucles, dont l'une est alimentée et la tension est mesurée sur les autres boucles, cela permet de déterminer la position de la boucle de réception sous le drone, et puis de sélectionner dans la structure d'émission les boucles ainsi que le système d'accord pour réduire le temps de rechargement en optimisant l'efficacité de puissance transmise (Fig IV.1 de droite).

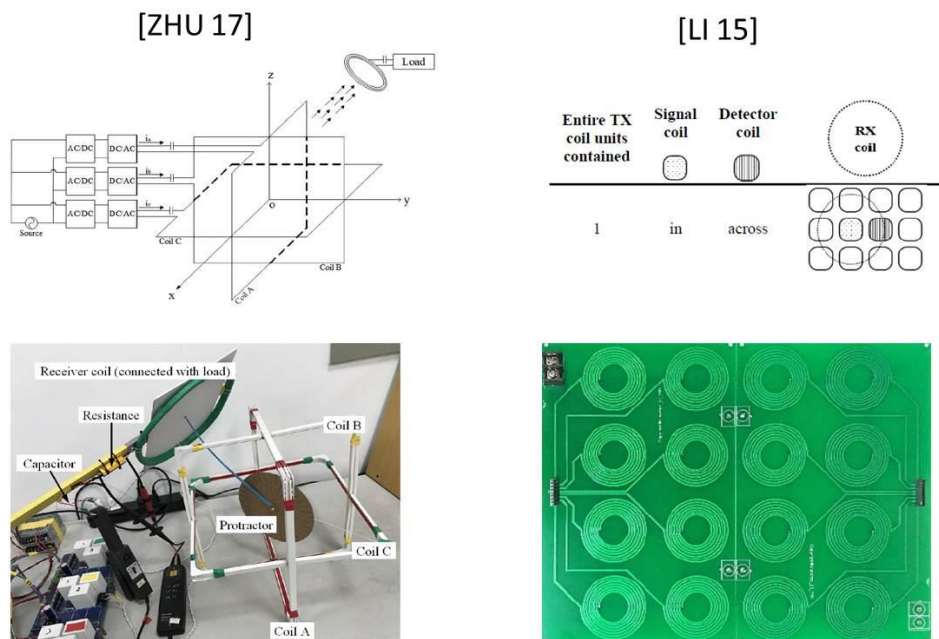


Figure IV.1: Emetteur constitué de 3 boucles orthogonales (à gauche [ZHU 17] ; émetteur planaire constitué d'une boucle alimentée avec mesure sur les autres boucles (à droite [LI 15])

L'idée pour déterminer la position de la boucle réceptrice pour notre étude est la suivante. Elle implique d'avoir caractérisé tout le volume d'intérêt. Nous allons utiliser les mesures sur la boucle émettrice (paramètre impédance d'entrée ou les paramètres S_{ij}) pour déterminer l'inductance mutuelle entre la boucle émettrice et la boucle réceptrice. Dans un volume d'intérêt, nous allons déterminer pour chaque position de la boucle réceptrice l'inductance mutuelle. Nous allons faire ce travail en commutant

une des boucles à la fois. Nous allons ainsi avoir une base de données comportant le nom de la boucle connectée et des valeurs d'inductance mutuelle pour chaque position.

Quand nous voulons déterminer la position de la boucle réceptrice à l'aide de la boucle lecteur, nous mesurons les paramètres S_{ij} à la boucle émettrice pour une des boucles connectées. Cela nous permet de déterminer la valeur de l'inductance mutuelle. Il y a plusieurs positions de la boucle réceptrice qui permettent d'avoir cette valeur d'inductance mutuelle. Nous traçons la surface qui correspond à cette valeur d'inductance. Nous commutons alors une autre boucle connectée, nous obtenons alors une autre valeur d'inductance mutuelle, et nous traçons de même la surface correspondant à cette iso-inductance. Nous faisons l'interaction ces 2 surfaces obtenues, la boucle réceptrice se trouvant sur les 2 surfaces. Nous réitérons le processus jusqu'à avoir une surface d'intersection correspondant au maximum à la surface d'une boucle réceptrice. Nous avons appliqué ce processus pour le valider à un système de 9 boucles de rayon 3.3 cm. Le rayon de la boucle de réception est de 1 cm. Le volume d'intérêt est de 20 cm sur 20 cm de base, avec une hauteur de 10 cm. Nous allons sélectionner et alimenter de manière consécutive chacune des boucles et reporter les valeurs d'inductance mutuelle dans le volume d'intérêt. Les valeurs d'inductances mutuelles sont déterminées à l'aide des paramètres S_{ij} de la boucle émettrice.

A la figure IV.2, nous voyons à gauche le système avec en rouge la boucle connectée, et à droite la surface des points correspondants aux iso-inductances déterminées par les paramètres S_{ij} . Nous présentons les mesures pour chacune des boucles.

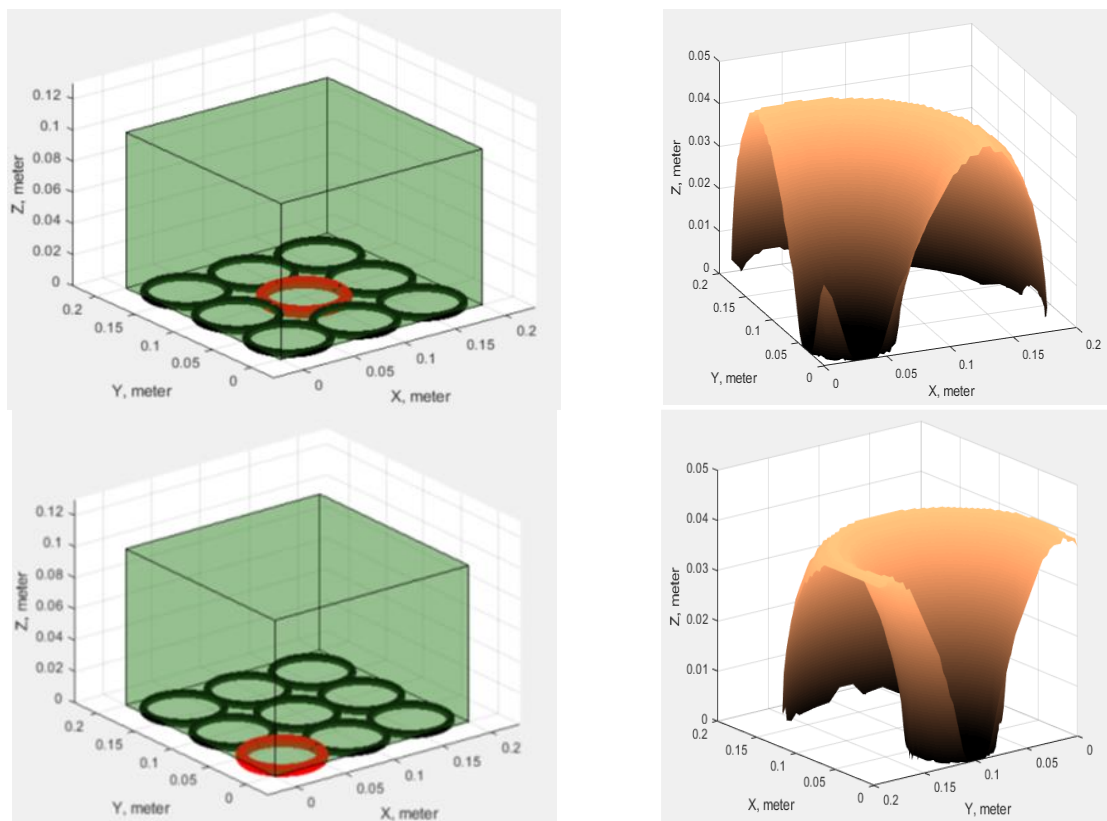


Figure IV.2: En rouge, la boucle connectée et en noir, celles déconnectées (à gauche), points correspondant à la figure de gauche pour lesquels l'inductance mutuelle entre la boucle émettrice et réceptrice est constante (égale à $1nH$ en haut et à $4nH$ en bas)

Nous présentons à la figure IV.3 la surface d'intersection, la boucle réceptrice se trouve donc quelque part sur cette surface d'intersection. Nous pouvons connecter une autre boucle et réduire ainsi

la surface d'intersection, pour à terme déterminer précisément la position de la boucle réceptrice. L'objectif sera ensuite de commuter la boucle qui permet de maximiser le transfert d'énergie en orientant le champ magnétique.

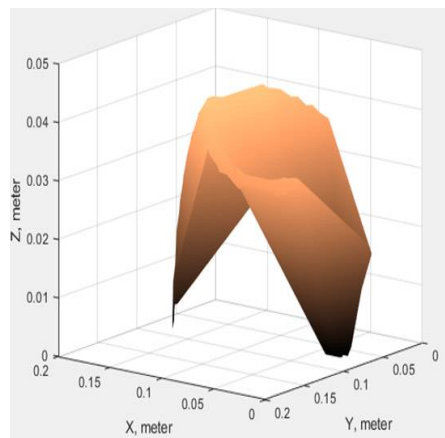


Figure IV.3: Surface d'intersection des 2 surfaces présentées à la figure IV.2.

Nous présentons à la figure IV.4. le banc de mesure réalisé. Les mesures des paramètres S_{ij} seront effectuées par un analyseur de réseau vectoriel, nous voyons en bleu le volume d'intérêt et nous connecterons chacune des boucles du système, les autres boucles étant déconnectées.

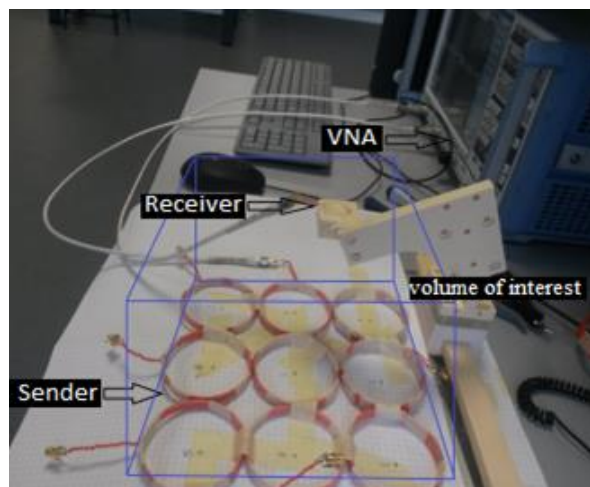


Figure IV.4. : Structure réalisée avec 9 boucles commutables

Les mesures effectuées ont permis de localiser avec 2% de précision la boucle réceptrice. Une évolution du dispositif pourrait être d'utiliser une seule boucle connectée, et de modifier sa position. Cela limiterait ainsi les systèmes de commutation. Une des limites concerne actuellement la localisation de plusieurs boucles réceptrices. En ce qui concerne les applications, le système pourrait permettre de localiser par exemple un drone en phase d'atterrissage sur la plate-forme de rechargement pour le guider, et ensuite de modifier la position de la boucle de rechargement pour optimiser le couplage, l'objectif étant de réduire le temps de rechargement comme souhaité dans la référence [LI 15]. Ces études de rechargement d'objets sont tout à fait intéressantes dans le cadre de l'internet des objets, et la reconfigurabilité des systèmes pour amener de l'autonomie est une piste à privilégier.

Le champ magnétique peut également servir à faire de l'étude de matériaux ou de la texture du corps humain via l'imagerie par résonance magnétique.

I.II. Etude pour la cage d'oiseau, homogénéité du champ avec application matériau mais aussi médicales

La résonance magnétique nucléaire permet de faire l'étude de matériau magnétique ou encore des « radios » du corps humain, en agissant sur les spins de l'atome d'hydrogène notamment. J'ai déposé conjointement avec le laboratoire NAVIER de Université Paris-Est un ANR JCJC en 2016, dans lequel j'étais considérée comme enseignante-chercheuse sénior. Ce projet a été accepté au moment où je suis partie à Bordeaux, j'ai donc fait le tuilage avec mes collègues Hakim TAKHEDMIT (ESYCOM-UPEM) et Patrick POULICHET (ESYCOM-ESIEE Paris) par le biais de l'encadrement d'un stagiaire de l'ENSEIRB-MATMECA à Bordeaux. J'ai participé au co-encadrement du post-doctorant d'1 an en 2019-2020 recruté via l'ANR JCJC alors que j'étais détachée à ISAE-Supaero.

Dans le cas d'une enceinte pour l'étude de matériaux, une induction magnétique permanente très stable B_0 est appliquée à l'aide d'électro-aimants (Fig IV.5 gauche). On vient ensuite à l'aide d'une sonde appelée « sonde RF » appliquer une induction magnétique B_1^+ pendant un certain temps. Dans le cas de l'imagerie médicale, il s'agit de bobines de gradient, qui produisent un champ magnétique plus faible et variable en comparaison avec celui produit par les aimants supraconducteurs (Fig IV.5 droite). Ensuite, on stoppe cette excitation ponctuelle : les bobines de gradient sont allumées puis éteintes afin de changer le champ magnétique dans les tissus. On relève le signal obtenu alors aux bornes de cette sonde, cela nous permettra de déterminer les caractéristiques du matériau. Dans le corps humain, le champ magnétique est appliqué sur les atomes d'hydrogène.

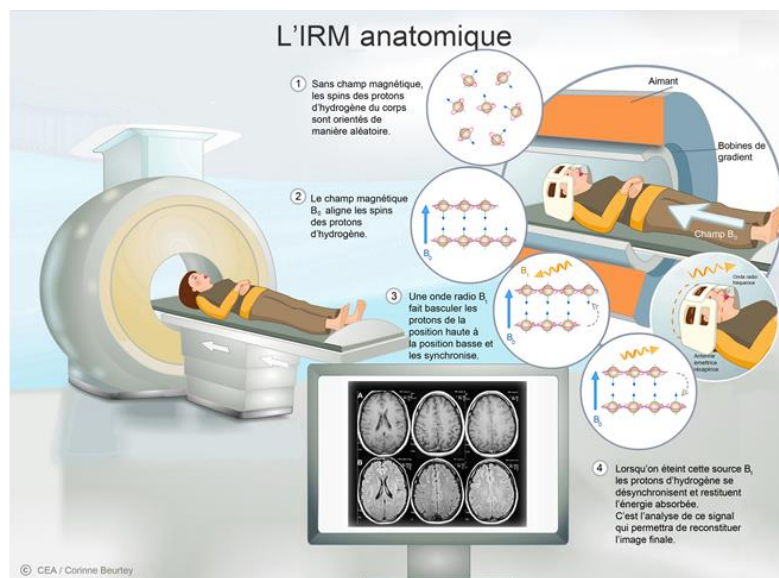
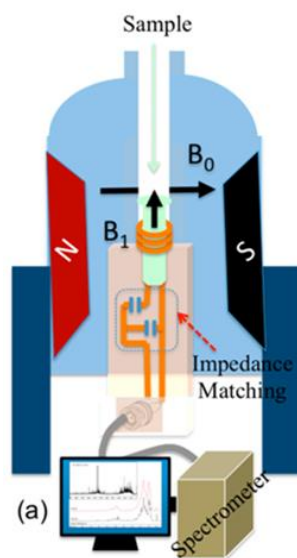


Figure IV.5 Dispositif pour faire des études à l'aide de la résonance magnétique: à gauche la RMN (Résonance Magnétique Nucléaire) pour l'étude de matériau granulaire, à droite l'IRM (Imageur par Résonance Magnétique) pour l'étude de tissus humains[CEA]

Quand une induction magnétique est appliquée sur un matériau ou des tissus biologiques, pendant la phase d'excitation le système de spins nucléaires absorbe de l'énergie,

il y a couplage entre les inductions magnétiques d'excitation B_1^+ et permanente B_0 , puis il y a restitution de cette énergie en libérant des photons (ou onde RF) pendant la phase de relaxation pour aligner B_1^- sur B_0 (Fig IV.6 gauche). Ce sont ces changements qui sont enregistrés sur les images. Le mouvement de précession des spins (Fig IV.6 droite) a lieu à la fréquence de Larmor f_L . Cette fréquence dépend de la nature du matériau. Elle est liée à l'induction magnétique par la relation (IV.1) avec $\gamma/2\pi$ le rapport gyromagnétique.

$$B \times \gamma = f_L \quad (IV.1)$$

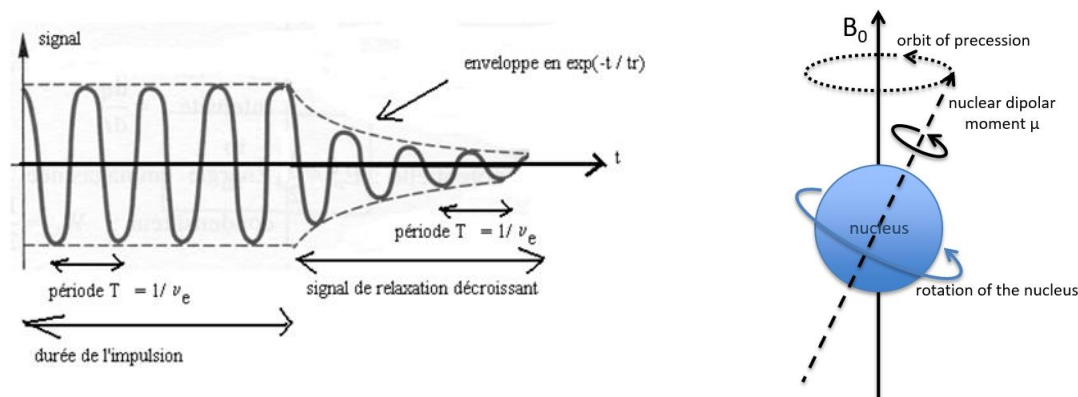


Figure IV.6. Champ magnétique pendant les phases d'excitation et de relaxation (à gauche) [COU], mouvement de précession des spins nucléaires (à droite) [BOR]

Nous reportons alors dans le tableau (IV.1) pour différentes molécules les valeurs des rapports gyromagnétiques, de l'induction magnétique et de la fréquence de Larmor.

Table IV.1 Rapport gyromagnétique, induction magnétique et fréquence de Larmor suivant la molécule

Molécule	$\gamma/2\pi \left(\frac{\text{MHz}}{\text{T}} \right)$	B(T)	f_L (MHz)
^{19}F	40.05	4.7	188
^1H	42.58	4.7	200
^1H	42.58	7	298
^1H	42.58	9.4	400
^1H	42.58	11.7	498
^1H	42.58	0.5	21

Une des contraintes est de présenter dans le volume d'intérêt, là où va être placé l'échantillon de matériau à analyser ou encore la partie du corps humain à «cartographier», une «bonne» homogénéité d'induction magnétique est caractérisée par sa sensibilité $\Delta B/B$. Cependant, afin de permettre une bonne mesure du signal par la «sonde RF» dans la phase de relaxation, le rapport signal à bruit doit être suffisant. L'objectif est donc de concevoir des «sondes RF», permettant de se focaliser sur une zone d'intérêt de l'échantillon avec une sensibilité accrue, tout conservant en cet endroit une bonne homogénéité du champ radiofréquence. Un niveau de rapport signal sur bruit élevé est souhaité et la boucle RF doit être capable de collecter le signal émis par le nucléon avec une sensibilité meilleure dans tout le volume d'intérêt. De plus, la boucle, qui produit le champ magnétique RF et détecte le signal ré-émis, doit être placée à proximité de l'échantillon pendant l'expérimentation. L'orientation du champ RF n'est pas nécessairement perpendiculaire au champ de l'aimant, mais meilleur

sera le rapport signal à bruit si la composante perpendiculaire du champ RF est importante. La difficulté vient du nécessaire compromis entre le respect de la contrainte d'homogénéité, qui complexifie le système de spires, et l'optimisation du rapport signal sur bruit à la réception, qui plaide plutôt pour des pistes larges et peu nombreuses.

Classiquement des «sondes RF» de type «cage d'oiseau» sont utilisées (Fig IV.7): il s'agit de pistes métalliques placées le long de la surface latérale d'un cylindre et reliées entre elles par des capacités afin d'accorder le système à la fréquence de fonctionnement souhaitée. Elle excite les spins nucléaires de l'échantillon avec une induction magnétique à la fréquence de fonctionnement et mesure en retour le signal de Résonance Magnétique Nucléaire ré-émis par les grains. Cette structure est volumique et présente généralement une très bonne homogénéité de l'induction magnétique [SCH 15] mais au détriment du SNR. D'autres types de structures, de type planaire, permettent d'augmenter le SNR mais au détriment de l'homogénéité.

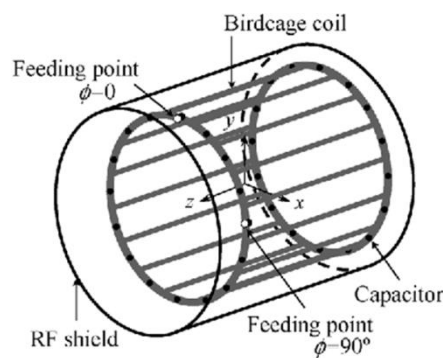
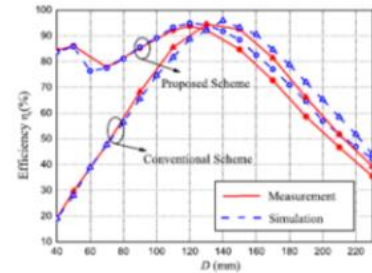
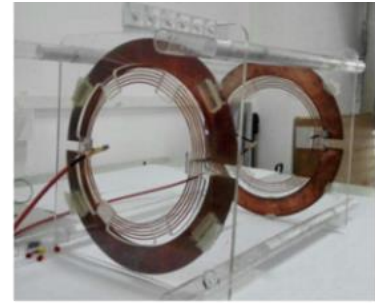
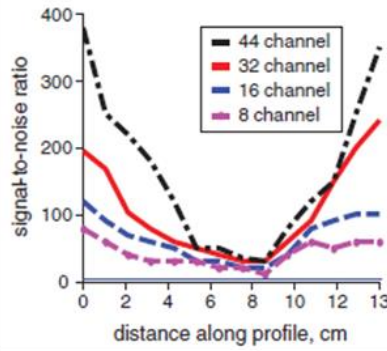


Figure IV.7 Sonde RF de type cage d'oiseau [KAW 09]

Un des intérêts dans l'étude des tissus humains, est d'homogénéiser le champ magnétique afin d'éviter d'échauffer les tissus biologiques [YOO 16], surtout quand on fait un IRM de la tête : des boucles surfaciques, positionnées sur la tête, sont couplées à la sonde RF de type cage d'oiseau, ces boucles sont des résonateurs, permettent à la fois d'homogénéiser le champ magnétique tout en permettant d'obtenir un SNR élevé (Fig IV.8 gauche). Afin d'augmenter davantage le SNR, les boucles surfaciques sont au plus près du corps humain, et réalisées à l'aide de technologies flexibles [ZHA 191]. On peut également mixer couplage inductif et couplage capacitif pour obtenir un coefficient de couplage stable quelle que soit la distance entre l'émetteur et le récepteur sans décalage en fréquence [ZHA 17] (Fig IV.8 droite). Le profil des pistes métalliques peut également être modifié afin de permettre une meilleure homogénéité du champ [ELA 17]: les pistes métalliques ont un profil de type saut d'impédance et sont associées à un patch métallique.



	8 channel	16 channel	32 channel	44 channel
ΣB_1^- on head (T)	3.52	5.04	7.52	9.18
Mean value (μ T)	0.58	0.83	1.24	1.52
Standard deviation (μ T)	0.58	1.77	2.43	2.62

Figure IV.8 Résonateurs couplés à la cage d'oiseau [YOO 16] et couplage mixte (inductif et capacitif) [ZHA 17]

Nous avons commencé à travailler sur cette thématique via l'ANR JCJC RHEOGRANSAT (RHEologie des matériaux GRANulaires non-SATURés), dont la description est à la page 31 de ce manuscrit. L'objectif est de faire une sonde RF plus adaptée à l'étude de matériaux granulaires, tel que pour des applications «préparation du béton». Nous avons comparé en simulation des structures volumétriques, telles que la cage d'oiseau, avec des structures surfaciques, telles que celles des multi-boucles ou encore celle dite «selle de cheval» réalisées avec 2 boucles [WAG 19] mais aussi fait des études expérimentales en ajoutant notamment une protection RF autour de la cage d'oiseau utilisée dans l'enceinte de mesure [MAR 20]. Dans la première étude, nous avons pu observer une meilleure homogénéité pour l'antenne cage d'oiseau en comparaison avec les boucles surfaciques au détriment du SNR, comme annoncé dans l'état de l'art. Dans la seconde, la protection RF a permis d'augmenter le SNR. Nous souhaitons continuer sur ce type de thématique, que nous avons initié via l'encadrement d'un stagiaire et d'un post-doctorant en utilisant conjointement des résonateurs couplés à la cage d'oiseau et utilisant le couplage inductif et capacitif.

La cartographie du champ magnétique sera reportée avec une sonde, constituée par une petite boucle pour vérifier l'homogénéité du champ magnétique. Mais, la sonde peut perturber le champ magnétique, et l'inductance mutuelle entre la boucle RF et la sonde doit être calculée afin d'évaluer la cartographie sans la sonde: cela pourrait être fait en utilisant la théorie de perturbation [MOH 14]. On pourrait également imaginer utiliser du plasma pour rendre «invisible» la sonde de mesure! On pourrait aussi utiliser des sondes réalisées en résonateur diélectrique afin de concentrer le champ magnétique dans une région spécifique et ainsi limiter les pertes dues au champ électrique généré par une bobine dans l'échantillon sous test [MOU 20].

Nous pouvons également utiliser des boucles en champ proche pour entretenir le plasma dans une enceinte hermétiquement fermée.

I.III. Micro-source plasma

Le plasma est un gaz ionisé neutre, mélange d'électrons, d'ions, et de neutres. Sa permittivité dépend de la densité électronique du plasma et de la fréquence de collision des électrons pour une fréquence constante. La permittivité est donnée par le modèle de Drude quand le plasma est à basse pression, non à l'équilibre et également non magnétique, et est représentée par l'équation (IV.2) :

$$\varepsilon_p(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + i\nu)} \text{ avec } \omega_p = \sqrt{\frac{e^2 n_e}{\varepsilon_0 m_e}} \quad (\text{IV.2})$$

Où ν , ω_p , e , n_e , m_e , et ε_0 sont respectivement la fréquence de collision des électrons, la fréquence angulaire plasma, la charge de Coulomb, la densité électronique, la masse de l'électron et la permittivité du vide. La densité électronique est contrôlée par l'énergie transmise au plasma mais aussi la pression ou encore le type du gaz. La fréquence de collision dépend de la pression et du type de gaz.

L'énergie peut être transmise via une boucle miniature couplée inductivement au plasma pour des plasmas froids. Dans le mode inductif, le champ magnétique généré variable au cours du temps induit un champ électrique dans l'enceinte plasma [HOP 92]. Le champ électrique met alors en mouvement les électrons dans l'enceinte plasma, qui vont entrer en collision avec d'autres espèces, ce qui permet de maintenir la décharge plasma (Fig IV.9 à gauche). Afin de limiter le couplage capacitif provenant de la source, on atténue le champ électrique radial généré par la boucle, en ajoutant un plan de Faraday relié à la masse dans lequel sont insérés des fentes colinéaires au champ électrique. Ce plan de Faraday permet cependant de laisser passer le champ magnétique qui va induire un champ électrique ortho-radial dans la décharge plasma [MAH 94].

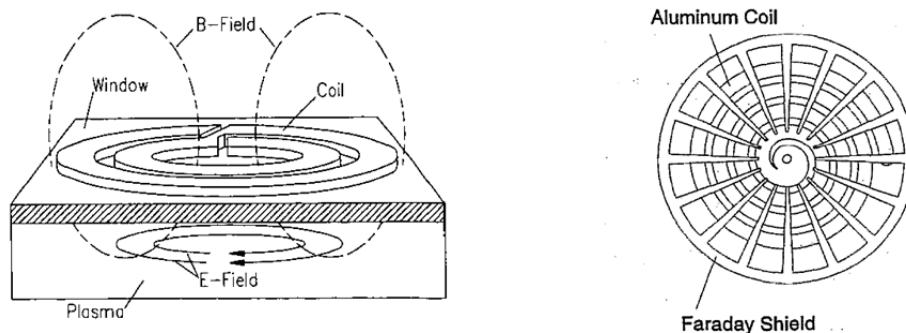


Figure IV.9 Schéma de l'enceinte hermétiquement fermée avec plasma, et couplée à la boucle de forme spirale [HOP 92] (à gauche) et plan de Faraday pour limiter dans le plasma le champ électrique produit par la spirale [MAH 94] à droite

Plusieurs sources miniatures plasma par couplage inductif [IN 99], [IZA 01] ont été étudiées et réalisées par Jeffrey Hopwood : des boucles de diamètre 5mm, 10mm et 15 mm réalisées sur un substrat et associées à un circuit d'adaptation constitué de capacités série et parallèle ont permis de maintenir la décharge plasma pour différentes valeurs de densité électronique (Fig IV.10). Ces boucles ont été réalisées sans être associées à un écran de Faraday.

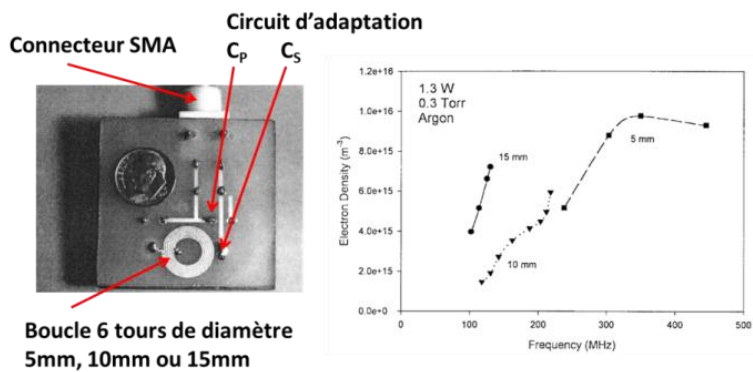


Figure IV.10 Micro-source à plasma par couplage inductif [YIN 99]

Nous avons repris ce type de sources miniatures plasma par couplage inductif mais en associant un écran de Faraday (Fig IV.11). Plusieurs boucles ont été réalisées autour de 100 MHz, afin d'avoir un rapport 10 entre la pulsation du signal de la bobine et la pulsation plasma, le montage du banc expérimental est actuellement en cours, et nous espérons faire prochainement ce type de mesure.

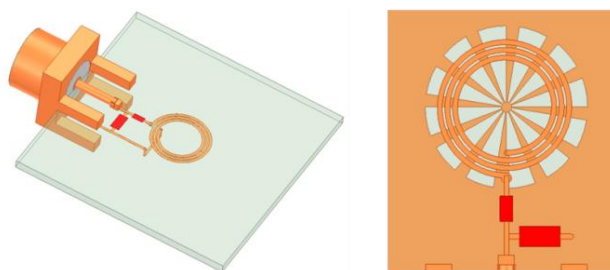


Figure IV.11 Spirale associée au circuit d'adaptation capacitif (à gauche) et association de la spirale avec le plan de Faraday (à droite)

Dans l'état de l'art concernant le dimensionnement des sources miniatures plasma par couplage inductif, une des problématiques concerne le transfert de puissance du générateur vers la boucle : les caractéristiques du plasma vont changer en fonction de l'énergie transmise au plasma, ce qui va modifier le modèle électrique équivalent représentant le plasma et donc l'impédance d'entrée Z_{in} du circuit ramenée au générateur (Fig IV.12). Une des possibilités est d'ajouter un microcontrôleur pour modifier via la tension appliquée aux diodes varactors les valeurs des capacités [LI 19].

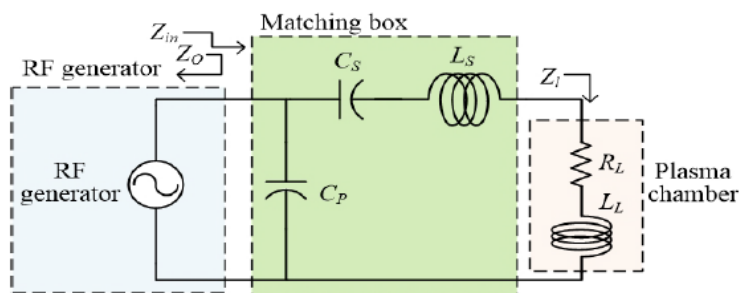


Figure IV.12 Représentation schématique du plasma et de son système d'adaptation au générateur [LI 19]

Une autre possibilité est de réaliser un système dynamique (Fig IV.13) qui permettra d'adapter un grand nombre de valeurs d'impédances [BAST 18]: l'objectif est de réduire via ce système la dispersion des valeurs pour arriver à les ramener dans le lieu d'impédances pour lequel la puissance réfléchiée par le plasma est inférieure à 10%. Nous pourrions nous inspirer de ce type d'étude pour adapter le générateur à la source plasma miniature si nécessaire.

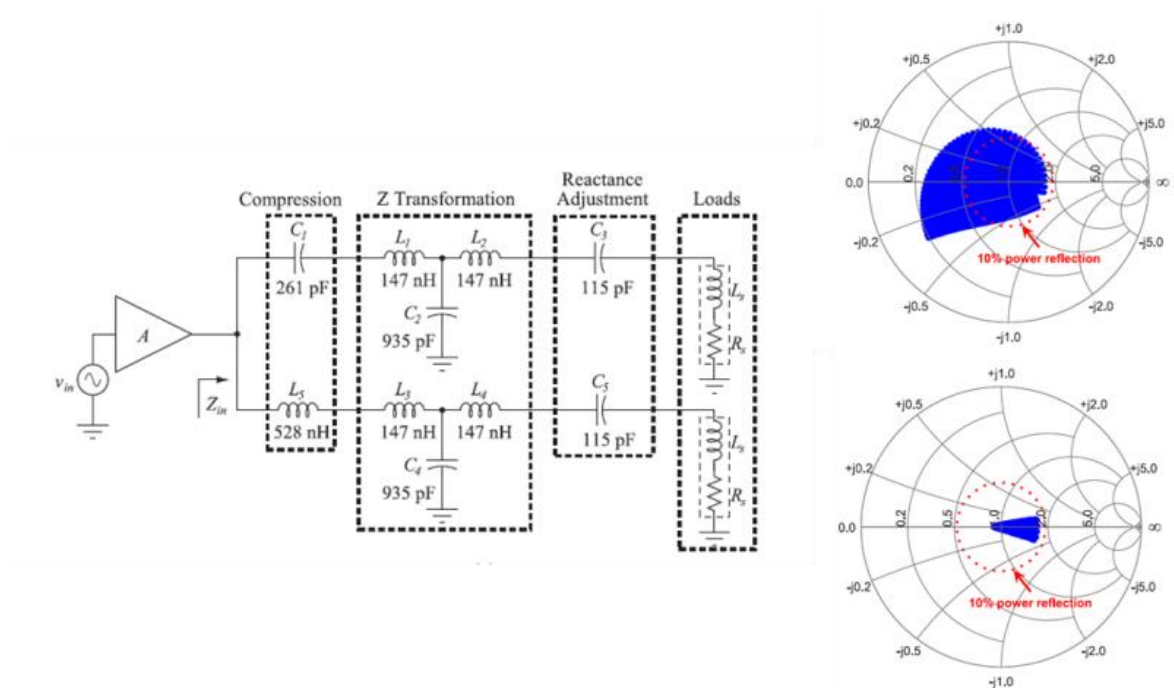


Figure IV.13 Système d'adaptation dynamique pour la génération de plasma radio-fréquence (à gauche), impédance d'entrée du système sans son accord (en haut à droite), impédance d'entrée du système avec son accord (en bas à droite) [BAST 18]

Il faudra également nous intéresser au profil du plasma, celui-ci n'étant pas un matériau homogène mais hétérogène et instable. Nous utilisons pour nos études des valeurs moyennes de permittivité. Si un certain profil est attendu, est-ce qu'une bobine de profil particulier pourrait être optimisée ?

Une fois la décharge plasma réalisée, nous allons pouvoir utiliser ce «matériau» exotique pour réaliser des fonctions micro-ondes, et notamment pour l'une d'entre elle, la reconfigurabilité en fréquence: nous allons en effet pouvoir utiliser ce milieu dont les caractéristiques diélectriques changent afin de modifier la fréquence de fonctionnement par exemple.

II. Le plasma, un matériau exotique

J'ai été recrutée à ISAE depuis Octobre 2018 pour travailler sur les interactions micro-ondes plasma avec Romain Pascaud, enseignant-chercheur à ISAE Suapero, qui travaille sur cette thématique depuis 10 ans, avec le laboratoire LAPLACE à Toulouse. On peut classer ces interactions en 3 catégories :

- Dans la première catégorie, on utilise les propriétés du plasma pour réaliser des fonctions micro-ondes : on peut citer les antennes reconfigurables en fréquence [LAQ 17], les limiteurs de puissance [SIM 18] ou encore l'invisibilité [NAI 19].
- Dans la seconde partie, on va utiliser les micro-ondes pour générer du plasma : on peut ici faire référence au retournement temporel qui a permis de générer localement du plasma [MAZ 19].
- Dans cette dernière partie, l'objectif va être de modéliser le plasma généré lors du lancement des nano-satellites ou encore pendant la rentrée dans l'atmosphère des engins spatiaux, car il perturbe alors les systèmes de communications, c'est ce qu'on appelle le blackout [GUO 20].

J'ai depuis mon arrivée à ISAE Supaero travaillé sur la première catégorie, pour les applications de reconfigurabilité en fréquence et l'invisibilité par plasma. Je commencerai donc tout naturellement par présenter les premiers résultats obtenus, mais je m'intéresserai également toujours dans cette première catégorie à l'association du plasma à une diode, pour réaliser des limiteurs en puissance mixtes, permettant de bénéficier des avantages de l'une et l'autre technologie.

II.I. Super-résonance

La plasmonique effectue l'étude des métaux dans le domaine de l'optique : les pulsations des ondes électromagnétiques et celle plasma des métaux comme l'or, l'argent ou le cuivre sont proches, ce qui permet d'exciter des plasmons, qui sont des oscillations de densité de charges. Aux fréquences micro-ondes, la forte densité des métaux est beaucoup trop importante pour exciter des ondes plasmons, mais on peut utiliser le plasma, dont la densité électronique est plus faible, de telle sorte qu'on va réussir à observer des plasmons. On parlera de plasmonique micro-onde. L'objectif est de transposer l'antenne miniature hémisphérique plasma réalisée par Vincent Laquerbe, sous la direction d'Olivier Pascal, LAPLACE, et de Romain Pascaud, ISAE Supaero, dans la bande 300MHz à 400MHz [LAQ 17] dans les bandes S, puis L. Nous pouvons voir à la figure IV.14 l'hémisphère dans la bande VHF. L'antenne VHF miniature agit comme un résonateur plasmonique excité via une sonde coaxiale. L'énergie est transmise au plasma par couplage inductif à l'aide d'une bobine placée en dessous d'un plan de masse de Faraday. L'antenne dipôle placée au-dessus du plan de masse est insérée dans un hémisphère miniature, le rôle du plasma est double : miniaturiser l'antenne mais aussi intensifier le rayonnement quand le plasma rentre en résonance. Le rayon a de cet hémisphère est de 107.4 mm pour un fonctionnement à 300MHz : l'antenne peut être considérée comme miniature car la longueur électrique ka est inférieure à 0.5 dans la bande de fréquences souhaitées. En effet, quand ω est légèrement plus faible que ω_p , la permittivité du plasma est négative, celui-ci a un comportement inductif, c'est ce qui permet de miniaturiser l'antenne. Nous voyons à gauche le plasma non allumé et à droite allumé. Les impédances de l'antenne à la figure IV.14 sont très différentes suivant que le plasma est allumé ou non.

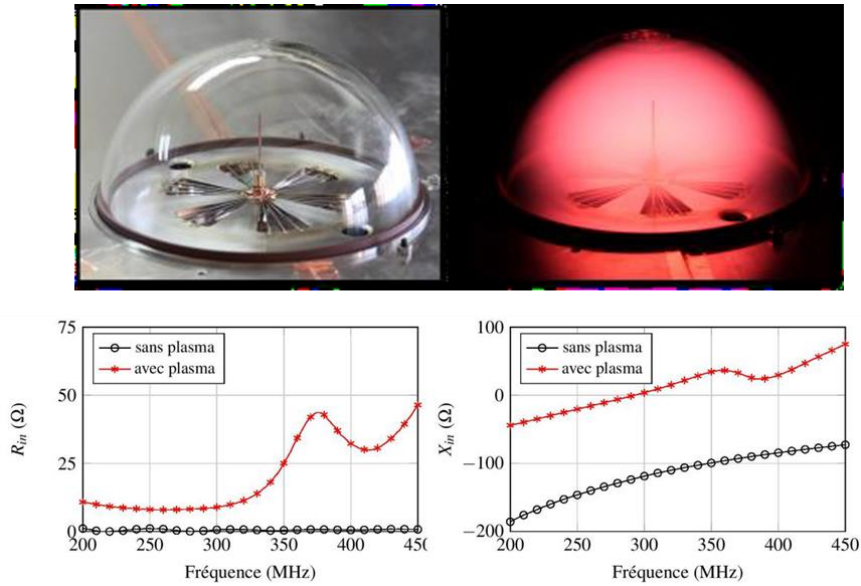


Figure IV.14 Photos (en haut) et impédance d'entrée (en bas) de l'antenne miniature plasma sans et avec décharge plasma (en haut) [LAQ 17].

Nous avons pour objectif d'augmenter la fréquence de fonctionnement du résonateur plasma et de réaliser un système fonctionnant dans la bande S [1 à 2 GHz], ce qui va nécessiter des contraintes en termes de miniaturisation de l'hémisphère mais aussi de sélectionner le plasma : une petite enceinte implique une pression importante, ce qui augmente la fréquence de collision. Cette fréquence de collision doit être bien inférieure à celle de la source, et la pulsation plasma doit être proche de celle de résonance.

Trois contraintes sont à satisfaire pour obtenir la résonance :

- le rayon de la décharge plasma hémisphérique doit être très petit devant la longueur d'onde,
- la permittivité relative du plasma doit être proche de -2 à la fréquence de résonance souhaitée,
- les pertes dans le plasma doivent être minimisées autant que possible.

Nous avons vu dans l'équation (IV.1) la permittivité du plasma et nous allons maintenant représenter la partie réelle et la conductivité du plasma en fonction de la fréquence à la figure IV.15 Nous avons choisi une pulsation du signal qui alimente la source inductive ($2\pi \times 100.10^6 \text{ rad.s}^{-1}$) égale à la fréquence de collision électrons-neutres ν_p soit $6.28 \times 10^6 \text{ s}^{-1}$ et une densité électronique de $0.5 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-3}$, qui correspond aux valeurs obtenues par Hopwood [IZA 01]. Les densités électroniques et les fréquences de collision du plasma permettent de modifier la permittivité relative du plasma telle qu'elle tende vers la valeur «-2» à la fréquence de résonance plasmonique. Cette valeur est telle que $\omega = \frac{\omega_p}{\sqrt{3}}$, et correspond à la résonance plasmonique. Nous devrions l'obtenir à la fréquence de 1.15GHz au vu des courbes. A cette fréquence, la conductivité du plasma est d'environ 0.0168 S.m^{-1} .

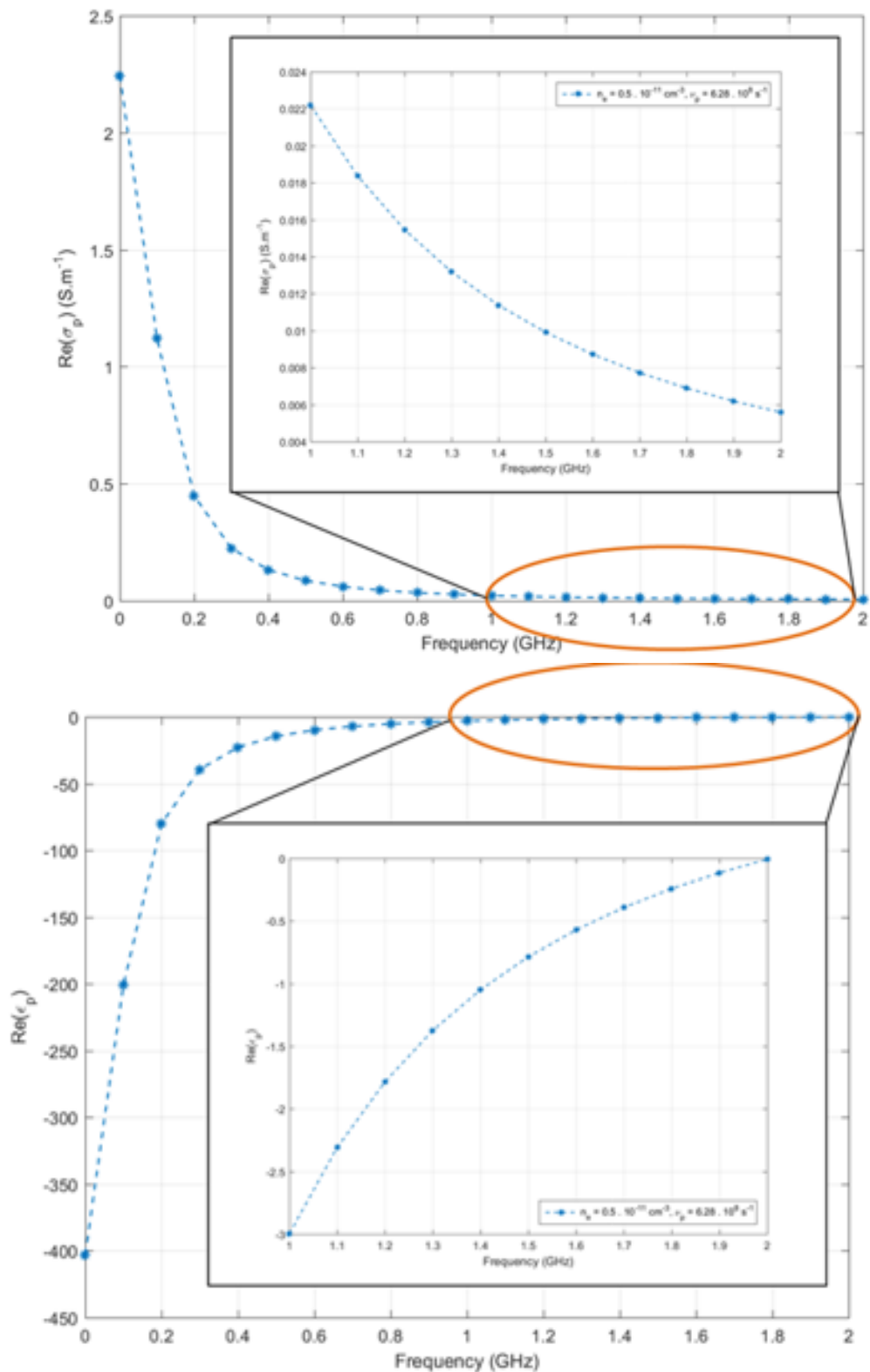


Figure IV.15 Permittivité et conductivité du plasma en fonction de la fréquence [DEL 20]

Le comportement résonant d'un plasma sphérique peut être étudié comme un problème de rétro-diffusion utilisant la théorie de Mie [LAQ 19]. Le modèle de Mie correspond à une

sphère de plasma dissipative et homogène illuminée par une onde plane incidente polarisée linéairement. Nous allons ainsi pouvoir voir l'efficacité de rétro-diffusion de la sphère plasma en fonction de sa densité électronique. Nous avons envoyé sur une sphère de plasma (rayon de 13.6mm avec coquille extérieure en verre d'épaisseur 1.4mm pour confiner le plasma) une onde plane incidente dans la bande 0.97 GHz à 1.45 GHz et nous avons fait une simulation de surface effective radar à l'aide d'HFSS pour différentes valeurs de densité électronique (Fig. IV.16). Nous voyons que la fréquence de résonance du plasma augmente si la densité électronique augmente également. Ce résonateur peut ainsi être reconfigurable en fréquence : la fréquence de résonance dépendant de la densité électronique, qu'on peut modifier en changeant la puissance transmise à la décharge plasma.

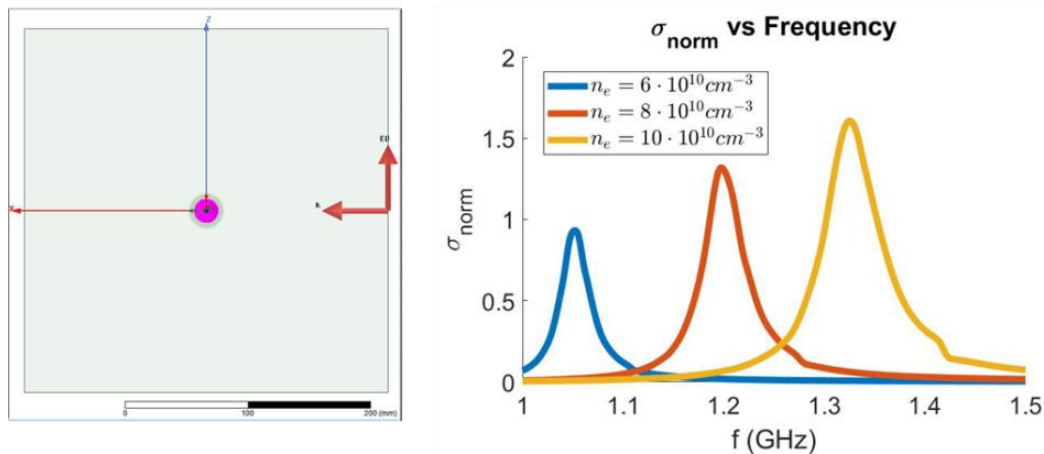


Figure IV.16 Design sous HFSS pour étude RCS sur sphère plasma (à gauche), surface équivalente radar (SER) de la sphère plasma en fonction de la fréquence pour différentes densités électroniques simulée sous HFSS (à droite) [DAS 20]

Afin de caractériser expérimentalement et mesurer la densité électronique du plasma, nous pourrions insérer cette sphère dans un guide d'onde, nous la couperions en deux et la mettrions sur un des côtés du guide, ainsi par la théorie des images, c'est comme si nous considérons la sphère entière. Nous pourrions faire une mesure sans et avec le plasma «allumé» et nous pourrions ainsi en déduire la valeur de la densité électronique à partir de la fréquence de résonance. Nous utiliserons le guide d'onde WR770 qui fonctionne dans la bande de fréquences de 0.97 GHz à 1.45 GHz. Nous pourrions ainsi voir la modification des paramètres S_{ij} du guide d'onde avec ou sans allumage du plasma : le plasma est «transparent» quand il n'est pas allumé. Nous avons comparé les valeurs obtenues pour la densité électronique à l'aide du guide d'onde sous HFSS, avec ceux obtenus par calcul analytique. Les erreurs relatives sont calculées par rapport à la fréquence de résonance obtenue par calcul analytique et sont très faibles car moins de 1% et permettent de s'assurer que le guide d'onde a très peu d'influence sur le pic de résonance. Nous n'avons par contre pas obtenu la valeur de -2 pour la partie réelle de la permittivité, la sphère plasma est de taille réelle et la coquille de verre peut également modifier la fréquence de résonance.

Table IV.2 Erreurs sur la fréquence de résonance et valeur de la partie réelle de la permittivité du plasma pour 3 valeurs de densité électronique du plasma en utilisant les mesures obtenues par guide d'onde sous HFSS par comparaison avec le cas analytique [DAS 20].

$n_e(\text{cm}^{-3})$	$\delta f_0(\%)$	$R_e(\epsilon_p)$
$6 \cdot 10^{10}$	0.69	-3.38
$8 \cdot 10^{10}$	0.92	-3.47
$10 \cdot 10^{10}$	0.81	-3.56

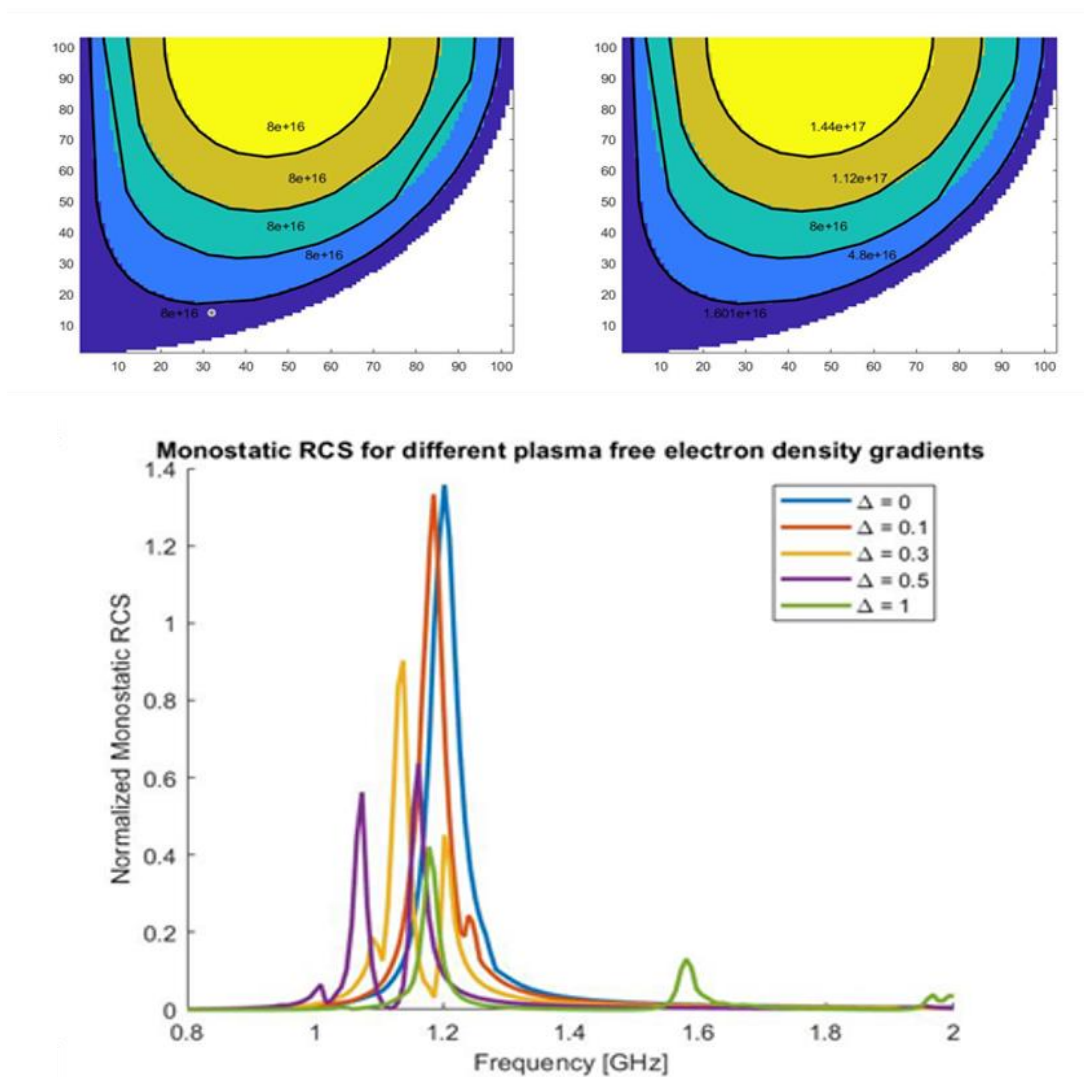


Figure IV. 17 Profil de discrétisation mesuré de la densité électronique (en m^{-3}) dans le quart de la sphère plasma (dimensions en mm) à 300MHz: 5 couches du plasma homogène $\Delta=0$ (à gauche), 5 couches de plasma inhomogène $\Delta=0$ (milieu) et comportement résonant (en bas) pour différentes valeurs de Δ [DAS 20]

Ces modèles tiennent compte d'un profil homogène de la sphère plasma, ce qui n'est pas le cas [LAQ 17]. Nous avons essayé de voir l'impact sur la fréquence de résonance en discrétisant à l'aide de Matlab le profil du plasma, puis l'avons exporté sous HFSS. La valeur de la densité électronique pour chacune des couches est la valeur moyenne. Nous créons

directement les contours sous HFSS. Nous avons une valeur homogène de densité électronique de plasma égale à 8.10^{10}cm^{-3} . Nous allons utiliser un algorithme de sélection d'amplitude utilisant Δ compris entre 0 et 1. Si la valeur de Δ est égale à 0, toutes les densités par couche sont égales à 8.10^{10}cm^{-3} , alors que pour $\Delta=1$, nous discrétisons la structure. Nous voyons à la figure IV.17 le profil obtenu pour 5 couches de même valeur de densité électronique ($\Delta=0$) ou pour 5 couches de valeurs différentes ($\Delta=1$), la valeur moyenne étant dans les deux cas égale à 8.10^{10}cm^{-3} . La non-homogénéité du plasma réduit l'amplitude du pic de résonance, et il semble qu'apparaisse un autre pic de résonance, ce qui semble logique étant donné la conservation d'énergie.

Nous avons réalisé un hémisphère de rayon 13.6 mm, dont la coquille extérieure est en verre d'épaisseur 1.4mm (Fig IV.18). La bobine permet de maintenir l'énergie transmise au plasma via le couplage inductif. L'écran de Faraday permet de couper le champ électrique radial alors que le champ magnétique généré par la boucle induit un champ électrique ortho-radial dans le plasma, qui se trouve dans l'hémisphère. Cet hémisphère sera inséré dans un morceau de guide d'onde. Nous voyons sur la face avant du substrat la coquille de verre (Fig IV.18 à gauche), et au travers de l'écran de Faraday, la bobine qui est réalisée en face arrière (Fig IV.18 à droite).

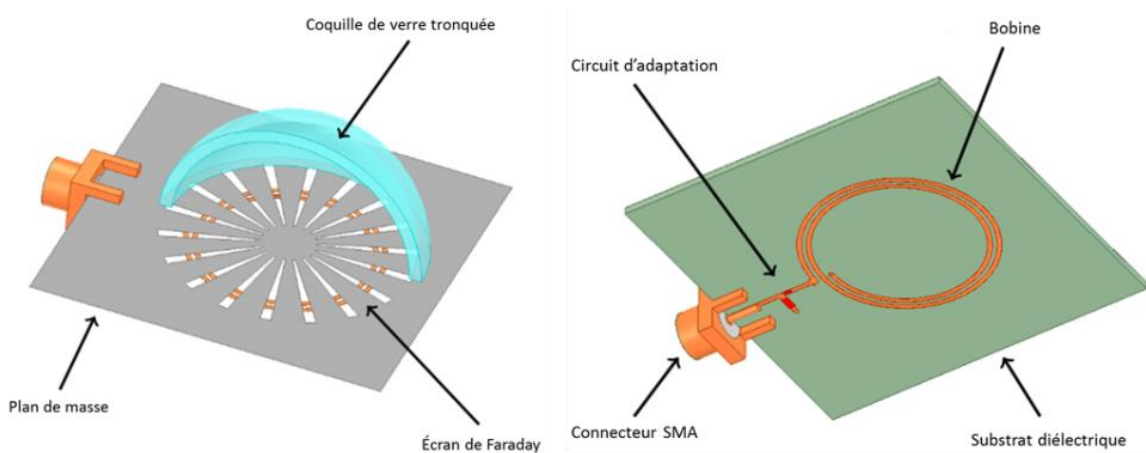


Figure IV.18: Design de l'antenne hémisphérique plasma [DEL 20]

A la figure IV.19 les dimensions de la source plasma sont reportées. Les deux trous réalisés pour pomper et envoyer le gaz requis dans l'hémisphère sont diamétralement opposés.

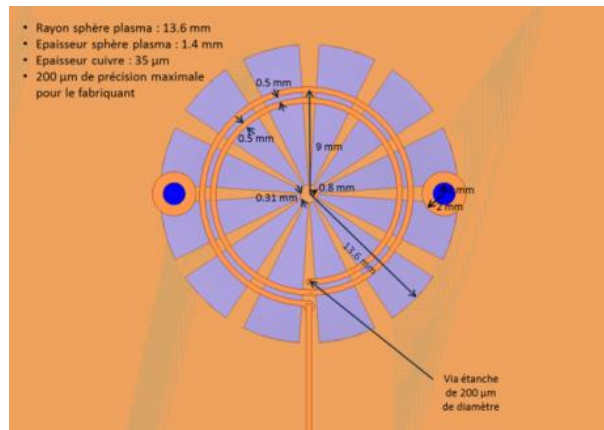


Figure IV.19: Design de la micro-source plasma [DEL 20]

Nous pouvons voir à la figure IV.19 le masque des pistes et les pattes réalisées pour insérer le circuit d'adaptation à la micro-source plasma : nous viendrons connecter les valeurs des capacités pour permettre l'adaptation. Il s'agit d'alimenter la bobine latéralement en face arrière d'où la longueur de la ligne d'alimentation de la bobine.

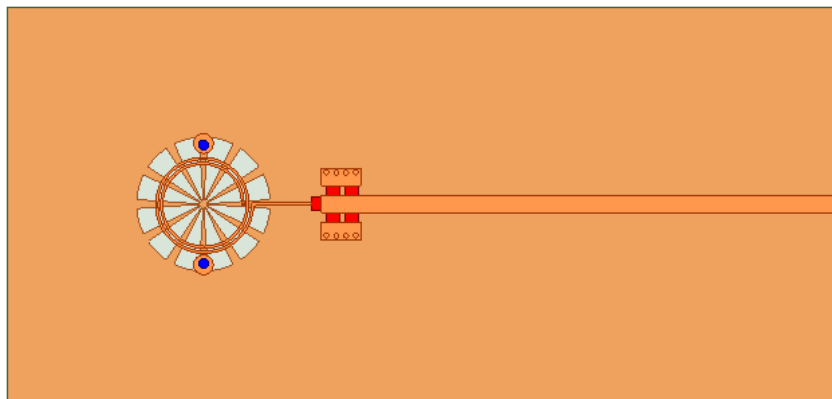


Figure IV.20: Design de la micro-source plasma avec circuit d'adaptation [DEL 20]

Les prochaines étapes sont de réaliser le banc expérimental (les guides d'onde sont en commande), de réaliser la micro-source plasma et de l'insérer dans le guide. Il faudra modifier l'énergie transférée au plasma et repérer la fréquence de résonance, qui nous permettra de caractériser la densité électronique. Il faudra ensuite insérer un dipôle à l'intérieur de l'hémisphère pour intensifier son rayonnement. Un post-doc vient d'être recruté à ISAE-Supaero pour travailler pendant 2 ans et demi sur cette étude. Le financement est assuré par un projet école AID de la DGA.

On pourrait aussi réaliser la coquille à l'intérieur de laquelle on confine le plasma à l'aide de la fabrication additive. Nous pourrions ainsi en plus de la reconfigurabilité de l'antenne à l'aide du plasma, réaliser de la diversité en polarisation. Le DRA pourrait être divisé en 4 sections à l'aide de la fabrication additive et chacune de ces sections serait ou non remplie de plasma. Cela a été proposé en insérant ou pas de l'eau à l'intérieur des enceintes de la cavité d'un résonateur dont la coquille est en plexiglass, ce qui a permis d'obtenir des changements de polarisation (linéaire, circulaire droite, circulaire gauche) dans la même plage de fréquences [WAN 19]. Des études de DRA, remplis d'acétate d'éthyle ou non, permettent également de passer d'une polarisation circulaire gauche à droite dans la bande de fréquences étudiée en remplissant l'un ou l'autre des DRAs [CHE 18].

Nous allons maintenant essayer d'observer un comportement inverse à l'aide du plasma, c'est-à-dire de passer de la super-visibilité à l'invisibilité.

II.II. Invisibilité

Les travaux de Andrea Alu de l'Université du Texas à Austin ont permis de montrer que l'utilisation conjointe de la plasmonique et des méta-matériaux réduit de manière importante la rétro-diffusion d'objets sphériques et cylindriques [CHE 12]. Cela permet d'obtenir l'invisibilité de l'objet ou au moins une plus faible visibilité. Généralement, on couvre l'objet à rendre invisible d'une couverture qui absorbe l'onde incidente, et il faut ensuite dissiper cette énergie. Dans le cas de la technique d'annulation de la rétro-diffusion (Scattering Cancellation Technique : SCT), des métaux proches de leur fréquence plasma ou des méma-matériaux recouvrent l'objet à rendre invisible. A l'aide de ces matériaux, il est possible d'annuler le coefficient de rétro-diffusion dominant : le champ rétro-diffusé par le matériau couvrant est anti-résonant avec le champ rétro-diffusé par l'objet à rendre invisible. Ainsi, la superposition de ces deux champs permet d'annuler la rétro-diffusion totale de l'objet. Une application peut être de réduire l'impact des sondes de mesure en les recouvrant de ce type de matériau pour éviter de perturber la mesure.

L'objectif ici est de couvrir l'objet de plasma puis de modifier les caractéristiques du plasma, l'épaisseur de sa coquille et sa densité électronique notamment, afin de rendre l'objet invisible.

Des travaux de recherche sur l'utilisation de plasma pour rendre un objet invisible ont été publiés récemment par Teruki Naito du Centre de Recherche de Missubishi à Hyogo au Japon [NAI 19]. Une onde plane polarisée linéairement a été envoyée sur un cylindre métallique recouvert d'une couche de plasma (Fig. IV.21). La polarisation utilisée est la TE, ce qui signifie que le champ magnétique est appliqué le long de l'axe du cylindre, cette polarisation n'est pas celle qui permet un maximum de rétro-diffusion de l'onde, le champ électrique n'étant pas appliqué dans le sens de la longueur du cylindre. La coquille de plasma a permis de réduire de 4 à 5 dB l'intensité de l'onde rétro-diffusée par le cylindre : on ne peut pas parler d'invisibilité dans ce cas. Nous pouvons voir à la figure IV.21 la distribution des champs électriques et magnétiques obtenue et la densité de courant avec et sans coquille plasma. Avec la coquille de plasma, nous avons bien apparition d'une densité de courant dont le but est d'annuler la rétrodiffusion du cylindre métallique en rétrodiffusant un champ anti-résonant. Le champ magnétique induit par la densité de courant du plasma est réduit, ainsi que le champ électrique, mais pas suffisamment au vu de l'intensité de l'onde réfléchie.

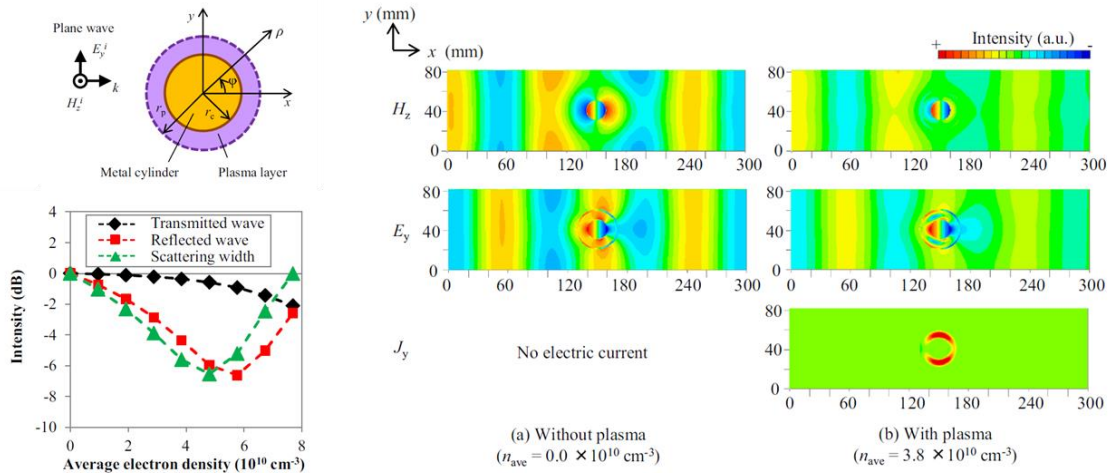


Figure IV.21 Coupe transversale d'un cylindre métallique ($r_c = 10\text{mm}$) recouvert d'une coquille de plasma ($r_p - r_c = 5\text{ mm}$) (en haut à gauche), atténuation de 4 à 5 dB de l'onde réfléchi par le cylindre recouvert de plasma (en bas à gauche), composantes de champ et densité de courant avec et sans plasma (à droite) [NAI 19]

Nous avons souhaité faire cette étude pour une onde TM : la rétrodiffusion d'un cylindre devrait être plus importante pour ce type de polarisation (le champ électrique est appliqué le long de l'axe du cylindre), nous espérons que la réduction de l'onde réfléchi soit d'autant plus visible. Le développement analytique a été réalisé par Manuel Dassié et Victor Alexandru Sterie pendant leur projet de recherche du Master of Aerospace Engineering de ISAE Supaero en 2019-2020 [DAS 20]. Ils ont commencé par comparer les polarisations TE et TM. La rétrodiffusion par un cylindre est décrite comme une série infinie de fonction de bases multipliée par des coefficients d'amplitude. Afin de réduire de manière significative la rétrodiffusion en utilisant simplement une couche de plasma, seulement un coefficient doit être important. Nous représentons ces coefficients pour les deux polarisations considérées à la figure IV.22. Nous pouvons voir, comme vu dans la section précédente, que l'invisibilité pour le mode TE n'est pas possible compte tenu qu'il faudrait annuler deux coefficients, ce qui n'est pas possible avec une seule couche de plasma. Seul le mode TM semble permettre d'annuler la rétrodiffusion d'un cylindre métallique recouvert d'une seule couche.

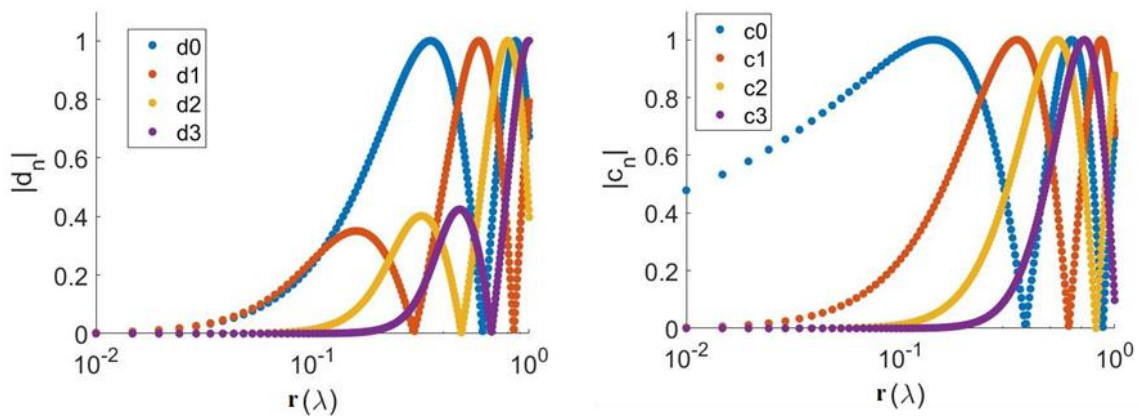


Figure IV.22 Coefficient de rétrodiffusion pour le mode TE (à gauche) et le mode TM (à droite) en fonction de rayon du cylindre [DAS 20]

Il n'y a pas de racines qui permettent d'obtenir $c_n = 0$ mais seulement des minimums. Cela va permettre de réduire la rétrodiffusion mais pas de l'annuler. Nous notons a le rayon du métal et d l'épaisseur de la coquille. Nous reportons à la figure IV.23 le module du coefficient c_n en fonction du rapport $\frac{a+d}{a}$ et de la permittivité de la coquille ϵ_2 . Nous le faisons pour un cylindre miniature ($a = \lambda/16$) et à la fréquence de 1GHz.

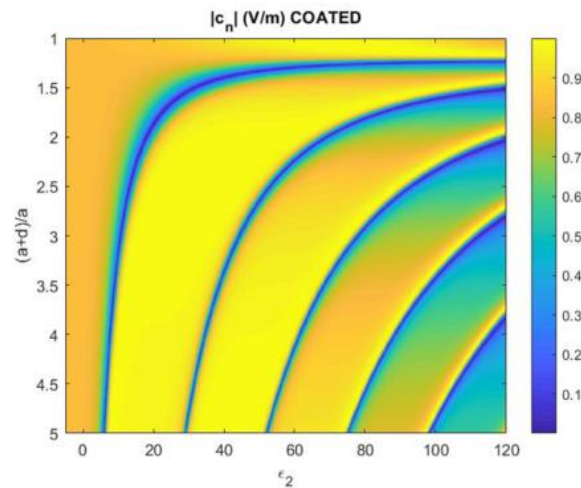


Figure IV.23 Module du coefficient c_n en fonction de $\frac{a+d}{a}$ et de ϵ_2 pour $a = \lambda/16$ à la fréquence 1GHz [DAS 20]

Nous avons choisi le minimum combinant à la fois une épaisseur de coquille faible ainsi qu'une faible valeur de permittivité, c'est-à-dire 1.8 et 21.1. Nous avons représenté à la figure IV.24 le champ électrique avec et sans ajout de la coquille définie par les valeurs précédentes. Nous voyons bien que l'ajout de la coquille réduit bien le champ mais sans l'annuler. De plus, une valeur de permittivité de 21.1 ne correspond pas à un plasma, donc au type de matériau souhaité.

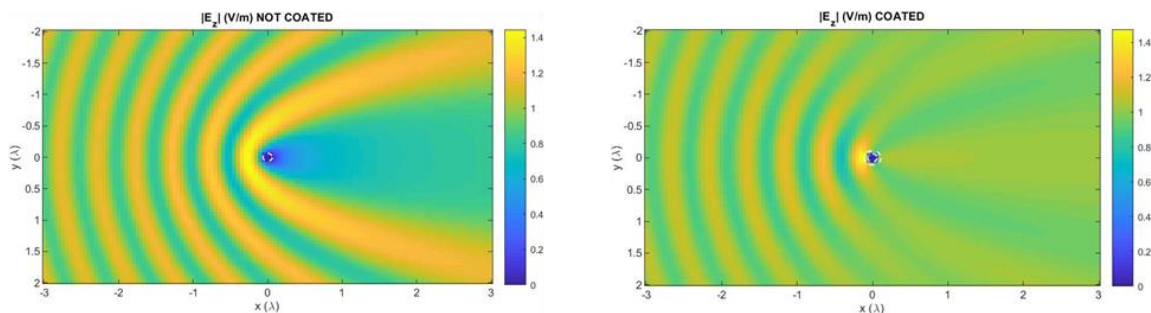


Figure IV.24 Comparaison du champ électrique pour la polarisation TM sans coquille (à gauche) et avec coquille de diélectrique (à droite) pour $\frac{a+d}{a} = 1.8$; $\epsilon_2 = 21.1$; $a = \lambda/16$; $f = 1\text{GHz}$ [DAS 20]

Nous avons suivi la même démarche que celle de Teruki Naito pour la polarisation TE. Il faudrait pouvoir annuler les coefficients d_0 et d_1 , ce qui n'est pas possible avec une seule couche. Si nous choisissons d'annuler d_1 , dans ce cas nous trouvons une racine qui correspond à $\frac{a+d}{a}=1.8$ et $\epsilon_2 = 0.53$. Cette valeur de permittivité correspond bien au matériau exotique qui est le plasma. Nous observons la distribution obtenue pour le champ magnétique à la figure IV.25: nous observons bien une réduction de la rétrodiffusion, mais pas d'annulation, compte tenu de la présence du coefficient d_0

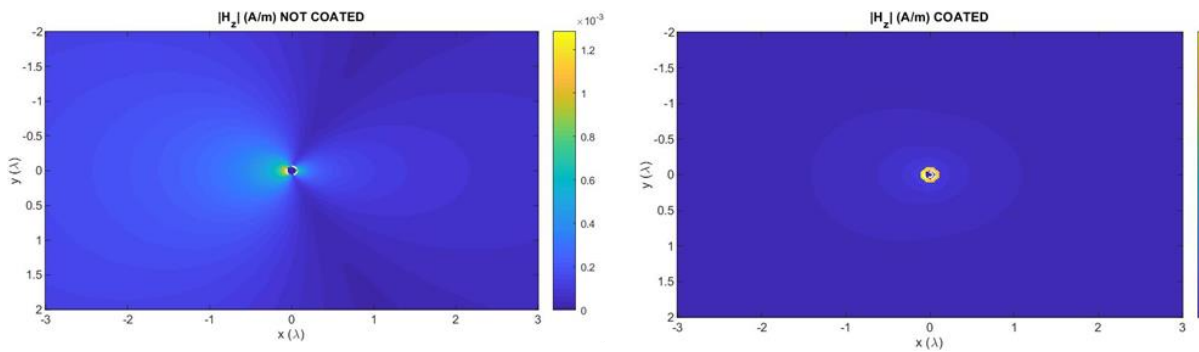


Figure IV.25 Comparaison du champ électrique pour la polarisation TE sans coquille (à gauche) et avec coquille de diélectrique (à droite) pour $\frac{a+d}{a}=1.8$; $\epsilon_2 = 0.53$; $a = \lambda/16$; $f = 1\text{GHz}$ [DAS 20]

Nous avons fait ensuite l'étude sur l'invisibilité d'une petite sphère de métal en utilisant la surface effective radar, mais la rétrodiffusion est déjà très faible dans le cas d'une petite sphère de métal, presque invisible, et il n'est pas nécessaire d'ajouter une coquille de plasma.

Nous avons vu que nous pouvions bénéficier des caractéristiques du plasma pour réaliser une fonction micro-onde telle qu'une antenne miniature reconfigurable en fréquence, mais nous avons observé également les limites pour réussir à rendre un objet invisible en le couvrant d'une seule couche de plasma, la rétrodiffusion est réduite mais pas annulée. Nous allons maintenant nous intéresser au caractère non-linéaire du plasma, il ne présente pas du coup les mêmes caractéristiques quand il est allumé ou bloqué et peut-être utilisé comme limiteur de puissance pour protéger les front-end des antennes par exemple.

II.III. Limiteur de puissance mixte utilisant diode et plasma

Dans le cas des limiteurs de puissance, l'objectif est d'utiliser le plasma comme un élément non-linéaire qui sera passant ou bloqué comme une diode. Si nous utilisons une diode «shunt», quand la diode devient passante, elle court-circuite le système, ce qui réduit la puissance de sortie et augmente la puissance réfléchi. Ce limiteur peut être inséré dans une chaîne de réception afin de limiter la puissance reçue par le dispositif, afin que ce dernier ne soit pas détruit par un niveau de puissance trop important. Il permet donc de se prémunir de fortes puissances micro-ondes intentionnelles ou non. Dans le cas d'un limiteur plasma, le plasma réduit la puissance de sortie, et peut absorber l'onde incidente et donc réfléchir moins de puissance que ne le ferait une diode. Un limiteur large bande en technologie micro-ruban a été

conçu à l'aide du plasma, réalisé et caractérisé pour être comparé aux limiteurs réalisés à l'aide de diodes [SIM 18]. La ligne micro-ruban est percée en son centre par un trou cylindrique de diamètre Φ_{ms} . Ce trou est rempli de plasma, qui peut s'allumer si le champ électrique sous la ligne dépasse un certain seuil. Au-delà de ce seuil, étant donné qu'une partie de l'énergie va être absorbée pour allumer le plasma, la puissance de sortie du dispositif est réduite. La puissance réfléchie va donc être augmentée et le système front-end placé derrière le limiteur serait ainsi protégé. Afin de réduire le seuil, une pré-ionisation à l'aide d'un circuit DC a été ajoutée : le champ électrique permettant le claquage du plasma est ainsi réduit. Nous voyons à la figure IV.26 que le courant de pré-ionisation permet bien de réduire la puissance de sortie. Les mesures ont permis de confirmer une tenue en puissance supérieure à 55dBm alors que le temps de réponse du dispositif a été évalué autour de la μs .

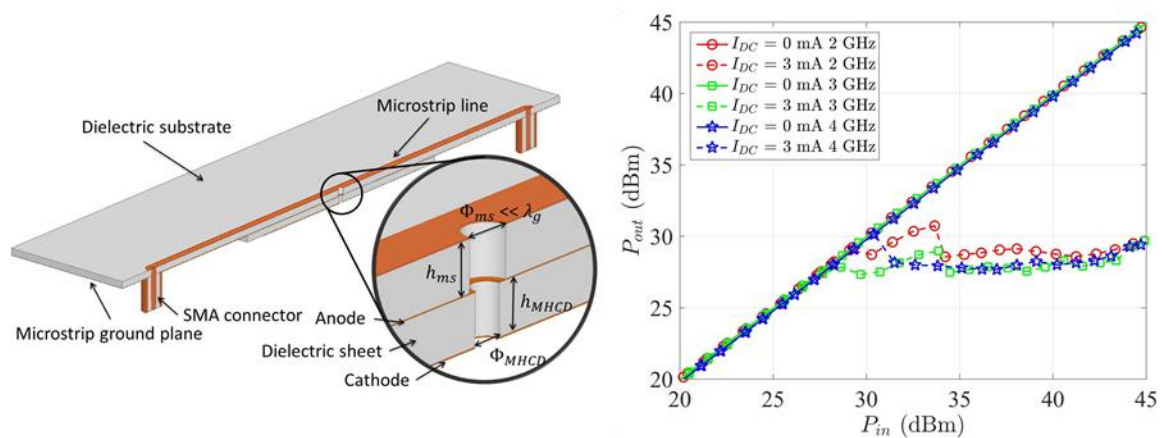


Figure IV.26 Schéma du limiteur de puissance micro-onde large bande en technologie micro-onde en vue de coupe (à gauche) et puissance de sortie mesurée en fonction de la puissance d'entrée à 2GHz, 3GHz et 4GHz (à droite) [SIM 18]

Alors que les plasmas permettent de protéger les circuits pour des puissances plus importantes que celles possibles à l'aide des diodes, ils souffrent quand même d'un temps de réponse trop important. Afin d'optimiser ce temps, il faudrait utiliser des structures qui permettent d'intensifier davantage le champ électrique en le confinant avec des structures coplanaires ou à fente, ou encore en ajoutant des pointes. Une étude de technologie mixte a été faite mais pour un limiteur haute puissance combinant la technologie plasma et celle MEMS RF [VAN 19] réalisé à l'aide de 2 étages en cascade d'un circuit, l'objectif étant d'augmenter l'isolation. La technologie MEMS présente un coût de fabrication important et nécessite des tensions d'activation importantes, même si elle présente des pertes d'insertion plus faible que celle des diodes PIN. Nous pourrions utiliser conjointement la technologie diode [SMI 02] et celle plasma en les hybridant pour bénéficier de la très bonne tenue en puissance obtenue à l'aide du plasma, et du faible temps de réponse des diodes. Cela a été fait en concevant des tubes «Transmit/Receive» hybridés avec des diodes PIN [COA 06]. Les tubes sont des guides d'onde remplis d'un gaz spécifique dans lesquels des pointes sont insérées (Fig IV.27). Quand la puissance incidente dans le guide crée un champ électrique qui dépasse le seuil d'ionisation du gaz, cela génère un plasma qui permet d'absorber et / ou de réfléchir l'onde incidente. Les

diodes placées dans le premier étage sont activées en premier, le système bénéficie des temps de réponse et de recouvrement court du limiteur à diode. Par contre, si le champ électrique augmente dans le guide d'onde, il génère alors un plasma qui se comporte comme un court circuit et protège ainsi le récepteur contre les attaques à forte puissance. Le limiteur mixte bénéficie ainsi de temps de réponse courte et d'une bonne tenue en puissance. Nous pourrions imaginer un système en ligne coplanaire, à l'intérieur duquel des diodes seraient insérées puis des capsules de plasma. Ces capsules ne seraient opérationnelles que quand le système à diode n'est plus efficace compte tenu des puissances trop importantes en entrée.

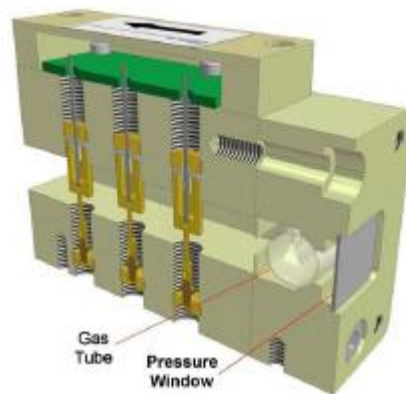


Figure IV.27 Tube « Transmit-Receive » avec un premier étage limiteur à diodes PIN [COA 06]

La fabrication additive pourrait également être utilisée pour encapsuler le plasma et rendre les structures plus compactes.

Nous allons après avoir vu le potentiel des interactions plasma-microondes nous focaliser sur les moyens de réalisation des circuits RF, tels que les antennes ou encore comment utiliser des matériaux, auxquels nous allons conférer des propriétés particulières afin de réaliser des antennes.

III. Utilisation du support de la structure

Les antennes peuvent être réalisées sur un nombre de supports très variés (corps humain, vitres, panneaux solaires,...), et doivent donc s'y intégrer en profitant des surfaces disponibles, en les conformant, ou même en utilisant le mode de résonance de la structure. Ces structures ou antennes peuvent être réalisées sur mesure à l'aide de la fabrication additive, et les matériaux conducteurs doivent présenter d'autres caractéristiques que leur simple conductivité, mais être robuste à la flexibilité (quand conformé sur un vêtement) ou présenter une bonne transparence, quand on veut insérer l'antenne sur la surface d'un panneau solaire. C'est sur ces procédés de fabrication, présentant les procédés actuels avec leurs objectifs et contraintes, que nous avons choisi de développer ce troisième paragraphe. Je ne travaille pas directement sur les

matériaux, mais l'objectif est plutôt de collaborer via des projets avec ceux qui les utilisent et les développent afin que le potentiel de ces technologies soit mis à profit dans la réalisation des systèmes.

Nous verrons comment des antennes transparentes sont nécessaires quand réalisées sur les panneaux solaires des satellites, ou encore réalisées en électronique souple quand conformées sur un vêtement, utilisant les modes caractéristiques des structures pour éviter d'augmenter le poids embarqué et réalisées par fabrication additive pour bénéficier des caractéristiques du matériau (inhomogénéité, anisotropie) pour optimiser les performances d'une antenne.

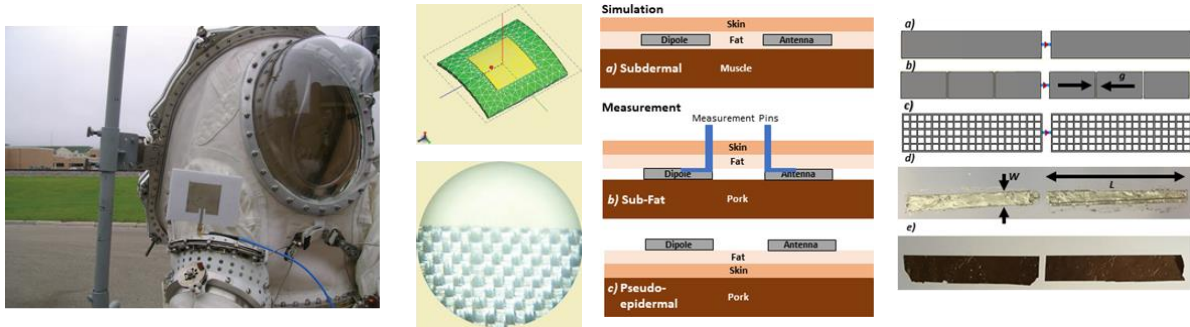
III.I Electronique souple et ou transparente

Les encres conductrices peuvent être transparentes à la lumière visible (Fig IV.30) afin d'être insérées sur des vitres de bâtiment dans le cadre de la récupération d'énergie électromagnétique WiFi [BEL 16] ou dessinées sur des panneaux solaires de satellite [ZAR 20] afin de profiter des surfaces disponibles sur ces panneaux mais aussi sur la structure des lunettes (monture et verre) [HON 16].



Figure IV.30 Antennes transparentes réalisées sur panneau solaire [ZAR 20], sur baies vitrées [BEL 16] et lunettes [HON 16]

Ces antennes peuvent être également réalisées sur des vêtements (Fig IV.31 a) afin de les truffier de capteurs, même des vêtements pour sorties spatiales [HAA 15]. Il faut donc pouvoir les conformer sur la surface du vêtement et en tenir compte lors du dimensionnement des antennes afin de garantir leurs performances. Ces encres pourraient être dessinées à même la peau ou dans la couche adipeuse (Fig IV.31 b) pour réaliser un capteur en format tatouage [CHR 18]. Il faut travailler avec des encres «étirables» pour les antennes conformables, mais aussi bio-compatibles pour les antennes à l'intérieur du corps humain. Cela nécessite toute une étude sur les matériaux conducteurs. Nous ne sommes pas experts sur ce type de technologies, mais des laboratoires tels que par exemple celui de Bordeaux, l'IMS (Intégration du Matériau au Système) travaille sur de l'électronique souple, et a réussi à réaliser une rectenna entièrement en technologie souple, qui n'a pas été publié pour le moment.



a) sur cosmonaute

b) sur et sous-cutanée

Figure IV.31 Antennes réalisées sur tenue spatiale [HAA 15] et sous-cutanées [CHR 18]

Nous pouvons également imaginer faire une mesure indirecte à l'aide d'une caractéristique de l'antenne : on pourrait imaginer que la capacité d'un capteur pourrait être variable en fonction du rythme cardiaque, ce qui permettrait de faire varier la fréquence de résonance de l'antenne et permettrait de mesurer à distance une constante physiologique [KIMY 14]. Il paraît donc indispensable d'avoir une antenne insensible au corps humain, pour ne considérer dans la variation que le paramètre physiologique mesuré. Nous nous sommes intéressés aux antennes peu sensibles à leur environnement et les antennes ZOR (Zero Order Resonance) semblent bien répondre à cette demande [BES 14], [CHI 13], [HAI 15]. La caractéristique large bande et l'insensibilité des fréquences de résonance, propres à l'antenne ZOR, sont des avantages importants en ce qui concerne les systèmes WBAN. Nous avons trouvé dans la littérature une antenne ZOR qui a été simulée et mesurée à proximité d'un corps humain [BAE 12] ou qui a été associée à proximité du corps à un capteur [YOO 14] ou encore utilisée pour être intégrée sous forme d'implant [HAJ 11]. Une autre antenne ZOR est indépendante de la déformation du substrat sur lequel elle a été réalisée [JUN 10]. La particularité de l'antenne ZOR est que la fréquence de résonance de l'antenne n'est pas dépendante de la longueur électrique de la ligne de transmission CRLH (Composite Right Left Handed), mais dépend des valeurs de la capacité et de l'inductance de la cellule unitaire.

Nous avons simulé et réalisé une antenne ZOR en espace libre [HAI 15] et à proximité du corps humain, dans une bande des réseaux WBAN, c'est-à-dire à la bande ISM 2.4GHz-2.4835GHz (Industriel, Scientifique et Médicale). L'antenne a été réalisée par Farhat Kaabeche, qui étudiait dans le cadre de son stage la réalisation d'antennes On Body pour surveillance thérapeutique, à l'aide d'une micro-graveuse sur une épaisseur 1.54mm de FR4 ($\epsilon_r=4.4$; $\sigma=0.02$ à 10GHz). Les fentes d'une largeur de 200 μ m constituent une limite compte tenu de la taille des forets pour la micro-graveuse. Le schéma équivalent de l'antenne est également reporté sur la figure IV.32. Il est constitué d'une inductance L_R en parallèle avec une capacité C_L , mis en série avec une capacité C_R et une inductance L_L . C_L représente la capacité inter-digitée, intégrée dans l'inductance L_R , qui provient des deux bouts de ligne autour de cette capacité. Quant à C_L , il s'agit d'une capacité de couplage entre les deux carrés métalliques en face avant et arrière du substrat, et L_L est du au bout de lignes, qui vont jusqu'à ces carrés métalliques, à partir de la capacité inter-digitée. L'ajout de la capacité C_L sur le monopole nous amène une résonance à

la fréquence de 4.7GHz et l'ajout de l'inductance L_L nous permet d'adapter sur 50 ohms les impédances de l'antenne. Si nous pouvions ajouter à la capacité réalisée par les lignes distribuées la capacité d'un capteur, qui serait sensible à la pression sanguine, nous pourrions ainsi faire à distance une mesure par exemple du rythme cardiaque, en utilisant la variation de fréquence. Des études ont été faites qui comparent les mesures relevées à l'oxymètre posé directement sur le doigt et des mesures à l'aide de capteurs positionnés sur la poitrine et le poignet [TSE 18]. L'idée que nous avons est d'intégrer l'oxymètre sous-cutané dont la capacité va venir s'ajouter à celle de l'antenne ZOR, et ensuite il s'agira de faire une mesure type radar.

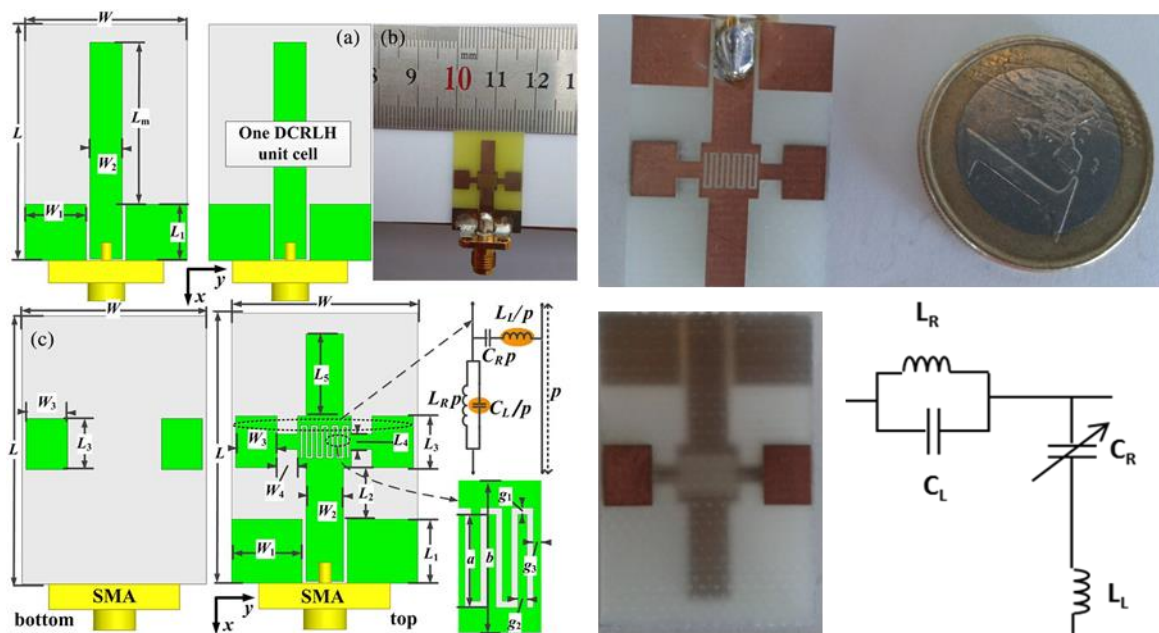


Figure IV.32 Les antennes ZOR [HAI 15]: à gauche images extraites de la publication et à droite l'antenne réalisée par un stagiaire en fin d'étude en 2015.

Les antennes dans cette partie sont péliculaires et ancrées soit sur un vêtement, insérées dans des cellules biologiques, ou encore en surface de panneaux solaires. Mais nous pouvons faire ces antennes dans un matériau rigide, dont nous pouvons utiliser les propriétés matériaux pour obtenir des caractéristiques intéressantes pour dessiner l'antenne (comme vu au chapitre 1 dans le paragraphe II) ou encore pour encapsuler du plasma, réaliser des structures périodiques filtrantes, ou réaliser des structures dont nous avons optimisé les fréquences des modes de résonance.

III.II. La fabrication additive

La fabrication par imprimante 3D permet de réaliser tout type de pièces sur mesure assez rapidement. L'objectif est ici d'utiliser les propriétés du matériau réalisé par fabrication additive (homogénéité, isotropie) afin d'en tirer profit pour des performances de circuits Radiofréquences et Hyperfréquences. Nous verrons comment nous pouvons utiliser l'inhomogénéité dans un DRA pour réaliser des antennes à double fréquences, deux DRAs

superposés de permittivité différente pour réaliser une source de Huygens, mais aussi réaliser l'encapsulation du plasma ou encore faire des structures périodiques comme BIE. Ces études préliminaires sont menées conjointement entre notre institut, l'ENAC et la start-up Anywaves. Compte tenu du nombre potentiel de prototypes, des financements de type CNES RT ont été demandés, afin d'avoir du financement pour réaliser tous les prototypes mais aussi se doter de moyens d'équipement de mesures : des guides d'ondes dans lesquels insérer des échantillons de matériau réalisés par fabrication additive et des systèmes de conversion opto-RF pour faire des mesures en rayonnement d'antennes miniatures, pour s'affranchir du rayonnement du câble RF.

III.II.1 Antenne compacte à double fréquence

L'objectif est dans cette première étude de réaliser une antenne compacte fonctionnant à deux fréquences en polarisation linéaire et d'utiliser l'inhomogénéité du matériau pour améliorer le rayonnement. Cette antenne pourrait être placée sur un drone ou UAV. Afin de mener cette étude, nous avons choisi de dimensionner une antenne fonctionnant à deux fréquences aux bandes L5 (1176.45MHz) et L1 (1575.42 MHz), qui représentent les bandes GPS (Global Positioning System) utilisées dans les applications civiles. Nous avons souhaité continuer à travailler sur la conception de DRA, et l'objectif a été dans un premier temps d'obtenir les fréquences souhaitées des modes de résonance après avoir fixé les dimensions du DRA. Nous voyons que nous pouvons générer deux modes de résonance fondamentaux, les modes $TE_{\delta 11}^x$ et $TE_{1\delta 1}^y$ dans les bandes L5 et L1, mais que dans la bande L1 un autre mode apparaît, le mode $TE_{\delta 12}^x$. Ce mode serait responsable de la perturbation du rayonnement dans la bande L1. Afin de limiter cette perturbation, il faudrait augmenter la fréquence de résonance de ce mode. Pour ce faire, nous avons choisi d'insérer un matériau dans une partie du DRA, où le champ électrique est très faible pour le mode $TE_{1\delta 1}^y$, alors qu'il est très fort pour le mode $TE_{\delta 12}^x$. Nous avons modifié les dimensions de ce matériau à insérer mais aussi sa permittivité.

Nous utilisons les dimensions du DRA que nous avons étudié sans le gap ($b = 25.5\text{mm}$; $d = 53\text{mm}$; $w = 23\text{ mm}$; $\epsilon_{\text{DRA}} = 23$; $p_1 = 3\text{ mm}$; $p_2 = 2\text{ mm}$; $h_p = 15\text{ mm}$; plan de masse : $200\text{mm} \times 200\text{mm}$), nous obtenons ainsi les facteurs de qualité $Q_1 = 20.51$ et $Q_2 = 14.76$ et les fréquences de résonance $f_1 = 1.17\text{ GHz}$ et $f_2 = 1.57\text{ GHz}$ associées respectivement aux modes $TE_{\delta 11}^x$ et $TE_{1\delta 1}^y$. (Fig IV.33). Nous pouvons voir sur la partie gauche de la figure IV.34 la distribution des lignes de champ pour les modes $TE_{\delta 11}^x$, $TE_{1\delta 1}^y$ et $TE_{\delta 12}^x$ sans l'insertion du gap au centre du DRA.

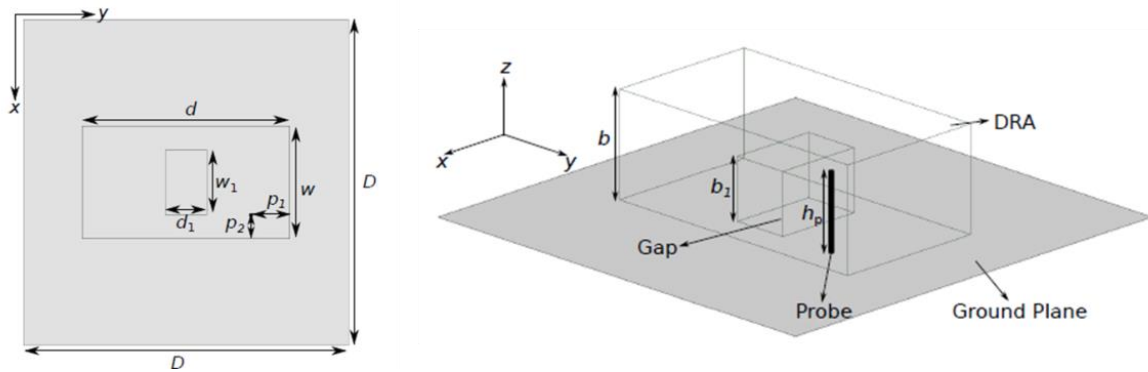


Figure IV.33 DRA avec un gap d'air à l'intérieur et un plan de masse en cuivre en face arrière
 ($b = 25.5\text{mm}$; $d = 54\text{mm}$; $w = 25\text{mm}$; $\epsilon_{\text{DRA}} = 23$ $b_1 = 15\text{mm}$; $d_1 = 9\text{mm}$; $w_1 = 20\text{mm}$; $\epsilon_{\text{hole}} = 1$;
 $p_1 = 3\text{mm}$; $p_2 = 2\text{mm}$; $h_p = 15\text{mm}$; plan de masse : $200\text{mm} \times 200\text{mm}$)

Si nous ajoutons un gap au centre du DRA et modifions la hauteur b_1 du matériau inséré, nous voyons qu'il a très peu d'impact sur les modes $TE_{\delta 11}^x$ et $TE_{1\delta 1}^y$ alors que la fréquence de résonance du mode $TE_{\delta 12}^x$ est modifiée: cela va nous permettre d'utiliser ce gap d'air pour limiter la perturbation amenée par le mode $TE_{\delta 12}^x$ dans la bande L1 (Fig IV.34 à droite) en augmentant sa fréquence de résonance, afin qu'elle soit hors de cette bande.

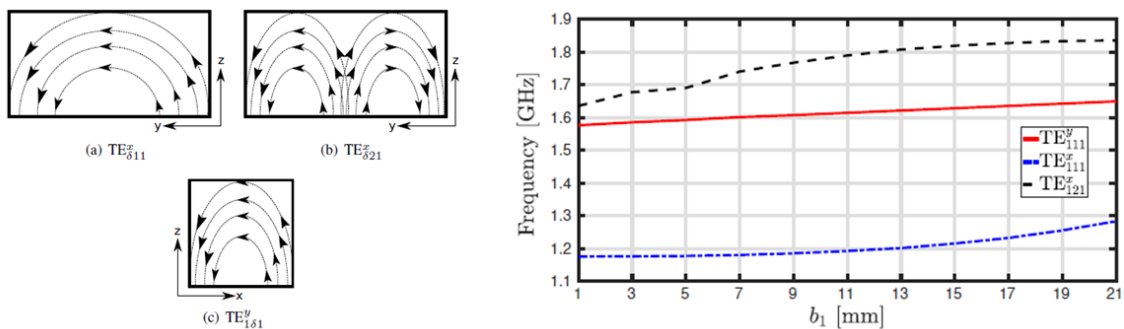


Figure IV.34 Fréquences de résonance des modes $TE_{\delta 11}^x$, $TE_{1\delta 1}^y$ et $TE_{\delta 12}^x$. en fonction de b_1 pour $d_1 = 15\text{mm}$; $w_1 = 15\text{mm}$; $\epsilon_{\text{hole}} = 1$

Nous pouvons voir que le DRA est bien adapté aux fréquences 1.17GHz et 1.57 GHz (Fig IV.35 en haut) et qu'en plus nous avons réussi à limiter la perturbation amenée par le mode $TE_{\delta 12}^x$ en ajoutant un gap d'air: la comparaison des diagrammes de rayonnement avec et sans insertion du gap montre clairement que le gap a augmenté la symétrie du rayonnement et réduit la polarisation croisée pour la fréquence élevée: le gain ϕ dans le plan E n'est plus dirigé vers 30° mais vers 0° et la polarisation croisée dans le plan H est réduite grâce à l'ajout du gap.

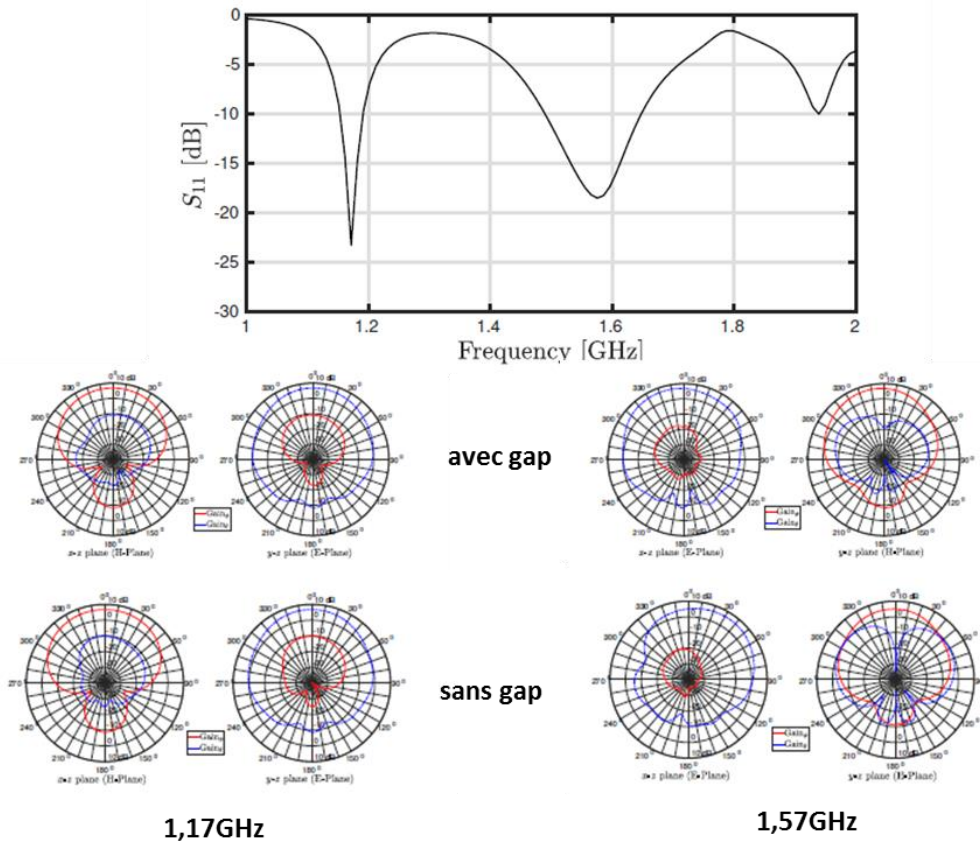


Figure IV.35 Adaptation et diagrammes de rayonnement

Cependant, la polarisation obtenue pour cette antenne double fréquence est linéaire alors qu'elle devrait être circulaire pour des applications GPS. L'objectif sera d'utiliser l'anisotropie comme fait dans la section II du chapitre I pour réussir à obtenir également la polarisation circulaire en utilisant homogénéité et anisotropie.

III.II.2 Source de Huygens

L'objectif est de réaliser une source de Huygens à l'aide de la fabrication additive. Une source de Huygens est unidirectionnelle et permet d'obtenir une pureté de polarisation parfaite dans toutes les directions. La combinaison de 2 dipôles, l'un électrique et l'autre magnétique, co-localisés, placés orthogonalement, avec un déphasage de 90 degrés permet d'obtenir un rayonnement identique à celui de la source de Huygens et de réduire le rayonnement arrière, sans utiliser un plan de masse. La figure IV.36 présente le principe de fonctionnement basique à l'aide du rayonnement d'un dipôle électrique et magnétique, bien entendu en les considérant comme idéaux. Les diagrammes de rayonnement du dipôle ont la forme d'un 8 et d'un 0 dans les plans E et H respectivement, alors qu'on obtient les diagrammes de rayonnement inverses pour un dipôle magnétique. Pour réaliser une source de Huygens à polarisation linéaire, un dipôle électrique et un autre magnétique sont suffisants [LEE 19], alors qu'il est nécessaire d'en avoir deux de chaque type pour obtenir la polarisation circulaire [ALI 11]. Dans le cas précis de la polarisation circulaire, l'avantage de la source de Huygens est d'obtenir une polarisation

circulaire pour une large variation d'angles d'élévation, alors que généralement la polarisation circulaire est obtenue pour un angle proche de la direction normale à l'antenne, tout en garantissant en plus une très bonne stabilité de polarisation. Pour les applications spatiales, telles que la navigation, le récepteur et l'émetteur peuvent ne pas être orientés dans une configuration optimum, ce qui rend très intéressant le potentiel des sources de Huygens.

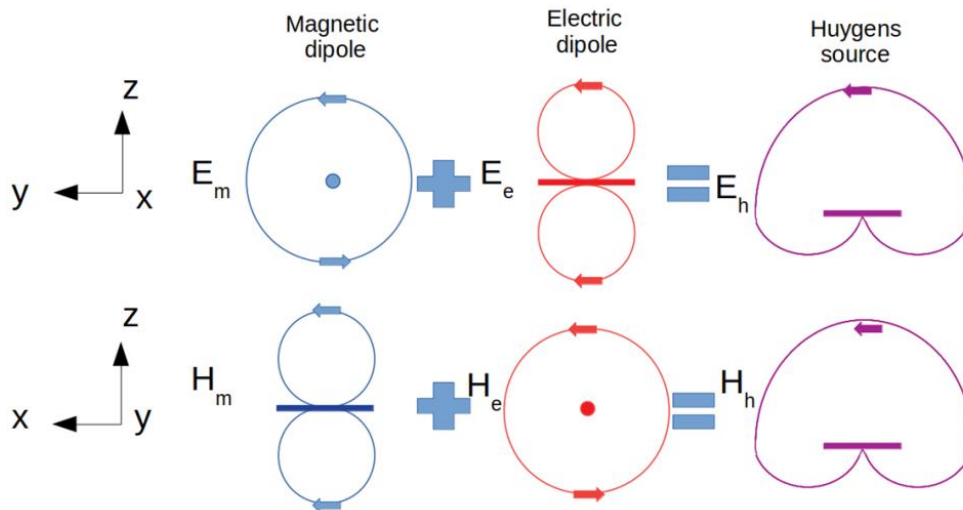


Figure IV.36 Diagramme de rayonnement des dipôles électriques et magnétiques orthogonaux permettant d'obtenir une source de Huygens [CAR 21] à gauche, le dipôle magnétique suivant x , au milieu, le dipôle électrique suivant y , et à droite les résultantes des 2 dipôles

Des antennes dont les performances correspondent aux sources de Huygens ont été proposées dans la littérature et sont généralement constituées d'éléments métalliques correspondant à un (ou plusieurs) dipôle(s) électrique(s) et à un (ou plusieurs) dipôle(s) magnétique(s) : un dipôle électrique et un autre magnétique ont été réalisés respectivement sur la face métallisée arrière et avant d'un substrat, ce qui a permis de réaliser une source de Huygens à polarisation linéaire [LEE 19] tout en obtenant une antenne très compacte, une source de Huygens à polarisation circulaire a permis de réaliser une rectenna miniature [LIN 20], qui permet de convertir les ondes électromagnétiques en puissance DC, quelles que soient l'incidence et la polarisation de l'onde (Fig IV.37 gauche). Un DRA alimenté par une sonde coaxiale, se comportant comme un dipôle électrique, auquel est connectée un petit plan de masse, appelée patch, dont le comportement est celui d'un dipôle magnétique, permet d'obtenir les performances de rayonnement d'une source de Huygens pour une polarisation linéaire [PAN 17] : la direction vers laquelle le DRA rayonne peut être modifiée en changeant l'angle azimutal défini par la direction du patch, cela permet ainsi de pointer l'énergie dans une direction donnée (Fig IV.37 droite).

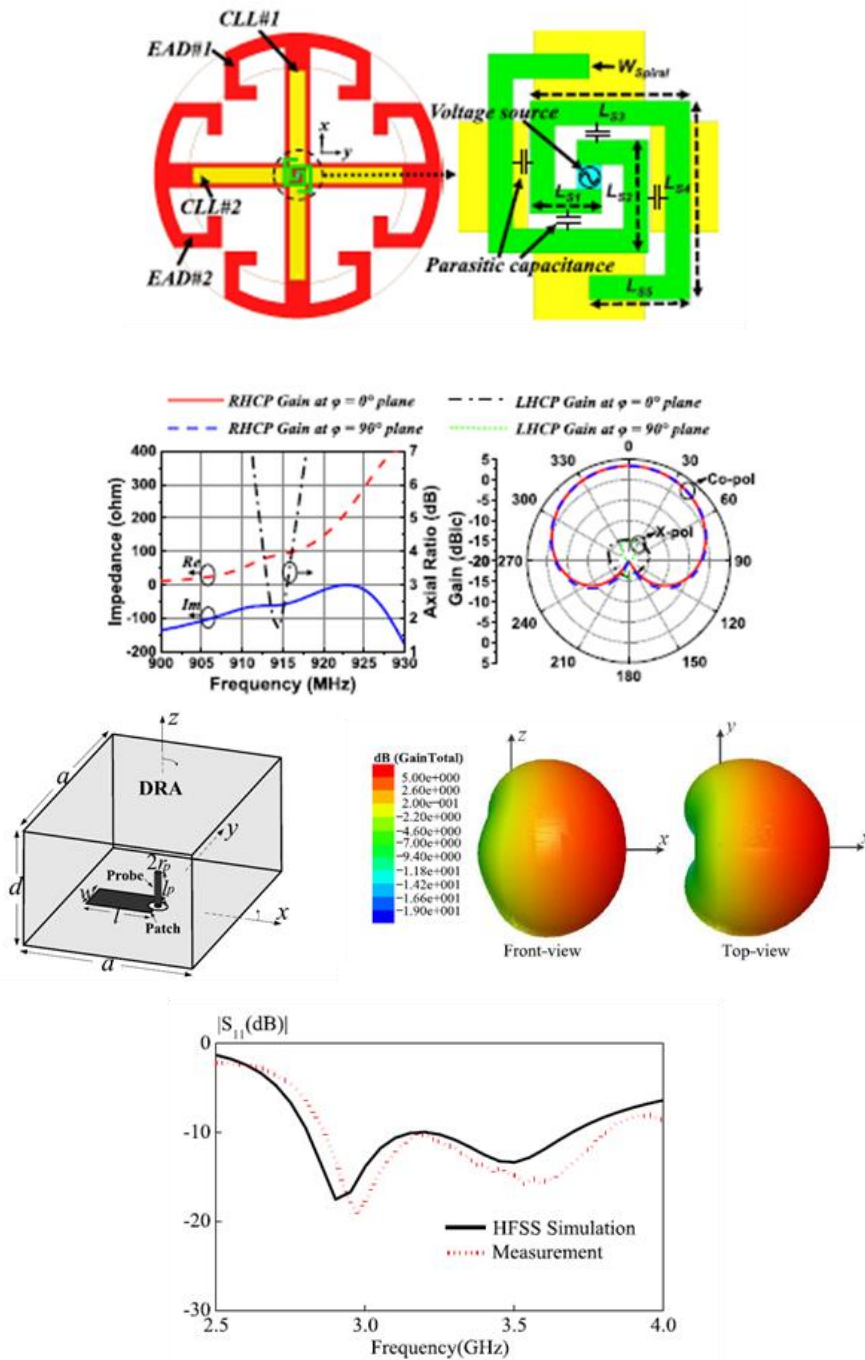


Figure IV.37 Source de Huygens, structures et performances : en haut [LIN 20] et en bas [PAN 17]

Une première étude a été menée pour obtenir une source de Huygens à l'aide de deux DRA superposés de permittivités différentes (Fig IV.38). Le dipôle magnétique est orienté vers x et correspond au DRA du dessous qui est alimenté par la sonde coaxiale. Le second DRA est couplé via le champ électrique généré par le premier DRA et se comporte comme un dipôle électrique suivant y. Nous pouvons voir à la figure IV.39 la distribution des champs électriques et magnétiques. le dipôle électrique correspond à un quasi-mode TM_{111}^y généré par les modes TE_{112}^x et TE_{211}^z [MON 97] et celui magnétique à un mode TE_{111}^x .

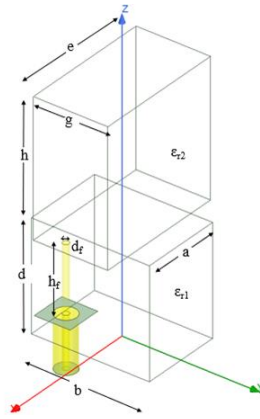
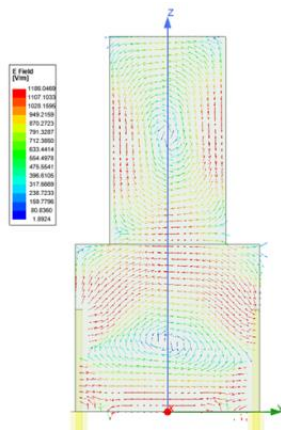
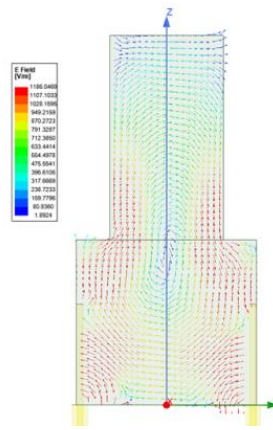


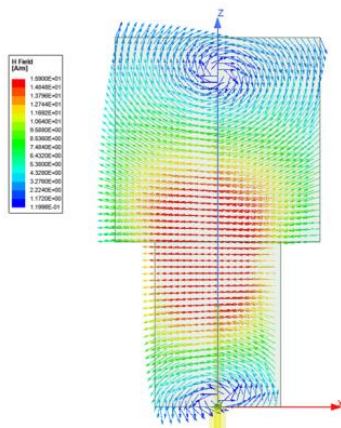
Figure IV.38 DRA superposés de permittivités différentes ($\epsilon_{r1} = 18$ et $\epsilon_{r2} = 25$) pour réaliser une source de Huygens avec les dimensions suivantes en millimètres : $a=16$; $b=23$; $d=27$; $e=30$; $g=14.5$; $h=30$; $h_f=12.8$; $d_f=1.23$



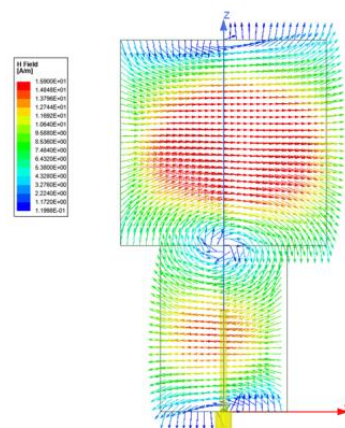
Champ électrique pour une phase de 15°



Champ électrique pour une phase de 105°



Champ magnétique pour une phase de 15°



Champ magnétique pour une phase de 285°

Figure IV.39 Distribution des champs électriques et magnétiques à 2.43GHz

Nous pouvons ainsi obtenir les caractéristiques d'une source de Huygens comme présentées à la figure IV.40: l'antenne est bien adaptée dans la bande [2.27GHz ; 2.5GHz], le rayonnement arrière a diminué et les diagrammes de rayonnement sont comparables à ceux définis pour une

source de Huygens. Cependant, ils ne sont pas supérieurs, ce qui suppose l'existence de mode d'ordre supérieur.

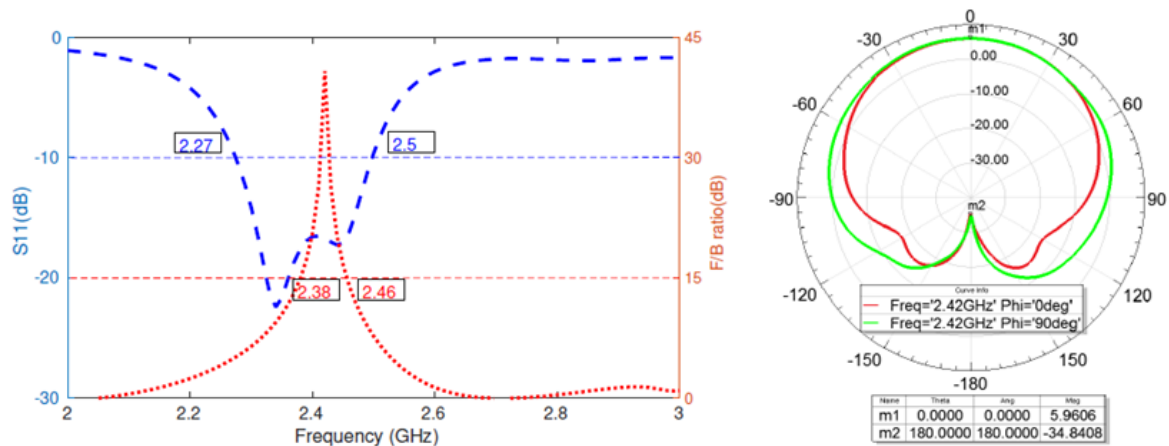


Figure IV.40 Adaptation (en bleu à gauche), rapport du rayonnement arrière sur avant (en rouge à gauche), diagrammes de rayonnement (à droite)

La suite des travaux est de réaliser l'antenne simulée et de la caractériser. Il est à noter que cette structure est réalisée sans plan de masse et sans ajout de parties métalliques, excepté pour la sonde coaxiale insérée à l'intérieur du DRA du dessous. Cette antenne est à polarisation linéaire, il serait intéressant de trouver comment la fabrication additive peut nous permettre d'obtenir la polarisation circulaire, à l'aide de la non-homogénéité ou encore de l'anisotropie pour un des DRAs, afin de perturber l'un des modes.

Il faudra également caractériser les matériaux réalisés par fabrication additive. Les échantillons réalisés par fabrication additive peuvent être insérés à l'intérieur d'un guide d'onde (Fig IV.41) et le tenseur de permittivité peut ainsi être caractérisé suivant les trois directions [GAR 12]. La permittivité est obtenue à partir du rapport de l'indice de réfraction n et de l'impédance de la cellule élémentaire z , que l'on peut extraire à l'aide des paramètres S_{ij} [NUM 13], [HAF 13].



Figure IV.41 a) Matériaux diélectriques anisotropiques b) sous test [GAR 12]

Il faudrait réfléchir à d'autres procédés de caractérisation des diélectriques, afin de réaliser des échantillons moins conséquents que ceux nécessaires pour l'insertion dans les guides d'onde. Nous pourrions nous inspirer de la perturbation amenée à l'aide d'un échantillon dans une cavité [CHE 99] ou encore de la résonance pour les modes pairs ou impairs d'un résonateur [MOR 20].

Afin de réaliser tous les prototypes d'antennes, ainsi que les échantillons à l'aide de la fabrication additive, nous avons besoin de consommables mais aussi d'équipements pour faire les mesures, nous avons donc demandé un R&T CNES sur ce sujet.

Nous pourrions également utiliser la fabrication additive pour contenir d'autres matériaux, tel que le plasma, c'est ce que nous allons voir dans ce qui suit.

III.II.3 les encapsulations pour plasma

La fabrication additive pourrait également nous permettre de réaliser des boîtes ou boîtiers à l'intérieur desquels nous pourrions emprisonner du plasma. Il faudrait que ce boîtier soit bien hermétique et réalisé d'une seule pièce: cela éviterait les problématiques associées au processus d'assemblage, de collage, de réalisation de joints,...Les études ont été faites sur ce sujet pour réaliser en impression 3D des propulseurs plasma micro-pulsés, et des tests ont permis de démontrer qu'il s'agit d'une bonne alternative pour encapsuler hermétiquement le plasma et que la structure 3D réalisée peut facilement intégrer de l'électronique embarquée [MAC 16]. Sur la figure IV.42, le panneau de propulsion 3D peut être vu pendant l'allumage et après, et on ne voit aucune dégradation visible du support imprimé.

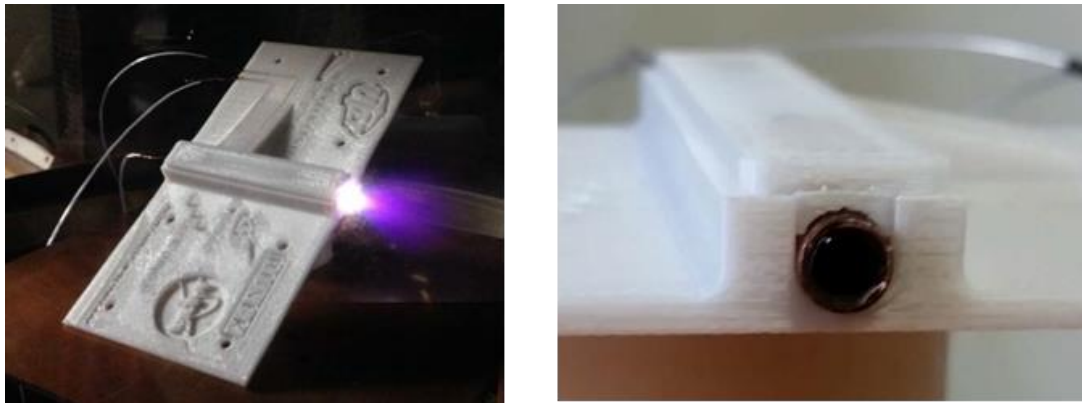


Figure IV.42 Panneau de propulsion 3D s'allumant dans les conditions du vide (à gauche) et Image après test du propulseur μ PPT où on ne voit aucun signe externe de dégradation du support imprimé près de la sortie du propulseur (à droite) [MAC 16]

On pourrait ainsi utiliser des capsules plasma à l'intérieur et en parallèle on viendrait insérer des diodes, et ainsi réaliser un limiteur en puissance bénéficiant des deux technologies utilisées (II.III. de ce chapitre).

III.II.4 les structures périodiques

La fabrication additive peut également nous permettre de réaliser des structures périodiques de par le motif qui est répété périodiquement, que nous pourrions mettre à profit pour masquer un plan de masse, ou d'autres éléments qui peuvent venir perturber l'antenne, ou un circuit RF et hyperfréquences. Nous pourrions également réaliser une antenne inhomogène à l'aide de profils différents et ainsi réaliser des antennes reconfigurables en fréquence, en diagrammes de rayonnement et en polarisation.

On peut dans ce cas réaliser des matériaux à bande interdite électromagnétique (appelés EBG (Electromagnetic Band Gap) [LUS 18] : cela permet de réaliser un filtre passe-bande très sélectif, et donc ainsi de s'affranchir du plan de masse. Cela permet aussi d'éviter d'avoir recours aux diodes et aux MEMS.

Cela a été effectué dans le cas d'une antenne à accès coplanaire, qui est très sensible à l'ajout d'un plan de masse en face arrière (Fig IV.43). L'ajout d'un matériau EBG entre l'antenne et le plan de masse permet non seulement d'améliorer l'adaptation de l'antenne qui était perturbée avec l'ajout du plan de masse, mais aussi d'améliorer l'adaptation et la sélectivité en fréquence en comparaison avec l'antenne en espace libre sans plan de masse [JUN 16].

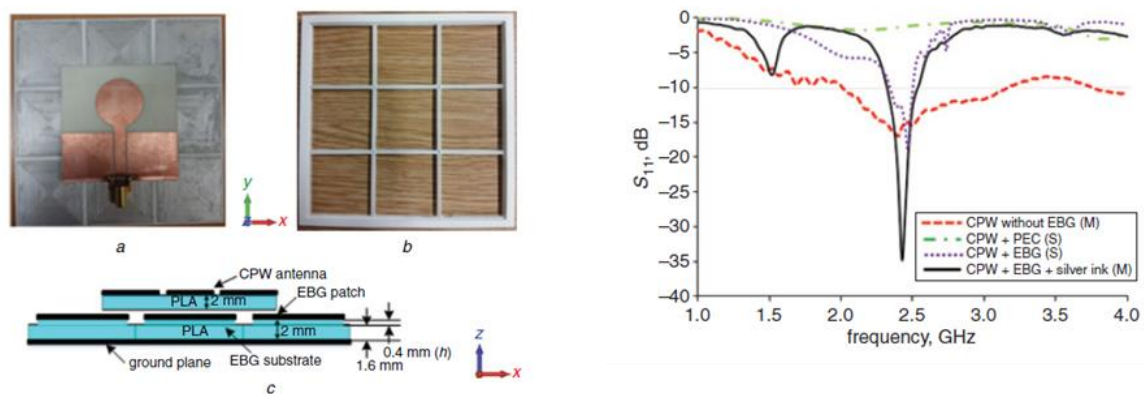


Figure IV.43: Structure antennaire (à gauche) et paramètre de réflexion de l'antenne (à droite) [JUN 16]

Une ligne de transmission à profil « montagnes russes » [HES 17], dont la hauteur du diélectrique et la largeur de la piste métallique ont permis également de réaliser une structure EBG. Ce type de profil a été possible grâce à l'utilisation de la fabrication additive et a permis d'augmenter la réjection de la ligne autour de 9 GHz (Fig IV.44).

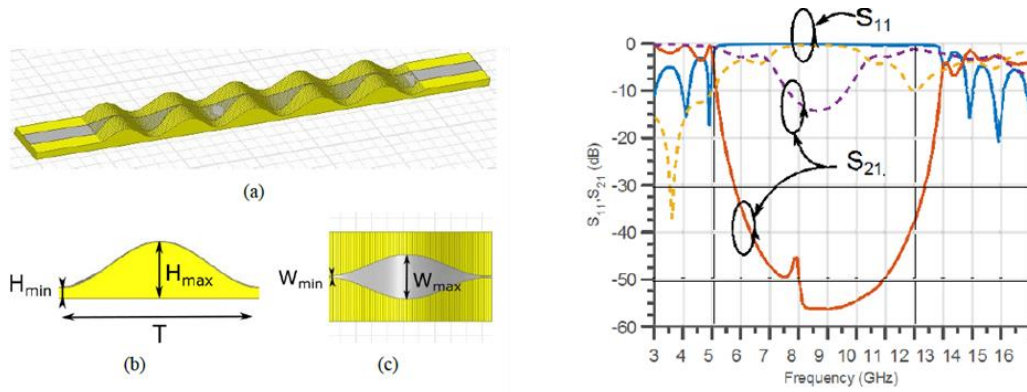


Figure IV.44: Lignes de transmission à profil « montagnes russes » (à gauche) et à droite paramètres de réflexion de la ligne de transmission avec (trait plein) et sans (trait pointillé) profil « montagnes russes » [HES 17]

Un matériau EBG à l'aide de la fabrication additive a été réalisé dans la bande 10 à 14 GHz [DAI 10] où la largeur et la fréquence centrale de la bande interdite sont définies par la périodicité du réseau (a) mais aussi par le rapport d'aspect de la cellule réalisée, qui est le rapport du rayon des tiges (r) de diamant et de la périodicité du réseau (a). Pour un rapport d'aspect qui permet d'optimiser la bande de fréquences relative de la bande interdite électromagnétique (Fig IV.45 a/r=3.7), la variation de la périodicité permet de faire varier la fréquence centrale de la bande interdite de 13GHz pour (a) égal à 10mm à 11 GHz pour (a) égal à 12.5 mm (Fig IV.45).

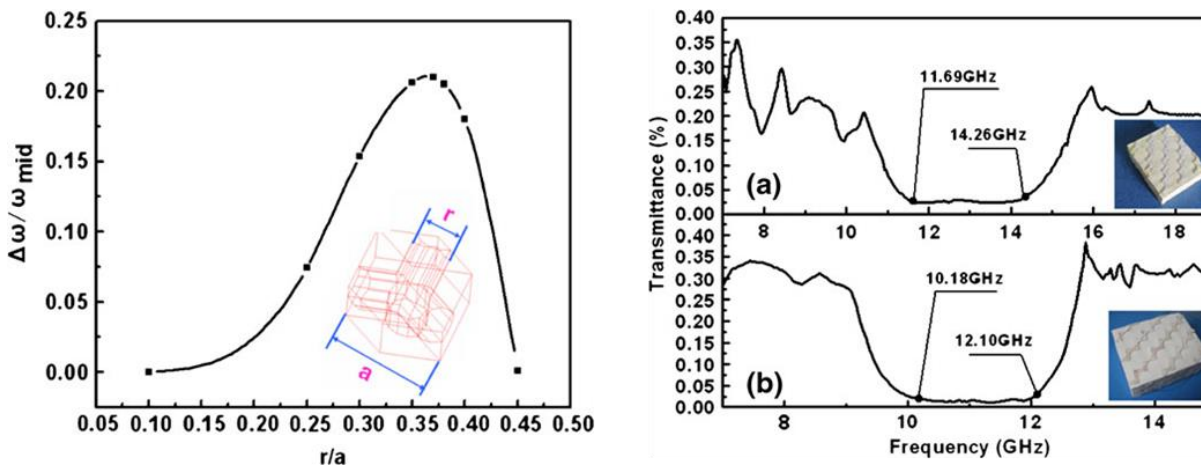


Figure IV.45: Largeur de bande de la bande interdite électromagnétique en fonction du rapport d'aspect (à gauche) et transmittance pour différentes périodicités : a=10 mm (en haut à droite) et a=12.5 mm (en bas à droite) [DAI 10]

Nous pourrions ainsi réaliser un système en impression 3D, permettant d'améliorer les caractéristiques du système (antenne, circuit) en modifiant les caractéristiques du matériau, mais aussi les affranchir de l'environnement, par l'ajout d'un plan filtrant l'environnement parasite.

Nous pouvons utiliser les EBG et profiter que celles-ci soient effectives à une fréquence mais pas à une autre, pour laquelle on aurait simplement un équivalent en permittivité pour le diélectrique, pour réussir à réaliser une antenne reconfigurable en fréquence, en polarisation ou en diagramme de rayonnement. Ces caractéristiques sont celles nécessaires pour les systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple-Output).

Nous pouvons utiliser différentes EBG pour différentes sections d'une antenne et ainsi réussir à modifier le pointage du faisceau suivant la fréquence, un peu comme les antennes à onde de fuite. Nous pourrions réaliser un DRA et comme cela a été fait dans l'article [MAB 20] des EBG dans des sous-sections de DRA : ces EBG sont sélectionnés à l'aide de diodes et permettent d'orienter le diagramme de rayonnement comme vu à la figure IV.46. Suivant la fréquence choisie par le système d'alimentation, nous pourrions ainsi orienter différemment le rayonnement. Cela permettrait de réduire le système d'alimentation à l'aide de PIN, tout en garantissant la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement. Nous pouvons également sélectionner la direction dans laquelle rayonne un DRA cylindrique en sélectionnant certaines des 6 surfaces sélectives en fréquences qui entourent le DRA [KES 18]. Dans notre cas, l'objectif serait de sélectionner à l'aide de la fréquence les EBG actives ou inactives constituant partiellement le DRA.

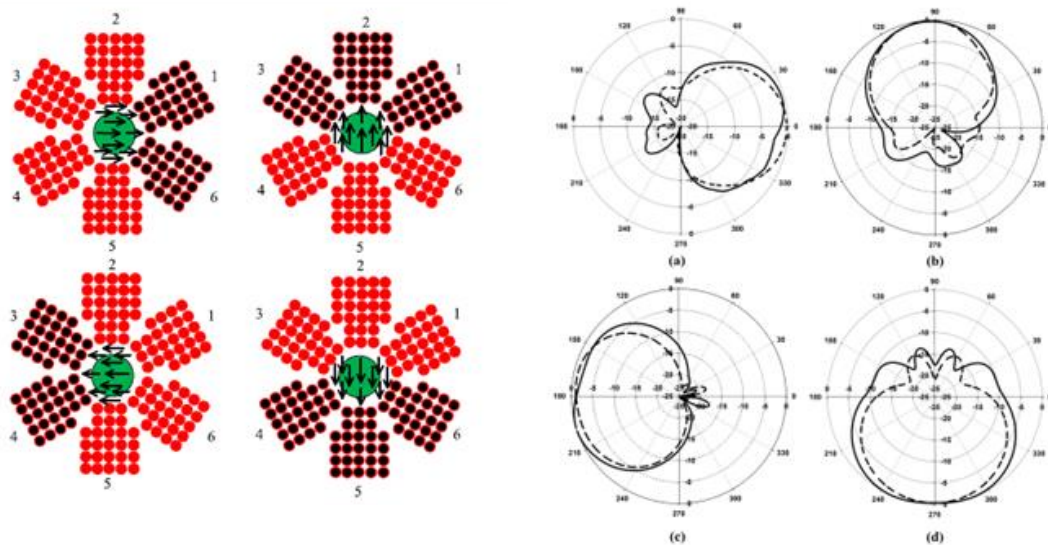


Figure IV.46 EBG actif en rouge (à gauche) et diagramme de rayonnement en plan azymutal (à droite) [MAB 20]

Nous savons que nous pouvons réaliser un DRA polarisé circulairement en venant tronquer les coins diamétralement opposés d'un DRA. Si nous remplaçons 2 coins diamétralement opposés par un matériau 1 ainsi que les 4 faces latérales du DRA et le reste du volume par un matériau 2, nous pourrions alors suivant la fréquence choisie pour exciter le DRA, avoir 2 polarisations différentes. Le matériau 1 serait un EBG pour l'une des fréquences et juste une permittivité équivalente pour l'autre. Il nous faudrait cependant avoir des fréquences relativement proches, et dans ce cas étudier la sensibilité en fonction de la fréquence sélectionnée et faire des EBGs très sélectives en fréquences à l'aide de la fabrication additive.

Une autre possibilité est de faire des structures mécaniques sur mesure, afin qu'elles répondent bien entendu aux contraintes mécaniques, mais qu'on puisse utiliser les modes de résonance des structures, définies en fonction des matériaux qui la composent, de leur taille et de leur forme.

III.III Utilisation des modes caractéristiques de structures

Afin de limiter l'ajout de charge embarquée à bord des satellites, des drones, des téléphones portables, de plus en plus d'études visent à utiliser le support mécanique comme une antenne, après y avoir ajouté les éléments indispensables permettant de fonctionner à la fréquence souhaitée ou encore de remplir telles fonctionnalités [WAN 20]. Cela permet d'offrir en outre une surface beaucoup plus importante de rayonnement aux systèmes : on sait en effet que l'efficacité de rayonnement d'une structure dépend de la taille de l'antenne, et que plus cette dernière est petite, plus l'efficacité est faible. Il s'agit dans ces études d'utiliser la théorie des modes qui sont directement liés à la forme de la structure, mais aussi à sa taille et au matériau qui la constitue. En étudiant la distribution en courant des modes, on peut déterminer quelle distribution est à privilégier pour obtenir le rayonnement souhaité et en déduire quelle est la position optimum du réseau d'alimentation. Un certain nombre de métriques sont associées à ce dimensionnement. En première étude, à chaque courant caractéristique, une valeur propre pour le $n^{\text{ième}}$ mode caractéristique λ_n est associée, qui permet de quantifier la dominance d'un mode. Plus le module de la valeur propre λ_n est proche de 0, plus la structure peut contribuer au rayonnement. Cette valeur propre est déterminée pour chaque mode caractéristique, en utilisant la méthode des moments appliquée à la structure maillée.

On va ainsi pouvoir utiliser le châssis d'un nasosat [NAR 19], [DIC 20] d'un pilône [YAN 19], d'une automobile ou d'un avion [WAN 20] pour participer au rayonnement d'une antenne mais aussi pour isoler les antennes les unes par rapport aux autres dans un téléphone mobile [KIS 17]. D'autres fonctionnalités vont ainsi être réalisées comme la diversité de polarisation [DIC 20], de rayonnement [NAR 19] en sélectionnant les modes de résonance ou encore l'orientation du faisceau.

Quatre dipôles méandres connectés au corps du nano-satellite 1U [NAR 19] (côté 10 cm) permettent non seulement d'augmenter la longueur électrique de l'antenne, réalisée par le corps du nano-satellite, et ainsi de diminuer la fréquence de fonctionnement, mais aussi de réaliser de la diversité de diagramme de rayonnement, suivant les dipôles utilisés : si les deux dipôles 1 et 2 sont utilisés, on obtient le rayonnement du mode A alors que quand ce sont les dipôles 3 et 4 qu'on utilise, il s'agit de celui du mode B (Fig IV.47). Dans l'article [DIC 20], en modifiant les phases appliquées sur les boucles non résonantes qui alimentent les faces du cube, on peut en plus de l'agilité en faisceau obtenir l'agilité en polarisation (linéaire ou circulaire).

Dans l'article [YAN 19], on va utiliser les modes de résonance du châssis des lampadaires, des panneaux de signalisation et des feux de circulation, pour utiliser l'environnement métallique du poteau, et augmenter la distance de lecture d'un tag RFID UHF, privilégier une direction de rayonnement vers la position dans laquelle se trouverait le lecteur, mais aussi éviter ainsi que l'étiquette RFID soit arrachée facilement du poteau : l'antenne circulaire trouvée à la base du poteau remplace le tag rectangulaire positionnée au milieu du poteau, et permet

d'obtenir en plus une polarisation circulaire, en optimisant le réseau d'alimentation tout en assurant une robustesse du système.

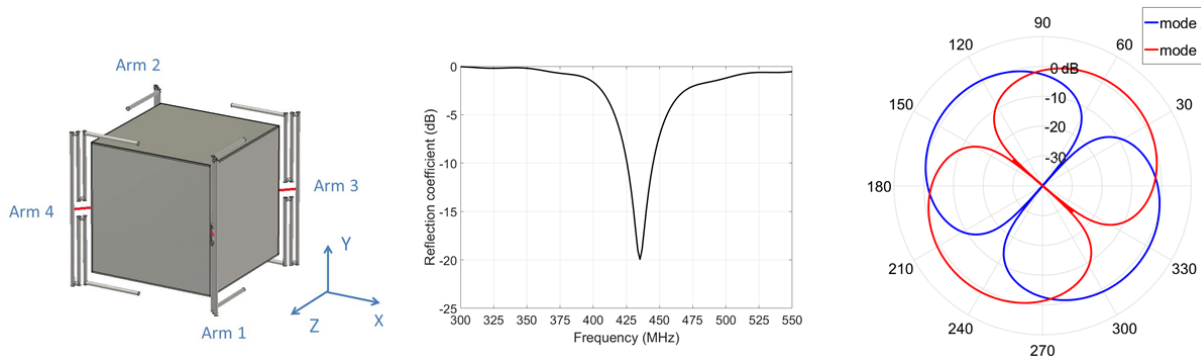


Figure IV.47 Dipôles méandres ajoutés sur la structure du nanosat IU (à gauche), son adaptation (au milieu) et son diagramme de rayonnement (à droite) [NAR 19]

A l'inverse on peut utiliser le châssis d'un téléphone portable (Fig IV.48) pour isoler les antennes les unes par rapport aux autres, sans forcément ajouter d'isolateurs ou de circuits sélectionnant la fréquence d'utilisation, ce qui augmenterait la charge embarquée [KIS 17].

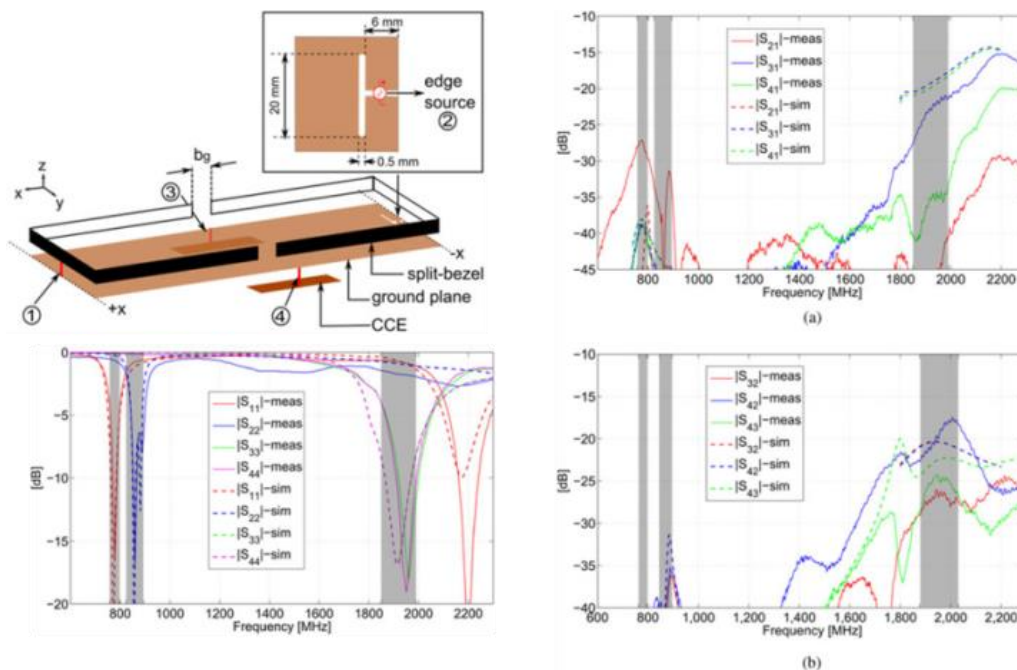


Figure IV.48 Châssis du téléphone portable utilisé pour obtenir des signaux dans des bandes proches avec un faible entre ces bandes à l'aide de paires de monture à fente associées à une fente et deux bandes métalliques: en haut à gauche la structure, en bas à gauche l'adaptation, et à droite l'isolation [KIS 17]

Nous souhaitons utiliser les modes caractéristiques d'une structure drone, pour venir recharger et augmenter la durée de vol par un système de récupération électromagnétique. Nous avons trouvé une étude utilisant le support en fibre de carbone du drone mais comme support pour des antennes hélicoïdales (Fig IV.49), il ne s'agit donc pas de l'utilisation des modes de résonances caractéristiques : l'adaptation, le couplage entre chacune des bobines hélicoïdales

(1 à 6) a été étudié, et [LI 18] et en commutant d'une antenne à l'autre, on peut modifier l'orientation du champ dans le plan azimutal, et faire ainsi de la reconfiguration de faisceau.

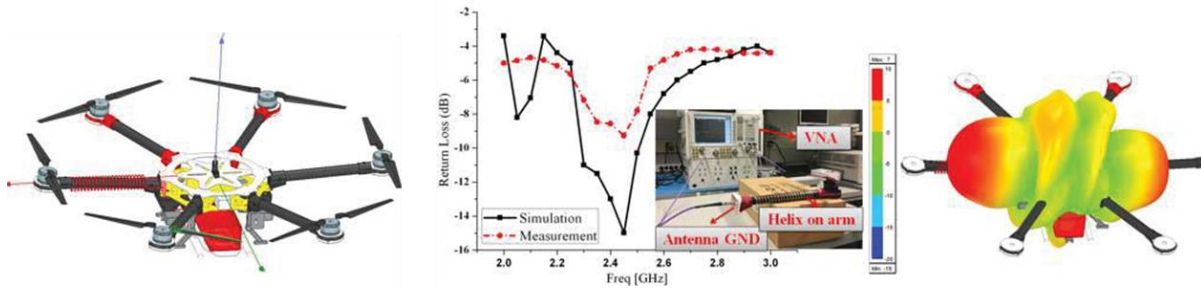


Figure IV.49 UAV avec antenne hélicoïdale sur un bras (à gauche), paramètre d'adaptation mesuré et simulé (au milieu) et diagramme de rayonnement (à droite)[LI 18]

Il nous plairait beaucoup de pouvoir étudier le potentiel de ce type de systèmes et donc d'adapter le réseau de récupération de l'énergie électromagnétique suivant la direction et la polarisation de l'onde, mais aussi de la position relative entre émetteur et drone. Cela ferait la jonction entre l'utilisation des modes caractéristiques de structure et la récupération d'énergie électromagnétique. J'ai co-encadré un Projet Innovation Recherche de Mars à Juin 2020, dont l'objectif était de faire un état de l'art des systèmes de récupération d'énergie pour alimenter des drones, et une comparaison a été faite entre les systèmes de récupération d'énergie électromagnétique, fonctionnant en couplage inductif et en radiatif, en terme de portée, de puissance d'émission requise, de gain en temps d'autonomie, il a été tenu compte du poids ajouté par le système, de la sensibilité du bilan de liaison en fonction de la position et de l'orientation du drone. Une première étude a été proposée à l'aide de dipôles croisés et d'un circuit rectificateur [BOU 20]. L'objectif serait d'utiliser les modes de la structure résonante et d'y joindre un système de rectification, nous pourrions même réaliser une structure sur mesure, à l'aide de la fabrication additive. Nous pourrions réaliser des structures conductrices mais aussi partiellement conductrices avec des matériaux anisotropes, inhomogènes. Les partenaires associés seront ceux avec lesquels nous collaborons actuellement, Anywaves et l'ENAC. Des chercheurs de ISAE-Supaero seraient également associés au projet pour leurs expertises en navigation, nous avons commencé à travailler conjointement, il faut en effet pouvoir positionner le drone. Nous pourrions bénéficier de l'expertise en mécanique au sein de l'école d'ingénieur ISAE-Supaero (Christine Espinosa), ainsi que de l'expertise de l'ONERA sur les antennes sur drones. Le type de financement peut être assez varié compte tenu du déploiement futur des drones qu'il s'agisse de livraison de marchandises telle que des médicaments, ou de surveillance de sites sensibles.

Nous pourrions également utiliser la fabrication additive pour masquer le plan de masse ou d'autres éléments métalliques, comme nous l'avons vu dans la section précédente, mais en montant beaucoup plus haut en fréquence, par exemple pour un système à 60 GHz. Cela n'est malheureusement pas possible pour le moment, mais cela le sera très certainement un jour...

IV. Radar à 60 GHz pour mesure d'un tag sans puce

Le principe de fonctionnement du radar FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) pour relever à distance des quantités physiques mesurées par un capteur a été présenté dans un article de Federico Alimenti et Luca Roselli en 2013 [ALI 13]. L'interrogateur est constitué d'un modulateur, d'un amplificateur de puissance, et d'une antenne à polarisation circulaire, une spirale visible à gauche sur la figure IV.50; mais cela pourrait être aussi une antenne hélicoïdale. Elle envoie un signal à la fréquence f_0 . On utilise un filtre passe bande ou stoppe bande pour éviter d'envoyer l'harmonique d'ordre 2, afin de ne pas masquer le signal reçu par le capteur, qui fonctionnera à cette même fréquence. Ce signal est reçu par la chaîne de réception, visible sur la partie gauche de la figure IV.50 qui double la fréquence, et la divise en deux parties, dont l'une est envoyée dans le capteur et implique dans le cas présenté un déphasage et l'autre sert de référence. Deux antennes aux fréquences $2f_0$ permettent d'envoyer le signal de référence en polarisation verticale alors que le signal contenant l'information du capteur est envoyé avec une antenne à polarisation horizontale. Ces signaux sont reçus par l'interrogateur et permettent ainsi de retrouver la mesure de la phase relative par rapport au signal de référence à l'aide de récepteur IQ. Ce signal de référence est nécessaire afin de s'affranchir du niveau de l'écho, mais aussi compte tenu de la sensibilité. Le radar FMCW est plus simple que celui UWB (Ultra Wide Band) mais aussi permet d'obtenir des distances de lecture plus importantes.

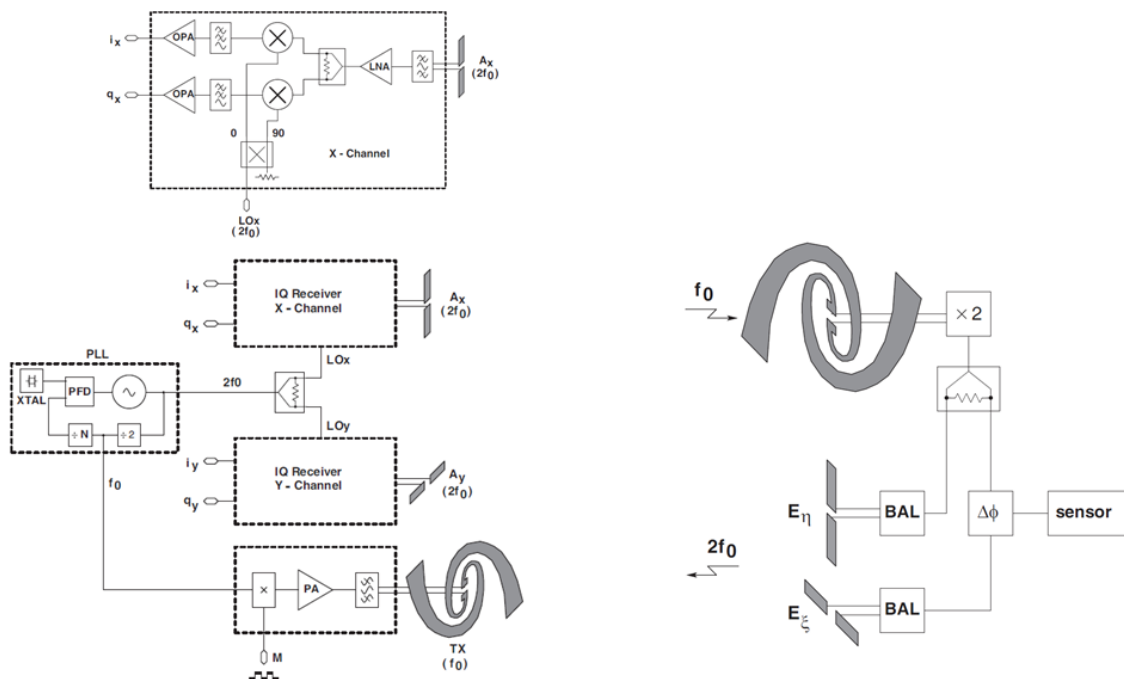


Figure IV.50 Principe de fonctionnement du radar FMCW pour mesure à distance relevée par un capteur [ALI 13]

Les capteurs considérés sont sans batterie, sans fil et sans puce ; ils sont une bonne solution pour les mesures de quantités physiques à distance dans des environnements hostiles en température et/ou en radiation, ou quand il est difficile ou onéreux de changer la batterie. La fréquence mesurée aux bornes du capteur est relative à la quantité physique mesurée. La surface

effective radar mesurée par le radar à l'aide de l'antenne connectée au capteur, va donc nous permettre de mesurer à distance la quantité physique mesurée par le capteur. L'équipe MINC du LAAS a développé différents capteurs que l'on peut voir à la figure IV.51 à l'aide de structures MEMs :

- Un capteur de pression à l'aide d'une cavité dans du silicium et au fond de laquelle un résonateur est réalisé. La déflexion d'une membrane au dessus de la cavité permet de modifier le couplage à l'intérieur de la cavité et ainsi de modifier la fréquence de résonance du dispositif en fonction de la pression [JAT 11].
- Un capteur de rayonnement, basé sur le principe de capteur de pression, mais le résonateur est réalisé au fond d'une cavité réalisé partiellement en polymère dégazant dans un boîtier silicium/verre. Sous l'action de rayonnement ionisant, la radiolyse produite par le polymère augmente la pression et la déflexion de la membrane de silicium permet de déterminer le niveau de radiation [AUG 14].
- Un capteur de température a été réalisé à l'aide de résonateurs en anneau aux extrémités duquel on a suspendu une poutre, dont la déflexion va être modifiée par la température et ainsi modifier la fréquence de résonance à l'image de la température [THA 12].
- Un capteur de stress est réalisé à l'aide d'une antenne chargée par deux boucles ouvertes, chacune étant placée le long du bord de l'antenne et permettant de modifier l'un des deux modes fondamentaux de résonance de l'antenne. Chaque boucle est fermée à l'aide d'une poutre suspendue dont la capacité dépend de la tension. Une modification du point d'accroche modifie la valeur de la capacité et ainsi l'une des fréquences de résonance du dispositif, ou les deux suivant la direction de la tension appliquée [THA 13].

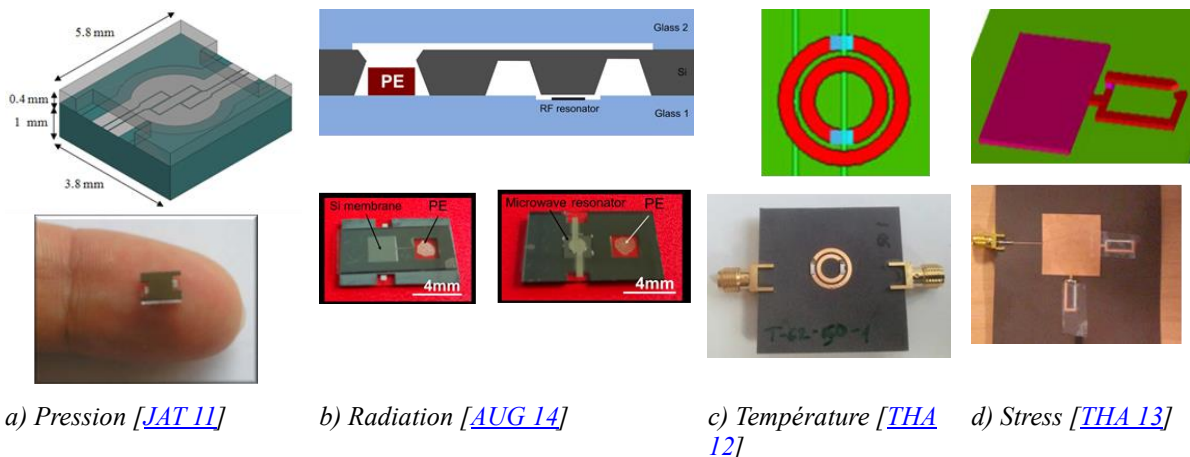


Figure IV.51 Transducteurs réalisés par l'équipe MINC du LAAS

La chaîne d'émission-réception associée au capteur a été développée à 29.75 GHz par Patrick Pons et Hervé Aubert, respectivement chercheur CNRS et enseignant-chercheur du laboratoire LAAS (Laboratoire d'analyse et d'architecture des systèmes), équipe MINC (MIcro et Nanosystèmes pour les Communications sans fil) à Toulouse. Le capteur de température utilisé

dépend de l'expansion d'un liquide dans un contenant placé à proximité des plaques d'une capacité. Un micro-canal, alimenté par un réservoir d'eau, en résine Su-8 est placé à proximité d'une capacité planaire, formée entre deux accès coplanaires tête-bêche (Fig IV.51). L'eau augmente graduellement en fonction de la température. La modification de la température entraîne une modification de la capacité et ainsi la surface équivalente radar de l'antenne connectée à cette capacité [BOU 12]. On voit apparaître deux pics dans l'onde re-rayonnée par le récepteur : un premier écho qui dépend du mode de la structure, et un deuxième qui dépend de la charge ramenée à l'antenne par le capteur.

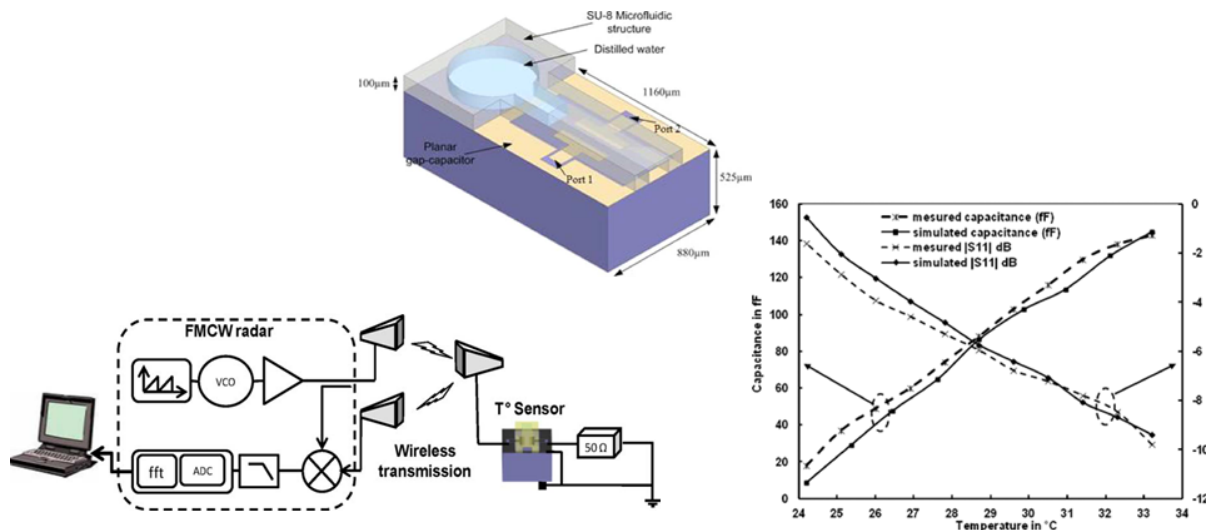


Figure IV.52 Chaîne émission réception associée à un capteur de température micro-fluidique et mesure de la variation de la capacité du capteur en fonction de la température [BOU 12]

D'autres types de radar sont à l'étude dans d'autres laboratoires, mais l'équipe MINC est une des seules à aller du matériau au système complet.

Le fait de passer à 60GHz permettrait de miniaturiser le système mais aussi de bénéficier de la bande passante disponible. Il serait intéressant de réaliser certaines briques de base à l'aide de la technologie Ligne de Goubau Planaire que nous avons développée à 60GHz. Nous pourrions utiliser le mode de propagation mais en utilisant la ligne inversée sur Silicium [GRZ 13] et/ou nous affranchir du plan de masse en utilisant la fabrication additive pour faire une Bande Interdite Electromagnétique et ainsi masquer le plan de masse. Le fait que l'on puisse masquer le plan de masse, nous permettrait de réduire ainsi l'épaisseur du substrat nécessaire de 1mm (500µm de silicium et 500µm de verre) pour la technologie de Goubau planaire.

En ce qui concerne les structures réalisées à partir de la technologie Ligne de Goubau Planaire, il apparaîtrait intéressant de réaliser un système constitué des différentes briques de base à 60GHz: des antennes à 40GHz ont été développées par l'Université Polytechnique de Valence en Espagne [SAN13], [SAN15], des diviseurs [XU 11], des coupleurs [XU 13] à 60 GHz par l'école Polytechnique de Montréal au Canada, des filtres THz [HOR 13], [HOR 14] par l'Université d'Adélaïde en Australie en collaboration avec l'IEMN (Institut d'Electronique, de Micro-technologies et de Nanotechnologies). Nous avons développé des lignes [EMO 12], et des filtres [ELR 19]. Ces éléments sont passifs et il serait judicieux de les assembler avec des éléments actifs et des fonctions associées, telles que les modulateurs, les amplificateurs...comme cela est

fait à l'Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique à Grenoble pour des commutateurs [XIA13] ou des déphaseurs [VER14] en technologie CMOS avec les structures à ondes lentes.

V. Conclusion

Je viens de décrire les études actuelles tout justes démarrées sur lesquelles j'envisage de continuer à travailler, ainsi que celles que j'aimerais davantage développer au sein de collaborations essentiellement. La vision que j'ai est à 5 ans et 10 ans, mais j'ai bien conscience qu'elle ne sera très probablement pas conforme complètement à cette description.

Quand je me penche sur les compétences que j'avais en arrivant à l'Université Gustave Eiffel, telles que la réalisation en salle blanche Arséniure de Gallium et Silicium, et les conceptions d'antennes, ces compétences ont pratiquement disparu de mes travaux de recherche. Quelques recherches subsistent toujours, via des thèses transverses ou des comités de suivi de thèse, car c'est un champ qui m'intéresse et sur lequel j'essaie de me documenter.

Si je regarde rétrospectivement, ce que j'imaginai il y a seulement 5 ans, il y a en effet la soutenance HdR, et le semestre de CRCT que j'avais demandé au CNU, mais je n'imaginai pas nécessairement aller à Bordeaux un an, puis être détachée 3 ans à ISAE-Supaero à Toulouse. Les travaux sur lesquels je me suis investie ont été guidés par une ligne directrice à suivre, qui finalement est encadrée par mes compétences, mais aussi et surtout par les enseignants-chercheurs que j'ai rencontrés et qui ont eu envie de travailler avec moi. Le travail sur la gélule ingérable et les rencontres avec les médecins et les enjeux sociétaux m'ont permis de m'approcher plus près de l'humain et d'être bien dans la thématique du laboratoire ESYCOM. Les travaux sur lesquels je travaille actuellement pendant mon détachement sur les interactions plasma-microonde m'ont permis de découvrir un nouveau matériau, exotique, et de l'utiliser à profit pour réaliser des fonctions micro-ondes, ou d'aider à se prémunir du rayonnement microonde.

En décembre 2011, à la suite d'un retour de congé maternité, j'ai rencontré Antoine Diet, Enseignant chercheur à l'Université Paris-Sud, et notre collaboration sur la RFID a démarré, mais je ne pouvais imaginer qu'elle occuperait autant d'espace dans mon temps de travail. La RFID présente à la fois de l'innovation et des développements industriels, avec un cahier des charges défini par les 'end-users', ce cahier des charges présentant des verrous à lever en termes de recherche. Nous élargissons notre spectre de connaissance sur des domaines qui ne nous sommes pas familiers, avec par exemple des géomorphologues, qui s'intéressent à l'érosion côtière. Cela m'a tellement enthousiasmé que je me suis même déchargée du temps pour aller travailler avec Antoine sur Paris-Saclay pendant la CRCT. J'envisage toujours de continuer à collaborer avec le GEEPS et ESYCOM autour des travaux sur le transfert de puissance sans fil en champ proche, mais aussi avec d'autres laboratoires sur des mesures capteurs à distance avec des radars à 60GHz comme le LAAS.

En conclusion, je pense que si un domaine de recherche présente des verrous à lever, un enjeu sociétal, tel que celui de la santé, du spatial, avec des moyens financiers associés nous

pouvons nous y adapter et interagir avec d'autres disciplines et ainsi augmenter le champ des possibles.

VI. Références bibliographiques

- [ALI 11] P. Alitalo A.O. Karilainen T. Niemi C.R. Simovski S.A. Tretyakov, Design and realisation of an electrically small Huygens source for circular polarisation, *IET Microwave Antennas and Propagation*, 5 (7), (2011), 783–789.
- [ALI 13] F. Alimenti, L. Roselli, Theory of zero-power RFID sensors based on harmonic generation and orthogonally polarized antennas, *Progress In Electromagnetics Research*, (2013), 134, 337-357.
- [AUG 14] I. Augustyniaka, P. Knapkiewicz, K. Sarełoa, J. Dziubana, E. Debourgb, P. Ponsb, M. Olszackic *Micromechanical high-doses radiation sensor with bossed membrane and interferometry optical read-out*, *Euroensors 87*, (2014) 1160 – 1163.
- [BAE 12] Jisoo Baek, Y. Lee, J. Choi, A wideband ZOR on-body antenna or WBAN applications, *Proceedings of IASP2012*, Nagoya, Japon, (November 2012), 975-978.
- [BAST 18] A. Al Bastami , A. Jurkov, P. Gould, M. Hsing, M. Schmidt, J.-Ik Ha , D. J. Perreault, Dynamic Matching System for Radio-Frequency Plasma Generation, *IEEE Transactions on power electronics*, 33 (3), (March 2018), 1940-1951.
- [BEL 16] S. Bellal, H. Takhedmit, L. Cirio , Design and Experiments of Transparent Rectennas for Wireless Power Harvesting, *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, (May 2016), Aveiro, Portugal.
- [BES 14] Steven R.Best, The significance of Composite Right/ Left-Handed (CRLH) transmission-line theory and reactive loading in the design of small antennas, *IEEE Antennas and propagation magazine*, 56(4), (2014).
- [BOU 12] S. Bouaziz, F. Chebila, A. Traille, P. Pons, H. Aubert, M. M. Tentzeris, Novel Microfluidic structures for wireless passive temperature telemetry medical systems using radar interrogation techniques in Ka-band, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, (2012), 11, 1706-1709.
- [BOR] <https://borzuya.org/index.php/fr/2017/12/21/chapitre-7-proton-rmn-principes/>
- [BOU 20] H. Bourdon, M.Grzeskowiak, R.Pascaud, G.Pagès, B.Priot, C.Cailhol, Wireless Power transfer for Unmanned Aerial Vehicles, rapport du Projet Innivation Recherche, école d'ingénieur ISAE-Supaero 2A, Mars à Juin 2020.
- [CEA] <http://www.cea.fr/comprendre/PublishingImages/Pages/sante-sciences-du-vivant/essentiel-sur-imagerie-medicale/irm-anat180413def.jpg>
- [CHE 12] P-Y. Chen, J. Soric, A. Alu, Invisibility and cloaking based on Scattering Cancellation Technique, *Advanced Optical Materials*, 24, (2012), 281-304.
- [CHE 18] Z. Chen, H. Wong, Liquid Dielectric Resonator Antenna With Circular Polarization Reconfigurability, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, (2018), 66 (1), 444-449.
- [CHE 99] L. Chen, C. K. Ong, B. T. Tan, Cavity perturbation technique for the measurement of permittivity tensor of uniaxially anisotropic dielectrics, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 48 (6), (December 1999), 1023-1030.
- [CHEN 14] Y. Chen, C-F. Wang, Electrically Small UAV Antenna Design Using Characteristic Modes, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62 (2), (February 2014), 535-545.
- [CHI 13] Y-J. Chi, Compact CPW-based zeroth-order resonant antenna with interleaving CRLH unit cells, *Progress in Electromagnetics Research*, 40, (2013), 119-130.
- [CHR 18] A. M. Chrysler, K. L. Hall, C. M. Furse , A Comparison of Solid, Mesh, and Segmented Strip Dipoles in a Subdermal Environment, *IEEE Journal of Electromagnetics RF and Microwaves in medicine and biology*, 2 (4), (December 2018), 218-225.
- [COA 06] B.M. Coaker, D.M.Dowthwaite, N.E. Priestley, High-power multi-function radar receiver protection, *European radar conference*, (Septemer 2006).
- [COU] http://cours.univ-brest.fr/UFR-Medecine/MSBM/Traceurs/2_14_RMN_cours_bases_physique.pdf
- [DAS 20] M. Dassie, V. Sterie, Microwave Invisibility and Super-visibility Based on Plasma Discharges, rapport de projet recherché du Master of Aerospace Engineering ISAE Supaero, (2020).
- [DEL 20] T. Delage, Conception et caractérisation de sources ICP (Inductively Coupled Plasma) miniatures pour le contrôle de dispositifs microondes, rapport de Parcours recherche Ingénieur 3ème année ISAE Supaero, (2020).
- [DIC 20] F. A. Dicandia, S. Genovesi, A Compact CubeSat Antenna With Beamsteering Capability and Polarization Agility, *Characteristic modes theory for breakthrough antenna design*, (2020).
- [ELA 17] I. A. Elabyad, T. Herrmann, C. Bruns, J. Bernarding, D. Erni, RF Shimming and Improved SAR Safety for MRI at 7 T With Combined Eight-Element Stepped Impedance Resonators and Traveling-Wave Antenna, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66 (1), (January 2018), 540-555.

- [EMO 12] J.Emond, M.Grzeskowiak, S.Protat., G.Lissorgues, F.Deshours, E.Richalot, O.Picon, A low Planar Goubau line and a coplanar-PGL transition on high resistivity Silicon substrate in the 57-64 GHz band, *Microwave and Optical Technology Letters*, 54 (1), (January 2012), 164- 168.
- [GAN 16] Y., Gang, V. Moghadam, M. Reza, Zhang, RuiMagnetic beamforming for wireless power transfer, (2016), 3936-3940.
- [GAR 12] C. R. Garcia, J. Correa, D. Espalin, J.H. Barton, R. C. Rumpf, R. Wicker, V. Gonzalez, 3D printing of anisotropic metamaterials, *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 34, (2012), 75-82
- [GRZ 13] M.Grzeskowiak, J.Emond, G.Lissorgues, S.Protat, F.Deshours, E.Richalot, O.Picon, Optimization of quasi loss less air-cavity inverted microstrip line from microwave to millimetre-wave frequencies and comparison with the Planar Goubau Line, *Progress In Electromagnetics Research C*, (2013), 43, 67-78.
- [GUO 20] L. Guo, L. Guo, Effect of Plasma Sheath Velocity on Propagation of electromagnetic waves, *IEEE Access*, 8, 2020.
- [HAA 15] T. Haagenson, S. Noghianian, P. de Léon, Y-H. Chang, Textile Antennas for Spacesuit Applications, Design, simulation, manufacturinf and testing patch antennas for spacesuit applications, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, (2015), 57 (4), 64-73.
- [HAI 15] H-P. Li, F-C. Chen, CPW-fed multiband monopole antenna loaded with DCRLH-TL unit cell, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14, 1243-1246.
- [HAJ 11] J. Ha, K. Kwon, J. Choi, Compact zeroth-order resonance antenna for implantable biomedical service applications, *Electronics letters*, 47(23), (2011), 1267-1269.
- [HON 16] S. Hong, S. H. Kang, Y. Kim, C. W. Jung, Transparent and Flexible Antenna for Wearable Glasses Applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64 (7), (July 2016), 2797-2804.
- [HOP 92] J Hopwood, Review of inductively coupled plasmas for plasma Processing, *Plasma Sources Science and Technology*, (March 1992), 109-116.
- [HOR13] Ali K. Horestani,Withawat Withayachumnankul, Abdallah Chahadih, Abbas Ghaddar, Mokhtar Zehar, Derek Abbott, Christophe Fumeaux, Tahsin Akalin, Metamaterial-Inspired Bandpass Filters for Terahertz Surface Waves on Goubau Lines, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 3 (6), (2013), 851-858.
- [HOR14] Ali K. Horestani,Withawat Withayachumnankul, Abdallah Chahadih, Abbas Ghaddar, Mokhtar Zehar, Derek Abbott, Christophe Fumeaux, Tahsin Akalin, Bandpass Filters Based on Coupled Split Ring Resonators for Surface Waves on Planar Goubau Lines, 2014 International Workshop (iWAT), Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications, (2014).
- [IZA 01] F Iza, J Hopwood, Influence of operating frequency and coupling coefficient on the efficiency of microfabricated inductively coupled plasma sources, *Plasma sources sciences and technology*, 11, (2002) 229–235.
- [JAT 11] M. Jatlaoui, F. Chehila, P. Pons, H. Aubert, Working principle Description of the Wireless Passive EM Transduction Pressure Sensor, *European Physical Journal: Applied Physics*, (2011), 56 (1).
- [JUN 10] T.J. Junt, J.H. Kwon, S. Lim, Flexible zeroth-order resonant antenna independant of substrate deformation, *Electronics letters*, 46(11), (2010), 740-742.
- [JUN 16] S. Jun, B. Sanz-Izquierdo, E.A. Parker, 3D printing technique for the development of non-planar electromagnetic bandgap structures for antenna applications, *Electronics Letters*, 52(3), (2016), 175-176.
- [KES 18] A. Kesavan, M. Mantash, T.A. Denidni, Beam-switching millimetre-wave antenna using cantilever-based FSSs, *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, (2018), 12 (13), 2019-2024.
- [KAW 09] T. Kawamura, K. Saito, S. Kikuchi; M. Takahashi; K. Ito, Specific Absorption Rate Measurement of Birdcage Coil for 3.0 T Magnetic Resonance Imaging System Employing Thermographic Method, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, (2009), 57 (10), 2508 – 2514.
- [KIMY 14] Y. G.Kim, W. Hong, Radiation Efficiency-Improvement Using a Via-Less, Planar ZOR Antenna for Wireless ECG Sensors on a Lossy Medium, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, (2014), 13, 1211-1214.
- [KIS 15] S. Kisseleff, I. Akyildiz, W. Gerstacker, Beamforming for Magnetic Induction Based Wireless Power Transfer Systems with Multiple Receivers, (2015), 1-7.
- [KIS 17] K. K. Kishor, S. V. Hum, Multiport Multiband Chassis-Mode Antenna Design Using Characteristic Modes, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, (2017), 609-612.
- [LAQ 17] V. Laquerbe, Étude théorique et expérimentale d'un nouveau concept d'antenne VHF miniature et accordable par décharge plasma, thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier à Toulouse, (Décembre 2017).
- [LAQ 19] V. Laquerbe, R. Pascaud, A. Laffont, T. Callegari, L. Liard, O. Pascal, Towards antenna miniaturization at radio frequencies using plasma discharges, *Physics of Plasmas*, 26 (3), (2019), 1-5.
- [LEE 15] T. Lee, S. Huang, C. Tai, R. Chen and B. Jiang, Design of wireless power transfer for dynamic power transmission with position-detection mechanism, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, (Seville, 2015), 976-981.

- [LEE 19] S-H. Lee, G. Shin, S. M. Radha, J-Y. Choi, I-J Yoon , Low-Profile, Electrically Small Planar Huygens source antenna with an endfire radiation characteristic, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18 (3), (March 2019), 412-416.
- [LEG 18] O. Legrand, U. Kuhl, F. Mortessagne, K. Oubaha, M. Richter. Chaotic reverberation chambers for electromagnetic compatibility. *Université Côte d'Azur Complex Days*, (Jan 2018), Nice, France., 87-94.
- [LI 15] J. Li, F. Yin, L. Wang, B. Cui and D. Yang, Electromagnetic Induction Position Sensor Applied to Anti-Misalignment Wireless Charging for UAVs, *IEEE Sensors Journal*, 20 (1), (January 2020), 515-524.
- [LI 18] Z. Li1, G. Shaker1, S. Safavi-Naeini, W. Melek 1, R. Mittra , Antenna System Design for Multicopter UAVs utilizing Characteristic Modes, *European Conference on Antennas and Propagation*, (Avril 2018), London, UK.
- [LI 19] Y-F. Li ; M-H. Hsieh ; R-S. Liou, Tracking controller design of a RF matching box with plasma load varying, *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, (August 2019), Istanbul, Turkey, Turkey.
- [LIN 20] W. Lin, Richard, W. Ziolkowski, Electrically Small Huygens CP Rectenna With a Driven Loop Element Maximizes Its Wireless Power Transfer Efficiency, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68 (1), (January 2020), 540-545.
- [MAB 20] I. Ben Mabrouk, M. Al-Hasan, M. Nedil, T. A. Denidni, A-R. Sebak, A Novel Design of Radiation Pattern-Reconfigurable Antenna System for Millimeter-Wave 5G Applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, (2020), 68 (4), 2585-2592.
- [MAC 16] E. MacDonald, R. Wicker, Multiprocess 3D printing for increasing component functionality, *AIAA Propulsion and Energy Forum*, 353 (6307), (July 2015), 2093-1 to 2093-8.
- [MAH 94] L. J. Mahoney, A. E. Wendt, E. Barrios, C. J. Richards, J. L. Shohet, Electron-density and energy distributions in a planar inductively coupled discharge, *Journal of Applied Physics*, 76, (1994), 2041-2047
- [MAR 20] S.Marhabaie, H. Takhedmit, P. Poulichet, M. Grzeskowiak, A. Fall, A bird-cage coil for MRI studies of unsaturated granular materials, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation*, (Mars 2020), Copenhagen, Denmark.
- [MAZ 19] V. Mazières , R. Pascaud , L. Liard , S. Dap , R. Clergereaux , O. Pascal, Plasma generation using time reversal of Microwaves, *Applied Physics Letters*, 115, (2019).
- [MOH14] N.Mohamed, S. Mengue, C. Bourcier, E. Richalot, Field Measurements within a Large Resonant Cavity Based on the Perturbation Theory, *PIER B*, (2014), 1-20.
- [MON 97] R Kumar Mongia, A. Ittipiboon, Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45 (9), (1997), 1348–1356.
- [MOR 20] H-N. Morales-Lovera, J-L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez, T. Kaur Katatvi, Dielectric Anisotropy Sensor Using Coupled Resonators, *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, 68 (4), (April 2020), 1610-1616.
- [MOU 20] M. A. C. Moussu, R. Abdeddaim, M. Dubis, M. Dubois, E. Georget, A. G. Webb, E. Nenasheva, P. Belov, S. Glybovski, L. Ciobanu, S. Enoch, A semi-Analytical Model of High Permittivity Dielectric Ring Resonator for Magnetic Resonance Imaging, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, (2020).
- [NAI 19] T. Naito, T. Tanaka, Y. Fukuma, O. Sakai, Electromagnetic wave cloaking and scattering around an antiresonance-resonance symmetrical pair in the frequency domain, *Physical Review*, (2019).
- [NAR 19] A. Narbudowicz, S. Chalermwisutkul, P. J. Soh, M. F. Jamlos, M. J. Ammann, Compact UHF Antenna Utilizing CubeSat's Characteristic Modes, *European Conference on Antennas and Propagation*, (Avril 2019), Krakow, Poland.
- [PAN 17] Y. M. Pan, K. W. Leung, and L. Guo, Compact Laterally Radiating Dielectric Resonator Antenna With Small Ground Plane, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65 (8), (August 2017), 4305-4310.
- [RIC 16] E. Richalot, U. Kuhl, O. Legrand, F. Mortessagne, J.B.Gros; S. Grivet-Talocia, Experimental characterization of the distribution of resonance widths in chaotic reverberation chambers, *IEEE Metro Aerosp*, Florence, Italy, (2016), 177-181.
- [SAN 13] D.Sanchez-Escuderos, M.Ferrando-Battaler, J.I.Herranz, M.Cabedo-Fabres, Periodic leaky-wave antenna on planar Goubau line at millimeter-wave frequencies, *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 12, (2013), 1006-1009.
- [SAN15] D.Sanchez-Escuderos, M.Ferrando-Battaler, J.I.Herranz, M.Cabedo-Fabres, Low-loss Circularly Polarized Periodic Leaky-Wave Antenna, *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, (2013).
- [SCH 15] J. Schöpfer; S. Biber; M. Vossiek, Comparison of local transmit antennas for extremity imaging in MRI, *IEEE Gerlan Microwave Conference*, (March 2015), Nürnberg, Germany.
- [SEL 15] K. Selemani, J.-B. Gros, E. Richalot, O. Legrand, O. Picon, and F. Mortessagne, Comparison of Reverberation Chamber Shapes Inspired From Chaotic Cavities, *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, 57 (1), (February 2015), 3-11.

- [SER 14] Ariana L. C. Serrano, A-L. Franc, D. P. Assis, F. Podevin, G. P. Rehder, Slow-wave microstrip line on nanowire-based alumina membrane, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, (2014).
- [SIM 18] A. Simon , R. Pascaud, T. Callegari, L. Liard, O. Pascal, Experimental Study of Microwave Power Limitation in a Microstrip Transmission Line Using a DC Plasma Discharge for Preionization, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 46 (7), (July 2018), 2512-2520.
- [SMI 02] D.G. Smith, D.D. Heston, J. Heston, B. Heimer, K. Decker, Designing reliable high-power limiter circuits with GaAs PIN diodes, (June 2002).
- [TAK 14] H. Takhedmit, L. Cirio, F. Costa and O. Picon, Transparent Rectenna and Rectenna Array for RF, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation*, The Hague, Netherlands, (April 2014), 2970-2972.
- [THA 12] T. Thai, M. Jatlaoui, F.Chebila, H. Aubert, P. Pons, G. De Jean, M. Tentzeris, R. Plana, Design and Development of a novel pasive wireless ultrasensitive RF température transducer for Remote Sensing, *IEEE Sensor Journal*, (September 2012), 12 (9), 2756-2766.
- [THA 13] T. Thai, H. Aubert, P. Pons, G. De Jean, M. Tentzeris, R. Plana, Novel Design of a Highly Sensitive RF strain Transducer for Passive and Remote Sensing in Two Dimensions, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61 (3), (2013), 1385-1396.
- [TSE 18] C-H. Tseng, L-T. Yu, J-K. Huang, C-L. Chang, A Wearable Self-Injection-Locked Sensor With Active Integrated Antenna and Differentiator-Based Envelope Detector for Vital-Sign Detection From Chest Wall and Wrist, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66 (5), (May 2018), 2511-2521.
- [VER14] B. M. Verona, G. P. Rehder, A. L. C. Serrano, M. N. P. Carreño , P. Ferrari , Slow-Wave Distributed MEMS Phase Shifter in CMOS for Millimeter-Wave Applications, *EuMC*, (October 2014), 211-214.
- [VAN 19] Z. Vander Missen, A. Semnani, D. Peroulis, Toward a High-Power High-Isolation Wideband Plasma Limiter, *IEEE 20th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, (April 2019).
- [WAG 19] A. Waguaf, L. Fadel, V. Vigneras, F. Demontoux, A. Fall, H. Takhedmit, M. Grzeskowiak, Nuclear Magnetic Resonance volumetric antenna, *IEEE European Conference on Antennas and Propagation*, (Avril 2019), Cracovie, Pologne.
- [WAN 19] M. Wang, Q-X. Chu , A Wideband Polarization-Reconfigurable Water Dielectric Resonator Antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18 (52), (February 2019), 402-406.
- [WAN 20] C. Wang, Y. Chen, G. Liu, S. Yang, Aircraft Integrated VHF Band Antenna Array Designs Using Characteristic Modes, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* , (Juin 2020).
- [XIA13] T. Xiao-Lan , E. Pistono, P.Ferrari, J.-M Fournier, A Traveling-Wave CMOS SPDT Using Slow-Wave Transmission Lines for Millimeter-Wave Application, *IEEE Electron device letters*, 34(9), (Septembre 2013), 1094-1096.
- [XU 04] Y.S.Xu, R.G.Bosisio, A study of planar Goubau lines (PGLS) for millimeter-and-submillimeter-wave integrated circuits (ICS), *Microwave and Optical Technological Letters*, 43(4), (Novembre 2004), 290-293.
- [XU 11] Y.S.Xu, C.Nerguizian, R.G.Bosisio, Wideband planar goubau line integrated circuit components at millimeter waves', *IET Microwave Antennas Propagation*, 5(8), (Juin 2011), 882-885.
- [XU 13] Y.Xu, R.G.Bosisio, Wideband planar Goulau line (PGL) couplers and six-port circuits compatible with short range (60GHz) radio, *IET Microwaves, Antennas Propagation*, (2013), 985-990.
- [YAN 19] Y. Yan , J. Ouyang, X. Ma, R. Wang, A. Sharif, Circularly Polarized RFID Tag Antenna Design for Metallic Poles Using Characteristic Mode Analysis, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18 (7), (July 2019), 1327-1331.
- [YIN 99] Y. Yin, J. A. Hopwood, Miniaturization of Inductively Coupled Plasma Sources, *IEEE Transactions on plasma science*, 27 (5), (October 1999), 1516-1524.
- [YOO 14] Y. G. Kim, W. Hong, Radiation efficiency-improvement unsing a via-less, planar ZOR antenna for wireless ECG sensors on a lossy medium, *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 13, (June 2014), 1211-1214.
- [YOO 16] H. Yoo, Combined RF coils for brain imaging at 7 T with receive and transmit resonators, *Electronics Letters*, 52 (20), (September 2016), 1662–1663.
- [ZAR 20] S. Zarbakhsh, M. Akbari, M. Farahani, A. Ghayekhloo, T. A. Denidni, and A.-R. Sebak, Large, Optically Transparent Subarray Antenna Based on Solar Panel for CubeSat Application, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68 (1), (January 2020), 319-328.
- [ZHA 17] X. Y. Zhang, C-D. Xue, J –K. Lin, Distance-Insensitive Wireless Power Transfer Using Mixed Electric and Magnetic Coupling for Frequency Splitting Suppression, *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 65 (11), (November 2017), 4307-4316.
- [ZHA 19] D. Zhang, Y. Rahmat-Samii , A Novel Flexible Electrotexile 3T MRI RF Coil array for carotid artery imaging design characterization and prototyping, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (8), (August 2019), 5115-5125.
- [ZHU 17] Q. Zhu, M. Su, Y. Sun, W. Tang, A. P. Hu, Field Orientation Based on Current Amplitude and Phase Angle Control for Wireless Power Transfer, *IEEE Transactions on industrial electronics*, (2017).

Conclusion générale

Ce manuscrit a présenté une synthèse de mes activités de recherche depuis ma soutenance de thèse de Doctorat en Novembre 1999, jusqu'à aujourd'hui mais aussi les travaux de recherche que j'envisage à court et moyen termes. J'ai classé mes activités de recherche autour de trois thèmes :

- Les antennes : j'ai démarré cette activité pendant le stage de recherche en continuité avec ma thèse de Doctorat en master à l'I.E.M.N. à l'Université de Lille, où j'ai réalisé des antennes à 24GHz sur Arséniure de Gallium en centrale de technologie, mais aussi contribué à un contrat industriel pour la conception et la mesure d'une antenne réseau (100 éléments) à fort gain en bande X. J'ai encadré mon premier doctorant sur la conception d'une antenne reconfigurable en polarisation circulaire au laboratoire ESYCOM à l'Université de Paris-Est, mais aussi un stagiaire lors de mon année à Bordeaux en collaboration avec des enseignants-chercheurs de l'IMS à l'Université de Bordeaux dans le cadre de la récupération d'énergie électromagnétique. Je travaille toujours sur cette thématique à ISAE Supaero en collaboration avec l'ENAC et Anywaves pour le suivi de doctorants qui réalisent des antennes à embarquer sur drone à l'aide de la fabrication additive.
- La technologie de Goubau planaire à 60GHz : j'ai travaillé sur cette thématique pour la conception de lignes faibles pertes et de filtres à l'Université Paris-Est. Je ne travaille plus actuellement sur cette thématique, mais j'aimerais beaucoup y travailler à nouveau, pour lever notamment un des facteurs limitants de cette technologie grâce à la fabrication additive, mais aussi réaliser d'autres briques de bases de cette technologie afin de réaliser une chaîne d'émission-réception.
- Le couplage inductif : j'ai développé cette activité pour des applications essentiellement santé, en étudiant soit du couplage inductif, soit du couplage inductif par résonance magnétique. Des prototypes ont été réalisés pour servir de démonstrateurs. L'objectif était de détecter dans un premier temps une boucle réceptrice dans un grand volume sous test, puis par la suite de la localiser et récemment, les études en cours permettent d'orienter le champ magnétique afin que le couplage avec la boucle réceptrice soit maximal. Je travaille toujours sur cette activité, pour le rechargement de drone afin d'augmenter la durée du vol.

Ces travaux de recherche ont été réalisés pendant des thèses de Doctorat, des stages ou projets en Master ou école d'ingénieur, mais aussi lors de l'encadrement de post-doctorants. Ils ont été menés via des collaborations académiques et industrielles nationales (Université Paris Sud, Université Pierre et Marie Curie, Université de Bordeaux, DGA, ENAC, Anywaves, Oritel, STID,) et internationales (Université de Sienne (Italie), Faculté des Sciences de Tunis (Tunisie)).

Je m'oriente actuellement pour travailler sur quatre thématiques :

- Des études en champ proche pour orienter le champ magnétique à l'aide d'un réseau de boucles et transférer de l'énergie dans une direction privilégiée, pour optimiser l'homogénéité d'un champ magnétique dans une enceinte IRM à l'aide de boucles au profil spécifique, et pour réaliser des micro-sources plasma inductives.
- L'utilisation du plasma et profiter de ce matériau pour réaliser des fonctions telles que la reconfigurabilité, la furtivité, l'invisibilité, la protection contre les forts champs électromagnétiques.
- L'utilisation des technologies pour réaliser des supports flexibles ou encore en fabrication additive, et tirer profit des propriétés du matériau (inhomogénéité, anisotropie) pour réaliser des antennes reconfigurables, masquer des plans de masse, encapsuler le plasma ou réaliser des structures sur mesure, permettant d'être le support mécanique mais aussi l'élément antenne.
- La réalisation d'une chaîne d'émission-réception en technologie de Goubau planaire à 60 GHz.

Je ne sais pas si je pourrais travailler sur chacune des thématiques que j'envisage, cela dépendra des futures collaborations mais aussi des financements en réponse aux appels d'offres. J'espère que ces propositions seront attractives afin de contribuer à la formation des étudiants en master, école d'ingénieur, en thèse de Doctorat et en post-doctorats, mais aussi de transférer ces compétences au tissu industriel local et de permettre de supporter l'innovation dans nos régions.

Résumé :

La soutenance présentera une synthèse des travaux R&D de Marjorie Grzeskowiak pour contribuer à la conception de dispositifs passifs RF, micro-ondes et millimétriques depuis son recrutement comme Maître de Conférences fin 2000.

Les travaux présentés concernent les études pour des applications industrielles (RFID) et médicales (gélule ingérable, traçabilité des instruments chirurgicaux) :

- Des antennes RF (2.4GHz, 5.8 GHz) permettant aux systèmes d'être autonomes et/ou reconfigurables.
- Des lignes de transmission faibles pertes, des transitions et des filtres sur Silicium à 60GHz.
- Du couplage inductif classique, du couplage inductif par résonance magnétique (125 kHz, 13.56 MHz), des boucles complémentaires pour permettre la détection dans un volume de l'objet à détecter, mais aussi sa localisation et l'optimisation du transfert d'énergie à cet objet.

Mots-clés : Electromagnétisme appliqué, antenne, ligne, filtre, transition, couplage inductif, couplage inductif par résonance magnétique, boucles complémentaires, ligne de Goubau planaire

Abstract :

The defence will present a synthesis of R&D work of Marjorie Grzeskowiak to contribute to the design of passive RF, microwave and millimeter devices since her recruitment as Associate Professor at the end of 2000.

The presented work focus on the industrial (RFID) and medical (ingestible capsule, traceability of surgical instruments) applications :

- RF antennas (2.4GHz, 5.8 GHz) allowing the systems to be standalone and/or reconfigurable.
- Low loss transmission lines, transitions and filters on Silicon at 60GHz.
- Classic inductive coupling, inductive coupling by magnetic resonance (125 kHz, 13.56 MHz), complementary loops to allow a volume detection of the object to be detected, but also its localisation and optimization of energy transfer to this object.

Keywords : Applied Electromagnetism, antenna, line, filter, transition, inductive coupling, inductive coupling by magnetic resonance, complementary loops, planar Goubau line

