Conception d'antennes à base de métal liquide pour applications multiples

Mathieu Cosker

▶ **To cite this version:**

Mathieu Cosker. Conception d'antennes à base de métal liquide pour applications multiples. Electronique. Université Côte d'Azur, 2017. Français. NNT : 2017AZUR4145 . tel-01873498

HAL Id: tel-01873498
https://theses.hal.science/tel-01873498

Submitted on 13 Sep 2018

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.

École Doctorale Sciences & Technologies de l'information et de la Communication

Unité de recherche : Laboratoire d'Electroniques, Antennes et Télécommunications

Thèse de doctorat

Présentée en vue de l'obtention du

grade de docteur en Electronique

de

l'Université Côte d'Azur

par

Mathieu Cosker

Conception d'antennes à base de métal liquide pour applications multiples

« Antennas using liquid metal for multiple applications »

Co-dirigée par Jean-Marc Ribero & Robert Staraj

Soutenue le 20/06/2017

Devant le jury composé de :

Tchanguiz Razban	Professeur des universités, Université de Nantes	Rapporteur
Laurent Cirio	Professeur des universités, Université Paris-Est Marne la Vallée	Rapporteur
Christophe Delaveaud	Ingénieur au CEA-LETI, HDR	Examinateur
Jean-Marc Ribero	Professeur des universités, Université Côte d'Azur	Directeur
Robert Staraj	Professeur des universités, Université Côte d'Azur	Directeur
Leonardo Lizzi	Maître de conférences, Université Côte D'Azur	Examinateur

Table des matières

Introduction 1

Contexte et motivation 1

Objectifs 1

Organisation du manuscrit 2

1 Métaux liquides à température ambiante 3

1.1 Sommaire chapitre 1 3

1.2 Table des figures chapitre 1 4

1.3 Table des Tableaux chapitre 1 5

1.4 Introduction chapitre 1 6

1.5 Métaux liquides 6

1.6 Alliages liquides 9

1.7 Métaux liquides utilisés dans des applications RF 9

1.8 Etat de l'art des antennes utilisant des métaux liquides 10

1.8.1 Antennes liquides reconfigurables 10

1.8.1.1 En fréquence 10

1.8.1.2 En directivité 14

1.8.2 Antenne capteur à base de métaux liquides 17

1.8.2.1 Antenne capteur de pression 18

1.8.2.2 Antenne capteur de tension mécanique 19

1.8.2.3 Antenne capteur de température 20

1.8.3 Antenne conformable à base de métaux liquides 21

1.9 Conclusion chapitre 1 26

1.10 Références chapitre 1 26

2 Antennes et technologies additives 29

2.1 Sommaire chapitre 2 29

2.2 Table des figures chapitre 2 30

2.3 Introduction 32

2.3.1 Stéréolithographie / StereoLithography Apparatus (SLA) 32

2.3.2 Dépôt de Matière Fondue/Fused deposition modeling (FDM) 33

2.3.3 Frittage sélectif par laser / Selective Laser Sintering (SLS) 34

2.3.4 Technique utilisée dans nos travaux : 35

2.4 Etat de l'art sur les antennes utilisant l'impression 3D 35
2.5 Caractérisation des matériaux utilisés 40
2.5.1 Méthode des deux lignes micro-ruban 41
2.5.2 Méthode du stub résonant 44
2.5.3 Les différents matériaux diélectriques utilisés 45
2.5.3.1 Acide polylactique (PLA) 45
2.5.3.2 Plastique de Sculpteo 45
2.5.3.3 Ninjaflex 45
2.5.3.4 Plastique PREPERM de PREMIX 46
2.6 Réalisations 46
2.6.1 Antenne IFA rigide : 46
2.6.2 Antenne flexible sur plan de masse flexible 51
2.6.3 Antenne flexible pour application wearable 55
2.6.4 Antenne de forme complexe 60
2.7 Conclusion chapitre 2 63
2.8 Références chapitre 2 64
3 Antennes reconfigurables à base de métaux liquides 65
3.1 Table des matières 65
3.2 Table des figures 66
3.3 Introduction 68
3.4 Etat de l'art sur les antennes reconfigurables 68
3.4.1 Les commutateurs électroniques 68
3.4.1.1 Digital Tunable Capacitor (DTC) 68
3.4.1.2 Positive Intrinsic Negative Diode (Diode PIN) 69
3.4.1.3 MicroElectroMechanical Systems (MEMs) 69
3.4.1.4 Diode Varactor 70
3.4.2 Antenne reconfigurable en fréquence 71
3.4.2.1 A base de liquides non métalliques 71
3.4.2.2 A base de composants électroniques 72
3.4.2.3 A base de matériaux commandables 73
3.4.3 Antenne agile en directivité 76
3.4.3.1 A base de composants électroniques 77
3.4.4 Antennes reconfigurables en polarisation 78
3.4.4.1 Avec Diodes PIN 78
3.4.4.2 Avec Diodes Varactors 78
3.4.4.3 Avec transistors 79

3.4.4.4 Avec MEMS 79
3.4.5 Conclusion de l'état de l'art 80
3.5 Antennes reconfigurables à base de métaux liquides 80
3.5.1 Antenne reconfigurable en directivité 80
3.5.1.1 Théorie et simulation 80
3.5.1.2 Réalisation : 85
3.5.2 Antenne reconfigurable en fréquence 92
3.6 Conclusion chapitre 3 100
3.7 Références chapitre 3 100
4 Antennes capteurs 105
4.1 Sommaire chapitre 4 105
4.2 Table des figures chapitre 4 106
4.3 Table des tableaux chapitre 4 107
4.4 Introduction 108
4.5 Etat de l'art sur les antennes capteurs 108
4.5.1 Antennes capteurs 108
4.5.1.1 Antenne capteur de dommage 108
4.5.1.2 Antenne capteur de tension mécanique 110
4.5.1.3 Antenne capteur de température 112
4.5.1.4 Antenne capteur pour application médicale 112
4.5.2 Tag RFID UHF capteur passif 113
4.5.2.1 Rappel RFID (RadioFréquency IDentification) 113
4.5.2.2 Introduction 114
4.5.2.3 Tag capteur de température 115
4.5.2.4 Eau distillée 115
4.5.2.5 Tag capteur de tension mécanique 120
4.6 Réalisation d'une antenne capteur de température 121
4.6.1 Introduction 121
4.6.2 Antenne capteur de température à la fondamentale 121
4.6.3 Antenne capteur de température à la seconde harmonique 124
4.6.4 Antenne capteur de température associée à la technologie RFID 127
4.7 Conclusion chapitre 4 131
4.8 Références chapitre 4 131
Conclusion 133

Introduction

Contexte et motivation

Aujourd'hui l'électronique fait partie intégrante de nos vies. De plus en plus d'objets intègrent de l'électronique qui permet de les connecter. On appelle cela l'Internet des Objets (IoT). Tous ces dispositifs disposent d'une connectivité sans fil, rendant ainsi indispensable l'intégration d'une ou plusieurs antennes. De plus l'électronique devant s'adapter à des objets de plus en plus petits et flexibles, embarquer de plus en plus de capteurs et consommer de moins en moins d'énergie, il est donc intéressant de se pencher sur l'étude de nouveaux matériaux pour la réalisation d'antennes devant s'adapter à ces nouvelles contraintes.

Dans ce contexte, l'utilisation de métaux liquides dans la réalisation d'antennes prend une toute nouvelle dimension. Le métal liquide nourrit beaucoup de fantasmes dans l'imagination des Hommes, comme dans le film de science-fiction « Terminator 2 : le jugement dernier », sorti en 1991, dans lequel un robot, le T-1000, réalisé à base de métal liquide, est capable de changer de forme et d'apparence comme il le désire. Même si cela reste de la science-fiction (ou de l'anticipation ?) cela nous montrer l'intérêt que peut présenter l'utilisation du métal liquide pour de nombreuses applications, telle que la réalisation d'antennes complexes, conformables, reconfigurables ou encore d'antennes capteurs.

Le travail de thèse présenté ici s'est effectué dans la cadre du projet de l'ANR, SENSAS (miniature SENSing Antenna Systemes) dédié aux systèmes d'antennes capteurs miniatures et reconfigurables et s'inscrit dans le contexte présenté ci-dessus. Les partenaires du projet sont l'IETR et le LEAT pour la partie académique, Technicolor et SENSeOR pour le coté industriel et le CEA-LETI qui a le statut particulier de laboratoire de recherche appliquée à l'industrie. Le projet SENSAS a donc pour but entre autres de réaliser des antennes intégrant la fonction de capteur et de développer des antennes agiles en fréquences et en diagrammes de rayonnement.

Objectifs

Après avoir effectué l'état de l'art des antennes utilisant le métal liquide, il parait intéressant d'étudier différentes solutions d'antennes utilisant ces métaux afin de réaliser différentes fonctions spécifiques. En effet on peut ainsi envisager la réalisation d'antennes de formes complexes ou d'antennes conformables. En ce qui concerne la conception d'antennes reconfigurables, on peut vite comprendre l'avantage que peuvent montrer des conducteurs liquides par rapport à des conducteurs classiques solides. Par ailleurs pour la réalisation d'antennes capteurs la dilatation thermique peut être un paramètre intéressant à exploiter. L'utilisation de métaux liquides nécessite cependant des supports diélectriques spécifiques notamment en termes de formes que seules les technologies additives semblent pouvoir nous apporter. Associer métaux liquides et technologies additives pour la réalisation d'antennes de formes complexes ou d'antennes conformables demande cependant de caractériser des matériaux utilisés pour l'impression 3D qui ne sont généralement pas dédiés aux RadioFréquences (RF).

Organisation du manuscrit

Cette thèse est divisée en quatre chapitres plus une introduction générale et une conclusion.

Dans le premier chapitre nous aborderons la thématique des métaux et alliages liquides à température ambiante. Un état de l'art sur les antennes utilisant les métaux liquides est effectué. Dans cette étude bibliographique, l'accent est mis sur les antennes capteurs, les antennes reconfigurables et les antennes conformables à base de métaux liquides.

Le thème du chapitre suivant est antennes associant métaux liquides et technologies additives. Dans la première partie de ce chapitre, une présentation de l'impression 3D est faite avec une liste non exhaustive des techniques d'impression 3D. Puis, nous présentons un état de l'art sur les antennes utilisant l'impression 3D. Suivra une présentation des matériaux utilisés pour nos réalisations ainsi que des techniques de caractérisations pour ces matériaux. Nous terminerons ce chapitre en présentant nos travaux qui allient impression 3D et métaux liquides pour antennes complexes, conformables et intégrées.

Le chapitre trois aborde la problématique d'antennes reconfigurables à base de métaux liquides. Un état de l'art sur les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement, fréquence de résonance et reconfigurable en polarisation est fait ainsi qu'un récapitulatif des composants électroniques les plus utilisés pour la reconfiguration des antennes. Ensuite, nous présenterons nos prototypes d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement à base de métaux liquides et nos prototypes d'antenne reconfigurable en fréquence toujours à base de métaux liquides.

Dans le chapitre quatre de cette thèse, nous aborderons la thématique des antennes présentant la propriété de capteur. Dans la première partie de ce chapitre, un état de l'art est fait sur les antennes conçues pour intégrer une fonction de capteur et une partie de cette bibliographie est consacrée plus particulièrement aux tags RFID UHF possédant une fonction capteur. Par la suite, nous présentons nos travaux sur les antennes capteurs à base de métaux liquides, deux prototypes d'antennes capteurs de températures et enfin la suite un tag RFID capteur de température.

Cette thèse se termine en presentant une conclusion des travaux qui ont été réalisés.

1 Métaux liquides à température ambiante

1.1 Sommaire chapitre 1

1 Métaux liquides à température ambiante 3
1.1 Sommaire chapitre 1 3
1.2 Table des figures chapitre 1 4
1.3 Table des Tableaux chapitre 1 5
1.4 Introduction chapitre 1 6
1.5 Métaux liquides 6
1.6 Alliages liquides 8
1.7 Métaux liquides utilisés dans des applications RF 9
1.8 Etat de l'art des antennes utilisant des métaux liquides 9
1.8.1 Antennes liquides reconfigurables 11
1.8.1.1 En fréquence 11
1.8.1.2 En directivité 14
1.8.2 Antenne capteur à base de métaux liquides 17
1.8.2.1 Antenne capteur de pression 18
1.8.2.2 Antenne capteur de tension mécanique 19
1.8.2.3 Antenne capteur de température 20
1.8.3 Antenne conformable à base de métaux liquides 21
1.9 Conclusion chapitre 1 26
1.10 Références chapitre 1 26

1.2 Table des figures chapitre 1

Figure I.1: Antenne quart d'onde reconfigurable en fréquence 11
Figure I.2: Coefficient de réflexion pour différents niveaux de métal liquide. 11
Figure I.3: Prototype et dimensions de l'antenne IFA agile en fréquence. 12
Figure I.4 : Coefficient de réflexion pour plusieurs niveaux de métal liquide et principe de fonctionnement du système 12
Figure I.5 : Schéma de principe du système 13
Figure I.6 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différent niveau d'egain 13
Figure I.7 : Schéma de principe : vue en coupe et vue de dessus 14
Figure I.8 : (a) Prototype de l'antenne et (b) coefficient de réflexion pour différentes longueurs de l'antenne 14
Figure I.9 : Antenne boucle Alford 15
Figure I.10 : Coefficient de réflexion de l'élément rayonnant 15
Figure I.11 : Antenne avec éléments parasites 15
Figure I.12 : Diagramme de rayonnement de l'antenne pour plusieurs positions des éléments parasites 16
Figure I.13 : Schéma de principe de l'antenne (b) prototype de l'antenne 16
Figure I.14 : Diagramme de rayonnement dans le plan E à 1,95 GHz (noire), 2,87 GHz (bleu), 3,07 GHz (rouge), et 4,11 GHz (vert) pour (a) φ = -90° et (b) φ =+90° 17
Figure I.15 : Schéma de principe et prototype d'antenne Yagi métal liquide et six éléments parasites 17
Figure I.16: Antenne capteur de pression 18
Figure I.17: Antenne capteur de pression avec pression appliquée ou non 18
Figure I.18: Antenne capteur de pression dans différents états 18
Figure I.19: Antenne avec conducteur egain et substrat PDMS 19
Figure I.20: Antenne étirée 19
Figure I.21: Coefficient de réflexion pour différentes tailles de l'antenne 19
Figure I.22: Fréquence de résonance en fonction de la taille de l'antenne 20
Figure I.23: Schéma du réseau d'antennes constitué de dipôle 20
Figure I.24: Photo d'antenne avec le réservoir de galinstan 21
Figure I.25: Evolution du RCS en fonction de la température 21
Figure I.26: Photographie de l'antenne patch souple 22
Figure I.27: Photographie et schéma de l'antenne remplie de métal liquide 22
Figure I.28: Différents rayons de courbure de l'antenne et coefficient de réflexions mesurés 22
Figure I.29: Géométrie de l'antenne et photographie de l''antenne dans plusieurs positions 23
Figure I.30: Coefficient de réflexion de l'antenne selon plusieurs élongations 23
Figure I.31: Géométrie et photographies de l'antenne demi-boucle planaire 24
Figure I.32: Photographie de l'antenne avec son micro-tube de silicone rempli de galinstan 25
Figure I.33: Antenne placée sur le fantôme dans sa position naturelle et étirée 25
Figure I.34: Coefficient de réflexion de l'antenne mesuré sur le fantôme 25

1.3 Table des Tableaux chapitre 1

Tableau I.1 : Tableau I.de Mendeleïev séparation métaux/non-métaux..... 6
Tableau I.2 : Tableau périodique des éléments 7
Tableau I.3 : Récapitulatif des métaux liquides..... 8
Tableau I.4: Légende des pictogrammes..... 8
Tableau I.5: Récapitulatif des principaux alliages liquides à température ambiante 9
Tableau I.6: Gain en fonction de la fréquence 12
Tableau I.7: Mesure de l'efficacité rayonné à 2,4 GHz et fréquence de résonance dans plusieurs configurations de l'antenne 24

1.4 Introduction chapitre 1

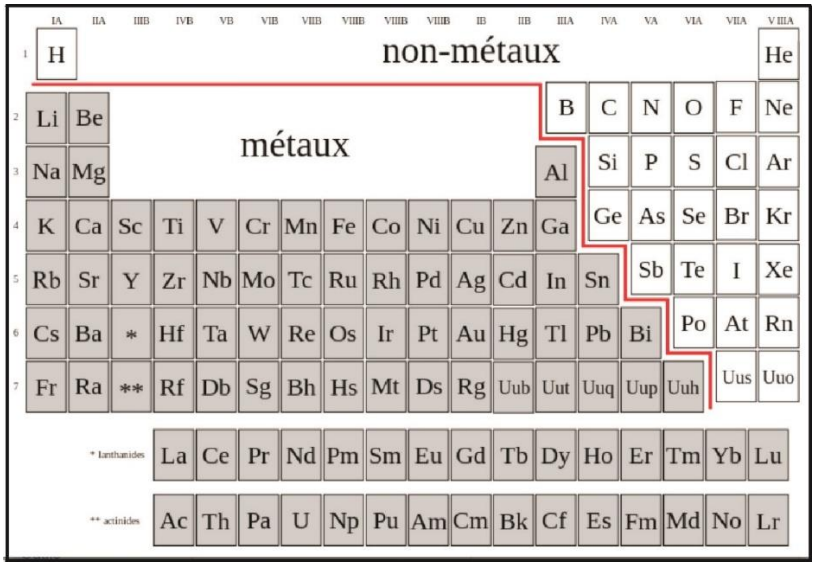
Un métal est un matériau dont la cohésion entre atomes est obtenue par une liaison métallique : les atomes mettent des électrons en commun, ce qui explique la bonne conductivité des métaux. Un alliage lui, est la combinaison d'un ou plusieurs éléments métalliques avec un ou plusieurs autres éléments chimiques. Tous les métaux peuvent se trouver sous forme liquide, cela va dépendre de leur température de fusion. La plupart des métaux ont une température de fusion assez élevée. Par exemple celle de l'or est de 1 064,18 °C [I.1] et celle du cuivre de 1 084,62 °C [I.2] . De ce fait, la plupart des métaux ou alliages qui nous entourent se trouvent sous formes solides.

Mais il existe quelques métaux et alliages qui ont une température de fusion relativement basse et peuvent se trouver sous forme liquide à température ambiante. Ces différents métaux seront détaillés dans ce chapitre. Par abus de langage, nous les appellerons métaux liquides. Par la suite, un état de l'art sur les antennes utilisant des métaux liquides sera présenté.

1.5 Métaux liquides

Dans la classification de Mendeleïev, si l'on trace une diagonale du bore jusqu'au polonium, les métaux sont tous les éléments à gauche de cette diagonale (Tableau I.1) à l'exception de l'hydrogène.

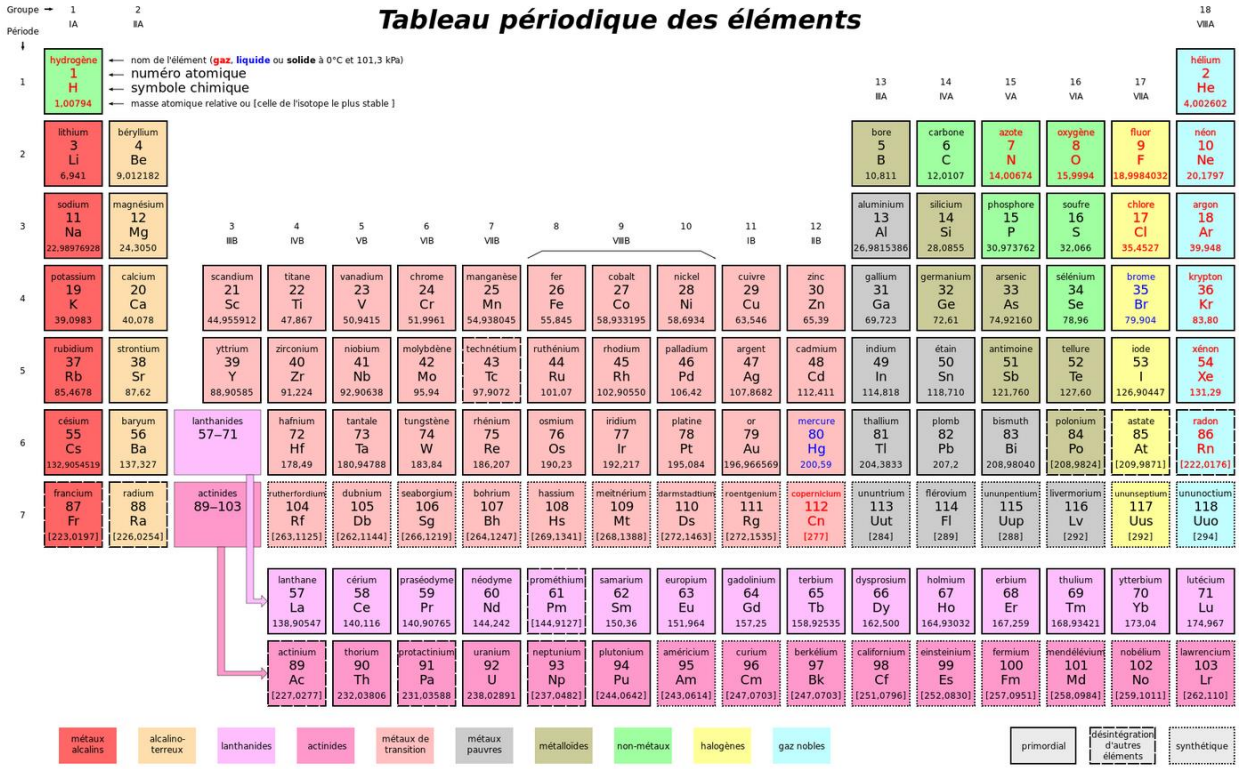
Tableau I.1 : Tableau I.de Mendeleïev séparation métaux/non-métaux



Les métaux sont classés dans différentes catégories dans le Tableau de Mendeleïev (Tableau I.2) :

- Métaux alcalins
- Métaux alcalino-terreux
- Métaux de transition
- Métaux pauvres
- Lanthanides
- Actinides

Tableau I.2 : Tableau périodique des éléments



Dans le tableau de Mendeleïev (Tableau I.2), on distingue cinq éléments que l'on peut appeler métaux liquides :

- Le césium (Cs), élément 55 du tableau de classification des éléments. C'est un métal alcalin qui possède un point de fusion à 28°C. Il est très réactif au contact de l'eau et corrosif. Il n'est donc pas adapté à la conception d'antennes.

- Le rubidium (Rb), élément 37 du tableau de classification des éléments. C'est un métal alcalin qui possède une température de fusion de 39,3 °C. Il est aussi très réactif au contact de l'eau et corrosif. Il n'est donc pas adapté à la conception d'antennes.

- Le francium (Fr), élément 87 du tableau de classification des éléments. C'est un métal alcalin. Il possède un point de fusion à 27°C. Lui aussi est réactif au contact de l'eau, corrosif et radioactif. Il n'est donc pas également adapté à la conception d'antennes.

- Le gallium (Ga), élément 31 du tableau de classification des éléments. Il appartient à la série des métaux pauvres. Il possède un point de fusion à 29,76°C et une conductivité de $1{,}1.10^{6}$ $S{\cdot}m^{-1}$. Sa température de fusion reste trop haute pour l'utiliser dans des applications à température ambiante. De plus il s'oxyde vite au contact de l'air.

- Le mercure (Hg), élément 80 du tableau de classification des éléments. C'est un métal de transition, il possède un point de fusion à-38,8°C [I.3]. Aujourd'hui son utilisation est très limitée compte tenu de sa toxicité.

  Le Tableau I.3 récapitule les métaux liquides et le Tableau I.4 les pictogrammes utilisés dans le Tableau I.3.

Tableau I.3 : Récapitulatif des métaux liquides

Nom	Température de fusion	Conductivité électrique	Danger	Utilisable en RF
Césium (Cs 55)	28°C	$4{,}89\times10^{6}$ S·m^{-1}		non
Rubidium (Rb 37)	39,3 °C	$7{,}79\times10^{6}$ S·m^{-1}		non
Francium (Fr 87)	27°C	3×10^{6} S·m^{-1}		non
Galium (Ga 31)	29,76°C	$6{,}78\times10^{6}$ S·m^{-1}		oui
Mercure (Hg 80)	-38,8°C	$1{,}04\times10^{6}$ S·m^{-1}		Oui, avec restriction

Tableau I.4: Légende des pictogrammes

Pictogramme	Danger
	Inflammable
	Corrosif
	Radioactif
	Toxique
	Sensibilisant, mutagène, cancérigène, reprotoxique
	Danger pour le milieu aquatique

1.6 Alliages liquides

Un alliage est une combinaison d'éléments métalliques ou une combinaison d'éléments métalliques et chimiques.

Il existe plusieurs alliages à basse température de fusion :

- Le egain [I.4] : un alliage de 75 % de galium et de 25 % d'indium possédant un point de fusion à 15,3°C et une conductivité de $3{,}4.10^{6}$ S·m^{-1}. Le egain s'oxyde au contact de l'air.

- Le galinstan [I.5] : un alliage de 68,5 % de galium 21,5 % d'indium et 10 % d'étain possédant un point de fusion à -19°C et une conductivité de $3{,}46.10^6$ $S{\cdot}m^{-1}$. Le nom de cet alliage est breveté par la société Geratherm. Il s'oxyde au contact de l'air ce qui lui donne l'aspect d'avoir comme une peau à sa surface. Cela complique la manipulation du galinstan.
- Métal de Field : le métal de Field est un alliage composé de 32,5 % de bismuth, 16,5% d'étain et 51% d'indium.

Le Tableau I.5 récapitule les alliages liquides.

Tableau I.5: Récapitulatif des principaux alliages liquides à température ambiante

Nom	Température de fusion	Conductivité électrique	Composition	Utilisable en RF
Egain	15,3°C	$3{,}4.10^6$ $S{\cdot}m^{-1}$	75% Ga, 25% In	Oui
Galinstan	-19°C	$3{,}46.10^6$ $S{\cdot}m^{-1}$	68,5 % Ga, 21,5% In, 10% Sn	Oui
Métal de Field	62 °C		32.5% Bi, 51% In, 16.5% Sn	Aucun travaux réalisés

Par analogie nous appellerons par la suite dans ce manuscrit les alliages liquides « métaux liquides ».

1.7 Métaux liquides utilisés dans des applications RF

Pour des applications RF et plus particulièrement en design d'antennes les principaux métaux liquides utilisés sont le mercure, le egain et le galinstan.

Dans la suite de nos travaux nous utiliserons le galinstan et le mercure pour nos différentes applications. Ces deux métaux liquides ont des tensions de surface différentes. La tension de surface ou tension superficielle est une force qui existe au niveau de toute interface entre deux milieux différents. Elle résulte de l'augmentation de l'énergie à sa surface ce qui en augmente localement la cohésion. Cet effet permet par exemple aux insectes de marcher sur l'eau ou à un objet léger de se maintenir à la surface d'un liquide. Le galinstan a une tension de surface de 0,778 $N.m^{-1}$ et le mercure de 0,487 $N.m^{-1}$ à 20°C.

1.8 Etat de l'art des antennes utilisant des métaux liquides

Cette section fait l'état de l'art des antennes utilisant des métaux liquides. La première antenne à base de métal liquide date de 2009 [I.6]. On trouve déjà dans la littérature un certain nombre de travaux utilisant des métaux liquides dans la fabrication d'antennes. Ils peuvent être groupés en trois domaines majeurs : les antennes reconfigurables, les antennes conformables et les antennes capteurs. Cette section fait l'état de l'art des antennes utilisant des métaux liquides.

1.8.1 Antennes liquides reconfigurables

1.8.1.1 En fréquence

Une antenne agile en fréquence est une antenne qui est capable de changer sa fréquence de résonance dans une bande de fréquence. Il existe de nombreuses techniques différentes pour rendre une antenne agile en fréquence.

L'article [I.7] présente une antenne reconfigurable en fréquence à base de métal liquide. C'est une antenne monopole quart d'onde. Elle est constituée d'un tube en polytétrafluoroéthylène de 1 mm de diamètre au-dessus d'un plan de masse de taille 24 x 24 cm en cuivre (Figure I.1).

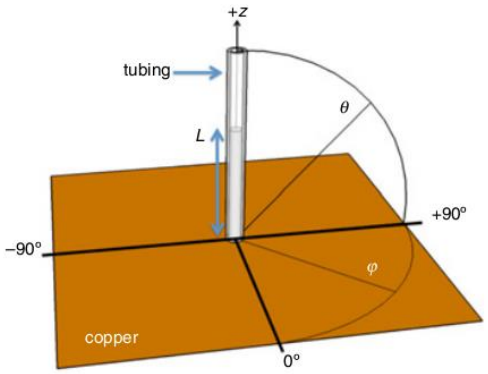


Figure I.1: Antenne quart d'onde reconfigurable en fréquence

Le métal liquide utilisé dans le tube est du galinstan et sa hauteur peut être réglée manuellement à l'aide d'une seringue placée sous le plan de masse. La Figure I.2 nous montre le coefficient de réflexion de l'antenne pour différents niveaux de galinstan dans le tube. Cette technique permet de piloter la fréquence de résonance du monopole sur deux octaves. Le Tableau I.6 présente le gain de l'antenne en fonction de sa fréquence de résonance.

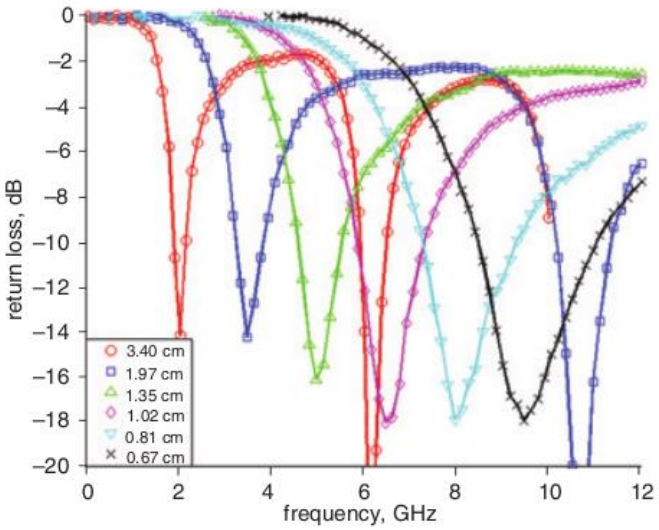


Figure I.2: Coefficient de réflexion pour différents niveaux de métal liquide.

Frequency (GHz)	Length (cm)	Gain (dBi)
2.0	3.4	5.18
3.5	1.97	5.24
5.0	1.35	5.26
6.5	1.02	5.21
8.0	0.81	5.17
9.5	0.67	5.10

Tableau I.6: Gain en fonction de la fréquence

Les articles [I.8], [I.9] présentent des antennes pouvant être reconfigurables en fréquence en utilisant le même principe, mais qui possèdent aussi la capacité de pouvoir être agile en directivité. Ces articles seront détaillés section 1.8.1.2.

L'article [I.10] présente une antenne Invert F Antenna (IFA) agile en fréquence. Le plan de masse et l'alimentation de l'antenne sont imprimés sur substrat FR-4 alors que le brin supérieur et le court-circuit sont en métal liquide galinstan encapsulé dans un micro tube de téflon (Figure I.3).

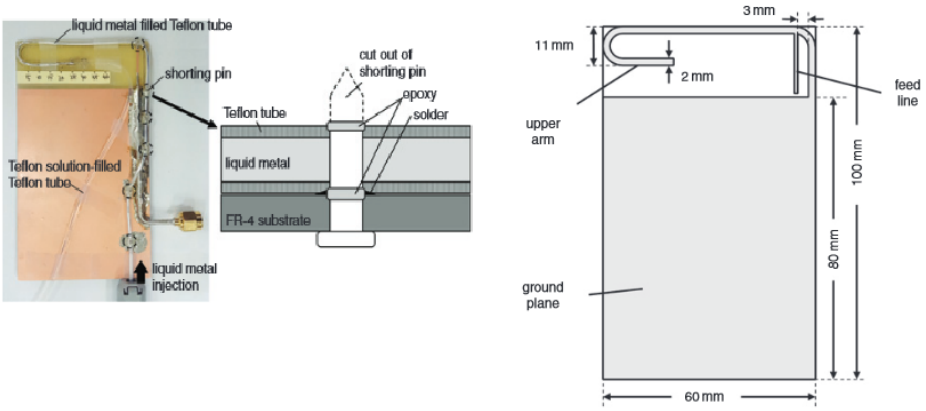


Figure I.3: Prototype et dimensions de l'antenne IFA agile en fréquence.

Pour diminuer la fréquence de résonance de l'antenne, une seringue commandée par un programme labview injecte le galinstan dans le micro tube et en même temps aspire une solution liquide de téflon. Pour augmenter la fréquence de résonance de l'antenne la seringue aspire du galinstan et injecte la solution de téflon (Figure I.4).

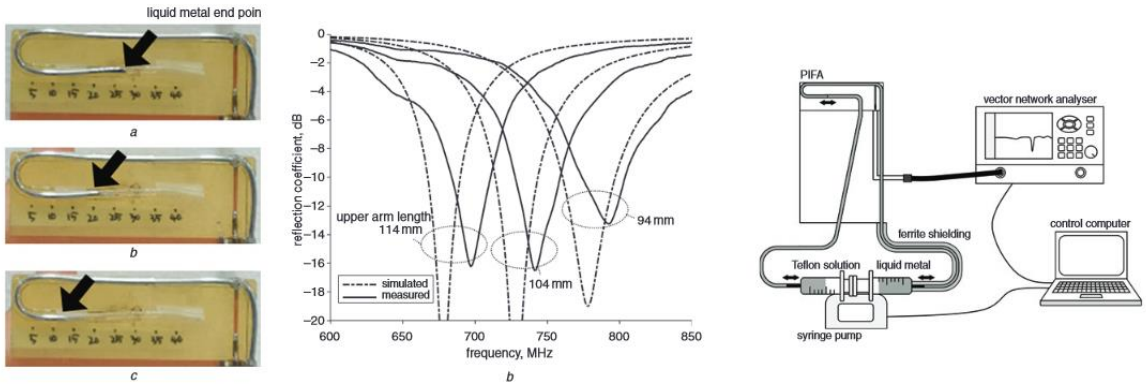


Figure I.4 : Coefficient de réflexion pour plusieurs niveaux de métal liquide et principe de fonctionnement du système

L'antenne a été conçue pour résonner à 720 MHz, la bande de reconfigurabilité en fréquence de l'antenne s'étend de 620 à 800 MHz.

L'article [I.11] présente une autre antenne reconfigurable en fréquence utilisant du egain comme métal conducteur. Ici, l'antenne est un monopole encapsulé dans un capillaire de verre, le reste du capillaire est rempli de gaz NaOH (Figure I.5).

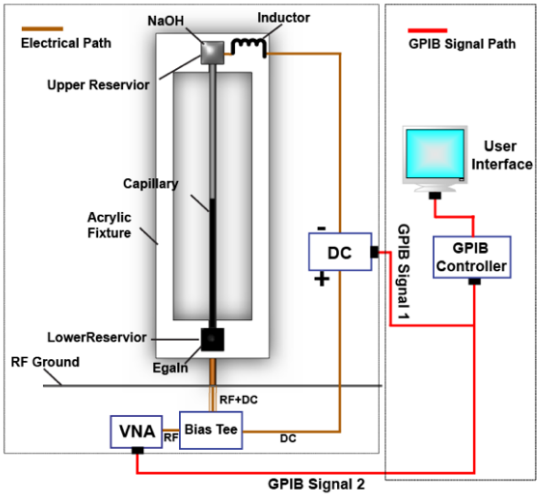


Figure I.5 : Schéma de principe du système

Deux électrodes sont placées à chaque extrémité du capillaire, une tension DC appliquée à ces électrodes fait varier le niveau de métal liquide dans le capillaire ce qui implique une variation de la fréquence de résonance du système (Figure I.6).

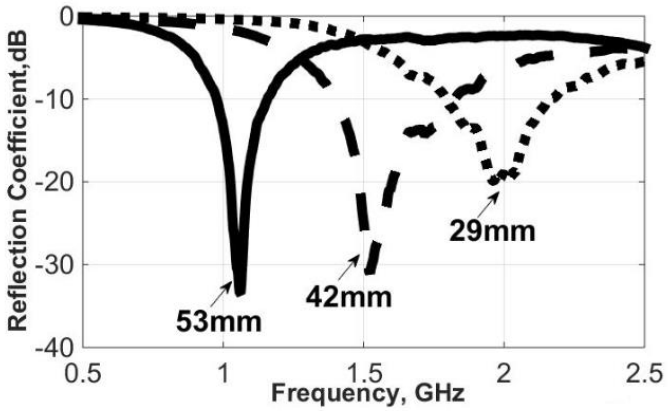


Figure I.6 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différent niveau d'egain

Le système est commandé par un programme Labview. La bande d'agilité de l'antenne va de 600 MHz quand le capillaire est rempli à son maximum de métal liquide à 2 GHz pour son minimum.

L'article [I.12] présente une antenne reconfigurable en fréquence d'une agilité allant de 1,47 à 4,9 GHz. L'antenne utilise du mercure comme métal liquide. Une ligne microruban imprimée sur du substrat Roger RT5880 (ε_r=2,2 et tanδ=0,0009) alimente par couplage une ligne microfluidique de mercure encapsulé dans du polydimethylsiloxane (PDMS). Le PDMS est un substrat souple avec des propriétés élastiques. Le substrat entre la ligne microruban et la ligne de mercure est du liquide crystal polymer (LCP) (Figure I.7).

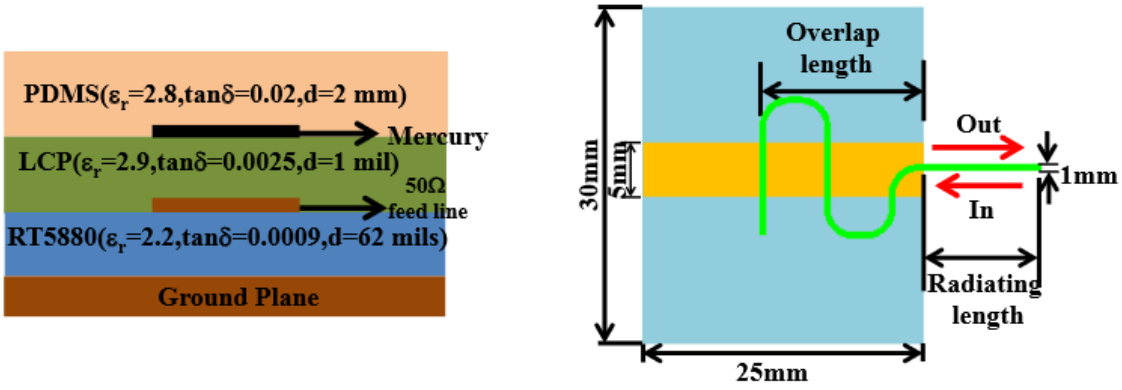


Figure I.7 : Schéma de principe : vue en coupe et vue de dessus

Une micro-pompe est utilisée pour faire varier la longueur physique de la ligne rayonnante de mercure et donc sa longueur électrique. Sur la Figure I.8 on peut voir le coefficient de réflexion obtenu pour des tailles différentes de la ligne de mercure ainsi qu'une photo du prototype.

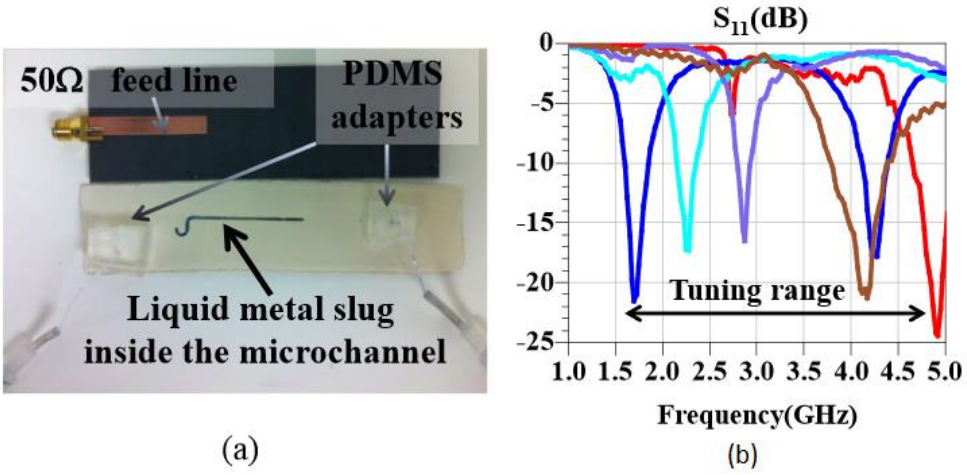


Figure I.8 : (a) Prototype de l'antenne et (b) coefficient de réflexion pour différentes longueurs de l'antenne

Une autre antenne reconfigurable en fréquence à base de métal liquide est également présentée en [I.13] mais plus haute en fréquence travaillant en bande X.

1.8.1.2 En directivité

Une antenne reconfigurable en directivité est une antenne capable de changer son diagramme de rayonnement. Il existe de nombreuses techniques qui permettent l'obtention de ce résultat.

L'article [I.14] décrit une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement à base de métal liquide. Elle est composée d'un élément rayonnant et d'éléments parasites, formant un directeur et un réflecteur. L'élément rayonnant est une antenne boucle Alford-loop (Figure I.9) choisie pour son omnidirectionnalité et sa polarisation horizontale. Elle est réalisée en cuivre sur substrat RO4003 de permittivité Ɛr égale à 3,55 et d'épaisseur de 0,81 mm. Elle est conçue pour résonner à 1,8 GHz avec une bande passante de 5% (Figure I.10).

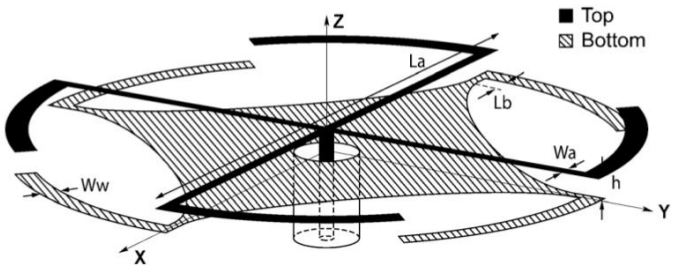


Fig. 2. 3-D schematic of the driven antenna (Wa = 1.0, Ww = 2.0, La = 58.5, Lb = 2.0, h = 0.81) [units in mm].

Figure I.9 : Antenne boucle Alford

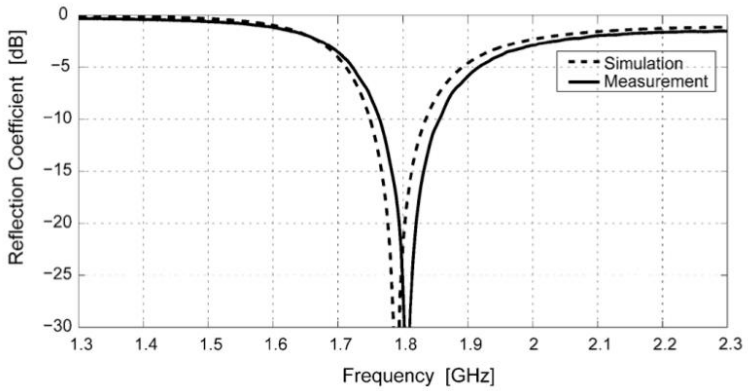


Figure I.10 : Coefficient de réflexion de l'élément rayonnant

En utilisant le principe de l'antenne Yagi-Uda, la directivité de l'antenne est construite avec des éléments parasites en mercure, directeur et réflecteur, dans un tube microfluidique autour de l'antenne (Figure I.11).

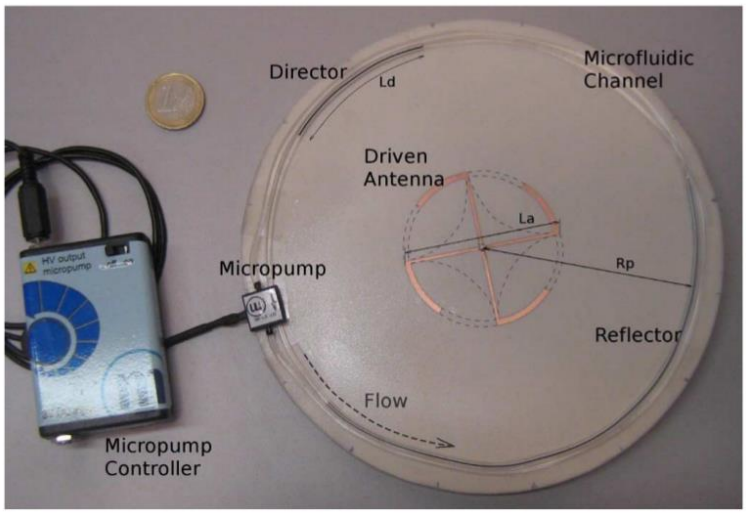


Figure I.11 : Antenne avec éléments parasites

Le tube en cercle autour de l'élément rayonnant contient du mercure pour le réflecteur, de l'eau distillée et du mercure pour le directeur et enfin de l'eau distillée qui rejoint le réflecteur. Le tout est relié à une micro-pompe qui permet de faire tourner les éléments parasites de 360° autour de

l'antenne. Cette technique permet d'avoir une antenne avec un diagramme de rayonnement directif reconfigurable sur 360° (Figure I.12).

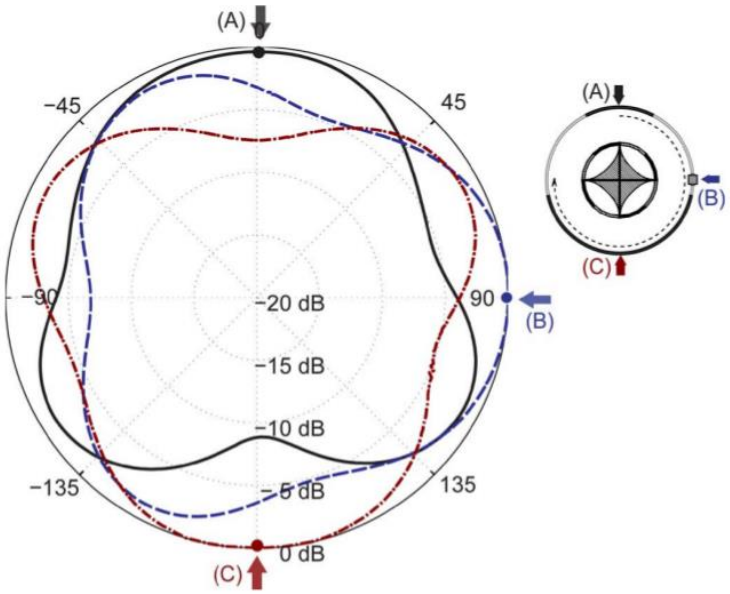


Figure I.12 : Diagramme de rayonnement de l'antenne pour plusieurs positions des éléments parasites

L'article [I.9] présente une antenne reconfigurable en fréquence et en directivité. La reconfiguration en fréquence se fait sur le même principe que dans l'article [I.7] décrit plus haut dans la section 1.8.1.1. L'antenne se base sur le principe de l'antenne Yagi-Uda. Elle possède un élément rayonnant et deux éléments parasites, un réflecteur et un directeur. L'élément rayonnant est un monopole placé sur un plan de masse. Les éléments parasites sont placés de chaque côté de l'élément rayonnant à une distance de 6 mm (ce qui correspond à 0,03 λ à 1,5 GHz et 0,015 λ à 7,5 GHz). Les trois éléments de l'antenne sont constitués de tubes en polytétrafluoroéthylène dans lesquels se trouve du métal liquide galinstan. Grace à un système de seringues placées sous le plan de masse, il est possible de faire varier le niveau de métal liquide dans les tubes et donc de faire varier la longueur électrique de ces éléments (Figure I.13).

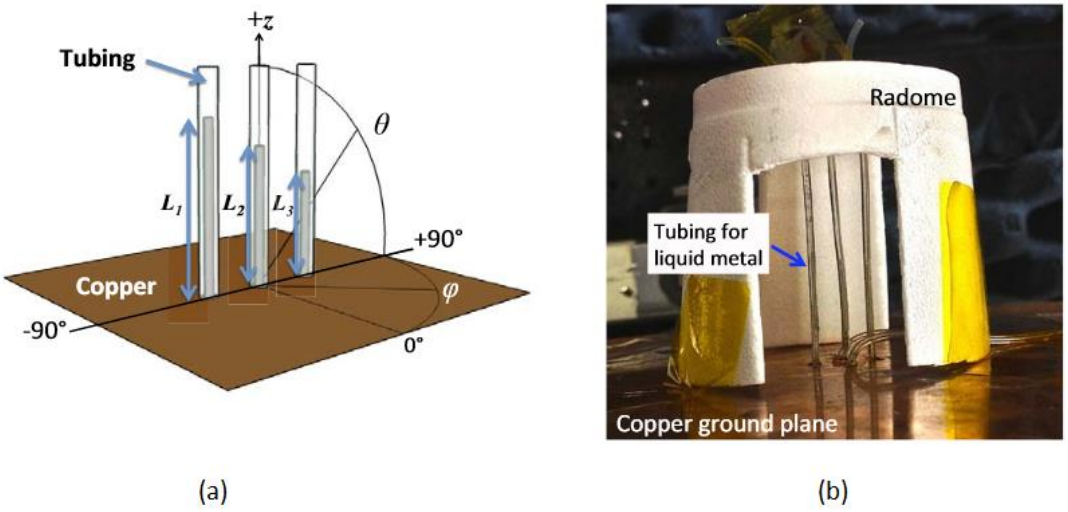


Figure I.13 : Schéma de principe de l'antenne (b) prototype de l'antenne

Sur la Figure I.14 on peut observer le diagramme de rayonnement pour différentes fréquences de fonctionnement et pour deux valeurs de φ (-90° et +90°). Une bonne directivité est obtenue pour les différentes fréquences de travail de l'antenne.

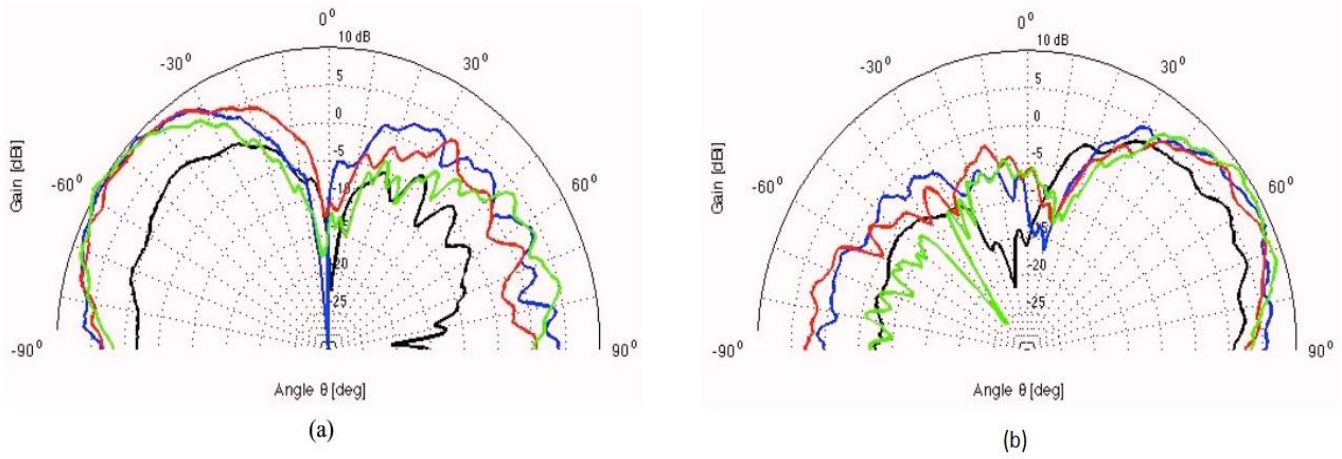


Figure I.14 : Diagramme de rayonnement dans le plan E à 1,95 GHz (noire), 2,87 GHz (bleu), 3,07 GHz (rouge), et 4,11 GHz (vert) pour (a) ϕ = -90° et (b) ϕ =+90°

Les auteurs de cet article ont réalisé la même structure antennaire que dans l'article [I.8], mais avec plus d'éléments parasites (Figure I.15).

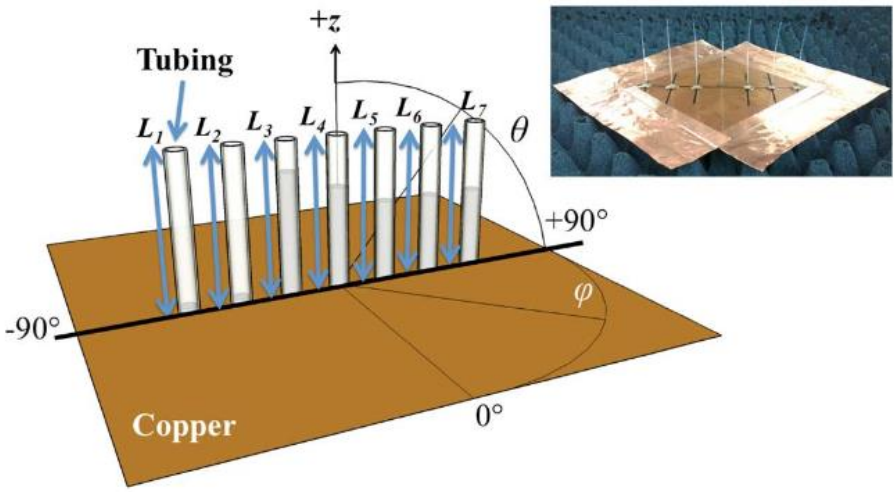


Figure I.15 : Schéma de principe et prototype d'antenne Yagi métal liquide et six éléments parasites

1.8.2 Antenne capteur à base de métaux liquides

Une antenne capteur est une antenne dont un ou plusieurs de ses paramètres radioélectriques (bande de fréquence, diagramme de rayonnement, polarisation) sont modifiés en fonction d'une variation physique extérieure (e.g température, humidité...).

1.8.2.1 Antenne capteur de pression

L'article [I.15] nous présente une antenne à base de métal liquide egain encapsulé dans du substrat PDMS (ε_r=2,7 et tan δ=0,04). L'antenne présentée est un dipôle dont ses deux brins rayonnants en métal liquide sont séparés en deux par un gap d'air de 0,5 mm. Des plots de PDMS espacés de 50 µm permettent de séparer les brins en deux et retenir le métal liquide pour qu'il ne comble pas le gap d'air (Figure I.16).

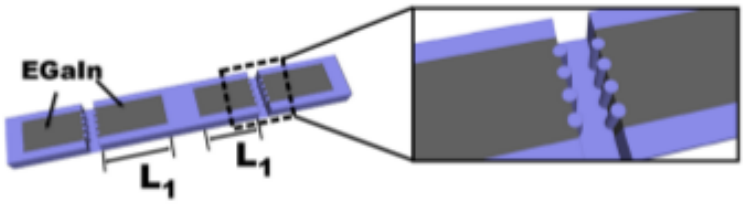


Figure I.16: Antenne capteur de pression

Quand une pression est appliquée sur un des brins de l'antenne, le métal liquide qui constitue cette antenne comble le gap d'air (Figure I.17) et permet un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne (Figure I.18).

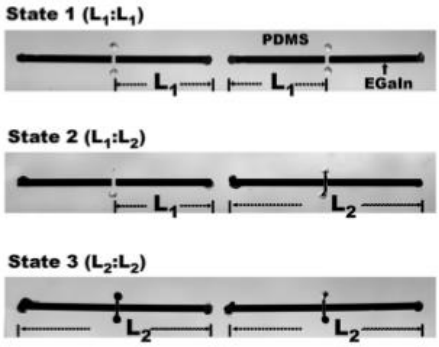


Figure I.17: Antenne capteur de pression avec pression appliquée ou non

Cette antenne capteur de pression a l'inconvénient d'être irréversible. En effet une fois qu'une pression a été appliquée et que le métal liquide a rempli le gap d'air, cette cavité ne peut plus se vider.

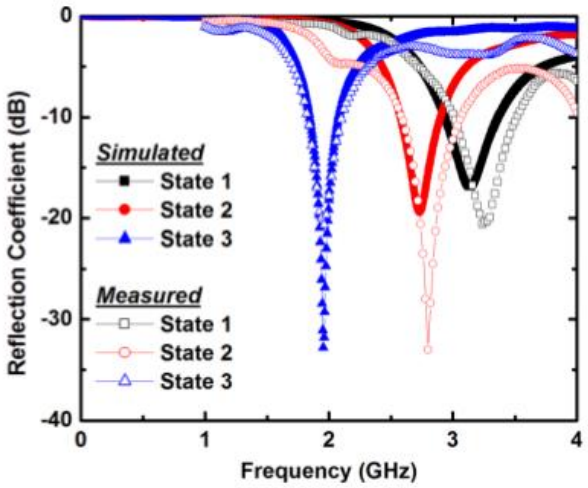


Figure I.18: Antenne capteur de pression dans différents états

1.8.2.2 Antenne capteur de tension mécanique

L'article [I.16] présente une antenne dipôle en egain dans un substrat PDMS souple (Figure I.19).

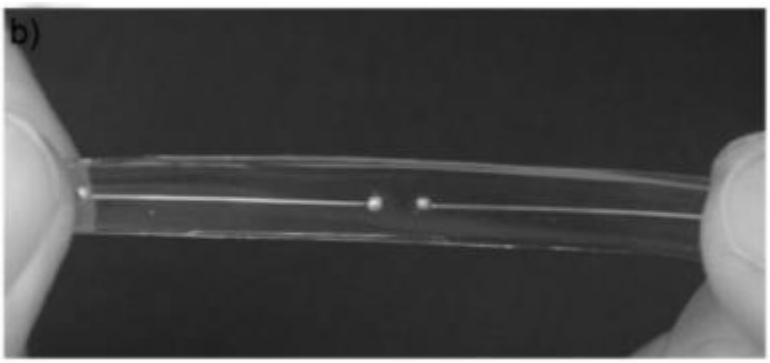


Figure I.19: Antenne avec conducteur egain et substrat PDMS

Le substrat PDMS étant souple et élastique, l'antenne peut être étendue par une tension mécanique appliquée à chaque extrémité de l'antenne (Figure I.20).

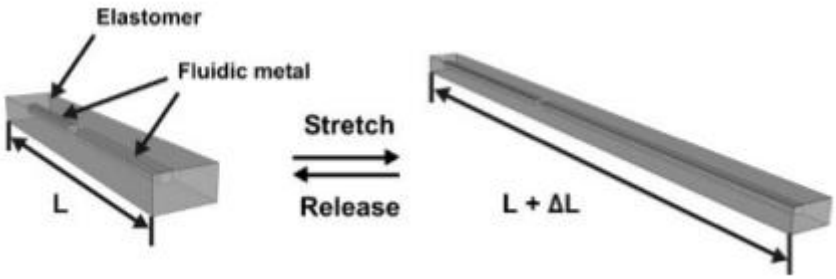


Figure I.20: Antenne étirée

Cela entraine donc un décalage de la fréquence de résonance (Figure I.21), en effet la tension mécanique étend l'antenne qui devient électriquement plus grande, ce qui entraine une baisse de la fréquence de résonance (Figure I.22).

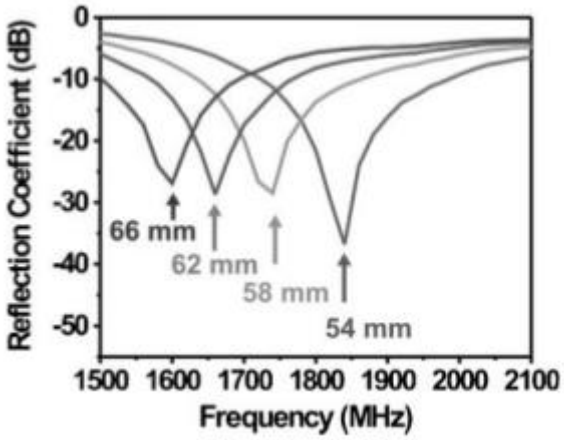


Figure I.21: Coefficient de réflexion pour différentes tailles de l'antenne

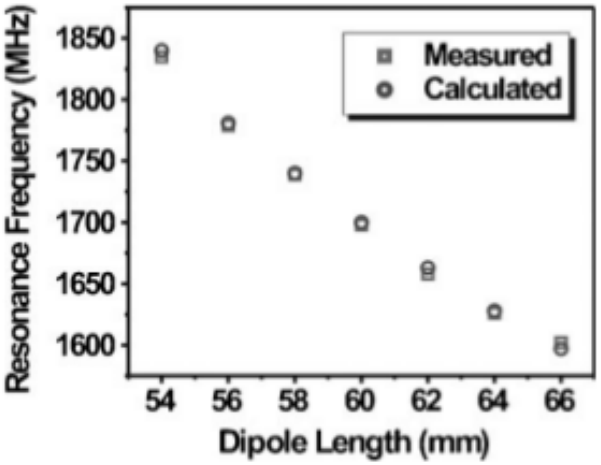


Figure I.22: Fréquence de résonance en fonction de la taille de l'antenne

Plusieurs articles reprennent ce principe d'antenne avec métal liquide encapsulé dans du PDMS. Elles ne sont pas toutes totalement dédiées aux capteurs de tension mais néanmoins peuvent être étirées. Les articles [I.17] et [I.18] nous montrent une antenne dipôle similaire à l'article précédent mais ayant un coefficient d'extension plus important, [I.19] et [I.20] avec des antennes patchs, [I.21] avec une boucle asymétrique et [I.6] avec un cône planaire.

1.8.2.3 Antenne capteur de température

L'article [I.22] propose un réseau d'antennes capteurs passifs. Ici, la structure à métal liquide (galinstan) est utilisée comme capteur de température. Le réseau d'antenne est constitué de dipôles (Figure I.23) et l'information sur la température est transmise par la Surface Equivalente Radar (Radar Cross Section - RCS) du réseau d'antennes.

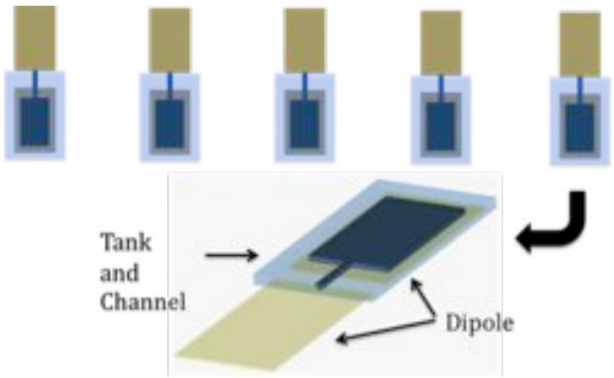


Figure I.23: Schéma du réseau d'antennes constitué de dipôle

Le réseau d'antennes est constitué de cinq dipôles réalisés pour fonctionner à 29,5 GHz. La liaison entre les brins de chaque dipôle est réalisée par un canal microfluidique contenant du galistan avec un réservoir de taille différente pour chaque dipôle (Figure I.24).

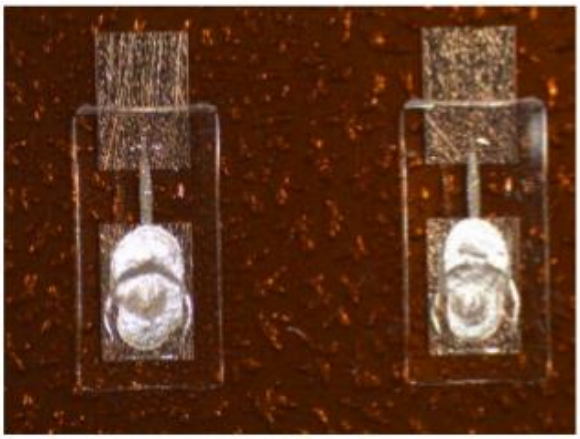


Figure I.24: Photo d'antenne avec le réservoir de galinstan

De ce fait, selon la température avec la dilatation du galinstan, certains brins du dipôle vont être connectés et d'autres non, ce qui va faire varier la RCS selon la température (Figure I.25). Cela permet de déterminer la température. Sur ce réseau la précision est de 4°K et la plage de température du capteur est de 20°K. Tous les 4°K les brins d'un dipôle se connectent (Figure I.25).

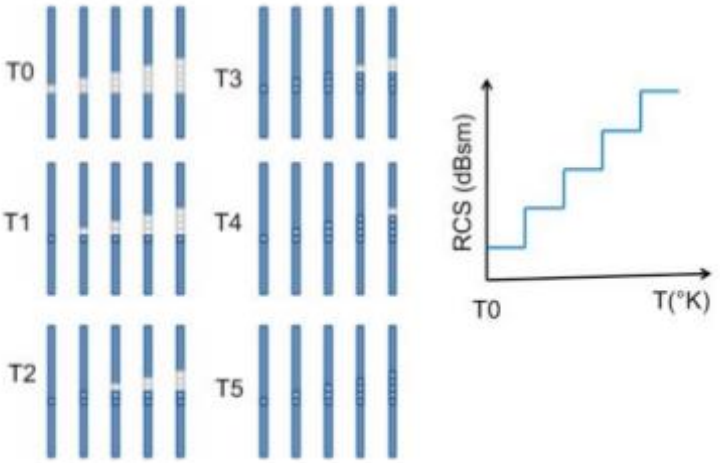


Figure I.25: Evolution du RCS en fonction de la température

1.8.3 Antenne conformable à base de métaux liquides

Le métal liquide peut être utilisé également pour réaliser des antennes conformables. L'avantage du métal liquide, avec un substrat adapté, est qu'il peut être tendu, compressé, plié et revenir dans sa position naturelle sans dégrader les performances de l'antenne.

L'article [I.23] présente une antenne patch adaptée à 3,40 GHz. La partie conductrice de l'antenne est réalisée en egain (partie rayonnante et le plan de masse), encapsulée dans du substrat PDMS ce qui lui confère la propriété de souplesse (Figure I.26).

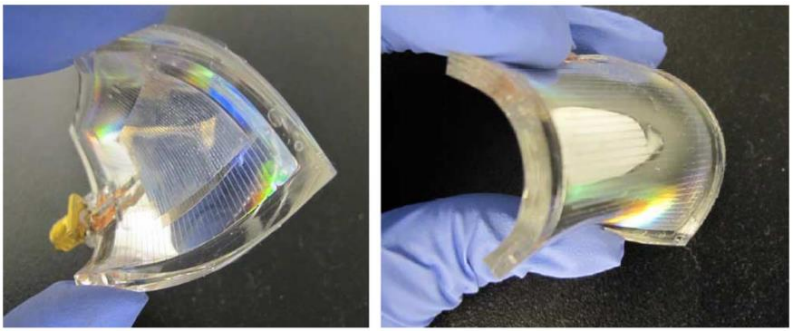


Figure I.26: Photographie de l'antenne patch souple

Pour pouvoir réaliser cette antenne, les auteurs ont réalisé le substrat en serpentin de façon à pouvoir le remplir de métal liquide (Figure I.27)

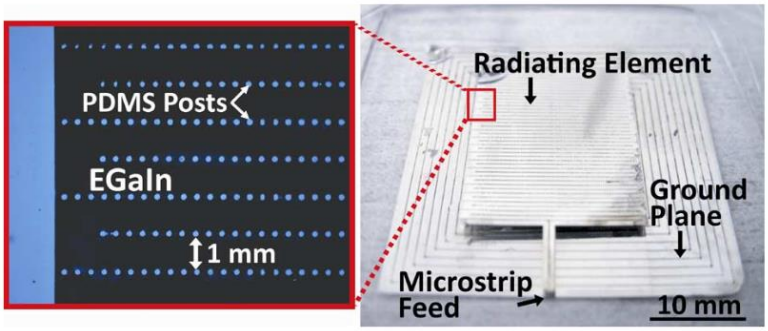


Figure I.27: Photographie et schéma de l'antenne remplie de métal liquide

Les auteurs ont réalisé l'antenne et l'ont mesurée pour différents rayons de courbure (Figure I.28). La fréquence de résonance ne varie pas en fonction du rayon de courbure comme le montre la Figure I.28, seule l'amplitude du coefficient de réflexion varie. L'efficacité rayonnée de l'antenne est de 60% dans sa position naturelle contre 72 à 91% pour le même patch réalisé avec des matériaux classiques. Le diagramme de rayonnement est un diagramme demi-sphérique.

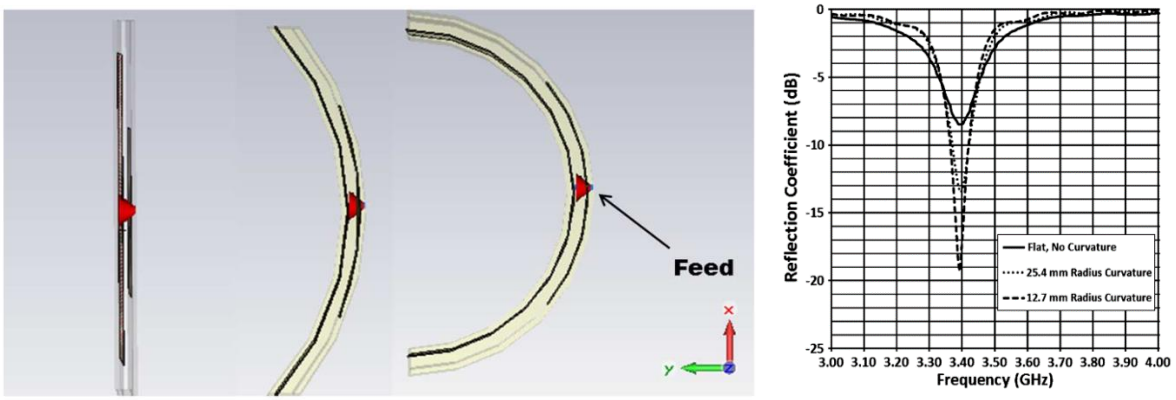


Figure I.28: Différents rayons de courbure de l'antenne et coefficient de réflexions mesurés

Pour conclure sur cet article, les auteurs ont réalisé un patch conformable avec du substrat PDMS et du métal liquide. Dans le même esprit, l'article [I.20] montre un patch en métal liquide et PDMS mais avec une géométrie en quadrillage plutôt qu'en serpentin pour application « wearable ». L'article [I.24] présente un patch avec une alimentation par couplage ce qui permet de ne pas avoir de contacts entre la ligne d'alimentation et le métal liquide opérant à 2,4 GHz.

L'article [I.6] présente aussi une antenne conformable en métal liquide, dans la même idée que l'article [I.23] présenté ci-dessus. Cet article présente une antenne cône planaire en galinstan encapsulée dans du substrat PDMS. L'antenne est un cône inversé large bande (PICA pour Planar Inverted Cone Antenna). La bande de fréquence de l'antenne est de 3,1 à 10,6 GHz. La structure de l'antenne et des photos de l'antenne réalisée en position naturelle, pliée et étirée sont montrées Figure I.29.

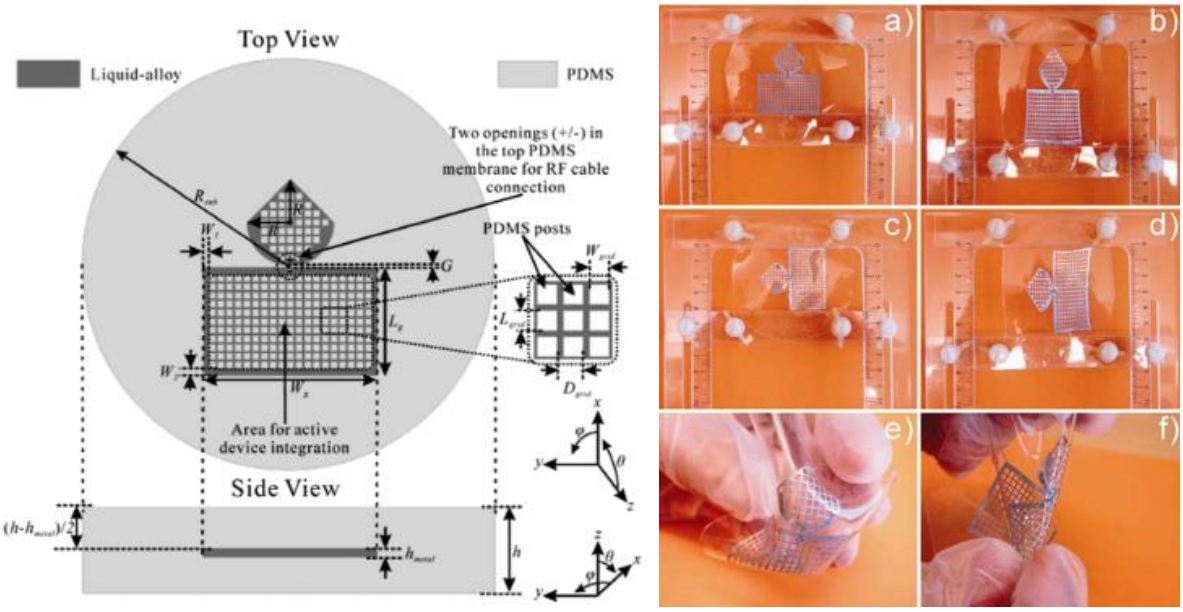


Figure I.29: Géométrie de l'antenne et photographie de l''antenne dans plusieurs positions

Sur la Figure I.30, on peut voir le coefficient de réflexion de l'antenne dans sa position naturelle et pour plusieurs élongations, selon l'axe X et Y. On peut observer que selon les différents cas, l'antenne reste adaptée et large bande.

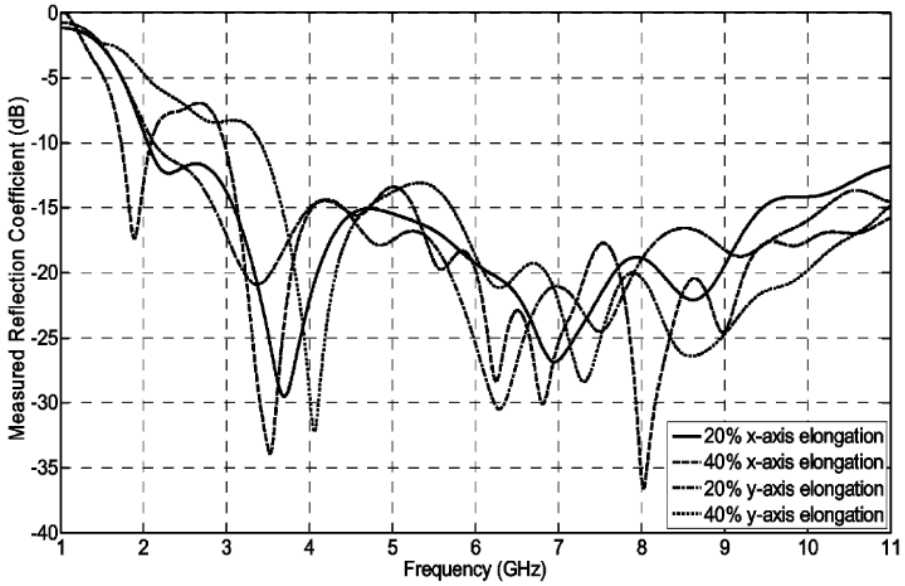


Figure I.30: Coefficient de réflexion de l'antenne selon plusieurs élongations

L'efficacité rayonnée de cette antenne reste supérieure à 70% entre 3 et 10 GHz pour les différentes élongations présentées.

Dans la même idée, les mêmes auteurs ont réalisé une antenne semblable en PDMS et métal liquide mais en utilisant la géométrie d'une demi-boucle planaire [I.21]. La géométrie de l'antenne et des photographies de l'antenne sont présentées Figure I.31.

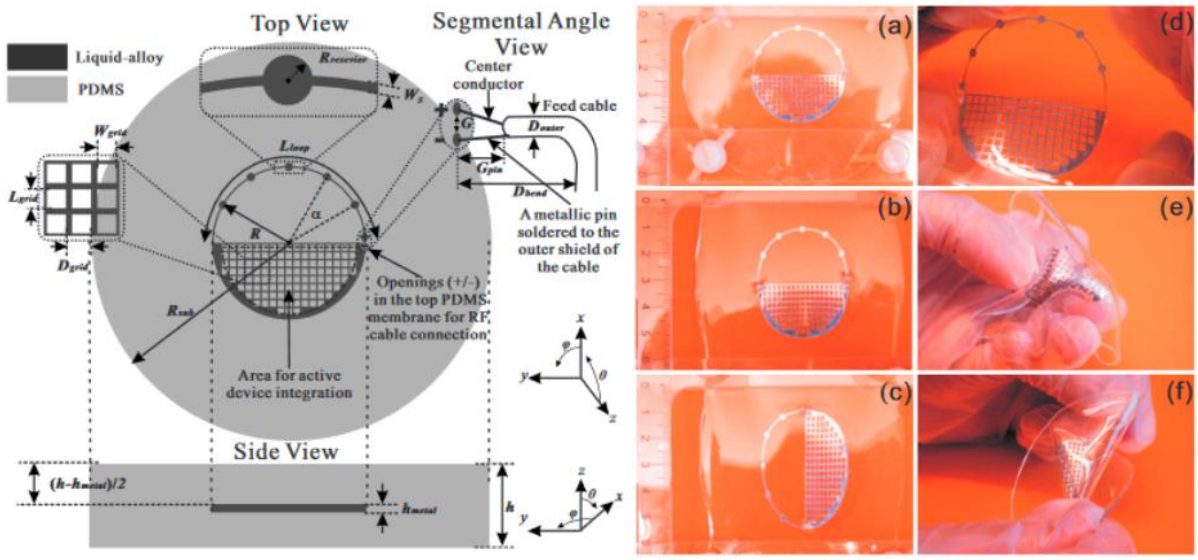


Figure I.31: Géométrie et photographies de l'antenne demi-boucle planaire

L'antenne a le même comportement que dans l'article [I.6] présenté précédemment mais sans l'aspect large bande. On peut voir dans le Tableau I.7: Mesure de l'efficacité rayonné à 2,4 GHz et fréquence de résonance dans plusieurs configurations de l'antenne la fréquence de résonance et l'efficacité rayonnée en fonction de l'élongation suivant l'axe X et Y.

Tableau I.7: Mesure de l'efficacité rayonné à 2,4 GHz et fréquence de résonance dans plusieurs configurations de l'antenne

Elongation	Radiation efficiency (%)	Resonance frequency (GHz)
Nonstretched	98	2.43
20% *x*-axis	92	2.22
40% *x*-axis	88	1.97
20% *y*-axis	96	2.32
40% *y*-axis	84	2.17

L'article [I.25] présente une antenne boucle wearable et flexible pour des applications dans la bande 868 MHz. L'antenne est constituée d'un micro-tube de silicone de 1,5 mm de diamètre rempli de galinstan (Figure I.32), l'antenne est conçue pour se porter au poignet comme un bracelet.

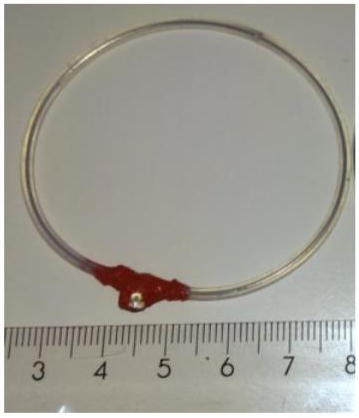


Figure I.32: Photographie de l'antenne avec son micro-tube de silicone rempli de galinstan

L'antenne a été placée sur un fantôme de main puis mesurée. On peut observer sur la Figure I.33 l'antenne placée sur le fantôme dans sa position naturelle et étirée. On peut voir sur la Figure I.34 le coefficient de réflexion de l'antenne. On constate que l'antenne est bien adaptée dans la bande des 868 MHz et de plus, qu'elle se comporte comme une antenne multibande avec deux autres bandes de fréquence à 1,8 GHz et 2,45 GHz.

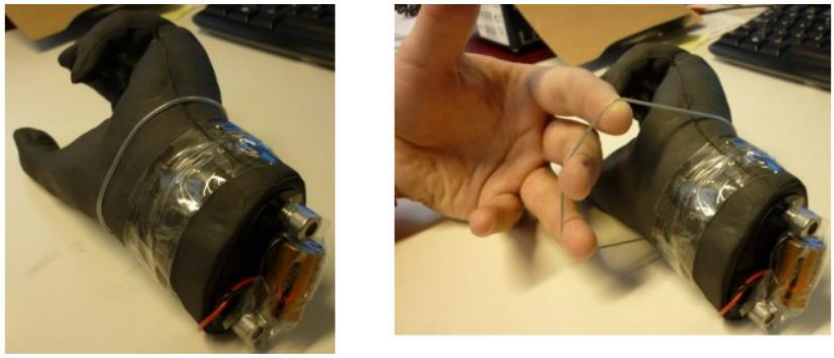


Figure I.33: Antenne placée sur le fantôme dans sa position naturelle et étirée

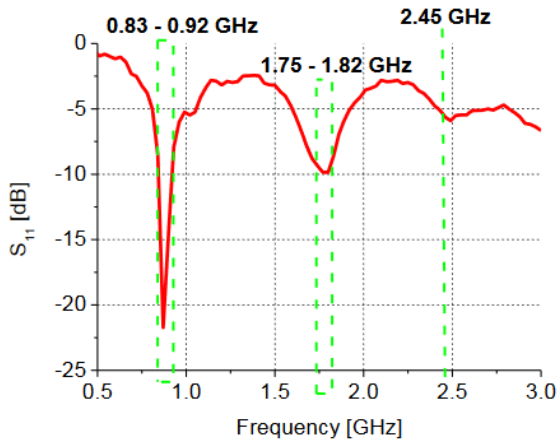


Figure I.34: Coefficient de réflexion de l'antenne mesuré sur le fantôme

1.9 Conclusion chapitre 1

Dans ce premier chapitre, un état de l'art sur les antennes à métal liquide a été effectué. Il en ressort que dans la RF, les métaux liquides les plus adaptés sont le mercure, qui a l'avantage de ne pas s'oxyder, d'avoir une conductivité de $1{,}04.10^6$ S·m^{-1} et une température de fusion à -38,8°C. L'inconvénient majeur du mercure est sa forte toxicité, ce qui aujourd'hui, empêcherait sont utilisation dans tout produit commercialisé.

On retrouve aussi d'autres alliages de liquide à température ambiante. Le egain qui a une température de fusion à 15,3°C et le galinstan qui a une température de fusion à -19°C. Le galinstan est plus intéressant du fait de sa température de fusion plus basse que le egain. Sa composition est de 68,5 % Ga, 21,5% In, 10% Sn. Il dispose d'une conductivité de $3{,}46.10^6$ S·m^{-1} qui est donc supérieure à celle du mercure. De plus cet alliage n'est pas toxique ce qui permet de l'utiliser dans des applications commerciales. L'inconvénient du galinstan est son oxydation au contact de l'air.

Un état de l'art sur les antennes utilisant les métaux liquides a été réalisé. On a pu observer qu'il était intéressant d'utiliser ces métaux liquides pour les antennes reconfigurables en directivité et en fréquence, pour les antennes capteurs de tension mécanique, température et de pression, et pour les antennes conformables wearable ou non. Dans le chapitre suivant, nous verrons comment il devient intéressant aujourd'hui, avec l'émergence des technologies additives, de les utiliser avec les métaux liquides afin d'obtenir des travaux pertinents dans le design d'antenne.

1.10 Références chapitre 1

[I.1] P. Buffat et J. P. Borel, « Size effect on the melting temperature of gold particles », *Phys. Rev. A*, vol. 13, n° 6, p. 2287, 1976.

[I.2] J. A. Cahill et A. D. Kirshenbaum, « The Density Of Liquid Copper From Its Melting Point (1356° K.) To 2500° K. And An Estimate Of Its Critical Constants», *J. Phys. Chem.*, vol. 66, n° 6, p. 1080–1082, 1962.

[I.3] P. A. Daguin, «*Traité élémentaire de physique théorique et expérimentale avec les applications à la météorologie et aux arts industriels*», E. Privat. Toulouse, France, 1861.

[I.4] M. D. Dickey, R. C. Chiechi, R. J. Larsen, E. A. Weiss, D. A. Weitz, et G. M. Whitesides, « Eutectic Gallium-Indium (EGaIn): A Liquid Metal Alloy for the Formation of Stable Structures in Microchannels at Room Temperature », *Adv. Funct. Mater.*, vol. 18, n° 7, p. 1097-1104, avr. 2008.

[I.5] T. Liu, P. Sen, et C.-J. Kim, « Characterization of Nontoxic Liquid-Metal Alloy Galinstan for Applications in Microdevices », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 21, n° 2, p. 443-450, avr. 2012.

[I.6] Shi Cheng, Zhigang Wu, P. Hallbjorner, K. Hjort, et A. Rydberg, « Foldable and Stretchable Liquid Metal Planar Inverted Cone Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, n° 12, p. 3765-3771, déc. 2009.

[I.7] A. M. Morishita, C. K. Kitamura, A. T. Ohta, et W. A. Shiroma, « Two-octave tunable liquid-metal monopole antenna », *Electron. Lett.*, vol. 50, n° 1, p. 19–20, 2014.

[I.8] A. M. Morishita, C. K. Y. Kitamura, A. T. Ohta, et W. A. Shiroma, « A Liquid-Metal Monopole Array With Tunable Frequency, Gain, and Beam Steering », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 1388-1391, 2013.

[I.9] C. K. Y. Kitamura, A. M. Morishita, T. F. Chun, W. G. Tonaki, A. T. Ohta, et W. A. Shiroma, « A liquid metal reconfigurable yagi uda monopole array », *Electron. Lett.*, vol. 50, p. 19-20, 2014.

[I.10] A. Ha et K. Kim, « Frequency tunable liquid metal planar inverted-F antenna », *Electron. Lett.*, vol. 52, n° 2, p. 100-102, janv. 2016.
[I.11] M. Wang, M. R. Khan, C. Trlica, M. D. Dickey, et J. J. Adams, « Pump-Free Feedback Control of a Frequency Reconfigurable Liquide Metal Monopole.pdf ». *AP-S*, 2015.
[I.12] A. Dey, R. Guldiken, et G. Mumcu, « Wideband frequency tunable liquid metal monopole antenna », in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013 IEEE*, 2013, p. 392–393.
[I.13] Y. Damgaci et B. A. Cetiner, « A frequency reconfigurable antenna based on digital microfluidics », *Lab. Chip*, vol. 13, n° 15, p. 2883, 2013.
[I.14] D. Rodrigo, L. Jofre, et B. A. Cetiner, « Circular Beam-Steering Reconfigurable Antenna With Liquid Metal Parasitics », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 4, p. 1796-1802, avr. 2012.
[I.15] M. Rashed Khan, G. J. Hayes, J.-H. So, G. Lazzi, et M. D. Dickey, « A frequency shifting liquid metal antenna with pressure responsiveness », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 99, n° 1, p. 013501, 2011.
[I.16] J.-H. So, J. Thelen, A. Qusba, G. J. Hayes, G. Lazzi, et M. D. Dickey, « Reversibly Deformable and Mechanically Tunable Fluidic Antennas », *Adv. Funct. Mater.*, vol. 19, n° 22, p. 3632-3637, nov. 2009.
[I.17] M. Kubo *et al.*, « Stretchable Microfluidic Radiofrequency Antennas », *Adv. Mater.*, vol. 22, n° 25, p. 2749-2752, juill. 2010.
[I.18] H.-J. Kim, C. Son, et B. Ziaie, « A multiaxial stretchable interconnect using liquid-alloy-filled elastomeric microchannels », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, n° 1, p. 011904, 2008.
[I.19] S. J. Mazlouman, Xing Jie Jiang, A. Mahanfar, C. Menon, et R. G. Vaughan, « A Reconfigurable Patch Antenna Using Liquid Metal Embedded in a Silicone Substrate », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n° 12, p. 4406-4412, déc. 2011.
[I.20] S. Cheng et Z. Wu, « A Microfluidic, Reversibly Stretchable, Large-Area Wireless Strain Sensor », *Adv. Funct. Mater.*, vol. 21, n° 12, p. 2282-2290, juin 2011.
[I.21] S. Cheng, A. Rydberg, K. Hjort, et Z. Wu, « Liquid metal stretchable unbalanced loop antenna », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 94, n° 14, p. 144103, 2009.
[I.22] A. Traille *et al.*, « A wireless passive RCS-based temperature sensor using liquid metal and microfluidics technologies », in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, 2011, p. 45–48.
[I.23] G. J. Hayes, Ju-Hee So, A. Qusba, M. D. Dickey, et G. Lazzi, « Flexible Liquid Metal Alloy (EGaIn) Microstrip Patch Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 5, p. 2151-2156, mai 2012.
[I.24] D. L. Diedhiou, D. Iero, O. De Sagazan, R. Sauleau, et A. V. Boriskin, « Inset-fed liquid metal patch antenna », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*, 2014, p. 1739–1741.
[I.25] A. Vorobyov, C. Henemann, et P. Dallemagne, « Liquid Metal based antenna for wearable electronic », in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, p. 1–3.

2 Antennes et technologies additives

2.1 Sommaire chapitre 2

2 Antennes et technologies additives 29
2.1 Sommaire chapitre 2 29
2.2 Table des figures chapitre 2 30
2.3 Introduction 32
2.3.1 Stéréolithographie / StereoLithography Apparatus (SLA) : 32
2.3.2 Dépôt de Matière Fondue/Fused deposition modeling (FDM) : 33
2.3.3 Frittage sélectif par laser / Selective Laser Sintering (SLS) : 34
2.3.4 Technique utilisée dans nos travaux : 35
2.4 Etat de l'art sur les antennes utilisant l'impression 3D 35
2.5 Caractérisation des matériaux utilisés 40
2.5.1 Méthode des deux lignes micro-ruban 41
2.5.2 Méthode du stub résonant 44
2.5.3 Les différents matériaux diélectriques utilisés 45
2.5.3.1 Acide polylactique (PLA) 45
2.5.3.2 Plastique de Sculpteo 45
2.5.3.3 Ninjaflex 45
2.5.3.4 Plastique PREPERM de PREMIX 46
2.6 Réalisations 46
2.6.1 Antenne IFA rigide : 46
2.6.2 Antenne flexible sur plan de masse flexible 51
2.6.3 Antenne flexible pour application wearable 55
2.6.4 Antenne de forme complexe 60
2.7 Conclusion chapitre 2 63
2.8 Références chapitre 2 64

2.2 Table des figures chapitre 2

Figure II.1: Principe de fonctionnement de l'impression 3D SLA 32
Figure II.2: Pièce imprimée avec son support par SLA 33
Figure II.3: Principe de fonctionnement d'impression FDM 33
Figure II.4: Bobines de plastique utilisées pour l'impression FDM 34
Figure II.5: Principe de fonctionnement de l'impression SLS 35
Figure II.6: Prototype de l'antenne fil plaque large bande 36
Figure II.7: Coefficient de réflexion et efficacité totale de l'antenne simulés et mesurés 36
Figure II.8: Prototype de l'antenne sphère réalisé avec une imprimante 3D puis métallisé 36
Figure II.9: Coefficient de réflexion et efficacité rayonnée de l'antenne 37
Figure II.10: Prototype de l'antenne et partie de l'antenne réalisé en CAO 37
Figure II.11: Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne « FICA » pour trois prototypes 38
Figure II.12: Photographie de l'antenne (a) avant (b) après métallisation 38
Figure II.13: Coefficient de réflexion de l'antenne simulé et mesuré 39
Figure II.14: Photographie de l'antenne sur substrat NinjaFlex souple 39
Figure II.15: Coefficient de réflexion de l'antenne pour l'antenne plate et différents rayons de courbure 39
Figure II.16: (a) Principe de fonctionnement de la lentille avec la graduation en fonction des différents εr, (b) photographie de la lentille réalisée, (c) réseau de patchs sur lequel est appliqué la lentille 40
Figure II.17: Lignes microruban de même impédance mais de longueurs différentes 41
Figure II.18: Schéma d'un stub ouvert résonant quart d'onde. 45
Figure II.19: Echelle shore 46
Figure II.20: Design de la pièce à imprimer 47
Figure II.21: Design de l'antenne dans les axes X e Y avec cotation 47
Figure II.22: Processus d'injection du métal liquide dans la structure 47
Figure II.23: Plan de masse avec sonde SMA et court-circuit (avant coupure des longueurs superflues) 48
Figure II.24: Prototype imprimé par FDM en PLA 48
Figure II.25: Prototype imprimé par SLS en plastique de la compagnie Sculpteo 48
Figure II.26: Comparaison mesure/simulation du S_{11} de l'antenne FDM 49
Figure II.27: Comparaison mesure/simulation du S_{11} de l'antenne SLS 49
Figure II.28: Efficacité totale mesurée pour la FDM (a) et la SLS (b) 50
Figure II.29: Diagramme de rayonnement dans le plan ϕ=0° pour la FDM (a) et la SLS (b) aux fréquences de résonance respective de chaque antenne 50
Figure II.30: Schéma et cotation de l'antenne 51
Figure II.31: Photographies du prototype 51
Figure II.32: Comparaison mesure/simulation du coefficient de réflexion 52
Figure II.33: Comparaison mesure/simulation de l'efficacité totale 52
Figure II.34: Comparaison mesure/simulation du diagramme de rayonnement dans le plan θ pour ϕ=0°et ϕ=90° 52
Figure II.35: Antenne courbée dans la Starlab de Satimo 53
Figure II.36: Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne dans quatre configurations différentes 53
Figure II.37: Efficacité totale mesurée de l'antenne dans quatre configurations différentes 54
Figure II.38:Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan θ pour ϕ= 0° et dans le plan θ pour ϕ= 90° de l'antenne dans quatre configurations différentes 54
Figure II.39: Schéma et géométrie du prototype 55

Figure II.40 : Partie imprimée de l'antenne dans sa forme naturelle et courbée 55
Figure II.41 : Prototype de l'antenne sur plan de masse électrotextile 56
Figure II.42: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne 56
Figure II.43: Efficacité simulée et mesurée de l'antenne 57
Figure II.44: Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical pour ϕ=0° et ϕ=90° 57
Figure II.45: Schéma de l'antenne conformée 57
Figure II.46: Coefficient de réflexion de l'antenne pour le cas plan et quatre rayons de courbure différents 58
Figure II.47: Efficacité totale de l'antenne pour le cas plan et quatre rayons de courbure différents . 58
Figure II.48: Diagrammes de rayonnement pour ϕ=0° et ϕ=90° pour le cas plan et pour quatre rayons de courbure différents 59
Figure II.49: Coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans le fantôme 59
Figure II.50: Efficacité totale de l'antenne avec et sans le fantôme 60
Figure II.51: Diagramme de rayonnement de l'antenne avec et sans le fantôme dans le plan vertical pour ϕ=0° et ϕ=90° 60
Figure II.52: Schéma et dimensions du prototype 61
Figure II.53: Prototype de l'antenne..... 61
Figure II.54: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne 62
Figure II.55: Efficacité totale simulée et mesurée de l'antenne..... 62
Figure II.56: Diagramme de rayonnement dans le plan vertical pour ϕ=0° et ϕ=90°..... 63

2.3 Introduction

Les technologies additives sont des technologies qui permettent de créer un objet par ajout de matière, par opposition à l'usinage où l'on crée un objet en partant d'un bloc existant en n'en retirant de la matière. L'impression 3D fait partie des technologies additives. Dans cette thèse nous utiliserons uniquement ce type de technologie.

Ces dernières années nous avons assisté à un fort développement des impressions 3D bien que l'invention de l'impression 3D date du milieu des années 80.

Le principe d'une impression 3D est de dessiner un objet via un logiciel de Conception Assistée par Ordinateur (CAO) puis de charger ce design sur un logiciel d'imprimante 3D qui le découper en couches, le transmet à l'imprimante qui elle-même va créer physiquement ces différentes couches soit par ajout de matière, soit par solidification de matière.

Il existe plusieurs types d'imprimantes 3D. Selon le résultat, le prix et la précision souhaités il est préférable d'utiliser l'une ou l'autre des différentes impressions 3D. Nous présentons ci-dessous une liste non exhaustive des différentes technologies d'impression 3D :

2.3.1 Stéréolithographie / StereoLithography Apparatus (SLA) :

La stéréolithographie est une technique d'impression 3D inventée dans le milieu des années 80, brevetée en 1984 par Charles Hull. C'est également le premier type d'imprimante 3D commercialisée, par 3D Systems en 1988.

La SLA utilise le principe de la photo-polymérisation, c'est-à-dire qu'après que l'utilisateur ait chargé sur la machine son fichier numérique 3D conçu avec un logiciel de CAO, un laser ultraviolet va venir solidifier une résine photosensible liquide qui se trouve dans un réceptacle, couche par couche, et créer ainsi l'objet. Le principe de fonctionnement de cette technique est détaillé dans la Figure II.1.

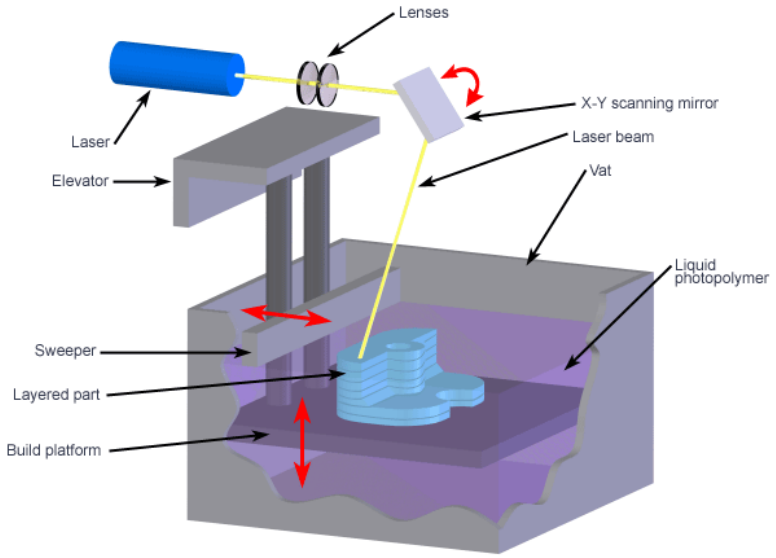


Figure II.1: Principe de fonctionnement de l'impression 3D SLA

On peut voir sur la Figure II.2 un exemple de pièce imprimée par SLA, ainsi que le support d'impression de la pièce, lui-même imprimé. La SLA est une des méthodes d'impression 3D les plus précises.

Figure II.2: Pièce imprimée avec son support par SLA

2.3.2 Dépôt de Matière Fondue/Fused deposition modeling (FDM) :

LA FDM connue en Français sous le nom de Dépôt de Matière Fondue, est également une technique d'impression 3D. Elle a été développée à la fin des années 80 par S. Scott Crump et commercialisée au début des années 90 par l'entreprise étasunienne Stratasys dont S. Scott Crump est le fondateur.

Comme son nom l'indique cette méthode consiste à créer un objet par ajout de matière fondue. Tout d'abord comme pour toute impression 3D, l'utilisateur doit créer un fichier 3D à l'aide d'un logiciel de CAO. Le fichier est ensuite chargé sur l'imprimante, le programme de celle-ci va le découper par couches de façon à pouvoir ensuite l'imprimer en déposant de la matière couche par couche. Le principe de cette technique est qu'une tête chauffante, pouvant se déplacer sur les axes X et Y, fait fondre un fil de plastique et le dépose sur un plateau chauffant pouvant se déplacer sur l'axe Z (Figure II.3). Les principaux plastiques utilisés sont l'Acrylonitrile Butadiène Styrène (ABS) et l'Acide Polylactique (PLA) qui demandent une température de fusion proche de 150 et 200°C et une température de plateau aux environs de 60°C.

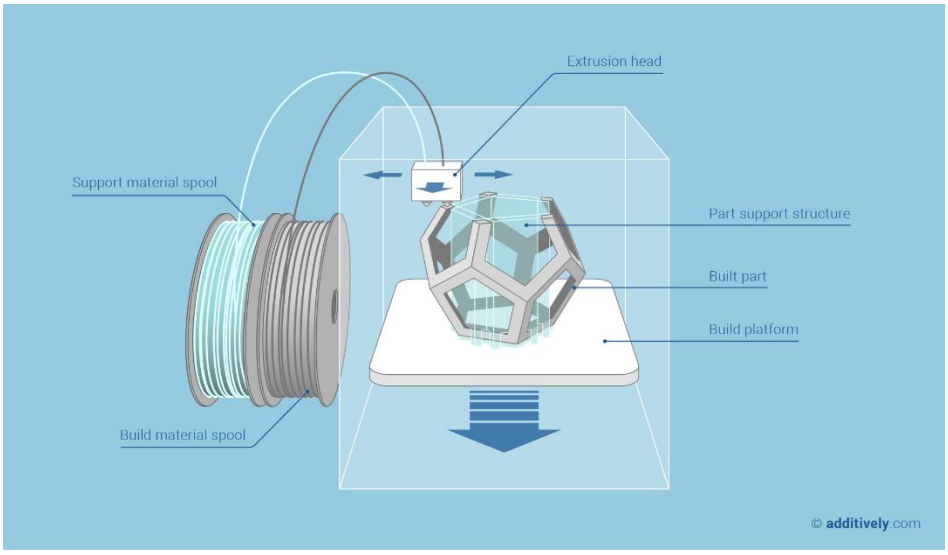


Figure II.3: Principe de fonctionnement d'impression FDM

Le plastique utilisé par l'imprimante se présente sous forme de bobines de fils plastiques, dont on peut voir des exemples sur la Figure II.4.

Figure II.4: Bobines de plastique utilisées pour l'impression FDM

La technique d'impression FDM est aujourd'hui la plus utilisée dans les imprimantes grand-public. On peut trouver des imprimantes à partir de quelques centaines d'euros jusqu'à plusieurs milliers d'euros. La précision de l'impression varie beaucoup en fonction de la qualité de l'imprimante choisie.

Un avantage de la FDM est de pouvoir jouer sur le taux de remplissage de plastique des pièces, c'est-à-dire que l'on peut demander à l'imprimante de remplir les parties pleines des pièces à imprimer en « nids d'abeille », ce qui permet en général d'économiser du plastique. Mais de manière différente, nous pouvons aussi l'utiliser pour modifier la constante diélectrique et faire baisser la tangente de perte des pièces imprimées.

2.3.3 Frittage sélectif par laser / Selective Laser Sintering (SLS) :

Le frittage sélectif par laser ou Selective Laser Sintering (SLS) en anglais est aussi une technique d'impression 3D. Cette technique a été développée à l'université d'Austin au Texas dans le milieu des années 80.

Tout d'abord, comme pour toute impression 3D, l'utilisateur doit créer un fichier 3D à l'aide d'un logiciel de CAO. Les prototypes sont ensuite fabriqués à base de poudre de matériaux qui est frittée (chauffée et fondue). La poudre va être fondue avec un laser, qui va, couche par couche, solidifier la poudre du matériau de façon à former l'objet.

L'imprimante est constituée d'une chambre de combustion amovible dans l'axe Z où de la poudre est déposée puis frittée par le laser (Figure II.5)

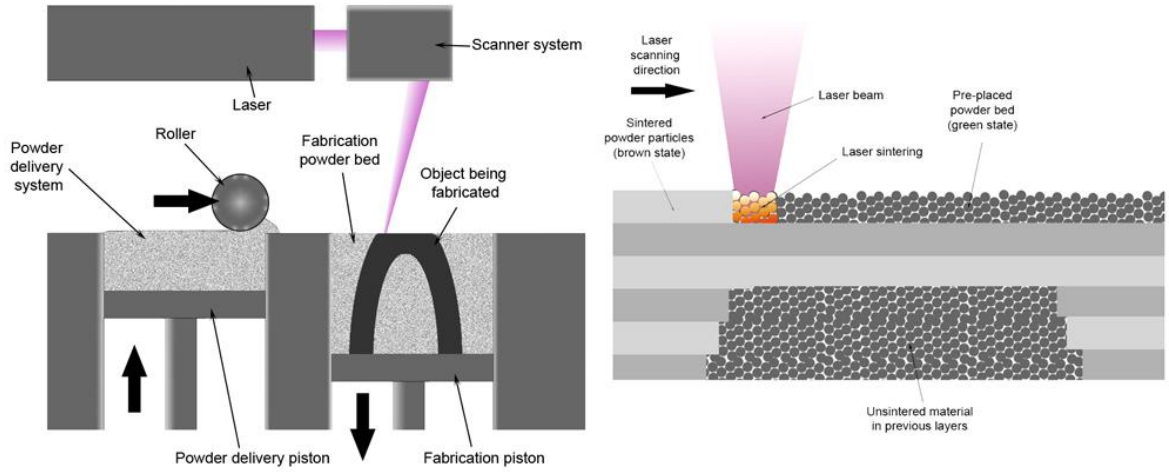


Figure II.5: Principe de fonctionnement de l'impression SLS

L'avantage de cette technique est qu'en fonction de la machine utilisée, l'imprimante peut imprimer du plastique mais aussi de l'aluminium ou d'autres métaux (appelé selective laser melting dans le cas où le consommable est un métal).

2.3.4 Technique utilisée dans nos travaux :

Pour nos travaux nous utiliserons simplement les méthodes d'impression FDM et SLS. Pour une question de prix nous nous contenterons d'imprimer des matériaux diélectriques.

2.4 Etat de l'art sur les antennes utilisant l'impression 3D

Dans la littérature, on trouve déjà quelques articles dont les travaux utilisent l'impression 3D dans le design d'antennes. Dans cet état de l'art, nous parlerons d'antennes qui utilisent l'impression 3D avec des diélectriques, même s'il existe aujourd'hui des imprimantes 3D capables d'imprimer du métal, comme il a été dit dans le paragraphe précédent car le prix de ces imprimantes ou le prix des réalisations restent encore chers.

Une des techniques pour utiliser l'impression 3D dans le design d'antenne est d'imprimer en diélectrique l'antenne à réaliser puis de métalliser ce diélectrique. Les auteurs de l'article [II.1] utilisent cette technique pour réaliser une antenne fils-plaque large bande pour les communications GSM, UMTS et LTE. L'antenne est d'abord simulée avec un outil de simulation électromagnétique 3D puis la structure de l'antenne est réalisée par impression 3D en ABS. Après cet étape, le plastique est métallisé avec une peinture d'argent pour constituer la partie rayonnante de l'antenne. La Figure II.6 nous montre le prototype final de cette antenne conçue pour fonctionner entre 700 MHz et 3,5 GHz.

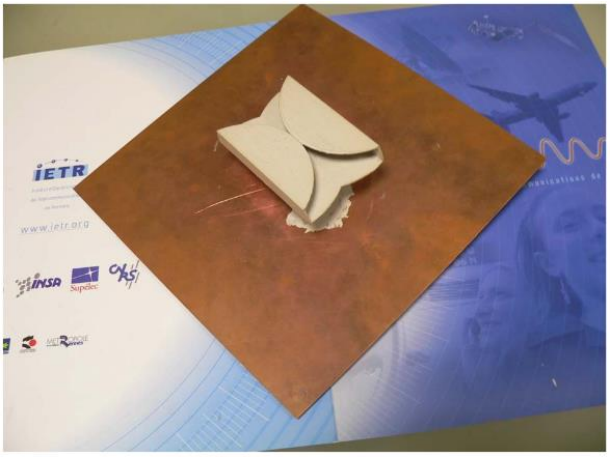


Figure II.6: Prototype de l'antenne fil plaque large bande

Sur la Figure II.7 on peut voir le coefficient de réflexion simulé et mesuré pour cette antenne. On constate une bonne concordance entre mesure et simulation. On peut voir aussi le caractère large bande de l'antenne ainsi qu'une efficacité totale mesurée comprise entre 50 et 60 % sur sa bande de fréquence.

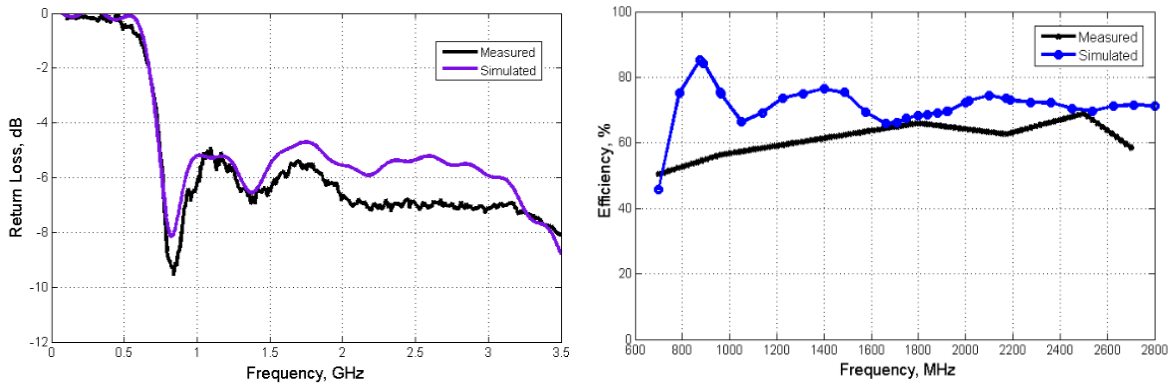


Figure II.7: Coefficient de réflexion et efficacité totale de l'antenne simulés et mesurés

L'article [II.2] utilise la même méthode que dans [II.1] pour réaliser des antenne sphériques, difficilement réalisables avec des méthodes classiques. La différence est utilisation une peinture à base de cuivre pour effectuer la métallisation de l'antenne. Le prototype de l'antenne est montré sur la Figure II.8. Cette antenne a été réalisée pour fonctionner à la fréquence de 750 MHz.

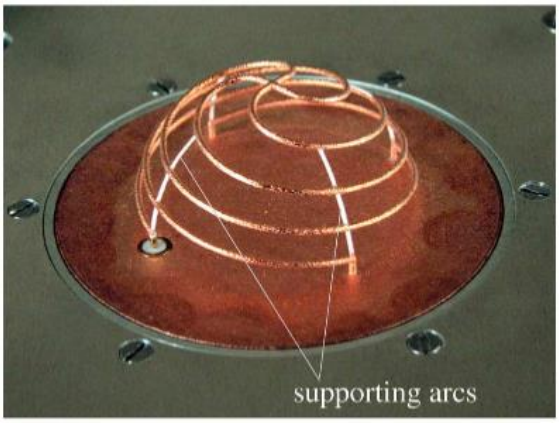


Figure II.8: Prototype de l'antenne sphère réalisé avec une imprimante 3D puis métallisé

On peut voir sur la Figure II.9 une adaptation à la fréquence de résonance ainsi qu'une bonne efficacité rayonnée mesurée, de l'ordre de 95 %.

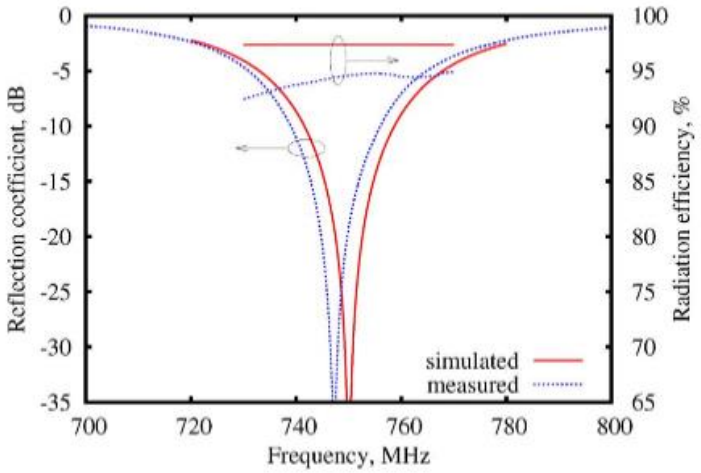


Figure II.9: Coefficient de réflexion et efficacité rayonnée de l'antenne

De manière différente, les auteurs de l'article [II.3] réalisent une antenne IFA repliée en hélice (Figure II.10), nommée dans l'article « antenne F-Inverted Compact Antenna » (FICA) dans la bande UHF dédiée aux réseaux de capteurs sans fil Wireless Sensor Network (WSN). L'antenne FICA est une antenne IFA mais avec le brin rayonnant replié en hélice dans un souci de miniaturisation. Les auteurs utilisent l'impression 3D pour réaliser un support avec des encoches sur lequel l'hélice de l'IFA va s'enrouler. Il devient ainsi plus facile de réaliser ce genre d'antenne en respectant le diamètre et le pas de l'hélice. La partie de l'antenne imprimée est en ABS et la partie rayonnante est réalisée avec du fil de cuivre (Figure II.10).

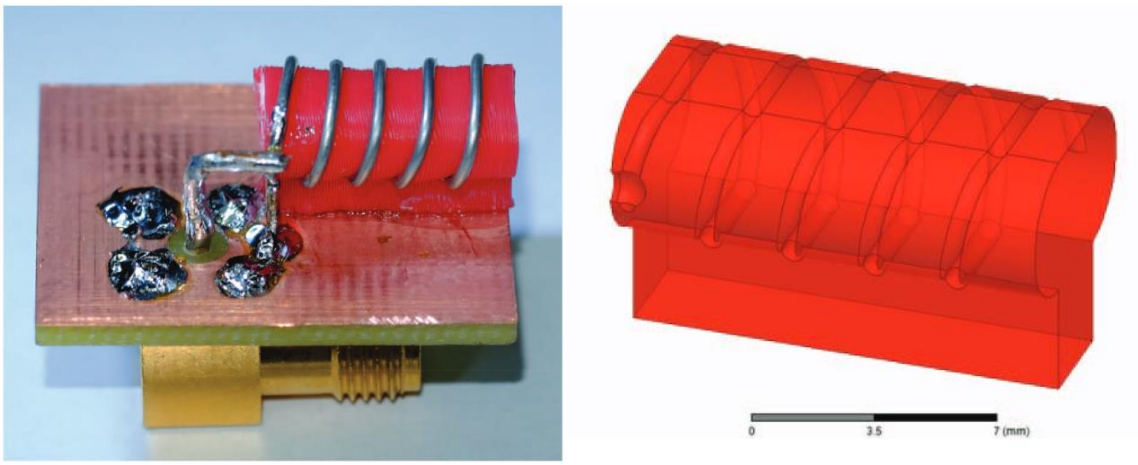


Figure II.10: Prototype de l'antenne et partie de l'antenne réalisé en CAO

On peut voir sur la Figure II.11 le coefficient de réflexion de l'antenne pour plusieurs prototypes réalisés. L'antenne est bien adaptée à sa fréquence de résonance de 915 MHz et il y a peu de variations entre chaque prototype. Cette utilisation de l'impression 3D dans le design d'antenne peut donc se révéler très utile pour la réalisation d'antennes miniatures.

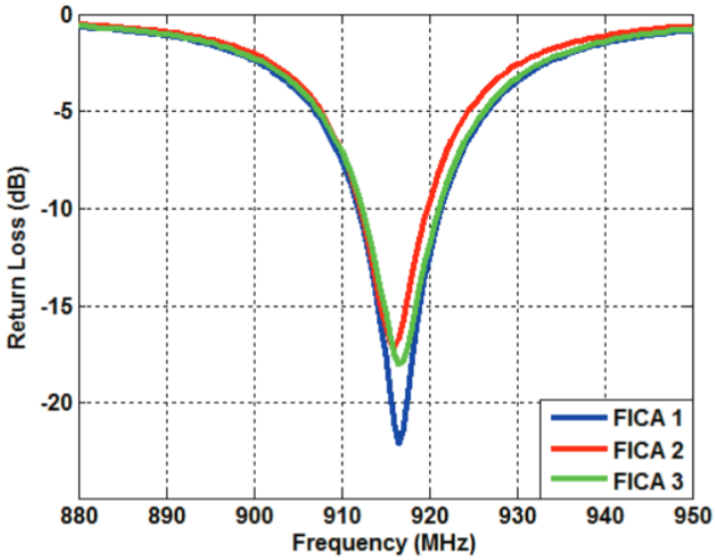


Figure II.11: Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne « FICA » pour trois prototypes

Les articles [II.4] et [II.5] utilisent quant à eux l'impression 3D pour l'impression de substrats pour antennes planaires multicouches. Dans l'article [II.4] les auteurs utilisent l'impression 3D pour réaliser des antennes de type patch mais de formes plus complexes de façon à avoir des antennes multibandes. Sur la Figure II.12, les auteurs ont réalisé une antenne dont la forme est celle d'un logo. Après avoir imprimé le substrat de la forme voulue, les auteurs le métallisent avec une peinture à base de cuivre.

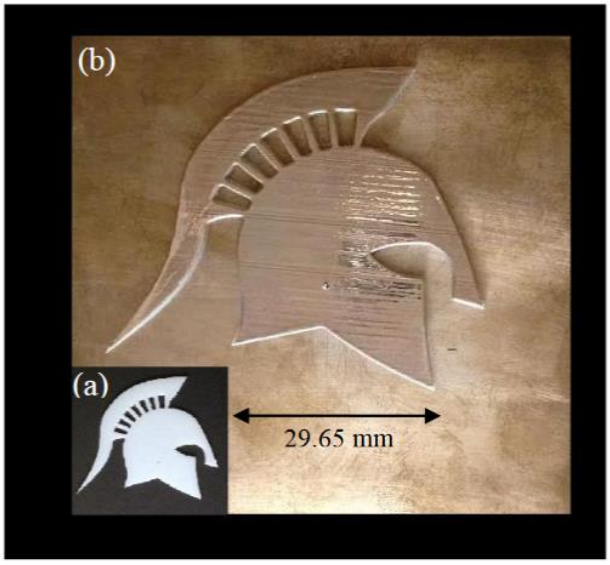


Figure II.12: Photographie de l'antenne (a) avant (b) après métallisation

Sur la Figure II.13 on peut voir le coefficient de réflexion de l'antenne mesuré et simulé. On constate une bonne cohérence entre les courbes ainsi que le caractère multibande de l'antenne.

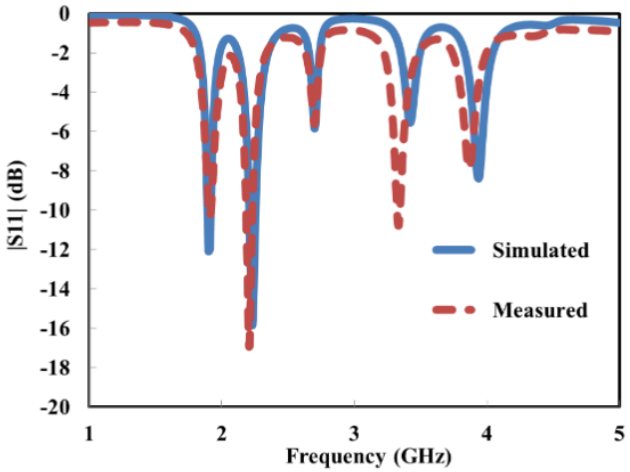


Figure II.13: Coefficient de réflexion de l'antenne simulé et mesuré

Dans l'article [II.5] les auteurs se contentent de réaliser des formes simples d'antennes patch avec un substrat plastique imprimé 3D NinjaFlex [II.6] qui a la particularité d'être souple. Cette propriété fera que ce plastique, détaillé dans la section 2.5.3.3, sera également utilisé pour nos travaux (Figure II.14)

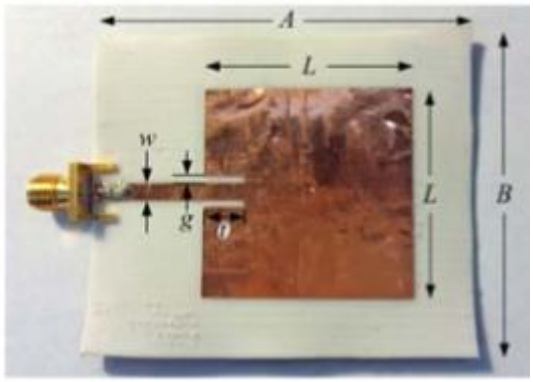


Figure II.14: Photographie de l'antenne sur substrat NinjaFlex souple

On peut voir sur la Figure II.15 que l'antenne est bien adaptée à sa fréquence de résonance de 2,3 GHz pour le cas de l'antenne planaire et pour trois différents rayons de courbures.

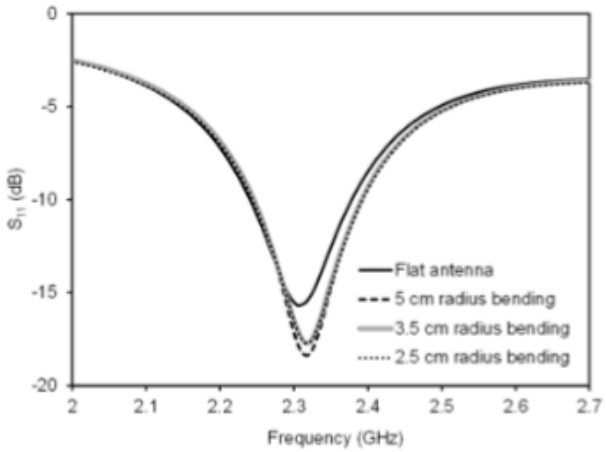


Figure II.15: Coefficient de réflexion de l'antenne pour l'antenne plate et différents rayons de courbure

L'impression 3D est aussi utilisée aujourd'hui pour la réalisation de lentilles diélectriques. En effet, les lentilles diélectriques peuvent fonctionner sur le principe des méta-matériaux. Leur principe est de faire varier la valeur du ε_r d'un matériau pour focaliser le diagramme de rayonnement en un point. Il devient intéressant d'utiliser l'impression 3D pour imprimer une pièce en laissant plus ou moins d'air dans celle-ci pour faire varier son ε_r. L'article [II.7] présente une de ces lentilles diélectriques. Celle-ci s'applique sur un réseau de quatre patchs (Figure II.16(c)). Imprimée à l'aide d'une imprimante 3D, la lentille est un rectangle de plastique en trois dimensions dans lequel se trouvent des cylindres d'air (Figure II.16(b)). Ces cylindres sont de tailles différentes en fonction de leur emplacement sur la lentille ce qui a pour effet de modifier l'εr du plastique (Figure II.16(a)). L'effet obtenu de la lentille est de focaliser le rayonnement de l'antenne en un point voulu et donc d'augmenter le gain de l'antenne (Figure II.16(a)).

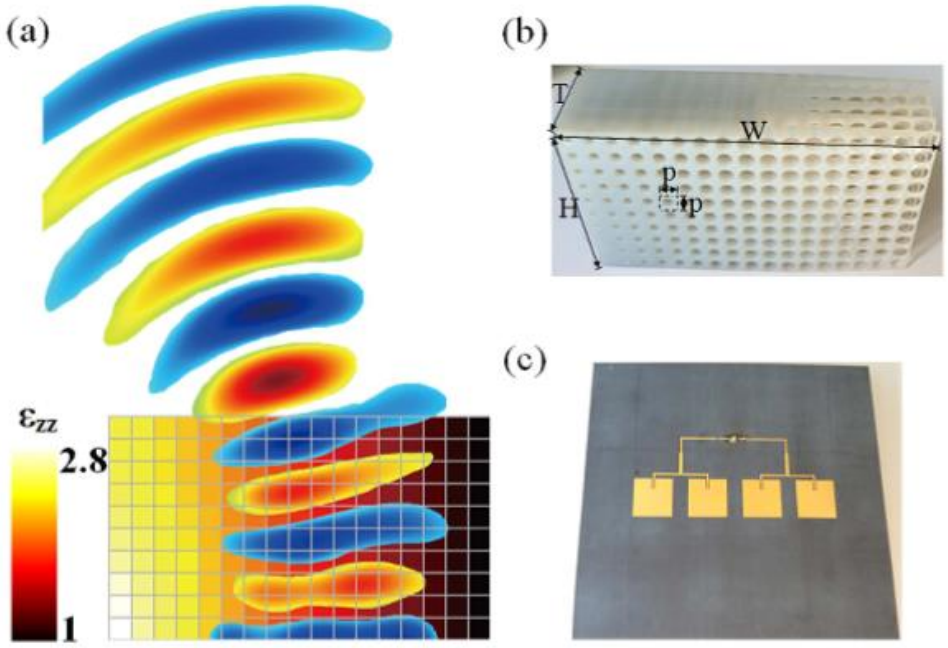


Figure II.16: (a) Principe de fonctionnement de la lentille avec la graduation en fonction des différents εr, (b) photographie de la lentille réalisée, (c) réseau de patchs sur lequel est appliqué la lentille

On trouve dans la littérature d'autres lentilles diélectriques imprimées en 3D. L'article [II.8] présente des lentilles de Fresnel imprimées en FDM avec du plastique PREPERM de chez Premix [II.9]. L'article [II.10] présente aussi des lentilles imprimées pour des fréquences plus hautes, à 60 GHz.

2.5 Caractérisation des matériaux utilisés

L'utilisation des matériaux dédiés aux différentes techniques d'impression 3D passe par leur caractérisation. En effet ces matériaux ne sont pas tous conçus pour les applications RF et nécessitent donc une caractérisation préalable à leur utilisation. On trouve cependant déjà dans la littérature, des caractérisations de matériaux utilisés par les imprimantes 3D comme par exemple dans [II.5].

Dans la littérature il existe de nombreuses méthodes de caractérisation. Pour des questions de simplicité et de facilité à mettre en œuvre, nous avons choisi de caractériser nos matériaux avec deux méthodes : la caractérisation à deux lignes micro-ruban décrite dans [II.11] et [II.12], et la

caractérisation à l'aide d'un stub résonant décrit dans [II.13]. Nous avons caractérisé nos matériaux avec ces deux méthodes différentes pour vérifier la validité des résultats. De plus la méthode du stub résonant, qui est plus précise que la méthode des lignes micro-ruban, est cependant plus faible bande et nécessite de concevoir des lignes 50 ohms sur le substrat à caractériser et donc de connaitre déjà la permittivité diélectrique du matériel à caractériser.

2.5.1 Méthode des deux lignes micro-ruban

La méthode de caractérisation à l'aide de lignes microruban est décrite dans [II.11] et [II.14]. C'est une méthode non-résonante, peu couteuse et facile à mettre en place. Ses principaux avantages sont qu'elle ne nécessite pas de lignes d'impédance 50 ohms et d'être large bande.

La méthode consiste à réaliser, sur le substrat à caractériser, deux lignes microruban de même largeur et même épaisseur mais de longueurs différentes, et de mesurer ensuite leurs paramètres S à l'aide d'un analyseur de réseau.

Les lignes microruban représentées Figure II.17 sont exprimées sous forme d'une matrice **M**. Cette matrice **M** est issue du produit de trois matrices : la matrice d'entrée de ligne **X**, la matrice propre à la ligne de transmission **T** et la matrice de sortie de ligne **Y**. Les matrices **X** et **Y** sont différenciées de la matrice **M** pour pouvoir éliminer les transitions câble coaxial de l'analyseur de réseau-ligne micro--ruban. En effectuant les mesures en transmission et réflexion des deux lignes, il sera possible d'isoler une portion de ligne dite parfaite et d'en extraire les propriétés diélectriques du substrat.

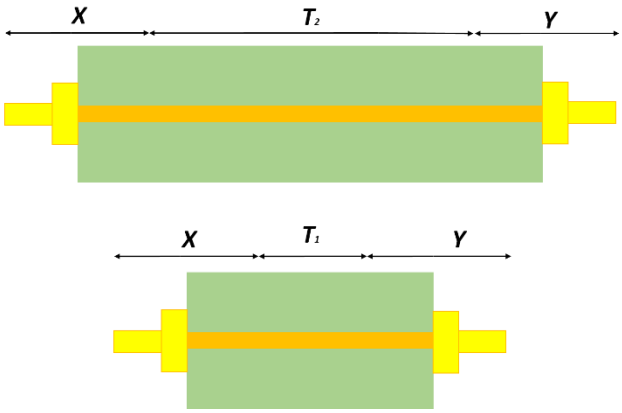


Figure II.17: Lignes microruban de même impédance mais de longueurs différentes

La matrice de transfert **M** peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$M = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{11}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} \qquad (II.1)$$

Elle peut s'également s'écrire sous la forme :

$$M = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_i & Z_c \sinh \gamma l_i \\ {Z_c}^{-1} \sinh \gamma l_i & \cosh \gamma \, l_i \end{bmatrix} \qquad (II.2)$$

où γ est la constante de propagation et l la longueur de la ligne.

La matrice de la ligne la plus courte $\mathbf{M_1}$ s'écrit :

$$\boldsymbol{M_1 = XT_1Y} \tag{II.3}$$

La matrice de la ligne la plus longue $\mathbf{M_2}$ s'écrit :

$$\boldsymbol{M_2 = XT_2Y} \tag{II.4}$$

En considérant que les transitions d'entrée et de sortie sont identiques sur les deux lignes, on peut alors écrire :

$$\boldsymbol{M_1 {M_2}^{-1} = XT_1 Y Y^{-1} {T_2}^{-1} X^{-1} = XT_1 {T_2}^{-1} X^{-1}} \tag{II.5}$$

A condition que **P** soit carrée et **A** inversible nous avons :

$$T_r\left(\boldsymbol{PAP^{-1}}\right) = T_r(A) \tag{II.6}$$

Ce qui donne un lien entre $\mathbf{M_1M_2^{-1}}$ et $\mathbf{T_1T_2^{-1}}$:

$$\begin{gathered} T_r\left(\boldsymbol{XT_1 {T_2}^{-1} X^{-1}}\right) = T_r\left(\boldsymbol{T_1 {T_2}^{-1}}\right) \\ T_r\left(\boldsymbol{M_1 {M_2}^{-1}}\right) = T_r\left(\boldsymbol{T_1 {T_2}^{-1}}\right) \end{gathered} \tag{II.7}$$

En utilisant (II.2), on a :

$$\boldsymbol{T_{i=1,2}} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_c \sinh \gamma l \\ {Z_c}^{-1} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix}$$

Puis on cherche à exprimer le produit $\mathbf{T_1T_2^{-1}}$ en fonction de γ et l_i. Nous inversons la matrice $\mathbf{T_2}$ à condition que *det* $\mathbf{T_2 \neq 0}$

$$\boldsymbol{{T_2}^{-1}} = \frac{1}{det\boldsymbol{T}_2} (com\boldsymbol{A})^t$$

$$det\boldsymbol{T}_2 = \cosh \gamma l_2 \,.\cosh \gamma l_2 - Z_c \sinh \gamma l_2 \,.\, {Z_c}^{-1} \sinh \gamma l_2 = cosh^2 \gamma l_2 - sinh^2 \gamma l_2 = 1$$

$$(com\boldsymbol{A})^t = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_2 & Z_c \sinh \gamma l_2 \\ {Z_c}^{-1} \sinh \gamma l_2 & \cosh \gamma l_2 \end{bmatrix}$$

Nous obtenons :

$$\boldsymbol{T_1 {T_2}^{-1}} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_1 & Z_c \sinh \gamma l_1 \\ {Z_c}^{-1} \sinh \gamma l_1 & \cosh \gamma l_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_2 & Z_c \sinh \gamma l_2 \\ {Z_c}^{-1} \sinh \gamma l_2 & \cosh \gamma l_2 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{T_1 T_2}^{-1}$$
$$= \begin{bmatrix} \cosh\gamma l_1 \,.\, \cosh\gamma l_2 + Z_c \sinh\gamma l_1 \,.\, (-{Z_c}^{-1}) \sinh\gamma l_2 & -Z_c \cosh\gamma l_1 \,.\, \sinh\gamma l_2 + Z_c \sinh\gamma l_1 \,.\, \cosh\gamma l_2 \\ {Z_c}^{-1} \sinh\gamma l_1 \,.\, \cosh\gamma l_2 - {Z_c}^{-1} \cosh\gamma l_1 \,.\, \sinh\gamma l_2 & {Z_c}^{-1} \sinh\gamma l_1 \,.\, \left(-{Z_c}^{-1}\right) \sinh\gamma l_2 + \cosh\gamma l_1 \,.\, \cosh\gamma l_2 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{T_1 T_2}^{-1} = \begin{bmatrix} I & II \\ III & IV \end{bmatrix}$$

Nous simplifions les écritures *I, II, III* et *IV* en posant $\Delta d = l_2 - l_1$:

$$I = \cosh\gamma l_1 \,.\, \cosh\gamma l_2 - \sinh\gamma l_1 \,.\, \sinh\gamma l_2 = \cosh[-\gamma(l_2 - l_1)] = \cosh\gamma \Delta d$$

$$II = Z_c[\sinh\gamma l_1 \,.\, \cosh\gamma l_2 - \sinh\gamma l_2 \,.\, \sinh\gamma l_1] = Z_c \sinh[-\gamma(l_2 - l_1)] = -Z_c \sinh\gamma \Delta d$$

$$III = {Z_c}^{-1}[\sinh\gamma l_1 \,.\, \cosh\gamma l_2 - \sinh\gamma l_2 \,.\, \sinh\gamma l_1] = -{Z_c}^{-1} \sinh\gamma \Delta d$$

$$IV = I = \cosh\gamma \Delta d$$

Nous pouvons écrire :

$$\boldsymbol{T_1 T_2}^{-1} = \begin{bmatrix} \cosh\gamma \Delta d & -Z_c \sinh\gamma \Delta d \\ -{Z_c}^{-1} \sinh\gamma \Delta d & \cosh\gamma \Delta d \end{bmatrix} \qquad (II.8)$$

En utilisant (II.7) et (II.8) nous avons alors :

$$T_r\left(\boldsymbol{M_1 M_2}^{-1}\right) = 2\cosh(\gamma \Delta d) \qquad (II.9)$$

Avec l'équation (II.9) nous avons un lien entre γ, l_2, l_1 et les données mesurées $\mathbf{M_1}$ et $\mathbf{M_2}$. Notons que comme Z_c n'intervenant pas dans la Trace, nous pouvons choisir une largeur de ligne aléatoire.

Nous transformons l'équation (II.9) pour faire apparaitre la permittivité relative complexe du matériau sous test avec les seules données que nous avons en notre possession, c'est-à-dire la fréquence f, les longueurs l_2 *et* l_1, et les matrices $\mathbf{M_1}$ et $\mathbf{M_2}$. Avec cet expression de [II.15] :

$$\gamma^2 = -\omega^2 \mu \varepsilon_0 (\varepsilon' - j\varepsilon'') \qquad (II.10)$$

Avec les équations (II.9) et (II.10) on a alors :

$$-\omega^2 \mu \varepsilon_0 = \left[\frac{1}{\Delta d} cosh^{-1}\left[\frac{1}{2} Tr\left(\boldsymbol{M_1 M_2}^{-1}\right)\right]\right]^2$$

Avec les égalités $c^2 \mu_0 \varepsilon_0 = 1$ et $\omega = \frac{2\Pi}{f}$ nous pouvons simplifier notre dernière équation en :

$$\varepsilon = -\frac{c^2}{4\pi^2 f^2}\left[\frac{1}{\Delta d} cosh^{-1}\left[\frac{1}{2} Tr\left(\boldsymbol{M_1 M_2}^{-1}\right)\right]\right]^2 \qquad (II.11)$$

L'équation (II.11) nous permet de déterminer la valeur de la permittivité effective relative, ε_{eff}, la tangente de perte, tanδ, du matériau à caractériser.

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon' \tag{II.12}$$

$$tan = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \tag{II.13}$$

La permittivité relative est déterminée avec la formule de M.V. Schneider :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} . \frac{1}{\sqrt{1 + 10\,{}^{h}/_{W}}} \tag{II.14}$$

Ce qui donne :

$$\varepsilon_r = \frac{2\varepsilon_{eff} - 1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10\,{}^{h}/_{W}}}}{1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10\,{}^{h}/_{W}}}} \tag{II.15}$$

2.5.2 Méthode du stub résonant

La technique du stub résonant ou technique du té résonant [II.13], consiste à designer une ligne microruban chargée par un stub ouvert quart d'onde (Figure II.18) sur le substrat à caractériser. De la mesure des paramètres S à l'aide d'un analyseur de réseaux, il est théoriquement possible de déterminer la permittivité relative qui découle de cette mesure à l'aide d'un calcul analytique mais il est plus précis de faire une comparaison avec une simulation. Dans un second temps il faut :

- designer grâce à un logiciel de simulation électromagnétique la même ligne microruban avec le stub et les ports SMA,

- faire une étude paramétrique sur la permittivité relative pour fixer la fréquence de résonance sur celle obtenue en mesure.

- puis faire une nouvelle étude paramétrique sur la tangente de perte afin de retrouver le même facteur de qualité qu'en mesure.

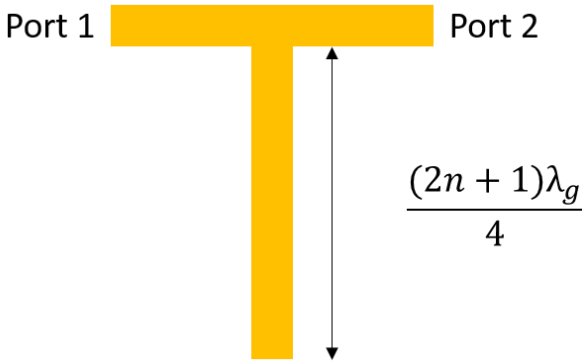


Figure II.18: Schéma d'un stub ouvert résonant quart d'onde.

Cette méthode est utilisée pour la validation des résultats obtenus avec la méthode précédente.

2.5.3 Les différents matériaux diélectriques utilisés

2.5.3.1 Acide polylactique (PLA)

Le PLA est avec l'ABS, l'un des principaux matériels utilisés pour les imprimantes 3D FDM. C'est un plastique qui a une température de fusion de 150°C, une permittivité relative ε_r d'environ 3,1 et une tangente de perte tanδ de 0,01 [II.16]. On le trouve sous forme de bobine pour consommable d'imprimante 3D FDM.

2.5.3.2 Plastique de Sculpteo

Sculpteo [II.17] est une entreprise d'impression 3D en ligne. Son principe de fonctionnement est de télédéposer sur leur site internet un design de fichier 3D en extension STL et de sélectionner le matériau dans lequel on désire que la pièce soit imprimée. Pour nos réalisations nous avons choisi leur plastique de base. L'entreprise en étant propriétaire nous ne pouvons pas connaitre sa composition. Nous l'avons donc caractérisé à l'aide des deux méthodes vues précédemment. Nous avons trouvé une constante diélectrique de 2,2 et une tangente de perte de 0,04. Sculpteo imprime leur plastique avec une imprimante 3D de type SLA.

2.5.3.3 Ninjaflex

Le Ninjaflex [II.6] est un filament pour imprimante 3D FDM. Ce matériau étant également la propriété de la société qui le produit nous ne connaissons pas sa composition. Le Ninjaflex est un filament qui a l'avantage d'être souple. Sur l'échelle shore, échelle donnant une indication sur la flexibilité des matériaux (voir Figure II.19), il possède un coefficient de 85A, ce qui est comparable à la souplesse d'une semelle de chaussure. Nous l'avons aussi caractérisé à l'aide des deux méthodes présentées précédemment et nous avons trouvé un ε_r de 2,6 et un tanδ de 0,04. L'article [II.5] caractérise aussi le

Ninjaflex mais à une fréquence plus élevée et donne des valeurs similaires aux nôtres.

Figure II.19: Echelle shore

2.5.3.4 Plastique PREPERM de PREMIX

PREPERM est une gamme de plastique proposée par la société PREMIX [II.9]. C'est un plastique spécialement conçu pour les travaux en Radio Fréquences (RF). Nous avons utilisé pour nos travaux le L335 que nous avons commandé sous forme de bobine pouvant être imprimée par une imprimante 3D FDM. Il possède une constante diélectrique de 3,35 et une tangente de perte de 0,0005.

2.6 Réalisations

Le but de nos travaux est de réaliser des antennes à l'aide d'imprimantes 3D et de métal liquide. Le concept consiste dans un premier temps à imprimer à l'aide d'une imprimante 3D une pièce servant de radome à l'antenne avec, à l'intérieur, un micro-canal de la forme de l'antenne. Dans un second temps, on vient remplir ce miro-canal avec une seringue contenant du métal liquide pour réaliser la partie rayonnante de l'antenne. Sur ce principe de réalisation, nous présenterons tout d'abord une antenne IFA rigide puis une IFA flexible pour application wearable et enfin une antenne de forme plus complexe.

2.6.1 Antenne IFA rigide :

Notre premier prototype d'antenne réalisé avec imprimante 3D et métal liquide est une antenne IFA. Nous avons choisi cette forme d'antenne car elle possède une alimentation mode commun (Unbalanced) et ne pose donc pas trop de problèmes pour sa mesure. Sa facilité d'adaptation (adaptation par la distance entre le court-circuit et l'alimentation), ainsi que sa fréquence de résonance fixée par la longueur de l'antenne sont également des arguments de choix.

Pour cette antenne nous avons réalisé deux prototypes, un premier en plastique PLA imprimé par nos soins avec une imprimante FDM au Fablab du campus SophiaTech, et un deuxième prototype imprimé par l'entreprise Sculpteo par une imprimante SLS utilisant le plastique de leur société (voir section 2.5.3.2).

Le design de la pièce à imprimer est représenté sur la Figure II.20. Sur cette figure on peut voir les micro-canaux qui seront remplis de galinstan. Pour le prototype en SLS on ne peut jouer sur le taux de

remplissage de la pièce. Par contre, pour le prototype en PLA, le taux de remplissage étant réglable, nous avons choisi un taux de 30% avec des parois de 0,7 mm remplies à 100% ce qui nous donne un ε_r équivalent de 1,8 pour la pièce réalisée.

Figure II.20: Design de la pièce à imprimer

Sur la Figure II.21, on peut voir la géométrie de l'antenne selon les axes X et Y. Les dimensions sont : h_sub=13 mm, l_sub=60,50 mm, la_sub=6 mm, h_ant=9,25 mm, l_ant=54,25 mm, Dist_cc=2,5 mm et d_ant=1,40 mm.

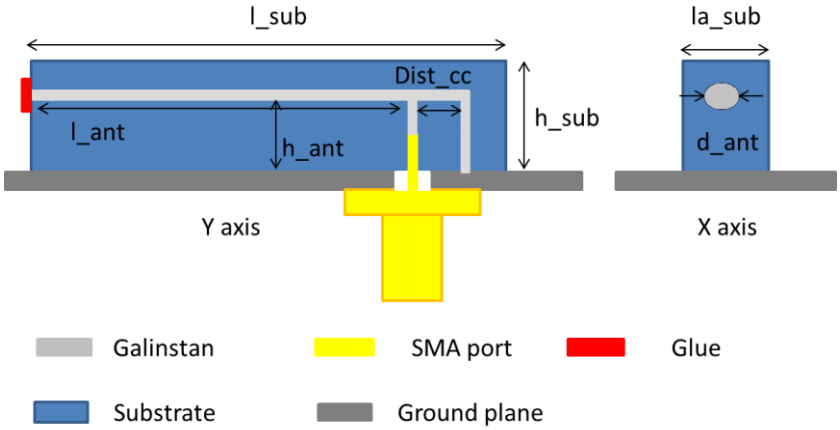


Figure II.21: Design de l'antenne dans les axes X e Y avec cotation

Pour la réalisation de l'antenne, la méthode consiste à injecter le métal liquide dans le micro-canal laissé libre dans le substrat par l'extrémité de l'antenne, tout en bouchant avec un bout de fil de cuivre le micro-canal où sera placée la sonde du port SMA (Figure II.22). Une fois que le galinstan sort par le micro-canal servant de court-circuit, il faut arrêter l'injection, et vérifier à l'aide d'un Ohmmètre que l'on a bien un contact aux deux extrémités du micro-canal. L'étape suivante consiste à déboucher le micro-canal de la sonde et à boucher celui du court-circuit, puis à injecter du métal liquide toujours dans le même micro-canal de façon à faire remonter le galinstan dans le micro-canal de la sonde. Une fois cette opération terminée, il nous faut fixer l'antenne sur un plan de masse sur lequel on aura au préalable soudé un port SMA et un petit bout de cuivre pour le court-circuit (Figure II.23). Nous avons choisi un diamètre pour les micro-canaux identique à celui d'une sonde de port SMA.

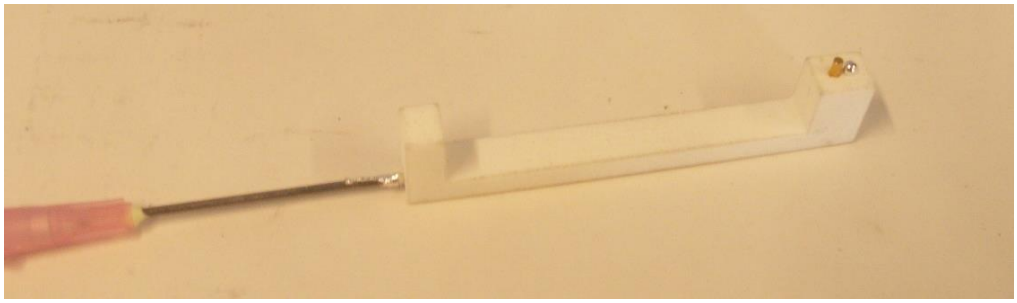


Figure II.22: Processus d'injection du métal liquide dans la structure

Figure II.23: Plan de masse avec sonde SMA et court-circuit (avant coupure des longueurs superflues)

Sur la Figure II.24 et la Figure II.25 on peut voir le résultat final des deux différents prototypes en fin de fabrication. Sur ces figures on peut voir que le substrat/radome encapsule le métal liquide sur un plan de masse.

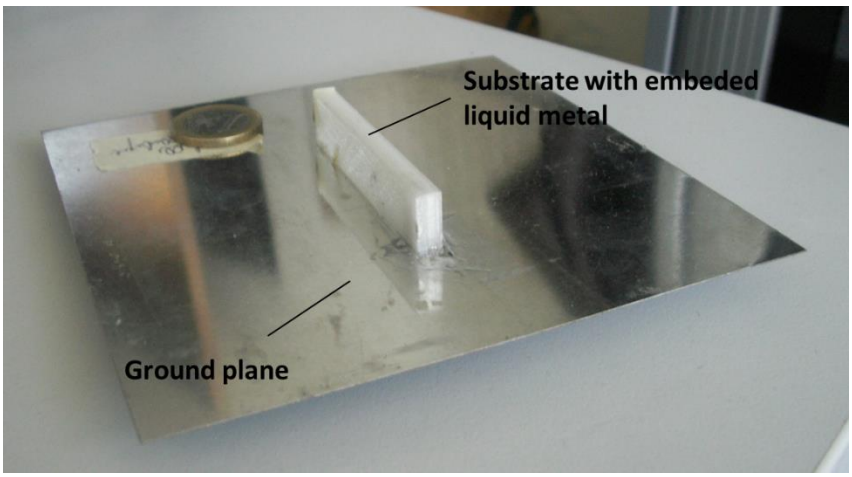


Figure II.24: Prototype imprimé par FDM en PLA

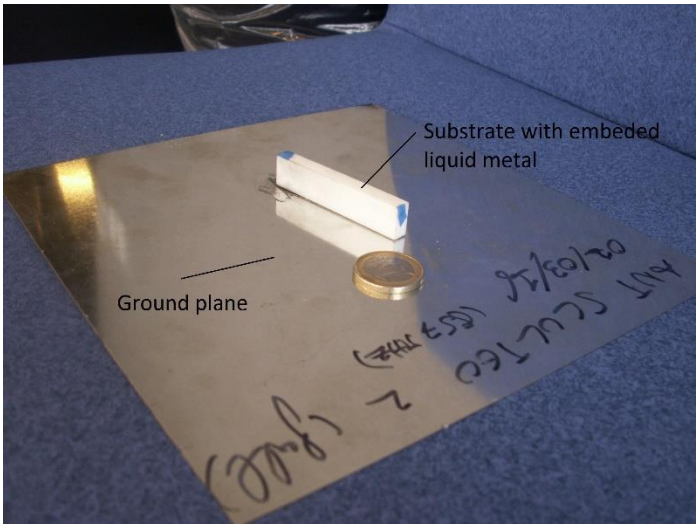


Figure II.25: Prototype imprimé par SLS en plastique de la compagnie Sculpteo

Sur la Figure II.26, on peut observer la comparaison en simulation et mesure du coefficient de réflexion pour le prototype FDM. On peut remarquer sur cette figure une bonne adaptation à la fréquence de résonance de 990 MHz ainsi qu'une bonne cohérence entre mesure et simulation.

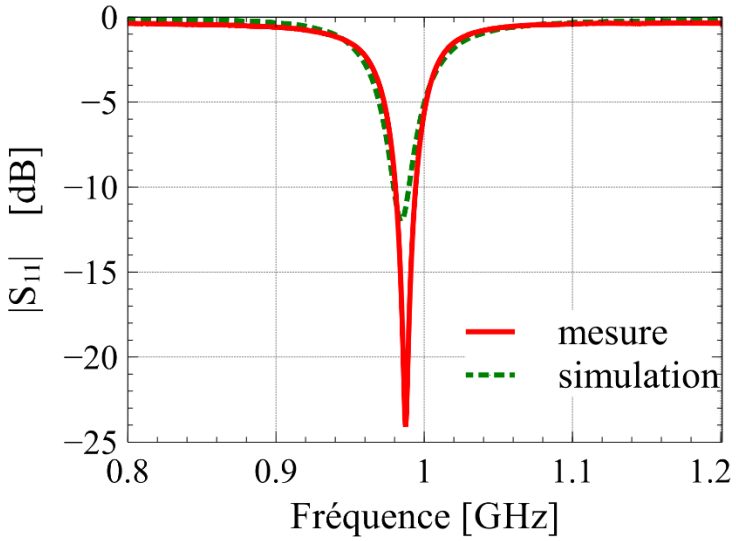


Figure II.26: Comparaison mesure/simulation du S_{11} de l'antenne FDM

Sur la Figure II.27, on peut voir la même chose mais cette fois pour l'antenne SLS. Les deux prototypes présentent une bonne adaptation à des fréquences de résonance différentes. Cela est dû au fait que nous avons conservé la même géométrie d'antenne pour des matériaux qui possèdent des caractéristiques diélectriques différentes. Le but ici est bien de comparer les deux types de réalisation et non d'adapter nos antennes dans une bande de fréquence précise.

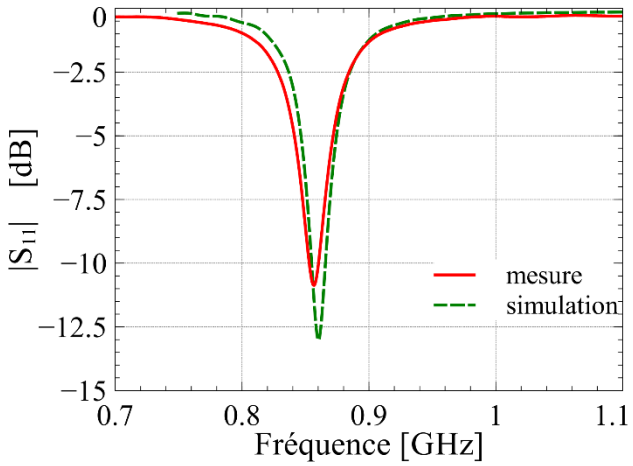


Figure II.27: Comparaison mesure/simulation du S_{11} de l'antenne SLS

Figure II.28, on peut observer l'efficacité totale pour les deux prototypes, mesurée dans une chambre anéchoïque compacte Start lab de chez Satimo. Sur les courbes d'efficacité on peut voir qu'on a bien le pic d'efficacité à la fréquence de résonance. Le prototype FDM possède une meilleure efficacité, du fait que le substrat utilisé pour encapsuler le métal liquide possède une tangente de perte plus faible que celle en SLS.

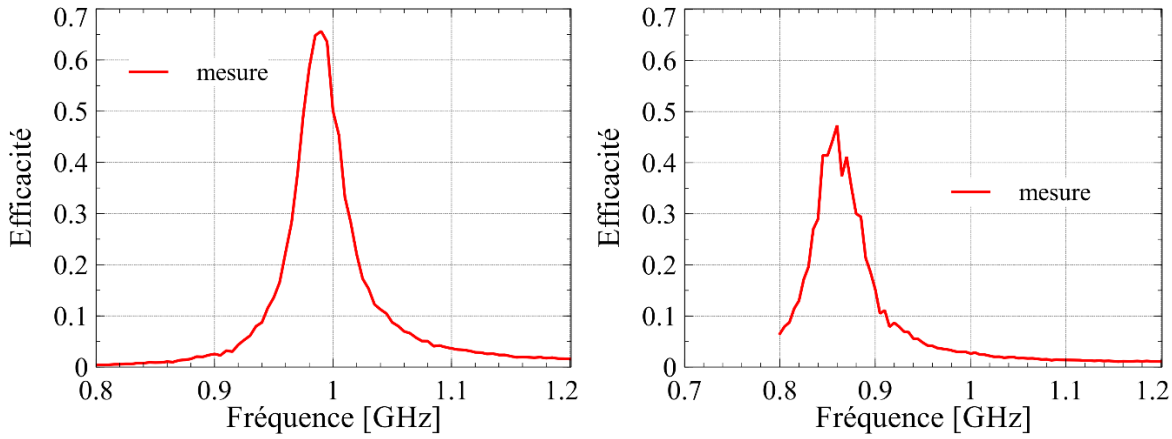


Figure II.28: Efficacité totale mesurée pour la FDM (a) et la SLS (b)

Sur la Figure II.29 nous indiquons les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans le plan ϕ=0° pour les fréquences de résonance respectives des deux antennes. Une bonne cohérence entre mesure et simulation ainsi qu'un diagramme de rayonnement demi sphérique peuvent être observés.

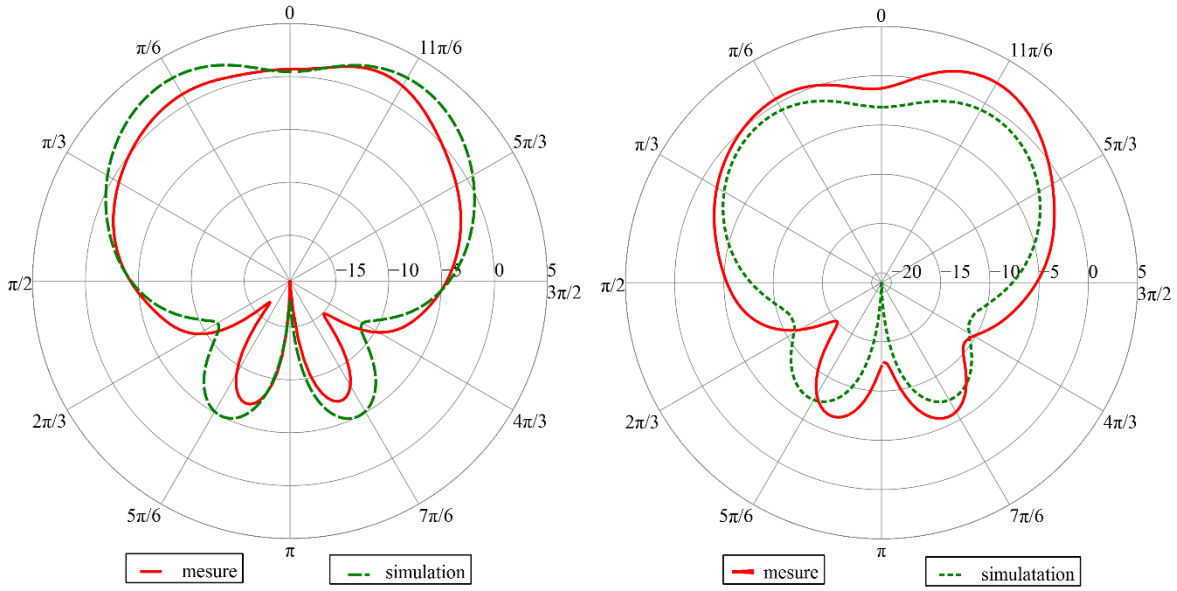


Figure II.29: Diagramme de rayonnement dans le plan ϕ=0° pour la FDM (a) et la SLS (b) aux fréquences de résonance respective de chaque antenne

Pour conclure, nous avons réalisé deux prototypes d'antennes utilisant technologie additive et le métal liquide pour valider le concept. Une antenne possédant une structure relativement simple a été utilisée. Nous avons ainsi pu comparer deux méthodes différentes d'impression et montrer l'avantage de la méthode FDM qui permet de contrôler le taux de remplissage de la pièce imprimée et de pouvoir ainsi fixer la permittivité du diélectrique du matériau et de ce fait réaliser un meilleur compromis dimensions/efficacité de l'antenne. Mais l'augmentation de l'efficacité de l'antenne se fait au détriment de sa miniaturisation. En effet, plus il y a de l'air dans une pièce plus la tangente de perte sera faible mais également la constante diélectrique.

2.6.2 Antenne flexible sur plan de masse flexible

La deuxième réalisation d'antenne avec impression 3D et métal liquide est une antenne IFA flexible. Le substrat pour encapsuler le métal liquide pour cette antenne est le plastique Ninjaflex (détaillé section 2.5.3.3)

Le procédé de fabrication est le même que pour l'antenne précédente. Le plan de masse utilisé est une plaque de cuivre flexible. Le design de l'antenne est identique au précédent à l'exception de la partie basse de l'antenne qui a été évidée pour donner plus de flexibilité à l'antenne. On peut observer sur la Figure II.31 la géométrie de l'antenne avec les dimensions :

h_sub=13 mm, l_sub=60,50 mm, la_sub=6 mm, h_ant=9,25 mm, h_arch=7 mm l_ant=54,25 mm, Dist_cc=2,5 mm et d_ant=1,40 mm.

La taille de l'antenne par rapport à la longueur d'onde de 330 mm à 900 MHz est de λ/5,5 x λ/25,6 x λ/55,5. Cet élément se classe donc dans la catégorie « antennes miniatures ».

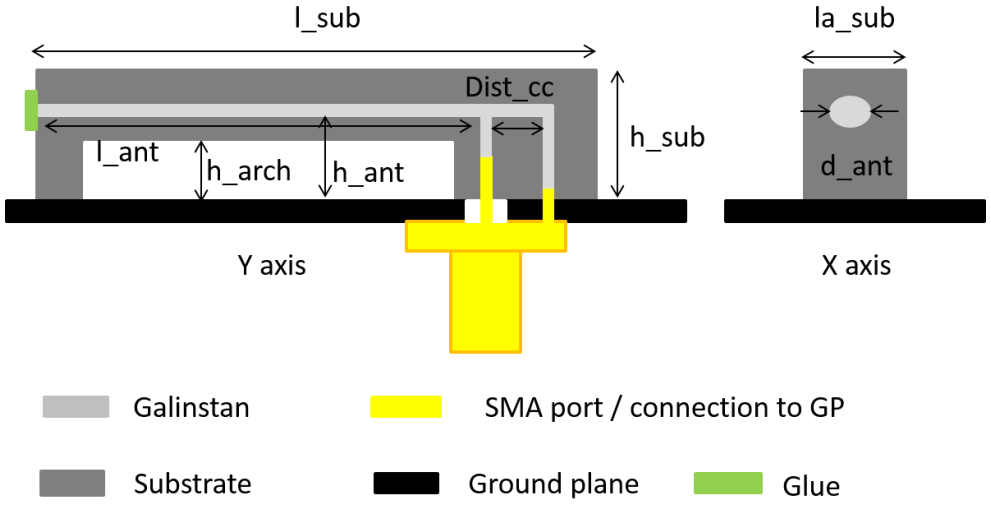


Figure II.30: Schéma et cotation de l'antenne

La Figure II.31 montre le prototype de l'antenne réalisée et sa flexibilité.

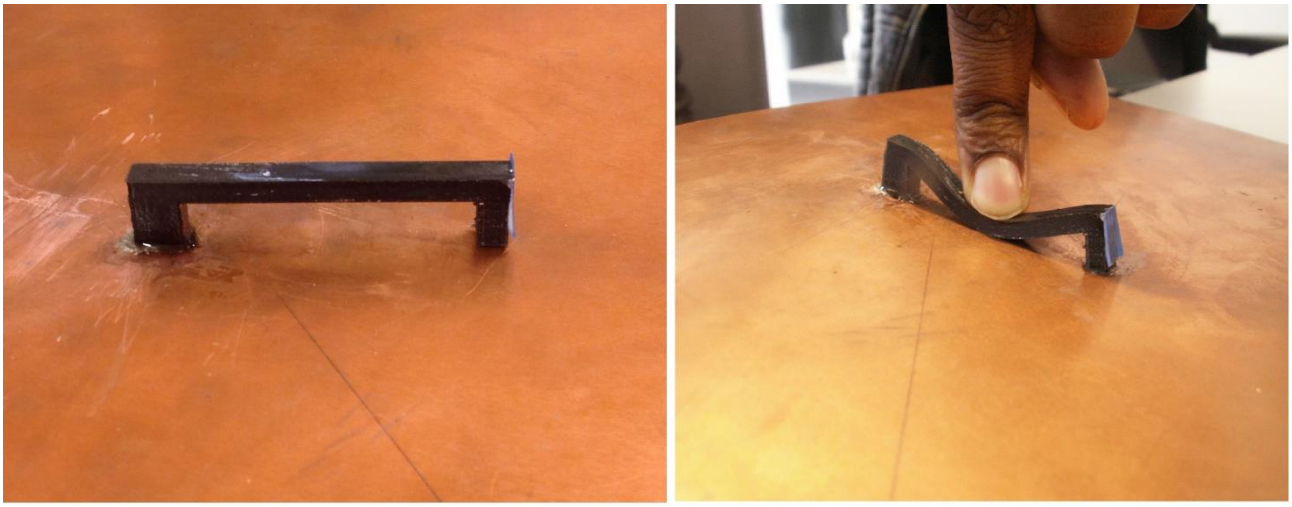


Figure II.31: Photographies du prototype

La Figure II.32 présente le coefficient de réflexion simulé et mesuré. On peut voir que l'antenne est bien adaptée à 900 MHz et qu'il y a une bonne concordance entre mesure et simulation.

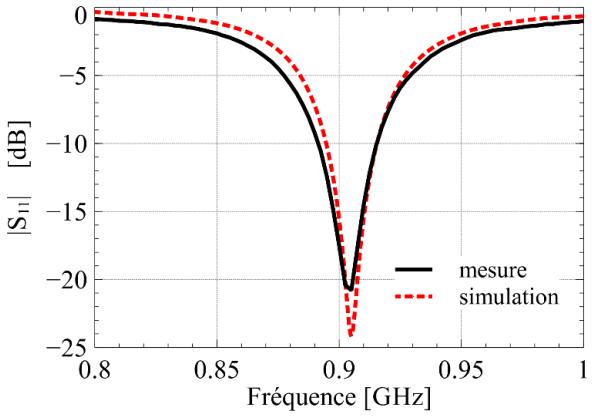


Figure II.32: Comparaison mesure/simulation du coefficient de réflexion

La Figure II.33 présente l'efficacité totale en mesure et en simulation. Une bonne corrélation entre le modèle numérique et la mesure. L'efficacité mesurée à la fréquence de résonnance est de -3,89 dB.

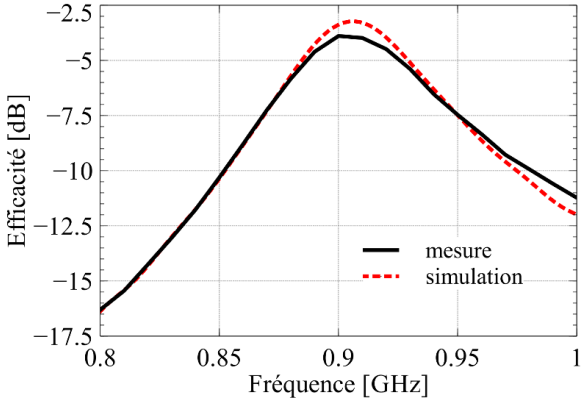


Figure II.33: Comparaison mesure/simulation de l'efficacité totale

Les Figure II.34 présentent le diagramme de rayonnement dans le plan θ pour ϕ= 0° et ϕ=90° à la fréquence de résonance et compare mesure et simulation. On constate qu'on est bien en présence d'un diagramme de rayonnement demi-sphérique et qu'on a bien une bonne concordance entre mesure et simulation.

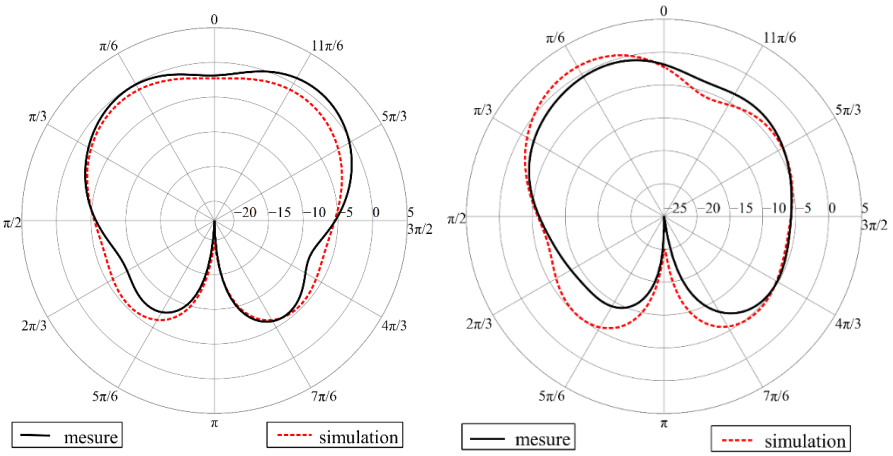


Figure II.34: Comparaison mesure/simulation du diagramme de rayonnement dans le plan ϑ pour ϕ=0°et ϕ=90°

Cette antenne est réalisée avec des matériaux flexibles : une plaque de cuivre flexible pour le plan de masse, un plastique Ninjaflex pour la partie réalisée à l'imprimante 3D et le métal liquide pour la partie conductrice de l'antenne. Il devient, dans ce cas-là, intéressant de réaliser des mesures d'antennes conformées. Pour cela nous avons réalisé des mesures de l'antenne courbée selon sa longueur pour différents rayons de courbure. On peut voir sur la Figure II.35 l'antenne conformée placée dans la Starlab de Satimo. Pour ces mesures nous allons comparer quatre cas différents, le cas de l'antenne plane et trois rayons de courbure différents : R1= 15 cm, R2= 12,50 cm et R3=10 cm.

Figure II.35: Antenne courbée dans la Starlab de Satimo

La Figure II.36 présente le coefficient de réflexion pour les quatre mesures. On constate que l'antenne reste adaptée pour les différents cas avec un décalage en fréquence proportionnel au rayon de courbure. Dans la suite de ce chapitre une nouvelle réalisation d'antenne sera présentée qui ne subit pas de décalage en fréquence en fonction du rayon de courbure.

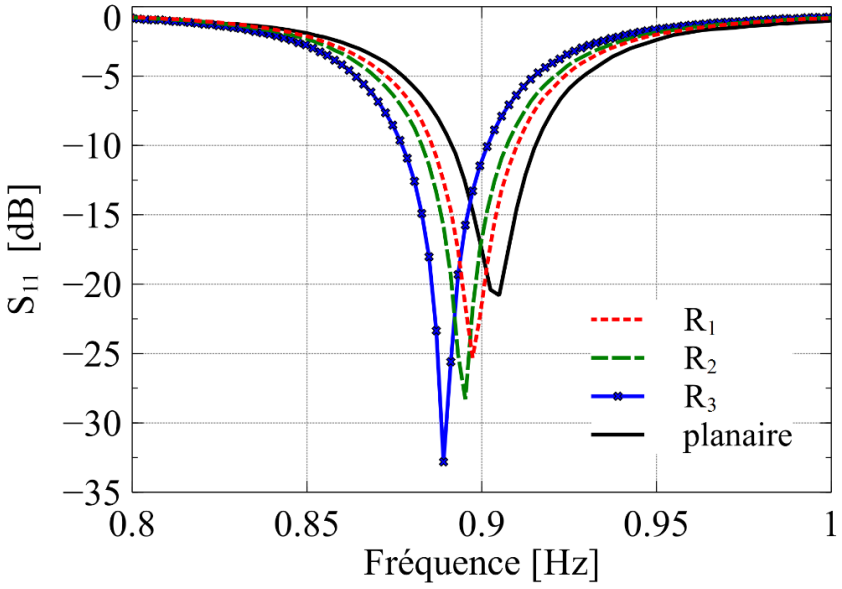


Figure II.36: Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne dans quatre configurations différentes

La Figure II.37 présente l'efficacité totale mesurée de l'antenne dans les quatre configurations différentes. On peut remarquer une baisse d'efficacité en fonction de la courbure de l'antenne. On peut noter aussi sur cette figure le décalage en fréquence en fonction du rayon de courbure.

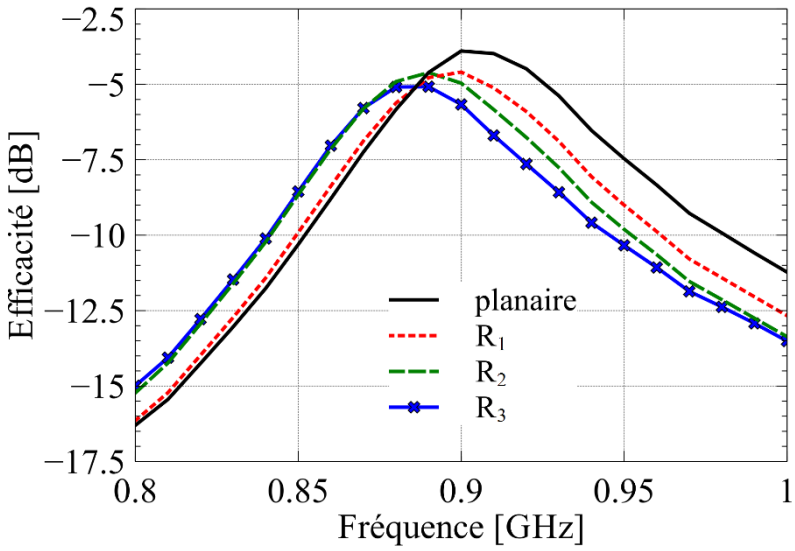


Figure II.37: Efficacité totale mesurée de l'antenne dans quatre configurations différentes

La Figure II.38 présentent le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan θ pour ϕ= 0° et ϕ=90° pour les quatre configurations différentes. Sur ces figures, on peut constater que plus le rayon de courbure de l'antenne est important plus on perd le diagramme de rayonnement demi-sphérique, et plus on a un rayonnement arrière, du fait d'une réduction de la surface équivalente plane du plan de masse présenté derrière l'antenne.

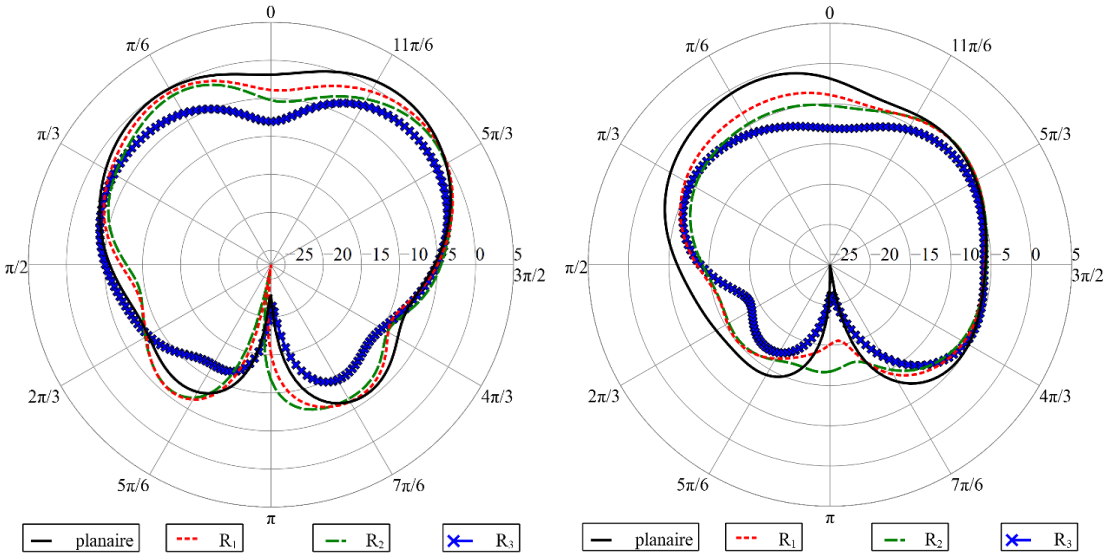


Figure II.38:Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan ϑ pour ϕ= 0° et dans le plan ϑ pour ϕ= 90° de l'antenne dans quatre configurations différentes

Pour conclure sur cette réalisation, une antenne IFA flexible à 900 MHz a été simulée, réalisée et mesurée. L'antenne est constituée d'une plaque de cuivre flexible pour le plan de masse, de plastique souple imprimé en 3D et de métal liquide. Les points faibles de cette antenne sont son efficacité qui reste assez limitée et le fait qu'il existe un léger décalage en fréquence en fonction du rayon de courbure de l'antenne d'où le besoin d'une autre réalisation présentée ci-dessous.

2.6.3 Antenne flexible pour application wearable

Pour pallier aux problèmes de la réalisation précédente, nous avons réalisé un nouveau design avec le même plastique Ninjaflex et du galinstan comme métal liquide pour la partie rayonnante de l'antenne à 885 MHz (Figure II.39). La différence majeure avec la réalisation précédente est le remplacement du support en bout d'antenne par un support en mousse souple. Un film plastique vient plaquer l'antenne sur la mousse. Avec cette disposition, quand la structure est courbée, l'antenne ne va pas s'étirer, ce qui avait pour effet de décaler la fréquence de résonance, mais va glisser sur la mousse et donc conserver la même fréquence de résonance. De plus la partie en plastique imprimée par l'imprimante 3D a été optimisée de façon à augmenter l'efficacité. Et enfin pour donner un aspect wearable à cette antenne nous avons remplacé la plaque de cuivre flexible par un électro-textile composé de 35% de cuivre et 65% de polyester, et présentant une résistance de 0,05 Ω/m^2 et d'une épaisseur de 0,8 mm. Sur la Figure II.39 on peut voir le design de l'antenne de dimensions :

L= 66,5 mm, Ar=1,3 mm, D_cc=2,5 mm, c=3 mm, H=3 mm, h= 11,5 mm

Le rayon du micro-canal est de 0,7 mm. Sur la Figure II.40 on peut voir la partie imprimée en 3D de l'antenne dans sa position naturelle et sous contrainte. La Figure II.41 montre le prototype final avec comme plan de masse l'électro-textile ainsi que l'antenne avec le micro-canal rempli de métal liquide, sur la mousse flexible et plaqué avec un film plastique.

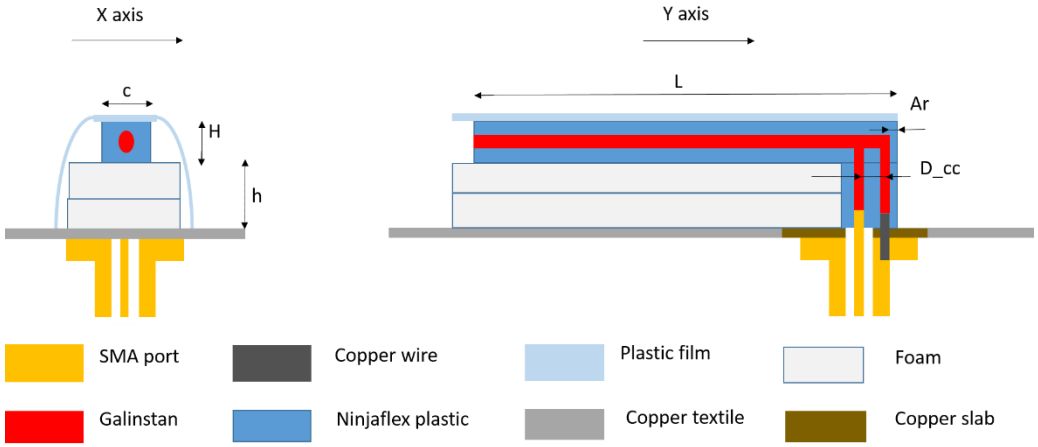


Figure II.39: Schéma et géométrie du prototype

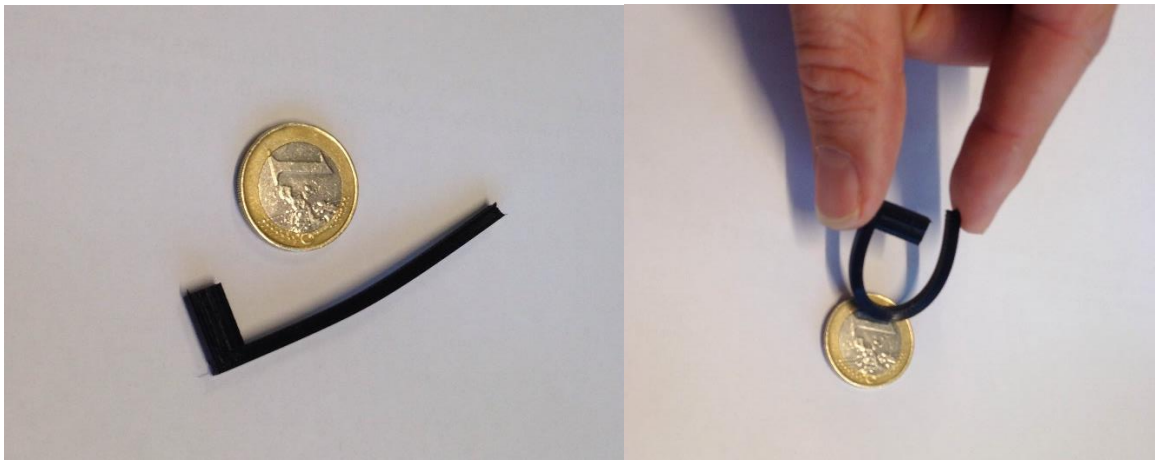


Figure II.40 : Partie imprimée de l'antenne dans sa forme naturelle et courbée

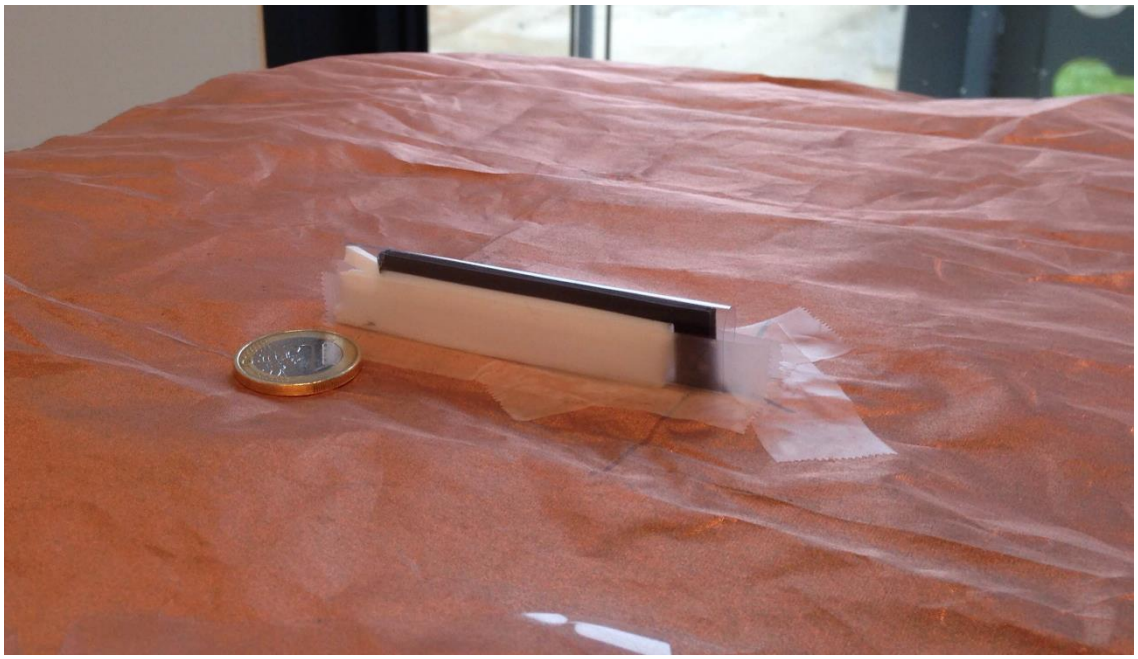


Figure II.41 : Prototype de l'antenne sur plan de masse électrotextile

La Figure II.42 présente la comparaison entre mesure et simulation du coefficient de réflexion pour l'antenne plane. On a une bonne adaptation à 885 MHz et une bonne concordance entre mesure et simulation. Sur la Figure II.43 on peut observer l'efficacité totale de l'antenne en mesure et simulation. A la fréquence de résonance nous obtenons une efficacité totale mesurée de 70% et toujours une bonne concordance entre mesure et simulation. Sur la Figure II.44 on peut voir le diagramme de rayonnement dans le plan vertical pour ϕ=0° et ϕ=90°. On note bien une bonne cohérence entre simulation et mesure et nous sommes bien en présence d'un diagramme de rayonnement demi-sphérique.

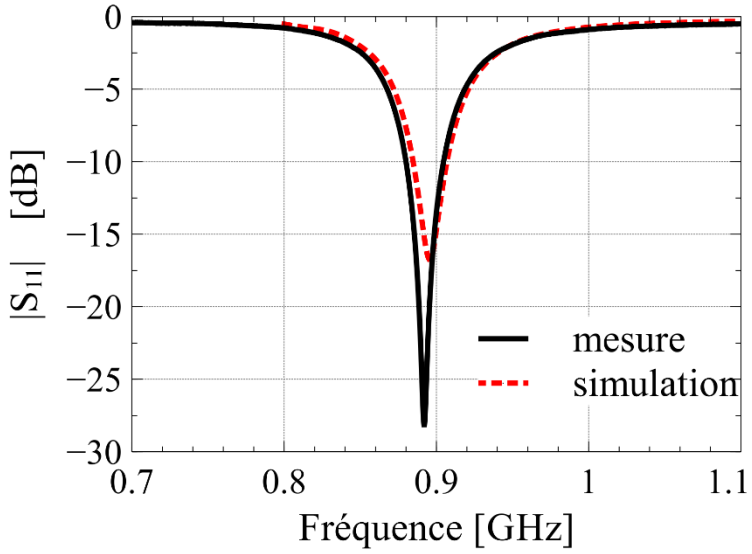


Figure II.42: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne

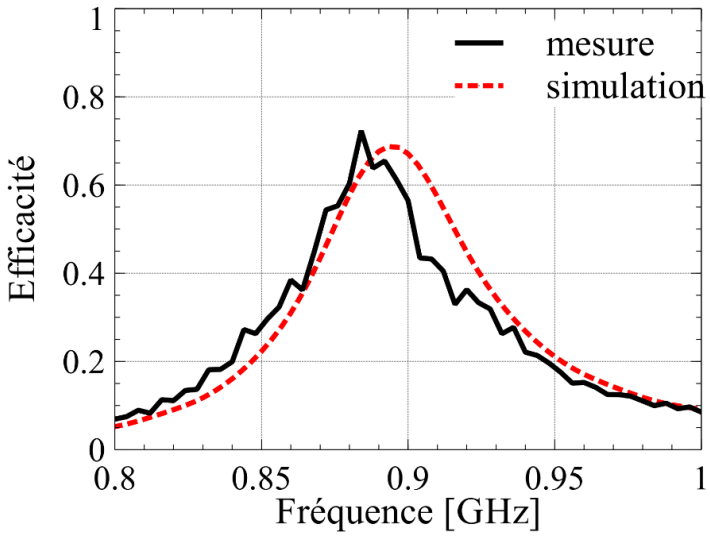


Figure II.43: Efficacité simulée et mesurée de l'antenne

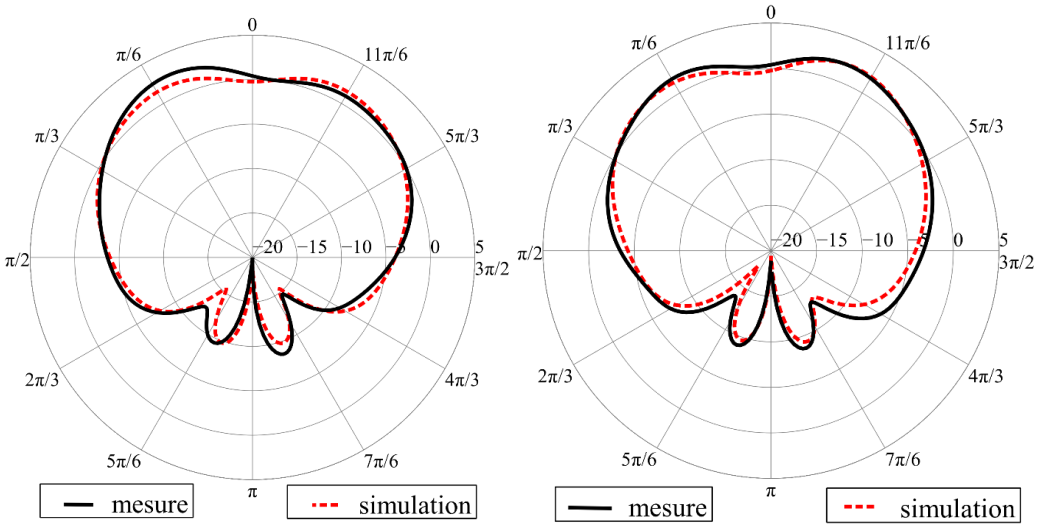


Figure II.44: Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical pour ϕ=0° et ϕ=90°

L'antenne étant flexible, il devient intéressant de réaliser des mesures d'antennes conformées. Pour cela nous avons réalisé l'antenne avec quatre différents rayons de courbure R1, R2, R3 et R4 respectivement égaux à 18 cm, 14 cm, 8 cm et 5 cm comme on peut le voir sur la Figure II.45.

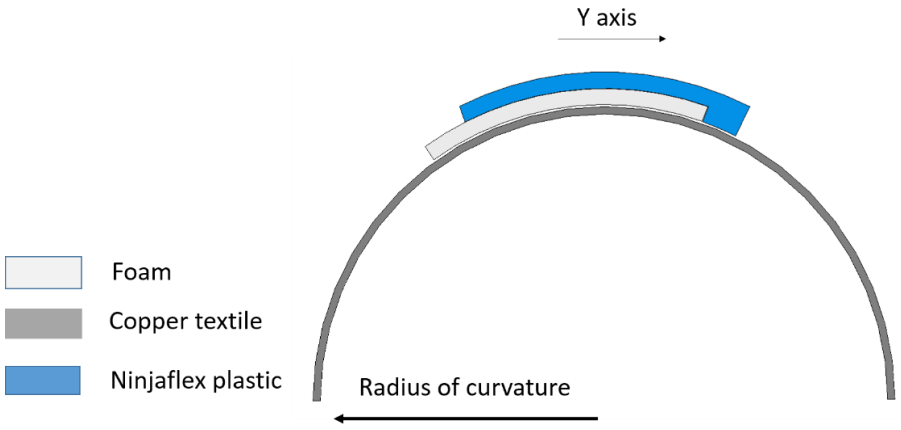


Figure II.45: Schéma de l'antenne conformée

Sur la Figure II.46 on peut observer les coefficients de réflexion mesurés pour chaque cas. Le décalage en fréquence observé est inférieur à 1% quel que soit le rayon de courbure, de plus l'antenne conserve une bonne adaptation dans les différents cas.

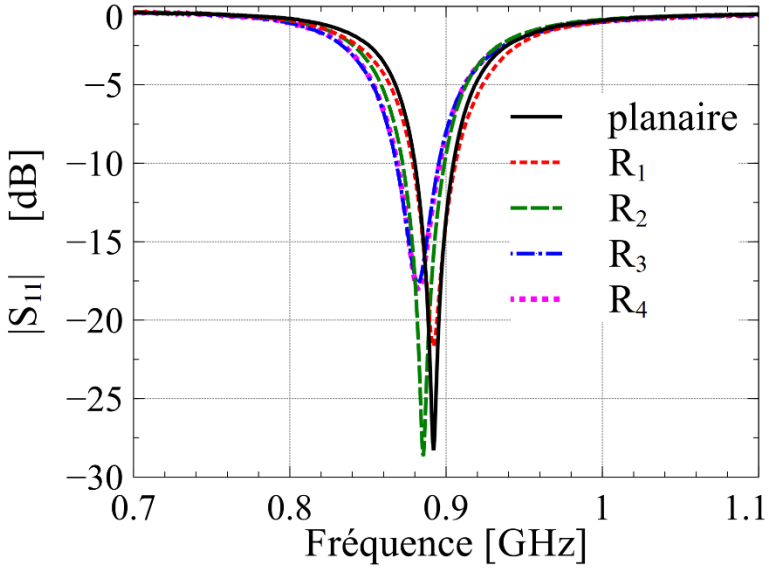


Figure II.46: Coefficient de réflexion de l'antenne pour le cas plan et quatre rayons de courbure différents

Sur la Figure II.47 on peut voir l'efficacité totale de l'antenne pour les différents cas. Cette efficacité reste constante et proche de 70% à la fréquence de résonance.

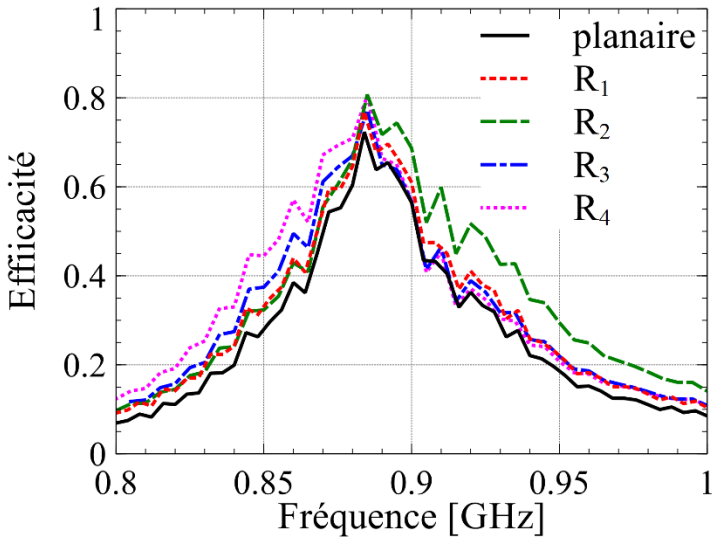


Figure II.47: Efficacité totale de l'antenne pour le cas plan et quatre rayons de courbure différents

Sur la Figure II.48 on peut voir le diagramme de rayonnement dans le plan vertical pour ϕ=0° et ϕ=90° pour ces différents cas. On peut constater que plus l'antenne est courbée plus elle perd son diagramme de rayonnement demi-sphérique. Cela est dû au fait que le plan de masse, étant lui aussi courbé, laisse plus de place pour un rayonnent arrière.

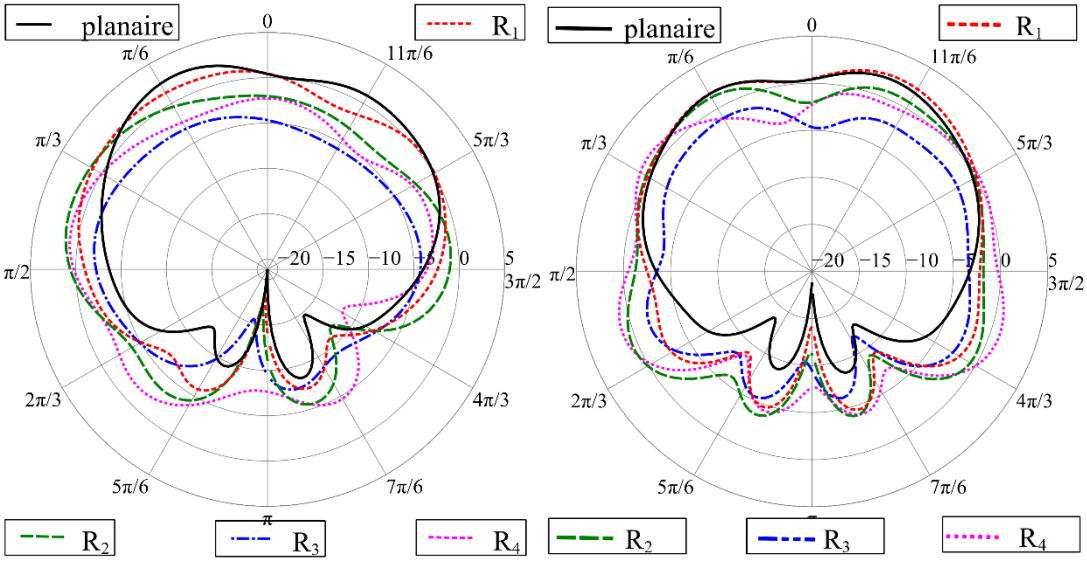


Figure II.48: Diagrammes de rayonnement pour ϕ=0° et ϕ=90° pour le cas plan et pour quatre rayons de courbure différents

L'antenne étant constituée d'électro-textile et de matière souple pour la rendre wearable, il devient intéressant d'effectuer des mesures avec un fantôme de corps humain. Pour le fantôme nous avons utilisé une bouteille de plastique de rayon R4 remplie d'un mélange de glycérine et d'eau. Nous avons ensuite réalisé deux mesures, l'une sans et l'autre avec le fantôme placé sous le plan de masse.

Sur la Figure II.49 on peut voir les coefficients de réflexion obtenus avec et sans fantôme. Celui-ci a peu d'influence sur le coefficient de réflexion de l'antenne, cela est dû au fait que le fantôme, étant placé sous le plan de masse, devient invisible pour l'antenne.

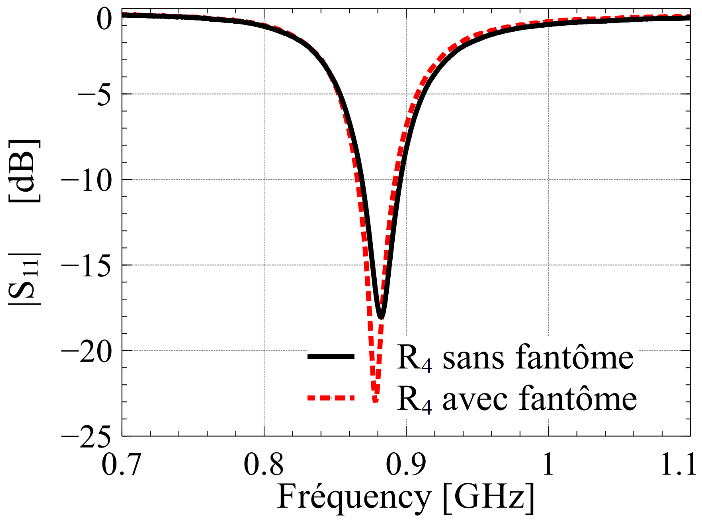


Figure II.49: Coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans le fantôme

La Figure II.50 montre l'efficacité total de l'antenne avec et sans le fantôme, on peut faire la même remarque que pour la Figure II.49, en effet le fantôme n'a pas d'impact sur l'efficacité de l'antenne.

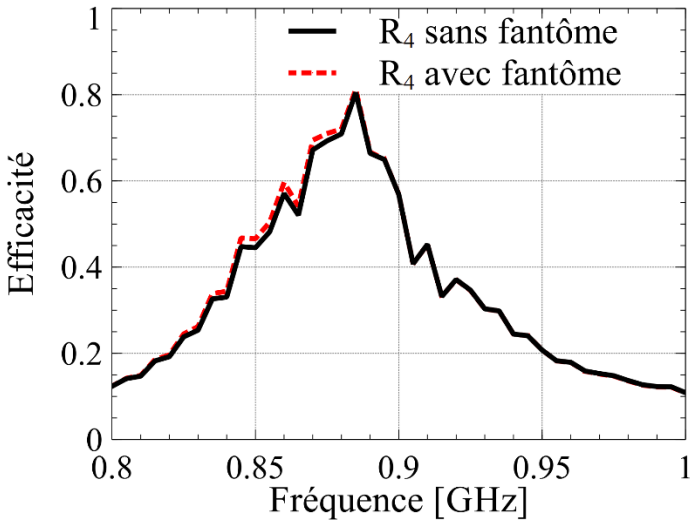


Figure II.50: Efficacité totale de l'antenne avec et sans le fantôme

La Figure II.51 présente deux coupes verticales du diagramme de rayonnement de l'antenne avec et sans le fantôme pour ϕ=0° et ϕ=90°, on constate que le fantôme n'a pas d'influence sur l'antenne .

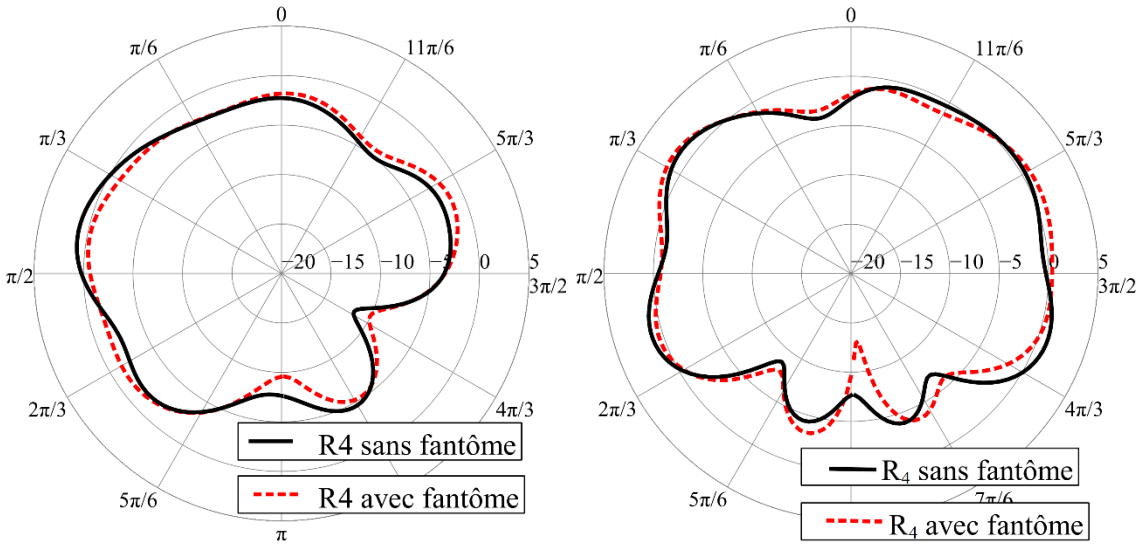


Figure II.51: Diagramme de rayonnement de l'antenne avec et sans le fantôme dans le plan vertical pour ϕ=0° et ϕ=90°

Pour conclure sur cette réalisation, nous avons réalisé une antenne flexible pour application wearable dans la bande UHF à 880 MHz avec une efficacité totale de 70% mesurée à la fréquence de résonance. Nous avons réalisé des mesures de conformité ainsi que des mesures avec un fantôme. Nous avons pu résoudre le problème de décalage en fréquence en fonction du rayon de courbure de l'antenne que nous avions rencontré dans l'autre réalisation d'antenne flexible de ce chapitre.

2.6.4 Antenne de forme complexe

Pour valider le fait que l'impression 3D nous permettait de réaliser des antennes complexes difficilement réalisables sans les technologies additives nous avons réalisé une antenne FICA dans la bande UHF à 880 MHz. L'autre avantage est que l'antenne, directement intégrée dans un substrat,

permet d'accroitre sa miniaturisation. Une FICA est une antenne IFA avec son brin rayonnant parallèle au plan de masse qui est en hélice à la place d'un simple cylindre (Voir Figure II.52) ce qui permet de miniaturiser l'antenne. Sur la Figure II.52 on peut voir le schéma de l'antenne dans l'axe X et Y. Ici, nous avons les dimensions suivantes :

Long_r=30 mm, Lar_r=9.mm, H_r=20mm, D_c=1,5 mm, D_h=5 mm, H_alim=13 mm, Dist_cc=2 mm and Ar=1,25 mm.

Pour cette antenne le substrat utilisé est le substrat PERPERM L300 de la société PREMIX déjà décrit dans cette section, possédant une permittivité ε_r de 3,35 et une tangente de perte tanδ=0,005.

La Figure II.53 montre le prototype réalisé avec le galinstan encapsulé dans le substrat, lui-même placé sur le plan de masse.

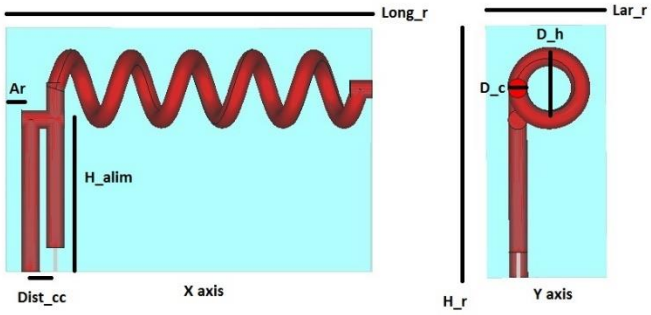


Figure II.52: Schéma et dimensions du prototype

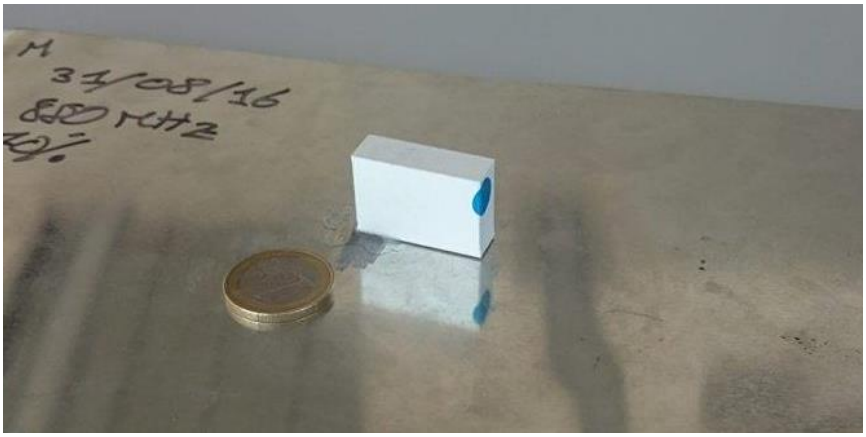


Figure II.53: Prototype de l'antenne

La Figure II.54 montre le coefficient de réflexion de l'antenne en mesure et simulation. On note une bonne adaptation de l'antenne à 880 MHz et une bonne cohérence entre mesure et simulation.

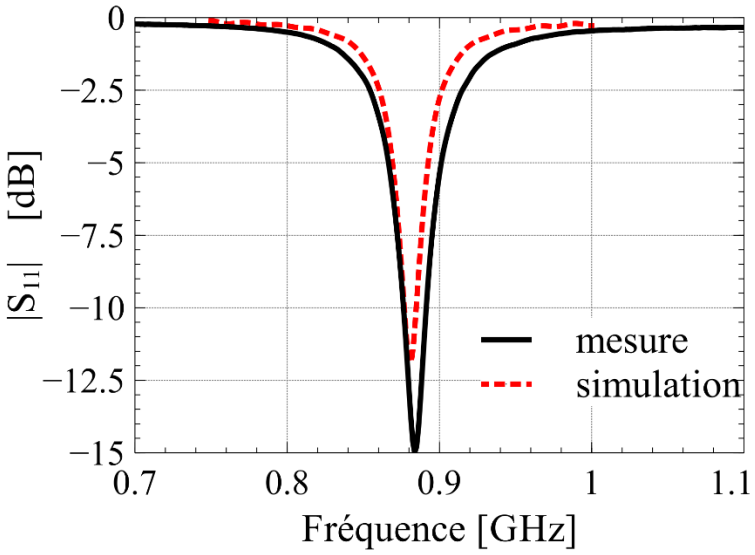


Figure II.54: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne

On peut observer sur la Figure II.55 l'efficacité totale de l'antenne en mesure et simulation. On a une efficacité totale de 70% en mesure à la fréquence de résonance et une bonne concordance entre mesure et simulation. Il est intéressant de se demander d'où viennent les pertes de cette antenne. Si elles viennent majoritairement du fait que l'antenne est miniature et que les champs se retrouvent en opposition à certains endroits ce qui induit des pertes, si elles sont dues à la conductivité du galinstan ou aux pertes dans le matériau. Pour cela nous avons comparé les efficacités rayonnées en simulation de notre antenne et de la même antenne mais en remplaçant le galinstan par du cuivre (qui a une conductivité quasiment 20 fois supérieure à celui-ci), par du PEC (conducteur sans perte) et enfin par du PEC en supprimant les pertes dans le matériau. A la fréquence de résonance notre antenne à une efficacité rayonnée de 80%, celle en cuivre à une efficacité de 96%, celle du PEC dans le matériau avec pertes de 99% et celle du PEC dans le matériau sans perte a une efficacité de 100%. On peut donc dire, par comparaison, que notre antenne en simulation a une efficacité totale de 74% et une efficacité rayonnée de 80%. Nous perdons donc 6% d'efficacité dus aux pertes d'insertion. Le reste des pertes en efficacité est dû pour 1% aux pertes dans le matériau et pour 19% à la conductivité du galinstan.

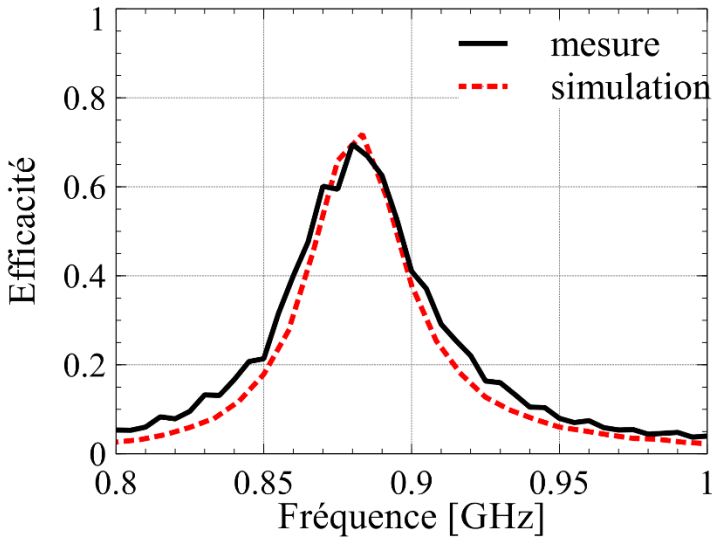


Figure II.55: Efficacité totale simulée et mesurée de l'antenne

La Figure II.56 montre deux coupes verticales du diagramme de rayonnement pour ϕ=0° et ϕ=90°. On constate des résultats proches entre simulations et mesures ainsi qu'un diagramme de rayonnement demi-sphérique qui se rapproche visuellement de celui d'un monopole. Ceci est dû à la miniaturisation de l'antenne.

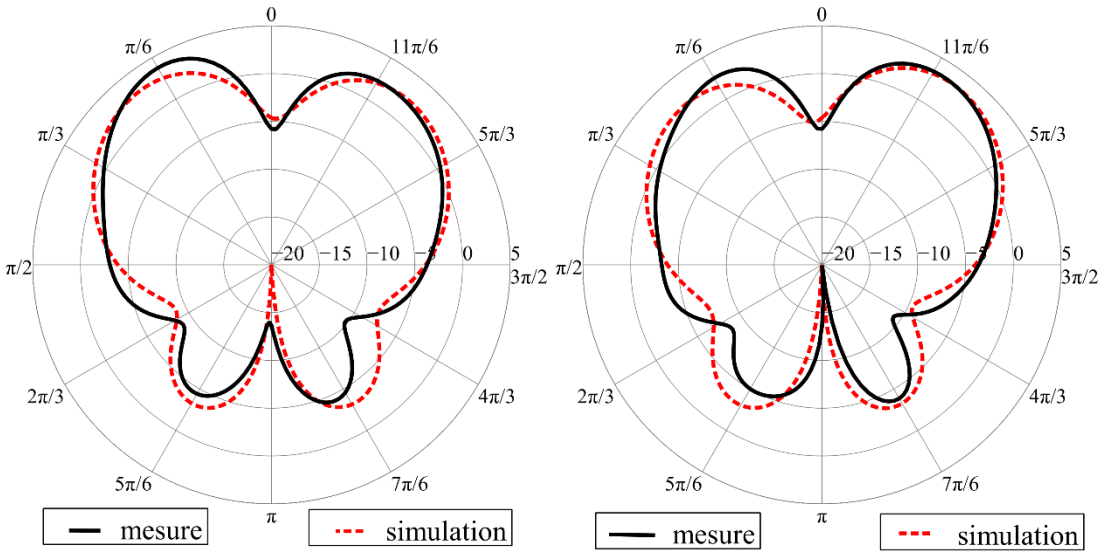


Figure II.56: Diagramme de rayonnement dans le plan vertical pour ϕ=0° et ϕ=90°

Avec cette dernière réalisation d'antenne de forme complexe, nous avons montré que l'impression 3D et le métal liquide peuvent être très utiles pour la fabrication d'antennes qui étaient difficiles voire impossibles à réaliser. On a pu aussi montrer l'avantage du plastique PREPERM pour minimiser les pertes de l'antenne.

2.7 Conclusion chapitre 2

Ce chapitre se concentre sur les antennes utilisant métaux liquides et technologies additives. Le chapitre commence par un état de l'art sur les antennes conçues à l'aide d'imprimantes 3D. A notre connaissance, il n'existe pas encore dans la littérature d'antennes utilisant l'impression 3D et métaux liquides.

Dans ce chapitre, à la suite de cet état de l'art, nous avons présenté nos réalisations, toutes conçues par une même méthodologie. Elle consiste à imprimer une pièce en diélectrique avec à l'intérieur des micro-canaux. Par la suite ces micro-canaux sont remplis de galinstan pour réaliser la partie rayonnante de l'antenne.

Dans ce chapitre nous avons également présenté deux différents prototypes d'antenne IFA avec les mêmes dimensions réalisées avec deux différentes techniques d'impression 3D, la FDM et SLS. Cette étude a montré l'avantage de la FDM par le fait de ne pas remplir la pièce à 100% de plastique et ainsi diminuer les pertes dans le matériau. Par la suite nous avons présenté des prototypes d'antennes, toujours basés sur l'antenne IFA, mais réalisés en plastique flexible Ninjaflex. Nous avons pu monter les avantages de réaliser une antenne en diélectrique flexible et métal liquide pour les applications wearable. La dernière réalisation utilise un plastique spécialement conçu pour les application RF, avec de faibles pertes. Nous avons réalisé une IFA hélice pour montrer l'avantage de l'impression 3D dans le cas d'antennes de formes complexes.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier plus particulièrement les antennes reconfigurables utilisant du métal liquide. L'impression 3D ne sera pas utilisée pour nos prochaines réalisations, car elle ne nous permet pas d'atteindre le degré de précision souhaitée dans cette étude.

2.8 Références chapitre 2

[II.1] J.-M. Floch, B. El Jaafari, et A. E. S. Ahmed, « New Compact Broadband GSM/UMTS/LTE Antenna Realised by 3D Printing », *Antennas and Propagation (EuCAP), 9th European Conference,* 13-17 April 2015,Lisbon, Portugal

[II.2] O. S. Kim, « Rapid Prototyping of Electrically Small Spherical Wire Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 7, p. 3839-3842, juill. 2014.

[II.3] L. Audino et Caldow, « Fabrication of F-Inverted Compact Antenna using a 3D printer », in *2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Hobart, Tasmania, Australia, 2015.

[II.4] M. I. M. Ghazali, E. Gutierrez, J. C. Myers, A. Kaur, B. Wright, et P. Chahal, « Affordable 3D printed microwave antennas », in *Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2015 IEEE 65th*, 2015, p. 240–246.

[II.5] S. Moscato, R. Bahr, T. Le, M. Pasian, M. Bozzi, L. Perregrini, et E. Tentzeris, « Infill Dependent 3D-Printed Material Based on NinjaFlex Filament for Antenna Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, p. 1-1, 2016.

[II.6] http://www.ninjaflex3d.com/, « NinjaFlex ».

[II.7] J. Yi, S. N. Burokur, G.-P. Piau, et A. de Lustrac, « Coherent beam control with an all-dielectric transformation optics based lens », *Sci. Rep.*, vol. 6, p. 18819, janv. 2016.

[II.8] S. Zhang, « 3D Printed Dielectric Fresnel Lens », présenté à EuCAP, 2016.

[II.9] www.premixgroup.com, « Premix, Finland ».

[II.10] A. Bisognin, D. Titz, F. Ferrero, R. Pilard, C. A. Fernandes, J. R. Costa, C. Corre, P. Calascibetta, J.-M. Riviere, A. Poulain, et others, « 3D printed plastic 60 GHz lens: Enabling innovative millimeter wave antenna solution and system », in *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, 2014, p. 1–4.

[II.11] M.-Q. Lee et S. Nam, « An accurate broadband measurement of substrate dielectric constant », *Microw. Guid. Wave Lett. IEEE*, vol. 6, n° 4, p. 168–170, 1996.

[II.12] F. Declercq, H. Rogier, et C. Hertleer, « Permittivity and Loss Tangent Characterization for Garment Antennas Based on a New Matrix-Pencil Two-Line Method », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 8, p. 2548-2554, août 2008.

[II.13] D. Liu, U. Pfeiffer, J. Grzyb, et B. Gaucher, *Advanced Millimeter- Wave Technologies: Antennas, Packaging and Circuits*, John Wiley and sons. UK, 2009.

[II.14] F. Declercq, H. Rogier, et C. Hertleer, « Permittivity and Loss Tangent Characterization for Garment Antennas Based on a New Matrix-Pencil Two-Line Method », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 8, p. 2548-2554, août 2008.

[II.15] N. J. Farcich, J. Salonen, et P. M. Asbeck, « Single-Length Method Used to Determine the Dielectric Constant of Polydimethylsiloxane », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 12, p. 2963-2971, déc. 2008.

[II.16] T. Nakatsuka, « Polylactic Acid-Coated Cable ». Fujikura Technical Review, 2011.

[II.17] www.sculpteo.com, « Sculpteo, France ».

3 Antennes reconfigurables à base de métaux liquides

3.1 Table des matières

3 Antennes reconfigurables à base de métaux liquides 65
3.1 Table des matières 65
3.2 Table des figures 66
3.3 Introduction 68
3.4 Etat de l'art sur les antennes reconfigurables 68
3.4.1 Les commutateurs électroniques 68
3.4.1.1 Digital Tunable Capacitor (DTC) 68
3.4.1.2 Positive Intrinsic Negative Diode (Diode PIN) 69
3.4.1.3 MicroElectroMechanical Systems (MEMs) 69
3.4.1.4 Diode Varactor 70
3.4.2 Antenne reconfigurable en fréquence 71
3.4.2.1 A base de liquides non métalliques 71
3.4.2.2 A base de composants électroniques 72
3.4.2.3 A base de matériaux commandables 73
3.4.3 Antenne agile en directivité 76
3.4.3.1 A base de composants électroniques 77
3.4.4 Antennes reconfigurables en polarisation 78
3.4.4.1 Avec Diodes PIN : 78
3.4.4.2 Avec Diodes Varactors : 78
3.4.4.3 Avec transistors : 79
3.4.4.4 Avec MEMS 79
3.4.5 Conclusion de l'état de l'art 80
3.5 Antennes reconfigurables à base de métaux liquides 80
3.5.1 Antenne reconfigurable en directivité : 80
3.5.1.1 Théorie et simulation : 80
3.5.1.2 Réalisation : 85

3.5.2 Antenne reconfigurable en fréquence 92
3.6 Conclusion chapitre 3 100
3.7 Références chapitre 3 100

3.2 Table des figures

Figure III.1: Schéma de principe d'une capacité digitale variable 69
Figure III.2: (a) Vue en coupe de la diode varicap (b) Capacité en fonction de la tension inverse 70
Figure III.3: Modèle équivalent de la diode varicap 70
Figure III.4 :(a) Schéma de principe et (b) photo du prototype 71
Figure III.5: Paramètre S_{11} pour les différents liquides - (a) simulé (b) mesuré 72
Figure III.6: Géométrie générale de l'antenne et géométrie de l'antenne déroulée avec modèle équivalent du DTC 72
Figure III.7: (a) VSWR (ROS) pour différentes valeurs de capacité (b) prototype de l'antenne avec la carte MBED 73
Figure III.8 : Antenne sur substrat ferroélectrique [III.7] 73
Figure III.9 : Coefficient de réflexion pour l'antenne à vide (a) et soumise à une tension (b) 74
Figure III.10 : Principe de l'antenne F-inversée à capacité MIM variable 74
Figure III.11 : Antenne microruban agile à varactor unique ou multiple & coefficient de réflexion pour différentes tensions dans le cas de varactors multiples 74
Figure III.12 : (a) Vue éclatée de l'antenne microruban incorporant les cristaux liquides, (b) coefficient de réflexion mesuré pour deux configurations d'antenne et deux tensions 75
Figure III.13: CoFeB amorphe (épaisseur 75 nm) déposé sur un piézoélectrique composite (MCF). Les cycles d'hystérésis sont mesurés pour différentes valeurs de tension, et selon la direction du champ électrique par rapport à l'orientation des fibres 75
Figure III.14 : Boucle métallique et circuit électronique (a) et agilité fréquentielle du métamatériau 76
Figure III.15: Prototype de l'antenne et coefficient de réflexion pour deux configurations. 77
Figure III.16: Directivité de l'antenne selon les configurations. 77
Figure III.17: Antenne patch reconfigurable en polarisation à l'aide de diodes PIN 78
Figure III.18: Antenne patch reconfigurable en polarisation à l'aide de varactors (a) vue de dessus (b) vue de coupe 79
Figure III.19: Antenne utilisant des transistors bipolaires 79
Figure III.20: Antenne patch reconfigurable en polarisation à l'aide de MEMS 80
Figure III.21: Design de l'antenne quart d'onde 81
Figure III.22: Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement 3D de l'antenne. 81
Figure III.23: Design de l'antenne avec réflecteur et diagramme de rayonnement 3D 82
Figure III.24: Diagramme de rayonnement dans le plan θ pour ϕ=0° à 868 MHz 82
Figure III.25: Antenne avec réflecteur en mercure et verre connecté au plan de masse et diagramme de rayonnement 3D de l'antenne. 83
Figure III.26: Diagramme de rayonnement dans le plan θ pour ϕ=0° à 868 MHz 83
Figure III.27: Vue en coupe de l'antenne avec le réflecteur thermomètre couplé au plan de masse et diagramme de rayonnement 3D. 83
Figure III.28 : Schéma du thermomètre dans le plan de masse 84
Figure III.29: Diagramme de rayonnement dans le plan θ pour ϕ=0° à 868 MHz. 84
Figure III.30 : Gain fonction de l'écart entre le plan de masse et le thermomètre 84

Figure III.31 : Dimensions de l'antenne dans le plan ZY 85
Figure III.32 : Dimensions de l'antenne dans le plan XY 85
Figure III.33 : Pièce réalisée vue de dessus et vue de dessous 86
Figure III.34 : Structure du module à effet Peltier 86
Figure III.35 : Schéma du prototype. 87
Figure III.36 : Antenne dans la chambre anéchoïque compacte. 87
Figure III.37 : Gain en mesure et simulation dans le plan θ pour ϕ =0° à 868 MHz 88
Figure III.38 : Schéma des blocs d'aluminium réalisés 88
Figure III.39 : Schéma du prototype dans le plan ZY 89
Figure III.40 : Schéma du prototype dans le plan XY 89
Figure III.41 : Prototype dans la chambre anéchoïque compacte avec un thermomètre réflecteur ... 90
Figure III.42 : Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan ϕ pour θ=0° pour un réflecteur, à 868 MHz 90
Figure III.43 : Diagramme de rayonnement dans le plan θ pour ϕ =0° pour un réflecteur placé successivement de chaque côté de l'élément rayonnant à 868 MHz 91
Figure III.44 : Modèle numérique de la simulation 91
Figure III.45 : Simulation avec deux éléments parasites dans le plan θ pour ϕ =0° à 868 MHz 92
Figure III.46 : IFA circulaire développée par le CEA-leti 93
Figure III.47 : Coefficient de réflexion de l'antenne IFA-circulaire. 93
Figure III.48 : Modèle numérique simplifié de l'antenne 94
Figure III.49 : Coefficient de réflexion en fonction de L_c pour D_c fixe 94
Figure III.50 : Coefficient de réflexion en fonction de D_c pour L_c fixe 95
Figure III.51 : Micro-canal gravé dans le bloc de PTFE 95
Figure III.52 : Coupe de la structure en ZY 96
Figure III.53 : Coupe de la structure en ZX 96
Figure III.54 : Prototype de l'antenne 97
Figure III.55 : Prototype de l'antenne sans galinstan dans le micro-canal 97
Figure III.56 : Modèle numérique de l'antenne 97
Figure III.57 : Comparaison mesures simulations 98
Figure III.58 : Antenne pour différents niveaux de remplissage de galinstan 98
Figure III.59 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes longueurs de la capacité variable 99
Figure III.60 : Efficacité totale mesurée pour différents niveaux de métal liquide 99

3.3 Introduction

La notion d'antenne reconfigurable apparait pour la première fois en 1998 [III.1]. Une antenne reconfigurable est une structure rayonnante pour laquelle on peut modifier une ou plusieurs de ses propriétés (diagramme de rayonnement, fréquence de résonance, polarisation) à l'aide d'une commande mécanique, électrique ou autre en fonction de ses besoins et /ou de son environnement.

Les antennes reconfigurables peuvent être utilisées pour différentes raisons telles que l'élargissement de la bande passante utilisable, l'augmentation du gain dans différents plans, une augmentation de la portée …

Dans ce cadre, l'utilisation de métaux liquides peut avoir un avantage pour la réalisation des antennes reconfigurables, aussi bien en fréquence qu'en directivité. En effet, si l'on peut faire varier physiquement la taille ou de manière encore plus générale la géométrie d'une antenne en contrôlant la température ou à l'aide d'une micro pompe ou d'une seringue, on comprend aisément l'avantage immédiat des métaux liquides dans les antennes reconfigurables.

3.4 Etat de l'art sur les antennes reconfigurables

Il existe dans la littérature de nombreuses techniques pour la reconfiguration des antennes, qui peuvent porter sur différentes grandeurs physiques intrinsèques telles que la fréquence, la directivité ou la polarisation.

Dans le chapitre II, un état de l'art sur les antennes reconfigurables à base de métaux liquides a été présenté. Dans ce chapitre, nous allons maintenant étudier d'autres techniques de reconfiguration pour les antennes. Les commutateurs électroniques par exemple sont très utilisés dans les antennes reconfigurables. Nous allons commencer cet état de l'art par une présentation de ces composants.

3.4.1 Les commutateurs électroniques

3.4.1.1 Digital Tunable Capacitor (DTC)

Le DTC [III.2] est une capacité variable basée sur la technologie UltraCMOS de Peregrines semiconductor (Figure III.1), constituée d'un réseau de capacités associées à des commutateurs. Ce composant est capable de résister à une forte puissance RF (supérieure à 34 dBm) et ne présente qu'une faible consommation en courant. Le contrôle de la capacité se fait digitalement à travers un bus I2C.

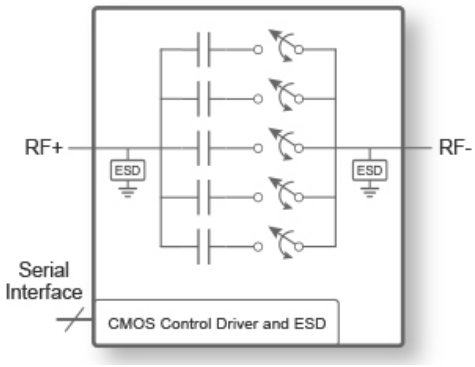


Figure III.1: Schéma de principe d'une capacité digitale variable

3.4.1.2 Positive Intrinsic Negative Diode (Diode PIN)

Les commutateurs à diodes PIN [III.3] (Diodes à dopage Positif - Intrinsèque - Négatif) sont les commutateurs radiofréquences les plus répandus. Commercialisée depuis la fin des années 1950, la diode PIN est capable de commuter en un laps de temps très bref, du même ordre que celui des transistors (quelques dizaines de nanosecondes). Idéalement la diode PIN se comporte comme un court-circuit quand elle est « passante » et un circuit-ouvert quand elle « bloquée ». Une diode PIN supporte une puissance jusqu'à 40 dBm. Son point faible est son assez forte consommation de courant (entre 10 et 20 mA).

3.4.1.3 MicroElectroMechanical Systems (MEMs)

Les MEMS [III.4] (Micro Electro Mechanical Systems ou systèmes micro-électro-mécaniques) sont des dispositifs électromécaniques de taille micrométrique. Ces systèmes sont fabriqués à partir de techniques de lithographie, dépôt et gravure, bien maîtrisées aujourd'hui, grâce au savoir-faire acquis en microélectronique.

Bien que les premiers dispositifs MEMS aient été conçus vers la fin des années 1970 par Petersen**,** la plupart des développements pour des applications RF sont apparus 30 ans plus tard en raison de manque de maturité des technologies de réalisation.

Les commutateurs MEMS radiofréquences utilisent un mouvement mécanique qui permet d'obtenir un court-circuit ou un circuit-ouvert dans une ligne de transmission RF. Ils sont conçus pour fonctionner dans une bande de fréquence allant de 0,1 GHz à 500 GHz. Le principe de fonctionnement des MEMS repose sur un mouvement mécanique de l'ensemble, régi par les lois de l'électrostatique, de la magnétostatique, de la piézo-électricité ou de la thermodynamique. De nos jours, l'actuation de type électrostatique est la technique privilégiée du fait de l'absence de consommation et de la facilité de réalisation.

Cependant, les MEMs présentent de sérieux inconvénients comme une forte tension d'activation nécessaire, un temps de commutation de l'ordre de la microseconde, leur prix relativement élevé et une fiabilité encore faible en commutation RF [III.5].

3.4.1.4 Diode Varactor

Une diode Varactor appelée aussi diode varicap [III.6] est constituée d'une simple jonction PN (Figure III.2.a). Si la jonction P^+N est polarisée en inverse, la zone de charge d'espace créée possède une largeur d qui peut être commandée par la tension inverse appliquée. De cette manière, la diode polarisée en inverse possède un comportement identique à un condensateur à armatures parallèles. La zone libre de charge ou zone dépeuplée va jouer le rôle de diélectrique, et les couches de semi-conducteurs celui des deux plaques du condensateur.

La Figure III.2.b représente la courbe de variation de la capacité aux bornes de la diode varicap MA46H120 en fonction de la tension inverse appliquée.

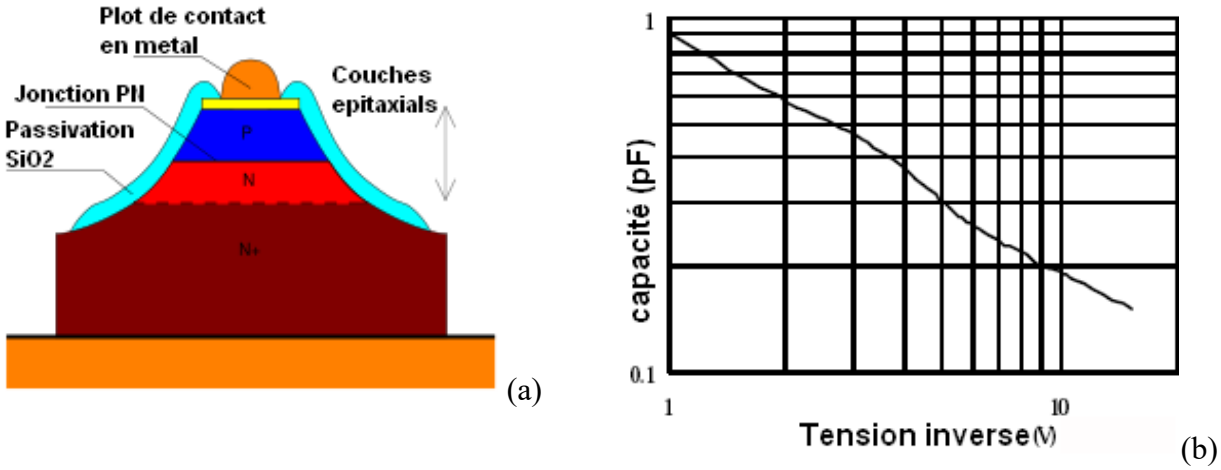


Figure III.2: (a) Vue en coupe de la diode varicap (b) Capacité en fonction de la tension inverse

Le modèle équivalent d'une diode varicap utilisée en hyperfréquences est présenté sur la Figure III.3.

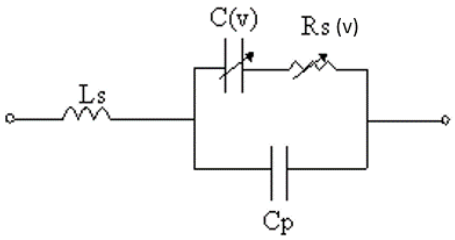


Figure III.3: Modèle équivalent de la diode varicap

Les éléments constituant ce modèle sont la capacité de la jonction C(v), la résistance série Rs(v), la capacité Cp due à la surface de la métallisation par rapport à la masse et l'inductance L_s due aux plots de connexion.

Il est à noter que la résistance série Rs qui varie en fonction de la tension appliquée aux bornes de la diode, est typiquement de l'ordre de 0,5 à 2,5 Ω.
Le principal avantage de la diode varactor est sa faible consommation en courant et une variation continue de la capacité en fonction de la tension. Son principal défaut réside cependant dans sa faible tenue en puissance. Pour cette raison, elle est plutôt utilisée dans les antennes réceptrices.

Maintenant que nous avons vu les principaux composants électroniques utilisés pour la reconfigurabilité des antennes, nous allons nous intéresser aux différents types de reconfiguration possibles, c'est-à-dire en fréquence, en directivité et en polarisation.

3.4.2 Antenne reconfigurable en fréquence

Une antenne agile en fréquence est une antenne qui est capable de changer sa fréquence de résonance de manière dynamique dans une bande de fréquence donnée. C'est notamment la faible bande passante des antennes imprimées qui a plus particulièrement conduit au développement d'antennes pilotables en fréquence. Il existe de nombreuses techniques pour rendre une antenne agile en fréquence comme celles à base de métaux liquides ayant déjà été présentées dans le deuxième chapitre de cette thèse. Un focus sera fait dans cette étude bibliographique sur les antennes commandables en fréquence par des liquides diélectriques, par des composants électroniques variables et par des matériaux commandables.

3.4.2.1 A base de liquides non métalliques

On trouve dans la littérature des antennes reconfigurables en fréquence qui utilisent comme diélectriques des liquides. L'article [III.7] présente une antenne patch sur substrat LCP et Duroid RO3003 de permittivité ε_r=2,98 et Tan δ=0,004. Deux micro-canaux sont creusés dans le substrat sous les bords du patch (Figure III.4). Pour produire l'agilité en fréquence, les auteurs de l'article remplissent la cavité de liquides ayant différentes permittivités diélectriques : eau ε_r=30 à 26 GHz, éthanol ε_r=4,5 à 26 GHz, méthanol ε_r=7 à 26 GHz et acétone dont ε_r est estimé à 15.

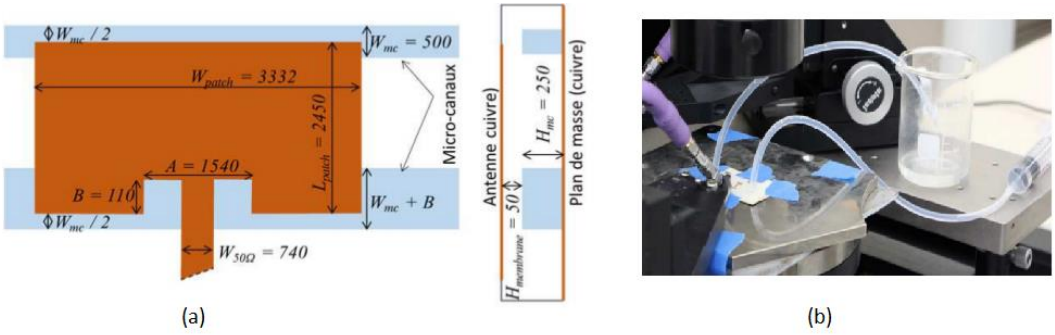


Figure III.4 :(a) Schéma de principe et (b) photo du prototype

Ainsi, les auteurs arrivent à obtenir une variation de la fréquence de résonance de 16,8 à 28,4 GHz (Figure III.5). L'inconvénient est que le décalage en fréquence s'effectue par sauts discrets et non de manière continue. De plus, les tangentes de perte des liquides étant élevées, l'efficacité de l'antenne doit en être affectée, bien que cela ne soit pas précisé dans l'article.

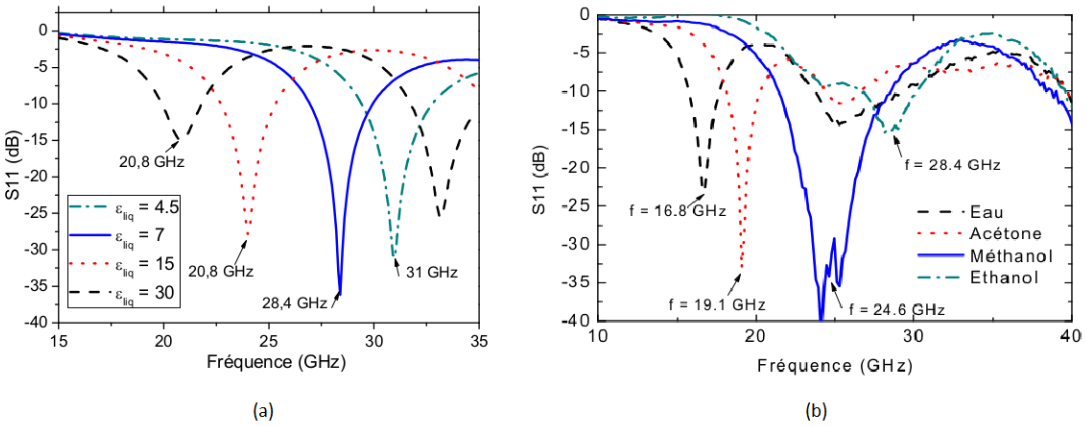


Figure III.5: Paramètre S_{11} pour les différents liquides - (a) simulé (b) mesuré

3.4.2.2 A base de composants électroniques

L'article [III.8] présente une antenne imprimée (Figure III.6) qui couvre quatre bandes de fréquences différentes : une bande basse 600/700 MHz pour le réseau LTE, une bande 850/900 MHz pour le réseau GSM, une bande moyenne pour DCS/PCS, UMTS, LTE à 1800/2600 MHz et une bande haute à 3,5 GHz pour les standards émergents. Un composant DTC est utilisé pour la reconfiguration en fréquence. Le DTC utilisé possède 32 états différents. Les bandes hautes et moyennes sont fixées, et le DTC est utilisé pour faire varier la fréquence de résonance de la bande basse.

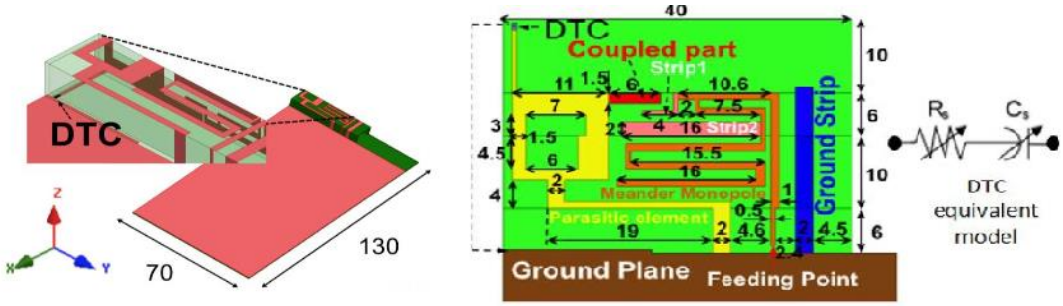


Figure III.6: Géométrie générale de l'antenne et géométrie de l'antenne déroulée avec modèle équivalent du DTC

Le microcontrôleur d'une carte MBED est utilisé pour commander le DTC. Celui-ci agit comme une capacité variable qui va modifier la grandeur électrique de l'antenne et donc faire varier sa fréquence de résonance en fonction de la valeur choisie de capacité. Le DTC a une consommation de 150 µA et nécessite une tension de 2,3 à 3,6 Volts.

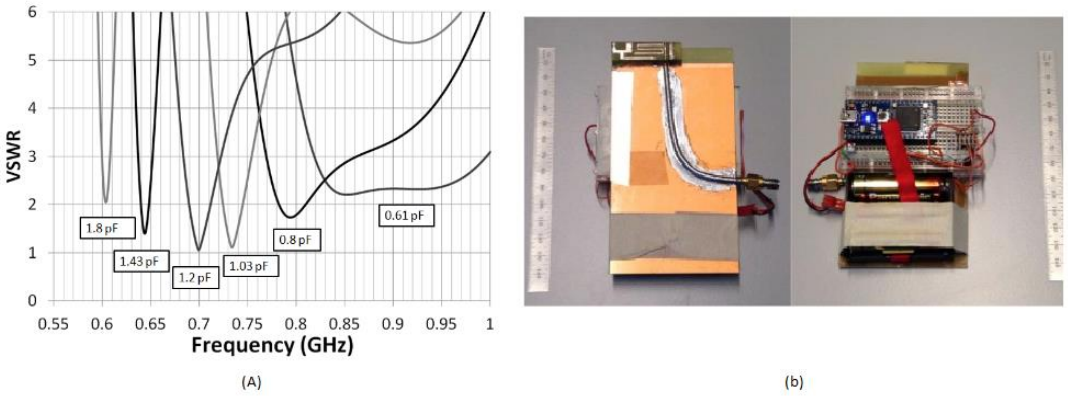


Figure III.7: (a) VSWR (ROS) pour différentes valeurs de capacité (b) prototype de l'antenne avec la carte MBED

Les DTC ne sont pas les seuls éléments électroniques utilisés pour l'agilité en fréquence. On trouve en effet des antennes utilisant des diodes PIN [III.9]–[III.18] qui agissent comme des switchs et permettent de modifier la longueur électrique d'une antenne selon que la diode est passante ou non. On retrouve également le même principe d'antenne agile en fréquence mais qui utilise des MEMs [III.19]–[III.24]. Les antennes reconfigurables avec varactors [III.25]–[III.27] utilisent le même principe que le DTC.

3.4.2.3 A base de matériaux commandables

L'idée est ici d'utiliser le substrat comme paramètre variable assurant l'agilité des antennes. La plupart des antennes étant imprimées sur des substrats diélectriques, il s'avère alors intéressant d'utiliser des substrats différents et d'observer leur influence sur les propriétés des antennes. Quelques études ont été réalisées utilisant des propriétés de matériaux différents notamment un substrat ferroélectrique. L'exemple de la Figure III.8 est tiré d'un brevet déposé sur la possibilité d'ajouter un substrat ferroélectrique sur une antenne microruban pour permettre son agilité [III.28]. On observe l'effet de la tension appliquée au matériau sur la Figure III.9. Le coefficient de réflexion est modifié avec l'application de la tension et nous observons un comportement bibande de l'antenne.

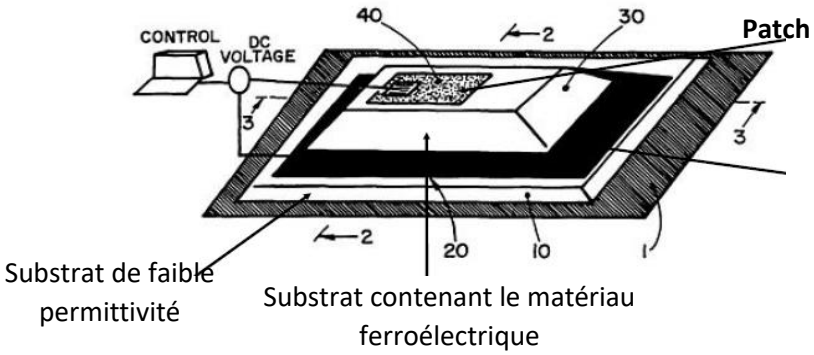


Figure III.8 : Antenne sur substrat ferroélectrique [III.7]

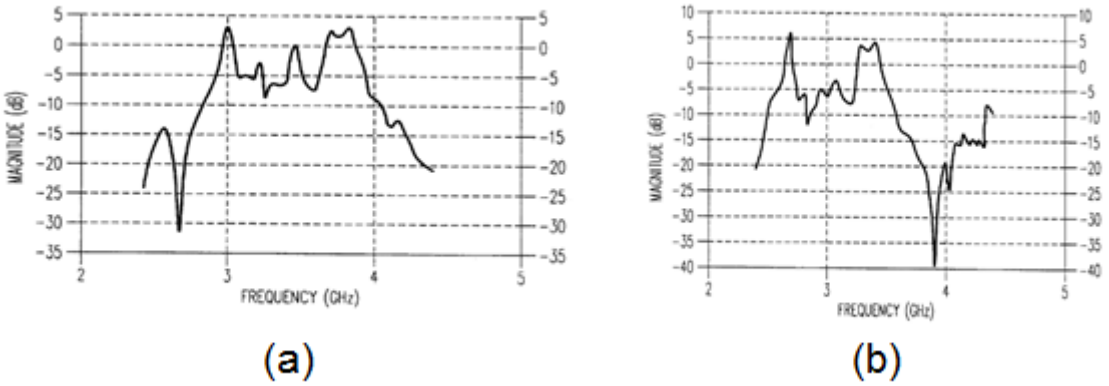


Figure III.9 : Coefficient de réflexion pour l'antenne à vide (a) et soumise à une tension (b)

Les propriétés variables du matériau peuvent également être utilisées pour modifier les propriétés d'un élément localisé chargeant l'antenne. Le brevet [III.29] concerne par exemple une antenne F inversée utilisant un matériau ferroélectrique (Figure III.10). Le concept est de placer une capacité MIM ferroélectrique en extrémité de résonateur afin d'introduire une agilité en fréquence. L'application d'un champ électrique sur le ferroélectrique permet une variation de la capacité et donc de la fréquence de résonance.

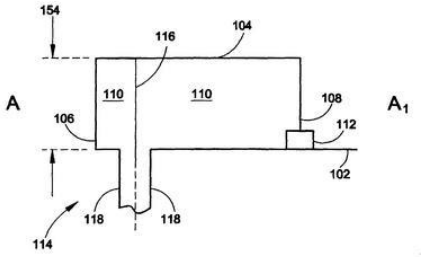


Figure III.10 : Principe de l'antenne F-inversée à capacité MIM variable

Certains exemples d'antennes microruban agiles [III.30] sont obtenus en réalisant des varactors ferroélectriques BST (Barium-Strontium-Titanate) en technologie couche mince. Le varactor ferroélectrique est intégré à l'extrémité de l'antenne au niveau de son excitation. En utilisant plusieurs varactors, la fréquence de résonance varie de 12,4 GHz à 13,8 GHz soit 9% d'agilité avec une tension de 2 ,5 Volts.

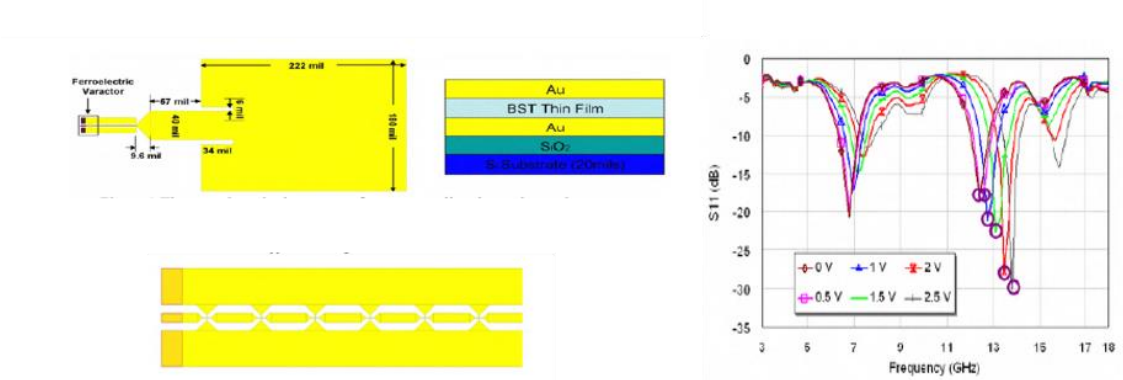


Figure III.11 : Antenne microruban agile à varactor unique ou multiple & coefficient de réflexion pour différentes tensions dans le cas de varactors multiples

Nous pouvons également citer les cristaux liquides dont les propriétés peuvent être ajustées par une commande extérieure. Généralement utilisés pour leurs propriétés optiques, les cristaux liquides présentant une permittivité tensorielle, leur orientation et donc les composants de leur permittivité peuvent être modifiés sous l'influence d'un champ électrique ou magnétique. Dans [III.31], on obtient une antenne microruban fonctionnant à 4,8 GHz en utilisant des cristaux liquides en cavité (Figure III.12). Les auteurs obtiennent une variation de 200 MHz de sa fréquence de résonance pour une tension de commande de 20 volts. Les principaux inconvénients liés à l'utilisation des cristaux liquides dans les dispositifs microondes sont les pertes et les temps de réponse relativement importants.

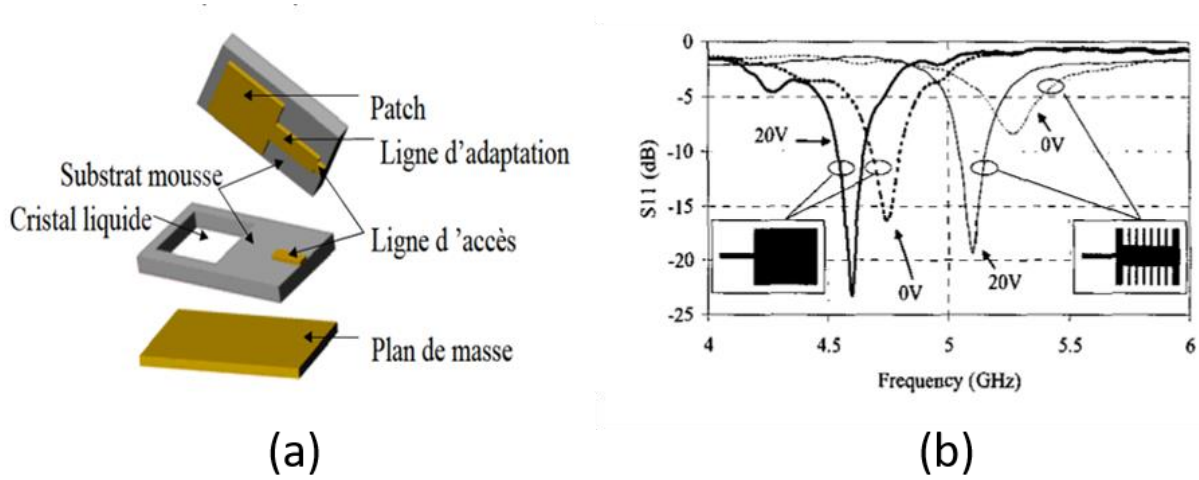


Figure III.12 : (a) Vue éclatée de l'antenne microruban incorporant les cristaux liquides, (b) coefficient de réflexion mesuré pour deux configurations d'antenne et deux tensions

Plusieurs exemples d'antennes microruban sur un substrat ferrite ont également été publiés ou brevetés et permettent d'avoir une excursion en fréquence jusqu'à 133% ([III.32]–[III.38]). Les efficacités rayonnées ne sont pas explicitement données mais d'après les gains, des valeurs élevées peuvent être obtenues avec des ferrites à faibles pertes. Les circuits à commande magnétique nécessitent l'utilisation d'un champ magnétique de commande important. Celui-ci est obtenu grâce à des électro-aimants qui sont encombrants et consommateurs de puissance électrique, ce qui limite leur intégration dans les antennes.

Une étude récente [III.39] porte sur la structure présentée Figure III.13. Un matériau ferromagnétique possédant de forts coefficients de magnétostriction est déposé sur milieu piézoélectrique structurellement anisotrope.

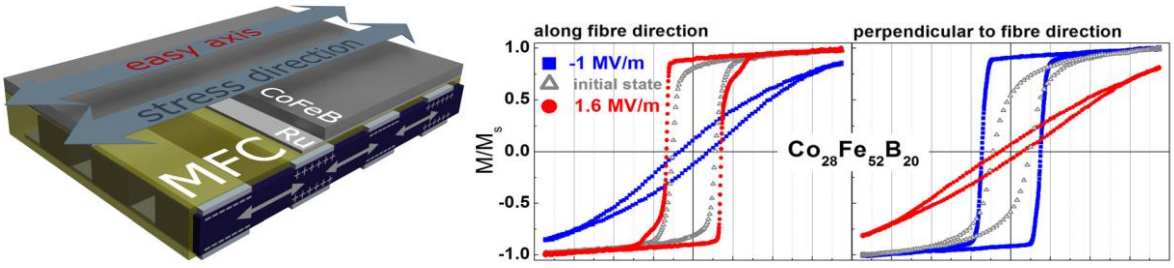


Figure III.13: CoFeB amorphe (épaisseur 75 nm) déposé sur un piézoélectrique composite (MCF). Les cycles d'hystérésis sont mesurés pour différentes valeurs de tension, et selon la direction du champ électrique par rapport à l'orientation des fibres

Un champ électrique $\vec{E}$ est appliqué au composite piézoélectrique (MCF) selon une direction particulière du plan. Sous l'action de $\vec{E}$, et selon son sens, le MCF présente une contraction ou une élongation. Cette déformation se transmet sous la forme d'une contrainte mécanique au ferromagnétique (CoFeB en phase amorphe), modifiant son état d'aimantation. Un exemple de variation d'aimantation du ferromagnétique en fonction du champ électrique appliqué au ferroélectrique est présenté également Figure III.13.

Ce travail se distingue fortement de celui présenté Figure III.12, car ici la tension électrique qui pilote les propriétés magnétiques du substrat n'est pas appliquée au substrat lui-même, mais à l'actionneur piézoélectrique placé sous le substrat. Dans l'hypothèse d'une application antennaire à cette structure, où le conducteur serait déposé sur le matériau ferroélectrique, les pertes diélectriques de l'antenne seraient abaissées.

Plus récemment, avec l'émergence des métamatériaux, des études ont été menées pour utiliser ce nouveau type de matériaux artificiels dans les antennes et permettre leur agilité en fréquence [III.40], [III.41]. Les méta-matériaux sont des composites structurés, hétérogènes à base d'inclusions diélectrique et métallique, qui présentent des permittivités et des perméabilités artificielles. L'étude menée dans [III.13] se concentre sur les composites à perméabilité artificielle à base de boucles ou d'hélices métalliques chargées par des composants électroniques et notamment par une diode varicap (Figure III.14). La perméabilité artificielle est alors ajustable par une tension électrique. Il est alors possible de fabriquer un méta-matériau actif à bande passante reconfigurable instantanément.

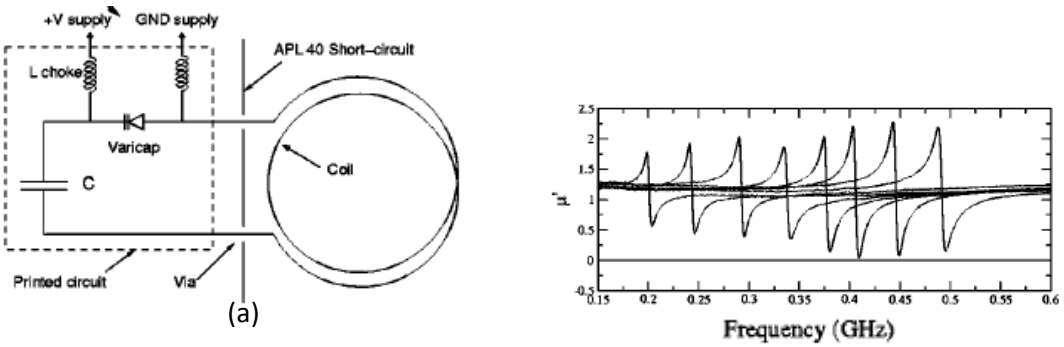


Figure III.14 : Boucle métallique et circuit électronique (a) et agilité fréquentielle du métamatériau

Cependant, il n'existe que très peu d'études qui utilisent des matériaux de la sorte dans le but d'obtenir une reconfigurabilité fréquentielle. Les tensions importantes pouvant être mises en jeu, ainsi que la complexité de l'alimentation, constituent des inconvénients propres à cette technique d'agilité.

3.4.3 Antenne agile en directivité

Les antennes agiles en directivité peuvent être utilisées pour différentes raisons, telles que l'amélioration du bilan de liaisons, la diminution des interférences…

3.4.3.1 *A base de composants électroniques*

L'article [III.42] présente une antenne basée sur le concept de l'antenne Yagi-Uda. La fréquence de travail de l'antenne est 2,4 GHz pour les applications WSN. L'antenne de type dipôle est alimentée de manière différentielle et nécessite donc un balun pour la mesure. L'antenne est composée d'un élément rayonnant et de trois éléments parasites. Les éléments parasites peuvent modifier leurs tailles électriques grâce à des DTC placés sur chacun des éléments parasites. Les DTC sont commandés à l'aide d'une carte MBED et d'un Bus I2C. L'antenne peut alors prendre plusieurs configurations différentes, soit avec un élément directeur et deux réflecteurs ou alors un élément réflecteur et deux directeurs (Figure III.15). En tout, l'antenne dispose de six configurations différentes.

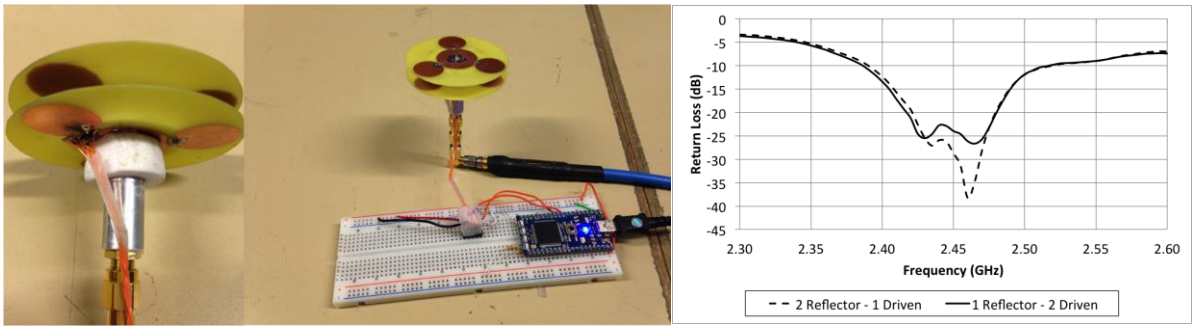


Figure III.15: Prototype de l'antenne et coefficient de réflexion pour deux configurations.

On peut voir sur la Figure III.16 la directivité de l'antenne selon les différentes configurations.

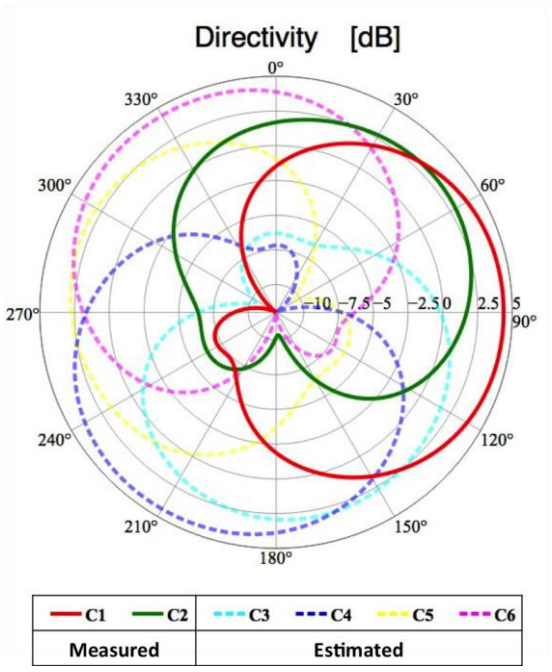


Figure III.16: Directivité de l'antenne selon les configurations.

On trouve dans la littérature d'autres antennes dont la reconfiguration en directivité se fait à l'aide de composants électroniques comme les diodes PIN [III.43], [III.44] ou encore des MEMs [III.45], [III.46]. Les antennes reconfigurables en directivité sont cependant moins courantes dans la littérature que les antennes reconfigurables en fréquence.

3.4.4 Antennes reconfigurables en polarisation

Une antenne reconfigurable en polarisation est une antenne qui est capable de changer sa polarisation, linéaire ou circulaire, dans une bande de fréquence. Le but de ces antennes est de modifier l'orientation vectorielle du champ émis sans changer la fréquence de résonance ou le diagramme de rayonnement. Cela revient à modifier le sens et/ou la phase de circulation des courants de l'antenne. Il existe de nombreuses techniques à base de composants électroniques.

3.4.4.1 Avec Diodes PIN :

Le premier travail sur les antennes agiles en polarisation date de 1981 [III.47], il s'agit d'un patch chargé par quatre diodes PIN placées dans le substrat entre le plan de masse et l'élément rayonnant (Figure III.17). L'alimentation du patch s'effectue dans un coin, les différentes polarisations peuvent être obtenues en activant et bloquant différentes diodes en fonction de la polarisation voulue. Cette antenne permet d'obtenir cinq configurations de polarisation.

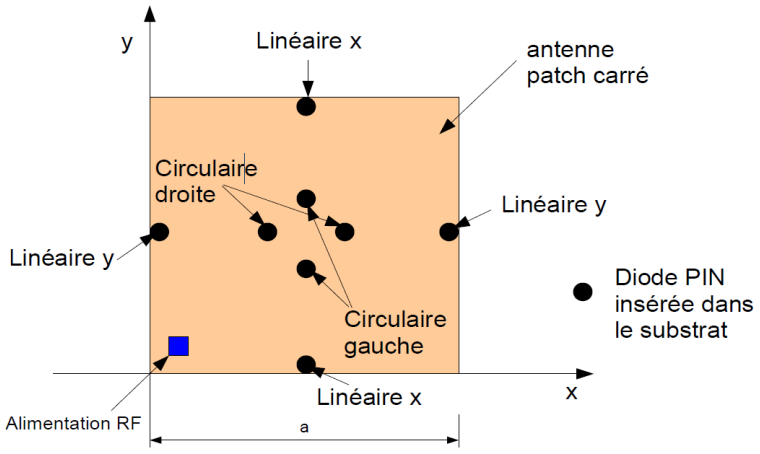


Figure III.17: Antenne patch reconfigurable en polarisation à l'aide de diodes PIN

Les articles [III.48]–[III.52] présentent d'autres antennes à polarisation commandées utilisant des diodes PIN.

3.4.4.2 Avec Diodes Varactors :

L'article [III.53] présente une antenne patch reconfigurable en polarisation similaire à celle présentée précédemment mais en remplaçant les diodes PIN par des diodes varactors (Figure III.18). Les varactors sont placées dans le substrat entre le plan de masse et le substrat. Le principe de fonctionnement est semblable à l'article précédent.

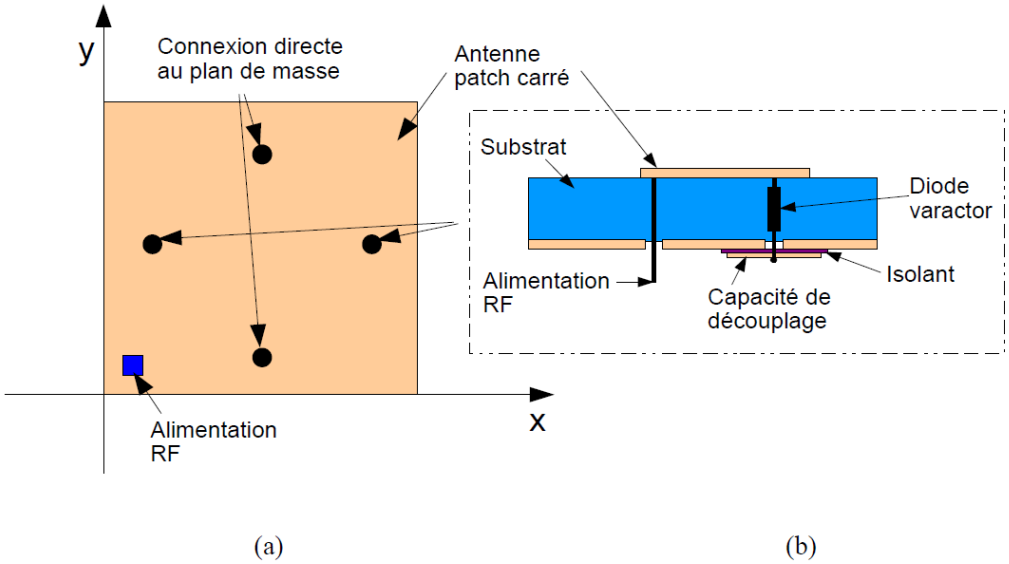


Figure III.18: Antenne patch reconfigurable en polarisation à l'aide de varactors (a) vue de dessus (b) vue de coupe

3.4.4.3 Avec transistors :

L'article [III.54] présente aussi une antenne patch reconfigurable en polarisation grâce à des transistors bipolaires montés en base commune. Les transistors sont connectés au côté de l'antenne par l'émetteur pour contrôler la polarisation (Figure III.19).

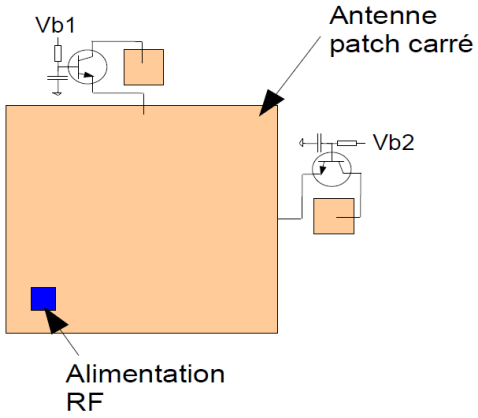


Figure III.19: Antenne utilisant des transistors bipolaires

3.4.4.4 Avec MEMS

L'article [III.55] présente une antenne utilisant des MEMS permettant de basculer d'une polarisation linéaire à une polarisation circulaire. Les MEMs permettent de passer d'une antenne avec les coins coupés, donc d'une polarisation circulaire, à une antenne sans coin coupé, donc à une polarisation linéaire (Figure III.20)

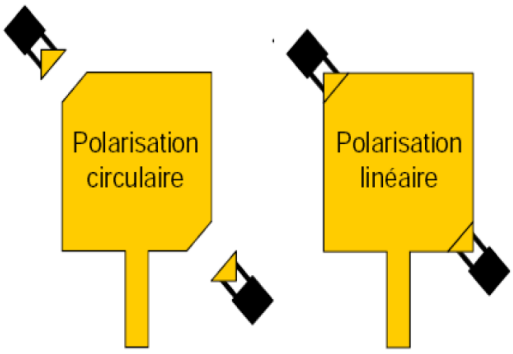


Figure III.20: Antenne patch reconfigurable en polarisation à l'aide de MEMS

3.4.5 Conclusion de l'état de l'art

Dans cette partie, nous avons présenté un état de l'art des antennes reconfigurables par des méthodes classiques (composants électroniques actifs ajoutés dans des structures antennaires traditionnelles : dipôles, antennes imprimées, fentes…) puis par des méthodes plus innovantes faisant appel à des métaux liquides et des matériaux commandables.

Nous avons pu voir, dans cette étude bibliographique et celle effectuée dans le chapitre 2 de ce manuscrit, que depuis quelques années les antennes à base de conducteur liquides et surtout à base de métaux liquides sont en plein développement. Nous avons pu examiner l'intérêt que peut avoir un conducteur liquide pour réaliser une antenne reconfigurable en fréquence ou en rayonnement. Dans la suite de ce chapitre, nous présentons nos réalisations sur ce type de structures.

3.5 Antennes reconfigurables à base de métaux liquides

3.5.1 Antenne reconfigurable en directivité :

3.5.1.1 Théorie et simulation :

Nous avons décidé d'investiguer une nouvelle approche de reconfigurabilité : les antennes commandables thermiquement.

En effet les métaux liquides ayant un fort coefficient de dilation ($0{,}18.10^{-3}$ K^{-1} pour le mercure), il devient intéressant de les exploiter pour la reconfigurabilité.

L'idée ici est de réaliser une antenne Yagi reconfigurable thermiquement, pour cette structure l'élément rayonnant sera un monopole de cuivre sur un plan de masse et les éléments parasites seront des thermomètres au mercure commandables en température.

Pour tester la faisabilité de cette antenne et pouvoir comparer le gain de l'antenne avec et sans éléments parasites, nous testons tout d'abord un monopole sur un plan de masse. La seconde étape consistera à simuler un élément parasite réflecteur en cuivre relié directement au plan de masse.

Ensuite, il suffit de remplacer cet élément parasite en cuivre par un thermomètre sans réservoir directement relié au plan de masse pour pouvoir constater si la fine colonne de mercure entourée de verre peut être vue par l'antenne. Et enfin, il nous faudra remplacer l'élément parasite par un thermomètre relié au plan de masse par couplage pour vérifier si le couplage permet une connexion équivalente au thermomètre parasite connecté physiquement au plan de masse.

Notre antenne est constituée d'un monopole sur un plan de masse. Ce monopole est un fil métallique de rayon 1 mm et de longueur 82,50 mm destiné à être adapté à la fréquence de 868 MHz (Figure III.21). Pour le plan de masse, nous avons choisi un cylindre de taille finie de 250 mm de façon à pouvoir effectuer des mesures dans une chambre anéchoïque compacte.

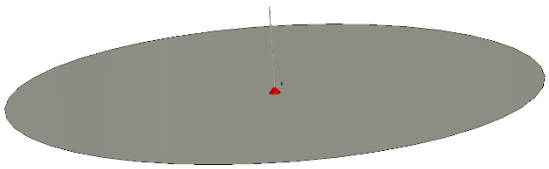


Figure III.21: Design de l'antenne quart d'onde

On peut voir sur la Figure III.22, la bonne adaptation à la fréquence de résonance de l'antenne ainsi que le diagramme de rayonnement omnidirectionnel de l'antenne.

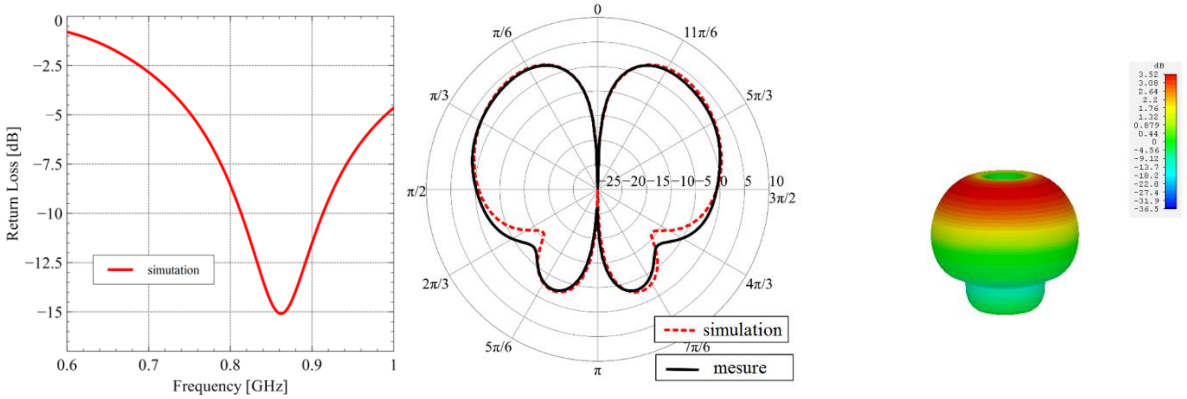


Figure III.22: Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement 3D de l'antenne.

Par la suite, nous plaçons un réflecteur cylindrique métallique de rayon r égal à 1mm et de longueur 5% plus grand que l'élément rayonnant connecté au plan de masse. Ce réflecteur est placé à une distance de 0,35 λ [III.56]. Nous pouvons voir sur la Figure III.23 la structure de l'antenne ainsi que son diagramme de rayonnement en 3D. Nous pouvons observer une bonne directivité dans la direction opposée du réflecteur. Sur la Figure III.24, nous avons représenté le diagramme de rayonnement 2D dans le plan θ pour ϕ=0°. Nous obtenons un gain maximal de 6,40 dB. Cette directivité nous servira de référence pour les mesures effectuées par la suite (avec thermomètre).

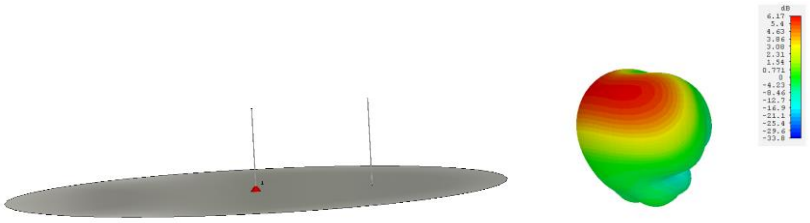


Figure III.23: Design de l'antenne avec réflecteur et diagramme de rayonnement 3D

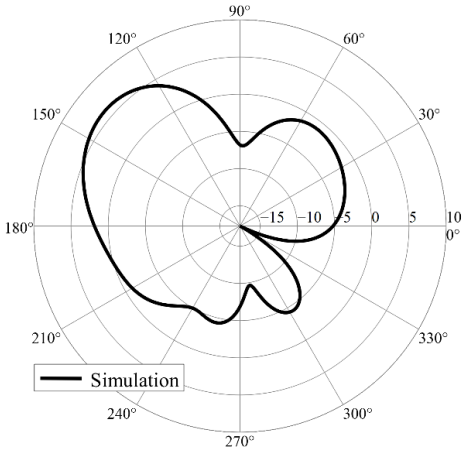


Figure III.24: Diagramme de rayonnement dans le plan ϑ pour ϕ=0° à 868 MHz

Nous remplaçons le réflecteur cylindrique métallique par une colonne de mercure encapsulée dans du verre simulant un thermomètre sans son réservoir directement connecté au plan de masse. Cette étude a pour objectif de valider le principe que la colonne de mercure peut être vue comme réflecteur par l'élément rayonnant.

Nous devons vérifier que la colonne de mercure du thermomètre qui sert d'élément parasite soit supérieur à l'épaisseur de peau. A fréquence élevée, le courant a tendance à circuler en surface des conducteurs, cela s'appelle l'effet de peau. La formule de l'effet de peau dans un conducteur est :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma . \mu . \pi . f}} \qquad (III.1)$$

Avec δ épaisseur de peau en mètre, σ la conductivité en $S.m^{-1}$, μ la perméabilité magnétique en $H.m^{-1}$, et f la fréquence en Hz.

A la fréquence de 868 MHz, l'épaisseur de peau est de $1{,}87.10^{-8}$ m. Notre colonne de mercure étant d'environ 0,2 mm de diamètre est supérieure à l'épaisseur de peau et devrait être vue par l'antenne.

On peut observer sur la Figure III.25 et la Figure III.26 que l'on obtient un gain identique (6,40 dB) à celui du réflecteur cylindrique de rayon r. Cette étape vérifiée, nous pouvons passer à la suite des travaux et vérifier si le thermomètre au mercure peut être connecté au plan de masse par couplage électromagnétique.

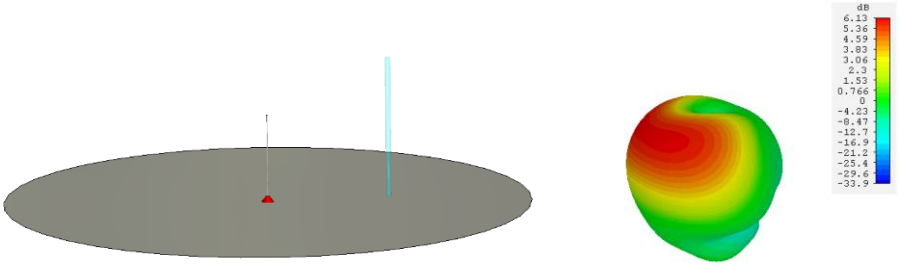


Figure III.25: Antenne avec réflecteur en mercure et verre connecté au plan de masse et diagramme de rayonnement 3D de l'antenne.

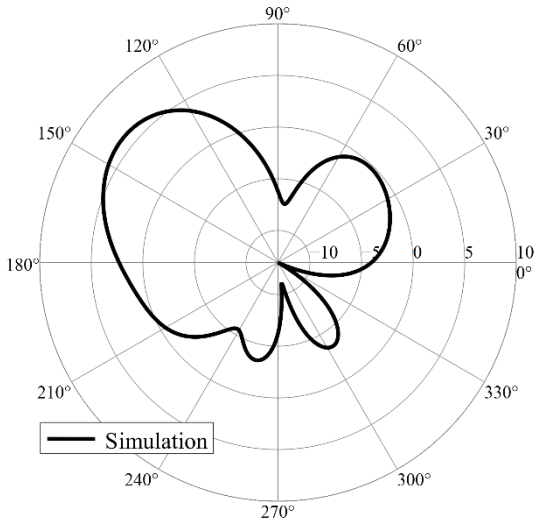


Figure III.26: Diagramme de rayonnement dans le plan ϑ pour ϕ=0° à 868 MHz

Sur les Figure III.27 et Figure III.28, on peut observer sur le schéma de principe les connexions par couplage du thermomètre au plan de masse. Pour simuler les imperfections de la future réalisation ainsi que l'enveloppe de verre autour du réservoir de mercure nous introduisons dans le design un écart de 0,3 mm entre le plan de masse et le thermomètre de mercure.

Sur la Figure III.29 on peut voir le diagramme rayonnement. Comme attendu nous observons une diminution de la directivité mais celle-ci reste convenable à 5,40 dB.

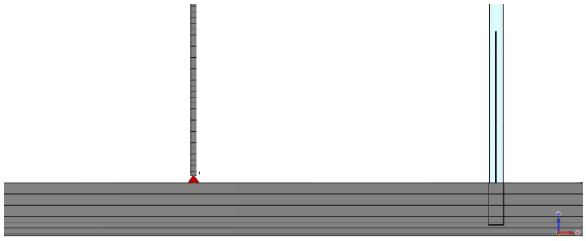


Figure III.27: Vue en coupe de l'antenne avec le réflecteur thermomètre couplé au plan de masse et diagramme de rayonnement 3D.

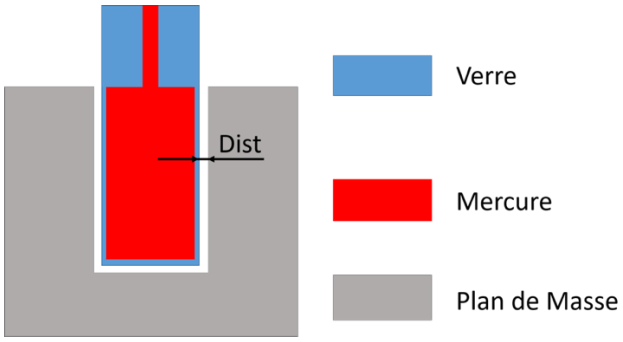


Figure III.28 : Schéma du thermomètre dans le plan de masse

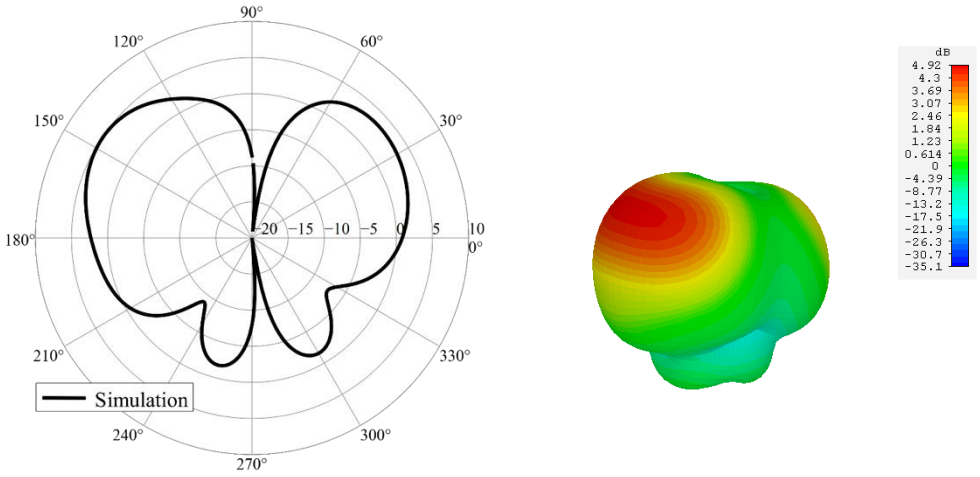


Figure III.29: Diagramme de rayonnement dans le plan ϑ pour ϕ=0° à 868 MHz.

Sur la Figure III.30 on peut observer le gain de l'antenne en fonction de l'écart entre le plan de masse et le thermomètre (Dist Figure III.28). Sur cette figure, comme on peut s'en douter, plus l'écart entre le thermomètre et le plan de masse est important, moins la connexion par couplage est bonne, plus la directivité de l'antenne est faible.

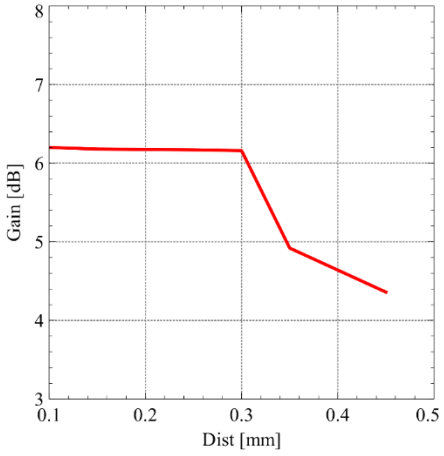


Figure III.30 : Gain fonction de l'écart entre le plan de masse et le thermomètre

3.5.1.2 Réalisation :

3.5.1.2.1 Premier prototype :

Nous avons pu vérifier grâce à la simulation nos hypothèses, nous allons pouvoir maintenant la mettre en pratique et réaliser nos prototypes. Pour cela nous avons fait réaliser une pièce métallique cylindrique pour le plan de masse de notre prototype. Son design est présenté Figure III.31 pour l'axe ZY et Figure III.32 pour l'axe XY.

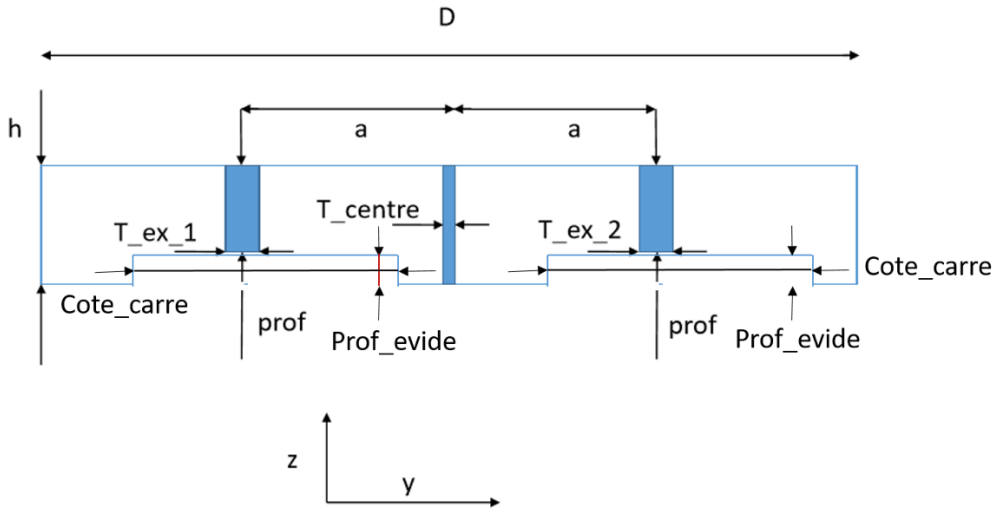


Figure III.31 : Dimensions de l'antenne dans le plan ZY

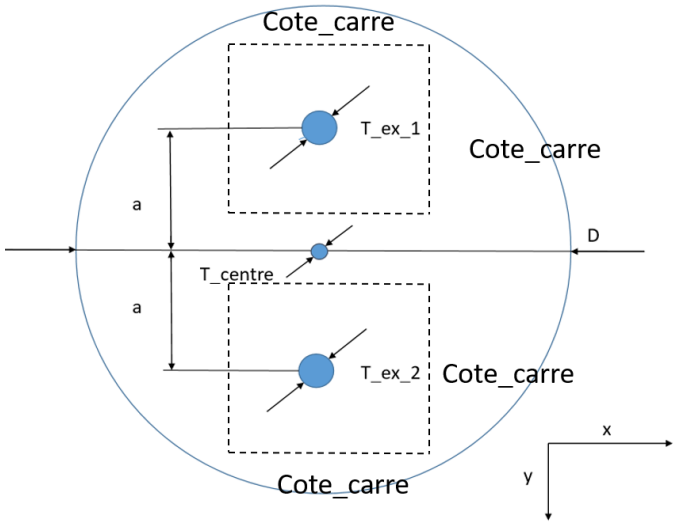


Figure III.32 : Dimensions de l'antenne dans le plan XY

Les dimensions sont les suivantes :

D = 500 mm, a = 121 mm, T_ex_1 = 5,3 mm, T_ex_2 = 5,5 mm, T_centre = 4 mm (pour port SMA)
Prof = 13 mm, h = 20 mm, Prof = 13 mm, Cote_carre = 50 mm, Prof_evide = h – prof = 7 mm.

Les diamètres des trous T_ex_1 et T_ex_2 sont choisis en fonction du diamètre de nos thermomètres et le trou T_centre est conçu pour recevoir un port SMA avec l'antenne qui est l'élément rayonnant de notre système. La pièce réalisée en aluminium, peut être vue sur la Figure III.*33*.

*Figure III.*33 *: Pièce réalisée vue de dessus et vue de dessous*

Pour commander la température nous utilisons des modules à effet Peltier placés sous le plan de masse. L'effet Peltier, également nommé effet thermoélectrique, a été découvert en 1834 par Jean-Charles Peltier. Le module à effet Peltier est une succession de deux semi-conducteurs, entre deux plaques thermo conductrices (Figure III.34) auxquelles on applique une tension. Les deux semi-conducteurs sont connectés entre eux par une jonction de cuivre, cela entraine une libération de chaleur à une jonction et une absorption de chaleur à l'autre jonction.

L'effet Peltier est lié au transport d'entropie par les porteurs de charge (électrons ou trous) au sein du matériau. Ainsi lorsqu'il y a une absorption de chaleur dans la première jonction et une libération dans la seconde, cela est dû au fait que les électrons ou les trous perdent de l'entropie en passant du matériau P au matériau N (il y a donc libération de chaleur), tandis que réciproquement ils regagnent de l'entropie en passant du matériau N au matériau P (il y a donc absorption de chaleur) car il y a conservation d'énergie.

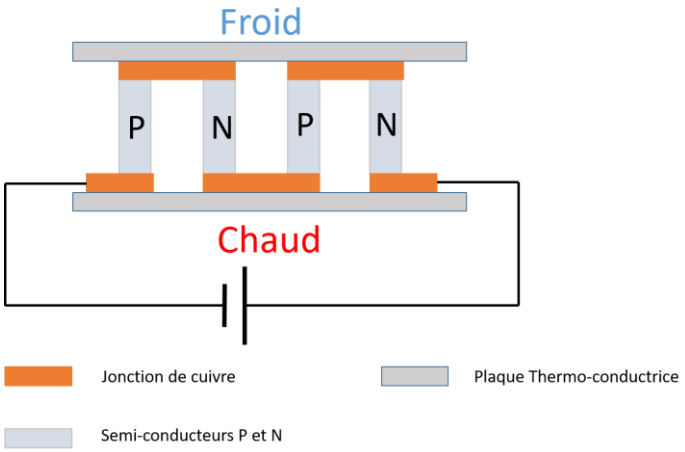


Figure III.34 : Structure du module à effet Peltier

Sur notre prototype, les modules à effet Peltier sont placés sous la plaque d'aluminium et sont commandés par une tension continue. Sur la Figure III.35 on peut observer une coupe du schéma de l'antenne dans l'axe ZY.

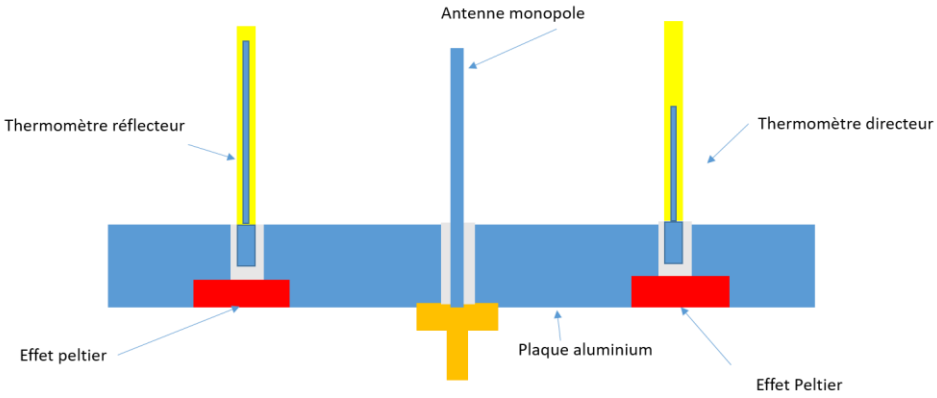


Figure III.35 : Schéma du prototype.

Dans un premier temps, pour simplifier les mesures, nous placerons un seul thermomètre réflecteur. On peut voir sur la Figure III.36 l'antenne avec un seul thermomètre réflecteur dans la chambre anéchoïque compacte pour la mesure de diagramme de rayonnement.

Sur la Figure III.37, on peut voir le diagramme de rayonnement dans le plan θ pour ϕ =0°. On remarque que notre diagramme de rayonnement est bien directif et que l'on arrive à avoir un gain maximal de 5,4 dB à 868 MHz.

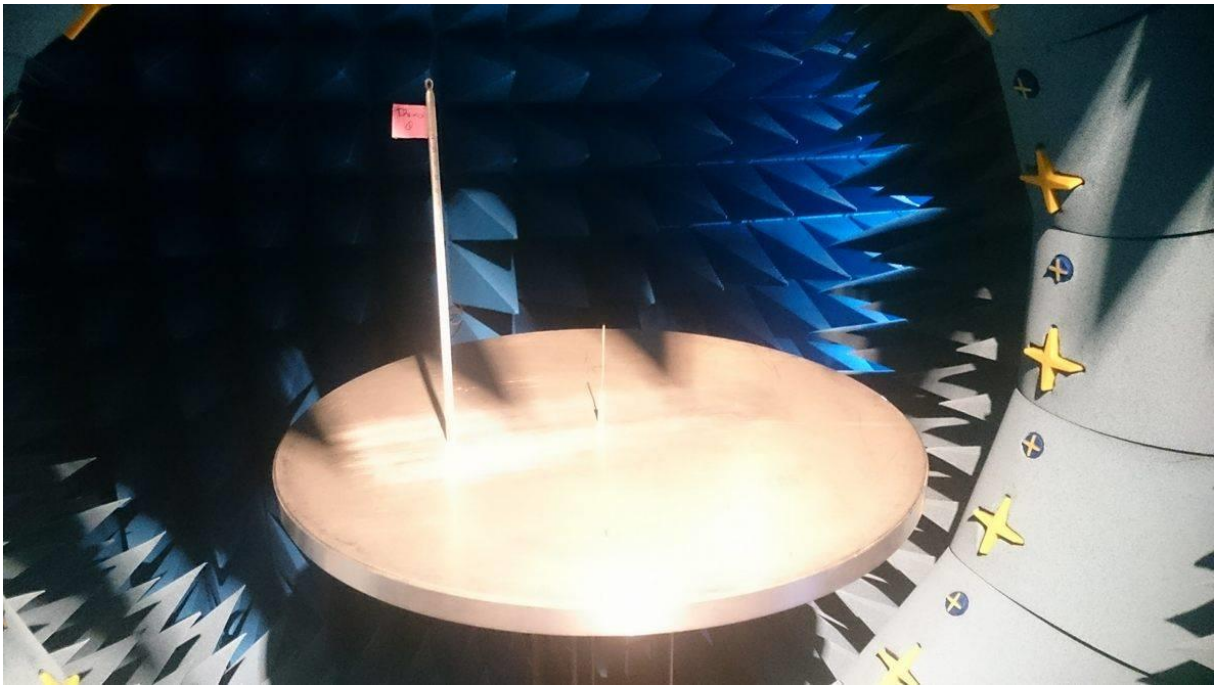


Figure III.36 : Antenne dans la chambre anéchoïque compacte.

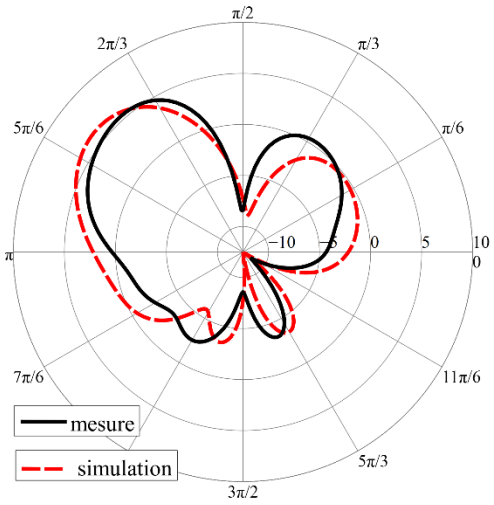


Figure III.37 : Gain en mesure et simulation dans le plan ϑ pour ϕ =0° à 868 MHz

Le problème de ce prototype est que nous n'avons pas pris en compte la dissipation thermique de la plaque d'aluminium et qu'il est difficile de faire varier la température du thermomètre à l'aide du module à effet Peltier. Pour cette raison, nous avons réalisé un deuxième prototype présenté dans la section suivante.

3.5.1.2.2 Deuxième prototype :

Pour résoudre les problèmes de dissipation thermique, nous avons fait usiner deux blocs d'aluminium (Figure III.38) avec pour dimensions :

T_ex= 5,3 mm, cote=20 mm et prof= 13 mm

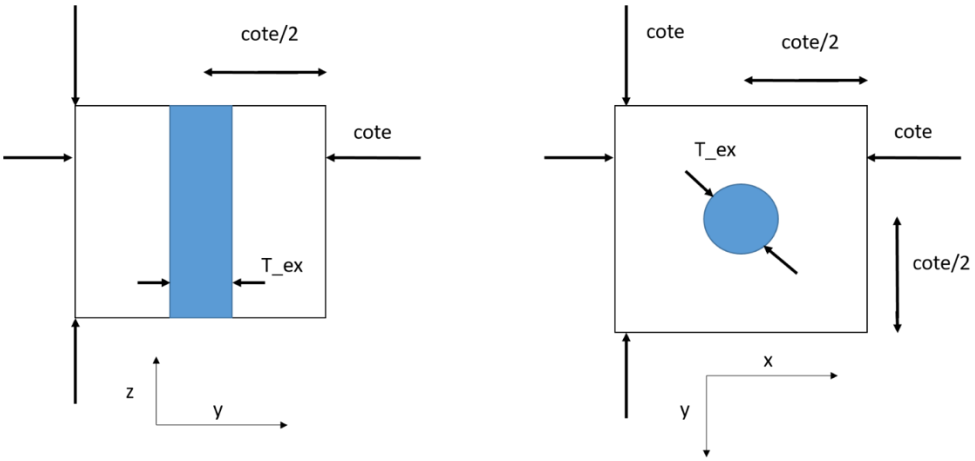


Figure III.38 : Schéma des blocs d'aluminium réalisés

Puis ces deux blocs sont placés sous une plaque de FR-4 avec un seul côté métallisé, et reliés électriquement au plan de masse par des vis métalliques. Un schéma explicatif du prototype est présenté sur la Figure III.*39* (plan ZY) et sur la Figure III.40 (dans la plan XY). Les blocs d'aluminium

étant de plus petites sections, il nous est possible de faire varier la température des thermomètres à l'aide des modules à effet Peltier. Ainsi, nous pouvons aussi bien chauffer le bloc en appliquant au module une tension positive ou le refroidir en appliquant une tension négative. De plus, des radiateurs placés sous le module à effet Peltier permettent d'évacuer la chaleur (Figure III.*39*). Sur la Figure III.41 nous présentons le prototype avec un thermomètre réflecteur dans la Starlab de Satimo.

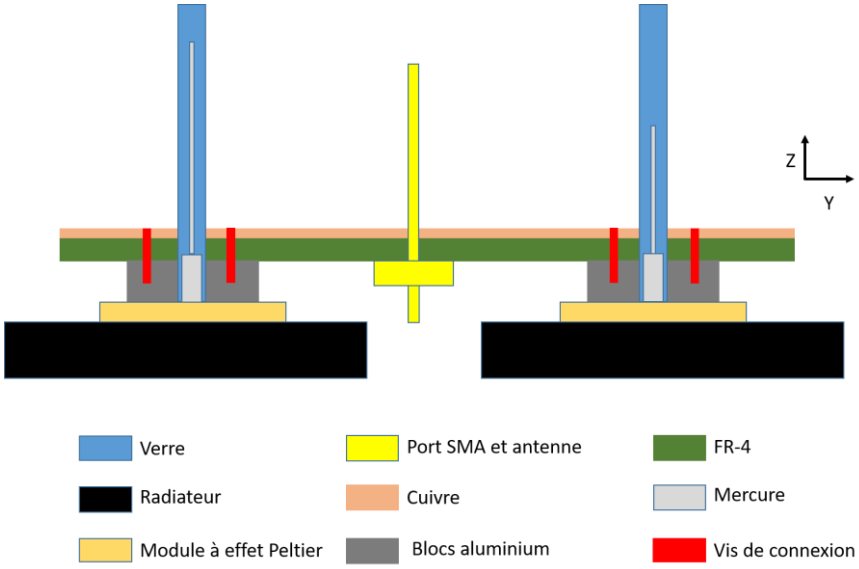


*Figure III.*39 *: Schéma du prototype dans le plan ZY*

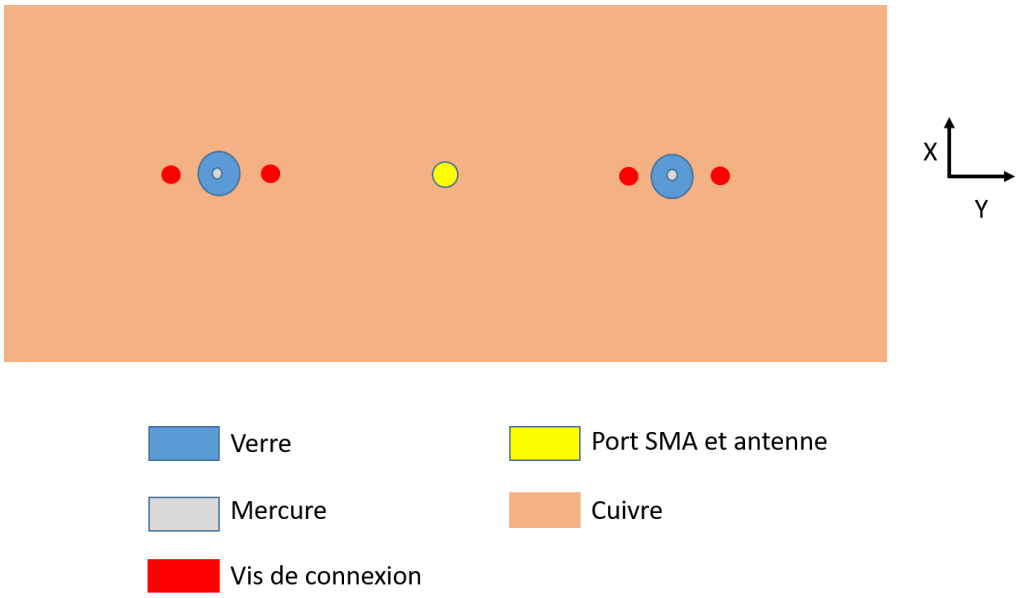


Figure III.40 : Schéma du prototype dans le plan XY

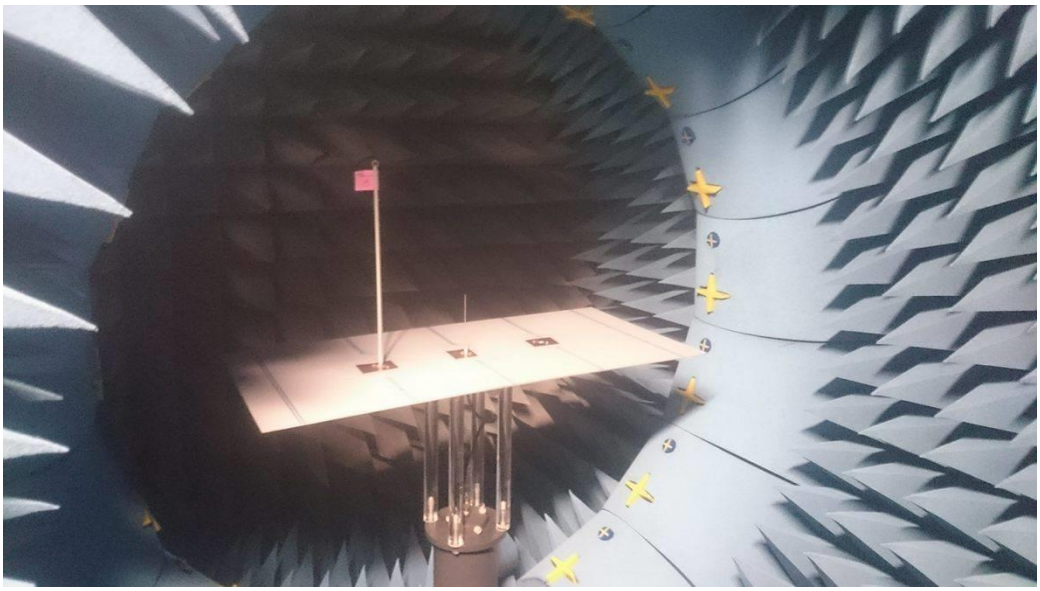


Figure III.41 : Prototype dans la chambre anéchoïque compacte avec un thermomètre réflecteur

La Figure III.42 présente le diagramme de rayonnement en simulation et mesure pour notre antenne avec un seul élément parasite comme réflecteur. On peut voir qu'on obtient une directivité maximale de 6 dB ainsi qu'une bonne cohérence entre mesure et simulation.

Sur la Figure III.43, on peut observer le diagramme de rayonnement en plan θ pour ϕ=0° avec un thermomètre comme réflecteur. Le thermomètre a été placé successivement de chaque côté de l'élément rayonnant. On obtient un gain maximal de 6 dB que l'élément parasite soit placé à droite ou à gauche de l'élément rayonnant pour une température de l'élément parasite de 18 °C. Ce gain de 6dB est proche de notre référence, que nous avons obtenue en simulation section 3.5.1.1, de 6,40 dB.

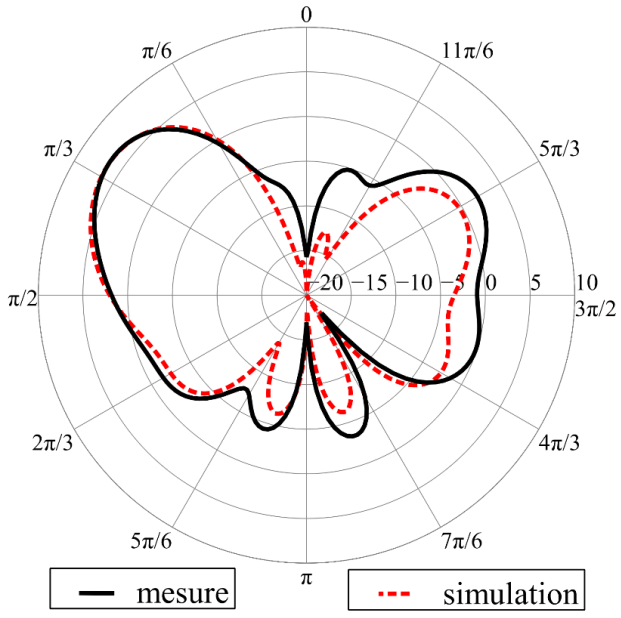


Figure III.42 : Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan ϕ pour ϑ=0° pour un réflecteur, à 868 MHz

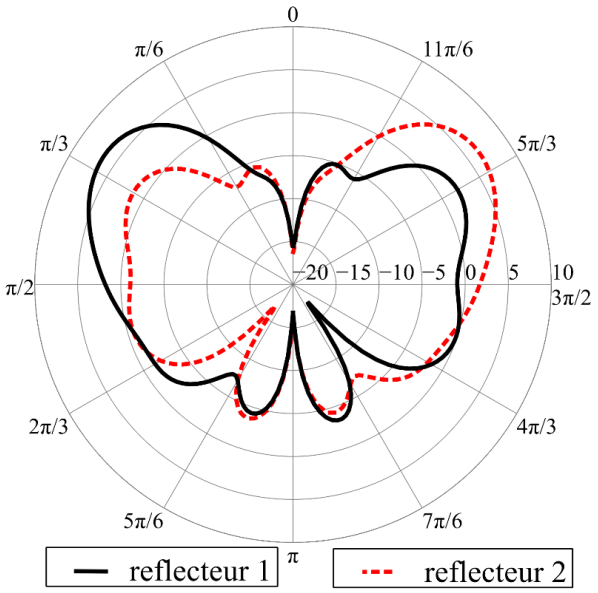


Figure III.43 : Diagramme de rayonnement dans le plan ϑ pour ϕ =0° pour un réflecteur placé successivement de chaque côté de l'élément rayonnant à 868 MHz

Nous ne possédons qu'un seul thermomètre ayant une fine couche de verre au niveau du réservoir. Avec nos autres thermomètres la connexion au plan de masse par couplage n'est pas possible. Acheter des thermomètres au mercure n'est plus possible aujourd'hui du fait de la dangerosité de ce produit. En attendant d'avoir des thermomètres au Galinstan qui conviennent pour notre prototype nous avons réalisé une simulation de notre antenne Yagi finale avec deux thermomètres au mercure connectés au plan de masse par couplage. De par la bonne cohérence entre mesures et simulations obtenues précédemment, nous pouvons dire que notre simulation sera proche d'un prototype avec deux thermomètres au mercure Sur la Figure III.44, on peut voir le modèle numérique de la simulation et les résultats de notre simulation peuvent être vus sur la Figure III.45. En simulation nous avons une directivité maximale de 8 dB.

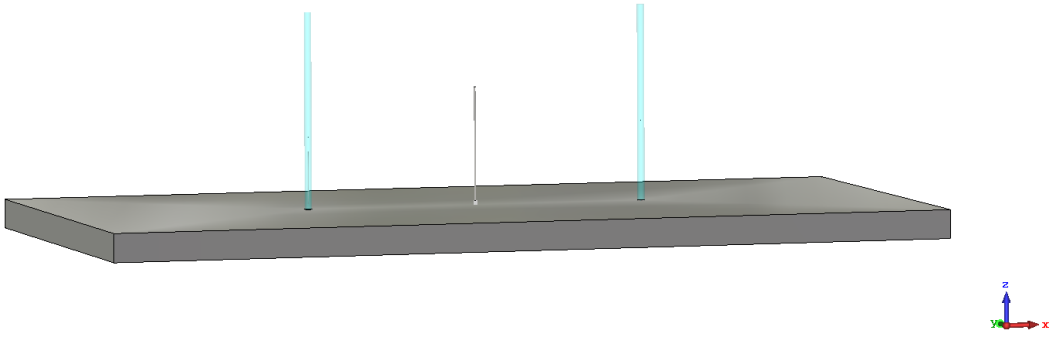


Figure III.44 : Modèle numérique de la simulation

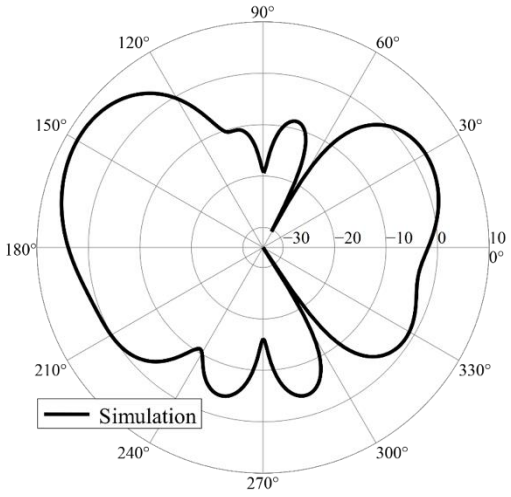


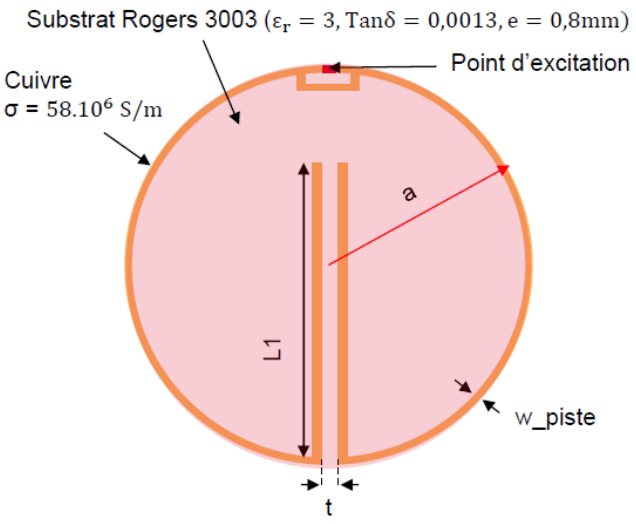
Figure III.45 : Simulation avec deux éléments parasites dans le plan ϑ pour ϕ =0° à 868 MHz

3.5.1.2.3 Conclusion

Dans cette partie nous avons pu montrer qu'il était possible théoriquement de réaliser une antenne commandable en température pour la reconfiguration en directivité. Dans le futur, quand nous posséderons des thermomètres au galinstan adéquat, nous pourrons réaliser notre Yagi possédant plus d'un élément parasite pour augmenter le gain de notre antenne commandable en température.

3.5.2 Antenne reconfigurable en fréquence

Pour notre antenne reconfigurable en fréquence à base de métaux liquides, nous sommes partis d'une antenne développée par le CEA-Leti. Le CEA-Leti est un des partenaires du projet ANR SENSAS qui finance cette thèse. Dans le cadre de ce projet, le CEA-Leti a développé une antenne miniature à 433 MHz dont la géométrie est présentée Figure III.46. C'est une antenne IFA-circulaire dipôle. Les deux brins de l'IFA font office de capacité pour la miniaturisation de l'antenne. Le CEA envisage de remplacer cette capacité « physique » par une capacité ferroélectrique commandable pour pouvoir reconfigurer l'antenne. Le coefficient de réflexion simulé de cette antenne peut être observé Figure III.47. L'antenne est bien adaptée à 433 MHz et on peut également voir l'effet de la largeur de piste de cette antenne (w) sur ce coefficient.



W_piste	0,6	1	1,6
a	25	25	25
L_cc	1,67	2,09	2,73
w_cc	8	8,8	9,4
L1	20,4	20,97	22,18
t	0,4	0,4	0,4

Figure III.46 : IFA circulaire développée par le CEA-leti

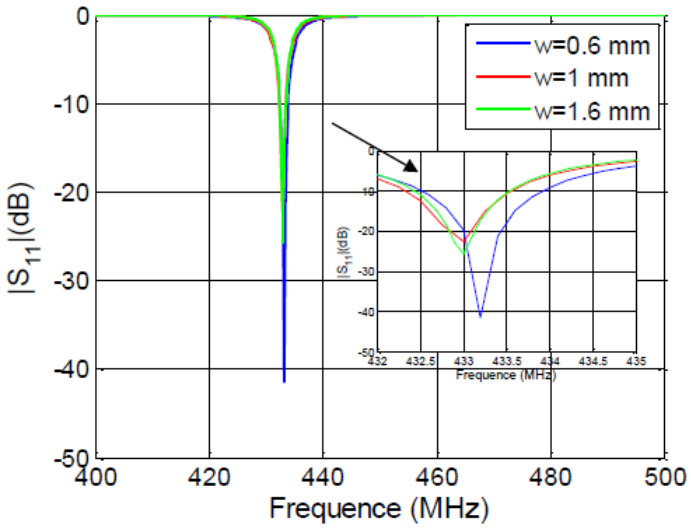


Figure III.47 : Coefficient de réflexion de l'antenne IFA-circulaire.

Pour réaliser notre antenne reconfigurable en fréquence à base de métaux liquides nous avons décidé de faire varier physiquement la grandeur L1 (Figure III.46) pour modifier la fréquence de résonance de l'antenne.

Pour notre antenne, les pistes sont réalisées en métal liquide. En faisant varier le niveau de métal dans un micro-canal, nous pouvons faire varier la grandeur L1.

Pour des raisons de simplicité, nous allons réaliser une version monopole de l'antenne « CEA ». En effet, il est plus facile pour nous de faire varier un seul brin. De plus le fait de faire une version monopole de l'antenne nous permet de pouvoir « masquer » électro-magnétiquement l'injecteur et le réservoir de métal liquide sous le plan de masse pour qu'ils ne perturbent pas l'antenne. Par ailleurs notre antenne est réalisée pour fonctionner dans la bande UHF entre 800MHz et 1 GHz

Pour vérifier notre théorie nous avons réalisé au préalable une étude paramétrique d'une IFA-circulaire monopole. On peut voir sur la Figure III.48 le design de l'antenne avec en L_c, la partie rétractable de

l'antenne et D_c, la distance entre le plan de masse et cette partie variable de l'antenne. Le modèle numérique de l'antenne est simplifié, et le conducteur utilisé dans la simulation est un conducteur parfait (PEC).

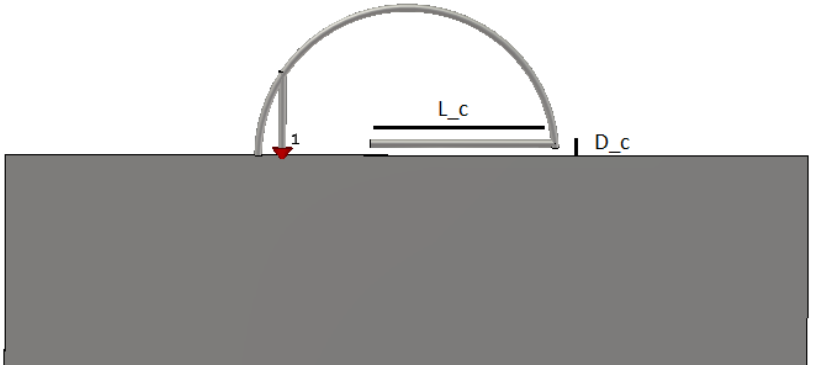


Figure III.48 : Modèle numérique simplifié de l'antenne

La Figure III.49 montre l'impact sur le coefficient de réflexion de l'antenne de différentes valeurs de L_c pour une distance D_c fixe.

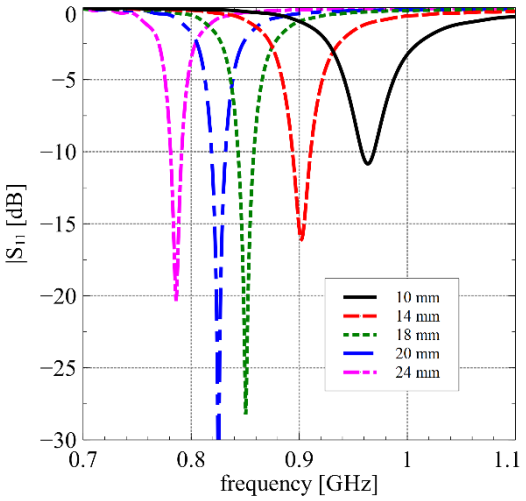


Figure III.49 : Coefficient de réflexion en fonction de L_c pour D_c fixe

Cette étude paramétrique montre bien la faisabilité de notre antenne : plus le brin variable est long et plus cela fait baisser la fréquence de résonance de l'antenne. Sur cette étude paramétrique nous avons une excursion en fréquence de 23%.

On peut observer sur la Figure III.50 l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la distance D_c séparant la capacité variable du plan de masse.

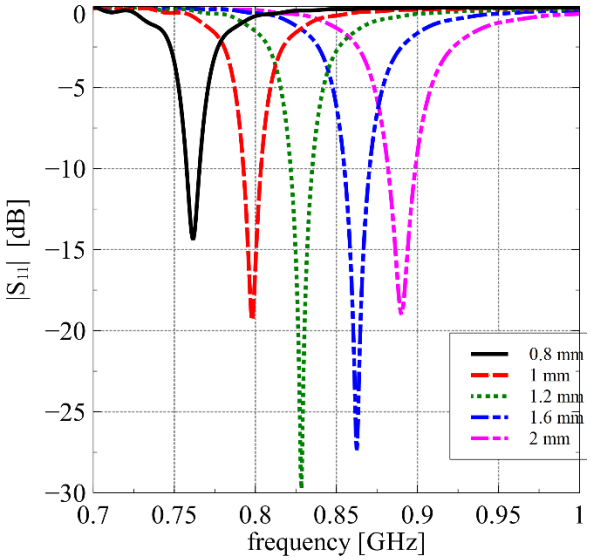


Figure III.50 : Coefficient de réflexion en fonction de D_c pour L_c fixe

On constate que plus notre brin variable est proche du plan de masse, plus cela permet de faire baisser la fréquence de résonance de l'antenne. Cela est dû à l'effet capacitif entre le plan de masse et le brin variable qui augmente. Sur cette étude paramétrique nous avons une excursion en fréquence de 15%

Pour la réalisation de cette antenne nous utilisons du galinstan comme métal liquide en raison de sa non-toxicité. Pour le substrat, nous avons choisi de graver un micro-canal dans un bloc de Téflon. Ce choix est dicté par le fait que le galinstan adhère facilement aux matériaux. Le Téflon ayant une propriété antiadhésive, le galinstan accrochera moins sur ce substrat. Le Téflon à une permittivité ε_r=2,1 et une tangente de perte de tanδ=2,8.10^{-3} [III.57].

Sur la Figure III.51 on peut observer le bloc de PTFE avec le micro-canal réalisé à la graveuse, de largeur 1,5 mm sur 2,5 mm de profondeur. Le rayon du demi-cercle est de 15 mm, la capacité variable à une longueur de 20 mm et se trouve à 1 mm du plan de masse. Pour le plan de masse nous utilisons une plaque d'acier de 130 par 200 mm.

Pour couvrir le bloc usiné de Téflon, nous utilisons une plaque de plexiglass de 2,5 mm d'épaisseur sur laquelle nous avons au préalable pulvérisé une solution de Téflon liquide pour la rendre moins adhésive. Pour fixer la plaque de plexiglass sur le bloc de Téflon et fixer le plan de masse sur le bloc de Téflon nous utilisons des vis en nylon de façon à ne pas perturber l'antenne.

Figure III.51 : Micro-canal gravé dans le bloc de PTFE

Sur la Figure III.52 et sur la Figure III.53, on peut voir un schéma en coupe dans les plans ZY et ZX de la structure. Un tube de PTFE est placé à la fin du micro-canal gravé dans le bloc de Téflon de façon à laisser l'air s'échapper quand le micro-canal se remplira de métal liquide.

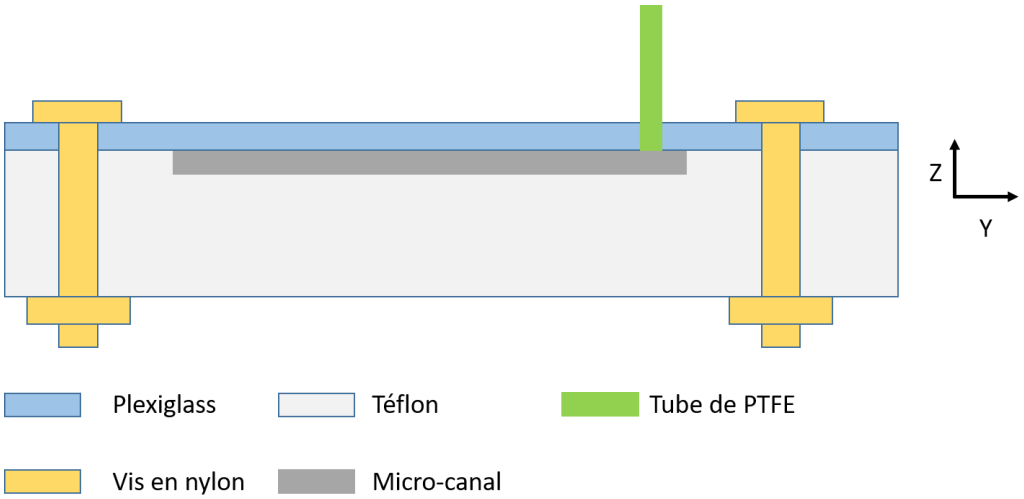


Figure III.52 : Coupe de la structure en ZY

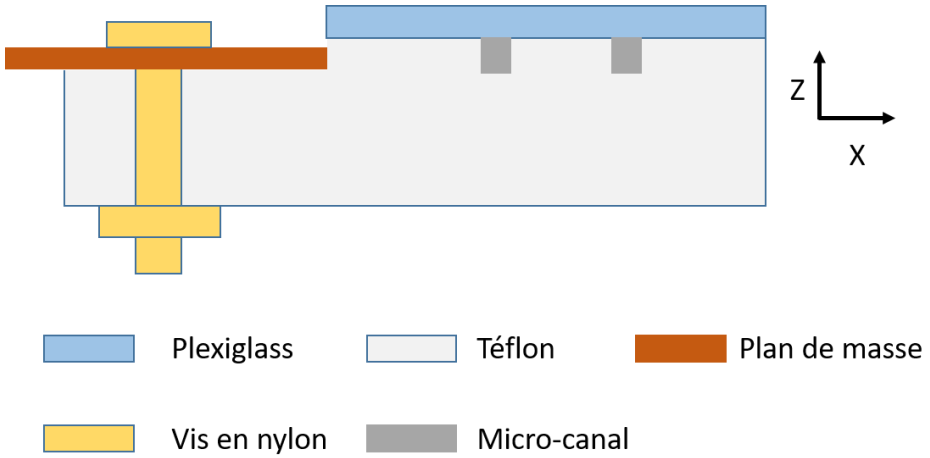


Figure III.53 : Coupe de la structure en ZX

Pour l'alimentation de notre antenne nous utilisons un câble coaxial dont la sonde traverse le micro-canal. Et pour l'injecteur et le réservoir de métal nous utilisons une seringue avec une aiguille métallique qui entre dans le micro-canal et qui est soudée au plan de masse (Voir Figure III.54)

Figure III.54 : Prototype de l'antenne

Sur la Figure III.55 on peut voir le prototype final de l'antenne sans galinstan dans le micro-canal.

Figure III.55 : Prototype de l'antenne sans galinstan dans le micro-canal

Nous avons réalisé un modèle numérique de notre antenne sur le logiciel CST Microwave studio. Le schéma du modèle peut être vu Figure III.56.

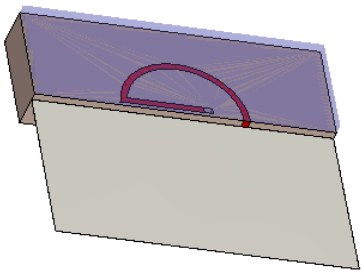


Figure III.56 : Modèle numérique de l'antenne

Sur la Figure III.57, on peut observer la comparaison entre simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne. Sur la figure, les courbes notées S sont des simulations et les courbes notées m sont des mesures. La taille de l'élément variable est de : m3=S3=7 mm, m4=S4=12 mm et m5=S5=20 mm. On peut voir une bonne concordance entre ces résultats ce qui permet de valider le modèle numérique de notre antenne. La bande passante en simulation est plus étroite que celle en mesure, cela est sans doute dû au fait que des pertes supplémentaires doivent exister en mesure par rapport à la simulation.

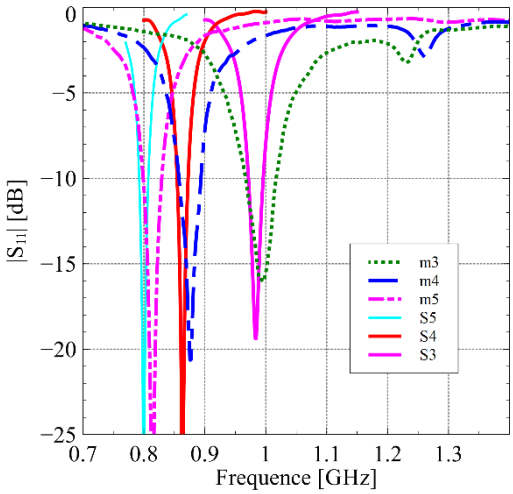


Figure III.57 : Comparaison mesures simulations

Sur la Figure III.58 on présente le prototype de l'antenne pour différents niveaux de galinstan.

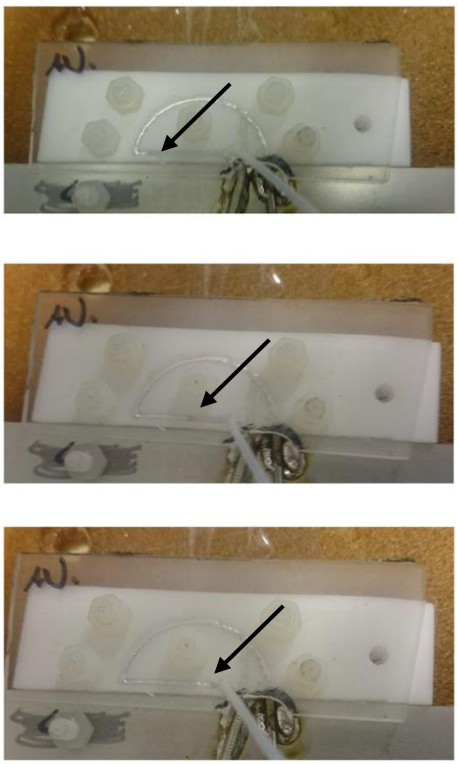


Figure III.58 : Antenne pour différents niveaux de remplissage de galinstan

Sur la Figure III.59 on peut observer le coefficient de réflexion de l'antenne mesuré pour différents niveaux de remplissage de l'antenne, avec respectivement m1, m2, m3, m4 et m5 égaux à 0, 4, 7, 12 et 20 mm. La bande passante à – 10 dB peut varier de 800 MHz à 1,23 GHz ce qui donne une excursion en fréquence de l'antenne de 42,3 %.

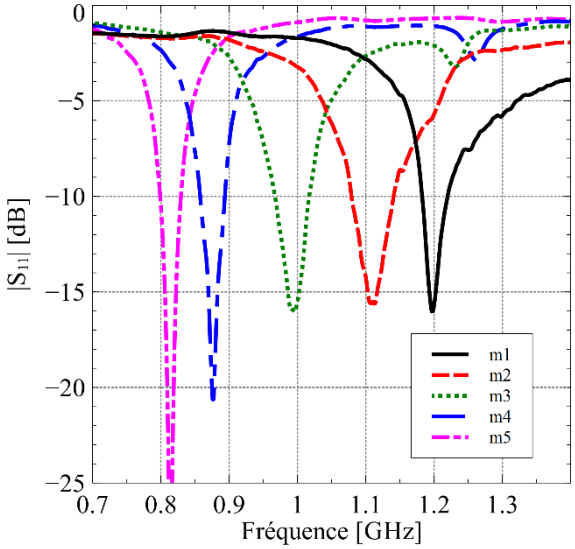


Figure III.59 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes longueurs de la capacité variable

L'efficacité totale de l'antenne est mesurée Figure III.60. Sur cette Figure III., m1, m2, m3, m4 et m5 correspondent respectivement à un niveau de remplissage de métal liquide de 2, 4, 10, 12 et 18 mm. L'efficacité de l'antenne se situe entre 65 et 70 % pour les différentes mesures. La taille de l'antenne sans compter le plan de masse est de 15 mm par 30 mm ce qui correspond à λ/25 par λ/12,5 à 800 MHz.

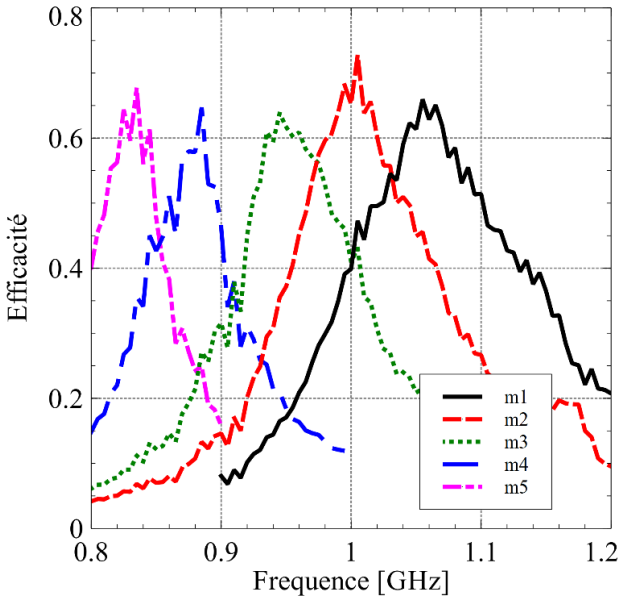


Figure III.60 : Efficacité totale mesurée pour différents niveaux de métal liquide

La prochaine étape est la réalisation d'un prototype qui puisse être reconfigurable dans les deux sens : pour augmenter et baisser la fréquence de résonance. Pour cela nous envisageons de mettre un joint en silicone sur les bords de la plaque de plexiglass pour que l'antenne soit étanche ou encore de réaliser cette antenne dans des micro canaux de Téflon.

3.6 Conclusion chapitre 3

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence l'intérêt de l'utilisation du métal liquide pour les antennes reconfigurables. Après avoir réalisé un état de l'art sur les antennes reconfigurables, nous avons réalisé une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement à 868 MHz commandée en température. La technique consiste à faire varier à l'aide d'un module à effet Peltier la taille d'un élément parasite en métal liquide connecté au plan de masse par couplage. On a pu ainsi obtenir un gain de 6 dB en mesure avec un élément parasite, et un gain de 8 dB en simulation avec deux éléments parasites.

Un deuxième prototype d'antenne a été réalisé. Il s'agit d'une antenne reconfigurable en fréquence. La technique utilisée consiste à faire varier le niveau de métal liquide dans une structure à l'aide d'une seringue. La structure que nous avons réalisée est une IFA circulaire, nous pouvons faire varier notre fréquence de résonance de 820 MHz à 1,2 GHz, ce qui nous donne une excursion en fréquence de 42,3%.

Par la suite, nous allons présenter le concept d'antenne capteur qui est lié aux antennes reconfigurables. En effet, dans le cas d'une antenne reconfigurable, nous maitrisons un paramètre extérieur qui nous permet de modifier un paramètre intrinsèque de l'antenne alors que pour une antenne capteur on relève la variation d'un paramètre intrinsèque de l'antenne pour déterminer une variation externe de l'antenne.

3.7 Références chapitre 3

[III.1] E. R. Brown, « RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 11, p. 1868-1880, nov. 1998.

[III.2] Peregrine Semiconductor Co, « UltraCMOS Digitally Tunable Capacitor (DTC) 100- 3000 MHz », Document No. 70 -0335-0, 2012.

[III.3] K. K. Ng, « *Complete guide to semiconductor devices* », 2. ed. New York, NY: Wiley [III.u.a.], 2002.

[III.4] G. M. Rebeiz, « *RF MEMS: theory, design, and technology*. Hoboken », NJ: J. Wiley, 2003.

[III.5] A. Petosa, « An Overview of Tuning Techniques for Frequency-Agile Antennas », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, n° 5, p. 271-296, oct. 2012.

[III.6] R. C. Dorf, « *Electronics, Power Electronics, Optoelectronics, Microwaves, Electromagnetics, and Radar* ». CRC Press, 2006.

[III.7] G. Dufour, W. Khan, N. Tiercelin, P. Pernod, P. Coquet, et J. Papapolymerou, « Antenne microruban sur canaux micro-fluidiques à forte agilité en fréquence », JNM, Bordeaux, 2015.

[III.8] L. H. Trinh, F. Ferrero, L. Lizzi, R. Staraj, et J.-M. Ribero, « Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, p. 1-1, 2015.

[III.9] C. W. Jung et K. Kim, « Reconfigurable antenna for concurrent operation over cellular and connectivity bands », *Electron. Lett.*, vol. 44, n° 5, p. 334–335, 2008.

[III.10] J.-M. Laheurte, « Switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation », *Electron. Lett.*, vol. 37, n° 25, p. 1498, 2001.

[III.11] C. Luxey, I. Dussopt, I. L. Le Sonn, et J.-M. Laheurte, « Dual-frequency operation of CPW-fed antenna controlled by pin diodes », *Electron. Lett.*, vol. 36, n° 1, p. 2–3, 2000.

[III.12] N. C. Karmakar, « Shorting Strap Tunable Stacked Patch PIFA », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, n° 11, p. 2877-2884, nov. 2004.

[III.13] A.-F. Sheta et S. F. Mahmoud, « A Widely Tunable Compact Patch Antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, p. 40-42, 2008.
[III.14] D. Peroulis, K. Sarabandi, et L. P. B. Katehi, « Design of reconfigurable slot antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 2, p. 645-654, févr. 2005.
[III.15] M. Komulainen, M. Berg, H. Jantunen, E. T. Salonen, et C. Free, « A Frequency Tuning Method for a Planar Inverted-F Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 4, p. 944-950, avr. 2008.
[III.16] W. Lee, H. Kim, et Y. J. Yoon, « Reconfigurable slot antenna with wide bandwidth », in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, p. 3063–3066.
[III.17] V. K. Palukuru, M. Komulainen, M. Berg, H. Jantunen, et E. Salonen, « Frequency-tunable planar monopole antenna for mobile terminals », in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, p. 1–5.
[III.18] F. Yang et Y. Rahmat-Samii, « Patch antennas with switchable slots (PASS) in wireless communications: Concepts, designs, and applications », *Antennas Propag. Mag. IEEE*, vol. 47, n° 2, p. 13–29, 2005.
[III.19] D. E. Anagnostou *et al.*, « Design, Fabrication, and Measurements of an RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, n° 2, p. 422-432, févr. 2006.
[III.20] N. Kingsley, D. E. Anagnostou, M. Tentzeris, et J. Papapolymerou, « RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 16, n° 5, p. 1185-1192, oct. 2007.
[III.21] A. Balalem, J. Machac, et A. Omar, « Dual-band bandpass filter by using square-loop dual-mode resonator », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, n° 6, p. 1567–1570, 2008.
[III.22] T. Wu *et al.*, « Switchable Quad-Band Antennas for Cognitive Radio Base Station Applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 5, p. 1468-1476, mai 2010.
[III.23] Chunna Zhang, Songnan Yang, H. K. Pan, A. E. Fathy, S. El-Ghazaly, et V. Nair, « Development of reconfigurable mini-nested patches antenna for universal wireless receiver using MEMS », 2006, p. 205-208.
[III.24] B. A. Cetiner, G. R. Crusats, L. Jofre, et N. Biyikli, « RF MEMS Integrated Frequency Reconfigurable Annular Slot Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 3, p. 626-632, mars 2010.
[III.25] L. Huang et P. Russer, « Tunable antenna design procedure and harmonics suppression methods of the tunable DVB-H antenna for mobile applications », in *Wireless Technologies, 2007 European Conference on*, 2007, p. 304–307.
[III.26] M. Abdallah, L. Le Coq, F. Colombel, G. Le Ray, et M. Himdi, « Frequency tunable monopole coupled loop antenna with broadside radiation pattern », *Electron. Lett.*, vol. 45, n° 23, p. 1, 2009.
[III.27] D.-H. Choi, Y.-T. Im, Y.-J. Cho, et S.-O. Park, « A Tunable Antenna for DVB-H Applications », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 6, n° 99, p. 515-517, 2007.
[III.28] V. K. Varadan et P. T. Teo, « Tunable Dual-band Ferroelectric Antenna », 6329959.
[III.29] J. Fabrega-Sanchez, « Inverted-F Ferroelectric Antenna », WO 2002/084798.
[III.30] H. J. Patterson, M. Chenhao Zhang, et G. Subramanyam, « Frequency agile microstrip patch antenna using ferroelectric thin film varactor technology », présenté à IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009, p. 1-4.
[III.31] N. Martin, P. Laurent, C. Person, P. Gelin, et F. Huret, « Size reduction of a liquid crystal-based, frequency-adjustable patch antenna », présenté à 34th European Microwave Conference, 2004, p. 825-828.
[III.32] D. M. Pozar et V. Sanchez, « Magnetic Tuning of a Microstrip Antenna on a Ferrite Substrate », *Electron. Lett.*, vol. 24, p. 729-731, juin 1988.
[III.33] H. How, P. Rainville, F. Harackiewicz, et C. Vittoria, « RadiationFrequencies of Ferrite Patch Antennas », *IEE Electron. Lett.*, vol. 28, n° 15, p. 230-233, juill. 1992.

[III.34] R. K. Mishra, S. S. Pattnaik, et N. Das, « Tuning of Microstrip Antenna on Ferrite Substrate », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, n° 2, p. 230-233, févr. 1993.
[III.35] K. K. Tsang et R. J. Langley, « Annular Ring Microstrip Antennas on Biased Ferrite Substrates », *IEE Electron. Lett.*, vol. 30, n° 16, p. 1257-1258, août 1994.
[III.36] G. Leon, R. R. Boix, M. J. Freire, et F. Medina, « Characteristics of Aperture Coupled Microstrip Antennas on Magnetized Ferrite Substrates », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 6, p. 1975-1966, juin 2005.
[III.37] P. J. Rainville et F. J. Harackiewicz, « Magnetic Tuning of a microstrip pacth antenna fabricated on a ferrite film », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 2, n° 12, p. 486-486, déc. 1992.
[III.38] A. Petosa, R. K. Mongia, M. Cuhaci, et J. S. Wight, « Magntically tunable ferrite resonator antenna », *Electron. Lett.*, vol. 30, n° 13, p. 1021-1022, juin 1994.
[III.39] G. A. Lebedev, B. Viala, J. Delamare, et O. Cugat, « Voltage-Controlled Uniaxial Magnetic Anisotropy in Soft Magnetostrictive Ferromagnetic Thin Films », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, n° 10, p. 4037-4040, oct. 2011.
[III.40] V. K. Varadan et K. A. Jose, « Design and development of electronically tunable microstrip antennas », *Smart Mater. Struct.*, vol. 8, n° 2, p. 238-242, 1999.
[III.41] O. Reynet et O. Acher, « Voltage controlled metamaterial », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 7, n° 84, févr. 2004.
[III.42] L. Lizzi *et al.*, « Differential pattern-reconfigurable antenna prototype for efficient wireless sensor networks », in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2016 IEEE International Symposium on*, 2016, p. 1239–1240.
[III.43] A. Ramadan, M. Al-Husseini, Y. Tawk, K. Y. Kabalan, et A. El-Hajj, « A novel frequency/pattern-reconfigurable microstrip antenna for WLAN applications », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, 2010, p. 1–3.
[III.44] F. Yang et Y. Rahmat-Samii, « Patch antennas with switchable slots (PASS) in wireless communications: Concepts, designs, and applications », *Antennas Propag. Mag. IEEE*, vol. 47, n° 2, p. 13–29, 2005.
[III.45] T. Wu *et al.*, « Switchable Quad-Band Antennas for Cognitive Radio Base Station Applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 5, p. 1468-1476, mai 2010.
[III.46] Chunna Zhang, Songnan Yang, H. K. Pan, A. E. Fathy, S. El-Ghazaly, et V. Nair, « Development of reconfigurable mini-nested patches antenna for universal wireless receiver using MEMS », 2006, p. 205-208.
[III.47] D. H. Schaubert, F. G. Farrar, A. Sindoris, et S. T. Hayes, « Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 29, n° 1, p. 118–123, 1981.
[III.48] M. Boti, L. Dussopt, et J. M. Laheurte, « Circularly polarised antenna with switchable polarisation sense », *Electron. Lett.*, vol. 36, n° 18, p. 1518–1519, 2000.
[III.49] F. Yang et Y. Rahmat-Samii, « A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity », *Microw. Wirel. Compon. Lett. IEEE*, vol. 12, n° 3, p. 96–98, 2002.
[III.50] H. Scott et V. F. Fusco, « Polarization agile circular wire loop antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 1, n° 1, p. 64-66, 2002.
[III.51] E. Nishiyama et M. Aikawa, « Polarization controlled microstrip antenna », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, 2005, vol. 1, p. 68–71.
[III.52] M. K. Fries, M. Grani, et R. Vahldieck, « A reconfigurable slot antenna with switchable polarization », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, n° 11, p. 490-492, nov. 2003.
[III.53] W. Wei et W. Wenbing, « Mode characteristics in a circular uniaxial chiro-omega waveguide », *Electron. Lett.*, vol. 30, n° 13, p. 1072–1074, 1994.
[III.54] J. S. Dahele et P. M. Haskins, « Compact active polarisation-agile antenna using square patch », *Electron. Lett.*, vol. 31, n° 16, p. 1305-1306, août 1995.
[III.55] L. Le Garrec, « Etude et conception en bande millimitrique d'antennes reconfigurables basées sur la technologie des MEMS », Rennes, 2004.

[III.56] C. K. Y. Kitamura, A. M. Morishita, T. F. Chun, W. G. Tonaki, A. T. Ohta, et W. A. Shiroma, « A liquid metal reconfigurable yagi uda monopole array », *Electron. Lett.*, vol. 50, p. 19-20, 2014.

[III.57] E. C. Burdette, F. L. Cain, et J. Seals, « In Vivo Probe Measurement Technique for Determining Dielectric Properties at VHF through Microwave Frequencies », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, n° 4, p. 414-427, avr. 1980.

4 Antennes capteurs

4.1 Table des matières

4 Antennes capteurs 105
4.1 Table des matières 105
4.2 Table des figures chapitre 4 106
4.3 Table des tableaux chapitre 4 107
4.4 Introduction 108
4.5 Etat de l'art sur les antennes capteurs 108
4.5.1 Antennes capteurs 108
4.5.1.1 Antenne capteur de dommage 108
4.5.1.2 Antenne capteur de tension mécanique 110
4.5.1.3 Antenne capteur de température 112
4.5.1.4 Antenne capteur pour application médicale 112
4.5.2 Tag RFID UHF capteur passif 113
4.5.2.1 Rappel RFID (RadioFréquency IDentification) 113
4.5.2.2 Introduction 114
4.5.2.3 Tag capteur de température 115
4.5.2.4 Eau distillée 115
4.5.2.5 Tag capteur de tension mécanique 120
4.6 Réalisation d'une antenne capteur de température 121
4.6.1 Introduction 121
4.6.2 Antenne capteur de température à la fondamentale 121
4.6.3 Antenne capteur de température à la seconde harmonique 124
4.6.4 Antenne capteur de température associée à la technologie RFID 127
4.7 Conclusion chapitre 4 131
4.8 Références chapitre 4 131

4.2 Table des figures chapitre 4

Figure IV.1: Antenne capteur pales d'hélicoptère miniaturisées 109
Figure IV.2: Antenne ayant subi un dommage 109
Figure IV.3: Coefficient de réflexion et spectre en puissance de l'antenne avant et après un dommage 109
Figure IV.4: Estimation en simulation et expérimentation de la localisation du dommage 109
Figure IV.5: Antenne patch pour la détection de fissures 110
Figure IV.6: Antenne patch capteur de tension sur le banc de mesure 111
Figure IV.7: Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes tensions 111
Figure IV.8: Antenne patch capteur de température 112
Figure IV.9: Coefficient de réflexion de l'antenne capteur pour différentes températures 112
Figure IV.10: Coefficient de transmission pour le cas d'une personne en bonne santé et différents cas de pneumothorax 113
Figure IV.11: Schéma explicatif de la RFID UHF 114
Figure IV.12: Variation de la permittivité relative et de la tangente de perte de l'eau distillée en fonction de la température. 115
Figure IV.13:Design de l'antenne avec la poche d'eau distillée 115
Figure IV.14: Puissance reçue par le tag pour différentes températures 116
Figure IV.15: Permittivité relative et tangente de perte du HDPE-BST en fonction de la température. 116
Figure IV.16: Géométrie de l'antenne (a) et son coefficient de réflexion (b). 117
Figure IV.17: Portée maximale en fonction de la fréquence. 117
Figure IV.18: Réalisation du tag capteur double face 118
Figure IV.19: Simulation du coefficient de réflexion du tag 118
Figure IV.20: Distance de lecture pour différents taux d'humidité 119
Figure IV.21: Design du tag RFID capteur de gaz 119
Figure IV.22: Puissance minimale à délivrer par l'antenne du lecteur RFID pour activer le tag en fonction de la puissance pour différents temps d'exposition du tag à l'ammoniac 120
Figure IV.23: (a) schéma et (b) réalisation du tag RFID 120
Figure IV.24: Variation de la distance de lecture en fonction de la longueur du tag. 121
Figure IV.25: Géométrie de l'antenne (a) vue de dessus (b) vue de dessous 122
Figure IV.26: Photo du premier prototype du système antennaire 122
Figure IV.27: Coefficient de réflexion de l'antenne en mesure et simulation avec et sans thermomètre 123
Figure IV.28: Coefficient de réflexion pour différentes températures 123
Figure IV.29: Géométrie de l'antenne (a) vue de dessus (b) vue de dessous 124
Figure IV.30: Photo du second prototype du système antennaire 125
Figure IV.31: Courants de surface pour (a) le deuxième prototype, (b) le premier prototype 125
Figure IV.32: Coefficient de réflexion de l'antenne en mesure et simulation avec et sans thermomètre 126
Figure IV.33: Coefficient de réflexion pour différentes températures 126
Figure IV.34: Tag RFID UHF Mutrak de la société Tagsys 128
Figure IV.35: Thermomètre avec le tag Mutrak 128
Figure IV.36: Schéma de principe de nos mesures 129
Figure IV.37: Distance de lecture de notre tag pour différentes températures en fonction de la fréquence 129

Figure IV.38: Phase de notre tag pour différentes températures 130
Figure IV.39: Evolution de la phase de notre tag en fonction de la température à 868 MHz 130

4.3 Table des tableaux chapitre 4

Tableau IV.1: Comparaison méthode eau distillée [IV.13] et HDPE-BST [IV.16] 117
Tableau IV.2: Température fonction de la fréquence de résonance et taille de l'élément rayonnant 127

4.4 Introduction

Un autre domaine émergent aujourd'hui est celui des capteurs, que l'on retrouve de plus en plus dans notre environnement. Pour exemple, depuis janvier 2015, chaque foyer doit être équipé d'un détecteur de fumée.

Une antenne capteur est par définition, une antenne qui est capable, en plus de transmettre une information comme une antenne classique, de recueillir directement une autre information sur une variation physique externe, de par la modification de l'un de ses paramètres intrinsèques (fréquence de résonance, bande passante, diagramme de rayonnement, polarisation, efficacité). L'utilité de ces antennes capteurs est particulièrement intéressante pour réduire la taille et la complexité des éléments dans le cas d'un système de mesure sans fil, puisque cela permet à la fois de relever et de transmettre une information sur un paramètre physique sans recourir à un capteur dédié.

Concevoir une antenne capteur se rapproche de ce fait de l'inverse du travail classique d'un antenniste, qui normalement recherche la stabilité des paramètres de l'antenne quel que soit son environnement.

4.5 Etat de l'art sur les antennes capteurs

Dans l'état de l'art présenté dans cette partie, une liste non exhaustive d'antennes capteurs sera faite. Une première partie traitera ainsi des antennes capteurs simples et une deuxième partie des antennes capteurs associant des tags RFID. Une partie du chapitre 2 est dédié à l'état de l'art des antennes capteurs à base de métaux liquides. Elles ne seront donc pas évoquées dans cette partie.

4.5.1 Antennes capteurs

4.5.1.1 Antenne capteur de dommage

L'article [IV.1] présente une antenne dipôle conçue pour fonctionner à 180 MHz. Cette antenne, réalisée à base de fibres de carbone, constitue en fait les pales reliées d'un hélicoptère par le rotor comme on peut voir sur la Figure IV.1. Ce système a été conçu pour détecter les dommages sur les pales d'un hélicoptère constituant les brins d'un dipôle. L'information est obtenue à partir du décalage en fréquence de la résonance de l'antenne en cas de dégradation : quand l'une des pales de l'hélicoptère subit un dommage, comme on peut voir sur la Figure IV.2, la taille électrique du dipôle est réduite ce qui entraine un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne vers des fréquences supérieures. On peut observer également sur la Figure IV.3 le coefficient de réflexion ainsi que les niveaux de puissances reçues dans le cas de l'antenne intacte et de l'antenne ayant subi un dommage. On observe bien le décalage en fréquence de l'antenne.

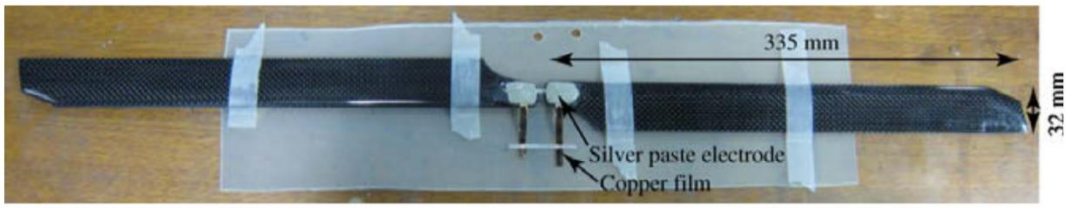


Figure IV.1: Antenne capteur pales d'hélicoptère miniaturisées

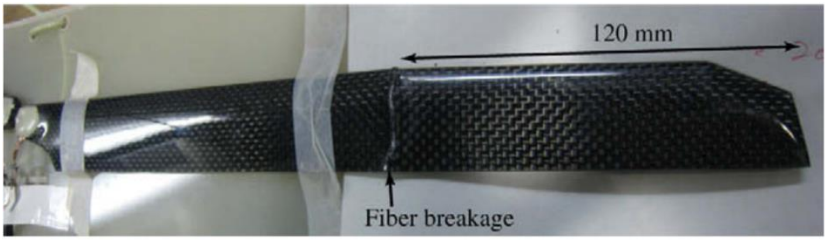


Figure IV.2: Antenne ayant subi un dommage

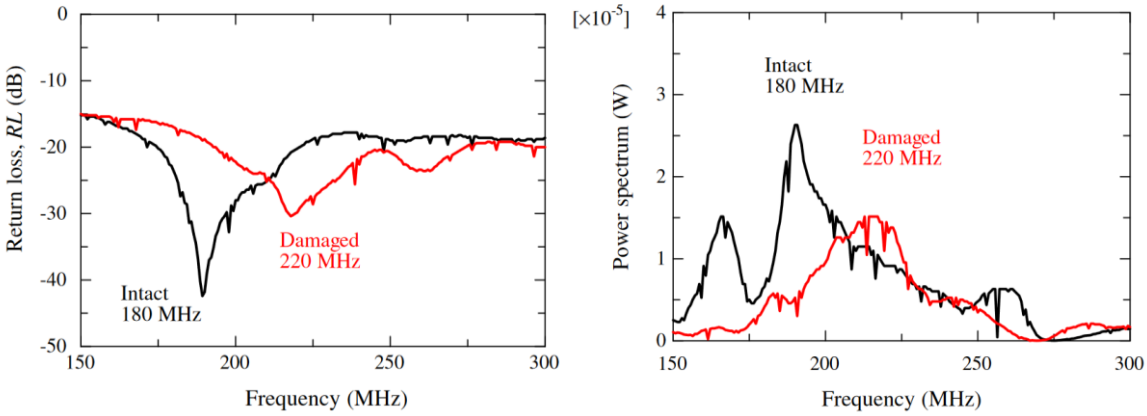


Figure IV.3: Coefficient de réflexion et spectre en puissance de l'antenne avant et après un dommage

De plus les auteurs sont capables, comme on peut le voir sur la Figure IV.4 de donner une estimation de la localisation du dommage en se basant sur ce décalage fréquentiel. En effet la fréquence de résonance d'une antenne étant liée à sa taille, on peut donner une estimation du dommage en se basant sur la nouvelle fréquence de résonance de l'antenne.

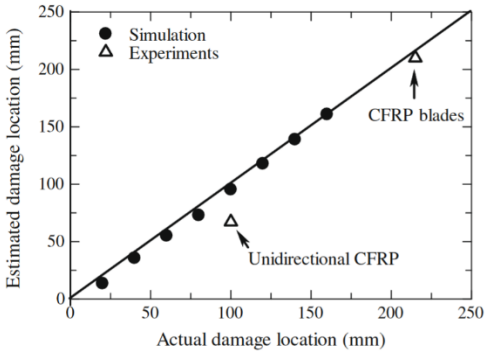


Figure IV.4: Estimation en simulation et expérimentation de la localisation du dommage

Dans le même registre d'antenne capteur pour la détection de dommages, l'article [IV.2] présente une antenne patch pour la détection de fissures. Ici, la fonction de détection de dommage n'est pas réalisée

grâce à l'antenne mais grâce au substrat placé sous l'antenne. En effet, si l'on crée une fissure dans le substrat, cela modifie sa permittivité diélectrique et la fréquence de résonance de l'antenne s'en trouve également modifiée. Donc comme précédemment, l'information de cette antenne capteur est obtenue à partir de la fréquence de résonance de l'antenne. Le patch utilisé dans l'article n'est pas de forme carrée mais rectangulaire, ce qui a pour effet d'avoir deux fréquences de résonance : une pour le mode TM_{01} et la deuxième pour le mode TM_{10}. L'avantage d'avoir les deux modes est que si une fissure se crée dans le sens de la résonance TM_{01} seule celle-ci sera décalée en fréquence et inversement. Si une fissure se crée sur la diagonale alors les deux fréquences de résonance seront décalées en fréquence (Figure IV.5).

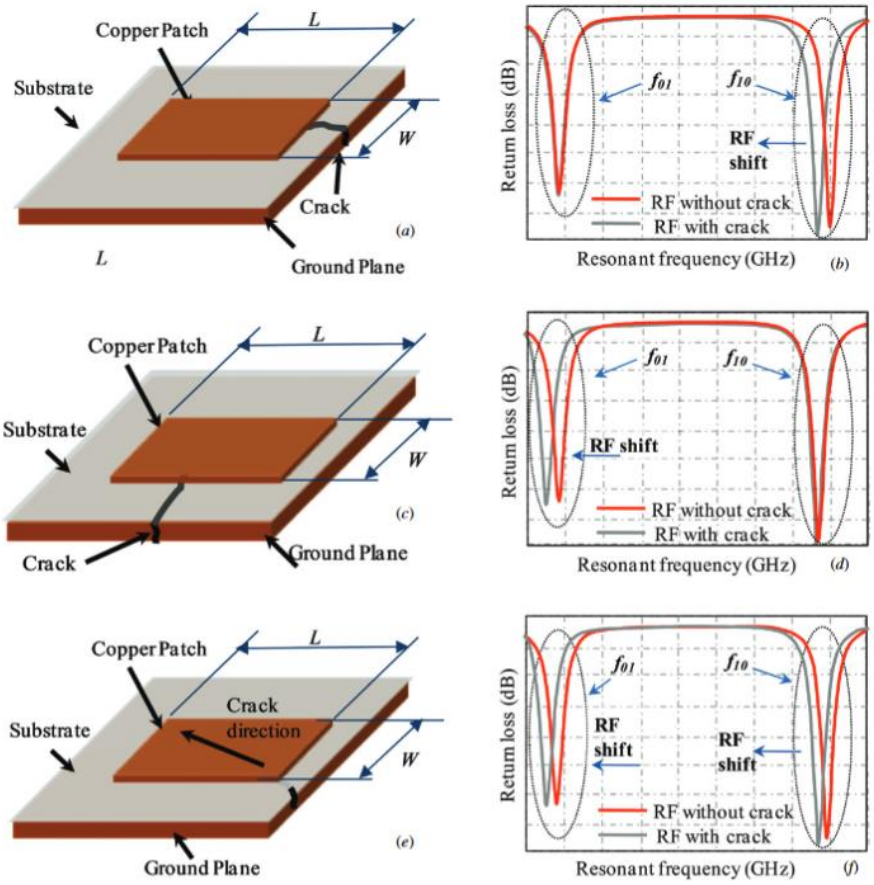


Figure IV.5: Antenne patch pour la détection de fissures

On trouve d'autres antennes patchs pour la détection de fissures basées sur le même principe dans [IV.3] et [IV.4] mais sans la détection de l'orientation de la fissure.

4.5.1.2 Antenne capteur de tension mécanique

L'article [IV.5] présente une antenne patch capteur de tension mécanique pour laquelle l'information se déduit aussi de la fréquence de résonance. Le patch de forme rectangulaire possède deux fréquences de travail, la plus basse à 17,75 GHz et la plus haute à 20,25 GHz, quand aucune force n'est appliquée. On peut voir sur la Figure IV.6 le banc de test pour les mesures du capteur, l'antenne est fixée sur une barre sur laquelle une tension est appliquée à l'aide de poids.

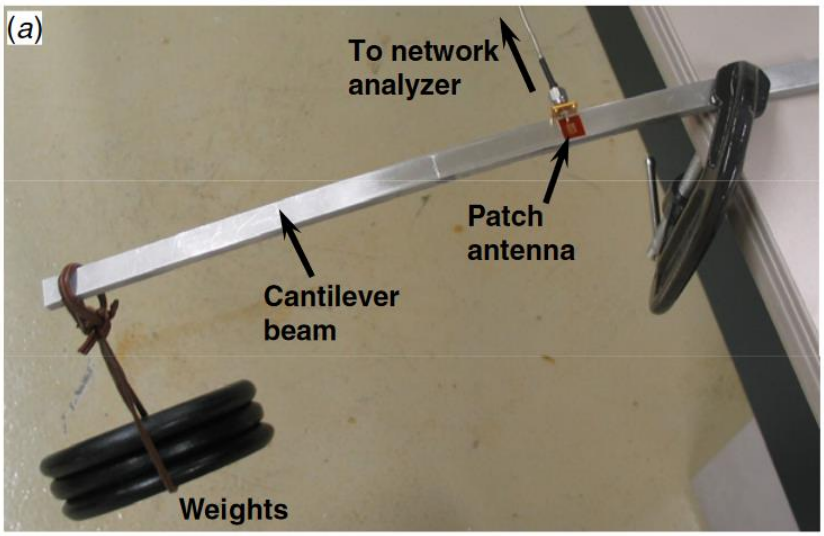


Figure IV.6: Antenne patch capteur de tension sur le banc de mesure

On peut voir sur la Figure IV.7 le coefficient de réflexion de l'antenne dans le cas de l'antenne au « repos » et pour différentes tensions mécaniques appliquées. On distingue bien une variation du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la tension appliquée même si cette variation reste minime.

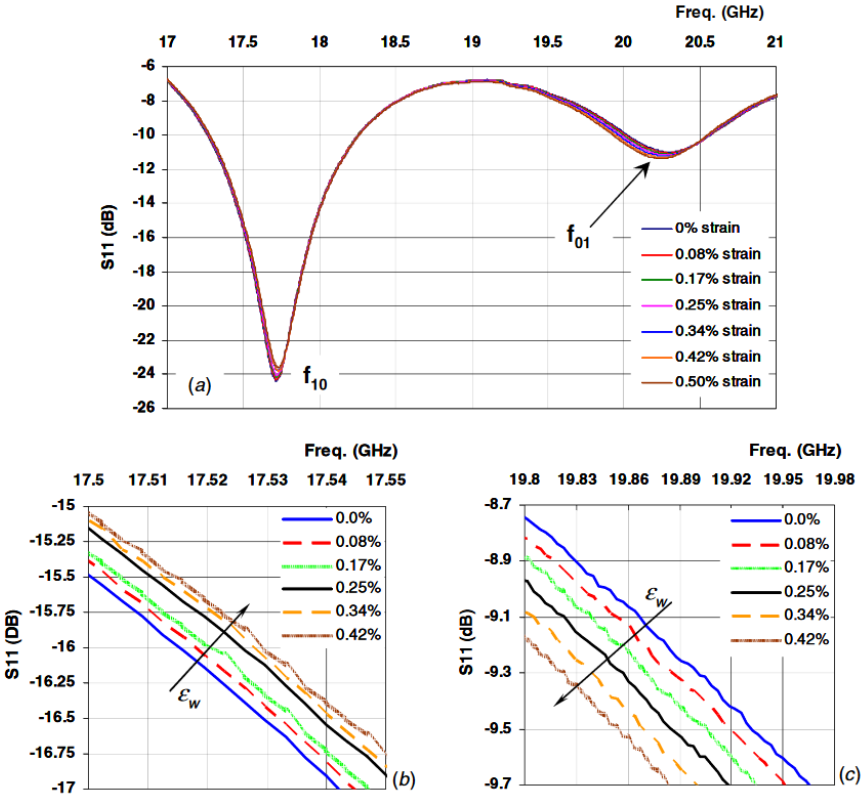


Figure IV.7: Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes tensions

4.5.1.3 Antenne capteur de température

Les auteurs de l'article [IV.6] ont réalisé une antenne capteur de température. L'antenne est un patch rectangulaire, dont on peut voir sur la Figure IV.8 le schéma, avec deux fréquences de résonance différentes respectivement adaptées à 5 et 6 GHz. Le substrat utilisé est le Rogers RO3006 sensible à la température, qui se dilate quand celle-ci augmente. Il peut opérer entre -100 et 250°C et a un coefficient d'expansion thermique de 17 ppm/C°. La partie rayonnante de l'antenne est réalisée à base de métal et d'époxy conducteur extensible. De ce fait, quand la température de la pièce où est placé le capteur augmente, le substrat va subir une dilation en fonction de cette température qui va induire une déformation du patch. Sur la Figure IV.9 on peut observer le coefficient de réflexion pour plusieurs températures. On constate bien un décalage de la fréquence de résonnance en fonction de la température. L'antenne capteur a une résolution de 10 KHz par degré.

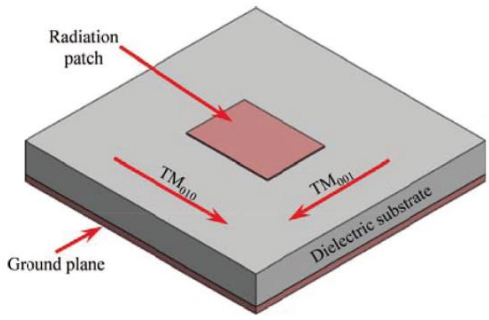


Figure IV.8: Antenne patch capteur de température

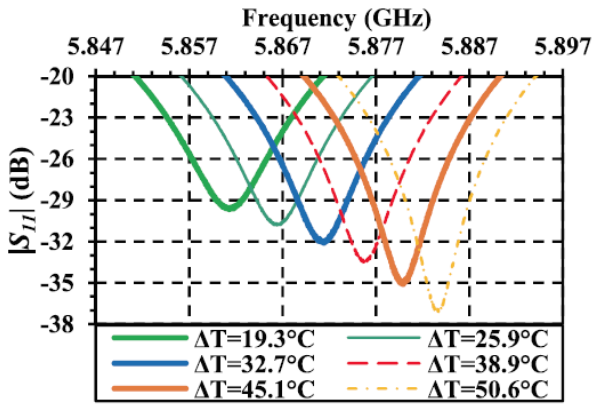


Figure IV.9: Coefficient de réflexion de l'antenne capteur pour différentes températures

4.5.1.4 Antenne capteur pour application médicale

L'article [IV.7] présente un système d'antenne pour application médicale. Le but de ce travail est de détecter chez un patient un pneumothorax. Un pneumothorax est une affection de la plèvre, qui se caractérise par la création d'une poche d'air entre le poumon et la cage thoracique. Cette pathologie peut créer un affaissement du poumon qui peut être dangereux pour la santé. Dans cet article les auteurs utilisent deux antennes patch pour la détection de pneumothorax. Les deux antennes sont de

dimensions 1,44x1,44 cm^2 placées sur un substrat Rogers RO3210 de permittivité de 10,2 et de tangente de perte de 0,003.

L'article ne présente que des résultats de simulation. Pour la détection, les auteurs placent les antennes sur la peau d'un modèle numérique de tissu sans pneumothorax et des modèles à différents stades de la maladie, qui se traduisent par différentes tailles de la poche d'air.

Puis les auteurs regardent le coefficient de transmission entre les deux antennes sur une bande de fréquences de 1 à 4 GHz pour détecter les poches d'air. Sur la Figure IV.10, on peut observer le coefficient de transmission entre les deux antennes patchs pour le cas d'une personne en bonne santé et pour des malades à différents stades de la maladie. On remarque bien une variation du coefficient entre le cas sans air et avec air, et une variation plus fine entre les différents niveaux de poche d'air.

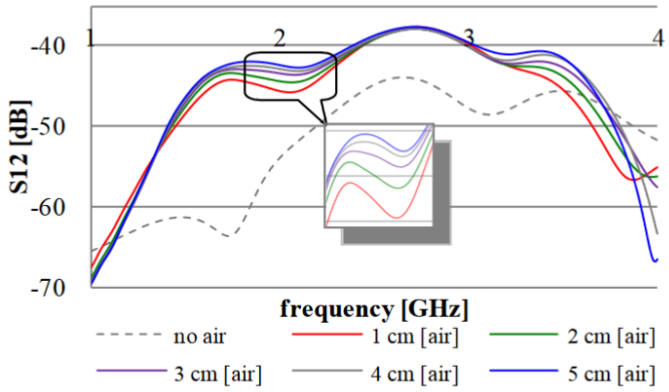


Figure IV.10: Coefficient de transmission pour le cas d'une personne en bonne santé et différents cas de pneumothorax

Un des problèmes majeurs de ces antennes capteurs est qu'actuellement il n'y a pas de standards dédiés (pas de bande de fréquence attribuée en particulier) pour ce type de mesures. De plus, les mesures de ces structures antennaires nécessitent du matériel volumineux et cher (analyseur de réseau, …). Il est donc intéressant de se pencher sur les systèmes de Radio Fréquence Identification (RFID) pour trouver des solutions aux antennes capteurs.

4.5.2 Tag RFID UHF capteur passif

La RFID ou Identification Radiofréquence est une technologie qui permet d'identifier grâce aux ondes radiofréquences, sans contact et de façon automatique, un objet sur lequel est apposé une étiquette électronique. Il existe plusieurs standards en RFID. Dans notre cas nous nous intéresserons à la RFID en bande UHF.

4.5.2.1 Rappel RFID (RadioFréquency IDentification)

L'étiquette électronique (tag) est constituée d'une puce RFID (IC) et d'une antenne. Les puces RFID possèdent des impédances complexes non-adaptées à 50 Ω. Un système RFID se compose d'un lecteur et d'un tag. Un schéma explicatif de la RFID UHF est présenté Figure IV.11. Il existe plusieurs normes en RFID. En ce qui nous concerne la norme qui nous intéresse est la RFID UHF (Ultra High Frequency) ISO 18000-6 [IV.8]. En effet, l'avantage de cette norme est que les tags peuvent être lus en champ

lointain. Les bandes de fréquence de cette norme varient selon les pays mais restent entre 860 et 960 MHz. Les tags RFID peuvent être actifs, passifs ou semi-passifs. Dans notre cas, ce sont les tags RFID passifs qui nous intéressent car ceux-ci n'ont pas besoin d'alimentation interne (batterie). En effet, ils utilisent l'énergie de l'onde incidente du lecteur RFID pour s'alimenter.

Aujourd'hui la RFID est de plus en plus présente dans nos vies. Elle est utilisée notamment dans les transports, les péages d'autoroutes, l'identification d'animaux, la traçabilité de certains produits, etc.

Pour la caractérisation de tag RFID, la notion de « READ RANGE », ou distance de lecture maximale en français, revient couramment. Cette distance peut être donnée pour une fréquence, mais le plus souvent on la trouve en fonction de la fréquence. Cette notion est très utile en mesure pour déterminer la fréquence de travail d'un tag RFID. La distance de lecture maximale peut être définie par :

$$D_{max} = \sqrt{\frac{P_{max,EIRP}}{P_{tag}} \cdot \frac{c}{4\Pi f}} \qquad (IV.1)$$

Où D_{max} est la distance de lecture maximale, $P_{max,EIRP}$ la puissance maximale d'émission autorisée (3,28 W en UE), P_{tag} la puissance requise pour activation du tag, c la célérité de la lumière dans le vide et f la fréquence.

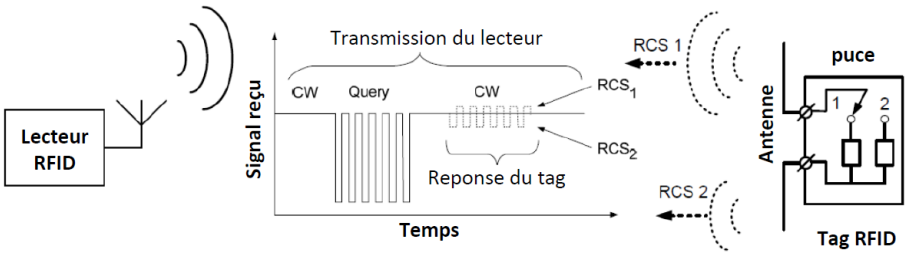


Figure IV.11: Schéma explicatif de la RFID UHF

4.5.2.2 Introduction

On peut voir l'intérêt du développement de tags RFID avec la fonctionnalité capteur dans le fait qu'ils soient des dispositifs passifs. Ils fonctionnent donc sans avoir recourt à une batterie ce qui simplifie leurs mises en place et leurs maintenances par rapport à un système de capteurs classique. On peut trouver deux sortes de capteurs passifs. Les premiers sont des tag RFID avec un capteur passif intégré dans le dispositif. L'information du capteur sera transmise dans l'information du tag comme par exemple la puce EM4325 de EM Microelectronics [IV.9] qui est une puce RFID intégrant un capteur de température. Les seconds utilisent l'antenne du tag pour la fonction de capteur, comme dans le cas des antennes capteurs vues précédemment, et l'information se retrouvera sur un paramètre intrinsèque du tag. Pour cet état de l'art nous étudierons les tag RFID utilisant l'antenne du tag pour effectuer la fonction de capteur. Dans ce cas, la variation extérieure, dont le tag est sensible, influera soit sur les propriétés diélectriques du substrat du tag ou alors directement sur la taille physique du conducteur.

4.5.2.3 Tag capteur de température

4.5.2.4 Eau distillée

Dans l'article [IV.10], les auteurs utilisent les propriétés diélectriques de l'eau distillée pour développer un tag capteur. Dans un matériau diélectrique, la tangente de perte est relative à la partie conductrice du matériau. L'eau distillée est une eau dont le traitement a permis de supprimer partiellement ou totalement les minéraux présents (autrement appelés « ions chargés »), ce qui explique que l'eau distillée a une tangente de perte plus faible qu'une eau non traitée. De plus, la permittivité relative et la tangente de perte de cette eau varient en fonction de la température (Figure IV.12).

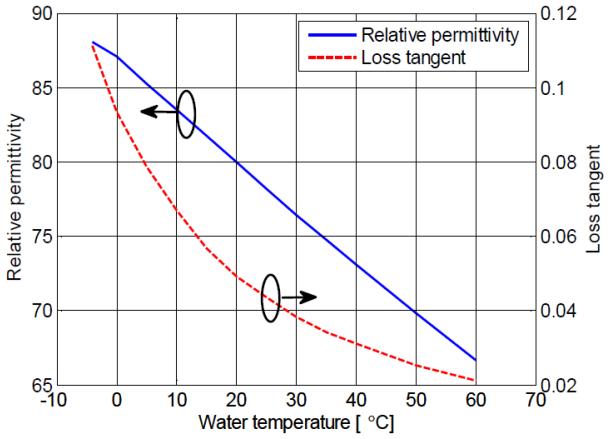


Figure IV.12: Variation de la permittivité relative et de la tangente de perte de l'eau distillée en fonction de la température.

Comme on peut le remarquer sur la Figure IV.12 la permittivité diélectrique de l'eau distillée varie de 87 pour 0°C à 67 pour 60 °C. De même sa tangente de perte varie de 0,011 pour 0°C à 0,03 pour 60°C.

Les auteurs exploitent cette variation en plaçant sous le tag RFID une poche d'eau distillée (Figure IV.13) qui va permettre de modifier la longueur électrique de l'antenne et ainsi faire varier la fréquence de résonance du système en fonction de la température.

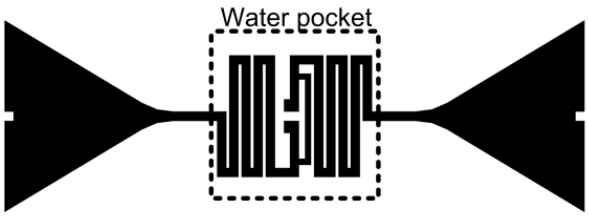


Figure IV.13:Design de l'antenne avec la poche d'eau distillée

De ce fait, ils ont pu déterminer la température de l'environnement en réalisant un balayage en fréquence de la bande UHF RFID (Figure IV.14). Ces mesures ont été effectuées avec un lecteur RFID Tagformance de chez Voyantic [IV.11].

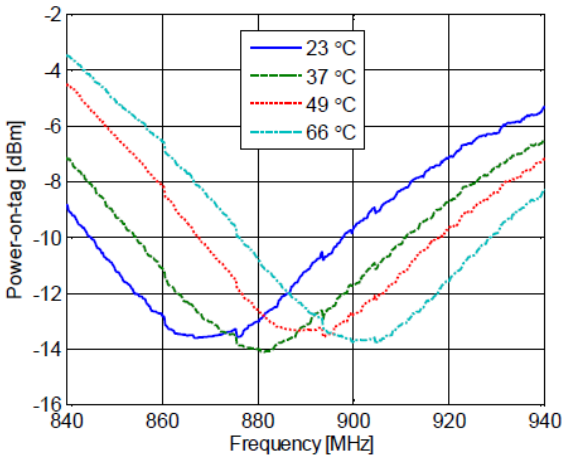


Figure IV.14: Puissance reçue par le tag pour différentes températures

Le même principe a été utilisé dans [IV.12], [IV.13], [IV.14] et [IV.15] également pour déterminer la température.

4.5.2.4.1 HDPE-BST

Dans l'article [IV.16], les auteurs utilisent aussi les propriétés diélectriques des matériaux pour déterminer la température à l'aide de leur tag capteur RFID. Les auteurs utilisent un polymère, le HDPE-BST, dont la permittivité relative et la tangente de perte varient en fonction de la température (Figure IV.15).

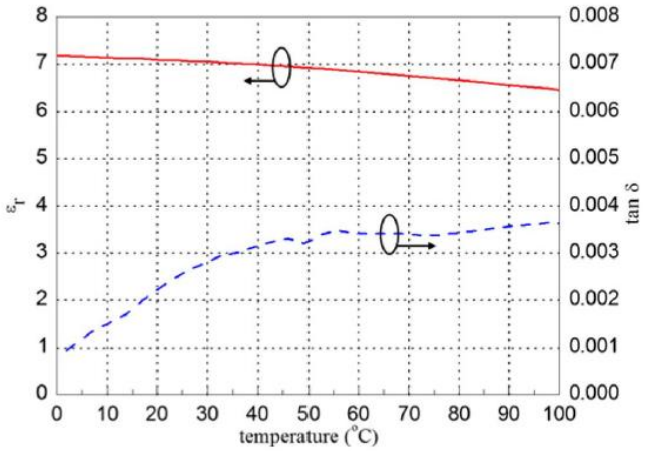


Figure IV.15: Permittivité relative et tangente de perte du HDPE-BST en fonction de la température.

Les auteurs utilisent ce matériau comme substrat sur lequel ils placent leur antenne. De ce fait, la permittivité du substrat variant en fonction de la température, le changement de température modifie la fréquence de résonance du système. Ils choisissent une antenne avec un fort coefficient de qualité Q, un patch à fente, afin de réduire la bande passante et d'améliorer la sensibilité du système (Figure IV.16).

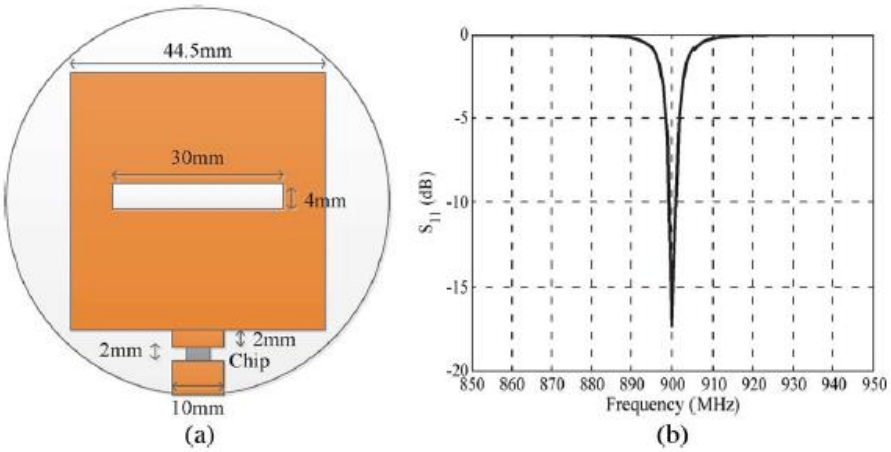


Figure IV.16: Géométrie de l'antenne (a) et son coefficient de réflexion (b).

Sur la Figure IV.17, on peut voir la distance de lecture (read range) en fonction de la fréquence pour plusieurs températures. On note bien ici le décalage en fréquence du tag RFID qui varie pour les différentes températures.

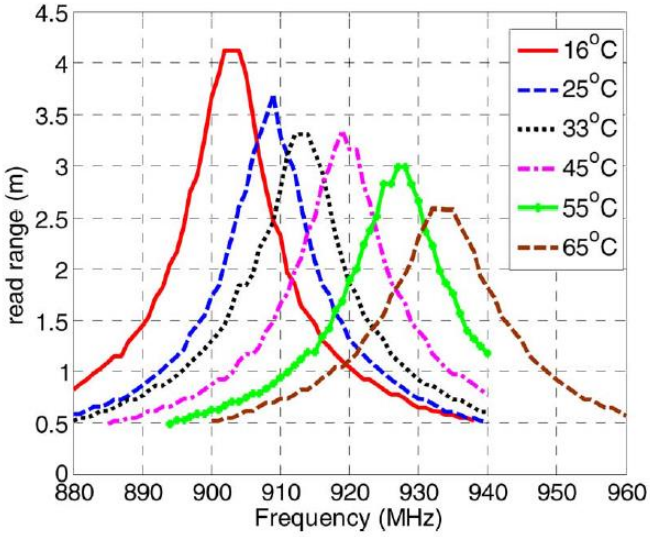


Figure IV.17: Portée maximale en fonction de la fréquence.

Des travaux utilisant le même principe ont été présentés dans [IV.14], [IV.15] et [IV.17] .

Nous avons regroupé les résultats des méthodes utilisées précédemment dans le Tableau IV.1.

Tableau IV.1: Comparaison méthode eau distillée [IV.13] et HDPE-BST [IV.16]

Design	HDPE-BST design	Water Design
Δf/ΔT	8 MHz/10°C	4 MHz/10°C
RG bandwidth	0,6%	4,3%
Realized gain	-3,9dB	-3dB
Size	D=70 mm, h=1,527 mm	100*100*64 mm^3

4.5.2.4.2 Tag capteur d'humidité

L'article [IV.18] présente un tag RFID UHF capteur d'humidité. La partie rayonnante du tag est réalisée avec de l'encre conductrice contenant des nano particules d'argent imprimées en double face et le substrat est du Kapton 500 HN, qui est un substrat flexible à faible perte dont la permittivité est sensible à l'humidité environnante. Cette propriété du substrat est le facteur clé de ce tag RFID capteur. Sur la Figure IV.18 on peut voir la partie imprimée en double face du tag. Le substrat Kapton qui se trouve entre les deux parties imprimées va changer de permittivité en fonction de l'humidité environnante et ainsi modifier la fréquence de résonance de l'antenne. On peut voir sur la Figure IV.19 le coefficient de réflexion de l'antenne en simulation. On voit bien qu'en fonction de la permittivité du substrat on a bien un décalage en fréquence. En mesure, les auteurs se basent sur la distance théorique de lecture maximale (Read range) pour déterminer le taux d'humidité de la pièce où se trouve le tag capteur. On peut voir, sur la Figure IV.20, la mesure de la distance de lecture pour des taux d'humidité différents. Plus la pièce est humide, plus la permittivité du substrat sera élevée, ce qui entraine un décalage vers les basses fréquences de la distance de lecture du tag.

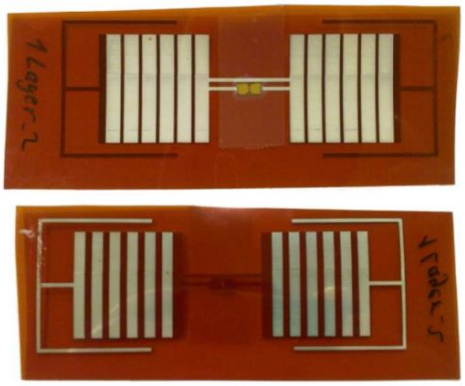


Figure IV.18: Réalisation du tag capteur double face

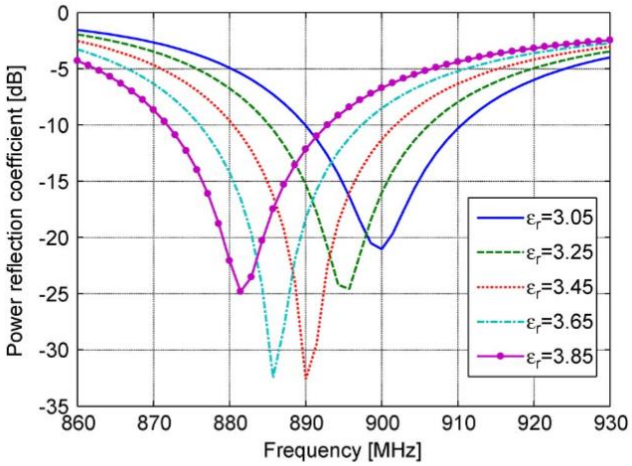


Figure IV.19: Simulation du coefficient de réflexion du tag

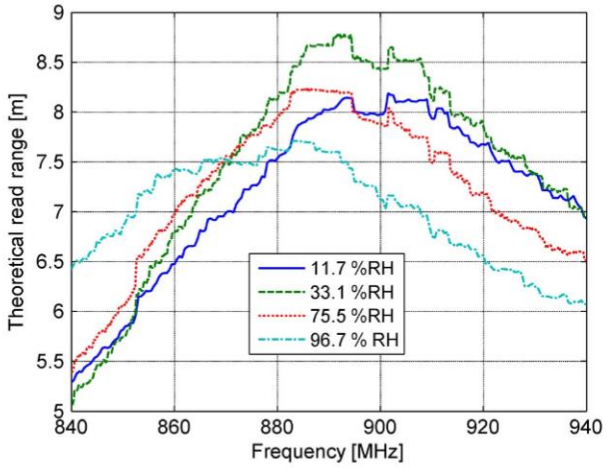


Figure IV.20: Distance de lecture pour différents taux d'humidité

On trouve dans la littérature d'autres capteurs d'humidité en technologie RFID comme [IV.19] qui utilise le même principe que l'article précédent mais avec comme substrat un film de polyamide de synthèse. Ou encore l'article [IV.20] qui lui utilise une résistance WORM sensible à l'humidité, pour faire varier le niveau de puissance reçue en fonction de celle-ci.

4.5.2.4.3 Tag capteur de gaz

L'article [IV.21] présente un tag RFID UHF capteur d'ammoniac sous sa forme gazeuse (l'ammoniac dans les conditions normales de température et de pression se trouve sous forme de gaz). Ce tag utilise des nanotubes de carbone (CNT) qui ont la particularité d'avoir une conductivité qui varie en présence d'ammoniaque.

Sur la Figure IV.21, on peut voir le design du tag RFID avec la partie noire qui est une couche de CNT. Le tag est une antenne boucle sur laquelle est connectée la puce RFID qui est reliée à un dipôle par couplage.

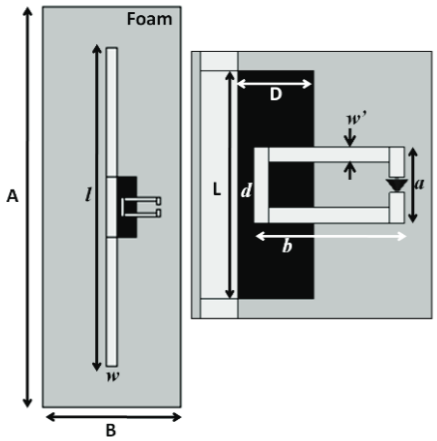


Figure IV.21: Design du tag RFID capteur de gaz

Les mesures pour ce tag sont effectuées aussi avec le lecteur RFID Tagformance de Voyantic. Pour les mesures, le tag est placé dans un espace clos saturé en ammoniac et des mesures sont faites à

différents intervalles de temps. Sur la Figure IV.22, on peut voir la puissance requise à l'entrée de l'antenne du lecteur pour activer le tag en fonction de la fréquence pour différentes durées d'exposition à l'ammoniac (t1=1 min, t2= 4 min, t3= 6 min, t4= 9min et t5=15 min). Plus le tag passe de temps exposé à l'ammoniaque, moins le lecteur a besoin de fournir de puissance pour activer le tag.

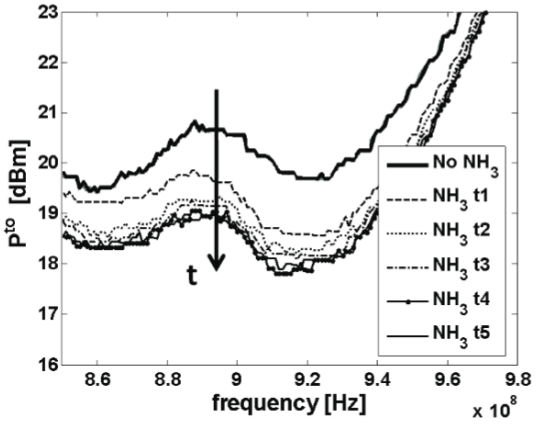


Figure IV.22: Puissance minimale à délivrer par l'antenne du lecteur RFID pour activer le tag en fonction de la puissance pour différents temps d'exposition du tag à l'ammoniac

4.5.2.5 Tag capteur de tension mécanique

L'article [IV.22] présente un tag RFID UHF capteur de tension mécanique. Le tag RFID est un dipôle cousu en fil conducteur sur un polyester élastique. La puce RFID qui possède une impédance complexe est connectée au dipôle par un T-match ce qui permet une bonne adaptation. La conductivité de l'antenne va dépendre du motif de couture. Sur la Figure IV.23 on peut voir le schéma avec les dimensions et la réalisation du tag RFID.

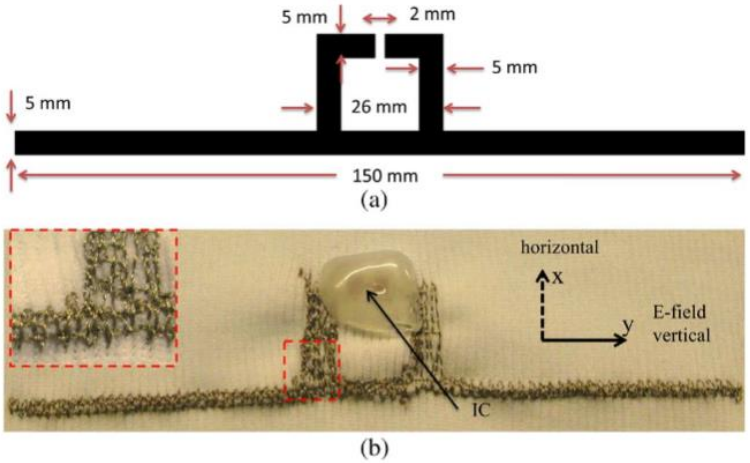


Figure IV.23: (a) schéma et (b) réalisation du tag RFID

Le tag RFID est mesuré avec le lecteur Tagformance de Voyantic. Le lecteur mesure la portée maximale pour différentes élongations du tag. La Figure IV.24 nous montre les résultats de mesures de distance de lecture pour quatre longueurs différentes du tag. On voit bien sur cette figure la variation de la distance de lecture obtenue pour différentes longueurs du tag ce qui permet aux auteurs de l'article de déterminer la tension mécanique appliquée au tag.

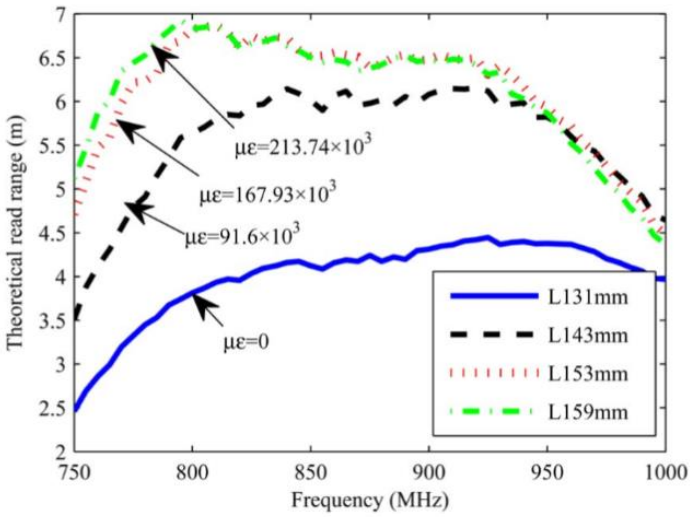


Figure IV.24: Variation de la distance de lecture en fonction de la longueur du tag.

Il existe d'autres articles présentant des tag RFID UHF capteur de tension mécanique comme les articles [IV.23]–[IV.25] basés sur le même principe mais dont l'antenne sur tag est un dipôle méandré au repos qui se déplie quand on lui applique une tension. Ou encore l'article [IV.26], toujours sur le même principe, mais où une partie de l'antenne dipôle est remplacée par un électro-textile conducteur élastique.

4.6 Réalisation d'une antenne capteur de température

4.6.1 Introduction

Notre but ici est de réaliser une antenne capteur de température avec l'information de température obtenue par décalage en fréquence de l'antenne.

Pour cela, en premier lieu, nous allons étudier l'évolution en fréquence d'une structure antennaire possédant un élément dont la longueur est variable en fonction de la température. Devant la difficulté d'alimenter directement un élément liquide, nous retiendrons dans cette étude une alimentation indirecte par couplage. Notre système antennaire sera composé dans un premier temps d'une antenne dipôle et d'un thermomètre au mercure utilisé comme un dipôle parasite. Dans un second temps, l'élément excitateur sera une boucle afin d'essayer d'exploiter la technologie RFID dans cette étude.

4.6.2 Antenne capteur de température à la fondamentale

Dans notre première réalisation, nous proposons un capteur de température basé sur le décalage de la fréquence de résonance.

Deux parties composent notre système antennaire : un dipôle et un thermomètre.

Le dipôle, conçu pour avoir une fréquence de travail de 500 MHz, est imprimé sur un substrat FR-4 de permittivité ε_r=4,2. Les deux pistes connectées aux bras du dipôle sont aussi connectées au plan de

masse du système. Le dipôle est excité par une ligne microruban imprimée sur l'autre face du substrat diélectrique, connectée à l'un bras du dipôle à travers un via métallique (Figure IV.25). Ce type d'alimentation permet d'avoir une excitation équilibrée (Balun) [IV.27]. Les dimensions de l'antenne sont W_ant=1,5mm, W_line=1,5mm, L_ant=240mm et L_line=120mm. L'épaisseur du substrat est de 0,8 mm.

Le thermomètre est composé de mercure encapsulé dans un tube de verre classique, placé à proximité du dipôle imprimé (Figure IV.26). Le cylindre de verre a un rayon de 2,5 mm pour une hauteur de 390 mm. A la base du thermomètre se trouve un réservoir de mercure de hauteur 30 mm pour un rayon de 2,4 mm. Localisée au centre du tube, une colonne de mercure de 0,025 mm de rayon part de l'extrémité supérieure du réservoir et peut aller jusqu'au sommet du tube de verre.

Le mercure est un métal possédant un fort coefficient de dilatation de $0{,}180.10^{-3}$ K^{-1} [IV.28] et une conductivité de $\sigma=1{,}1.10^{6}$ $S.m^{-1}$. Son point de fusion est très bas (-39°C), et il reste liquide jusqu'à 357°C [IV.29]. Quand la température augmente, le mercure dans le réservoir se dilate et se propage dans la colonne. Dans ce thermomètre la hauteur de mercure augmente ainsi de 5 mm par degré C°.

Le thermomètre est placé à une distance *d* du dipôle (Figure IV.26), déterminée dans un premier temps grâce à une étude paramétrique dont l'objectif était de trouver la meilleure adaptation possible pour la résonance de l'élément parasite à température ambiante. Dans notre cas, *d* est égal à 10 mm.

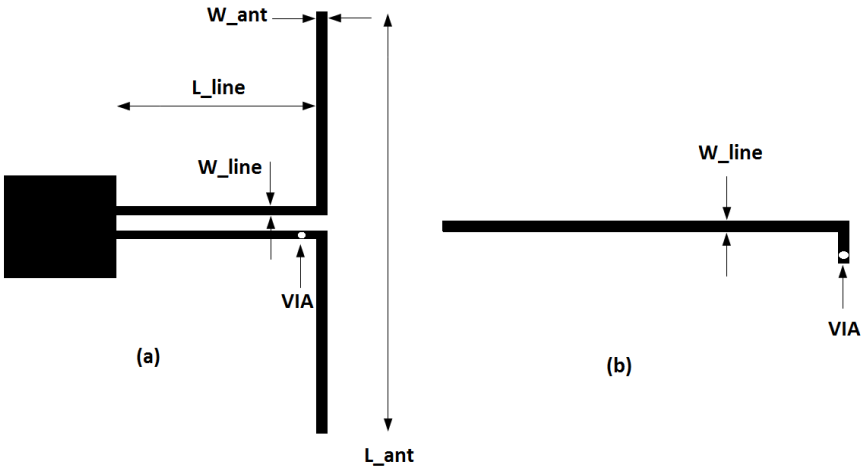


Figure IV.25: Géométrie de l'antenne (a) vue de dessus (b) vue de dessous

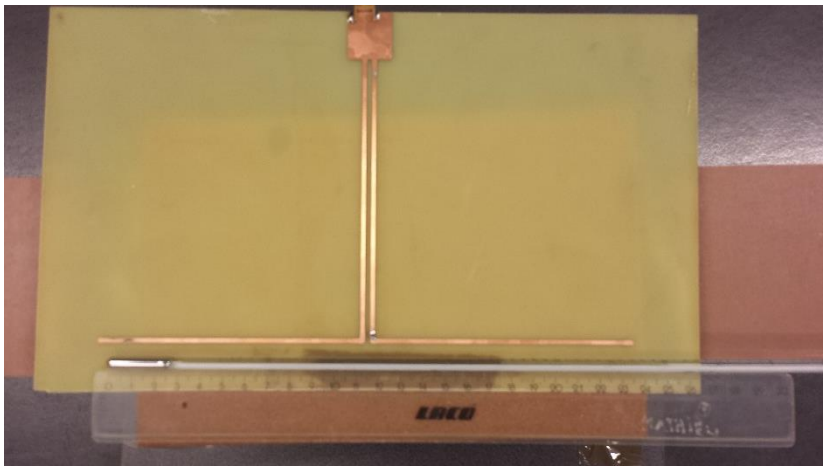


Figure IV.26: Photo du premier prototype du système antennaire

Sur la Figure IV.27 on peut observer les variations du coefficient de réflexion avec et sans le thermomètre à proximité du dipôle.

Quand le thermomètre est placé à 10 mm du dipôle, cela modifie l'adaptation du système et crée également une nouvelle fréquence de résonance (Figure IV.27). Le système dispose ainsi de deux fréquences de résonance, une due au dipôle à 500 MHz, l'autre au thermomètre à 400 MHz. On peut remarquer aussi une bonne concordance entre les mesures et les simulations, réalisées avec le logiciel de simulation électromagnétique CST.

Ces résultats sont obtenus pour une taille physique de la colonne de mercure de 225 mm, ce qui correspond à la température ambiante de la pièce (25°C) dans laquelle est placé le système.

Sur la Figure IV.28 on peut voir le comportement de l'antenne pour différentes températures, présentant un écart de 3 degrés entre chacune d'elles. Une évolution de la fréquence de résonance liée au thermomètre est visible. Quand la température augmente, la taille de la colonne de mercure augmente et par conséquent cette fréquence de résonance diminue. Pour chaque degré C°, le mercure augmente de 5 mm. L'autre fréquence à 500 MHz est stable, ce qui permet d'avoir une référence de fonctionnement et un relevé de température non pas lié à la seule mesure d'une fréquence mais plutôt à la différence entre deux fréquences, l'une fixe et l'autre variable et liée à l'information. Ceci permet de limiter l'impact de l'influence de l'environnement sur le résultat de la mesure.

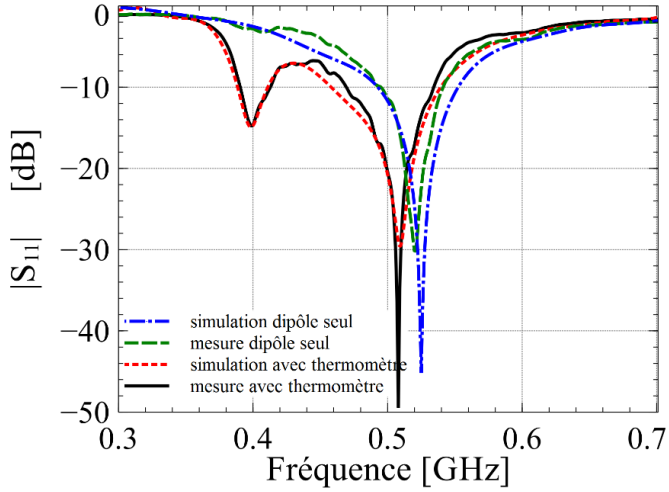


Figure IV.27: Coefficient de réflexion de l'antenne en mesure et simulation avec et sans thermomètre

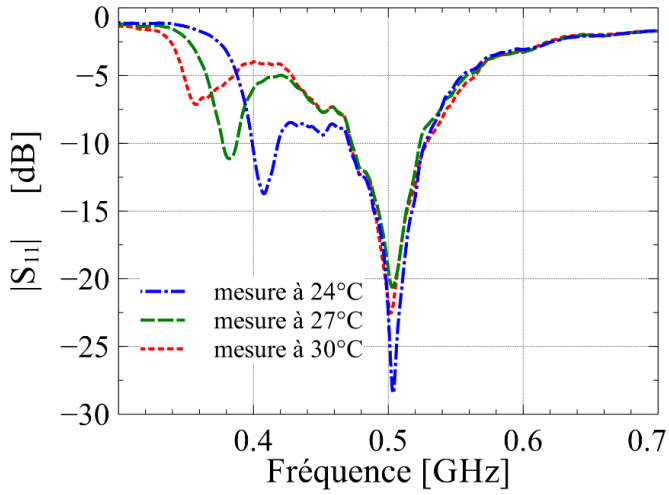


Figure IV.28: Coefficient de réflexion pour différentes températures

De par le comportement de son coefficient de réflexion, ce système permet ainsi une mesure sans fil de la température d'une pièce dans lequel il est placé sans recourir à un capteur spécifique associé à l'élément rayonnant. On note cependant une diminution de l'adaptation lorsque la fréquence se décale. Ceci est en partie dû à l'asymétrie du dipôle parasite engendrée par sa croissance. Pour résoudre ce problème, il nous aurait fallu un thermomètre à réservoir central que nous n'avons pu nous procurer.

4.6.3 Antenne capteur de température à la seconde harmonique

Nous avons réalisé également un deuxième prototype avec le même thermomètre mais avec un dipôle d'excitation de fréquence 1,5 GHz sur substrat FR-4. L'antenne (Figure IV.29) a les dimensions suivantes : W_ant = 2 mm, W_line = 1,5 mm, L_ant = 90 mm et L_line = 38 mm. On peut voir sur la Figure IV.30, la photo de l'antenne dipôle à 1,5 GHz avec le thermomètre placé à la même distance que sur le prototype précèdent. La Figure IV.31 montre les courants de surface pour les deux prototypes. On voit bien que le premier prototype résonne à sa fréquence fondamentale alors que le deuxième prototype fonctionne bien sur son troisième mode (seconde harmonique).

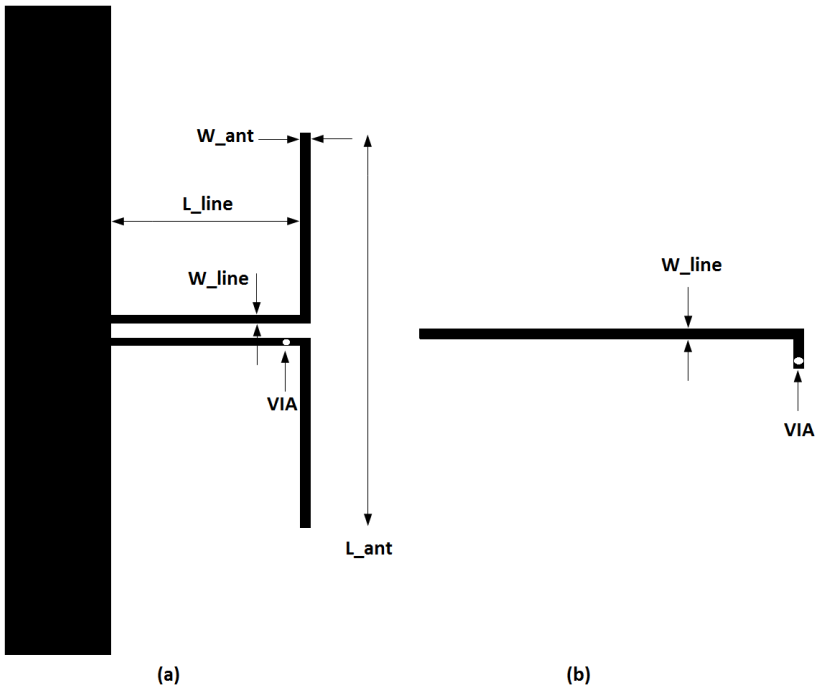


Figure IV.29: Géométrie de l'antenne (a) vue de dessus (b) vue de dessous

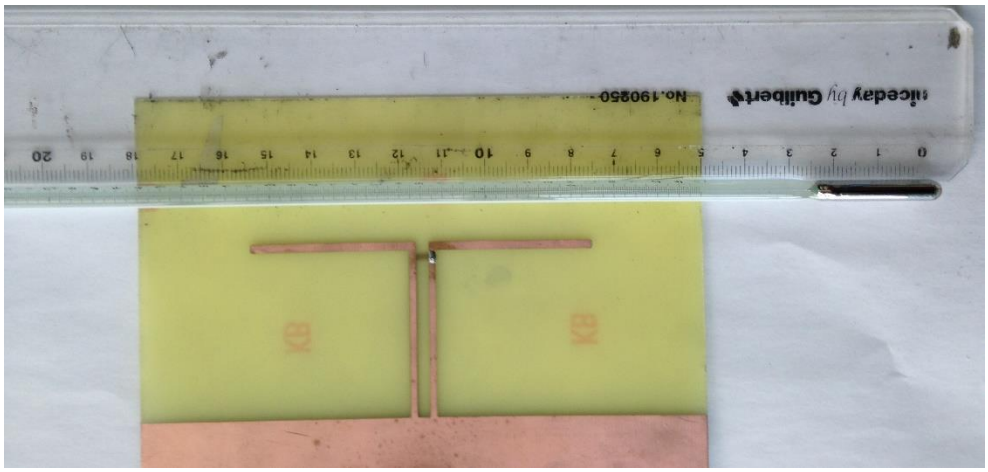


Figure IV.30: Photo du second prototype du système antennaire

La Figure IV.32 nous montre la fréquence de résonance du dipôle d'alimentation seul en simulation et mesure ainsi que le dipôle d'alimentation avec le dipôle parasite au mercure placé à ses côtés. On note bien que lorsque l'on place le dipôle parasite à côté du dipôle d'alimentation on a bien une deuxième fréquence de résonance qui apparait due à la présence de ce dipôle. On note aussi une bonne cohérence entre simulation et mesure pour les deux configurations.

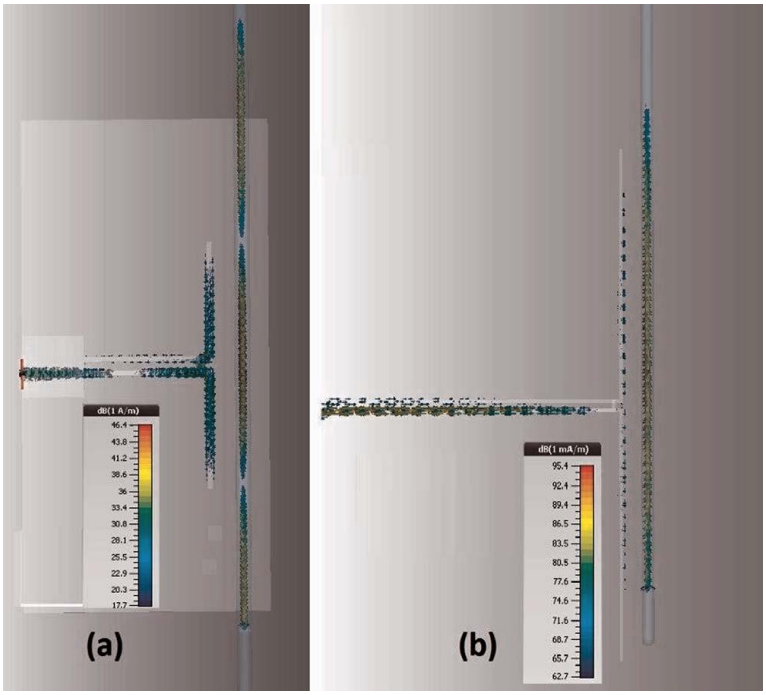


Figure IV.31: Courants de surface pour (a) le deuxième prototype, (b) le premier prototype

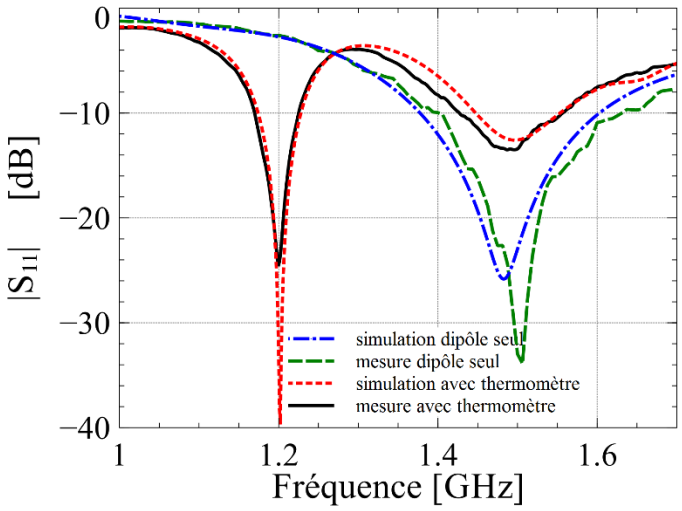


Figure IV.32: Coefficient de réflexion de l'antenne en mesure et simulation avec et sans thermomètre

Sur la Figure IV.33 on peut voir les mesures du système antennaire pour différentes températures. On voit bien qu'on obtient un net décalage en fréquence pour chaque cas. Plus la température augmente, plus le mercure se dilate et son niveau augmente dans la colonne, ce qui entraine une baisse de la fréquence de résonance. La motivation d'utiliser une structure fonctionnant sur son troisième mode a été dictée par :

-Une réduction de la taille du dipôle d'excitation (par rapport au premier prototype),

Une meilleure adaptation de la fréquence mobile, ce qui facilite la lecture de la température.

-L'augmentation de la directivité dans le plan perpendiculaire à la structure, ce qui nous permettra d'améliorer le bilan de liaison.

-Une plus grande sensibilité de la structure aux variations de température (une sensibilité d'environ 25 MHz par degré pour le premier prototype et de 57 MHz par degré pour le deuxième). Toujours sur la Figure IV.33, on peut observer sur les courbes mesurées à 27 et 30 °C l'apparition de la résonance du quatrième mode dans les hautes fréquences (respectivement 1,55 et 1,5 GHz).

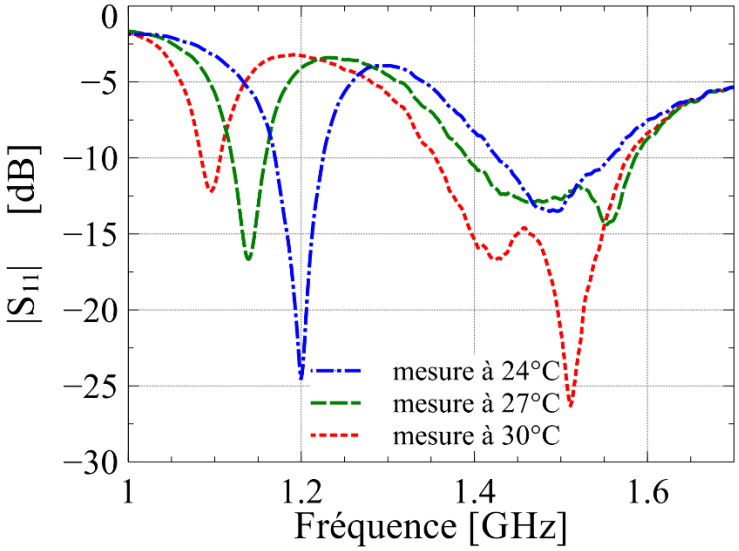


Figure IV.33: Coefficient de réflexion pour différentes températures

Dans le Tableau IV.2, on peut voir la température en fonction de la fréquence de résonance et de la longueur de l'élément rayonnant. Dans ce tableau, la fréquence de résonnance est prise pour une partie imaginaire de l'impédance d'entrée égale à zéro. En utilisant ces résultats, une approximation de la fréquence de résonance en GHz ou de la longueur d'onde en mm en fonction de la température peut être donnée par :

$$F_r = \frac{13{,}81}{\theta} + 0{,}63 \qquad (IV.2)$$

$$\lambda = \frac{26}{6}\theta + 145 \qquad (IV.3)$$

Où F_r est la fréquence de résonance en GHz et θ la température en °C.

Pour conclure, dans cette partie nous avons réalisé deux prototypes d'antenne capteur de température à l'aide des dipôles d'excitation et de thermomètres au mercure. L'inconvénient de ce système, outre le fait que l'utilisation du mercure peut s'avérer dangereuse, (les thermomètres au mercure seront remplacés par la suite par des thermomètres au galinstan), est qu'il nécessite un analyseur de réseau qui est un appareil de mesure relativement cher et encombrant. Pour pallier à cela, nous tenterons dans la suite de ce travail d'associer notre capteur à la technologie RFID UHF.

Tableau IV.2: Température fonction de la fréquence de résonance et taille de l'élément rayonnant

Température	24°C	27°C	30°C
Fréquence	1,203 GHz	1,147 GHz	1,088 GHz
Longueur d'onde	249 mm	261 mm	275 mm
Taille élément rayonnant	225 mm	240 mm	255 mm

4.6.4 Antenne capteur de température associée à la technologie RFID

La technologie RFID, qui autorise le fonctionnement sans batterie d'un système d'interrogation, peut être particulièrement intéressante pour l'utilisation de capteurs sans fil.

Notre idée, ici, est de remplacer l'antenne dipôle servant à l'excitation de l'élément parasite en mercure par un tag RFID UHF. Le tag choisi est le module Mutrak [IV.30] de la société Tagsys (Figure IV.34). Ce module intègre une puce RFID mais aussi une antenne boucle miniature permettant d'adapter la partie imaginaire de la puce RFID et de faire fonctionner ce module comme un tag RFID même en champ proche, là où le champ majoritairement magnétique peut être capté par la boucle. L'adaptation de la partie réelle de la puce se fait lors du couplage avec un dipôle parasite ce qui permet alors au tag de fonctionner aussi en champ lointain. Dans notre cas nous utiliserons un thermomètre au mercure comme dipôle parasite.

Ce thermomètre, servant à l'adaptation de la partie réelle de la puce, va varier physiquement en fonction de la température et ainsi décaler la fréquence de résonance de la puce. Ces variations en fréquence vont nous permettre de calculer la température ambiante.

Pour effectuer ces relevés, il nous faut un lecteur capable de mesurer la portée maximale en fonction de la fréquence. Pour cela à une distance de tag donnée, le lecteur doit diminuer la puissance émise jusqu'à perte de réception du tag. Tous les lecteurs RFID UHF ne permettent pas cette mesure. Le lecteur Tagformance de Voyantic [IV.11] du CEA-Leti permet cependant d'effectuer ces mesures.

Sur la Figure IV.35 on peut observer une photo de notre thermomètre avec le tag Mutrak.

Figure IV.34: Tag RFID UHF Mutrak de la société Tagsys

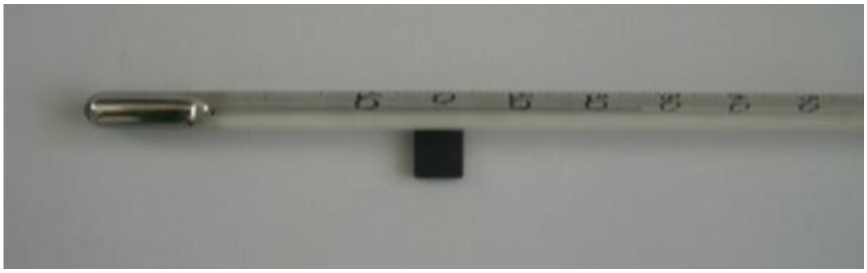


Figure IV.35: Thermomètre avec le tag Mutrak

Le schéma de principe de nos mesures est présenté Figure IV.36. Le lecteur Voyantic connecté à une antenne à polarisation circulaire est placé à un mètre du capteur de température. Les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque du CEA. Pour pouvoir comparer nos mesures, le lecteur RFID a été étalonné dans les mêmes conditions avec un tag de référence. Pour faire varier la température du tag capteur, celui-ci est placé sur un module à effet Peltier commandé par une tension continue.

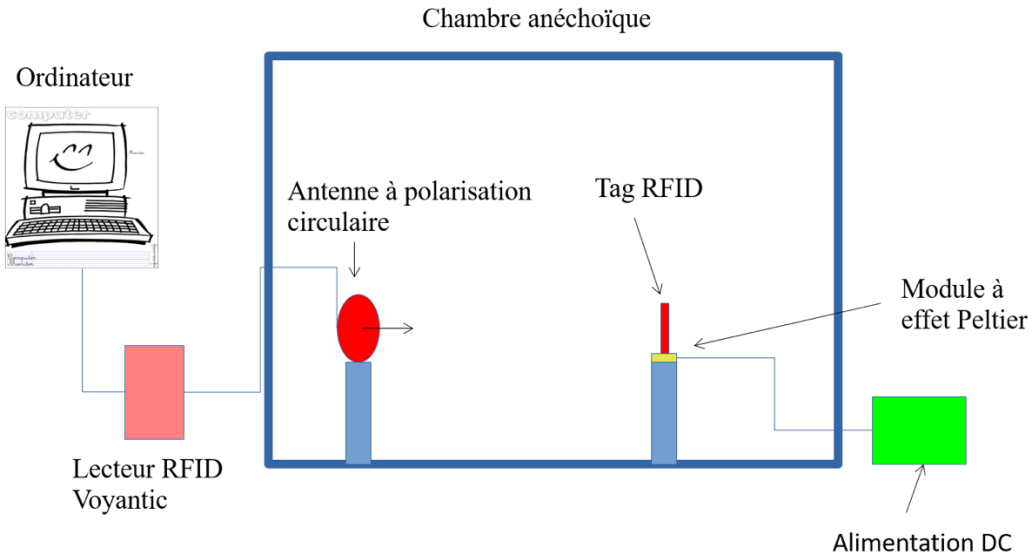


Figure IV.36: Schéma de principe de nos mesures

Sur la Figure IV.37, on peut voir les résultats de mesures pour différentes températures. Contrairement à ce que nous avions supposé, le fait de changer la longueur du dipôle impacte plus l'adaptation de la puce que sa fréquence de travail. En effet, même si un léger décalage en fréquence est observé, ce qui est plus flagrant est la variation de la portée. On peut observer que la distance de lecteur maximal de notre système est de 5,5 m et se trouve à une température comprise entre 40°C et 43°C. La portée permet d'obtenir une information sur la température, mais une ambiguïté existe pour les valeurs de température situées de part et d'autre de la valeur maximale de portée.

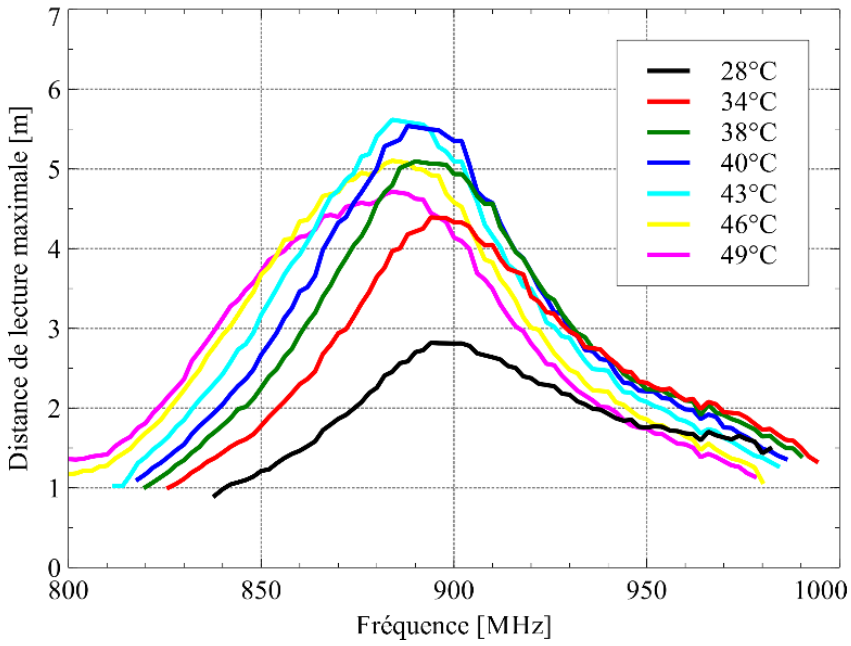


Figure IV.37: Distance de lecture de notre tag pour différentes températures en fonction de la fréquence

Ayant remarqué qu'il était difficile de déterminer la température sur le décalage en fréquence du tag RFID, nous nous sommes penchés sur l'étude de la phase en fonction de la température. Toujours dans les mêmes configurations de mesure que précédemment, nous allons étudier la phase de notre tag RFID pour différentes températures.

Sur la Figure IV.38, on peut voir la phase pour les différentes températures sur une faible bande (2 MHz). Sur cette Figure IV., on peut constater que l'on a une phase différente pour la réponse de notre tag pour les différentes températures mesurées.

Sur la Figure IV.39, on peut voir l'évolution de la phase en fonction de la température à 868 MHz (sur cette figure .la phase est tracée entre 0 et 360 °). On remarque que l'évolution de la phase en fonction de la température est quasi linéaire. Il est donc possible de déterminer la température en étudiant la phase de notre tag. La non-linéarité parfaite de notre courbe provient de l'incertitude des mesures.

Le lecteur RFID Voyantic peut donner la réponse d'un tag en fonction de la fréquence. Ce lecteur est conçu spécialement pour la recherche et le développement de tag RFID. Il est donc beaucoup plus onéreux qu'un lecteur commercial. L'avantage de déterminer la température de notre système en étudiant la phase plutôt que le décalage en fréquence est qu'il existe un plus grand nombre de lecteurs capables de relever la phase renvoyée par un tag.

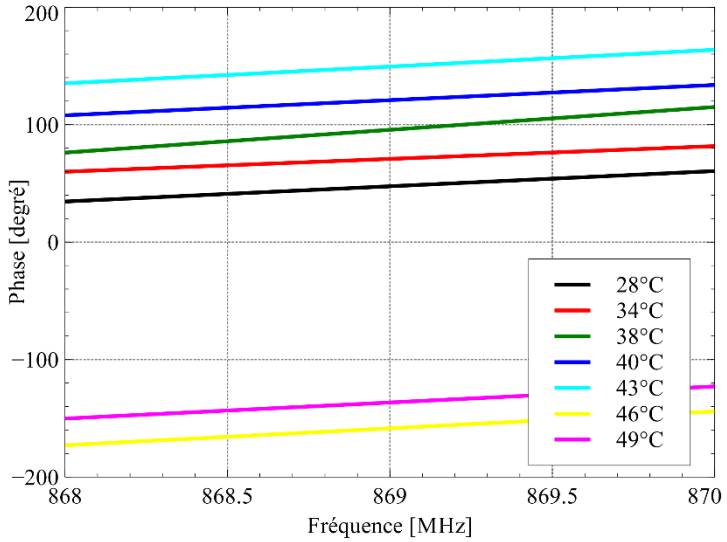


Figure IV.38: Phase de notre tag pour différentes températures

L'inconvénient d'utiliser la phase pour déterminer la température est que celle-ci va varier si le tag est déplacé, changé de position, ou si un corps étranger vient s'interposer entre le tag et l'antenne du lecteur.

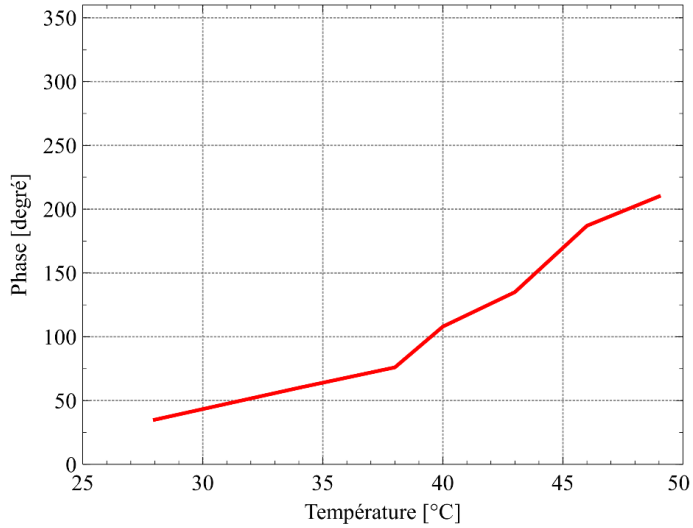


Figure IV.39: Evolution de la phase de notre tag en fonction de la température à 868 MHz

4.7 Conclusion chapitre 4

Dans ce chapitre nous avons réalisé un état de l'art général sur les antennes capteur et ensuite un focus plus particulièrement sur les antennes capteur fonctionnant avec la technologie RFID UHF. Par la suite nous avons pu réaliser plusieurs prototypes d'antennes capteur de température. Nous avons réalisé deux prototypes d'antenne capteur avec une antenne dipôle et un dipôle parasite au mercure variant en fonction de la température. L'information sur la température se trouve sur le décalage en fréquence de notre dipôle parasite. Nous avons par la suite réalisé une antenne capteur fonctionnant avec la technologie RFID, toujours avec un dipôle parasite au mercure et nous avons pu montrer qu'il était plus facile de récupérer l'information sur la température en étudiant plutôt la phase du tag que son décalage en fréquence. Un des avantages d'utiliser cette méthode pour réaliser un capteur de température est que la sensibilité du capteur va dépendre de la sensibilité du thermomètre. En effet, si on réduit le diamètre de la colonne de mercure ou si on augmente la taille du réservoir, cela va augmenter la sensibilité de notre thermomètre et ainsi augmenter la sensibilité de notre capteur.

Dans la suite de ces travaux nous utiliserons un tag référence qui sera un tag RFID UHF classique superposé sur notre tag capteur de façon à faire coïncider leur centre de phase. La température sera déterminée par le delta de phase entre le tag référence et le tag capteur. Ainsi notre capteur de température ne sera pas dépendant de sa position fixe par rapport à l'antenne du lecteur. Nous avons déjà commencé à travailler sur l'interface pour le lecteur RFID.

4.8 Références chapitre 4

[IV.1] R. Matsuzaki, M. Melnykowycz, et A. Todoroki, « Antenna/sensor multifunctional composites for the wireless detection of damage », *Compos. Sci. Technol.*, vol. 69, n° 15-16, p. 2507-2513, déc. 2009.

[IV.2] I. Mohammad, V. Gowda, H. Zhai, et H. Huang, « Detecting crack orientation using patch antenna sensors », *Meas. Sci. Technol.*, vol. 23, n° 1, p. 015102, janv. 2012.

[IV.3] I. Mohammad et H. Huang, « Wireless interrogation of antenna sensor to detect hidden cracks », in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2012 IEEE 13th Annual*, 2012, p. 1–5.

[IV.4] I. Mohammad et H. Huang, « Monitoring fatigue crack growth and opening using antenna sensors », *Smart Mater. Struct.*, vol. 19, n° 5, p. 055023, mai 2010.

[IV.5] U. Tata, H. Huang, R. L. Carter, et J. C. Chiao, « Exploiting a patch antenna for strain measurements », *Meas. Sci. Technol.*, vol. 20, n° 1, p. 015201, janv. 2009.

[IV.6] J. W. Sanders, J. Yao, et H. Huang, « Microstrip Patch Antenna Temperature Sensor », *IEEE Sens. J.*, vol. 15, n° 9, p. 5312-5319, sept. 2015.

[IV.7] M. I. Christopoulou et S. D. Koulouridis, « Dual patch antenna sensor for pneumothorax diagnosis: Sensitivity and performance study », in *2014 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2014, p. 4827–4830.

[IV.8] « ISO 18000-6 ». http://www.iso.org/iso/catalogue_detail.htm?csnumber=46149, 2017.

[IV.9] « Puce EM4325 de EM Microelectronics ». http://www.emmicroelectronic.com/products/rf-identification-security/epc-and-uhf-ics/em4325, 2017.

[IV.10] D. M. Dobkin, « *The RF in RFID: passive UHF RFID in practice* ». Amsterdam: Elsevier, Newnes, 2008.

[IV.11] « Tagformance de voyantic ». http://voyantic.com/products/tagsurance-uhf, 2017.

[IV.12] F. Yang, Q. Qiao et A. Z. Elsherbeni « Read Range and Sensitivity Study of RFID Temperature Sensors », *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE,* 8-14 July 2012, Chicago, Illinois, USA .

[IV.13] F. Yang, Q. Qiao, J. Virtanen, A. Z. Elsherbeni, L. Ukkonen, et L. Sydanheimo, « Reconfigurable Sensing Antenna: A Slotted Patch Design With Temperature Sensation », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 632-635, 2012.

[IV.14] F. Yang, Q. Qiao et A. Z. Elsherbeni, « Reconfigurable Sensing Antennas Concept, Design, and Applications », *Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), 2013 IEEE-APS Topical Conference on*, Torino, Italy

[IV.15] F. Yang, Q. Qiao, L. Zhang, Z. Yue et A. Z. Elsherbeni « High Sensitivity RFID Sensing Antennas From Sensing Mechanism Selections to Antennas Structure Designs » , *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS),* 16-23 Aug. 2014,Beijing, China .

[IV.16] Q. Qiao, L. Zhang, F. Yang, Z. Yue, et A. Z. Elsherbeni, « Reconfigurable Sensing Antenna With Novel HDPE-BST Material for Temperature Monitoring », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 1420-1423, 2013.

[IV.17] Q. QIAO, L. Zhang et F. Yang,« UHF RFID Temperature Sensor Tag using Novel HDPE-BST Composite Material », *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013 IEEE,* 7-13 July 2013; Orlando, Florida, USA.

[IV.18] J. Virtanen, L. Ukkonen, T. Bjorninen, A. Z. Elsherbeni, et L. Sydänheimo, « Inkjet-Printed Humidity Sensor for Passive UHF RFID Systems », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, n° 8, p. 2768-2777, août 2011.

[IV.19] K. Chang, Y.-H. Kim, Y.-J. Kim, et Y. J. Yoon, « Functional antenna integrated with relative humidity sensor using synthesised polyimide for passive RFID sensing », *Electron. Lett.*, vol. 43, n° 5, p. 7–8, 2007.

[IV.20] J. Gao, J. Siden, et H.-E. Nilsson, « Printed Electromagnetic Coupler With an Embedded Moisture Sensor for Ordinary Passive RFID Tags », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 32, n° 12, p. 1767-1769, déc. 2011.

[IV.21] C. Occhiuzzi, A. Rida, G. Marrocco, et M. M. Tentzeris, « Passive ammonia sensor: RFID tag integrating carbon nanotubes », in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011, p. 1413–1416.

[IV.22] M. Hasani, A. Vena, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, et M. M. Tentzeris, « Implementation of a Dual-Interrogation-Mode Embroidered RFID-Enabled Strain Sensor », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 1272-1275, 2013.

[IV.23] C. Occhiuzzi, C. Paggi, et G. Marrocco, « RFID tag antenna for passive strain sensing », in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, 2011, p. 2306–2308.

[IV.24] S. Caizzone et G. Marrocco, « RFID-grids for deformation sensing », in *RFID (RFID), 2012 IEEE International Conference on*, 2012, p. 130–134.

[IV.25] C. Occhiuzzi, C. Paggi, et G. Marrocco, « Passive RFID Strain-Sensor Based on Meander-Line Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n° 12, p. 4836-4840, déc. 2011.

[IV.26] F. Long *et al.*, « Implementation and wireless readout of passive UHF RFID strain sensor tags based on electro-textile antennas », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2015 9th European Conference on*, 2015, p. 1–5.

[IV.27] B. TOMBALOĞLU et D. DİBEKÇİ, « Design of Printed Dipole Antenna and its applications in UMTS Mobile Communication Networks », *Kocaeli Univ. Electron. Commun. Eng Dept Kocaeli Page S*, p. 1–5.

[IV.28] P. A. Daguin, *Traité élémentaire de physique théorique et expérimentale avec les applications à la météorologie et aux arts industriels*, E. Privat. Toulouse, France, 1861.

[IV.29] D. Rodrigo, L. Jofre, et B. A. Cetiner, « Circular Beam-Steering Reconfigurable Antenna With Liquid Metal Parasitics », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 4, p. 1796-1802, avr. 2012.

[IV.30] « Mutrak Datasheet ». http://slh-php.dk/2trace/wp-content/uploads/Mutrak.pdf, 2017.

Conclusion

Pour conclure ce manuscrit, nous allons tout d'abord résumer le travail qui a été fait dans chaque chapitre.

Dans le premier chapitre, un état de l'art sur les métaux liquides a été effectué. Il en ressort que dans le domaine RF, l'un des métaux liquides les plus adaptés serait le mercure, qui a l'avantage de ne pas s'oxyder, d'avoir une conductivité de $1{,}04\times10^{6}$ S·m^{-1} et une température de fusion à -38,8°C mais qui présente l'inconvénient majeur d'une forte toxicité, ce qui aujourd'hui empêcherait sont utilisation dans tout produit commercialisé.

On retrouve aussi d'autre alliages de métaux liquides à température ambiante. Le egain qui a une température de fusion à 15,3°C et le galinstan qui à une température de fusion à -19°C. Le galinstan est plus intéressant du fait de sa température de fusion plus basse que celle du egain. Sa composition est 68,5 % Ga, 21,5% In, 10% Sn. Il dispose d'une conductivité de $3{,}46.10^{6}$ S·m^{-1} qui est donc supérieure à celle du mercure. De plus cet alliage n'est pas toxique ce qui permet de l'utiliser dans des applications commerciales. Le désavantage du galinstan est son oxydation au contact de l'air.

Toujours dans ce premier chapitre, un état de l'art sur les antennes utilisant les métaux liquides a été réalisé. On a pu voir qu'il était intéressant d'utiliser ces métaux liquides pour les antennes capteurs, reconfigurables et les antennes conformables.

Le chapitre deux se concentre sur les antennes utilisant métaux liquides et technologies additives. Ce chapitre commence par un état de l'art sur les antennes utilisant les imprimantes 3D. En se basant sur nos connaissances actuelles, il n'existe pas encore dans la littérature d'antennes combinant impressions 3D et métaux liquides. Ensuite, nous avons présenté deux prototypes d'antenne IFA de mêmes dimensions, mais réalisées avec deux techniques d'impression 3D différentes, la FDM et SLS. Nous avons pu démontrer l'avantage de la FDM par rapport à la SLS. En effet, cette technique permet de ne pas remplir la pièce imprimée avec une densité de 100% de plastique et permettant ainsi de diminuer les pertes dans le matériau. Enfin, nous avons présenté des prototypes d'antennes, toujours basées sur l'antenne IFA, mais réalisées en plastique flexible Ninjaflex, toujours par impression 3D. Nous avons pu montrer les avantages d'une antenne réalisée en diélectrique flexible et métal liquide pour les applications « wearable ». La dernière réalisation a utilisé un plastique spécialement conçu pour les applications RF, avec des faibles pertes. Nous avons réalisé une IFA hélice pour montrer l'avantage de l'impression 3D dans le cas d'antennes de formes complexes.

Le chapitre trois a concerné les antennes reconfigurables à base de métaux liquides. Ce chapitre commence par un état de l'art sur les antennes reconfigurables en fréquence, diagramme de rayonnement et polarisation en expliquant les principales techniques utilisées. Puis nous avons présenté nos réalisations. La première est une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement à 868 MHz à l'aide d'éléments parasites (thermomètres au mercure) connectés au plan de masse par couplage. Cette antenne se base sur la théorie de l'antenne Yagi en version monopôle et utilise la variation de température pour modifier la longueur électrique des éléments parasites. On arrive à

obtenir un gain de 6 dB en mesure avec un élément parasite, et un gain de 8 dB en simulation avec deux éléments parasites. La deuxième réalisation est une antenne reconfigurable en fréquence. L'antenne est une IFA circulaire dont la partie rayonnante est en galinstan. La technique utilisée consiste à faire varier le niveau de métal liquide dans une structure à l'aide d'une seringue. Nous pouvons modifier notre fréquence de résonnance de 820 MHz à 1,2 GHz, ce qui nous donne une excursion en fréquence de 42,3%.

Dans le chapitre quatre, nous avons abordé la problématique des antennes capteurs. Nous avons réalisé en début de chapitre un état de l'art général sur les antennes capteurs et ensuite un focus particulier sur les antennes capteurs fonctionnant avec la technologie RFID UHF. Par la suite, nous avons pu concevoir plusieurs prototypes d'antennes capteurs de température. Nous avons réalisé deux prototypes d'antennes capteurs avec une antenne dipôle et un dipôle parasite au mercure variant en fonction de la température ; l'information sur la température étant obtenue à partir du décalage en fréquence de notre dipôle parasite. Nous avons par la suite réalisé une antenne capteur fonctionnant avec la technologie RFID, toujours avec un dipôle parasite au mercure et nous avons pu montrer qu'il était plus facile de récupérer l'information sur la température en étudiant plutôt la phase du tag que son décalage en fréquence.

Dans cette thèse nous avons pu montrer qu'il existe un intérêt non négligeable dans l'utilisation de métal liquide dans la réalisation d'antennes, aussi bien pour les antennes conformables, capteurs ou reconfigurables ainsi que leur faisabilité. Ces applications ne sont pas cependant les seules pour lesquelles il peut être intéressant d'utiliser du métal liquide. En effet on peut imaginer une antenne qui se déploierait dans un micro canal le temps de transmettre et se replierait juste après de façon à être la moins visible électromagnétiquement parlant.

Les points qui restent à améliorer sont surtout liés à la qualité de réalisation des canaux et au système de commande de l'élongation du métal liquide que cela soit d'un point de vue commande thermique ou pneumatique. Améliorer la qualité de réalisation ouvrirait de nouvelles perspectives en termes de géométries d'antennes et autoriserait plus de fonctionnalités. Un autre point bloquant aujourd'hui dans l'utilisation de métaux liquides dans la RF est leurs faibles conductivités. Mais demain, peut-être que de nouveaux alliages métalliques liquides avec de meilleures conductivités pourraient être disponibles sur le marché.

Liste des Publications & Brevet

- Articles journaux:

    1. **M. Cosker**, L. Lizzi, F. Ferrero, R. Staraj, J.M. Ribero «Realization of 3D Flexible Antennas Using Liquid Metal and Additive Printing Technologies»,, AWPL, Vol. 16, PP 971-974, Octobre 2016

    2. **M. Cosker**, R. Staraj, J.M. Ribero « Coupling Thermometer for Sensing Antenna », MOTL, Vol. 58, No. 7, July 2016

- Conférences internationales :

    1. **M. Cosker**, L. Lizzi, F. Ferrero, R. Staraj, J.M. Ribero «3D Compact Antenna Using Liquid Metal and Additive Technologies**»**, Eucap 2017, Paris

    2. Tsitoha Andriamiharivolamena, **Mathieu Cosker**, Pierre Lemaitre-Auger, Smail Tedjini, Franck Tirard « CPW Uniplanar and Monobloc Balanced 3-Way Power Divider for Wearable Antennas », CAMA, 2016, Syracuse (NY), USA

    3. **M. Cosker**, L. Lizzi, F. Ferrero, R. Staraj, J.M. Ribero « 3D Flexible Antenna Realization Process Using Liquid Metal and Additive Technology », APS 2016 Porto Rico

    4. **M. Cosker**, L. Lizzi, F. Ferrero, R. Staraj, J.M. Ribero « New Method for 3D Miniature Antenna Fabrication Based on Liquid Metal and 3D Printer, EuCAP 2016 Davos

    5. **M. Cosker**, R. Staraj, J.M. Ribero « Antenna System for Temperature Sensing **»**, EuCAP 2015 Lisbonne

- Conférences nationales :

    1. **M. Cosker**, L. Lizzi, F. Ferrero, R. Staraj, J.M. Ribero « Antenne flexible en technologie additive et metal liquide », JNM 2017, St Malo, France

    2. M. Monedero, **M. Cosker**, R. Staraj, J.M. Ribero «Miniaturisation d'un dipole à 434 MHz pour capteur à ondes acoustiques de surface utilisant la technique des lignes de transmissions non-uniformes », JNM 2017, St Malo, France

    3. **M. Cosker**, R. Staraj, J.M. Ribero « Systeme Antennaire pour Capteur de Temperature », GDR Ondes 2015 Lyon

- Brevet:

    1. « Dispositif rfid de determination de l'etat de fonctionnement et d'identifcation d'un appareil electrique » (WO 2016207389 A1), **M. Cosker**, R. Staraj, J.M. Ribero