



**HAL**  
open science

# Antennes souples à base de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels pour les standards de systèmes de géolocalisation

Marcio Silva Pimenta

► **To cite this version:**

Marcio Silva Pimenta. Antennes souples à base de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels pour les standards de systèmes de géolocalisation. Autre. Université Nice Sophia Antipolis, 2013. Français. NNT : 2013NICE4095 . tel-00923200

**HAL Id: tel-00923200**

**<https://theses.hal.science/tel-00923200>**

Submitted on 2 Jan 2014

**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.

UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

**ECOLE DOCTORALE STIC**  
SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION

# THESE

Pour l'obtention du grade

**Docteur en Sciences**

de l'Université de Nice-Sophia Antipolis

Mention : Electronique

Présentée et soutenue par

Marcio SILVA PIMENTA

## TITRE

Antennes souples à base de métamatériaux de type conducteurs magnétiques  
artificiels pour les standards de systèmes de géolocalisation

Thèse dirigée par Jean-Marc RIBERO  
à soutenir le 14 Novembre 2013

### Jury :

Mme. A.C. TAROT	Maître de conférences(HDR), Université de Rennes 1	Rapporteur
Mme. H. OUSLIMANI	Professeur des Universités, Université Paris_Ouset	Rapporteur
M. S. TEDJINI	Professeurs des Universités, INP de Grenoble	Membre
M. F. FERRERO	Maître de conférences, UNS	Membre
M. R. STARAJ	Professeur UNSA - LEAT	Directeur
M. J. M. RIBERO	Professeur UNSA - LEAT	Directeur



# Remerciements

Je remercie les personnes sans lesquelles je n'aurais pas pu, ni commencer, ni même terminer mes travaux de thèse.

Je tiens dans un premier à remercier Monsieur Jean-Marc RIBERO, Professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, de m'avoir confié ce travail de recherches, ainsi que pour son aide, ses précieux conseils, mais également de m'avoir toujours encouragé au cours de ces années.

Je remercie aussi Monsieur Robert STARAJ, Professeur à L'Université de Nice-Sophia Antipolis, co-directeur de ce travail de thèse, pour ses idées, ses conseils, et toutes nos discussions.

Je tenais à remercier (enlève également) Fabien FERRERO, Maître de conférences à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, co-encadrant de thèse, pour sa disponibilité, ses conseils, et son aide précieuse de tous les jours.

Je remercie, Monsieur Christian PICHOT DU MEZERAY, Directeur de Recherche au CNRS, ainsi que Monsieur Jean- Yves DAUVIGNAC, Directeur du Laboratoire du LEAT, qui m'ont ouvert les portes du laboratoire.

Je tiens à remercier Patrice BRACHAT, et Philippe RATAJCZAK, Ingénieurs à Orange Labs La Turbie, pour m'avoir encadré ces 4 dernières années, de m'avoir fait partager leur expérience d'antenniste, en me permettant d'effectuer toutes mes mesures d'antenne.

Je tiens à (tu enlèves) remercie également, Monsieur Thierry SARREBOURSE de m'avoir permis de faire des mesures aux seins de Orange Las Issy-Les Moulineaux.

Je remercie Madame Anne-Claude TAROT, Maître de conférences à L'université de Rennes 1, et coordinateur du Projet ANR METAVEST, pour ses conseils, sa patience, et son professionnalisme, en m'accordant toute son attention en tant que rapporteur de ma thèse.

Je remercie Madame Habiba OUSLIMANI, Professeur à l'Université de Paris 10, d'avoir assumé la tâche de rapporteur de ma thèse.

Je remercie Monsieur Smail TEDJINI, Professeur à l'INP de Grenoble, d'avoir participé à mon jury de thèse.



Je remercie, Mohamad MANTASH, doctorant pour le projet ANR METAVEST, avec qui j'ai pu partager mon travail.

Je remercie Mesdames Martine BORRO, Marianne BENSIMON, Marie Hélène PROSILLICO, pour toute leurs aide administrative.

je remercie Monsieur Olivier BENEVELLO, ingénieur du réseau informatique, pour son aide à résoudre mes problèmes informatiques.

Je remercie le pôle technique du LEAT, Laurent BROCHIER, Jean-Louis LESONN, Franck Perret, pour les multiples réalisations, et leur bonne humeur.

Sans qui je n'aurais pas pu faire ma thèse dans une bonne ambiance, avec qui j'ai pu partager à de nombreuses reprises des repas internationaux, des pauses café, des déjeunés et les sorties à l'extérieur.

Je remercie, tous mes camarades de MASTER, avec qui j'ai fait mes premiers pas au LEAT, il y a plus de 4 ans, Sylvain PFLAUM, Cédric REQUIN, et Amaël MOYNOT. Et tous ceux qui sont aussi devenus mes amis au sein du laboratoire, Leonardo LIZZY, Umberto CERASANI, Oumy DIOP, Ali CHAMI, Oumar MOURAD, Le Huy TRINH, Thi Quynh Van HOANG, Philippe PERISSOL.

Merci de m'avoir soutenu, tout cela m'a permis d'être heureux parmi vous.

Une très forte pensée pour toi Gloria, tu m'as beaucoup aidé durant ces deux dernières années, je ne sais comment te remercier

Mes dernières pensées iront vers ma famille, et surtout mes parents, qui m'auront permis de poursuivre mes études jusqu'à aujourd'hui, en m'épaulant, mais surtout l'aide qu'ils m'ont apporté quotidiennement. Merci à mon petit frère et ma belle-sœur, pour les bons moments passés et à venir, vous êtes tous dans mon cœur.

J'ai rédigé « ma thèse » mais sans vous tous, je n'aurais jamais fini, je vous suis reconnaissant et je ne vous remercierai jamais assez.

**MERCI.**

# Sommaire

<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : ETAT DE L'ART</b>	<b>3</b>
<b>I.1. INTRODUCTION</b>	<b>4</b>
<b>I.2. LE PROJET ANR METAVEST</b>	<b>4</b>
<b>I.3. LES VETEMENTS INTELLIGENTS</b>	<b>5</b>
I.3.1. De la peau de bêtes aux vêtements d'aujourd'hui	5
I.3.2. Les réseaux centrés sur la personne (WBAN)	6
<b>I.4. LES ANTENNES POUR VETEMENTS COMMUNICANTS</b>	<b>7</b>
I.4.1. Antennes en polarisation linéaire	7
I.4.1.1. Le patch	8
I.4.1.2. Les antennes monopôle ou dipôle	9
I.4.1.3. Les antennes Ultra Large Bande	10
I.4.1.4. Les antennes à base de Métamatériaux	10
I.4.2. Antennes en polarisation circulaire pour les applications de géolocalisation	13
I.4.2.1. Introduction	13
I.4.2.2. Antennes simple accès	14
I.4.2.3. Antenne double accès	14
<b>I.5. LES SYSTEMES DE GEOLOCALISATION PAR SATELLITE</b>	<b>16</b>
I.5.1. Généralités sur le fonctionnement des GNSS	16
I.5.2. Services ouvert des utilisateurs	18
I.5.3. Interopérabilité entre le GPS et Galileo	18
<b>Chapitre II : MATERIAUX SOUPLES ET ELECTRO-TEXTILES</b>	<b>21</b>
<b>II.1. CARACTERISATION DE SUBSTRATS SOUPLES FAIBLES PERMITTIVITES</b>	<b>22</b>
II.1.1. Introduction	22
II.1.2. Matériaux souples	22
II.1.3. Les propriétés des substrats diélectriques utilisés dans la fabrication d'antennes portables	24
II.1.3.1. Permittivité	24
II.1.3.2. Tangente de pertes $\tan \delta$	25
II.1.4. Techniques de mesure de permittivité sur des diélectriques	25
II.1.4.1. Technique des lignes en transmission/réflexion	25
II.1.4.2. Technique de mesure en espace libre	26
II.1.4.3. Technique par résonance	26

# Sommaire

II.1.4.4.	Technique de la sonde coaxiale ouverte	31
II.1.5.	Synthèse de la caractérisation des trois matériaux souples.	34
<b>II.2.</b>	<b>CARACTERISATION DE MATERIAUX CONDUCTEURS TEXTILES</b>	<b>36</b>
II.2.1.	Les électro-textiles	36
II.2.2.	Mesures d'électro-textiles pour des applications haute fréquence avec antenne de type patch	37
<b>II.3.</b>	<b>TECHNIQUE DE REALISATION D'ANTENNE SUR ELECTRO-TEXTILES</b>	<b>39</b>
<b>II.4.</b>	<b>CONCLUSION</b>	<b>41</b>
<b>Chapitre III :</b>	<b>ANTENNE DE TYPE PATCH</b>	<b>43</b>
<b>III.1.</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>44</b>
<b>III.2.</b>	<b>LES ANTENNES EN POLARISATION LINEAIRE</b>	<b>45</b>
III.2.1.	Antenne mono-bande alimentée par ligne couplée en forme de T en polarisation linéaire	45
III.2.1.1.	Présentation de l'antenne	45
III.2.1.2.	Etudes paramétriques	46
III.2.1.3.	Synthèse	49
III.2.1.4.	Mesure du prototype	49
III.2.2.	Antenne bibande à fentes	51
III.2.2.1.	Alimentation par sonde coaxiale	51
III.2.2.2.	Alimentation par ligne couplée en forme de T	60
<b>III.3.</b>	<b>LES CIRCUITS POUR L'OBTENTION DE SIGNAUX EN QUADRATURE DE PHASE</b>	<b>62</b>
III.3.1.	Les coupleurs hybrides	62
III.3.1.1.	Le coupleur hybride mono-bande sur substrat textile	62
III.3.1.2.	Le coupleur hybride 3 branches bibande	64
III.3.2.	Diviseurs de puissance en quadrature à base de ligne composites main droite/main gauche	65
III.3.2.1.	Diviseur de puissance à base de lignes CRLH réalisé avec des composants discrets	66
III.3.2.2.	Diviseur de puissance à base de lignes CRLH réalisé avec des éléments imprimés	69
III.3.3.	Conclusion	71
<b>III.4.</b>	<b>ANTENNES EN POLARISATION CIRCULAIRE</b>	<b>72</b>
III.4.1.	Antenne mono-bande avec alimentation par ligne couplée	72
III.4.2.	Antenne bibande	76
III.4.2.1.	Présentation de l'antenne	76
III.4.2.2.	Association de l'antenne au coupleur hybride bibande	76
<b>III.5.</b>	<b>CONCLUSION</b>	<b>80</b>

# Sommaire

## **Chapitre IV : LES CONDUCTEURS MAGNETIQUES ARTIFICIELS MULTIBANDES**

81

<b>IV.1. INTRODUCTION</b>	<b>82</b>
<b>IV.2. COEFFICIENT DE REFLEXION D'UN CONDUCTEUR MAGNETIQUE ARTIFICIEL CMA</b>	<b>82</b>
IV.2.1. Simulation numérique par modes de Floquet	82
IV.2.2. Caractérisation expérimentale	83
<b>IV.3. LE CMA MONO-BANDE PATCH CARRE</b>	<b>84</b>
IV.3.1. Description de la cellule	84
IV.3.2. Etude modale du patch carré	85
IV.3.3. Influence des dimensions de la cellule sur les fréquences de résonnances	87
IV.3.3.1. Influence de la capacité équivalente C	87
IV.3.3.2. Influence sur la hauteur du substrat	87
IV.3.3.3. Influence des pertes du substrat sur le module de coefficient de réflexion	88
IV.3.4. Technique de réduction de taille du CMA	89
IV.3.4.1. Influence de la hauteur du substrat	91
IV.3.4.2. Influence de la largeur des brins de la spirale W	92
IV.3.4.3. Influence de l'écart g entre les brins de la spirale	92
IV.3.5. Conclusion	93
<b>IV.4. LES CMA BIBANDES</b>	<b>94</b>
IV.4.1. Les CMA monocouches	94
IV.4.1.1. Cellule de Langley	94
IV.4.1.2. Cellule de Langley modifiée utilisant la technique spirale de réduction de dimensions	98
IV.4.1.3. Cellule croix carrée	102
IV.4.2. Les CMA bicouches	106
IV.4.2.1. Cellule à deux patches carrés superposés	106
IV.4.2.2. Cellule à deux spirales carrées superposées	111
<b>IV.5. LE CMA TRI-BANDES</b>	<b>113</b>
<b>IV.6. CONCLUSION</b>	<b>115</b>
<b>Chapitre V : ANTENNES DE FAIBLE ENCOMBREMENT A BASE DE CONDUCTEURS MAGNETIQUES ARTIFICIELS</b>	<b>117</b>
<b>V.1. INTRODUCTION</b>	<b>118</b>

# Sommaire

<b>V.2. SIMULATION DE LA CARACTERISTIQUE D'UNE ANTENNE MONOPOLE SUR PLAN DE MASSE CEP ET EN ESPACE LIBRE</b>	<b>119</b>
V.2.1. Antenne monopôle en espace libre	119
V.2.2. Antenne monopôle sur CEP	120
<b>V.3. ANTENNES FAIBLES ENCOMBREMENTS SUR PLAN SHI MULTIBANDES</b>	<b>121</b>
V.3.1. Antenne en polarisation circulaire sur plan SHI bibande	122
V.3.1.1. Antenne dipôles croisés en polarisation circulaire proposée sans SHI	122
V.3.1.2. Antenne sur plan SHI patches carrés superposés	126
V.3.1.3. Antenne patch bibande sur plan CMA Langley modifiée	133
<b>V.4. Antenne en polarisation linéaire sur plan CMA bibande</b>	<b>138</b>
V.4.1. Antenne monopôle sur plan CMA à deux spirales carrées superposées	138
V.4.2. Antenne à base de SHI tri-bande	142
<b>V.5. CONCLUSION</b>	<b>146</b>
 <b><i>Chapitre VI : ETUDE D'UNE ANTENNE EN POLARASITION CIRCULAIRE APPLIQUEE SUR UNE BOITE CRANIENNE HUMAINE</i></b>	
<b><i>APPLIQUEE SUR UNE BOITE CRANIENNE HUMAINE</i></b>	<b><i>147</i></b>
<b>VI.1. INTRODUCTION</b>	<b>148</b>
<b>VI.2. INTEGRATION DE L'ANTENNE SUR UNE TÊTE FANTÔME</b>	<b>149</b>
VI.2.1. Présentation de l'antenne	149
VI.2.2. Mesure et comparaison des performances de l'antenne avec et sans conformation	149
VI.2.3. Mesure du Débit d'Absorption Spécifique DAS de l'antenne dans la bande Iridium	153
VI.2.3.1. Protocole de mesure	154
VI.2.3.2. Résultat de mesure du DAS	155
<b>VI.3. INTEGRATION DE L'ANTENNE SUR UN CASQUE MILITAIRE</b>	<b>156</b>
VI.3.1. Présentation de l'antenne	156
VI.3.1. Mesure et comparaison des performances de l'antenne avec et sans conformation sur le casque	156
<b>VI.4. CONCLUSION</b>	<b>159</b>
<b><i>Conclusion générale et perspectives</i></b>	<b><i>160</i></b>
<b><i>Bibliographie</i></b>	<b><i>162</i></b>
<b><i>Résumé</i></b>	<b><i>171</i></b>
<b><i>Abstract</i></b>	<b><i>172</i></b>

# Tables des illustrations

Figure I-1- Logo du projet METAVEST	4
Figure I-2 – Réseaux BAN de surveillance médical	7
Figure I-3 – Antennes patches de différentes formes : (a) carrée, (b) triangulaire et circulaire, (c) réseaux d’antennes de patch triangulaire.	8
Figure I-4 – Antenne dipôle avec méandres	10
Figure I-5 – Antenne ULB textile : (a) photographie du prototype, (b) coefficient de réflexion de l’antenne ULB textile.	10
Figure I-6 – Antenne patch à base de métamatériaux de type BIE : (a) présentation de l’antenne, (b) simulation de l’antenne avec et sans surface BIE.	12
Figure I-7- (a) Antenne coplanaire bibande, (b) Surface BIE bibande.	13
Figure I-8 – Antennes textiles en polarisation circulaire : (a) antenne à fente GPS L1, (b) antenne coins coupés GPS L1- Iridium (1,625 GHz), (c) antenne GPS-L1 coins coupés.	15
Figure I-9 – Antenne active proposée pour la bande GPS L1 et Iridium (1,625 GHz) : (a) vue schématique, (b) photographie du prototype.	16
Figure I-10- Principe de mesure de la position par triangulation.	17
Figure I-11 - Fréquences utilisées par les satellites des différents GNSS, GPS GLONASS et Galileo.	19
Figure II-1 – Substrats souples à mesurer.	23
Figure II-2 – Banc de caractérisation avec ligne de transmission : (a) technique du guide d’onde, (b) technique de la ligne coaxiale.	26
Figure II-3 – Banc de mesure de permittivité en espace libre.	26
Figure II-4 - Ligne T résonnante.	27
Figure II-5 – Photographie des lignes microruban pour caractérisation d’échantillon de mousse polyéthylène : (a) ligne pour calibration de l’analyseur de réseaux, (b) ligne chargée par un stub.	28
Figure II-6 – Coefficient de transmission $S_{21}$ (dB) en mesure et simulation pour la ligne T résonnante pour l’échantillon de mousse polyéthylène.	29
Figure II-7 - Photographie des lignes microruban pour caractérisation d’échantillon de feutrine : (a) ligne pour calibration de l’analyseur de réseaux, (b) ligne chargée par un stub.	29
Figure II-8 - Coefficient de transmission $S_{21}$ (dB) en mesure et simulation pour la ligne T résonnante pour l’échantillon de la feutrine.	30
Figure II-9 - Photographie des lignes microruban pour caractérisation d’échantillon de lanière plastique PCV : (a) ligne pour calibration de l’analyseur de réseaux, (b) ligne chargée par un stub.	30
Figure II-10 - Coefficient de transmission $S_{21}$ (dB) en mesure et simulation pour la ligne T résonnante pour l’échantillon de la lanière plastique PVC.	31
Figure II-11 – Sonde coaxiale en présence de l’échantillon à caractériser.	32
Figure II-12 – Schéma du dispositif de caractérisation de substrat avec la sonde coaxiale ouverte.	33

# Tables des illustrations

<i>Figure II-13 – Banc de caractérisation de permittivité par sonde coaxiale ouverte avec un échantillon de feutrine.</i>	34
<i>Figure II-14 – Mesure des différents diélectriques souples comparée à l’air : (a) partie réelle de <math>\epsilon</math>, (b) tangente de pertes <math>\tan \delta</math>.</i>	34
<i>Figure II-15- Electro-textiles Taffeta Pure Copper (à gauche), ShieldIt™ (à droite), vue à l’échelle macroscopique et l’échelle mésoscopique.</i>	37
<i>Figure II-16 – Patches sur substrat mousse polyéthylène : (a) ShieldIt, (b) Taffetas Copper, (c) Scotch métallique en cuivre.</i>	38
<i>Figure II-17 – Coefficients de réflexion <math>S_{11}</math> mesurés des antennes avec conducteurs scotch métallique, Taffetas et ShieldIt.</i>	38
<i>Figure II-18 – Mesure du rayonnement des antennes avec conducteurs scotch métallique, Taffetas, ShieldIt : (a) Gain total, (b) Efficacité totale.</i>	38
<i>Figure II-19 – Méthode de gravure de l’électro-textile.</i>	40
<i>Figure II-20 – Photographie du textile Taffetas copper : (a) avant impression, (b) après impression d’une couche photosensible en spray, (c) impression avec feuille photosensibles après insolation.</i>	40
<i>Figure II-21 – Photographies d’un échantillon d’électrotextile Taffetas Copper gravé avec l’utilisation de film photo-résistant Dupont™ Riston® : (a) avant gravure, (b) après gravure.</i>	41
<i>Figure III-1- Antenne patch alimentée par ligne couplée en forme de T : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe.</i>	45
<i>Figure III-2 – Simulation du coefficient de réflexion <math>S_{11}</math> de l’antenne en fonction de l’écart gap.</i>	46
<i>Figure III-3 – Simulation des paramètres Z de l’antenne en fonction de l’écart gap : (a) partie réelle de Z, (b) partie imaginaire de Z.</i>	47
<i>Figure III-4 – Coefficient de réflexion simulé <math>S_{11}</math> de l’antenne en fonction de la longueur de la branche <math>L_f</math>.</i>	47
<i>Figure III-5 – Impédance d’entrée Z de l’antenne en fonction de longueur de la branche <math>L_f</math> : (a) partie réelle de Z, (b) partie imaginaire de Z.</i>	48
<i>Figure III-6 – Simulation du coefficient de réflexion <math>S_{11}</math> de l’antenne en fonction de la longueur L.</i>	48
<i>Figure III-7 – Simulation des paramètres Z de l’antenne en fonction de la longueur L : (a) partie réelle de Z, (b) partie imaginaire de Z.</i>	49
<i>Figure III-8 – Antenne patch alimentée par ligne couplée en forme de T : (a) photographie de l’antenne réalisée, (b) mesure et simulation du coefficient de réflexion de l’antenne.</i>	50
<i>Figure III-9 – (a) Antenne mesurée dans la station de mesure Satimo, (b) mesure et simulation de l’efficacité totale de l’antenne.</i>	50
<i>Figure III-10 – Diagrammes de rayonnement à <math>f = 1,195</math> GHz pour les plans : (a) <math>\varphi = 0^\circ</math>, (b) <math>\varphi = 90^\circ</math>.</i>	51
<i>Figure III-11 – Antenne patch bibande à fentes en polarisation linéaire : (a) vue de dessus de l’antenne, (b) vue de côté de l’antenne.</i>	52
<i>Figure III-12 - Simulation du coefficient de réflexion <math>S_{11}</math> de l’antenne en fonction de la hauteur du patch t.</i>	54

## Tables des illustrations

<i>Figure III-13 - Simulation des paramètres Z de l'antenne en fonction de la hauteur du patch t : (a) partie réelle de Z, (b) partie imaginaire de Z.</i>	54
<i>Figure III-14 - Simulation du coefficient de réflexion <math>S_{11}</math> de l'antenne en fonction de la longueur des fentes <math>L_s</math>.</i>	55
<i>Figure III-15 - Simulation des paramètres Z de l'antenne en fonction de la longueur des fentes <math>L_s</math> : (a) partie réelle de Z, (b) partie imaginaire de Z.</i>	55
<i>Figure III-16 - Simulation du coefficient de réflexion <math>S_{11}</math> de l'antenne en fonction de la largeur des fentes d.</i>	56
<i>Figure III-17 - Simulation des paramètres Z de l'antenne en fonction de la largeur des fentes d : (a) partie réelle de Z, (b) partie imaginaire de Z.</i>	56
<i>Figure III-18 - Simulation du coefficient de réflexion <math>S_{11}</math> de l'antenne en fonction de la position des fentes w.</i>	57
<i>Figure III-19 - Simulation des paramètres Z de l'antenne en fonction de la position des fentes w : (a) partie réelle de Z, (b) partie imaginaire de Z.</i>	57
<i>Figure III-20 - Simulation du coefficient de réflexion <math>S_{11}</math> de l'antenne en fonction de la position de l'alimentation <math>L_1</math>.</i>	58
<i>Figure III-21 - Simulation de l'impédance d'entrée Z de l'antenne en fonction de la position de l'alimentation <math>L_1</math> : (a) partie réelle de Z, (b) partie imaginaire de Z.</i>	58
<i>Figure III-22 - Simulation de l'antenne patch bibande à fentes : (a) coefficient de réflexion <math>S_{11}</math>(dB), (b) efficacité totale et du gain maximum total.</i>	59
<i>Figure III-23 - Diagrammes de rayonnement de l'antenne bibande patch à fentes pour : (a) <math>f = 1,23</math> GHz, (b) <math>f = 1,575</math> GHz dans les plans xoz et yoz.</i>	59
<i>Figure III-24 - Antenne patch bibande à fentes alimenté par ligne couplée en forme de T : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe.</i>	60
<i>Figure III-25 - Simulation de l'antenne patch bibande à fentes avec alimentation par ligne couplée en forme de T : (a) Coefficient de réflexion <math>S_{11}</math>, (b) Impédance d'entrée Z.</i>	61
<i>Figure III-26 - Diagrammes de rayonnement de l'antenne bibande patch à fentes avec alimentation par ligne couplée pour : (a) <math>f = 1,21</math> GHz et (b) <math>f = 1,575</math> GHz dans le plan <math>\varphi = 0^\circ</math>.</i>	61
<i>Figure III-27- Coupleur hybride mono-bande : (a) schéma circuit, (b) photographie du prototype.</i>	63
<i>Figure III-28 - Simulation et mesure du module des paramètres S du coupleur hybride mono-bande sur textile.</i>	63
<i>Figure III-29 - Simulation et mesure de la différence de phase en sortie du coupleur hybride mono-bande sur textile.</i>	64
<i>Figure III-30 - (a) Schématique du coupleur hybride trois branches, (b) layout du coupleur.</i>	64
<i>Figure III-31 - Mesures et simulations des paramètres S du coupleur hybride 3 branches.</i>	65
<i>Figure III-32 - Différence de phase entre les ports de sorties (phase <math>S_{31}</math> - phase <math>S_{41}</math>).</i>	66
<i>Figure III-33 - Schéma circuit de la ligne CRLH et de la ligne conventionnelle. Valeurs des paramètres : <math>L1 = 43</math> mm, <math>L2 = 110</math> mm, <math>L = 10,6</math> nH, <math>C = 7,8</math> pF.</i>	67
<i>Figure III-34 - Simulation des paramètres S des lignes CRLH : (a) module de S, (b) différence de phase en sortie.</i>	67



# Tables des illustrations

Figure III-35 – Diviseur de puissance Wilkinson associé à la ligne CRLH. _____	68
Figure III-36 - Simulation des paramètres S du diviseur Wilkinson associé à la ligne CRLH : (a) module de S, (b) différence de phase en sortie. _____	68
Figure III-37 – (a) Schéma de la capacité inter-digitée, (b) schéma circuit équivalent associé de la capacité inter-digitée, (c) schéma de la ligne microruban réalisant l'inductance, (d) schéma équivalent associé à la ligne microruban _____	69
Figure III-38 – Diviseur de puissance Wilkinson associé à une ligne CRLH à base d'éléments discrets. _____	70
Figure III-39 – Layout du diviseur de Wilkinson associé à une ligne CRLH. _____	70
Figure III-40 – Simulation et mesure des paramètres S du diviseur à base de ligne CRLH : (a) paramètre $S_{ii}$ (dB), (b) paramètres $S_{ij}$ (dB). _____	71
Figure III-41 - Simulation et mesure de la différence de phase en sortie du diviseur. _____	71
Figure III-42 – Antenne mono-bande alimentée par ligne couple en forme de T en polarisation circulaire : (a) vue de dessus, (b) vue de côté. Valeurs des dimensions : $g_{nd} = 120$ mm, $W_{patch} = 77$ mm, $W_{line} = 30$ mm, $L_{line} = 19$ mm, $L_{feed} = 100$ mm, $W_{feed} = 2$ mm, $gap = 1,5$ mm, $h_{antenna} = 6$ mm, $er = 1,05$ , $\tan \delta = 0,01$ . _____	73
Figure III-43 – Mesure et simulation des paramètres S de l'antenne : (a) sans coupleur, (b) avec coupleur. _____	74
Figure III-44 – Mesure de l'antenne associée au coupleur dans la station Satimo : (a) gain total max. et efficacité totale, (b) gain total et rapport axial dans la direction perpendiculaire à l'antenne. _____	74
Figure III-45- Diagrammes de rayonnement en fonction de $\Theta$ à la fréquence $f = 1,575$ GHz (GPS –L1) dans les plans : (a) $\varphi = 0^\circ$ , (b) $\varphi = 90^\circ$ , et à la fréquence $f = 1,621$ GHz (Iridium) dans les plans : (c) $\varphi = 0^\circ$ et (d) $\varphi = 90^\circ$ . _____	75
Figure III-46 – Antenne bibande à fentes en polarisation circulaire double accès : (a) vue dessus, (b) vue de côté, (c) vue 3D avec le coupleur hybride 3 branches. Valeurs des paramètres de l'antenne : $W_p = 100$ mm, $L_{feed} = 24$ mm, $L_{of} = 92$ mm, $L_{af} = 2$ mm, $P_f = 0,7$ mm, $L_p = 170$ mm, $h = 6$ mm. _____	77
Figure III-47 – Mesure et simulation des paramètres S de l'antenne bibande à fentes : (a) sans coupleur hybride, (b) avec coupleur hybride. _____	77
Figure III-48 – Orientation des courants surfaciques à la surface du patch à $f = 1,2$ GHz pour différentes phases $\varphi$ en entrée : (a) $\varphi = 0^\circ$ , (b) $\varphi = 90^\circ$ , (c) $\varphi = 180^\circ$ , (d) $\varphi = 170^\circ$ . _____	78
Figure III-49 - Mesure des performances de l'antenne en fonction de la fréquence : (a) gain total réalisé et Rapport Axial RA, (b) efficacité totale. _____	79
Figure III-50 – Gain en polarisation circulaire à la fréquence $f = 1,2$ GHz dans les plans : (a) $\varphi = 0^\circ$ , (b) $\varphi = 90^\circ$ et à la fréquence $f = 1,575$ GHz dans les plans : (c) $\varphi = 0^\circ$ , (d) $\varphi = 90^\circ$ . _____	79
Figure IV-1 – Simulation d'une cellule CMA par méthode de port de Floquet. _____	83
Figure IV-2 – Dispositif de mesure du coefficient de réflexion d'un CMA. _____	84
Figure IV-3- CMA patch carré mono-bande. Valeurs des paramètres de la cellule CMA : Cell = 115 mm, W = 100 mm, h = 6 mm, Substrat mousse polyéthylène $er = 1,05$ et de $\tan \delta = 0,01$ . _____	85
Figure IV-4- Phase du coefficient de réflexion de la cellule CMA patch carré. _____	86

## Tables des illustrations

Figure IV-5 – Courants surfaciques du CMA patch carré pour différentes fréquences. _____	86
Figure IV-6– Phase du coefficient de réflexion en fonction de la taille de la cellule Cell. _____	87
Figure IV-7 – (a) Phase du coefficient de réflexion en fonction de la hauteur $h$ de la cellule CMA, (b) bande passante de la cellule en fonction de la hauteur $h$ de la cellule. _____	88
Figure IV-8 – Module du coefficient de réflexion en fonction des pertes $\tan \delta$ dans le substrat. _____	88
Figure IV-9 – Cellule CMA carré spirale. Valeur des paramètres : Cell = 52 mm, Cell1 = 56 mm, W_brin = 4 mm, $g = 2$ mm, $h = 6$ mm. _____	90
Figure IV-10- Phase du coefficient de réflexion de la cellule spirale _____	90
Figure IV-11 – Courants surfaciques de la spirale à $f = 1,17$ GHz : (a) pour 4 brins, (b) pour 1 brin. _____	91
Figure IV-12 – Effet de la hauteur du substrat $h$ : (a) phase du coefficient de réflexion, (b) bande passante de la cellule en fonction de la hauteur. _____	91
Figure IV-13 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la largeur des brins de la spirale $W$ . _____	92
Figure IV-14 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de l'écart $g$ entre les brins de la spirale. _____	93
Figure IV-15 – Cellule CMA Langley. Valeurs des paramètres de la cellule : Cell = 65 mm, Cell1 = 60 mm, Cell2 = 56 mm, $g = 1$ mm, $H_{sub} = 6$ mm, substrat mousse $\epsilon_r = 1,05$ et de $\tan \delta = 0,01$ . _____	95
Figure IV-16 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de Cell2. _____	96
Figure IV-17 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la largeur de la fente $g$ . _____	97
Figure IV-18 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la largeur de la fente $g$ . _____	97
Figure IV-19 – Cellule CMA Langley modifiée : (a) vue en coupe, (b) vue de dessus. _____	99
Figure IV-20 – Simulation de la phase du coefficient réflexion de la cellule Langley modifiée et optimisée avec et sans substrat Duroïd de 0,127 mm d'épaisseur. _____	99
Figure IV-21 – Courants surfaciques aux fréquences centrales de fonctionnement du CMA. _____	100
Figure IV-22 – Prototype d'un réseau de 3*3 cellules Langley modifiées avec ligne suspendue en transmission. _____	101
Figure IV-23 – Paramètres $S_{ij}$ (dB) pour détermination de la bande interdite : (a) coefficient de réflexion $S_{11}$ , (b) coefficient de transmission $S_{21}$ . _____	101
Figure IV-24 – (a) Cellule CMA carré croix, (b) Groupe de 3*3 cellules. Valeurs des paramètres de la cellule : Cell = 170 mm, $W_p = 113$ mm, $L_c = 97/2$ mm, $W_c = 55$ mm, $g = 1$ mm, $H_{sub} = 3$ mm. Substrat mousse polyéthylène $\epsilon_r = 1,05$ et de $\tan \delta = 0,01$ . _____	102
Figure IV-25 - Phase du coefficient de réflexion de la cellule avec des valeurs de paramètres nominaux. _____	103
Figure IV-26 – Courants surfaciques aux deux fréquences de résonnances de la cellule carrée croix. _____	103
Figure IV-27 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de $H_{sub}$ . _____	104
Figure IV-28 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de longueur de la croix. _____	104
Figure IV-29 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de largeur du patch $W_p$ . _____	105
Figure IV-30 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la taille de la cellule Cell. _____	105

## Tables des illustrations

<i>Figure IV-31 – Cellule CMA carrée bicouche. Valeurs des paramètres de la cellule : Cell =115 mm, Lph = 65 mm, Lpb =109 mm, hdiel = 3 mm, hdiel2 = 3 mm.</i>	106
<i>Figure IV-32 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule avec des valeurs de paramètres nominaux.</i>	107
<i>Figure IV-33 – Courants surfaciques aux deux fréquences de fonctionnements de la cellule patch carré superposés.</i>	108
<i>Figure IV-34 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de Lpb.</i>	108
<i>Figure IV-35 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de Lph.</i>	109
<i>Figure IV-36 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de Hdiel.</i>	110
<i>Figure IV-37 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de Hdiel2.</i>	110
<i>Figure IV-38 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de Cell.</i>	111
<i>Figure IV-39 – Cellule CMA bibande en forme de spirale : (a) vue de dessus avec la spirale carrée supérieure, (b) vue de côté de la cellule, (c) vue de dessus de la spirale inférieure.</i>	112
<i>Figure IV-40 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule spirale bicouche.</i>	112
<i>Figure IV-41– Cellule CMA tri-bande : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe, (c) groupe de 5*5 cellules. Valeurs des paramètres de la cellule : Cell = 80 mm, Lc = 44 mm, Wc = 30 mm, g = 1 mm, cell2 = 25 mm, cell1 = 47mm, hdiel = 4,8 mm.</i>	113
<i>Figure IV-42 – (a) Dispositif de mesure de la surface CMA 5*5 cellules en chambre anéchoïde, (b) phase du coefficient de réflexion de la surface CMA 5*5 cellules.</i>	114
<i>Figure IV-43 – Module du coefficient de réflexion de la cellule tri-bande.</i>	114
<i>Figure IV-44 – Courants surfaciques aux différentes fréquences de fonctionnement du CMA tri-bande.</i>	115
<i>Figure V-1 – Géométrie de l’antenne monopôle.</i>	119
<i>Figure V-2 – Simulation antenne monopôle : (a) coefficient de réflexion <math>S_{11}</math>, (b) impédance d’entrée Z.</i>	120
<i>Figure V-3 – Antenne monopôle : (a) espace libre, (b) sur CEP.</i>	121
<i>Figure V-4 – Simulation de l’antenne sur un plan de masse CEP pour <math>h = 3</math> mm et <math>h = 60</math> mm : (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale.</i>	121
<i>Figure V-5 – Schéma de l’antenne dipôles croisés en polarisation circulaire. Dimensions de l’antenne : Wd =55 mm, Wf = 2 mm, Ld =83 mm, Lt =27 mm, dec =4 mm.</i>	124
<i>Figure V-6 – Module des paramètres <math>S_{ij}</math> des deux dipôles croisés.</i>	124
<i>Figure V-7 – Rapport axial et diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire en fonction de <math>\theta</math>.</i>	125
<i>Figure V-8 – (a) Plan CMA bibande à deux patches carrés superposés, (b) antenne dipôles croisés, (c) antenne dipôles croisés à base de CMA bibande à deux patches carrés superposés.</i>	128
<i>Figure V-9 – Paramètres S de l’antenne : (a) sans coupleur hybride, (b) avec coupleur hybride.</i>	128
<i>Figure V-10 – Mesures des performances en rayonnement en fonction de la fréquence. (a) efficacité totale, (b) gain total réalisé et rapport axial dans la direction perpendiculaire à l’antenne <math>\theta = 0^\circ</math>, <math>\varphi = 0^\circ</math>.</i>	129

## Tables des illustrations

Figure V-11 – Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP) en fonction de $\theta$ pour les fréquences de 1,18 GHz, 1,202 GHz, 1,224 GHz et pour les plans $\varphi = 0^\circ$ et $90^\circ$ . _____	131
Figure V-12 - Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP) en fonction de $\theta$ pour les fréquences $f$ de 1,18GHz, 1,202 GHz, 1,224 GHz et pour les plans $\varphi = 0^\circ$ et $90^\circ$ . _____	132
Figure V-13 – Antenne patch bibande sur plan CMA Langley modifié :(a) Vue de dessus, (b) Vue en coupe. _____	134
Figure V-14 – Simulations : (a) des paramètres $S$ en entrée de l'antenne, (b) de l'efficacité totale. _____	134
Figure V-15 – Simulations du gain total et du rapport axial dans la direction perpendiculaire à l'antenne ( $\theta = 0^\circ$ ). _____	135
Figure V-16 – Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP) en fonction de $\theta$ pour les fréquences $f$ de 1,18GHz, 1,202 GHz, 1,224 GHz, pour les plans $\varphi = 0^\circ$ et $90^\circ$ _____	137
Figure V-17 – Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP) en fonction de $\theta$ pour les fréquences $f$ de 1,28GHz, 1,575 GHz, pour les plans $\varphi = 0^\circ$ et $90^\circ$ . _____	138
Figure V-18 – Antenne monopôle sur CMA bibande à deux spirales carrées superposées, (a) vue de dessus, (b) vue en coupe. _____	139
Figure V-19 – (a) Paramètres $S$ de l'antenne monopôle sur CMA bibande, (b) Photographie de l'antenne dans la station de mesure en rayonnement SATIMO. _____	140
Figure V-20 – Performances en rayonnement de l'antenne monopôle sur CMA bibande : (a) efficacité totale, (b) gain total maximum. _____	140
Figure V-21 – Diagrammes de rayonnement aux deux fréquences (1,18 GHz et 1,545 GHz) dans les deux plans $\varphi = 0^\circ$ et $90^\circ$ . _____	141
Figure V-22 – Antenne monopôle bibande. _____	142
Figure V-23 – Antenne monopôle sur plan SHI tri-bandes, (a) Vue 3D, (b) vue de dessus. _____	143
Figure V-24 – Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne. _____	144
Figure V-25 – Efficacité totale et gain total maximum réalisé en fonction de la fréquence. _____	144
Figure V-26 – Diagrammes de rayonnement aux trois fréquences (1,12 GHz, 1,61 GHz et 2,38 GHz) dans les deux plans $\varphi = 0^\circ$ et $90^\circ$ . _____	145
Figure VI-1 – Antenne patch avec alimentation par lignes couplées en forme de T : (a) géométrie vue de dessus, (b) photographie du prototype. _____	149
Figure VI-2 – Tête fantôme avec antenne patch sur la boîte crânienne : (a) vue de face, (b) vue de derrière, (c) vue de dessus, (d) vue de côté gauche. _____	150
Figure VI-3 – Comparaison antenne patch en polarisation circulaire à plat et conformé sur le dessus de la boîte crânienne du fantôme. _____	151
Figure VI-4 – Comparaison des performances en rayonnement de l'antenne patch entre antenne plane et antenne conformée sur le dessus de la boîte crânienne du fantôme : (a) gain max. total, (b) efficacité totale. _____	151
Figure VI-5 – Comparaison des performances de l'antenne entre l'antenne à plat et en conformation sur la tête. _____	152

## Tables des illustrations

<i>Figure VI-6 – Comparaison du rapport axial de l’antenne à plat et conformée sur la tête.</i>	153
<i>Figure VI-7 – Banc de mesure de Débit d’Absorption Spécifique de Orange-Labs Issy-les-Moulineaux.</i>	154
<i>Figure VI-8 – (a) Positionnement de l’antenne par rapport au bac, (b) cartographie du DAS local à 2 mm de hauteur du fond du bac.</i>	155
<i>Figure VI-9 - Antenne GPS/Iridium implantée sur le casque sans couvre casque : (a) vue de face, (b) vue de dessus, (c) vue de derrière, (d) avec couvre casque.</i>	156
<i>Figure VI-10 - Comparaison antenne patch en polarisation circulaire à plat et conformée sur le dessus du casque.</i>	157
<i>Figure VI-11 – Comparaison des performances de l’antenne conformée par rapport à l’antenne à plat : (a) efficacité totale, (b) gain total réalisé et rapport axial dans la direction perpendiculaire à l’antenne (<math>\varphi = 0^\circ</math>, <math>\theta = 0^\circ</math>).</i>	158
<i>Figure VI-12 – Comparaison des diagrammes de rayonnement de l’antenne à plat et l’antenne conformée en polarisation circulaire dans le plan <math>\varphi = 0^\circ</math> pour les fréquences : (a) <math>f = 1,575</math> GHz, (b) <math>f = 1,6121</math> GHz.</i>	158
<i>Figure VI-13 - Comparaison du rapport axial de l’antenne à plat et conformée dans le plan <math>\varphi = 0^\circ</math> pour les fréquences : (a) <math>f = 1.575</math> GHz, (b) <math>f = 1.6121</math> GHz.</i>	158

# Introduction Générale

Les récents progrès dans la miniaturisation d'objet communicants pour les systèmes de communications ont conduit à l'émergence d'une nouvelle catégorie de réseaux sans fil intelligent, tels que les réseaux sans fils de proximité (WPAN) ou les réseaux centrés sur la personne (WBAN). Ces réseaux permettent de créer un large éventail d'applications avec l'utilisation de capteurs pouvant communiquer et relever en temps réel des informations (localisation, paramètres physiologiques et environnementaux, gestion d'appel d'urgence...). Ces nouvelles applications peuvent être diverses et variées, aussi bien militaires que civiles.

Le travail de thèse présenté ici s'est effectué dans le cadre du projet ANR METAVEST 2009 et s'inscrit dans différentes orientations. Ce projet propose ainsi d'étudier différents types d'antennes utilisant des structures métamatériaux de type conducteur magnétique artificiel, sur supports textiles susceptibles d'être intégrés dans des vêtements. Ces antennes devront couvrir les bandes WBAN et profiteront pour cela des propriétés bien connues de ces métamatériaux qui sont l'amélioration des performances de l'antenne en rayonnement mais aussi un meilleur découplage entre le corps humain et l'antenne. Elles devront être les plus discrètes possibles, et utiliser des matériaux de faible coût.

La tâche qui m'était réservée était l'étude d'antennes dans les bandes de géolocalisation par satellite GNSS, qui comprend les bandes du GPS (américain), et Galiléo (européen). Deux bandes principales sont alors à couvrir, l'une autour de 1,2 GHz et l'autre aux environs de 1,575 GHz.

Cette thèse se compose de 6 parties distinctes, qui ont constitué les différentes étapes à la conception de ces antennes avec :

- Un état de l'art d'antennes pour les applications WBAN,
- La caractérisation et la modélisation de matériaux souples et électro-textiles,
- La proposition d'antennes conventionnelles de type patch,
- La conception de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels multibandes,
- La conception d'antennes à profil réduit à base de ces métamatériaux,
- L'étude des effets électromagnétiques sur le corps humain.

Dans le premier chapitre, nous ferons un état de l'art sur des antennes à base de textile pour différentes applications. Nous parlerons notamment d'antennes en polarisation circulaire déjà étudiées pour les applications de géolocalisation.

Le chapitre II consiste en la caractérisation de matériaux souples, telle que des textiles, mousses et plastiques PVC. En effet, les propriétés diélectriques de ces matériaux doivent être connues afin d'effectuer des simulations d'antennes les plus proches possibles de la réalité car ils constituent les supports de nos antennes. Nous évaluerons aussi les performances d'électro-textiles et les comparerons à des conducteurs métalliques « parfaits ».

Dans le chapitre III, nous proposons différentes solutions d'antennes de type patch utilisant les matériaux caractérisés au préalable dans le chapitre II. Nous proposerons des antennes monobandes et bibandes. Nous étudierons aussi un nouveau type d'alimentation qui consiste en une alimentation transversale.

Dans le chapitre IV sont étudiés des structures métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels multibandes. Nous donnerons les géométries de ces structures et toutes les études paramétriques pour la bonne compréhension de l'étape d'optimisation finale.

Le chapitre V traitera de l'utilisation des structures à base de métamatériaux multibandes pour la conception d'antennes de faible encombrement ayant des performances en rayonnement améliorées.

Dans le dernier chapitre, nous étudierons l'impact des rayonnements électromagnétiques d'une antenne en polarisation circulaire conformée sur le corps humain. Nous étudierons également dans ce chapitre une évolution possible de ce travail de recherche qui est l'implantation d'un élément rayonnant sur un support de type casque militaire. En effet, le projet Metavest étant dédié à des professions à risque comme les pompiers, militaires, ... disposant généralement de ce type d'équipement, il nous a semblé intéressant de développer cet aspect. Nous évaluerons dans ce cadre, les performances en rayonnement de cette antenne en la conformant sur un fantôme de tête humaine, et l'évolution de ce travail portera de l'implantation de cette antenne sur un casque militaire. Les mesures de Débit d'Absorption Spécifiques dans la bande de communication par satellite Iridium effectuées dans ce chapitre concerneront donc les différentes parties du corps que sont la tête et le tronc.

# Chapitre I : ETAT DE L'ART

<b>I.1. INTRODUCTION</b> .....	<b>4</b>
<b>I.2. LE PROJET ANR METAVEST</b> .....	<b>4</b>
<b>I.3. LES VETEMENTS INTELLIGENTS</b> .....	<b>5</b>
I.3.1. De la peau de bêtes aux vêtements d'aujourd'hui .....	5
I.3.2. Les réseaux centrés sur la personne (WBAN).....	6
<b>I.4. LES ANTENNES POUR VETEMENTS COMMUNICANTS</b> .....	<b>7</b>
I.4.1. Antennes en polarisation linéaire .....	7
I.4.2. Antennes en polarisation circulaire pour les applications de géolocalisation .....	13
<b>I.5. LES SYSTEMES DE GEOLOCALISATION PAR SATELLITE</b> .....	<b>16</b>
I.5.1. Généralités sur le fonctionnement des GNSS .....	16
I.5.2. Services ouvert des utilisateurs .....	18
I.5.3. Interopérabilité entre le GPS et Galileo .....	18



## I.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous parlerons de l'objet de nos travaux en présentant, tout d'abord, le projet ANR METAVEST avec ses différents acteurs et les différentes tâches associées. Puis, nous introduirons les différentes applications de vêtements intelligents pour les réseaux centrés sur la personne. Ensuite nous présenterons un état de l'art des antennes souples intégrées dans les vêtements. Comme nous sommes chargés dans le projet ANR de la conception des antennes de géolocalisation, nous parlerons des différents modes de fonctionnement de ces antennes, ainsi que des différents standards de géolocalisation en donnant les bandes de fréquences utilisées et la précision du positionnement obtenue.

## I.2. LE PROJET ANR METAVEST

Le projet METAVEST, acronyme de « METAmatériaux pour VÊtementS » intelligent, est financé par l'Agence National pour la Recherche (ANR-METAVEST-2009). Ce projet est collaboratif et regroupe des laboratoires universitaires (IETR, IEF, LEAT) et des entreprises comme ORANGE et ADVANTEN.



*Figure I-1- Logo du projet METAVEST*

L'objectif premier de ce projet est de développer un système complet de surveillance et de communication pour les pompiers ou les militaires. Ce système sera intégré dans la tenue d'intervention de ces unités. Une des problématiques majeures de ce projet est l'intégration des antennes à proximité du corps humain, les antennes pouvant rayonner dans le corps. Une solution possible pour pallier à d'éventuels problèmes de dysfonctionnement des antennes ou d'absorption trop importante d'ondes électromagnétiques par le corps humain est l'utilisation de structures Métamatériaux de type Bande Interdite électromagnétique (BIE) ou de type Conducteur Magnétique Artificiel (CMA). Les propriétés de ces structures sont en effet multiples,

réduction des dimensions de l'antenne, augmentation des performances en rayonnement (gain et efficacité) mais surtout réduction du couplage entre le corps humain et l'antenne.

Pour la partie communication inter-personnes, le choix s'est porté sur l'implantation d'antennes WIFI et d'antennes dédiées à la téléphonie mobile. Une fonction de géolocalisation est également obtenue grâce à l'utilisation d'antennes GPS, qui permettent de connaître en temps réel la position précise de tous les membres de l'unité en exercice.

Ainsi dans ce projet :

L'IETR (Institut d'Electronique de Télécommunications et Réseaux) a été chargé de la conception de l'antenne pour les standards WIFI, ISM, Bluetooth, LTE 4G et de l'étude de l'interaction entre le corps humain et l'antenne.

L'IEF (Institut d'Electronique Fondamentale) s'est intéressé à la conception d'antenne pour la téléphonie avec les bandes de fréquences GSM-UMTS-3G-4G.

Le LEAT (Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications) a été chargé de la conception de l'antenne GPS.

Orange Labs propose dans ce projet son expérience et son expertise dans le domaine des systèmes portables intégrés sur le corps humain, mais aussi son expertise du point de vue Métamatériaux.

L'entreprise ADVANTEN a été quant à elle, chargée de la réalisation des prototypes finaux.

## **I.3. LES VETEMENTS INTELLIGENTS**

### ***I.3.1. De la peau de bêtes aux vêtements d'aujourd'hui***

Depuis des milliers d'années pour des raisons qui évoluent en fonctions des époques, les hommes ont ressenti le besoin de se vêtir avec des vêtements de toutes formes et conçus dans différents matériaux. A la préhistoire, les vêtements servaient à se protéger du froid, ils étaient confectionnés de peau de bêtes. Aujourd'hui le vêtement a évolué et est devenu un signe social et politique, et permet d'affirmer une fonction dans la société, comme par exemple les uniformes de policiers, des pompiers, des soldats, ou bien le fameux costume cravate que l'on porte lors de grandes occasions telles que la soutenance d'une thèse par exemple.

Mais depuis une dizaine d'année, le mode d'utilisation a quelque peu évolué. Les vêtements admettent maintenant de nouvelles fonctions avec l'arrivée des réseaux centrés sur la personne (WBAN), telles que

des applications prometteuses dans le domaine de la surveillance de la santé à distance, de la sécurité des personnes, des applications multimédia et bien d'autres. Ces applications ont une chose en commun c'est la communication à distance.

### ***I.3.2. Les réseaux centrés sur la personne (WBAN)***

L'augmentation de réseaux dédiés à la mobilité et la constante miniaturisation des appareils électriques a permis le développement des réseaux sans fil centrés sur la personne (WBAN). Dans ces réseaux, divers capteurs ou actuators sont insérés dans les vêtements, sur le corps ou sous la peau. La nature du réseau et la grande variété de capteurs offrent de nouvelles applications innovantes et pratiques cherchant à améliorer les soins de la santé ou la qualité de la vie. Les applications médicales consistent par exemple à mesurer des fonctions biologiques spécifiques (Figure I-2), comme la température, la pression artérielle, la pulsation cardiaque, l'électrocardiogramme, la respiration, ... L'avantage est que le patient n'est pas obligé de rester immobile voire même alité, mais peut se déplacer librement dans sa chambre et même quitter l'hôpital.

Il existe également des applications multimédia ou de communication. Un projet d'écharpe numérique a par exemple été développé par France Telecom. Discrets, les webcams, les micros, les écouteurs, les écrans, les logiciels se fondent aux matières textiles... de la pointe du col jusqu'au cœur des boutons. Le vêtement devient donc une nouvelle interface de communication capable d'accéder à l'ensemble des services offerts par un opérateur (Internet, musique, vidéo, services 3G...). Ce concept révolutionnaire offre une continuité totale de la communication et des services audio et vidéo en situation de mobilité.

Pour offrir une communication partout dans le monde, les réseaux de téléphonie mobile ne sont pas des candidats parfaits car il reste aujourd'hui plus de 85% de la surface terrestre non couverte par ces réseaux. Les communications par satellite offrent une couverture bien supérieure à travers notamment le standard Iridium.

En situation de mobilité, la géolocalisation est souvent une information cruciale. Celle-ci peut être obtenue approximativement par triangulation sur le réseau de téléphonie mobile. Cette méthode n'est cependant pas très précise à cause des multi-trajets. L'utilisation du standard GPS permettrait en revanche de connaître avec exactitude la position en temps réel.

Les réseaux centrés sur la personne sont divisés en trois catégories qui dépendent de la position des antennes par rapport au corps :

- Communications de systèmes ou appareil depuis l'extérieur du corps vers le corps ou communications **Off-Body**. Dans cette liaison le canal de propagation est l'espace environnant et une seule antenne est placée sur le corps humain,
- Communications sur le corps de réseaux et de systèmes portables ou communications **On-body**. La plupart des canaux sont à la surface du corps et toutes les antennes sont sur le corps,
- Communications d'implants médicaux et de réseaux de capteurs à l'intérieur du corps ou communications **In-body**. Ces implants communiquent avec une antenne qui est sur le corps, le canal de propagation étant l'intérieur du corps humain.

La conception des antennes de géolocalisation entre dans la catégorie de systèmes de communications Off-Body, car l'antenne reçoit directement les signaux en provenance du satellite donnant les informations de positionnement.

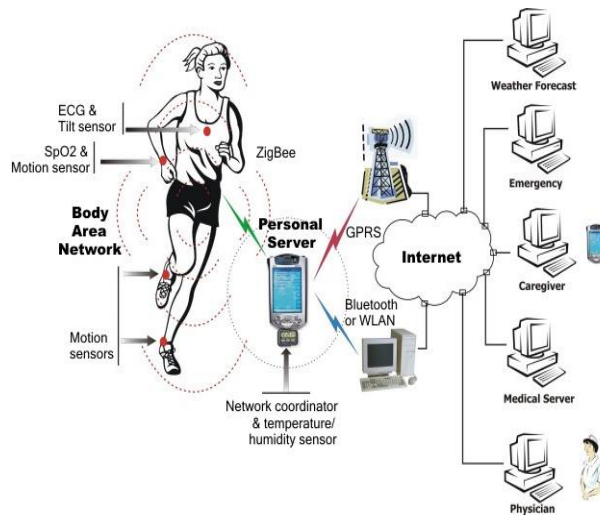


Figure I-2 – Réseaux BAN de surveillance médicale

## I.4. LES ANTENNES POUR VÊTEMENTS COMMUNICANTS

### I.4.1. Antennes en polarisation linéaire

Les antennes en polarisation linéaire sont les plus répandues pour les applications de vêtements communicants. Les bandes généralement visées sont les bandes du standard WIFI, ISM (930 MHz - 2,45 GHz), UHF-VHF, FM. En général, les antennes pour les bandes ISM sont destinées à extraire des propriétés physiologiques comme l'électrocardiogramme ou la température du corps. On distingue également pour ce type d'applications les antennes en deux catégories : celles dites à rayonnement directif comme par exemple les patches, et celles à rayonnement omnidirectionnel, tel que les monopôles ou les

dipôles. La différence entre ces deux est que dans le cas d'antennes directives, le corps ne va pas absorber d'énergie et ne risque pas de modifier les caractéristiques électriques des antennes (adaptation, diagramme de rayonnement, efficacité).

#### I.4.1.1. *Le patch*

Les patches sont très largement utilisés car ils sont de faible encombrement mais surtout directifs avec un rayonnement maximal dans la direction perpendiculaire à l'antenne. De plus, grâce à leur plan de masse, les antennes émettent peu de rayonnement dans le corps humain. Les formes des patches peuvent être carrée, rectangulaire, triangulaire, ou circulaire comme nous pouvons voir sur la Figure I-3. Pour un fonctionnement multi-bande ou large bande, des fentes sont réalisées dans les patches.

Les antennes présentées Figure I-3, sont des patches pour des applications ISM, Hiperlan2. Les antennes sont adaptées sur toute leur bande de fonctionnement à -10 dB de coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ). Leurs performances en rayonnement vont dépendre notamment de leurs tailles par rapport à leurs fréquences de fonctionnement.

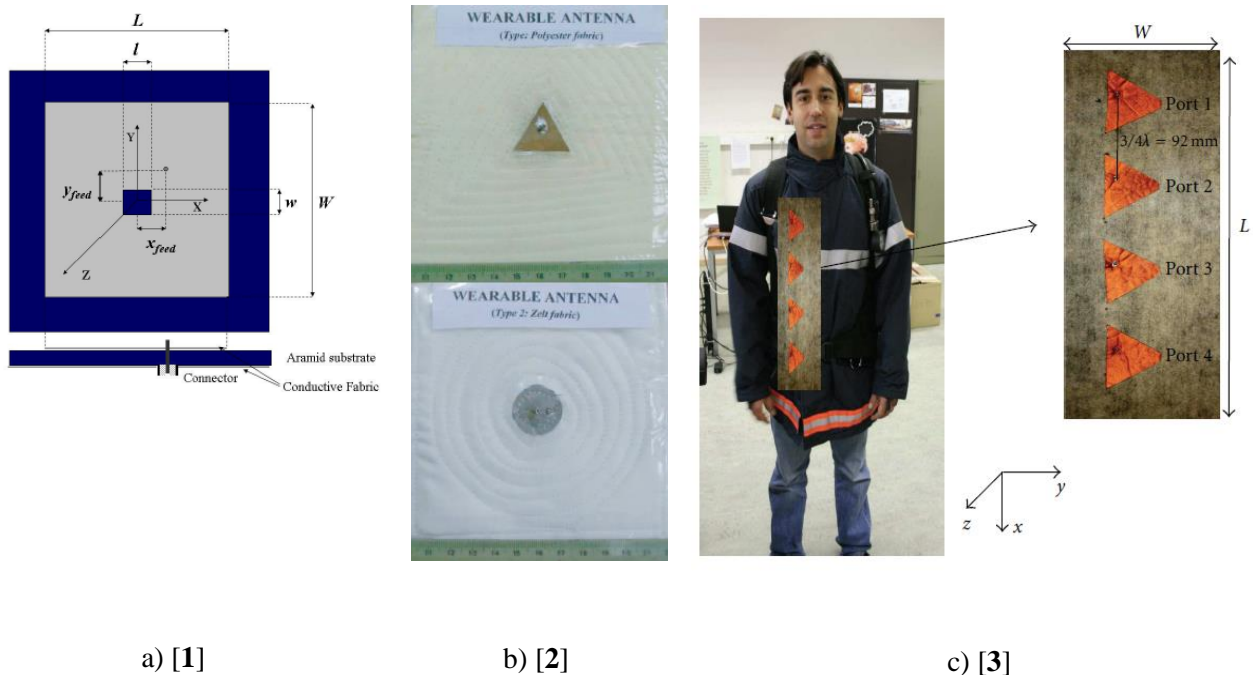


Figure I-3 – Antennes patches de différentes formes : (a) carrée, (b) triangulaire et circulaire, (c) réseaux d'antennes de patch triangulaire.

Dans [1], l'antenne fonctionne pour des applications en bande ISM (2,45 GHz). La taille de l'antenne est de 100 mm de largeur ( $\sim\lambda_0$ ) sur une épaisseur de textile Aramide de 1,67 mm. Elle admet un gain de 5 dBi dans la direction perpendiculaire à sa surface supérieure.

Dans [2], l'antenne fonctionne dans la bande Hiperlan2 (5,8 GHz). Sa taille est de 120 mm ( $\sim 2\lambda_0$ ) sur une épaisseur de textile polyester de 2,85 mm. Le gain maximal de l'antenne est de 11,04 dBi. Le plan de masse étant grand devant la longueur d'onde, son gain est supérieur à celui de l'antenne proposée dans [1].

Bien que les performances des antennes en rayonnement soient assez bonnes avec un diagramme directif, cela pose problème lorsque l'antenne ne peut pas être naturellement orientée dans la direction du récepteur. Ces problèmes sont rencontrés lorsque l'utilisateur adopte certaines postures ou bien à cause des conditions géographiques (vallon, montagne, milieu urbain...). Des réseaux d'antennes sont alors conçus afin de modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne. Dans [3], l'auteur réalise un réseau de 4 patchs triangulaires dans une veste, en tenant compte des différents accessoires nécessaires aux fonctionnements de l'antenne tel que les câbles, connecteurs et diviseurs de puissances. Il obtient ainsi une amélioration du gain de 4 dB par rapport au rayonnement d'un seul patch. Par contre, en appliquant différentes phases à l'entrée de chaque antenne, un dépointage du faisceau principal peut être obtenu. Dans [4], un ingénierie de phase est conçue grâce à un capteur de flexion qui analyse la courbure du réseau, et le calcul des différentes phases est établi en fonction de la courbure et appliqué en entrée d'antenne. Le gain maximal est cependant faible à cause des différents éléments actifs qui constituent le déphaseur.

#### I.4.1.2. *Les antennes monopôle ou dipôle*

Les antennes dipôles ou monopôles sont caractérisées par leur diagramme de rayonnement omnidirectionnel et par leur faible facteur de qualité. Ces antennes admettent deux points faibles pour les applications textiles, à savoir leurs diagrammes de rayonnement omnidirectionnel et la proximité du corps humain. Cela peut devenir critique si l'antenne fonctionne en émission, le Débit d'Absorption Spécifique DAS pouvant devenir non négligeable.

La taille des dipôles est de l'ordre de la demi-longueur d'onde, mais pour réduire les dimensions de l'antenne il est possible de faire des méandres. Dans les travaux de Psychoudakis [5], l'auteur a réalisé une antenne VHF-UHF pour une application de veste militaire. La longueur d'onde à ces fréquences étant très grande ( $\lambda_0 = 1,3$  m), des méandres sont ainsi réalisés pour diminuer la fréquence de résonance. Les dimensions de l'antenne sont de  $\lambda_0/4,3$ . Le diagramme de rayonnement mesuré à 300 MHz, présente des gains totaux de l'ordre de -15dBi, ce qui est très faible par rapport au gain obtenu avec des patchs.

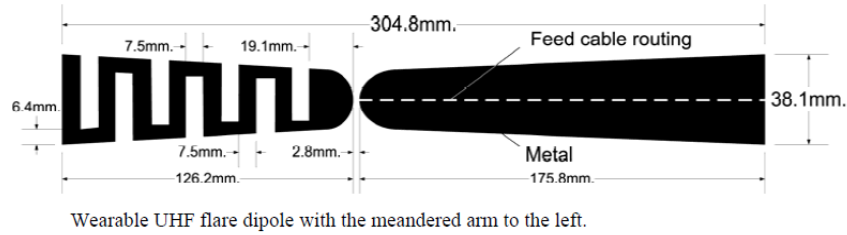


Figure I-4 – Antenne dipôle avec méandres

#### I.4.1.3. Les antennes Ultra Large Bande

Les antennes Ultra Large Bande ULB utilisent la bande de fréquences 3,1-10,6 GHz (norme américaine [6]), pour faire de la communication pulsée. Ces communications sont très robustes au bruit, et notamment sur la réjection des signaux en multi-trajet. De nombreuses antennes ULB sur textile existent dans la littérature. Elles ont la forme de monopôle, comme sur la Figure I-5, et les parties conductrices ou électro-textiles faites de ShieldIt™, sont collées sur un textile de flanelle.

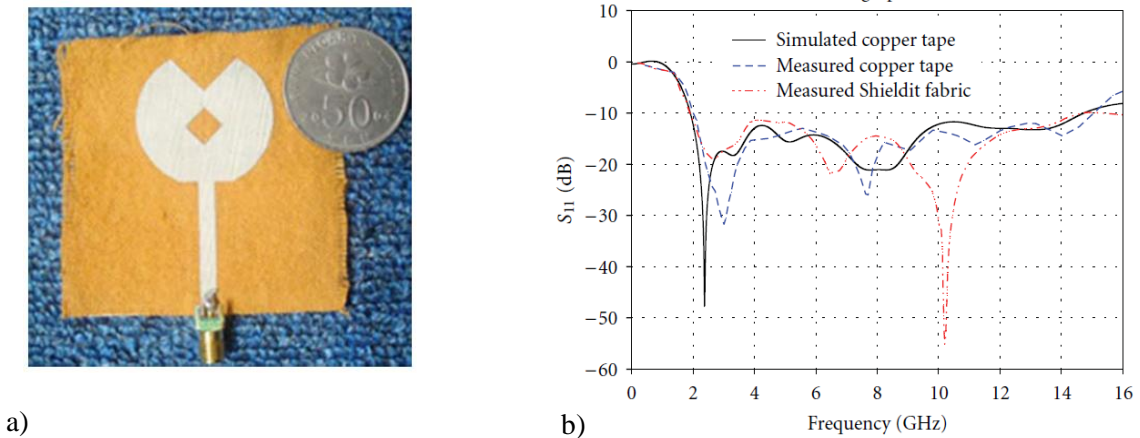


Figure I-5 – Antenne ULB textile : (a) photographie du prototype, (b) coefficient de réflexion de l'antenne ULB textile.

#### I.4.1.4. Les antennes à base de Métamatériaux

Les antennes à rayonnement omnidirectionnel, comme les dipôles, monopôles, nœuds papillon, admettent de faibles gains du fait de leur diagramme de rayonnement et de plus, rayonnent dans le corps humain lorsqu'elles sont à sa proximité. La seule façon d'isoler ce rayonnement néfaste est d'utiliser un plan de masse agissant comme réflecteur. Le problème survient cependant lorsque que l'on rapproche trop près l'antenne du plan de masse. Les courants circulants sur le plan de masse en opposition de phase par rapport au courant sur l'antenne, annihilent alors tout rayonnement de l'antenne. La seule possibilité

d'utilisation de ce plan de masse en présence d'une antenne est de le placer à une distance de  $\lambda/4$  de celle-ci, comme pour un réflecteur. De cette manière, nous obtenons une amélioration des performances de l'antenne sur le diagramme de rayonnement avec diminution du rayonnement arrière. L'inconvénient principal apparaît pour les utilisations en basse fréquence. On obtient alors des longueurs non négligeables pour l'intégration de l'antenne sur le corps ou dans un vêtement.

C'est ici qu'intervient une catégorie de matériaux ayant des propriétés bien spécifiques sur la phase du coefficient de réflexion de la surface. Ces matériaux sont constitués de motifs périodiques métalliques de longueur inférieure à la longueur d'onde. On appelle ces structures des métamatériaux de type **Surface Haute Impédances** SHI. Il existe deux types de surface hautes impédances, d'une part les surfaces à base de **Conducteurs Magnétiques Artificiels** CMA ayant la propriété d'avoir une phase du coefficient de réflexion nulle, et d'autre part les surfaces à **Bande Interdite Electromagnétique** BIE qui ont à la fois la propriété sur la phase du coefficient de réflexion et celle de suppression des ondes sur sa surface à la même fréquence. Ces surfaces hautes impédances ont été inventées dans les années 2000 avec les « Mushroom » de Sievenpiper [7]. Il a fallu attendre 2001, pour voir la première antenne textile à base de métamatériaux de type SHI. Elle fut réalisée par des chercheurs américains dans [8]. La structure est un patch sur une surface à bande interdite électromagnétique, composée de 6\*6 éléments patchs carrés sur laquelle est montée une antenne patch résonant à 2,4 GHz (antenne présentée à la Figure I-6-(a)). L'utilisation d'une telle surface en présence du patch permet de réduire la taille de l'antenne facilitant son intégration dans les vêtements. Sur la Figure I-6-b est présentée la simulation de l'antenne avec et sans surface BIE. Un décalage de la fréquence de résonance vers les fréquences basses en présence du BIE par rapport à l'antenne sans BIE montre bien la possibilité de réduction de dimensions de l'élément rayonnant. Ici le gain maximum est à peu près conservé et atteint 9,9 dBi, contre 10,2 dBi sans surface BIE. L'intégration de cette antenne a conduit l'auteur à réaliser une série de tests en conditions réelles d'intégration, en mesurant les caractéristiques de l'antenne en la conformant autour d'un cylindre de différents diamètres (70mm et 150mm), ces dimensions représentent les dimensions d'un bras, d'une épaule ou d'une cuisse. Le résultat le plus marquant est l'augmentation de l'efficacité (de 5%) de l'antenne même dans des conditions conformes par rapport à une antenne sans surface BIE. Ces résultats d'augmentation d'efficacité ont notamment été relevés dans d'autres publications d'antennes à base de surface BIE mais pas dans le cadre d'applications textiles.



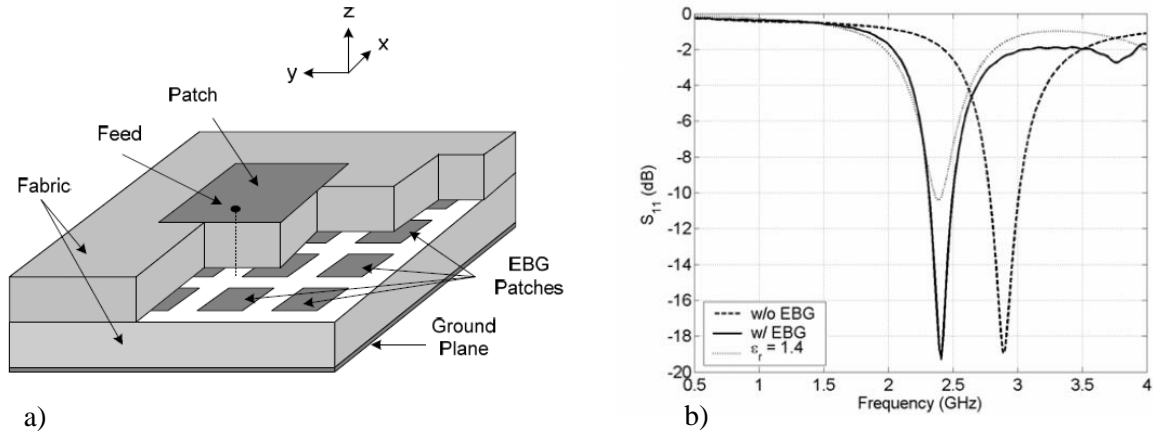


Figure I-6 – Antenne patch à base de métamatériaux de type BIE : (a) présentation de l'antenne, (b) simulation de l'antenne avec et sans surface BIE.

Cette première antenne est mono-bande. Cependant, il est intéressant de développer des antennes bibandes voir multibandes pour couvrir de multiples standards simultanément. Dans les travaux de Langley [9], l'auteur présente une antenne à base de métamatériaux BIE bibandes avec une antenne monopôle alimentée par ligne coplanaire. La surface BIE est composée de  $3 \times 3$  éléments, de forme patch carré avec un anneau carré formant un BIE bibande. Deux résultats principaux sont montrés avec l'augmentation du gain de l'antenne monopôle en présence de cette surface, et la réduction du couplage entre le corps humain et l'antenne. Grâce à la propriété de phase du coefficient de réflexion de la surface BIE, l'antenne peut être plaquée sur cette dernière, et la partie du rayonnement arrière du monopôle est réfléchi en avant ce qui augmente le rayonnement de l'antenne. Le deuxième résultat découlant du premier est l'isolation entre le corps humain et l'antenne. En effet, le plan réflecteur agit comme un bouclier électromagnétique diminuant le rayonnement dans le corps donc améliorant l'isolation. Pour montrer cet effet, l'auteur démontre dans un premier temps qu'en présence ou non du corps humain, l'adaptation de l'antenne ne change quasiment pas. Dans un second temps, l'auteur propose de mesurer la quantité d'énergie rayonnée dans le corps en mesurant le Débit d'Absorption Spécifique DAS (W/kg/1g). Les chiffres sont significatifs avec une réduction d'un facteur 10 par rapport à celui obtenu avec l'antenne monopôle sans BIE.

L'intérêt principal de ce type d'antennes à base de métamatériaux de type BIE, est une diminution des dimensions de l'élément rayonnant dans le cas d'antennes patches, mais surtout l'augmentation du rayonnement et de l'efficacité de l'antenne, avec une diminution de la quantité de rayonnement dans le corps humain. Ces travaux ont été repris dans différentes publications en modifiant la forme des cellules BIE [10].

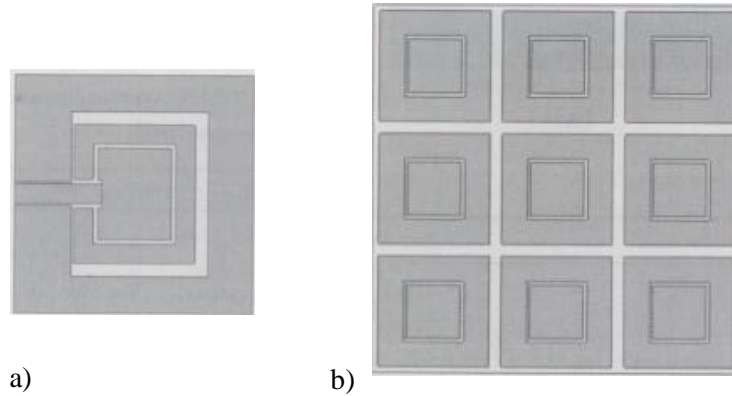


Figure I-7- (a) Antenne coplanaire bibande, (b) Surface BIE bibande.

## I.4.2. *Antennes en polarisation circulaire pour les applications de géolocalisation*

### I.4.2.1. *Introduction*

Les antennes utilisées pour la géolocalisation fonctionnent généralement en polarisation circulaire. Il est cependant possible d'utiliser des antennes en polarisation linéaire mais au détriment de la précision de la position. Ceci est dû aux multi-trajets des signaux réfléchis, par exemple sur les façades d'immeubles en zone urbaine où sur les parois d'une montagne. Dans le cas de liaisons satellites, ce phénomène ne se produit justement pas car l'antenne ne reçoit que les informations en provenance directe du satellite. Ces liaisons nécessitent cependant l'utilisation de la polarisation circulaire pour s'affranchir des problèmes d'alignement et dans le cas de certaines bandes de fréquences de palier le problème de dépolarisation de l'onde lors de la traversée de gouttes d'eau. Il est donc essentiel de concevoir des antennes en polarisation circulaire. En général, pour les services dits « ouverts » ou public, la précision de la position peut être améliorée grâce à l'utilisation des deux fréquences. Pour le GPS et Galileo, les bandes de fonctionnement sont L1 (1,575 GHz) et E5a-b (1,190 GHz). Elles permettent d'avoir une erreur de précision horizontale inférieure à 4 m et une précision verticale de moins de 8 m comparé respectivement à une précision de 5m en horizontal et 35 m en vertical avec un récepteur mono-fréquence. Donc pour avoir une bonne précision, il faut une antenne bibande et en polarisation circulaire. A ces deux premières contraintes vont s'ajouter notamment les contraintes au niveau des diagrammes de rayonnements. Pour des applications textiles, il faut que l'antenne soit facilement intégrable et souple. Il existe bien entendu des matériaux souples comme des textiles, des matières plastiques et des mousses, mais ils ont la particularité d'avoir des permittivités faibles, et donc toute tentative de réduction de taille d'antenne par des substrats hautes permittivités est exclue.

Nous présentons dans les chapitres suivants, la plupart des antennes en polarisation circulaire utilisées par les systèmes de positionnement par satellite.

#### I.4.2.2. *Antennes simple accès*

La plupart des antennes textiles en polarisation circulaire sont en général mono-bande et simple accès et réalisées à l'aide de patches. La polarisation circulaire est établie soit en modifiant légèrement la forme du patch en coupant les coins, ou en réalisant des fentes au centre ou sur les bords du patch. De cette manière, on va créer par dégénérescence de modes orthogonaux qui sont très proches et de déphasage temporel adaptés à la création de la polarisation circulaire.

Dans [11], l'auteur présente un patch à coin coupé sur un substrat faible permittivité de mousse réticulée de 5,55 mm d'épaisseur, la largeur du patch est de 83 mm. Cette solution permet à l'auteur d'obtenir des performances en rayonnement satisfaisantes avec de la polarisation circulaire sur toute la bande L1 du GPS, et une adaptation en entrée de -10 dB. Le gain est de 8,4 dBi.

Dans [12], l'auteur présente une antenne patch avec une seule alimentation et des fentes en forme de polygone découpées dans de l'électro-textile et collées sur un substrat textile Cordura. La taille du patch est de 65 mm sur un substrat d'épaisseur de 3 mm. Grâce à ces fentes, l'antenne admet une polarisation circulaire avec un rapport axial inférieur à 3dB dans la bande de téléphonie par satellite Iridium (1,621 GHz), et un gain en polarisation circulaire droite de 6 dBi. La limitation de cette méthode ne permet pas de couvrir toute la bande GPS (L1) en polarisation circulaire mais en polarisation elliptique. Le gain maximum est de 5 dBi à la fréquence de 1,575 GHz dans la direction perpendiculaire à l'antenne.

La limitation de ce type d'antenne est la largeur de bande en rapport axial. Le seul moyen de pallier à ce problème est d'alimenter une antenne en quadrature de phase. Le chapitre suivant discutera de ces antennes alimentées en quadrature de phase.

#### I.4.2.1. *Antenne double accès*

Même si les antennes simple accès admettent de bonnes performances en rayonnement, cela n'est pas suffisant pour les applications de téléphonie par satellite Iridium.

Un auteur propose une solution d'antenne patch mono-bande double accès avec amplificateur LNA en entrée afin d'augmenter le gain, imprimée sur substrats souples [13]. Cette antenne est constituée de deux parties. Sur la première couche se trouve un patch alimenté par deux fentes couplées orthogonalement, et sur sa couche inférieure le circuit d'alimentation (amplificateur et coupleur hybride discret). La taille de l'antenne est d'une largeur de 100 mm et d'épaisseur 7,7 mm (Figure I-9). L'alimentation est réalisée sur un substrat souple en feuille polyimide d'épaisseur 0,450 mm. Ce type de substrat est notamment utilisé

dans les téléphones portables à clapets pour connecter l'écran au téléphone. En entrée, l'amplificateur faible bruit de près de 20 dB permet d'augmenter le gain maximum de l'antenne qui passe ainsi de 5,5 dBi à 25 dBi. Le rapport axial est inférieur à 3 dB dans la direction perpendiculaire sur les bandes GPS-L1 et Iridium. Par contre, la mesure du DAS de cette antenne dans la bande Iridium n'est pas du tout étudiée, et cela peut être un problème car le système d'alimentation n'est pas blindé et risque de rayonner dans le corps humain du fait de la présence de fentes d'excitation dans le plan de masse.

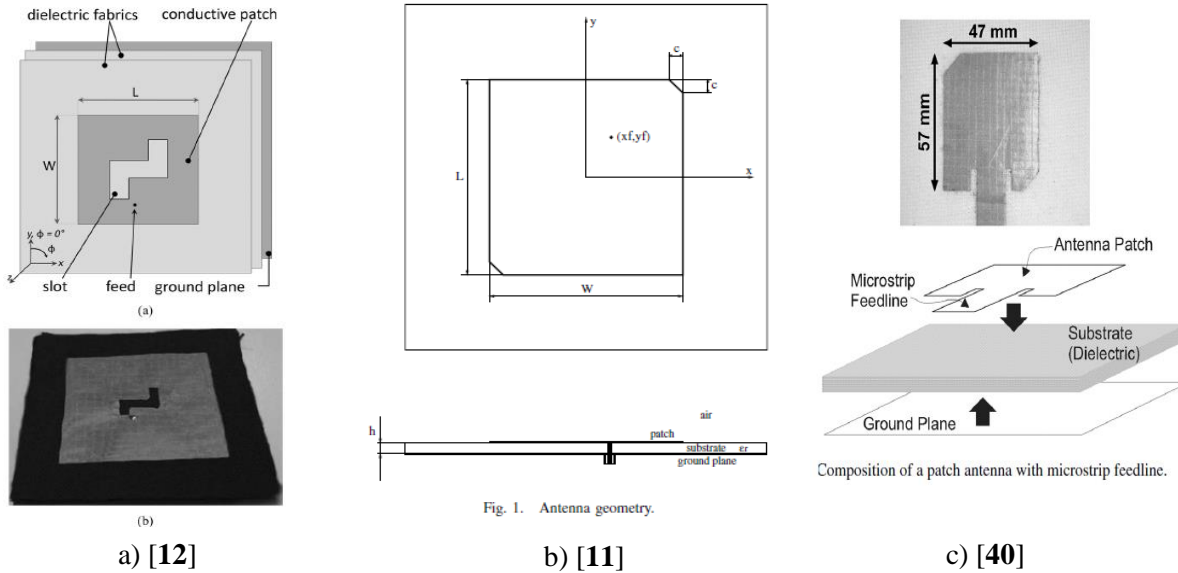


Figure I-8 – Antennes textiles en polarisation circulaire : (a) antenne à fente GPS L1, (b) antenne coins coupés GPS L1- Iridium (1,625 GHz), (c) antenne GPS-L1 coins coupés.

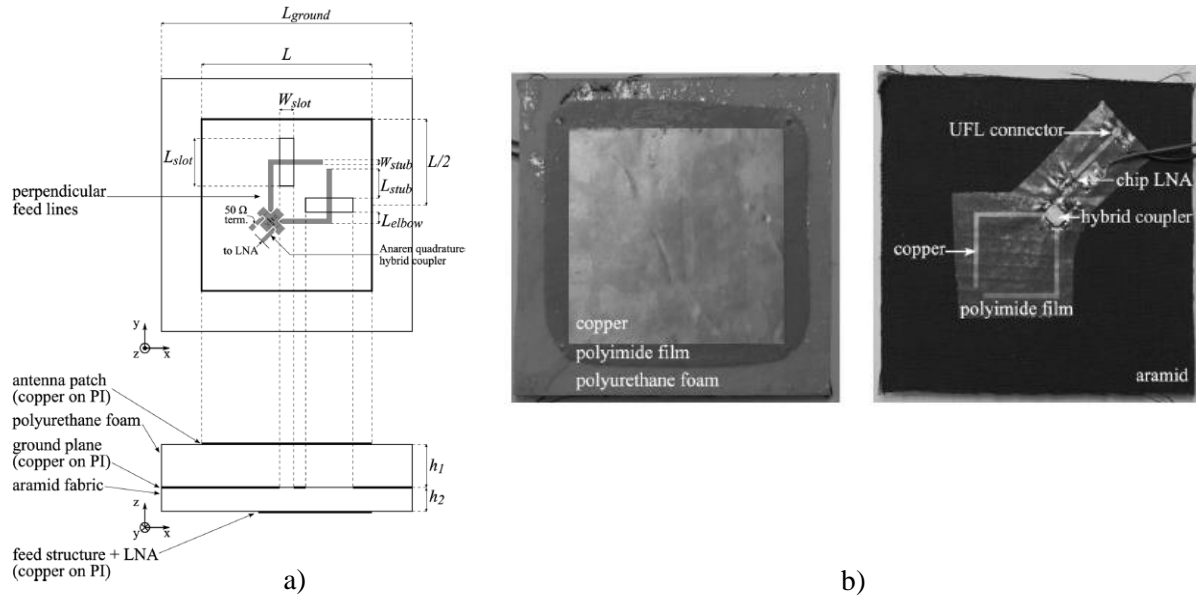


Figure I-9 – Antenne active proposée pour la bande GPS L1 et Iridium (1,625 GHz) : (a) vue schématique, (b) photographie du prototype.

## I.5. LES SYSTEMES DE GEOLOCALISATION PAR SATELLITE

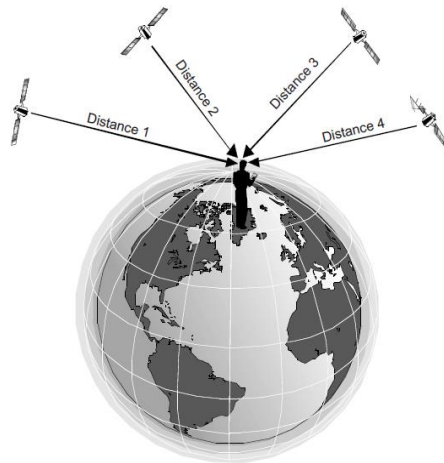
Références principales [14] [15] [16] [17] [18] [19]

Les systèmes de géolocalisation et de navigation par satellite extrêmement utiles existent dans de nombreux objets intelligents, smart phones, moyens de transport (avion, automobile ou voie maritime), mais aussi dans des systèmes de sauvetage de personnes, de mesure de déplacement de plaques tectoniques... Ces systèmes de positionnement par satellite requièrent plus ou moins de complexité en fonction du besoin et de la précision désirée sur la position. Un système GPS intégré dans un smart-phone n'aura pas la même précision, qu'un système embarqué sur un navire devant positionner une plateforme pétrolière. Il est donc important de savoir comment fonctionnent ces systèmes pour pouvoir évaluer les besoins matériels en fonction de l'application.

### I.5.1. Généralités sur le fonctionnement des GNSS

Le positionnement par satellite est basé sur le principe de la triangulation. Un usager positionné à une latitude, longitude, et altitude, reçoit les signaux de plusieurs satellites en orbite autour de la terre, et calcule par triangulation, la position dans le référentiel de la Terre (Figure I-10). Ce calcul est obtenu grâce à des horloges ultra-stables dans le temps embarquées dans les satellites. Il y a aussi une très bonne

synchronisation entre tous les satellites. Le calcul de la distance en temps réel entre un satellite et l'utilisateur est ainsi fait, puis avec la triangulation l'utilisateur sait exactement à quelle endroit il se trouve sur la Terre.



*Figure I-10- Principe de mesure de la position par triangulation.*

Pour obtenir l'ensemble de conditions évoquées (synchronisation, horloge, référentiel...), les systèmes de positionnement ont été divisés en trois segments principaux qui sont :

- Le segment spatial,
- Le segment contrôle,
- Le segment utilisateur.

Le segment contrôle est l'ensemble des équipements au sol nécessaire pour la surveillance et les corrections apportées aux satellites lorsque ceux dérivent de leur trajectoire, ou à synchronisation des satellites. Ce segment de contrôle se divise en station de mesure, de correction et de calcul, de surveillance et de communication.

Le segment spatial comporte l'ensemble des constellations des satellites, le nombre de satellites varie selon les systèmes de positionnement (24 pour le GPS, 24 pour GLONASS, 30 pour Galiléo), ce qui permet de recevoir à une position sur la terre de recevoir simultanément les signaux de 3 à 4 satellites. Ces satellites évoluent à des altitudes supérieures à 20000 km. La révolution d'un satellite varie en fonction de l'altitude. Le GPS admet une révolution complète autour de la Terre en 12 h pour des satellites à 20200 km d'altitude, contre 14 h pour Galileo qui a des satellites évoluant à 23000 km d'altitudes. Chaque système satellitaire envoie des signaux sur des bandes de fréquences, dont l'utilisation dépend du mode de fonctionnement de l'utilisateur, si l'utilisateur fonctionne en service gratuit (OS : Open Service), ou en service réglementé qui est en général payant.

Le segment utilisateur est constitué de récepteurs conçus afin de décoder le signal transmis par les satellites pour déterminer leur position, ainsi que la vitesse de l'utilisateur. Au départ, le seul utilisateur était l'armée américaine qui utilisait le GPS pour son matériel intégré dans des véhicules jeeps, des bateaux, des avions, des tanks ou des sous-marins. Le système GPS était également intégré dans des équipements individuels pour les soldats. Aujourd'hui le segment utilisateur a été élargi aux civils, pour les voitures par exemple.

### ***I.5.2. Services ouvert des utilisateurs***

Chaque système de positionnement propose à ses utilisateurs, des services dits ouverts (gratuits), ou des services réglementés (payants). Ces services dépendent de l'utilisation et du besoin des utilisateurs, concernant la précision souhaitée, l'intégrité du signal, le nombre de bandes de fréquence d'utilisation, et le temps de synchronisation.

Cependant, quel que soit le service utilisé, les signaux émis sont en polarisation circulaire, ce qui veut dire que le champ électrique  $E$  tourne tout au long de la propagation. Dans le cas idéal, la polarisation circulaire décrit un cercle. On parle cependant de polarisation circulaire (mais il faudrait plutôt dire elliptique), tant que le rapport des axes de l'ellipse décrite est inférieur à deux en linéaire ou bien à 3 dB.

Le service le plus utilisé est le service ouvert au public, avec une utilisation mono-fréquence (pour le GPS la fréquence L1, pour Galiléo soit la fréquence E5a seule, E5b seule ou L1-B seule). Ce service permet d'avoir une précision de 10 m en latitude et longitude et de 35 m en altitude. Pour améliorer la précision, il faut utiliser une fréquence supplémentaire, un récepteur bibande est alors utilisé. La précision est améliorée (inférieure à 3 m en latitude et longitude et 4 m en altitude). Pour le GPS, l'utilisation bibande correspond à l'utilisation des bandes de fréquence de L1 et L2 simultanées et pour Galiléo l'utilisation des fréquences E5a et L1-B.

Si l'on cherche à obtenir une plus grande précision, il faut utiliser un récepteur tri-bande. La précision devient de l'ordre de la dizaine de centimètres, mais en revanche il faudra utiliser un service réglementé et payant. Pour augmenter encore la précision, des mesures de position différentielle permettent de passer la barre du centimètre voir du millimètre dans le cadre de mesure de mouvement de plaques tectoniques.

### ***I.5.3. Interopérabilité entre le GPS et Galileo***

L'existence de plusieurs systèmes de navigation par satellites GNSS pose la question de leur interopérabilité, c'est-à-dire de leur capacité à fonctionner ensemble. Sur la Figure I-11 est représenté l'ensemble des fréquences des différents standards GNSS, Galiléo, GLONASS et GPS. Certaines de ces

fréquences se recouvrent ce qui pourrait poser certains problèmes si les systèmes ne sont pas interopérables.

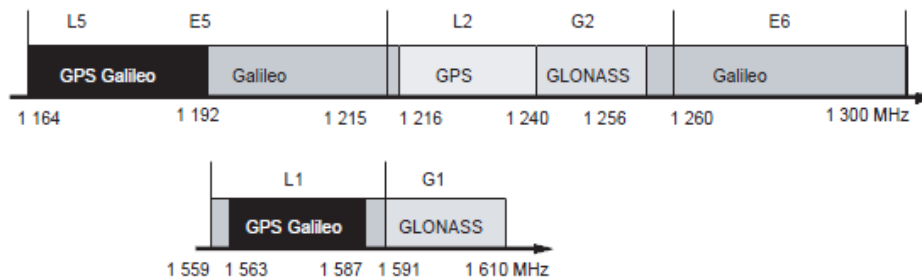


Figure I-11 - Fréquences utilisées par les satellites des différents GNSS, GPS GLONASS et Galileo.

L'interopérabilité des systèmes GNSS permet non seulement d'assurer la coexistence des différents systèmes dans leurs zones de service communes, mais également d'offrir des performances accrues aux usagers munis de récepteurs multistandards, c'est-à-dire susceptible de combiner plusieurs services GNSS.

En particulier, la combinaison des mesures en provenance de systèmes différents dans un même calcul de positionnement offre une bien meilleure disponibilité du service. En zone urbaine, par exemple, un récepteur GPS/Galileo soumis à des masquages importants continuera à obtenir un service de positionnement avec deux satellites GPS et deux satellites Galileo en visibilité, alors que des récepteurs GPS seul ou Galileo seul ne fourniraient plus de positionnement faute d'avoir au minimum quatre satellites en vue.

L'interopérabilité des systèmes GNSS repose sur plusieurs caractéristiques :

- Les référentiels géodésiques : ces points de références terrestres par rapport auxquels sont fournies les informations de position et sont propres à chaque GNSS, ce qui peut se révéler problématique en cas d'utilisation combinée de plusieurs systèmes,
- Les référentiels de temps : chaque GNSS établit sa référence de temps propre, le temps système du GNSS, qui sert de base aux calculs de position effectués par les récepteurs,
- La compatibilité électromagnétique des signaux : il s'agit de s'assurer que, sur les lieux où plusieurs GNSS diffusent leurs services, les signaux d'un GNSS ne perturbent pas la bonne réception des signaux d'un autre GNSS,
- La définition du signal, des messages de navigation et du calcul de la solution de navigation : en cas d'utilisation combinée de plusieurs GNSS, le récepteur doit pouvoir s'adapter au standard du signal défini pour chacun des GNSS.



Les systèmes GPS et Galileo étant interoperables, les référentiels géodésiques et temporels, ainsi que les signaux et les messages de ces deux systèmes, peuvent être utilisés de façon intégrée par un récepteur conçu à cet effet.

Pour la grande majorité des utilisateurs, il n'y aura donc pas de concurrence entre GPS et Galileo, mais au contraire une complémentarité, qui permettra d'augmenter les performances de positionnement.

Un des effets directs de la possibilité de combiner les mesures GPS et Galileo est l'amélioration considérable des performances géométriques offertes aux utilisateurs : le DOP (Dilution Of Precision) est amélioré, et la résistance aux masquages (dans les zones urbaines) est fortement renforcée.

# Chapitre II : MATERIAUX SOUPLES ET ELECTRO-TEXTILES

<b>II.1. CARACTERISATION DE SUBSTRATS SOUPLES FAIBLES PERMITTIVITES .....</b>	<b>22</b>
II.1.1. Introduction .....	22
II.1.2. Matériaux souples.....	22
II.1.3. Les propriétés des substrats diélectriques utilisés dans la fabrication d’antennes portables .....	24
II.1.4. Techniques de mesure de permittivité sur des diélectriques.....	25
II.1.5. Synthèse de la caractérisation des trois matériaux souples.....	34
<b>II.2. CARACTERISATION DE MATERIAUX CONDUCTEURS TEXTILES.....</b>	<b>36</b>
II.2.1. Les électro-textiles.....	36
II.2.2. Mesures d’électro-textiles pour des applications haute fréquence avec antenne de type patch .....	37
<b>II.3. TECHNIQUE DE REALISATION D’ANTENNE SUR ELECTRO-TEXTILES .....</b>	<b>39</b>
<b>II.4. CONCLUSION.....</b>	<b>41</b>

-

## II.1. CARACTERISATION DE SUBSTRATS SOUPLES FAIBLES PERMITTIVITES

### II.1.1. *Introduction*

Les antennes pour applications textiles doivent être souples, légères et conformées pour une bonne intégration dans un vêtement afin que l'utilisateur ne soit pas gêné lorsqu'il se déplace. La caractérisation de matériaux compatibles avec les applications textiles est essentielle car nous avons besoin des propriétés électriques des matériaux pour effectuer les simulations électromagnétiques. Nous devons étudier ces matériaux qui seront les supports de nos antennes. La caractérisation de ces substrats permet ainsi d'obtenir la permittivité relative  $\epsilon_r$  et les tangentes de pertes  $\tan \delta$ . Nous étudierons par la suite, des textiles conducteurs que l'on nomme électro-textiles.

Nous proposons ici la caractérisation diélectrique de différents substrats souples et l'étude des performances en rayonnement de deux électro-textiles.

### II.1.2. *Matériaux souples*

Nous décidons de mesurer la caractéristique diélectrique de différents substrats souples, tel que la feutrine [20], la mousse polyéthylène [21] et un substrat plastique de type lanière PCV. La Figure II-1 présente les substrats souples sous conformation autour d'un cylindre que nous allons caractériser.

La feutrine est un textile à base de fibre végétale naturelle de cellulose de bois (100%). Ce textile n'est pas tissé, les fibres sont arrangées de manière aléatoire. Ce matériau est utilisé pour la décoration de textile.

La lanière plastique est constituée de PolyChlorure de Vinyl (PCV), matériau souple et transparent. Cette lanière est normalement utilisée comme rideau d'isolation dans les grandes chaînes de froid.

La mousse polyéthylène est une mousse d'hydrocarbure réticulée alvéolée d'air, légère et qui n'absorbe pas l'eau. Ce type de matériau est utilisé pour couvrir des surfaces non planes comme par exemple des radômes.

Les tissus d'aramide [22] sont des fibres synthétiques fabriquées à partir de polyamides aromatiques ou polyamide-imide. Ces tissus admettent d'excellentes propriétés mécaniques à hautes températures, sans fonte du textile (ne fond pas à la température de 220°C pendant plus de 10 ans). Pour accroître la résistance mécanique, l'aramide est mélangé à d'autres fibres synthétiques comme le Kevlar, ils sont utilisés pour des applications militaires [23] (gilet balistique), le spatial (nid d'abeille : nida) et l'aéronautique. Les tissus des vêtements de pompier sont constitués de 95% de fibre d'aramide, de 5% de

fibre de kevlar. Ces tissus ont déjà été étudiés dans [24] pour la conception d'antenne intégrées dans des vêtements de pompier. Nous n'avons pas caractérisé ce matériau, mais il est intéressant de connaître ses caractéristiques physiques et électriques pour avoir un élément de comparaison.

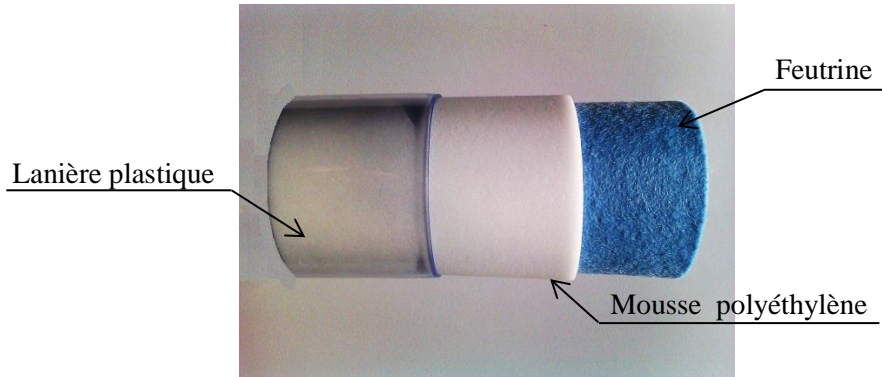


Figure II-1 – Substrats souples à mesurer.

La polaire (en anglais Fleece) est aussi utilisée comme support pour les antennes [25], mais là aussi nous n'avons pas caractérisé ce matériau, nous l'utiliserons pour avoir un autre élément de comparaison.

Dans le Tableau II-1, les propriétés physiques des trois substrats souples caractérisés sont énumérées, ainsi que deux autres textiles souples utilisés pour des applications antennaires. Le matériau le plus léger est la mousse polyéthylène disponible en deux épaisseurs de 3,4 et 6,4 mm, il est aussi le plus cher. La feutrine quant à elle est un peu plus lourde mais le prix est plus faible, elle reste cependant un matériau textile. Le choix final du substrat se fera après la caractérisation des différents textiles afin de savoir lequel convient le mieux.

Substrats souples	Densité (kg/m <sup>3</sup> )	Épaisseur (mm)	Température d'utilisation (°C)	Absorption d'humidité	Coût (€/m <sup>2</sup> )
Lanière PVC	-	2,5; 4	-30/+60	Non	25 (Ep.2,5)
Mousse polyéthylène [21]	32	3,2; 6,4	-80/+85	Non	36 (Ep.3,2)
Feutrine [20]	140	1; 2; 4	-	Oui	13,8 (Ep 2)
Polaire [25]	100	2,56	-40/+180	Oui	-
Aramide [24]	450	0,4	Résistant au feu	Oui	7,5
Polyimide [26]	1420	0,025	-269/400	Non	-

Tableau II-1 – Données fabricants des différents substrats souples.

### II.1.3. *Les propriétés des substrats diélectriques utilisés dans la fabrication d'antennes portables*

Les performances des antennes imprimées dépendent du bon choix du substrat sur lequel elles seront réalisées [27]. Le substrat n'est pas seulement un support physique pour l'antenne mais affecte aussi ses propriétés en termes de fréquence de résonance, bande passante et d'efficacité de rayonnement. Pour des antennes imprimées [28], les champs électromagnétiques existants sont à l'intérieur du substrat. Si le substrat admet des pertes, l'efficacité de l'antenne diminue [29]. L'épaisseur et la permittivité du substrat influent aussi sur la bande passante de l'antenne [30].

Le bon choix de substrat doit permettre de satisfaire à la fois les contraintes mécaniques (souplesse) mais aussi les contraintes électriques ( $\tan \delta$ ).

#### II.1.3.1. *Permittivité*

La permittivité est la propriété définie comme la quantité de charges électriques pouvant être emmagasinées dans un volume donné. L'unité de la permittivité est le Farad/mètre (F/m). La permittivité du vide est noté  $\epsilon_0$ , sa valeur est de  $8,854 \times 10^{-12}$  F/m. Les matériaux autres que le vide ont des valeurs de permittivités absolues  $\epsilon$  plus grandes que  $\epsilon_0$ , et sont toujours référencées à la permittivité relative, notée :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad \text{Eq. II.1}$$

Les constantes diélectriques sont fonction de la fréquence et il est important de caractériser un substrat sur une gamme de fréquence. Pour tenir compte des effets de bords des champs électromagnétiques, la permittivité des substrats diélectriques est remplacée par une permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$ .

Idéalement, les matériaux diélectriques avec de faibles tangentes de pertes sont préférés pour avoir un maximum d'efficacité de rayonnement de l'antenne. Cependant il y a toujours des pertes associées au diélectrique, que l'on exprime par l'apparition d'une partie imaginaire dans l'expression de la permittivité.

La permittivité d'un diélectrique est donc en général complexe et s'écrit :

$$\epsilon = \epsilon' + j\epsilon'' \quad \text{Eq. II.2}$$

Où  $\epsilon'$  est la partie réelle de la permittivité (constante diélectrique) et  $\epsilon''$  est la partie imaginaire de la permittivité représentant les pertes.

### II.1.3.2. *Tangente de pertes tan δ*

Pour quantifier les pertes diélectriques d'un matériau, un autre terme connu sous le nom de tangente de pertes ( $\tan \delta$ ) est aussi utilisé, et reste le plus répandu auprès des fabricants de substrats. Les tangentes de pertes caractérisent la quantité de puissance convertie en chaleur dans le matériau. Elles sont données comme le rapport entre la partie imaginaire  $\varepsilon''$  et la partie réelle  $\varepsilon'$  de la permittivité :

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad \text{Eq. II.3}$$

Plus la tangente de pertes est élevée, plus le diélectrique sera à pertes. Des pertes élevées donnent une réduction de l'efficacité de rayonnement. Dans notre étude, seuls les matériaux à faibles tangentes de pertes seront envisagés. Par exemple, nous pourrions comparer un substrat textile de type feutrine de  $\tan \delta = 0,015$  avec un substrat FR4 époxy dont les pertes sont de 0,028.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter des techniques différentes permettant de relever les valeurs de permittivité définies ci-dessus.

### II.1.4. *Techniques de mesure de permittivité sur des diélectriques*

Plusieurs techniques ont été développées pour la mesure des propriétés complexes diélectriques dans le domaine fréquentiel. [31] [32] [33] [34]

Les quatre techniques possibles de mesure de diélectrique sont :

- La technique des lignes en transmission/réflexion,
- La technique de la sonde coaxiale ouverte,
- La technique de mesure en espace libre,
- La technique par résonance.

#### II.1.4.1. *Technique des lignes en transmission/réflexion*

Cette technique a l'avantage d'être large bande [35]. Elle consiste à placer un échantillon de matériau dans la longueur d'un guide d'onde ou d'une ligne coaxiale (Figure II-2). Deux ports d'un analyseur de réseaux vectoriel sont connectés au guide ou à la ligne permettant la mesure des paramètres S du dispositif sous test. Nous pouvons ainsi obtenir la permittivité et les tangentes de pertes du matériau.

Cette méthode exige la préparation des échantillons à mesurer car ils doivent avoir la même taille que le guide d'onde. L'efficacité de la méthode dépend du « gap d'air » qui est l'écart entre l'échantillon et la

ligne guidée. On obtient de bons résultats avec cette méthode pour des céramiques mais de mauvais pour des textiles car ils ne sont pas totalement homogènes.

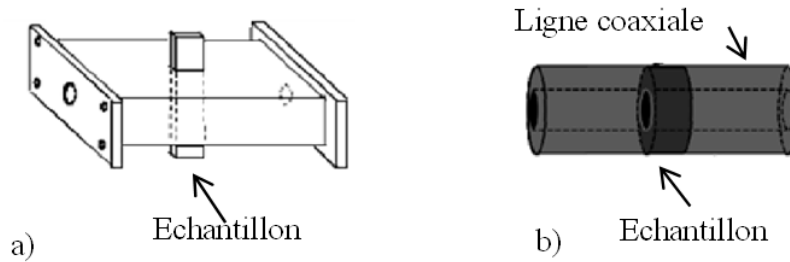


Figure II-2 – Banc de caractérisation avec ligne de transmission : (a) technique du guide d'onde, (b) technique de la ligne coaxiale.

#### II.1.4.2. *Technique de mesure en espace libre*

Cette méthode utilise deux antennes placées face à face et connectées à un analyseur de réseaux vectoriel. L'échantillon sous test est placé entre les deux antennes de telle sorte que l'onde se propage à travers l'échantillon. La limitation de cette méthode est liée à l'obtention d'échantillons larges et plats. La précision de la mesure peut être affectée par de multiples réflexions entre l'antenne et la surface, et aussi par des effets de diffraction des bords des échantillons.

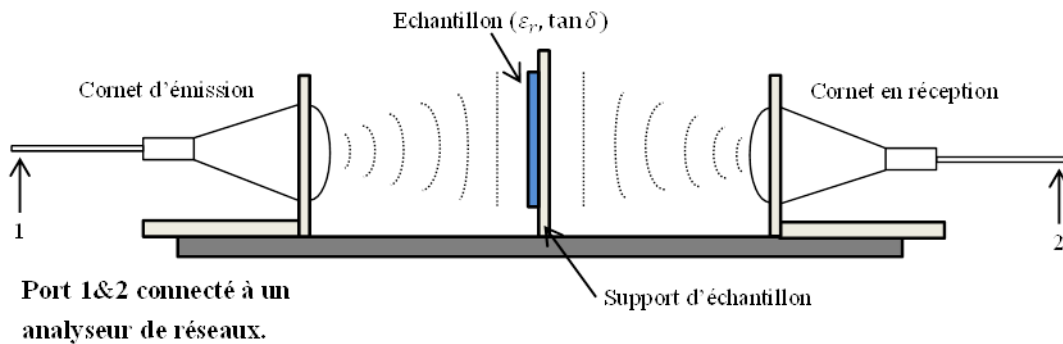


Figure II-3 – Banc de mesure de permittivité en espace libre.

#### II.1.4.3. *Technique par résonance*

Cette technique par résonance offre une plus grande précision de mesure de permittivité et permet la mesure de matériaux faible pertes qui ne peuvent pas être mesurés avec d'autres techniques. Il y a un grand nombre disponible de mesure par résonance, comme par exemple celle des cavités raisonnantes

Fabry-Pérot. Les propriétés diélectriques d'un échantillon peuvent être déterminées en mesurant tout d'abord la fréquence de résonance et le facteur de qualité de la cavité vide, ensuite on répète la même procédure mais cette fois-ci avec la cavité remplie d'un diélectrique. La permittivité et les tangentes de pertes peuvent être déduites de la fréquence de résonance, le facteur de qualité et l'épaisseur de l'échantillon. Mais cette méthode présente une limitation sur une étude large bande car la taille de la cavité détermine la longueur d'onde et les modes de cavité fixent la gamme d'étude de l'échantillon.

#### II.1.4.3.1. *Méthode du T résonant*

Dans les travaux [10], l'auteur propose une méthode de mesure de permittivité basée sur des lignes chargées par un stub et étudiées en transmission. Bien que cette méthode ne soit pas large bande, on pourra calculer à la fréquence centrale de 1,4 GHz, qui est le milieu entre les deux bandes GPS (L1-L2). La permittivité ne devrait pas beaucoup dériver autour de cette fréquence.

La ligne chargée par un stub multiple de  $\lambda/4$  est présentée Figure II-4. Cette ligne est réalisée avec du scotch métallique cuivré sur l'échantillon à caractériser, L représentant la longueur du stub,  $\lambda_g$  la longueur d'onde guidée dans le substrat. Deux sondes coaxiales SMA sont soudées à chaque extrémité de la ligne.

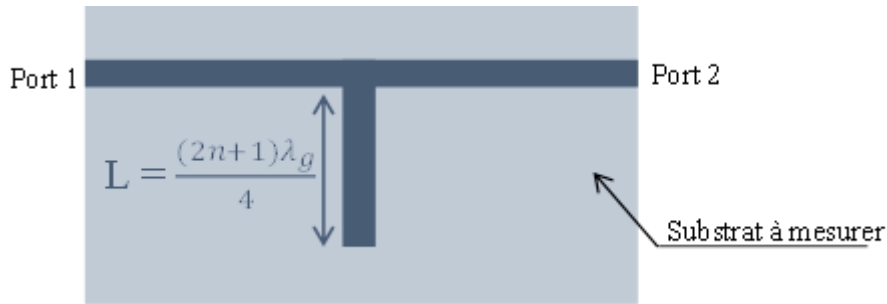


Figure II-4 - Ligne T résonnante.

Les mesures de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de l'antenne permettent de déterminer la constante de diélectrique et les tangentes de pertes de l'échantillon, d'après les formules suivantes :

$$\epsilon_{r_{eff}} = \left( \frac{c}{4f_r L} \right)^2 \quad \text{Eq. II.4}$$

$$\tan \delta = \frac{1}{Q} = \frac{\Delta f}{f_0} \quad \text{Eq. II.5}$$



Avec  $c$ , la célérité dans le vide,  $f_0$  la fréquence de résonance du stub et  $\Delta f$ , l'ouverture à +3 dB mesurée au niveau du coefficient de transmission ( $S_{21}$ ).

La détermination des caractéristiques électriques de l'échantillon est faite en mesurant les paramètres S ( $S_{21}$  et  $S_{11}$ ) de la ligne. Grâce au logiciel HFSS, on effectue une rétro-simulation pour faire correspondre les courbes en transmission en agissant sur la permittivité relative du matériau.

Pour déterminer les pertes ( $\tan \delta$ ) du matériau, la technique consiste en la réalisation de deux lignes différentes (une avec stub et l'autre sans). La ligne sans stub est utilisée pour calibration du VNA, et la ligne avec stub est mesurée en  $S_{21}$  pour extraire finalement  $\tan \delta$ . On peut avoir la confirmation de cette valeur en effectuant une rétro-simulation en insérant la valeur mesurée dans HFSS.

➤ Mesure de la mousse polyéthylène

On caractérise un échantillon de mousse polyéthylène d'épaisseur ( $h = 3$  mm) en réalisant une ligne microruban d'impédance  $50 \Omega$  (largeur  $W = 9$  mm) reliée à un stub en son milieu (longueur du stub  $L = 51$  mm). Deux lignes sont ainsi réalisées (Figure II-5), une sans stub pour le calibrage de l'analyseur de réseaux, et une avec stub pour mesure de la transmission de la ligne ( $S_{21}$ ).

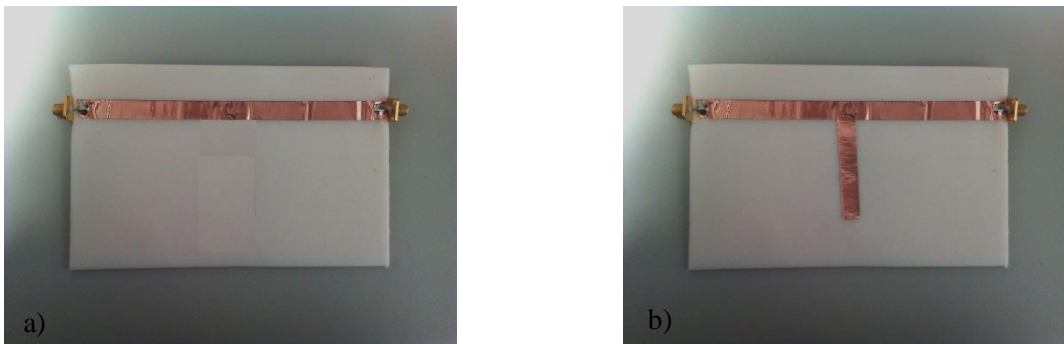


Figure II-5 – Photographie des lignes microruban pour caractérisation d'échantillon de mousse polyéthylène : (a) ligne pour calibration de l'analyseur de réseaux, (b) ligne chargée par un stub.

La mesure de la transmission faite (Figure II-6), la permittivité relative ( $\epsilon_r = 1,08$ ) est extraite de la simulation de la ligne en présence du T résonnant. Les tangentes de perte ( $\tan \delta = 0,01$ ) sont calculées grâce à l'équation Eq II.5.

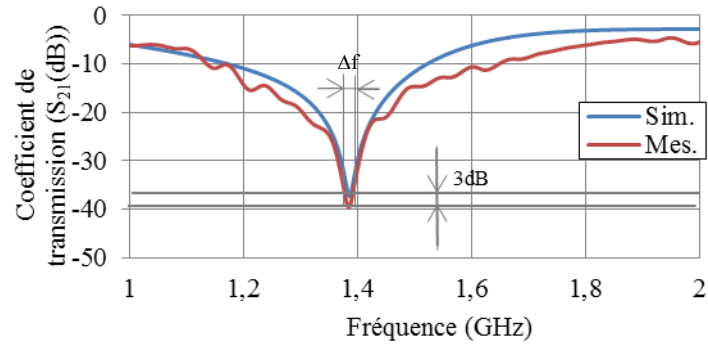


Figure II-6 – Coefficient de transmission  $S_{21}$ (dB) en mesure et simulation pour la ligne T résonnante pour l'échantillon de mousse polyéthylène.

➤ Mesure de la feutrine

On caractérise un échantillon de feutrine d'épaisseur ( $h = 2$  mm) en réalisant une ligne microruban d'impédance  $50 \Omega$  (largeur  $W = 9$ mm) reliée à un stub en son milieu (longueur du stub  $L = 48$  mm). Deux lignes sont ainsi réalisées (Figure II-7), une sans stub pour le calibrage de l'analyseur de réseaux, et une avec stub pour mesure de la transmission de la ligne ( $S_{21}$ ).

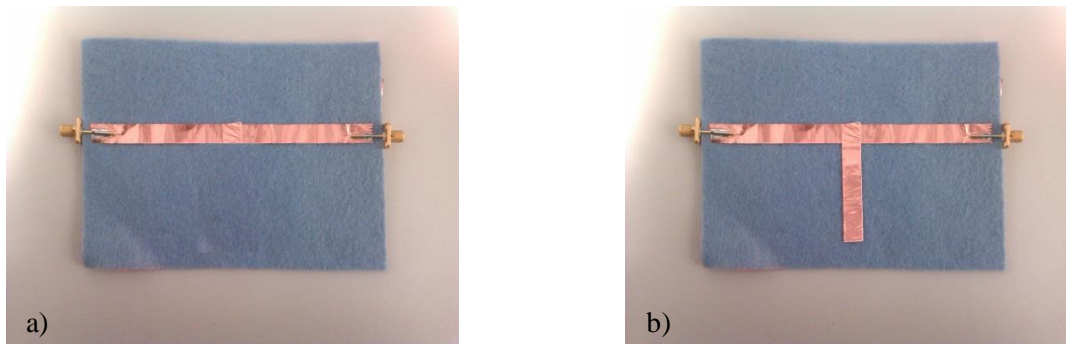


Figure II-7 - Photographie des lignes microruban pour caractérisation d'échantillon de feutrine : (a) ligne pour calibration de l'analyseur de réseaux, (b) ligne chargée par un stub.

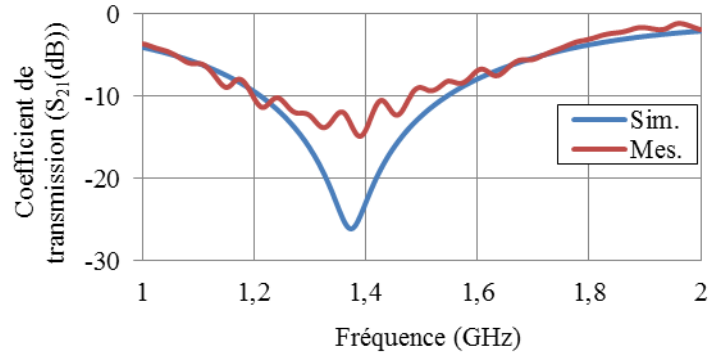


Figure II-8 - Coefficient de transmission  $S_{21}$ (dB) en mesure et simulation pour la ligne T résonnante pour l'échantillon de la feutrine.

La mesure de la transmission est faite (Figure II-8), la permittivité relative ( $\epsilon_r = 1,29$ ) est extraite de la simulation de la ligne en présence du T résonnant, les tangentes de pertes ( $\tan \delta = 0,038$ ) sont calculées grâce à l'équation Eq II.5.

➤ Mesure de la lanière plastique PVC

On caractérise un échantillon de lanière plastique PVC d'épaisseur ( $h = 1,7$  mm) en réalisant une ligne microruban d'impédance  $50 \Omega$  (largeur  $W = 4$  mm) reliée à un stub en son milieu (longueur du stub  $L = 38$  mm). Deux lignes sont ainsi réalisées (Figure II-9), une sans stub pour le calibrage de l'analyseur de réseaux, et une avec stub pour mesure de la transmission de la ligne ( $S_{21}$ ).

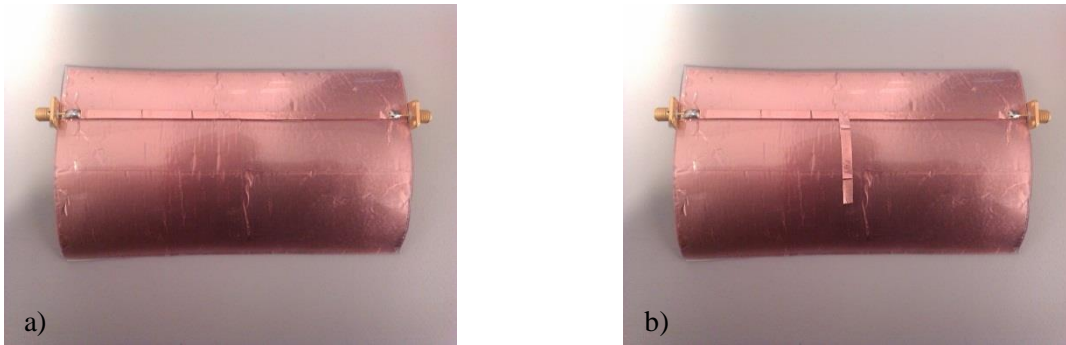


Figure II-9 - Photographie des lignes microruban pour caractérisation d'échantillon de lanière plastique PVC : (a) ligne pour calibration de l'analyseur de réseaux, (b) ligne chargée par un stub.

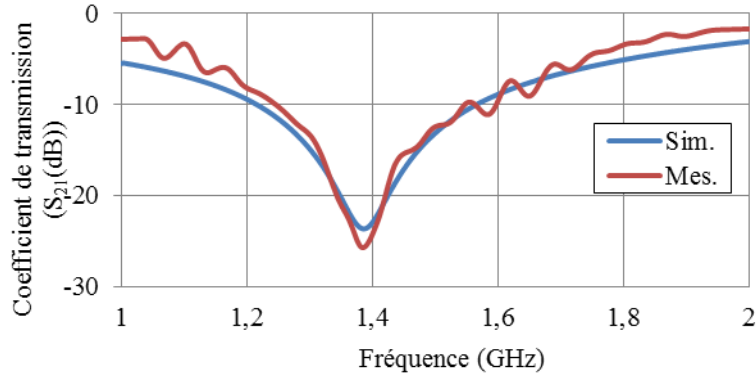


Figure II-10 - Coefficient de transmission  $S_{21}$ (dB) en mesure et simulation pour la ligne T résonnante pour l'échantillon de la lanière plastique PVC.

La mesure de la transmission faite (Figure II-10), la permittivité relative ( $\epsilon_r = 2,8$ ) est extraite de la simulation de la ligne en présence du T résonnant, les tangentes de pertes ( $\tan \delta = 0,035$ ) sont calculées grâce à l'équation Eq II.5.

Les valeurs de permittivités et de tangentes de pertes pour les trois substrats sont énumérées dans le Tableau II-2.

Substrats ou échantillons	$\epsilon'(\epsilon_r)$ mesurée	$\tan \delta$ mesurée	$\epsilon'(\epsilon_r)$ fabricant	$\tan \delta$ fabricant
Lanière PVC	2,8	0,035	—	—
Mousse polyéthylène	1,08	0,01	1,05	0,009
Feutrine	1,29	0,039	—	—

Tableau II-2 - Valeurs de permittivités et de tangentes de pertes des différents substrats souples extraites par la méthode du T résonnant.

#### II.1.4.4. *Technique de la sonde coaxiale ouverte*

La technique de la sonde coaxiale présente l'avantage d'être une méthode non destructive [34]. Si l'on compare par exemple à la méthode vue précédemment qui requiert la réalisation de ligne microruban sur le substrat, cela implique d'avoir une sonde étroite qui presse le spécimen ou qui soit immergée dans des liquides (Figure II-11). Cette technique est basée sur la mesure des coefficients de réflexion. Avec cette technique, l'échantillon peut être placé au contact de la sonde sans causer de dégradation du substrat ou bien changer les caractéristiques diélectriques du matériau. Seules les mesures en réflexion sont

disponibles et l'efficacité de la méthode peut être affectée par les « gaps » d'air entre et autour de la sonde du matériau à mesurer.

Nous choisissons de caractériser nos substrats souples en utilisant cette méthode car nous disposons d'un kit sonde Agilent 85070.

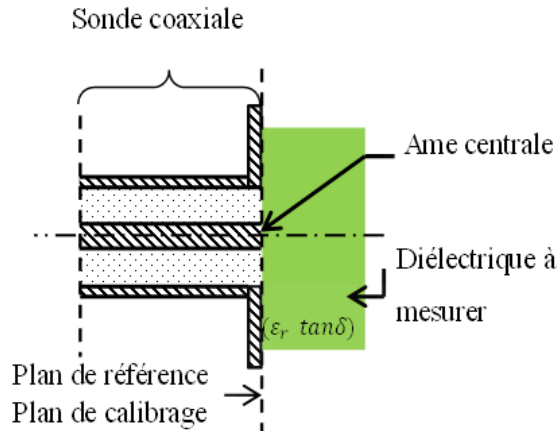


Figure II-11 – Sonde coaxiale en présence de l'échantillon à caractériser.

#### II.1.4.4.1. *Mesures de substrats souples par la méthode de sonde ouverte*

La méthode utilisée pour la mesure de la constante diélectrique et des tangentes de pertes est la méthode par sonde ouverte. Cette méthode consiste à simplement toucher la sonde avec un solide plat ou bien en immergeant la sonde dans une solution. Les champs à l'extrémité de la sonde sont modifiés par la présence de l'échantillon, causant une réflexion  $S_{11}$  liée aux paramètres du substrat.

La mesure de permittivité du substrat utilise un kit de mesure HP 85070B. Ce dispositif permet de mesurer un échantillon de 200 MHz à 20 GHz. Le kit comprend une sonde reliée à un analyseur de réseaux, et positionnée sur un socle en porcelaine (Figure II-12 et Figure II-13).

On effectue une calibration dans l'air, avec un circuit fermé et une fiole d'eau distillée. Après cette calibration, nous mettons un échantillon d'épaisseur  $h$  donné par la documentation, et nous pouvons mesurer directement les parties réelle et imaginaire de la permittivité relative ( $\epsilon_r', \epsilon_r''$ ).

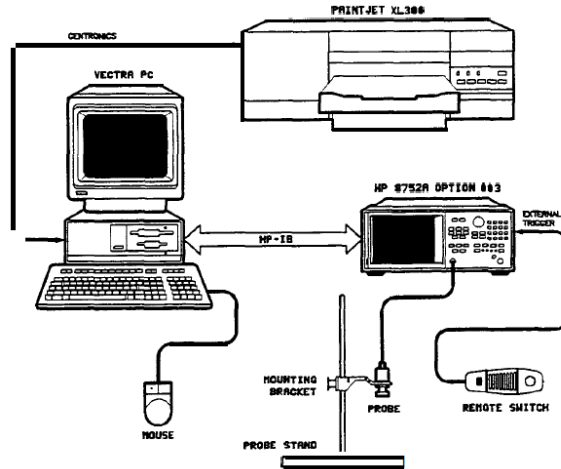


Figure II-12 – Schéma du dispositif de caractérisation de substrat avec la sonde coaxiale ouverte.

Les valeurs mesurées de la permittivité sont représentées Figure II-14 pour une bande de fréquences allant de 1 GHz à 3 GHz. La mesure de la partie réelle nous donne l'information sur la permittivité relative du matériau. La mesure de l'air a été aussi faite pour comparaison. Dans le cas de substrat textile comme la feutrine, la permittivité relative est de 1,25, ce qui est proche de l'air. La mousse polyéthylène admet une permittivité moyenne de 1,05, cette valeur confirme les résultats donnés dans la documentation du produit [21]. Par contre les tangentes de pertes ( $\tan \delta$ ) ne sont pas données ici car les valeurs obtenues sont négatives, ce qui est physiquement impossible. En fait, le dispositif ne peut mesurer des pertes inférieures à 0,05. Nous avons vérifié ceci en mesurant une épaisseur d'air de 25 mm (Figure II-14-b), nous obtenons des valeurs inférieures à 0. Par contre, la lanière PVC admet beaucoup de pertes, les tangentes de pertes sont cette fois-ci strictement positives. Pour les bandes GPS, on relève  $\tan \delta = 0,05$  sur la bande L2 et 0,07 sur la bande L1. La permittivité relative de la lanière quant à elle est de 2,87 sur les deux bandes du GPS.

Nous avons pu caractériser différents matériaux souples (feutrine, mousse polyéthylène et lanière PVC). La permittivité relative des matériaux textiles et mousses étant faible (proche de l'air), les tangentes de pertes n'ont pas pu être mesurées avec la technique de la sonde ouverte. Les données fabricant de la mousse polyéthylène indiquent des tangentes de pertes de l'ordre 0,009, ce qui est très faible, ce matériau est un bon candidat mais ce n'est pas un textile. Par contre, la lanière plastique admet une permittivité relative de 2,87, ce qui est une bonne solution pour miniaturiser les antennes, mais possède des tangentes de pertes supérieures à 0,05. En comparaison, ces valeurs sont supérieures à celles du FR4.

Les valeurs de permittivités relative et de tangentes de pertes sont présentées Tableau II-3.

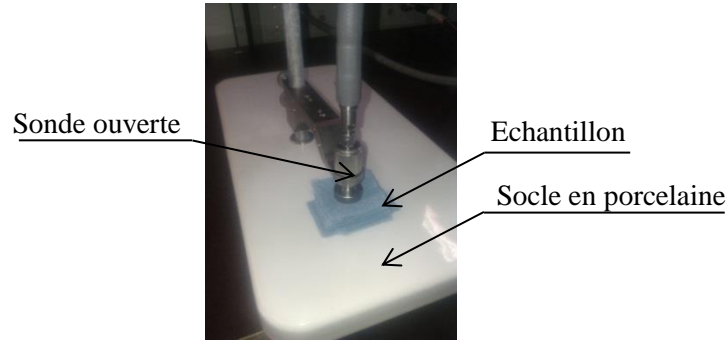


Figure II-13 – Banc de caractérisation de permittivité par sonde coaxiale ouverte avec un échantillon de feutrine.

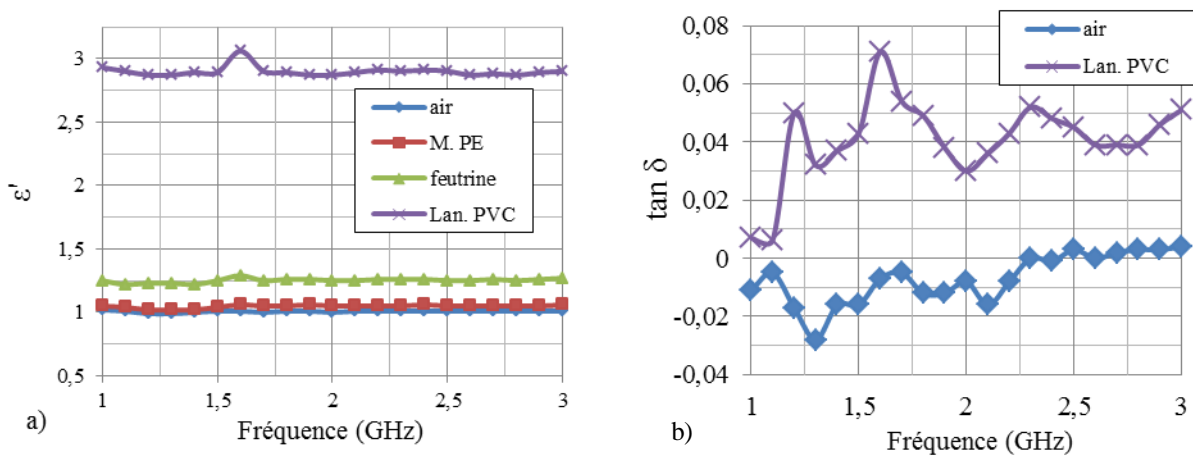


Figure II-14 – Mesure des différents diélectriques souples comparée à l'air : (a) partie réelle de  $\epsilon$ , (b) tangente de pertes  $\tan \delta$ .

Substrats ou échantillons	$\epsilon'(\epsilon_r)$ mesurée	$\tan \delta$ mesurée	$\epsilon'(\epsilon_r)$ fabricant	$\tan \delta$ fabricant
Lanière PVC	2,87	0,05 @ 1,22 GHz 0,07 @ 1,575 GHz	—	—
Mousse polyéthylène	1,05	—	1,05	0,009
Feutrine	1,25	—	—	—

Tableau II-3 – Valeurs de permittivités et de pertes des différents substrats souples extraites par la méthode de la sonde coaxiale ouverte.

### II.1.5. Synthèse de la caractérisation des trois matériaux souples.

Les trois matériaux souples présentés dans II.1.2 ont été caractérisés par leur permittivité relative et leurs pertes par deux méthodes différentes, une méthode résonnante faible bande et une méthode large bande par sonde coaxiale ouverte. Les valeurs mesurées des permittivités relatives par ces deux méthodes sont très proches l'une de l'autre avec une erreur inférieure à 5 %, par contre les pertes évaluées pour la lanière sont différentes de près de 35 %. Lors de caractérisation de la lanière plastique avec la sonde coaxiale ouverte, l'épaisseur de l'échantillon mesuré était de 20 mm, et de 2,5 mm avec la méthode du T résonnant, les pertes sont beaucoup plus « denses » car l'échantillon est plus épais. Nous avons résumé ces valeurs dans le Tableau II-4.

Les valeurs finales choisies pour la suite des études sont les valeurs de permittivités relatives et tangentes de pertes trouvées par la méthode de sonde coaxiale ouverte.

	Méthodes de caractérisation			
	Ligne résonnante en T		Sonde coaxiale ouverte	
Substrats souples	$\epsilon_r$	$\tan \delta$	$\epsilon_r$	$\tan \delta$
Mousse polyethylene	1,08	0,01	1,05	-
Feutrine	1,29	0,039	1,25	-
Lanière	2,8	0,035	2,87	0,05

*Tableau II-4 – Tableau récapitulatifs des valeurs de permittivités des différents substrats par deux méthodes de mesures différentes.*



## II.2. CARACTERISATION DE MATERIAUX CONDUCTEURS TEXTILES

### II.2.1. *Les électro-textiles*

Toutes les antennes ont besoin d'un matériau conducteur soit pour le plan de masse soit pour l'élément rayonnant. Le courant traversant le conducteur responsable du rayonnement dépend de la conductivité électrique du conducteur. La conductivité, mesurée en Siemens par mètre (S/m), est la capacité du matériau à laisser passer les charges électriques à travers lui. Idéalement, les conducteurs électriques parfaits (CEP) possèdent une conductivité infinie. Cependant, en réalité, tous les matériaux ont une conductivité limitée. Par exemple le cuivre possède une conductivité de  $5,8 \times 10^7$  S/m. Nous avons besoin de savoir si les matériaux conducteurs textiles ou électro-textiles admettent de bonnes performances. Nous allons devoir mettre en place un système caractérisant les performances de ces électro-textiles, nous le traiterons dans la partie suivante.

Les matériaux textiles conducteurs ou électro-textiles ont été utilisés auparavant comme des conducteurs ordinaires dans de nombreuses applications [36] [37]. De nombreux chercheurs ont présenté différents travaux sur la conception d'antennes les utilisant [38] [39] [40], ce qui ouvre la voie à l'utilisation potentielle des électro-textiles pour des applications portables.

Les caractéristiques exigées des textiles conducteurs pour les applications portables sont donc:

- Conductivité élevée – une résistance (inférieure à  $0,5\Omega/\square$ ) faible et stable pour minimiser les pertes,
- Homogénéité – il doit posséder un minimum de variation de résistance,
- Drapabilité – l'électro-textile doit être assez souple pour être porté confortablement.

Après avoir fait des recherches sur des textiles conducteurs, il a été décidé de se procurer des échantillons de Less EMF Inc [41]. Deux différents électro-textiles ShieldIt™ et Pure Copper Polyester Taffeta Fabric ont également été commandés. Tous ces textiles peuvent être coupés et cousus comme des textiles ordinaires.

La Figure II-15 présente une photographie de ces électro-textiles sous différentes vues. Ces tissus sont préformés en un maillage bidimensionnel et se composent de deux mèches entrelacées orthogonalement, tissées dans la direction de la chaîne et de la trame de la préforme. Il existe plusieurs types de maillage préformé mais celui utilisé ici est le Taffetas : chaque mèche de chaîne passe au-dessus de chaque mèche de trame. Ce type de maillage est très utilisé car très résistant du point de vue mécanique grâce à son tissage multi-échelle, et très fin.

Le ShieldIt™ est un textile à base de fils polyester étamés avec une couche de Nickel et Cuivre comportant un adhésif thermocollant. Tandis que le Pure Copper Polyester Taffetas Fabric est formé de fil de nylon étamé avec seulement du cuivre et sans dispositif de collage.

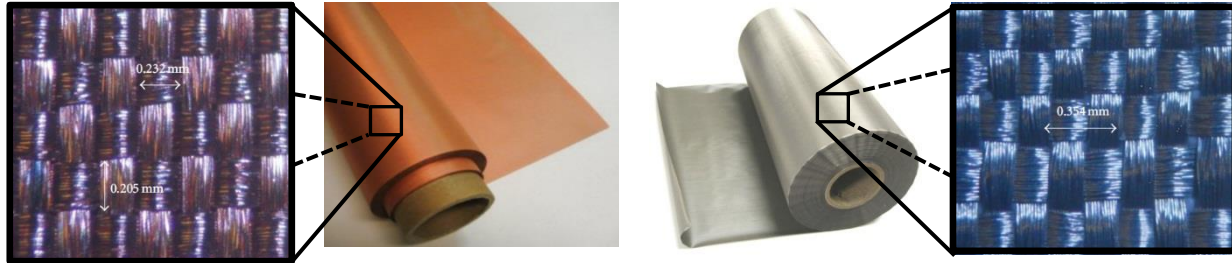


Figure II-15- Electro-textiles Taffetas Pure Copper (à gauche), ShieldIt™ (à droite), vue à l'échelle macroscopique et l'échelle mésoscopique.

Ces deux électro-textiles doivent être testés pour voir s'ils conviennent à la conception d'antenne. Pour cela, que nous allons fabriquer des antennes patches résonnant à 1,6 GHz utilisant ces électro-textiles, et nous les comparerons à un conducteur métallique cuivré (Scotch métallique 3M).

### II.2.2. Mesures d'électro-textiles pour des applications haute fréquence avec antenne de type patch

Nous avons réalisé trois antennes sur substrat mousse polyéthylène faibles pertes. L'une avec du scotch métallique, la seconde en Taffetas et la troisième en ShieldIt. La taille du plan de masse est de 120 mm de large. Les patches sont alimentés par sonde coaxiale à 25 mm de leur bord. Les dimensions du patch sont de 85 mm\*74 mm. Les mesures du coefficient de ces trois antennes ont été relevées Figure II-17. Nous prenons le patch avec scotch métallique comme référence. Les trois antennes sont adaptées à -10 dB avec un léger décalage fréquentiel, provenant d'un mauvais positionnement de la sonde coaxiale. Dans le pire des cas, c'est-à-dire pour l'antenne à base de conducteurs ShieldIt, nous avons un décalage de 2,4 % sur la fréquence de résonnance comparée à l'antenne scotch métallique, ce qui reste cependant très acceptable. Nous observons une meilleure adaptation pour le Taffetas.

Pour vérifier les performances en rayonnement, nous décidons de mesurer l'efficacité de ces antennes Figure II-18-(a) dans la bande d'adaptation, à l'aide de la station de mesure Satimo à Orange-Labs La Turbie. Les meilleures performances s'obtiennent pour le patch scotch métallique avec près de 70 % d'efficacité totale maximale, contre 65% pour le Taffetas et 60% pour le ShieldIt. Cette chute d'efficacité vient en fait de la conductivité du métal, moins importante pour des métaux à base de Nickel. La conductivité du cuivre est de  $5,8 \times 10^7$  Siemens/m et la conductivité du Nickel est de  $1,45 \times 10^7$  Siemens/m.

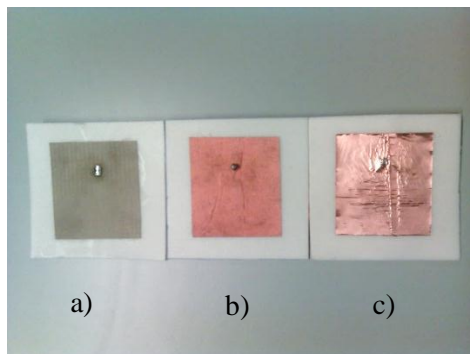


Figure II-16 – Patches sur substrat mousse polyéthylène : (a) ShieldIt, (b) Taffetas Copper, (c) Scotch métallique en cuivre.

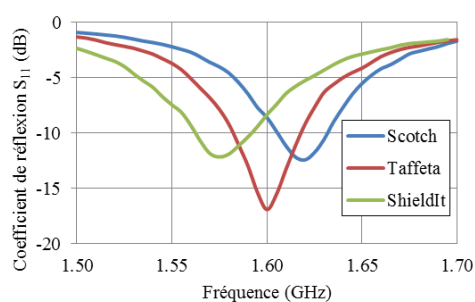


Figure II-17 – Coefficients de réflexion  $S_{11}$  mesurés des antennes avec conducteurs scotch métallique, Taffetas et ShieldIt.

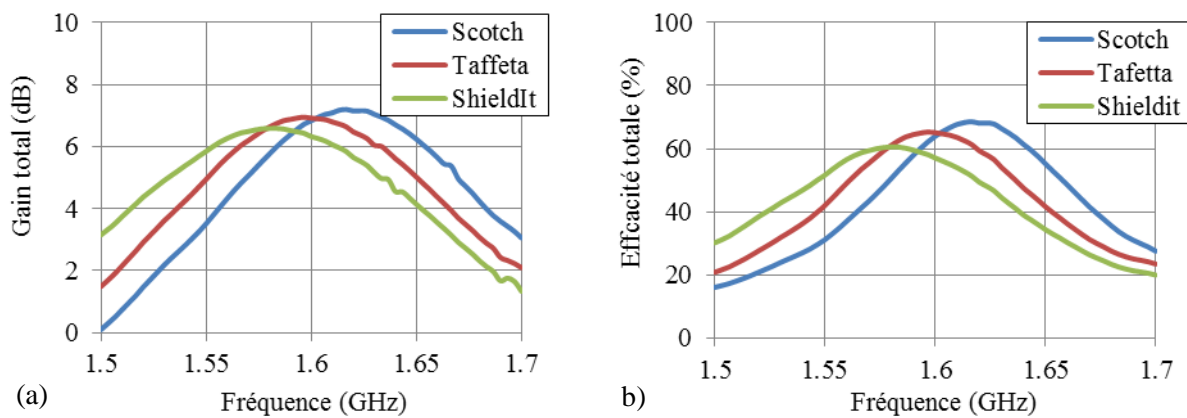


Figure II-18 – Mesure du rayonnement des antennes avec conducteurs scotch métallique, Taffetas, ShieldIt : (a) Gain total, (b) Efficacité totale.

## II.3. TECHNIQUE DE REALISATION D'ANTENNE SUR ELECTRO-TEXTILES

Il existe plusieurs technologies de réalisation d'antenne sur textile. Dans les travaux de thèse de Mantash [10], l'auteur récapitule toutes les technologies de réalisation d'antenne. Les antennes peuvent être brodées sur un substrat souple à l'aide de machine à couture perfectionnée, ou bien assemblées avec des électro-textiles et de la colle conductrice. Cependant, bien que cette méthode soit très efficace du point de vue des performances en rayonnement, elle peut présenter des microfissures lorsque l'antenne est pliée. Il est notamment possible de couper les électro-textiles de manière automatisée ou à la main avec un cutter. Les morceaux de textile sont ensuite regroupés sur une feuille de transfert, puis les morceaux sont collés avec de la colle ou bien par thermocollage (propriété de certains électro-textiles). L'inconvénient de cette technique est la précision des découpes et aussi du placement des différents morceaux. Cette méthode a été utilisée tout au long de ma thèse pour la réalisation de mes prototypes d'antennes. Une méthode qui n'a pas encore été utilisée est la gravure des électro-textiles, grâce à cette technique nous pourrions augmenter la précision des réalisations.

Le principe de la gravure est de pulvériser sur une couche métallique plane un verni photosensible. Une fois que le verni est sec, il faut imprimer avec une lampe à ultraviolets les motifs souhaités en utilisant un masque typon ayant les motifs de l'antenne. Quand la surface est insolée, vient ensuite une étape de révélation des motifs par des produits chimiques spécifiques (similaire aux produits utilisés dans les laboratoires photo), les parties non insolées vont être dissoutes par ces produits chimiques. Il ne restera alors que les motifs à graver par des produits chimiques hautement corrosifs pour les métaux, comme le perchlorure de fer, ou bien du persulfate d'ammonium. Une fois les motifs gravés, le verni protecteur est dissout avec de l'acétone. Cette technique est très efficace et très répandue pour les PCB car elle permet d'avoir des résolutions de l'ordre de 0,2 mm avec des vernis photosensibles en spray ou bien avec des plaques de substrat pré-sensibilisées.

Or cette technique ne fonctionne pas sur des électro-textiles. En fait, lorsque le verni est appliqué sur le textile, il y a un phénomène d'absorption, et même en pulvérisant plusieurs fois tout en laissant sécher chaque couche de verni, nous n'arrivons pas à le graver correctement, le verni allait se fixer dans le creux des mailles de l'électro-textile (Figure II-20-b). Une partie des conducteurs n'étant pas protégée lors de la gravure, les fils métalliques étaient attaqués par les produits chimiques. Une autre chose très importante à ne pas négliger est la gravure de l'électro-textile sur les deux faces. Si l'on ne protège l'électro-textile que d'un côté, les fils conducteurs sous les motifs vont être coupés. Nous pouvons voir ces fils coupés sur la Figure II-19.

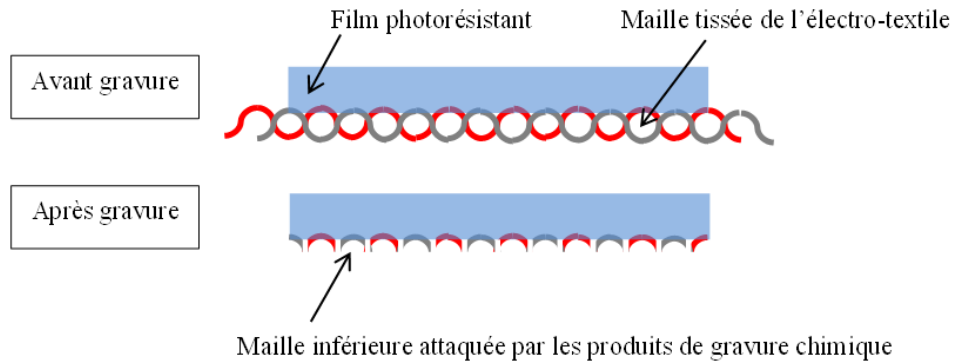


Figure II-19 – Méthode de gravure de l'électro-textile.

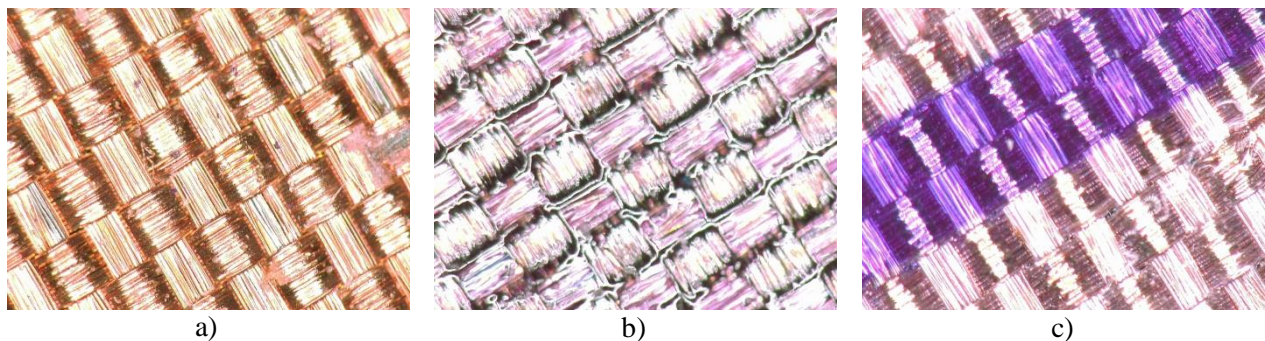


Figure II-20 – Photographie du textile Taffetas copper : (a) avant impression, (b) après impression d'une couche photosensible en spray, (c) impression avec feuille photosensibles après insolation.

Nous avons procédé à une vérification de cette méthode en imprimant sur un électro-textile de type Taffetas Copper un motif de forme spirale. Nous avons réalisé deux typons identiques pour imprimer de chaque côté de l'électro-textile, nous avons collé deux feuilles photosensibles [42] à l'aide d'un fer à repasser. Normalement un lamineur à chaud est requis pour réaliser cette opération mais nous n'en avons pas à disposition, puis nous avons insolé les deux faces, révélé puis gravé. Une fois insolée, la résine change de couleur et devient plus foncée, comme on peut le voir sur la Figure II-20-c et sur la Figure II-21-a.

Nous avons procédé à la gravure d'un motif spirale sur le textile. Le prototype est montré Figure II-21, avant et après gravure. Nous avons testé la continuité de l'électro-textile à l'aide d'un multimètre, mais cela ne reste pas suffisant pour évaluer les bonnes performances de cette technique. Il faudra alors réaliser un prototype d'antenne ou bien les caractériser par le biais de lignes microruban de différentes largeurs. Par manque de temps, nous ne réaliserons qu'un seul essai d'antenne gravée par cette méthode.



Figure II-21 – Photographies d'un échantillon d'électrotextile Taffetas Copper gravé avec l'utilisation de film photo-résistant Dupont<sup>TM</sup> Riston<sup>®</sup> : (a) avant gravure, (b) après gravure.

## II.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié différents types de matériaux souples et différents types d'électro-textiles. Les matériaux souples étudiés sont des substrats mousse polyéthylène, feutrine et lanière plastique. La lanière plastique est un bon substrat si nous ne considérons que la permittivité relative du matériau (de l'ordre 2,85) qui permet une réduction de taille d'antenne. En revanche, les tangentes de pertes sont beaucoup trop importantes pour que nous puissions l'utiliser, ce qui pourrait dégrader les performances en efficacité de nos antennes. La mousse polyéthylène et la feutrine admettent certes une faible permittivité relative  $\sim 1$ , mais des tangentes de pertes inférieures au seuil de 0,05 de détection de la sonde. Nous préférons utiliser alors la mousse polyéthylène car les données constructeurs, nous renseignent sur les tangentes de pertes de 0,009.

Finalement, nous avons retenu les valeurs de permittivités relatives obtenues avec la méthode de caractérisation de la sonde coaxiale ouverte, et les valeurs de tangentes de pertes obtenues par la méthode de la ligne résonnante en forme de T. Ces valeurs ont été regroupées dans le Tableau II-5.

Les performances des électro-textiles ont été étudiées dans ce chapitre. Nous avons conçu et réalisé trois antennes sur un substrat mousse polyéthylène avec deux électro-textiles, Taffetas Copper à base de fils nylons étamés avec du cuivre, et le ShieldIt à base de fils polyesters étamés avec un alliage de nickel et de cuivre. Ces deux électro-textiles ont été comparés à une antenne à base scotch métallique. Nous avons pu déduire que les deux électro-textiles sont de bonnes qualités puisque nous sommes proches des performances de l'antenne avec le scotch métallique. On préférera utiliser le Taffetas Copper du point de

vue de ces performances électriques, mais d'un point de vue pratique le ShieldIt dispose d'un adhésif thermocollant. Par contre, le thermocollage sur mousse polyéthylène ne fonctionne pas correctement car la température de collage est supérieure à la température d'utilisation de la mousse polyéthylène donnée par le constructeur.

Une nouvelle technique de gravure sur textile a été développée, grâce à l'utilisation de film plastique photorésistant. Un essai de gravure a été mené et reste concluant pour l'utilisation de cette technique. En revanche cette méthode n'a pas du tout été caractérisée pour évaluer quelle précision peut être obtenue avec cette technique.

*Tableau II-5 – Valeurs retenues de la caractérisation des trois matériaux souples.*

Substrats souples	Permittivités relatives	Tangente de pertes
	$\epsilon_r$	$\tan \delta$
Mousse polyéthylène	1,05	0,01
Feutrine	1,25	0,39
Lanière	2,87	0,05

## Chapitre III : ANTENNE DE TYPE PATCH

III.1. INTRODUCTION	44
III.2. LES ANTENNES EN POLARISATION LINEAIRE	45
III.2.1. Antenne mono-bande alimentée par ligne couplée en forme de T en polarisation linéaire	45
III.2.2. Antenne bibande à fentes	51
III.3. LES CIRCUITS POUR L'OBTENTION DE SIGNAUX EN QUADRATURE DE PHASE	62
III.3.1. Les coupleurs hybrides	62
III.3.2. Diviseurs de puissance en quadrature à base de ligne composites main droite/main gauche	65
III.3.3. Conclusion	71
III.4. ANTENNES EN POLARISATION CIRCULAIRE	72
III.4.1. Antenne mono-bande avec alimentation par ligne couplée	72
III.4.2. Antenne bibande	76
III.5. CONCLUSION	80



## III.1. INTRODUCTION

Les antennes à base de métamatériaux de type Conducteurs Magnétiques Artificiels CMA pour le standard GPS (L1/L2) ont montré leurs faiblesses (Chapitre IV) car il est difficile de miniaturiser les motifs sur des substrats faibles permittivités. Même en utilisant des techniques de miniaturisation avec des motifs de formes spirales, les tailles de cellules restent cependant larges (IV.3.4) rendant difficile l'intégration dans un vêtement. Nous nous sommes donc orientés vers des solutions de type patches plus simples, moins larges, qui, grâce à leur plan de masse, admettent peu d'interaction avec le corps humain, du fait de leur diagramme de rayonnement plus directif.

Des travaux d'antennes mono-bande en polarisation circulaire sur substrats textiles ont déjà été réalisés pour la bande GPS-L1 [43]. Dans ce chapitre, nous développerons des antennes bibandes avec des patches à fentes en polarisation linéaire puis en polarisation circulaire.

La polarisation circulaire peut être créée à l'aide d'un ou plusieurs accès d'alimentation. Les antennes imprimées à polarisation circulaire comportant plusieurs accès d'alimentation ont généralement l'avantage de proposer une large bande passante en polarisation circulaire. L'inconvénient de ce type d'antenne est qu'elle nécessite un circuit d'alimentation extérieur assez complexe qui augmente la taille de la structure. Une deuxième méthode d'obtention de polarisation circulaire est la génération d'un mode dégénéré qui peut être séparé en deux modes orthogonaux excités grâce à une perturbation géométrique (techniques de dissymétrie, patch coin coupé [44], alimentation sur la diagonale [45]). Cette méthode présente l'inconvénient d'offrir une pureté de polarisation fortement sensible aux dimensions et aux caractéristiques du substrat et une faible bande passante en polarisation circulaire. C'est pourquoi, la polarisation circulaire sera obtenue en utilisant deux alimentations en quadrature de phase.

Les antennes patches sont généralement alimentées par sonde coaxiale, or cette méthode présente l'inconvénient de déchirer les électro-textiles lorsqu'une pression est exercée sur ceux-ci. La seconde technique est d'alimenter les patches par ligne microruban. L'alimentation se faisant sur le côté, cette technique est efficace mais ne convient pas aux patches bibandes à fentes. Alors, grâce aux travaux sur des alimentations par lignes couplées [46] [47], nous avons développé une méthode d'alimentation de ligne couplée en forme de T, ce qui permet d'alimenter un patch avec fentes sans modifier la forme de celui-ci. Cette technique avait été développée pour découpler les signaux RF des signaux continu dans le cadre d'antennes actives.

Dans ce chapitre, nous étudierons des antennes patches bibandes à fentes d'abord en polarisation linéaire puis en polarisation circulaire avec deux accès en quadrature de phase. Les systèmes d'alimentation en quadrature seront aussi abordés, avec une technologie coupleur hybride et une à base de

métamatériaux de type ligne CRLH (Composite Right Left – Handed). La technique d'alimentation par ligne couplée sera également étudiée dans le cas d'antennes patches mono-bandes en polarisation circulaire et bibandes en polarisation linéaire.

## III.2. LES ANTENNES EN POLARISATION LINEAIRE

Avant d'étudier les antennes en polarisation circulaire, il a fallu tout d'abord étudier des antennes en polarisation linéaire en monobande et bibande. Les antennes étudiées seront des patches, avec deux types d'alimentation, une alimentation par sonde coaxiale perpendiculaire au patch et une alimentation par ligne couplée en forme de T.

### III.2.1. Antenne mono-bande alimentée par ligne couplée en forme de T en polarisation linéaire

#### III.2.1.1. Présentation de l'antenne

Une antenne de type patch sur substrat textile de type feutrine est proposée ici, se basant sur des travaux d'antenne en polarisation circulaire [48] avec alimentation par ligne couplée en forme de T. Le textile est une feutrine souple disponible en plaque de 30 cm\*30 cm en épaisseur de 2 mm, les caractéristiques diélectrique et de pertes ont été mesurées dans II.1.4.3.1. L'antenne est un patch carré alimenté par une ligne 50 Ohms en forme de T (Figure III-1). La polarisation circulaire serait obtenue avec une double ligne en forme de T alimentée en quadrature de phase dans III.4.1.

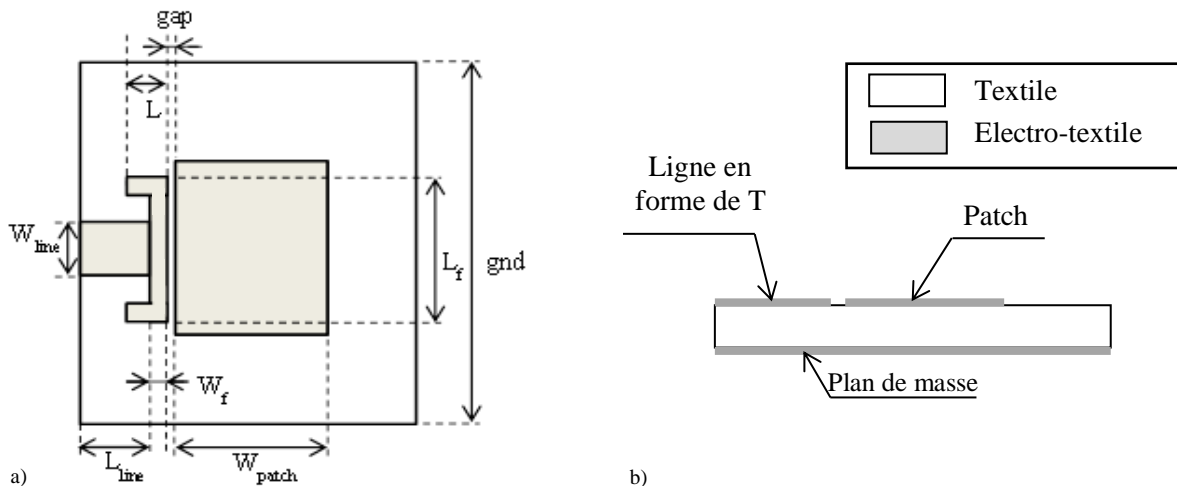


Figure III-1- Antenne patch alimentée par ligne couplée en forme de T : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe.

### III.2.1.2. *Etudes paramétriques*

Pour comprendre le fonctionnement de cette antenne, des études paramétriques ont été réalisées. Dans un premier temps, nous avons fixé tous les paramètres de l'antenne en prenant :  $g_{nd} = 200$  mm,  $W_{patch} = 95$  mm,  $W_{line} = 30$  mm,  $L_{line} = 51$  mm,  $L_f = 93$  mm,  $W_f = L = 4$  mm,  $gap = 1,5$  mm,  $h_{antenne} = 6$  mm,  $\epsilon_r = 1,3$ ,  $\tan \delta = 0,035$ .

#### III.2.1.2.1. *Etude en fonction de l'écart entre le patch et l'alimentation*

Le T d'alimentation est couplé au patch à travers un espace ou « gap » dont nous avons étudié l'influence. L'augmentation de l'écart entre le T de l'alimentation et le patch agit principalement sur l'adaptation de l'antenne. L'adaptation est maximale dans le cas où le  $gap = 1,5$  mm, nous obtenons un coefficient de réflexion  $S_{11}$  de -25 dB à 1,181 GHz, avec une bande passante de 5% à 1,184 GHz (Figure III-2). Sur la courbe de la partie réelle de l'impédance  $Z$  (Figure III-3-(a), nous pouvons observer deux fréquences de résonance, la plus basse correspond à la résonance du patch et l'autre à celle du T de l'alimentation. En augmentant le gap, on augmente la partie réelle de  $Z$  due au patch mais on diminue la partie réelle due à la résonance du T, cette valeur diminue mais reste cependant importante ( $> 400$  Ohms). En réduisant ce gap, on augmente la capacité équivalente, ce qui induit un décalage fréquentiel des parties réelles et imaginaires de l'impédance  $Z$  de l'antenne. On peut voir cet effet capacitif introduit par le T d'alimentation en regardant la partie imaginaire de  $Z$  (Figure III-3-(b), en réduisant l'écart gap la partie imaginaire de  $Z$  devient plus capacitive, notamment dans le cas où  $gap = 0,5$  mm.

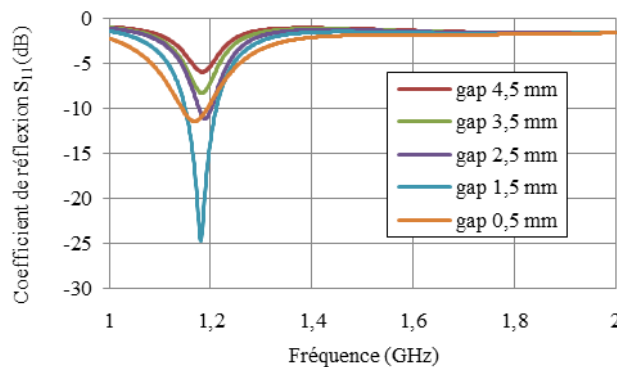


Figure III-2 – Simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de l'écart gap.

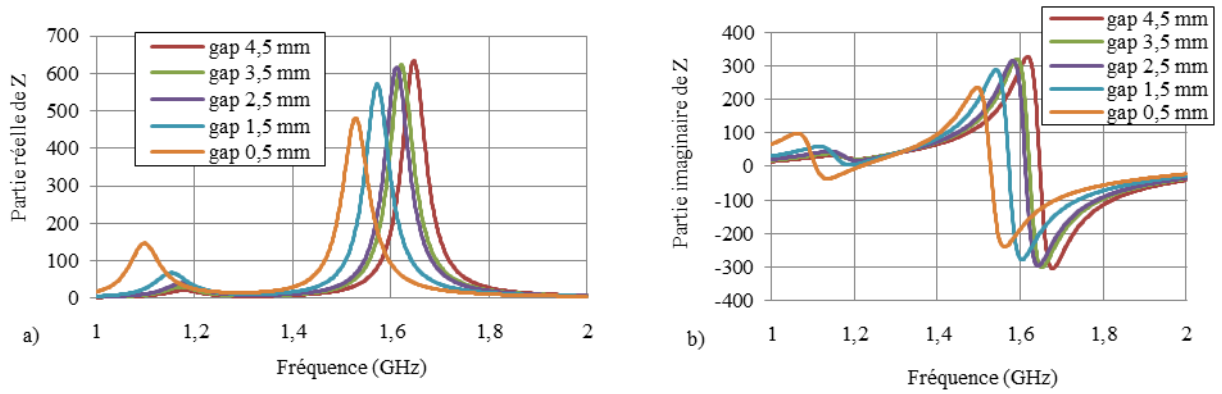


Figure III-3 – Simulation des paramètres  $Z$  de l'antenne en fonction de l'écart  $gap$  : (a) partie réelle de  $Z$ , (b) partie imaginaire de  $Z$ .

### III.2.1.2.2. Etude en fonction de la longueur des branches du T d'alimentation

Nous avons fait varier la longueur des branches du T d'alimentation  $L_f$  de 77 mm à 93 mm.

Nous pouvons nous apercevoir que cette augmentation (Figure III-4) dégrade l'adaptation de l'antenne et agit sur la bande passante. Nous passons de 2,1% pour  $L_f = 77$  mm à 5% de bande passante pour  $L_f = 93$  mm (Figure III-5).

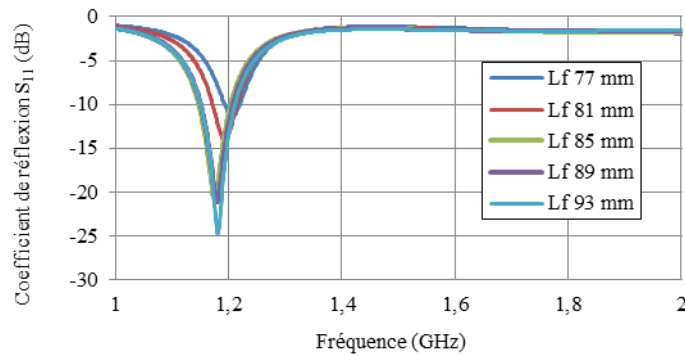


Figure III-4 – Coefficient de réflexion simulé  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de la longueur de la branche  $L_f$ .

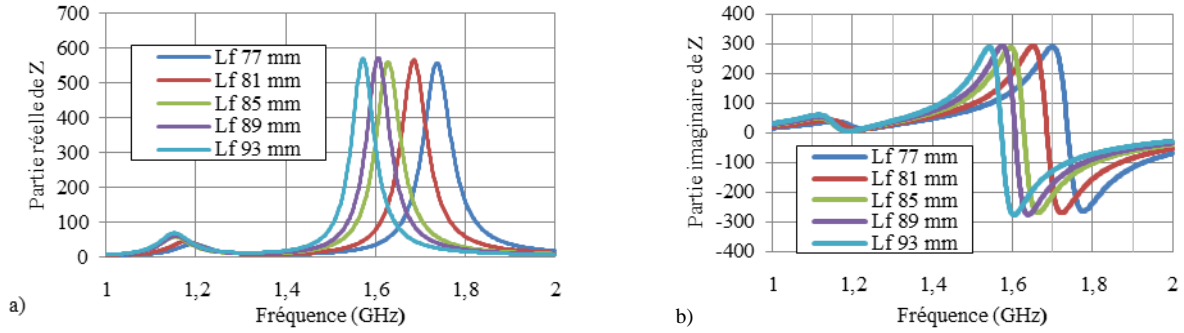


Figure III-5 – Impédance d'entrée  $Z$  de l'antenne en fonction de longueur de la branche  $L_f$  : (a) partie réelle de  $Z$ , (b) partie imaginaire de  $Z$ .

### III.2.1.2.3. Etude en fonction de la longueur $L$ des sous branches du $T$ .

Lorsque nous augmentons la longueur du  $T$ , cela modifie directement l'adaptation de l'antenne (Figure III-6). Elle est maximale pour la valeur nulle de  $L$ , c'est-à-dire dans le cas où il n'y a pas de retour sur le  $T$ . L'augmentation de la longueur du  $T$  va décaler sa résonance vers les fréquences basses, nous pouvons l'observer sur les courbes des parties réelle et imaginaire de  $Z$  (Figure III-7-b). Nous pouvons coupler les résonances du  $T$  et du patch mais dans une certaine mesure. Dans le cas où  $L = 30$  mm, le couplage est trop important, l'antenne est totalement désadaptée.

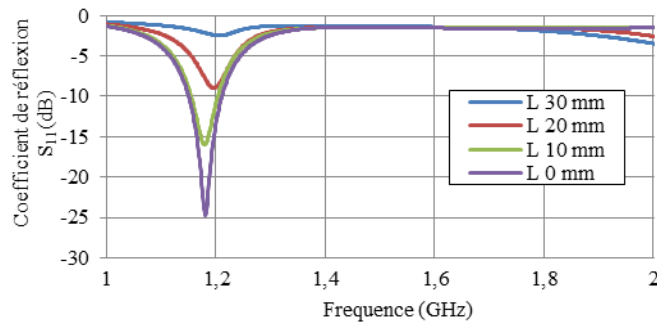


Figure III-6 – Simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de la longueur  $L$ .

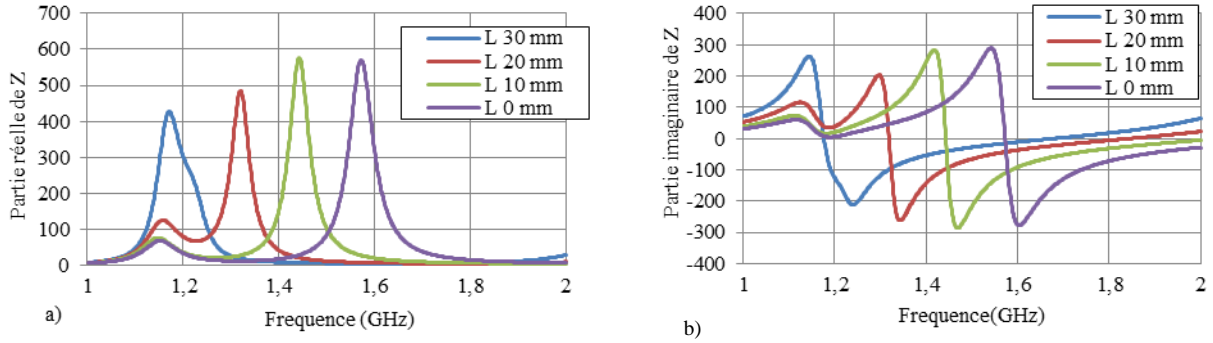


Figure III-7 – Simulation des paramètres  $Z$  de l'antenne en fonction de la longueur  $L$  : (a) partie réelle de  $Z$ , (b) partie imaginaire de  $Z$ .

### III.2.1.3. Synthèse

L'antenne est un patch alimenté par une ligne couplée en forme de T, les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée  $Z$  montrent deux fréquences de résonance, l'une liée aux dimensions du patch et l'autre à la structure T de l'alimentation. La partie réelle de  $Z$  due au T est toujours très grande par rapport à celle du patch. Dans notre cas, l'adaptation de l'antenne se fait lorsque ces deux résonances sont moyennement couplées. Ce couplage s'obtient en faisant varier l'écart entre la ligne et le patch et en faisant varier la longueur du T. Dans le cas où l'on voudrait coupler fortement ces fréquences, on peut réaliser des retours sur le T qui vont rallonger les courants, cela pourrait être intéressant dans le cas de structures bbandes développées dans III.2.2.2.

### III.2.1.4. Mesure du prototype

Ce prototype permet de confirmer les résultats de simulation. Le prototype est réalisé avec un substrat textile dont les caractéristiques diélectriques sont  $\epsilon_r = 1,25$  et  $\tan \delta = 0,035$ , ce textile est disponible en feuille de 30 cm\*30 cm avec des épaisseurs de 2 mm. Les parties conductrices sont réalisées avec de l'électro-textile de type ShieldIt™ Super [49], ces électro-textiles sont fait de nickel et de cuivre et sont recouverts d'une colle adhésive active avec une source de chaleur, les caractéristiques électriques et physiques sont données dans [50] et énumérées dans Tableau III-1.

Electro-textile	ShieldIt™Super
Résistance de surface	0,025 Ohm/carré
Conductivité	$6,67 \cdot 10^5$ S/m
Epaisseur	0,17 mm
Masse surfacique	230g/m <sup>2</sup>

Tableau III-1 – Propriétés de l'électro-textile ShieldIt™Super.

### Chapitre III : Antennes de type patch

Les paramètres de l'antenne sont les suivants :  $g_{nd} = 200$  mm,  $W_{patch} = 95$  mm,  $W_{line} = 30$  mm,  $L_{line} = 51$  mm,  $L_f = 93$  mm,  $W_f = L = 4$  mm,  $gap = 1,5$  mm,  $h_{antenne} = 6$  mm,  $\epsilon_r = 1,25$ ,  $\tan \delta = 0,035$ .

L'antenne est optimisée dans la bande la bande L2 du GPS. Les courbes de la Figure III-8-a présentent une comparaison des résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion. Le coefficient de réflexion possède la même allure en simulation et en mesure mais avec un certain décalage dû aux erreurs de fabrication. La bande passante du coefficient de réflexion à -10dB mesurée est de 3,1% à 1,196 GHz.

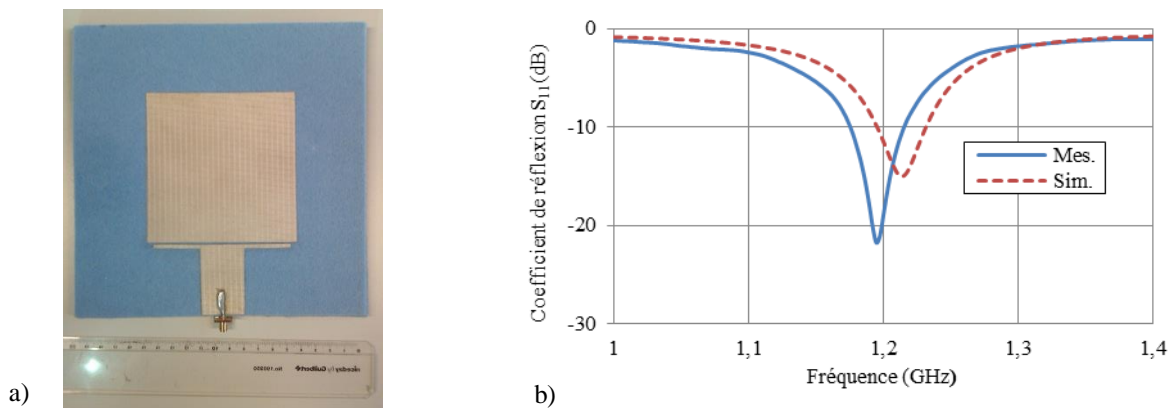


Figure III-8 – Antenne patch alimentée par ligne couplée en forme de T : (a) photographie de l'antenne réalisée, (b) mesure et simulation du coefficient de réflexion de l'antenne.

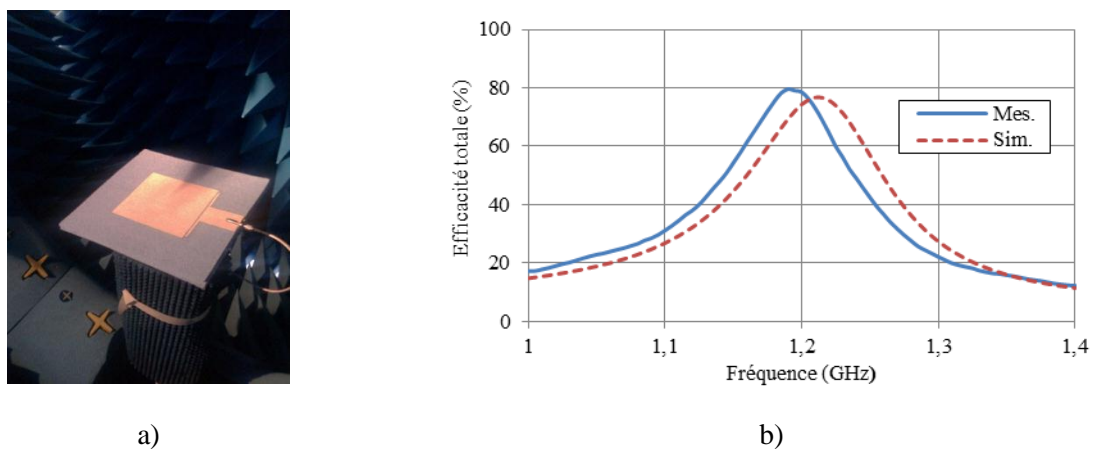


Figure III-9 – (a) Antenne mesurée dans la station de mesure Satimo, (b) mesure et simulation de l'efficacité totale de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement sont présentés Figure III-10 à la fréquence où l'adaptation est maximale pour  $f = 1,196$  GHz. Ils sont tracés dans les plans  $xOz$  et  $yOz$  de l'antenne. L'antenne admet un gain maximal de 8,4 dBi dans la direction perpendiculaire à l'antenne, la forme du diagramme de rayonnement est celle d'un patch avec son maximum de rayonnement dans la direction perpendiculaire à celle de l'antenne. La polarisation de l'antenne est linéaire selon la direction  $Ox$ , la différence entre la polarisation principale et la polarisation croisée est de 18,7 dB dans la direction normale à l'antenne. Nous notons que dans les deux plans, il y a une différence entre mesure et simulation sur le diagramme de rayonnement de la polarisation croisée, en revanche le diagramme de la polarisation principale mesuré est en accord avec la simulation.

La mesure de l'efficacité totale de l'antenne concorde bien avec la simulation (Figure III-9-b). L'erreur relative par rapport à la simulation est de 3,9 %, ce qui est convenable. L'utilisation de matériaux à pertes ( $\tan \delta = 0,035$ ), n'a pas beaucoup influé sur l'efficacité rayonnée de l'antenne, nous obtenons ici 80 %.

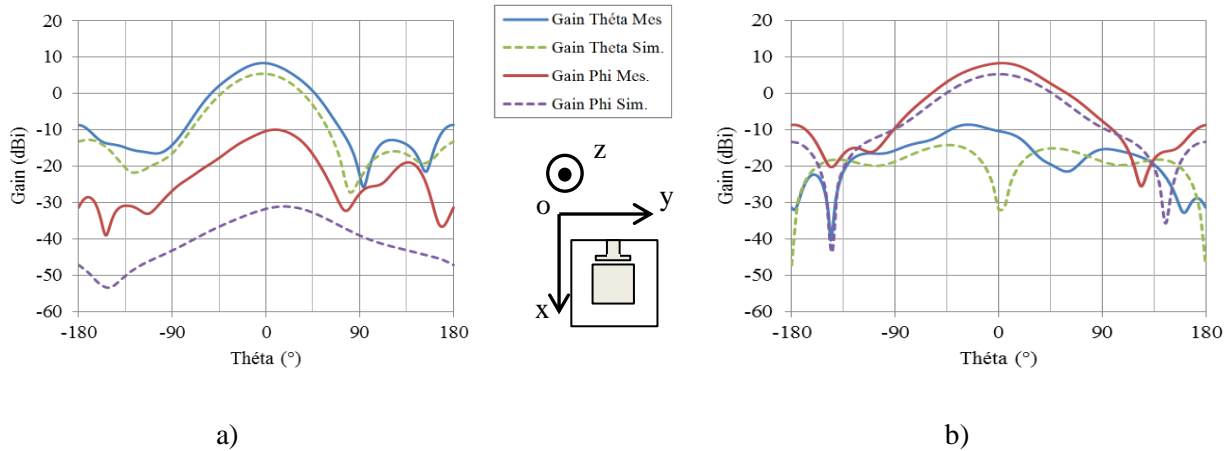


Figure III-10 – Diagrammes de rayonnement à  $f = 1,195$  GHz pour les plans : (a)  $\phi = 0^\circ$ , (b)  $\phi = 90^\circ$ .

## III.2.2. Antenne bibande à fentes

### III.2.2.1. Alimentation par sonde coaxiale

#### III.2.2.1.1. Présentation de l'antenne

Les antennes patchs bibandes à fentes ont été étudiées dans les travaux de S. Maci [51]. Les fentes ont pour but d'augmenter le trajet des courants surfaciques et de faire baisser les modes supérieurs du patch. Pour notre application, le rapport des fréquences entre la bande basse et la bande haute des fréquences GPS est de 1,3, cela implique ici d'avoir des fentes très proches du bord du patch.

De plus, les matériaux utilisés doivent être à faible permittivité ( $\epsilon_r \sim 1$ ) car les matériaux textiles admettent une permittivité très faible. Le matériau qui se rapproche le plus des matériaux textiles est la mousse dont



la permittivité est proche de celle de l'air, l'impression des motifs se fait sur une fine couche de substrat TACONIC TLY5 de permittivité  $\epsilon_r = 2,2$ , tangente  $\delta = 0,001$  et d'épaisseur de 0,127 mm. Dans le cas où l'on associe une couche de mousse de 6 mm d'épaisseur de permittivité  $\epsilon_r = 1,05$  avec un substrat d'épaisseur 0,127 mm et de permittivité  $\epsilon_r = 2,2$ , la permittivité effective est donnée par l'équation (Eq. III.1), dans [52], l'auteur propose une formulation analytique de l'association de deux couches diélectriques d'épaisseurs ( $d_1, d_2$ ) et de permittivités ( $\epsilon_1, \epsilon_2$ ) se présente sous la forme suivante :

$$\epsilon_{eff}^{-1} = \frac{1}{d_1 + d_2} \left( \frac{d_1}{\epsilon_1} + \frac{d_2}{\epsilon_2} \right) \quad \text{Eq. III.1}$$

En remplaçant les valeurs de permittivités et d'épaisseurs correspondantes, la formule donne une permittivité proche de 1,05 car l'épaisseur du substrat est très petite devant celle de la mousse.

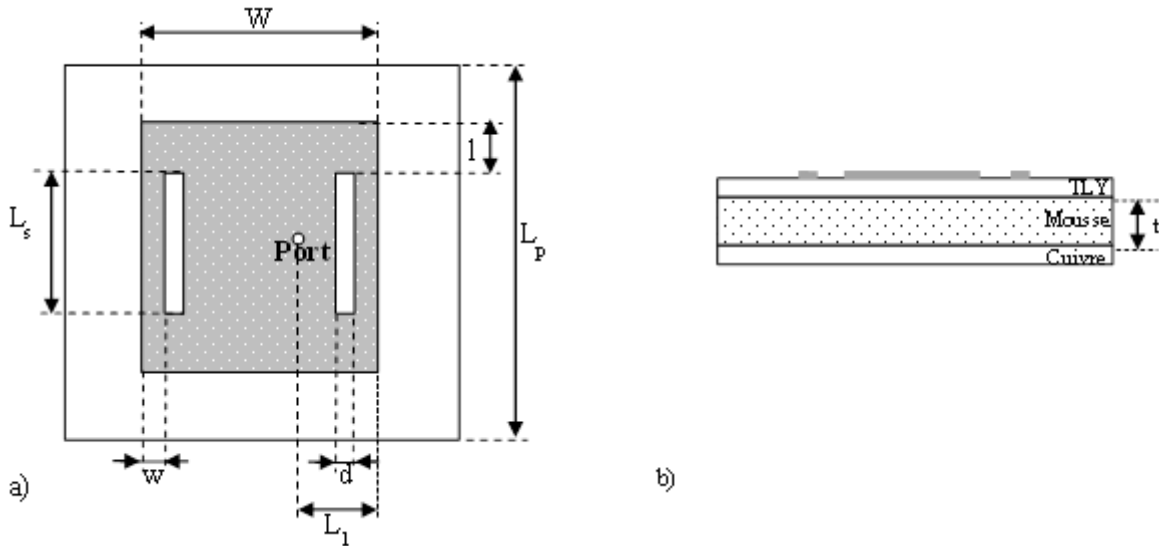


Figure III-11 – Antenne patch bibrande à fentes en polarisation linéaire : (a) vue de dessus de l'antenne, (b) vue de côté de l'antenne.

Le but de ces fentes est d'exciter les modes  $TM_{100}$  et  $TM_{300}$  du patch, afin d'avoir un rayonnement non nul dans la direction perpendiculaire à l'antenne. Dans les travaux de Maci [51], il est proposé une formulation analytique de ces modes. Les fréquences de résonances sont données par l'équation (Eq. III.2) et (Eq. III.3), et dépendent directement des dimensions géométriques. Ces équations vont nous permettre de comprendre le fonctionnement de cette antenne.

$$f_{100} = \frac{c}{2(W + \Delta W) \sqrt{\epsilon_e \left( \frac{L}{t}, \epsilon_r \right)}} G \quad \text{Eq. III.2}$$

$$f_{300} = \frac{c}{2(W - 2l + d) \sqrt{\epsilon_e \left( \frac{W}{t}, \epsilon_r \right)}} G \quad \text{Eq. III.3}$$

Avec  $c$  la célérité de la vitesse de la lumière,  $L$  est la longueur du patch  $t$  est l'épaisseur du substrat,  $d$  est la largeur de la fente,

Et

$$\varepsilon_e(x, y) = \frac{y+1}{2} + \frac{y-1}{2} \left[ 1 + \frac{10}{x} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{Eq. III.4}$$

$$\Delta W = \frac{\frac{t}{\pi} \frac{W}{t} + 0,336}{\frac{t}{\pi} \frac{W}{t} + 0,556} \left\{ 0,28 + \frac{\varepsilon_r + 1}{\varepsilon_r} \left[ 0,274 + \ln\left(\frac{W}{t} + 2,518\right) \right] \right\} \quad \text{Eq. III.5}$$

$$G = 1,13 - 0,19 \frac{L_s}{W} - 0,73 \frac{w}{W} \quad \text{Eq. III.6}$$

Afin d'obtenir le bon rapport de fréquence entre les bandes haute et basse, nous choisissons d'utiliser un patch de forme carré ( $W = L$ ), ce qui permet de rallonger le trajet des courants surfaciques des modes  $TM_{100}$  et  $TM_{300}$  par rapport à un patch rectangulaire.

### III.2.2.1.2. *Etudes paramétriques*

Lors de ces études paramétriques, nous allons faire varier, la longueur et la largeur de la fente  $L_s$  et  $d$  respectivement, la position de la fente par rapport aux bords du patch  $w$ , la position de l'alimentation  $L_{\text{feed}}$  et la hauteur du substrat  $t$ . Pour chacune de ces variations, le coefficient de réflexion  $S_{11}$ (dB) sera tracé, ainsi que les parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence.

Sur toutes ces études paramétriques, nous pouvons observer trois fréquences de résonance dues aux différents modes de l'antenne qui sont les modes  $TM_{100}$ ,  $TM_{200}$  et  $TM_{300}$ . Seuls les modes impairs sont étudiés car leurs rayonnements présentent un maximum de gain dans la direction perpendiculaire à l'antenne.

Nous fixons tous les paramètres de l'antenne avec :  $W = 100$  mm,  $L_{\text{feed}} = 24$  mm,  $L_s = 92$  mm,  $d = 2$  mm,  $w = 0,7$  mm,  $L_p = 170$  mm,  $t = 6$  mm.

#### III.2.2.1.2.1. *Variation de la hauteur du patch $t$*

Les courbes du  $S_{11}$  (Figure III-12) représentent l'influence de la hauteur  $t$  du substrat. Nous observons que plus cette hauteur est grande et plus la bande passante augmente, elle s'accompagne aussi d'un décalage fréquentiel.

Cette étude nous a permis de déterminer la hauteur du substrat nécessaire pour répondre aux applications GPS (bandes passantes de 2 % et de 1,5 % à 1,227 GHz et 1,575 GHz respectivement). La hauteur choisie est 6 mm.

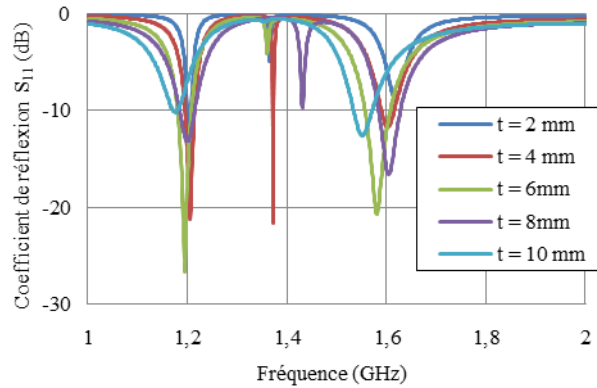


Figure III-12 - Simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de la hauteur du patch  $t$ .

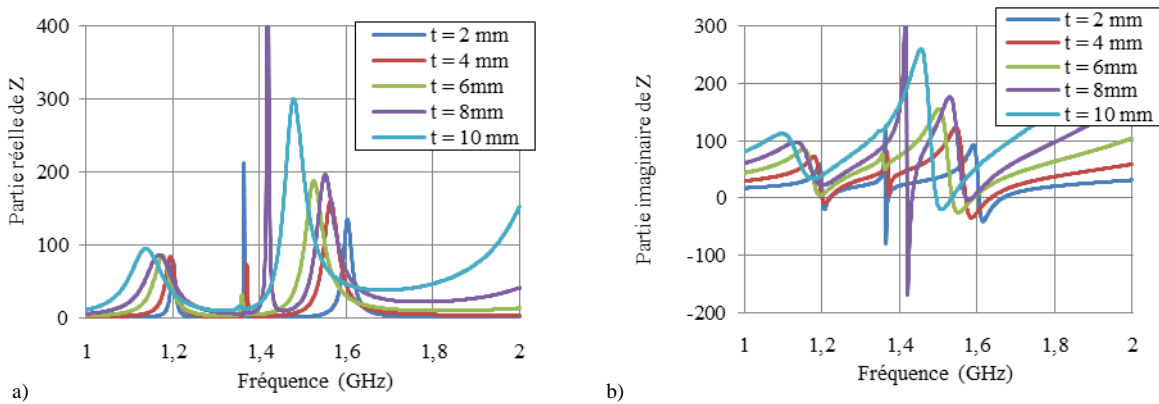


Figure III-13 - Simulation des paramètres  $Z$  de l'antenne en fonction de la hauteur du patch  $t$  : (a) partie réelle de  $Z$ , (b) partie imaginaire de  $Z$ .

### III.2.2.1.2.2. Variation de la longueur des fentes $L_s$

Les fentes rallongent le parcours des courants superficiels sur le patch, pour le mode  $TM_{100}$  les courants de surface contournent la fente diminuant ainsi la fréquence de travail. Par contre, pour le mode  $TM_{300}$ , les courants superficiels contournant les fentes sont en opposition de phase par rapport à ceux au centre du patch, donc si l'on augmente la longueur des fentes la fréquence du mode  $f_{300}$  augmente, c'est pour cela qu'apparaît un signe moins devant "2l" dans l'équation (Eq. III.3). Nous observons (Figure III-14) que la longueur des fentes a une influence sur le rapport des fréquences entre le premier et le troisième mode

$f_{300}/f_{100}$ . Par contre la longueur des fentes affecte peu l'impédance  $Z$  de l'antenne, il y a simplement un décalage fréquentiel (Figure III-15).

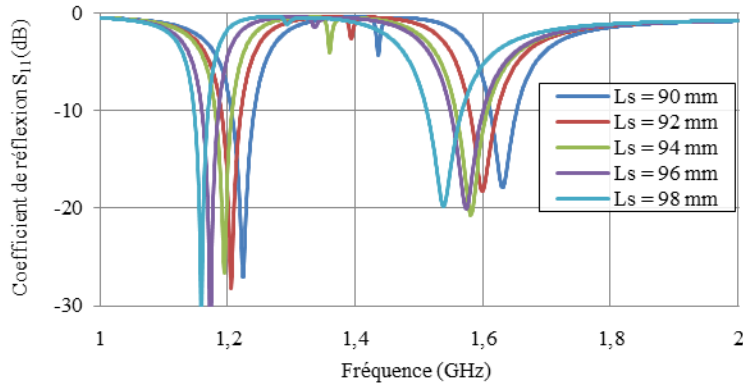


Figure III-14 - Simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de la longueur des fentes  $L_s$ .

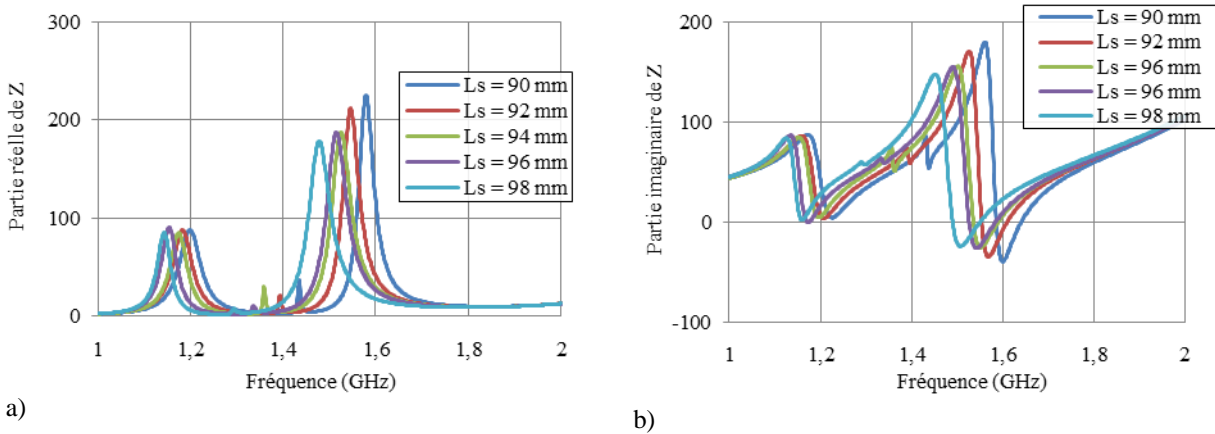


Figure III-15 - Simulation des paramètres  $Z$  de l'antenne en fonction de la longueur des fentes  $L_s$  : (a) partie réelle de  $Z$ , (b) partie imaginaire de  $Z$ .

### III.2.2.1.2.3. Variation de la largeur des fentes $d$

Le paramètre  $d$  (largeur des fentes) a une grande influence sur le rapport de fréquence  $f_{300}/f_{100}$ . En effet, il agit sur le trajet des courants surfaciques de l'antenne, en particulier sur le mode  $TM_{300}$  (Figure III-16). Si l'on augmente la largeur des fentes, on diminue la fréquence du premier mode et l'on augmente la fréquence du troisième mode. Pour une variation de largeur de fentes de 1 à 5 mm, le rapport entre les fréquences varie de 1,3 à 1,5. Par contre, nous n'observons aucune modification de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la largeur des fentes. On note que la variation de la fréquence  $f_{300}$  est plus grande que la variation du mode  $f_{100}$  lorsque que l'on fait varier la taille de la fente, car dans l'équation (Eq. III.3) le terme  $d$  apparait au dénominateur.

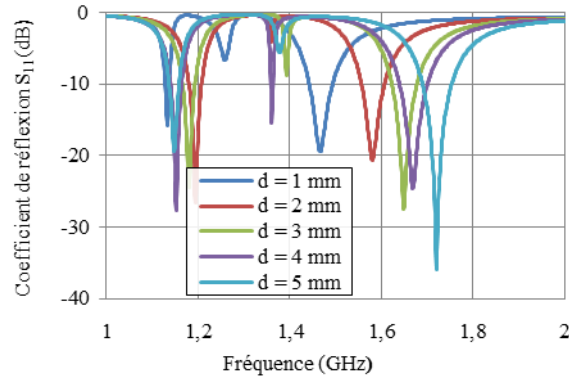


Figure III-16 – Simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de la largeur des fentes  $d$ .

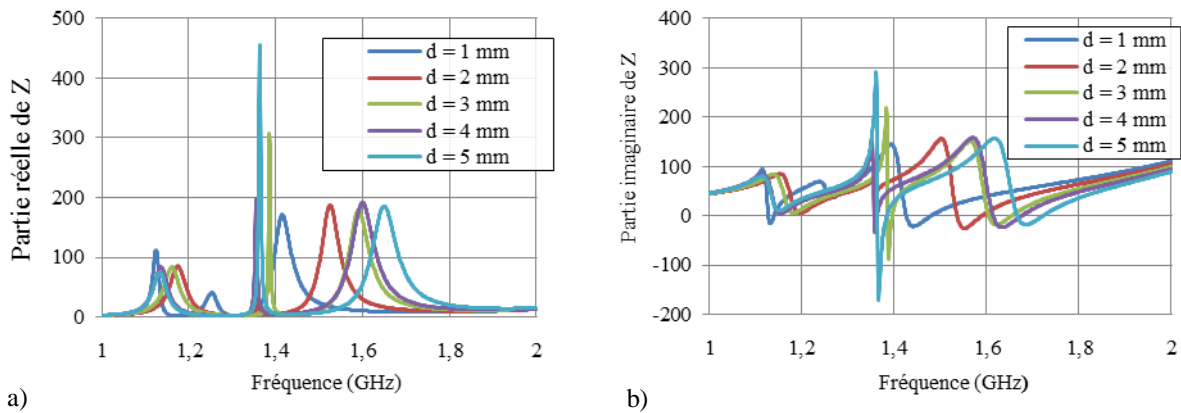


Figure III-17 - Simulation des paramètres  $Z$  de l'antenne en fonction de la largeur des fentes  $d$  : (a) partie réelle de  $Z$ , (b) partie imaginaire de  $Z$ .

#### III.2.2.1.2.4. Variation de la position des fentes $w$

Nous faisons varier la position des fentes en déplaçant la fente vers l'intérieur du patch, on modifie ainsi le trajet des courants des deux modes. En éloignant la fente du bord, on augmente le rapport des fréquences entre le premier et le troisième mode. On constate la même chose en regardant les équations (Eq. III.2) et (Eq. III.3). C'est pour la valeur  $w = 1$  mm, que nous obtenons un rapport de fréquences de 1,3 compatible avec l'application du GPS (Figure III-18). La position des fentes n'a aucune influence sur l'impédance d'entrée de l'antenne, on note seulement un décalage fréquentiel (Figure III-19).

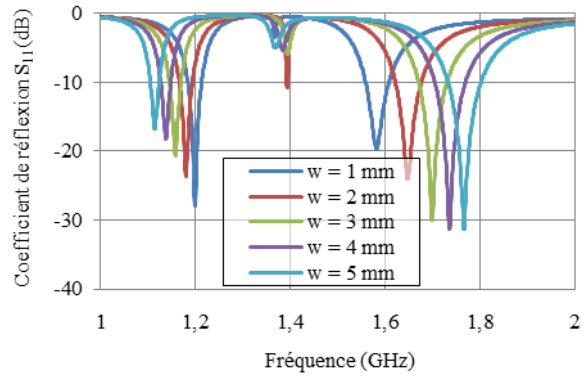


Figure III-18 - Simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de la position des fentes  $w$ .

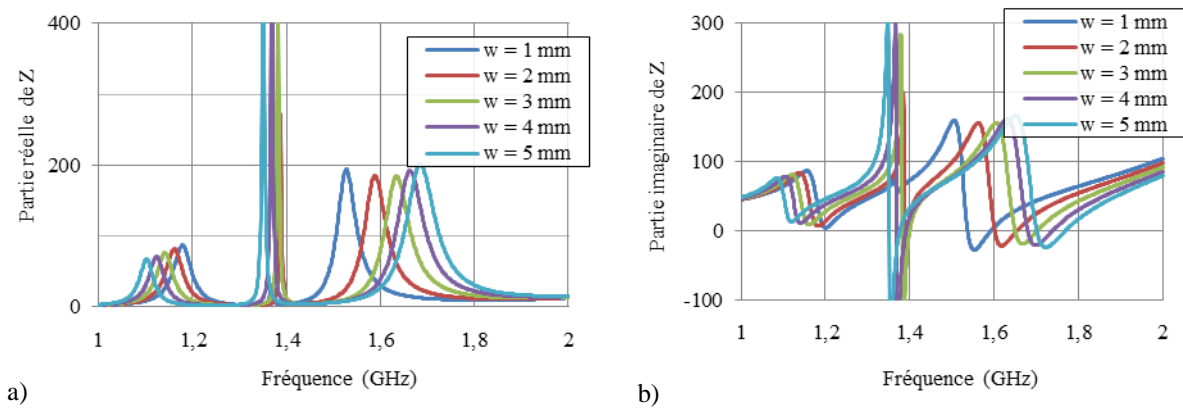


Figure III-19 - Simulation des paramètres  $Z$  de l'antenne en fonction de la position des fentes  $w$  : (a) partie réelle de  $Z$ , (b) partie imaginaire de  $Z$ .

### III.2.2.1.2.5. Variation de la position de l'alimentation $L_1$

Il est possible de régler l'adaptation de l'antenne aux deux fréquences en modifiant la position d'alimentation. Lorsque l'on déplace l'alimentation vers le centre du patch, les fréquences d'adaptation des deux modes  $f_{100}$  et  $f_{300}$  se déplacent vers les fréquences basses. Les parties réelle et imaginaire de l'impédance  $Z$  de l'antenne diminuent. Pour  $L_1 = 25$  mm, nous obtenons un coefficient de réflexion minimal pour les deux fréquences du standard GPS.

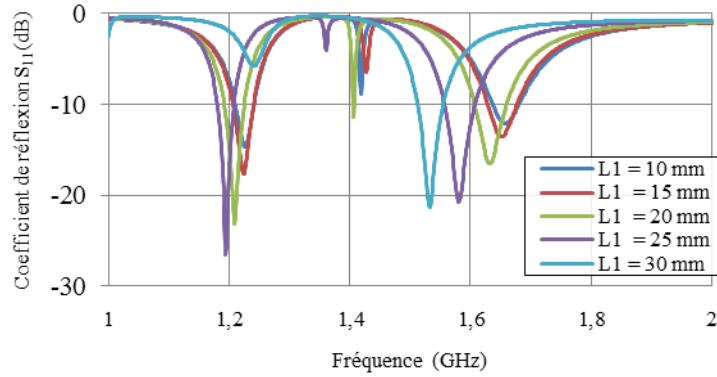


Figure III-20 - Simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de la position de l'alimentation  $L_1$ .

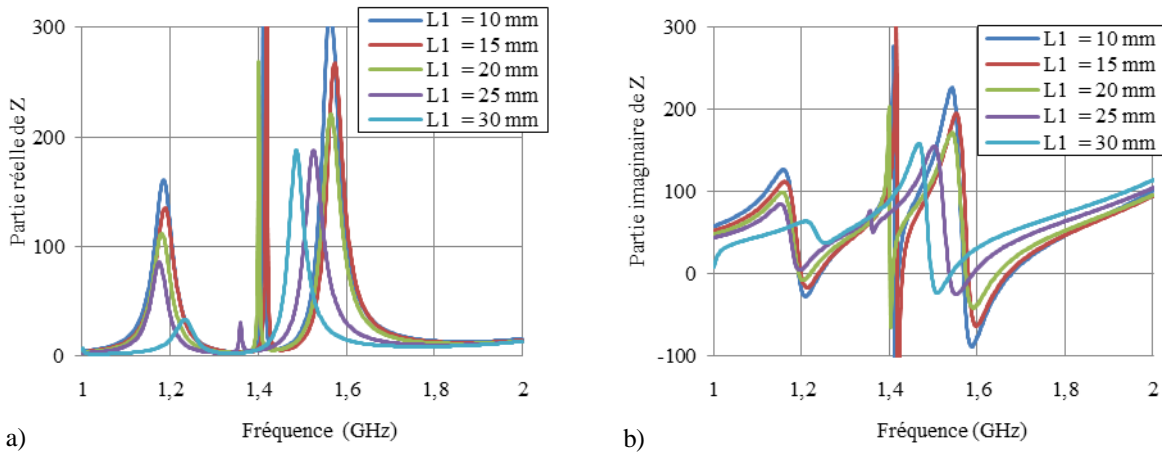


Figure III-21 - Simulation de l'impédance d'entrée  $Z$  de l'antenne en fonction de la position de l'alimentation  $L_1$  : (a) partie réelle de  $Z$ , (b) partie imaginaire de  $Z$ .

### III.2.2.1.3. Optimisation de l'antenne pour le standard GPS

Les études paramétriques nous ont permis d'appréhender le fonctionnement de cette antenne, mais également de mettre au point une méthode pour la conception d'une antenne pour le standard GPS. Ainsi, en fixant la hauteur  $H_{sub}$  à 6mm, nous obtenons une bande passante nécessaire pour notre application (2 % pour la bande basse et 1,5 % pour la bande haute).

Le rapport de fréquences entre ces deux modes de fonctionnement est modifié en jouant sur les dimensions et la position des fentes. L'adaptation de l'antenne s'effectue en modifiant la position de l'alimentation.

Après avoir optimisé les dimensions de l'antenne, nous obtenons les paramètres de l'antenne suivant :  $W = 98$  mm,  $L_{feed} = 25$  mm,  $L_s = 90$  mm,  $d = 1,5$  mm,  $w = 0,2$  mm,  $L_p = 170$  mm,  $t = 6$  mm. Ici, seuls les

résultats de simulation seront présentés, nous comparerons simulation et mesure dans le paragraphe III.4.2. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  (Figure III-22-(a)) montre un fonctionnement bibande de l'antenne. Les bandes passantes sont respectivement de 3,6 % et 1,8 % à la fréquence  $f = 1,232$  GHz et 1,585 GHz. Nous avons comparé les fréquences de ces deux modes à celles données par les équations (Eq.III.2) et (Eq. III.3), l'erreur est inférieure à 5 %. A ces deux fréquences, nous présentons les diagrammes de rayonnement normalisés (Figure III-23). Les gains réalisés totaux maximum sont de l'ordre respectivement de 7 dBi et 8,2 dBi à  $f = 1,232$  GHz et 1,585 GHz. Les efficacités maximales totales sont de l'ordre de 95% (Figure III-22-b). Le rayonnement de cette antenne est maximal dans la direction perpendiculaire à l'antenne, de plus la polarisation est linéaire dans la direction Oy.

Cette antenne convient tout à fait au standard GPS (L1/L2), de par ses performances en coefficient de réflexion et en rayonnement, et de par son encombrement. Par contre cette antenne ne fonctionne qu'en polarisation linéaire.

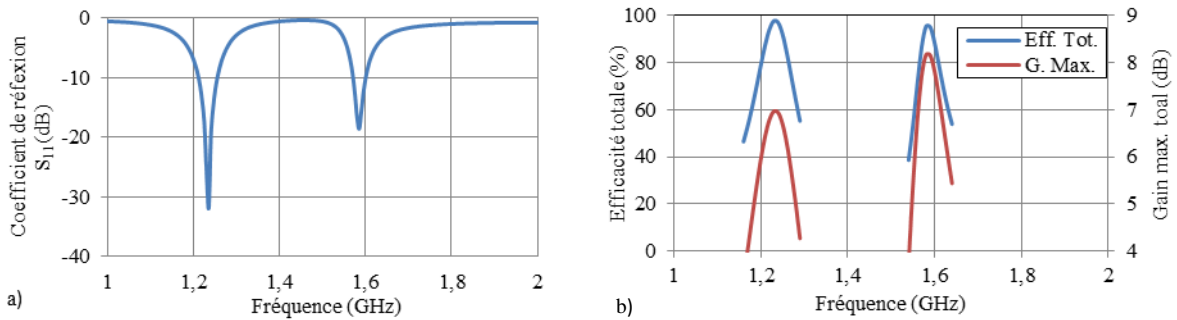


Figure III-22 – Simulation de l'antenne patch bibande à fentes : (a) coefficient de réflexion  $S_{11}$ (dB), (b) efficacité totale et du gain maximum total .

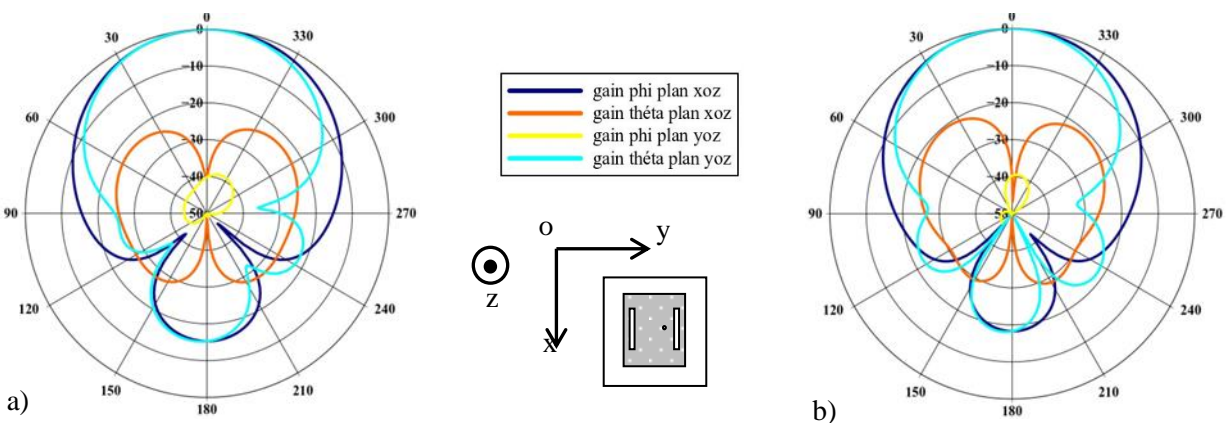


Figure III-23 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne bibande patch à fentes pour : (a)  $f = 1,23$  GHz, (b)  $f = 1,575$  GHz dans les plans xoz et yoz.



### III.2.2.2. Alimentation par ligne couplée en forme de T

Dans le paragraphe III.2.1, nous avons étudié une antenne patch mono-bande avec alimentation par couplage en forme de T, nous décidons d'étendre cette technique à un patch bibande sur substrat textile. Le schéma de l'antenne est représenté Figure III-24. Nous ne présentons ici que les résultats de simulation car nous ne sommes pas parvenus à réaliser l'antenne sur un textile.

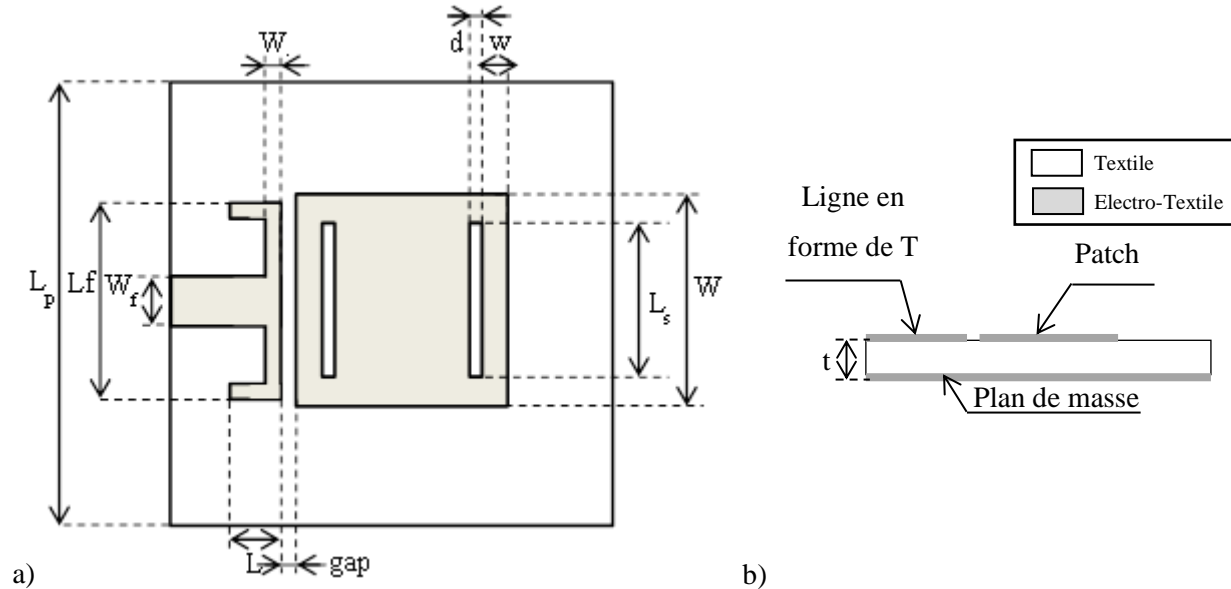


Figure III-24 – Antenne patch bibande à fentes alimentée par ligne couplée en forme de T : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe.

Après avoir optimisé les dimensions de l'antenne, nous obtenons les paramètres de l'antenne suivant :  $L_p = 150$  mm,  $W = 88$  mm,  $d = 1$  mm,  $w = 0,5$  mm,  $L_s = 86,5$  mm,  $W_f = 30$  mm,  $L_f = 82$  mm,  $W_t = 3$  mm,  $gap = 1$  mm,  $L = 26$  mm,  $t = 6$  mm. Le substrat utilisé est un textile feutrine de permittivité  $\epsilon_r$  de 1,25 et de  $\tan \delta$  de 0,035.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  montrent un fonctionnement bibande de la structure (Figure III-25), grâce à l'utilisation des fentes. Les bandes passantes sont de 4,1 % et 3,4% à 1,21 GHz et 1,583 GHz respectivement. Sur la partie réelle de  $Z$ , on voit apparaître trois résonances qui sont dues aux trois modes de l'antenne ( $TM_{100}$ ,  $TM_{200}$ ,  $TM_{300}$ ), la dernière résonance étant due à la résonance du T d'alimentation noté  $M_t$ .

La simulation des diagrammes du rayonnement est représentée Figure III-26 dans le plan  $xOz$ . Le gain maximal de l'antenne dans la direction perpendiculaire est de 6,5 dBi et 6,2 dBi aux fréquences  $f = 1,21$  GHz et 1,575 GHz respectivement. On note que la polarisation du champ E est linéaire selon l'axe y, nous obtenons une différence de 40 dB entre la polarisation principale et croisée dans la direction

perpendiculaire à l'antenne. L'efficacité totale simulée est de 66% et 62 % aux fréquences  $f = 1,21$  GHz et 1,575 GHz respectivement.

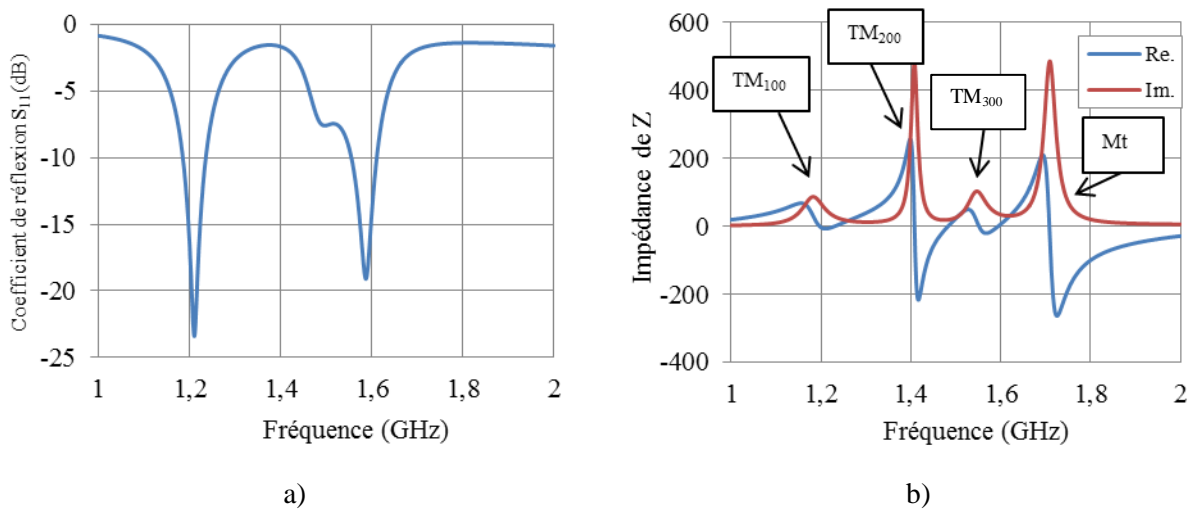


Figure III-25 – Simulation de l'antenne patch bibrande à fentes avec alimentation par ligne couplée en forme de T : (a) Coefficient de réflexion  $S_{11}$ , (b) Impédance d'entrée  $Z$ .

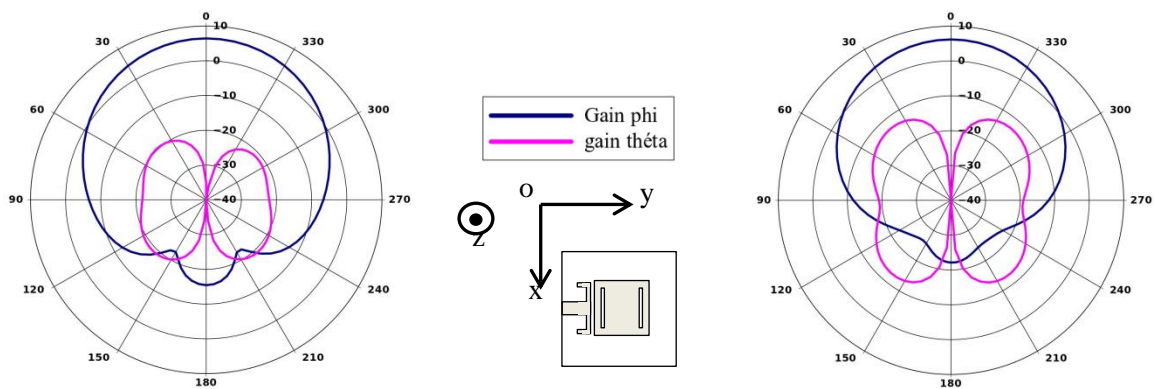


Figure III-26 - Diagrammes de rayonnement de l'antenne bibrande patch à fentes avec alimentation par ligne couplée pour : (a)  $f = 1,21$  GHz et (b)  $f = 1,575$  GHz dans le plan  $\phi = 0^\circ$ .

### III.3. LES CIRCUITS POUR L'OBTENTION DE SIGNAUX EN QUADRATURE DE PHASE

Pour les antennes de type patch, la polarisation circulaire s'obtient de deux manières différentes. La solution la moins complexe est de faire dégénérer des modes orthogonaux en créant une dissymétrie dans le patch ou bien de couper les coins du patch. Cette méthode simple à mettre en œuvre mais à l'inconvénient d'être faible bande avec 1 % de bande maximum, ce qui est inférieur aux bandes du GPS. La seconde méthode consiste à créer deux modes orthogonaux en alimentant l'antenne en deux points avec des signaux en quadrature de phase. Cette quadrature permet d'obtenir une polarisation circulaire sur une plus large bande. Pour obtenir cette quadrature de phase, il va falloir concevoir des coupleurs. Deux solutions sont ici présentées, une solution simple à base de coupleur hybride et une solution de diviseur de puissance Wilkinson à base de métamatériaux.

#### III.3.1. *Les coupleurs hybrides*

Les coupleurs hybrides sont des éléments très largement utilisés en hyperfréquences. Ils permettent de répartir également la puissance avec des signaux en quadrature de phase sur leurs ports de sorties. Cette quadrature est obtenue en choisissant judicieusement les valeurs des longueurs des lignes et des impédances caractéristiques. Nous allons développer une solution de coupleur hybride mono-bande sur substrat textile et un diviseur à base de métamatériaux de type ligne composite main droite main gauche.

##### III.3.1.1. *Le coupleur hybride mono-bande sur substrat textile*

Dans un premier temps, nous allons concevoir un coupleur hybride mono-bande sur substrat textile. Ce coupleur consiste en l'utilisation de ligne de longueur  $\lambda/4$  avec des impédances caractéristiques de lignes de 50  $\Omega$  et 35  $\Omega$ . Bien que nous ne disposons pas de méthode automatisée pour réaliser ce coupleur sur textile, nous décidons de le réaliser à la main en découpant dans de l'électro-textile de type ShieldIt™ au cutter. Le textile utilisé pour la fabrication de ce coupleur, est un textile de type feutrine acheté sur un site web de vente de textile en ligne [20]. Les propriétés diélectriques de la feutrine ont été mesurées dans II.1.4.3.1, avec une permittivité  $\epsilon_r = 1,25$  et une tangente de pertes  $\tan \delta = 0,035$  à 1,2 GHz.

Nous observons sur la Figure III-28, des pertes d'insertion du coupleur de 2 dB à 1,3 GHz et une différence de phase en sortie de  $90 \pm 5^\circ$  sur 30% de bande à 1,31 GHz. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  du coupleur est inférieur à -10 dB sur 33 % de bande autour de 1,265 GHz. Une différence entre mesure et simulation est observée, du fait des tolérances de fabrication car il est difficile de respecter les dimensions

des lignes. Dans [53], l'auteur réalise aussi un coupleur avec des pertes d'insertion de l'ordre de 0,9 dB, il obtient de meilleur résultat car il utilise un substrat souple dont la tangente de pertes est de  $\tan \delta = 0,01$ .

Ce coupleur sur textile pourrait cependant être amélioré en utilisant un textile avec une tangente de pertes plus faible et en automatisant la découpe ou la gravure de l'électro-textile.

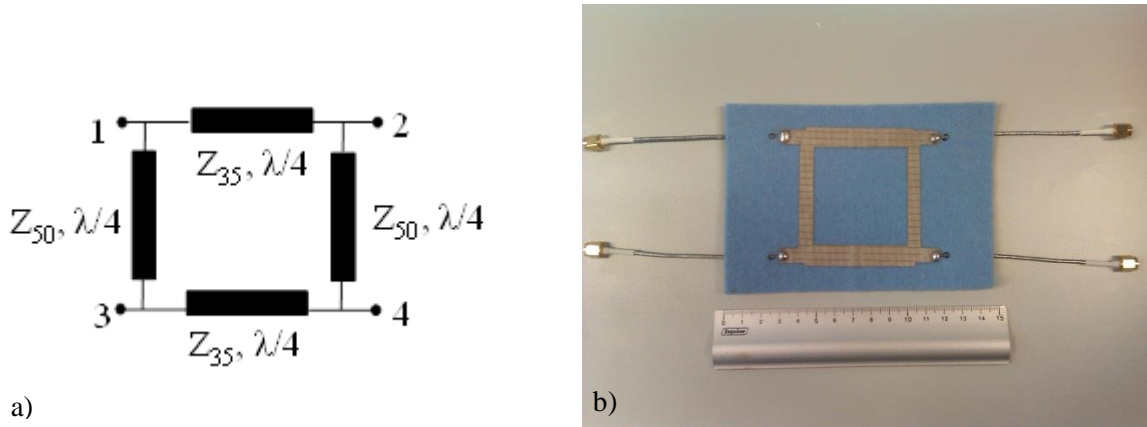


Figure III-27- Coupleur hybride mono-bande : (a) schéma circuit, (b) photographie du prototype.

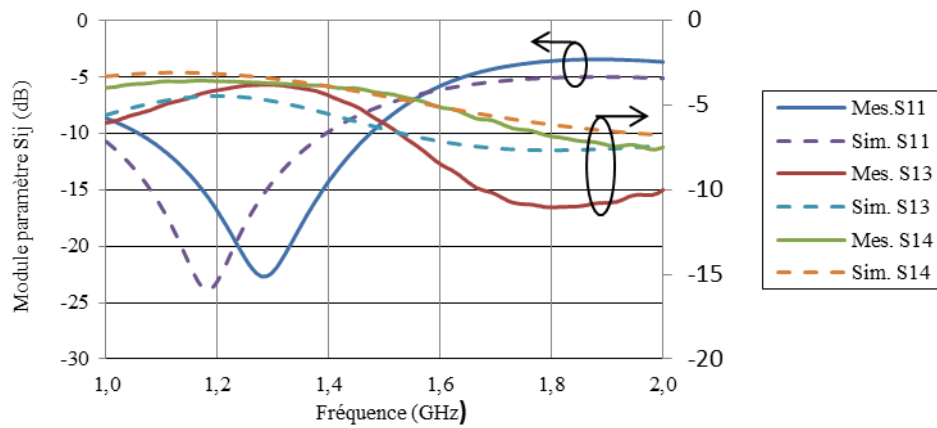


Figure III-28 – Simulation et mesure du module des paramètres S du coupleur hybride mono-bande sur textile.

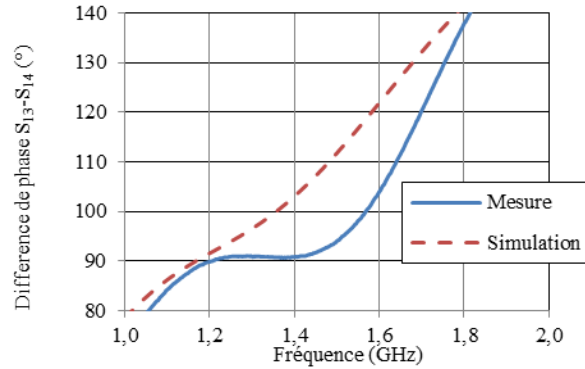


Figure III-29 - Simulation et mesure de la différence de phase en sortie du coupleur hybride mono-bande sur textile.

### III.3.1.2. Le coupleur hybride 3 branches bibande

Nous voulions avoir des signaux en quadrature sur les bandes du GPS L1/L2 avec une bande passante de près de 30%. Or les coupleurs conventionnels hybrides simples ne dépassent pas 10-20% de bande passante [54]. Une solution serait d'utiliser des coupleurs hybrides 3 branches qui sont à la base utilisés en bibande dans [55]. Dans notre cas, le coupleur a été modifié pour fonctionner non pas sur deux bandes distinctes mais sur une large bande. Le schéma du coupleur est représenté Figure III-30-a, ce coupleur a été réalisé avec un substrat TACONIC TLY5 de permittivité relative  $\epsilon_r = 2,2$  et tangente de pertes  $\tan \delta = 0,001$ , l'épaisseur du substrat est de 1,524mm, ce substrat n'est pas souple. Les valeurs optimales des impédances caractéristiques du coupleur sont  $Z_v = 50\Omega$ ,  $Z_{h1} = 120 \Omega$ ,  $Z_{h2} = 70 \Omega$  et  $\varphi = \pi/2$  représente la longueur électrique. Les dimensions physiques du coupleur sont  $w_v = 4,7 \text{ mm}$ ,  $w_{h1} = 0,72 \text{ mm}$ ,  $w_{h2} = 2,63 \text{ mm}$ , and  $l_v = l_{h1} = l_{h2} = 39,6 \text{ mm}$ . Le masque est représenté Figure III-30-b, le circuit mesure  $116 \times 50 \text{ mm}^2$ . Des connecteurs SMA sont soudés aux entrées et sorties du coupleur.

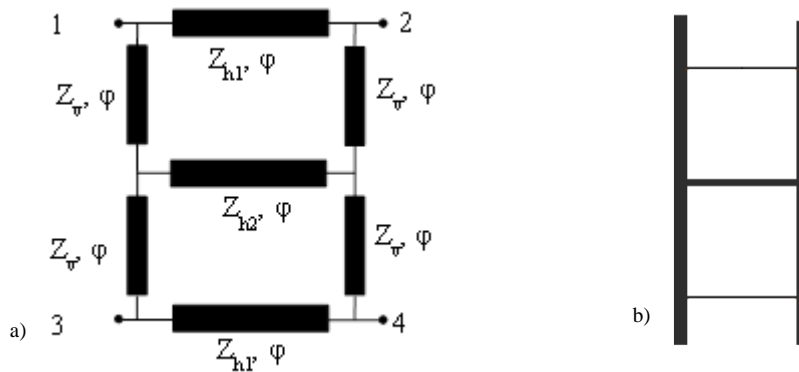


Figure III-30 – (a) Schématique du coupleur hybride trois branches, (b) layout du coupleur.

Les paramètres S du coupleur ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel. Les mesures et les simulations des coefficients de réflexion (Figure III-31 et Figure III-32) coïncident. Le coupleur est adapté à -10 dB avec une bande passante de 54% autour de 1,4 GHz. Par contre les niveaux en sortie sont égaux à  $-3\text{dB} \pm 0,5\text{dB}$  sur 31% de bande à 1,385GHz, et sur ces 31% de bande les signaux en sortie sont en quadrature de phase ( $90^\circ$ ). Nous avons ici le parfait coupleur fonctionnant sur toute la bande du GPS (L1/L2), Galileo (E1/E2/E5), GLONASS (G1/G2).

Ce coupleur n'a pas été réalisé sur substrat textile car les dimensions des lignes sont très délicates à réaliser à la main. Il faut trouver un moyen de le réaliser de manière automatisée pour tester ces performances, et c'est l'une des perspectives de ce travail.

### III.3.2. *Diviseurs de puissance en quadrature à base de ligne composites main droite/main gauche*

Les diviseurs de puissances classiques de type Wilkinson sont en général faible bande en quadrature de phase. Dans les travaux de Tseng [56], l'auteur a proposé un diviseur de puissance de Wilkinson et deux lignes ajustant la phase, dont une ligne de transmission composite main droite main gauche dite CRLH (Composite Right Left Handed). Ces lignes de transmission ont un fonctionnement bande grâce à leur nature dite main droite (propagation normale) et main gauche (rétro-propagation) à deux fréquences différentes. Une impressionnante bande passante de près de 80 % est obtenue en ayant une différence de gain inférieure à 0,5 dB entre les deux sorties et une erreur sur la phase de moins de  $5^\circ$ . Dans ce qui suit, nous allons montrer les différentes étapes de conception d'un coupleur à base de lignes CRLH. Nous allons tout d'abord faire l'étude des lignes CRLH à base d'éléments discrets, puis nous étudierons cette même ligne CRLH mais cette fois-ci à base d'éléments imprimés, au final nous optimiserons ces lignes CRLH imprimées avec un diviseur de Wilkinson.

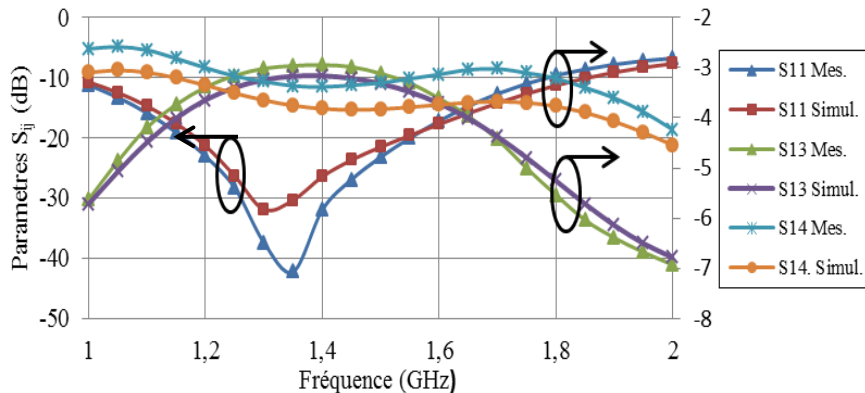


Figure III-31 – Mesures et simulations des paramètres S du coupleur hybride 3 branches.

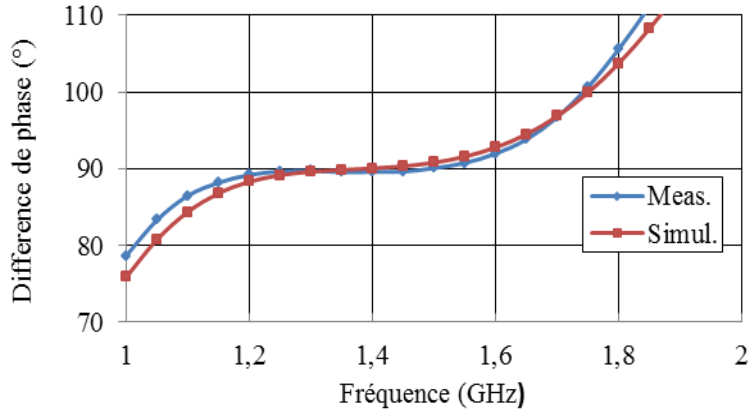


Figure III-32 – Différence de phase entre les ports de sorties (phase  $S_{31}$  – phase  $S_{41}$ ).

### III.3.2.1. Diviseur de puissance à base de lignes CRLH réalisé avec des composants discrets

#### III.3.2.1.1. Dimensionnement de la ligne composite main droite / main gauche CRLH

Dans un premier temps, on propose de faire l'étude de faisabilité d'un tel diviseur avec des composants discrets. Sous ADS, on réalise deux lignes microruban, une avec une ligne CRLH et l'autre conventionnelle. Le substrat d'épaisseur 0,762 mm admet une permittivité  $\epsilon_r = 2,2$ . Tous les tronçons de lignes de largeur 2,19 mm ont des impédances caractéristiques 50 Ohms.

L'optimisation des lignes permet un fonctionnement dans les bandes GPS L1/L2. Le schéma est représenté Figure III-33.

La ligne CRLH se compose de deux lignes microruban conventionnelles réalisant le comportement Main Droite, et d'une cellule en forme de T, composée de deux capacités C et d'une inductance L réalisant la partie Main Gauche. Ces deux éléments forment une ligne composite main droite/main gauche (CRLH). Après optimisation des longueurs de lignes et des valeurs de capacité et d'inductance, nous avons tracé les paramètres S en module et phase (Figure III-34). Le module de S montre que les lignes n'admettent pas de pertes car les lignes simulées sont parfaites, la transmission est quasiment nulle et l'adaptation des lignes en entrée est bonne. La ligne CRLH réagit comme une simple ligne, l'ajout des composants discrets ne modifie pas l'adaptation et la transmission, sauf pour les fréquences inférieures à 550 MHz, fréquence à laquelle coupe le filtre passe haut [57]. La différence de phase en sortie est de  $90 \pm 5^\circ$  sur 74 % de bande à 1,165GHz. Nous obtenons alors des signaux en quadrature sur les bandes du GPS, Galileo et GLONASS.

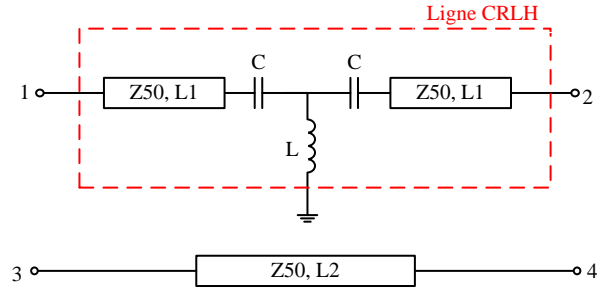


Figure III-33 – Schéma circuit de la ligne CRLH et de la ligne conventionnelle. Valeurs des paramètres :  $L1 = 43 \text{ mm}$ ,  $L2 = 110 \text{ mm}$ ,  $L = 10,6 \text{ nH}$ ,  $C = 7,8 \text{ pF}$ .

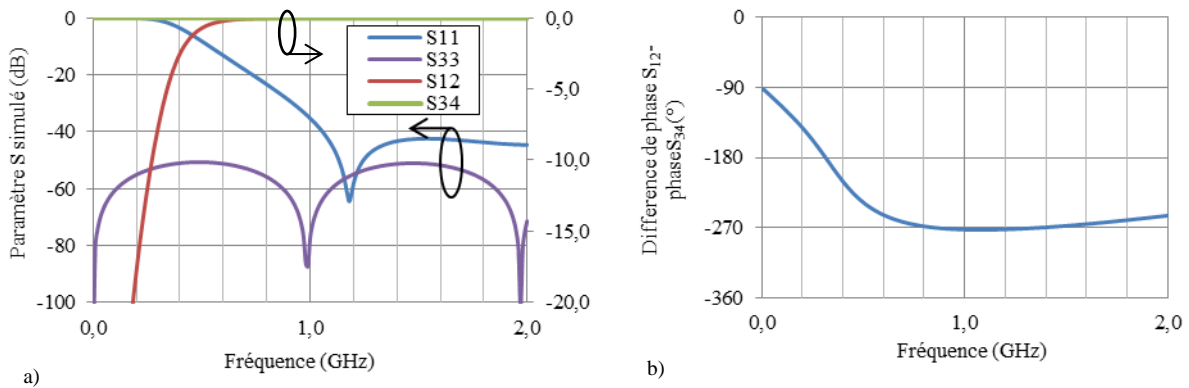


Figure III-34 – Simulation des paramètres S des lignes CRLH : (a) module de S, (b) différence de phase en sortie.

### III.3.2.1.2. Diviseur de puissance + ligne CRLH à base d'éléments discrets

Pour réaliser le diviseur de puissance en quadrature, on dimensionne un diviseur de Wilkinson à la fréquence  $f = 1,38 \text{ GHz}$ , fréquence centrale des deux bandes du GPS. Les impédances des lignes du diviseur sont  $Z0 = 50 \Omega$  et  $Z1 = Z0\sqrt{2} \Omega$ , les lignes des sous branches sont de longueur  $\lambda/4$ .

On associe au diviseur de Wilkinson les lignes CRLH calculées dans III.3.2.1.1. Le système complet devrait avoir des signaux en quadrature de phase sur la bande du GPS L1-L2. Le schéma du diviseur associé à la ligne CRLH est représenté Figure III-35. La simulation du système complet des paramètres S (Figure III-36) montre d'une part une adaptation en entrée inférieure à -20 dB sur toute la bande GPS L1-L2, les niveaux en sortie sont de -3,05 dB. La quadrature de phase en sortie est respectée, on relève une bande passante de 75 % autour de  $f = 1,18 \text{ GHz}$ , cette bande passante est fixée par celle de la ligne CRLH seule.



Ce diviseur de puissance en quadrature est parfait pour fonctionner aux bandes du GPS, cependant, ce prototype utilise des composants discrets ce qui n'est pas souhaitable dans notre application. Nous décidons alors d'implémenter cette simple ligne CRLH avec des éléments imprimés comme dans les travaux [58]. Les capacités seront remplacées par des capacités inter-digitées et l'inductance sera créée par des morceaux de lignes reliées à la masse par des vias. La Figure III-37 montre une modélisation complète de la capacité inter-digitée et de la ligne microruban créant une inductance.

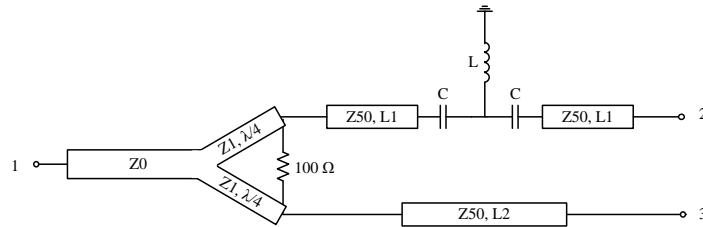


Figure III-35 – Diviseur de puissance Wilkinson associé à la ligne CRLH.

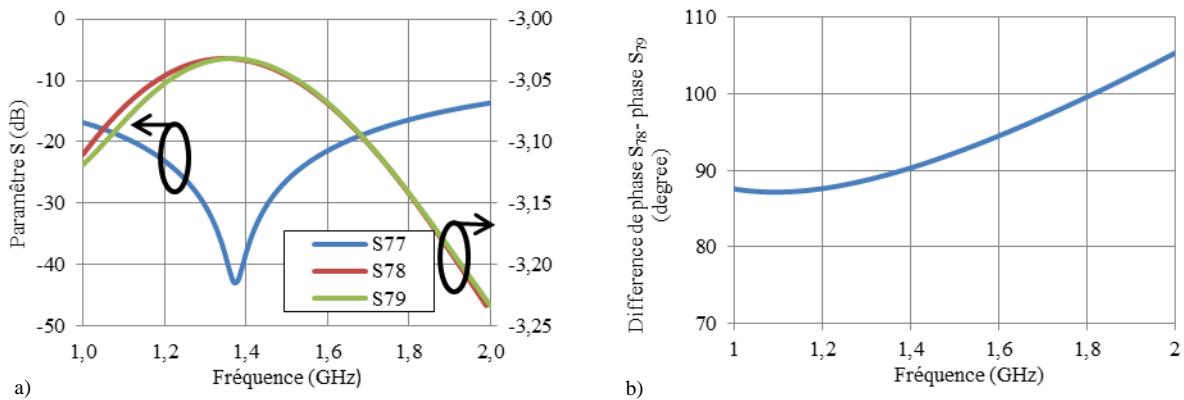


Figure III-36 - Simulation des paramètres  $S$  du diviseur Wilkinson associé à la ligne CRLH : (a) module de  $S$ , (b) différence de phase en sortie.

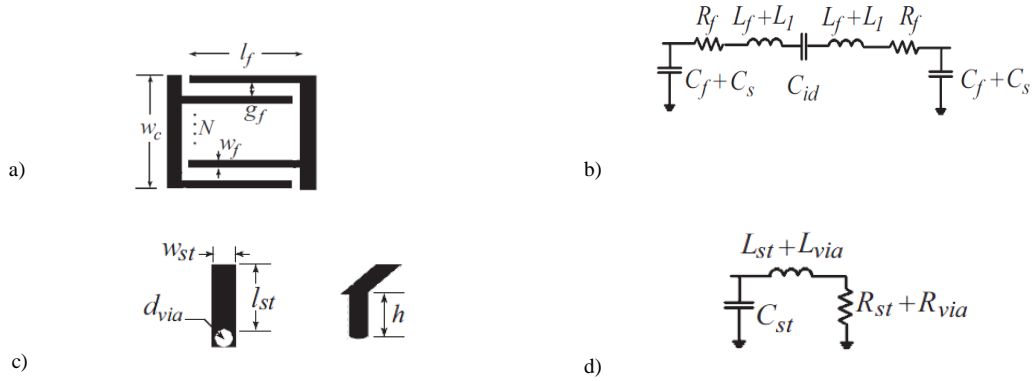


Figure III-37 – (a) Schéma de la capacité inter-digitée, (b) schéma circuit équivalent associé de la capacité inter-digitée, (c) schéma de la ligne microruban réalisant l'inductance, (d) schéma équivalent associé à la ligne microruban

### III.3.2.2. Diviseur de puissance à base de lignes CRLH réalisé avec des éléments imprimés

Nous avons vu qu'il était possible d'obtenir des signaux en quadrature de phase en utilisant des lignes CRLH. Dans III.3.2.1, nous avons réalisé des lignes CRLH à base d'éléments discrets, ensuite nous avons plutôt préféré l'utilisation d'éléments imprimés. Ce coupleur a été conçu et optimisé à l'aide du logiciel ADS, son schéma bloc est reporté à la Figure III-38, il est composé du diviseur de Wilkinson -3dB, d'une ligne CRLH et d'une ligne microruban. La taille du diviseur est de 160 mm\* 55 mm, la forme et les dimensions de celui-ci n'ont pas été optimisées. Le schéma est différent de la ligne avec des éléments localisés, la cellule n'est plus en forme de T mais en forme de  $\pi$ .

Après optimisation des longueurs de lignes et des paramètres capacités inter-digitées et inductances, nous avons réalisé et mesuré le coupleur CRLH (Figure III-40). Le coupleur est adapté à -10 dB sur 75 % de bande à  $f = 1,45$  GHz, les niveaux en sorties sont de  $-3,2 \text{ dB} \pm 0,5 \text{ dB}$  sur 57 % de bande à  $f = 1,5$  GHz. La différence de phase en sortie du coupleur est de 57 % à  $f = 1,39$  GHz en prenant  $90^\circ \pm 5^\circ$  de différence de phase entre les sorties. Les impédances présentées en sortie étaient de 50 Ohms qui correspondent à l'impédance des ports.

En réalisant des mesures d'une antenne à double accès en polarisation circulaire avec ce diviseur CRLH, nous avons observé que la bande passante en rapport axial de l'antenne était plus faible que prévu. La perte de polarisation circulaire vient du diviseur CRLH qui lorsque l'impédance en sortie est différente de 50 Ohms induit une perte de quadrature de phase. Ce diviseur est une solution intéressante pour des impédances de sortie de 50 Ohms, mais il n'est pas du tout robuste en conservation de la quadrature lorsque l'impédance présentée en sortie est supérieure à 80 Ohms ou inférieure à 20 Ohms.

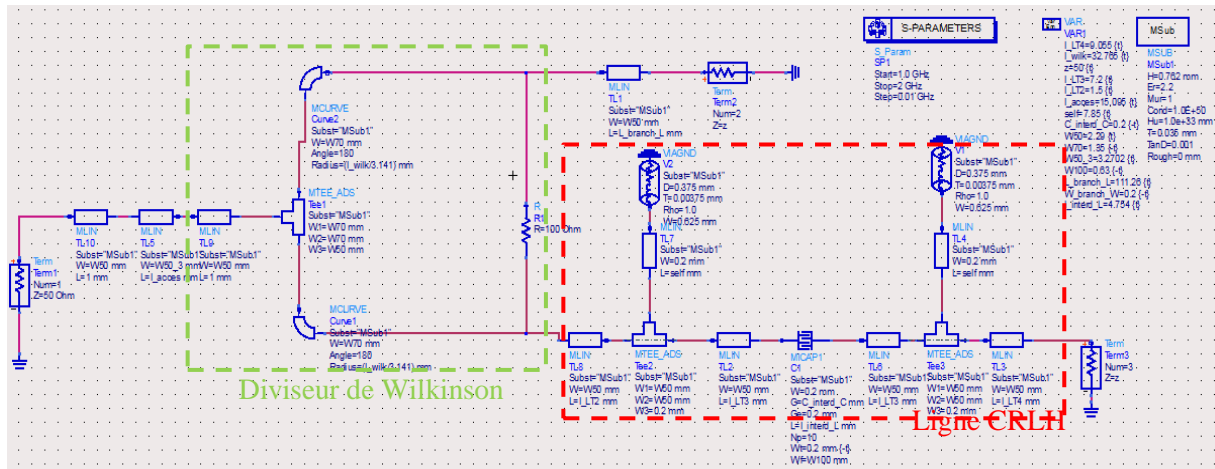


Figure III-38 – Diviseur de puissance Wilkinson associé à une ligne CRLH à base d’éléments discrets.

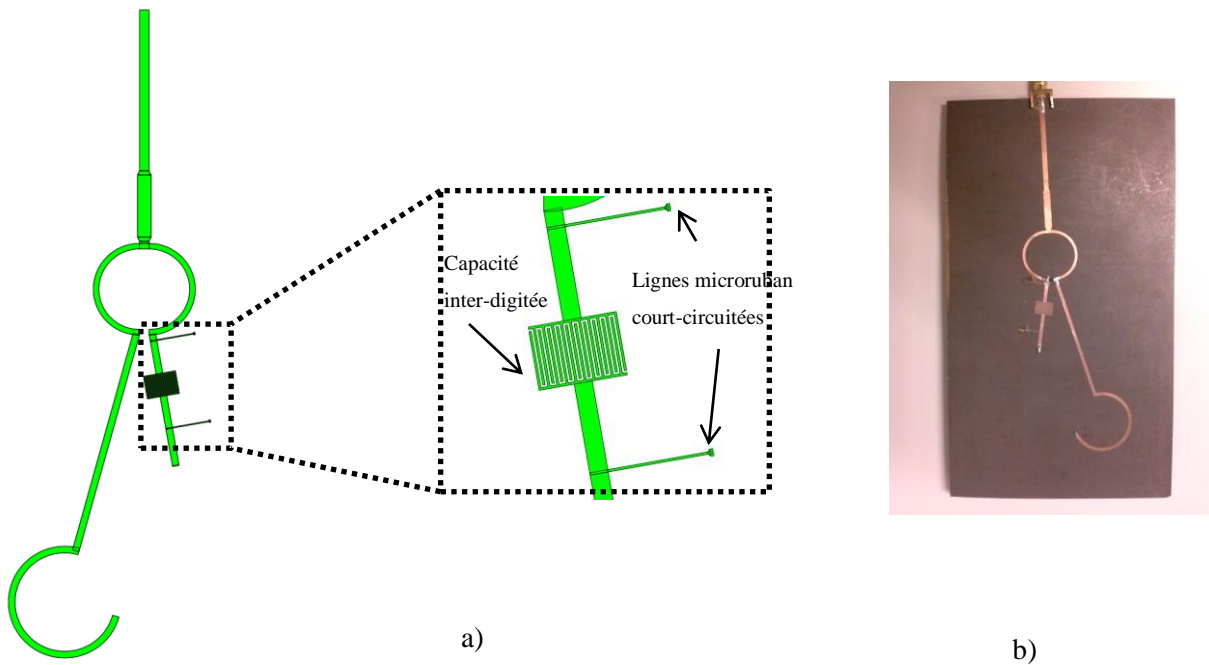


Figure III-39 – (a) Layout du diviseur de Wilkinson associé à une ligne CRLH, (b) Photographie du prototype.

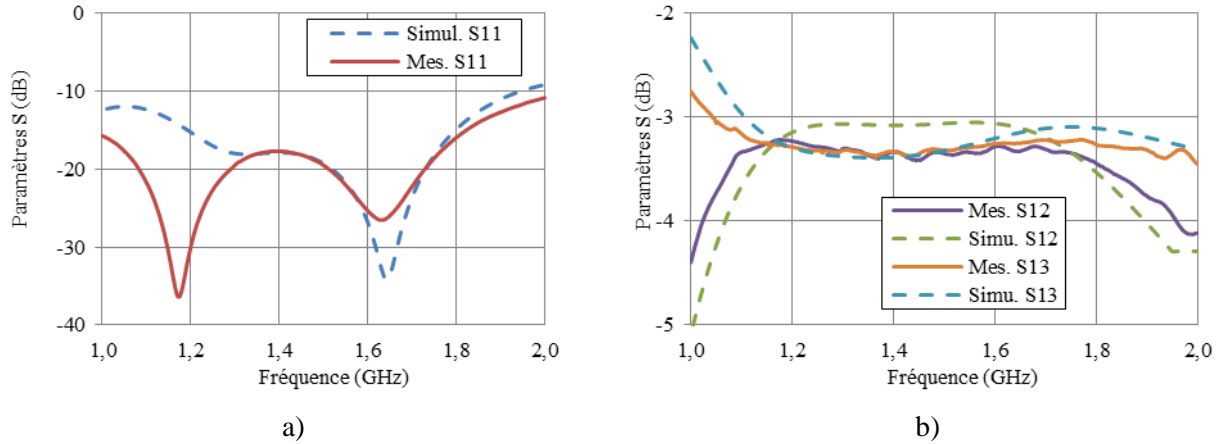


Figure III-40 – Simulation et mesure des paramètres  $S$  du diviseur à base de ligne CRLH : (a) paramètre  $S_{ii}$  (dB), (b) paramètres  $S_{ij}$  (dB).

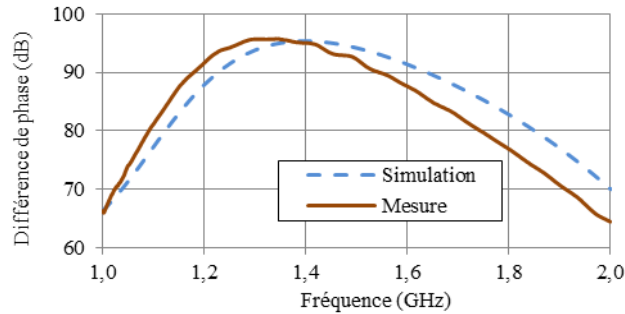


Figure III-41 - Simulation et mesure de la différence de phase en sortie du diviseur.

### III.3.3. Conclusion

Dans un premier temps nous avons dimensionné un coupleur hybride sur textile mono-bande dont la découpe de l'électro-textile a été réalisée à la main. Les performances du coupleur ne sont pas suffisantes car il y a des pertes d'insertion dues à la nature du substrat et des tolérances de fabrication.

Puis nous avons conçu un coupleur hybride 3 branches permettant d'avoir de bonnes performances sur toutes les bandes du GPS et de Galileo. Nous avons ensuite étudié un diviseur de puissance à base de ligne composite CRLH qui s'est révélé peu performant à cause de sa perte en quadrature de phase lorsque les impédances de charge sont différentes de 50 Ohms. La solution qui a été retenue est le coupleur hybride 3 branches, ce coupleur est simple de conception, cette solution sera utilisée pour des antennes en polarisation circulaire à double accès dans le paragraphe III.4.2.

Du fait de l'utilisation de substrat faible permittivité, ces coupleurs sont de dimensions très grandes, rendant difficile l'intégration, cependant ils existent dans le commerce des coupleurs hybrides large bande

sur céramiques très petit et facile à intégrer (14mm\*8mm), ils possèdent notamment de bonnes performances. Nous les utiliserons dans une partie de notre travail.

### III.4. ANTENNES EN POLARISATION CIRCULAIRE

Les signaux GPS sont émis en polarisation circulaire, il est donc important de concevoir des antennes en polarisation circulaire pour que la localisation soit plus précise. Mais il est difficile d'avoir des antennes compactes bibandes avec de la polarisation circulaire sur une large bande. Dans le cas d'antennes simples accès, les bandes passantes en rapport axial sont de l'ordre de 1-2 %. C'est pour cela que nous préférons une technologie à double accès en quadrature de phase.

Nous allons présenter deux solutions de patch en polarisation circulaire, mono-bande avec une alimentation par ligne couplée en forme de T, cette solution à l'avantage d'avoir une alimentation sur le côté pour éviter les problèmes de déchirure de la sonde à travers l'antenne lorsque celle-ci sera intégrée dans un vêtement. L'autre solution étudiée est un patch bibande en polarisation circulaire.

#### III.4.1. *Antenne mono-bande avec alimentation par ligne couplée*

Nous avons vu le fonctionnement de l'antenne alimentée par ligne couplée en forme de T en polarisation linéaire dans III.2.1, maintenant nous alimentons le patch sur deux médianes orthogonales à l'aide de deux T pour que l'antenne fonctionne en polarisation circulaire (Figure III-42).

Les alimentations sont réalisées avec des lignes d'impédance caractéristique 50 Ohms terminées par un T couplé au patch par un gap. L'antenne est alimentée par deux lignes de mêmes dimensions, deux sondes coaxiales de type SMA 50 Ohms sont soudées aux extrémités des deux lignes. Pour cette antenne, nous avons réduit la taille du plan de masse, la structure constituée de deux couches de mousse polyéthylène de 3 mm mesure 150 mm de large avec une épaisseur de 6 mm.

L'antenne a été réalisée et mesurée avec et sans coupleur. La différence entre les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  est due au mauvais positionnement du T d'alimentation. Il est difficile de garder les mêmes écarts entre le patch et la ligne en forme de T des deux côtés de l'antenne. L'antenne est adaptée à -10 dB sur une bande de 6,2 % autour de 1,6 GHz (Figure III-43-a). L'isolation entre les ports est inférieure à -20 dB sur toute la bande. La mesure et la simulation sont en accord (décalage inférieur à 3%). Cette antenne permet de fonctionner dans les bandes du GPS L1 et dans la bande Iridium du standard de communications mobile par satellite. On ajoute un coupleur hybride permettant d'avoir des signaux en quadrature à l'entrée de l'antenne pour la création de la polarisation circulaire. Le coefficient de réflexion de l'antenne associée au coupleur hybride donné Figure III-43-b, est inférieur à -10 dB dans la bande GPS-L1 et Iridium.

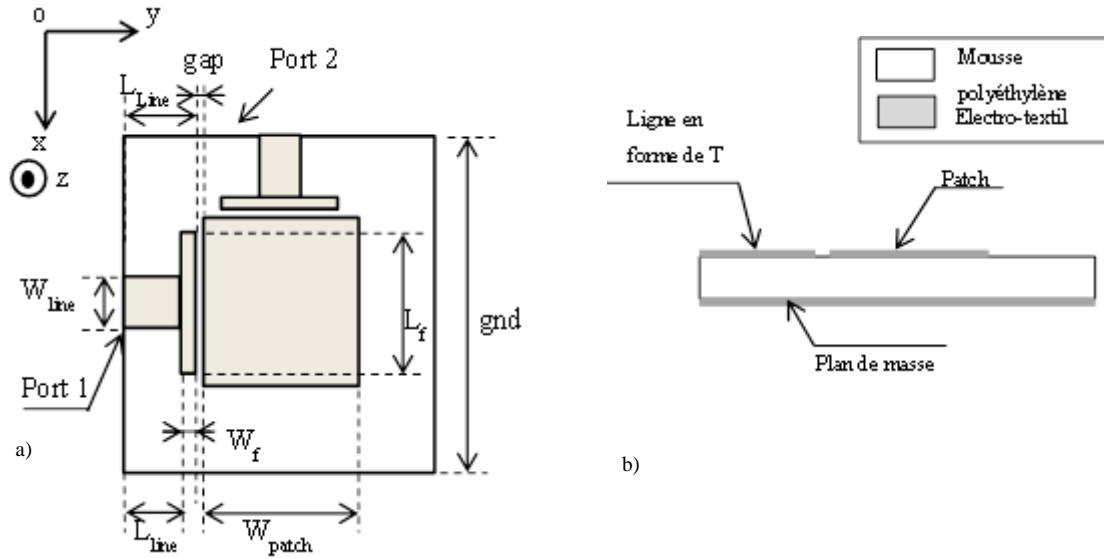


Figure III-42 – Antenne mono-bande alimentée par ligne couple en forme de T en polarisation circulaire : (a) vue de dessus, (b) vue de côté. Valeurs des dimensions :  $gnd = 120 \text{ mm}$ ,  $W_{patch} = 77 \text{ mm}$ ,  $W_{line} = 30 \text{ mm}$ ,  $L_{line} = 19 \text{ mm}$ ,  $L_{feed} = 100 \text{ mm}$ ,  $W_{feed} = 2 \text{ mm}$ ,  $gap = 1,5 \text{ mm}$ ,  $h_{antenna} = 6 \text{ mm}$ ,  $er = 1,05$ ,  $\tan \delta = 0,01$ .

Les performances en rayonnement de l'antenne avec le coupleur hybride -3dB dans ces deux bandes sont relevées à l'aide de la station SATIMO à Orange Labs La Turbie.

L'efficacité totale maximale mesurée (Figure III-43-b) de l'antenne est de 83 % (92 % en simulation). A cette mesure ont été soustraites les pertes dues aux câbles (1dB). La différence entre la mesure et la simulation vient du fait que nous avons des pertes d'insertion du coupleur de 0,3dB. En effet, le coupleur n'admet pas 3 dB en sortie, mais 3,3 dB.

L'alimentation en quadrature réalisée à l'aide du coupleur permet à l'antenne de fonctionner en polarisation circulaire, le Rapport Axial RA mesuré est inférieur à 3 dB sur les deux bandes GPS-L1 et Iridium. L'antenne admet un gain max. de 6,2 dBi à 1,59 GHz dans la direction perpendiculaire à l'antenne (Figure III-44-a).

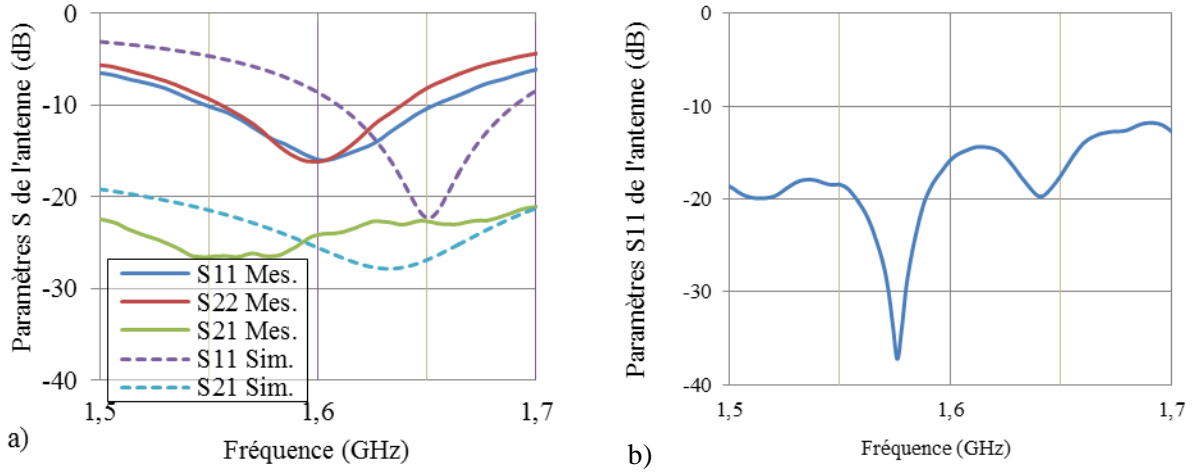


Figure III-43 – Mesure et simulation des paramètres S de l'antenne : (a) sans coupleur, (b) avec coupleur.

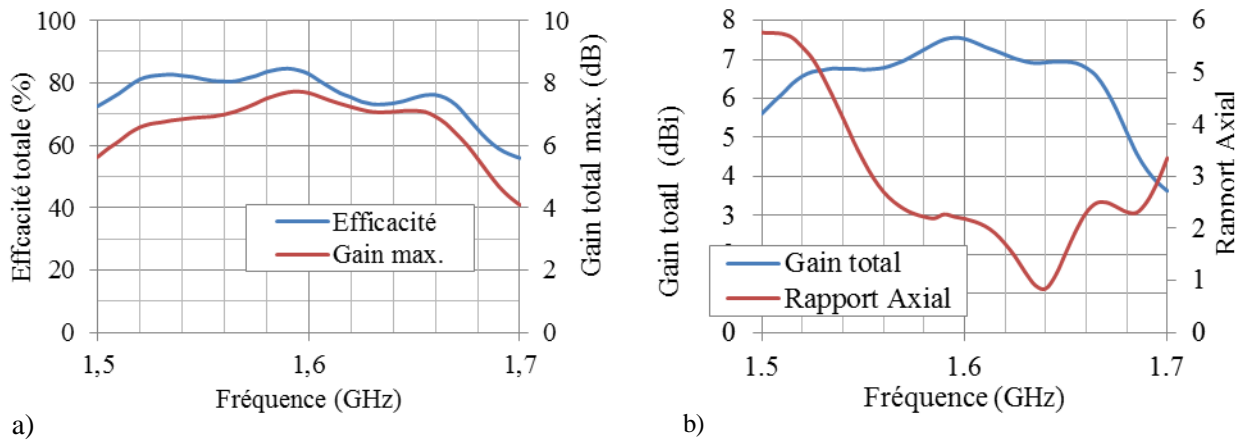


Figure III-44 – Mesure de l'antenne associée au coupleur dans la station Satimo : (a) gain total max. et efficacité total, (b) gain total et rapport axial dans la direction perpendiculaire à l'antenne.

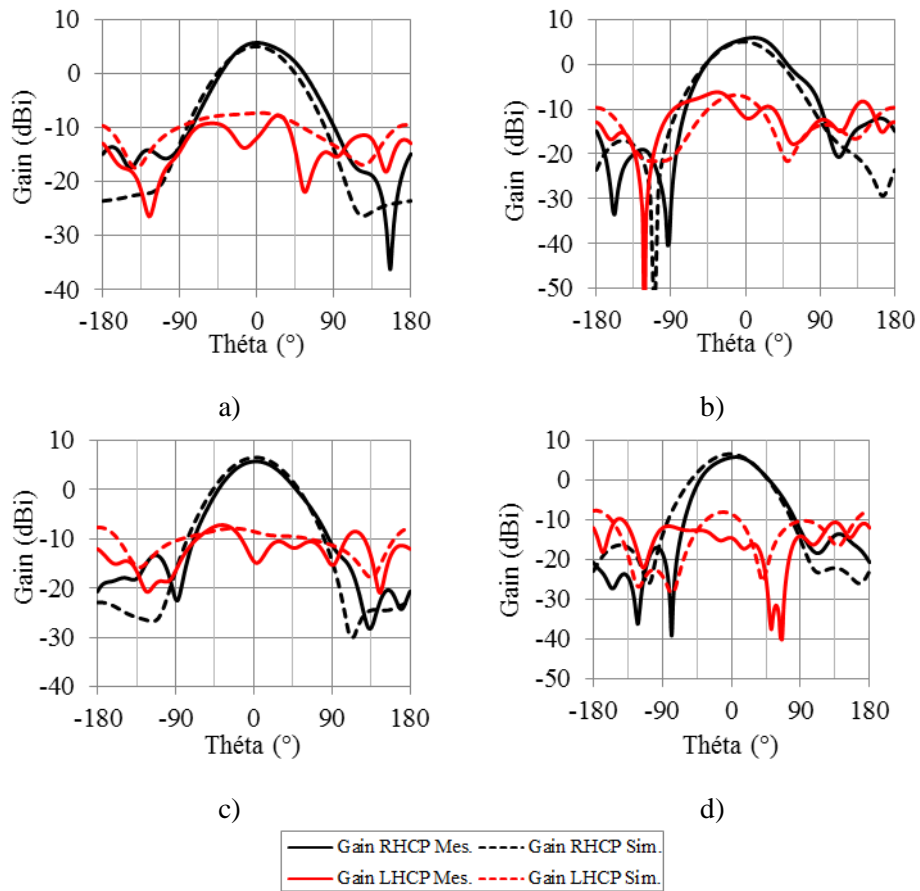


Figure III-45- Diagrammes de rayonnement en fonction de  $\theta$  à la fréquence  $f = 1,575 \text{ GHz}$  (GPS – L1) dans les plans : (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , et à la fréquence  $f = 1,621 \text{ GHz}$  (Iridium) dans les plans : (c)  $\varphi = 0^\circ$  et (d)  $\varphi = 90^\circ$ .



### III.4.2. *Antenne bibande*

#### III.4.2.1. *Présentation de l'antenne*

Il existe deux technologies pour créer un effet bibande en utilisant des éléments de types patch. La première méthode est d'empiler des patches de tailles différentes [59]. Cette solution fonctionne bien mais les épaisseurs sont trop grandes pour notre application. La seconde, vers laquelle nous nous sommes orientés, consiste en une solution planaire avec des fentes dans des patches. Les fentes permettent de modifier le parcours des courants afin de diminuer les fréquences des modes supérieurs de l'antenne [60] [61] [62]. L'idée ici est d'utiliser l'antenne des travaux de Maci [63] en polarisation linéaire et de la modifier pour qu'elle fonctionne en polarisation circulaire [51]. La différence qu'il y a entre les deux antennes est le nombre de fentes. Il y a deux fentes par ports d'excitations, donc au total 4 fentes (Figure III-46 a et b). Les deux modes  $TM_{100}$  et  $TM_{300}$  du patch sont excités afin d'obtenir des diagrammes de rayonnement maximum dans la direction perpendiculaire à l'antenne.

Dans un premier temps, nous avons optimisé cette antenne dans les bandes GPS L1/L2. Nous avons effectué les mesures sur le coefficient de réflexion et les résultats sont représentés Figure III-47-a. Nous observons un bon accord entre simulation et mesure. Les courbes du  $S_{11}$  et du  $S_{22}$  présentent 3 fréquences de résonance, avec une résonance centrée sur  $f = 1,4$  GHz correspondant au couplage entre les deux ports 1 et 2. La première résonance et la troisième résonance correspondent respectivement au mode  $TM_{100}$  ( $f_{100} = 1,197$  GHz) et  $TM_{300}$  ( $f_{300} = 1,575$  GHz). Nous obtenons un coefficient de réflexion  $S_{11\min}$  minimal de -24 dB. La bande passante en  $S_{11}$ , prise à -10 dB, est de 2,5 % pour les deux fréquences centrales  $f = 1,197$  GHz et 1,575 GHz. Nous observons que l'antenne est adaptée sur les bandes du GPS L1 et L2.

#### III.4.2.2. *Association de l'antenne au coupleur hybride bibande*

Nous utilisons l'antenne précédente à laquelle nous rajoutons un deuxième accès et deux fentes supplémentaires sur l'autre côté du patch. Cette structure est alimentée par le coupleur hybride bibande, vu dans III.3.1.2. Le coupleur est inséré sous le plan de masse de l'antenne, le plan de masse est perforé et l'antenne est alimentée par des vias. Les dimensions totales de l'antenne sont 170 mm\* 170 mm\*7,524 mm (Figure III-46 -b).

L'antenne est simulée et mesurée. Le coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans coupleur est représenté (Figure III-47). Les bandes passantes en coefficient de réflexion sont respectivement de 2,8 % et de 2,6 % aux fréquences  $f = 1,21$  GHz et 1,596 GHz. En revanche, l'association du coupleur hybride à l'antenne a élargi ses performances en adaptation. La bande passante mesurée est de 22 % et de 14 % respectivement à  $f = 1,22$  GHz et 1,57 GHz, en prenant  $S_{11}$  inférieur à -10 dB. A notre plus grande

satisfaction, l'antenne est maintenant adaptée sur toutes les bandes GPS, Galiléo et GLONASS grâce au coupleur hybride trois branches.

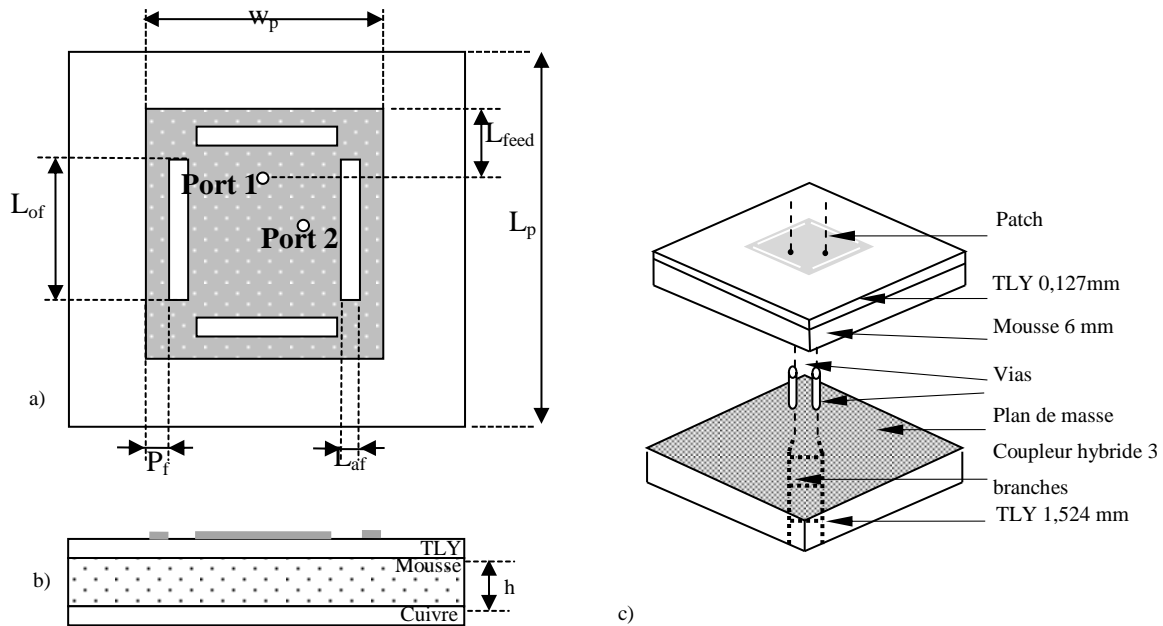


Figure III-46 – Antenne bibande à fentes en polarisation circulaire double accès : (a) vue dessus, (b) vue de côté, (c) vue 3D avec le coupleur hybride 3 branches. Valeurs des paramètres de l'antenne :  $W_p = 100$  mm,  $L_{feed} = 24$  mm,  $L_{of} = 92$  mm,  $L_{af} = 2$  mm,  $P_f = 0,7$  mm,  $L_p = 170$  mm,  $h = 6$  mm.

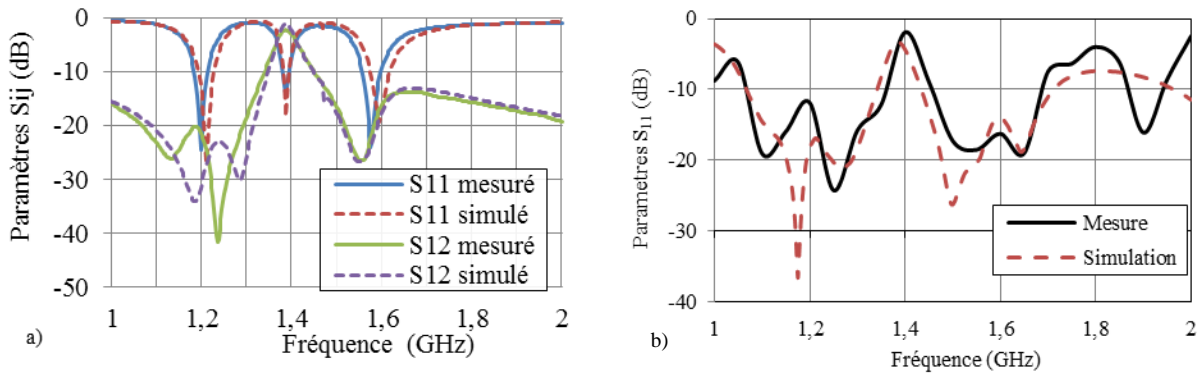


Figure III-47 – Mesure et simulation des paramètres  $S$  de l'antenne bibande à fentes : (a) sans coupleur hybride, (b) avec coupleur hybride.

Les performances en rayonnement de l'antenne ont été mesurées dans la station de mesure Satimo à Orange Labs La Turbie. Nous obtenons un gain total maximum dans la direction perpendiculaire à l'antenne de 6 et 8,4 dBi respectivement aux fréquences centrales 1,2 GHz et 1,6 GHz (Figure III-49-a). Les bandes passantes en rapport axial (inférieur à 3 dB) sont de 20 % et de 11,3 % à  $f = 1,2$  GHz et  $f =$

1,58 GHz respectivement. Nous avons tracé la carte des vecteurs de courants surfaciques sur le patch Figure III-48. Les courants tournent sur le patch en fonction de la phase lorsque l'on modifie celle-ci sur les ports d'entrées. Les courants n'ont pas été tracés que pour la fréquence basse mais leur comportement est identique à la fréquence haute. Le Tableau III-2 regroupe les performances de l'antenne en gain total et en rapport axial dans les différentes bandes des standards GNSS. L'efficacité totale maximale est de 70% aux fréquences centrales  $f = 1,2$  GHz et  $f = 1,6$  GHz (Figure III-49-b).

Antenne associée au coupleur hybride bibande	Standards GNSS							
	GPS			GLONASS		Galileo		
	L1	L2	L5	G1	G2	E5a	E5b	L1
Gain total max @zenith (dBi)	> 5,4	> 5,8	> 3,7	> 8,2	> 5,2	> 3,7	> 4,4	> 5,4
RA @zenith (dB)	< 1,2	< 2,3	< 2,1	< 1,2	< 2	< 2,2	< 2,3	< 1,2

Tableau III-2 – Mesure des performances en rayonnement de l'antenne associée au coupleur hybride trois branches.

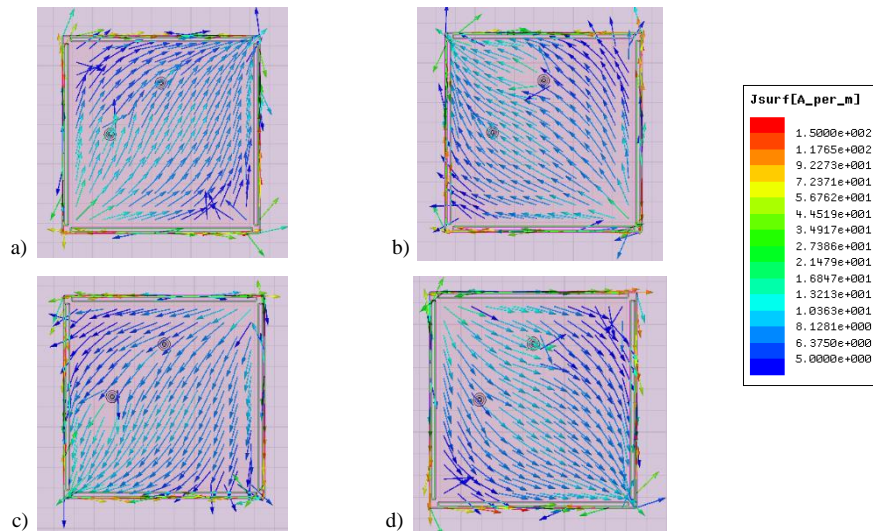


Figure III-48 – Orientation des courants surfaciques à la surface du patch à  $f = 1,2$  GHz pour différentes phases  $\phi$  en entrée : (a)  $\phi = 0^\circ$ , (b)  $\phi = 90^\circ$ , (c)  $\phi = 180^\circ$ , (d)  $\phi = 170^\circ$ .

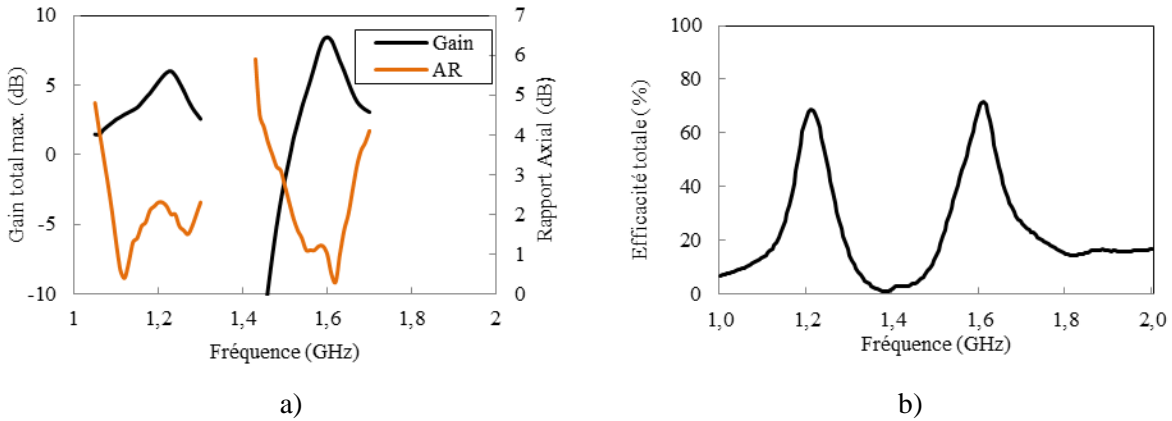


Figure III-49 - Mesure des performances de l'antenne en fonction de la fréquence : (a) gain total réalisé et Rapport Axial RA, (b) efficacité totale.

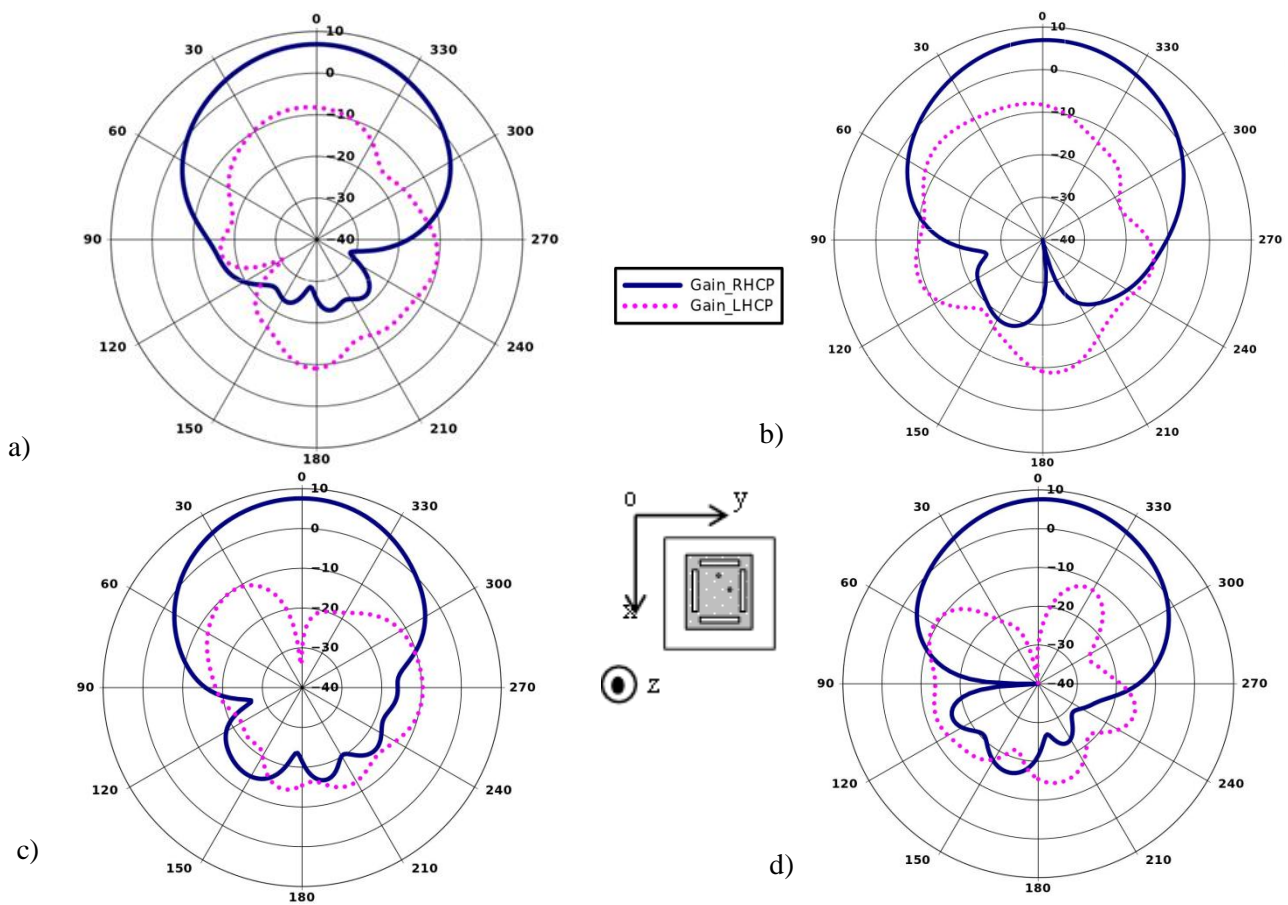


Figure III-50 – Gain en polarisation circulaire à la fréquence  $f=1,2$  GHz dans les plans : (a)  $\phi=0^\circ$ , (b)  $\phi=90^\circ$  et à la fréquence  $f=1,575$  GHz dans les plans : (c)  $\phi=0^\circ$ , (d)  $\phi=90^\circ$ .

La qualité de la polarisation circulaire est donnée par le rapport axial mais aussi par la différence entre le gain en polarisation droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP). La polarisation circulaire principale de l'antenne est droite pour ces deux fréquences de fonctionnement.

### III.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons réalisé des antennes de type patch bibande en polarisation linéaire et circulaire avec deux méthodes d'alimentations différentes, une alimentation par sonde coaxiale et une alimentation par ligne couplée.

Une antenne bibande pour le standard GNSS en polarisation circulaire a été dimensionnée sur un substrat mousse rigide et alimentée par une sonde coaxiale. Cette antenne admet de bonnes performances de point de vue adaptation et de rayonnement. La difficulté a été l'obtention de la polarisation circulaire sur toutes les bandes du GNSS. Cette polarisation a été obtenue grâce à un circuit hybride large bande trois branches. Un diviseur large bande en quadrature de phase à base de ligne composite a été également développé, mais il y avait pertes de polarisation circulaire à cause des impédances de l'antenne qui étaient différentes de 50 Ohms. Bien que ce prototype ait été réalisé sur mousse rigide, il est tout à fait possible d'étendre cela à des matériaux textiles de faible permittivité. Il faudra cependant mettre en place une procédure pour graver ou découper l'électro-textile avec précision car les fréquences de fonctionnement de l'antenne dépendent fortement des fentes.

Des travaux ont également été réalisés dans le cadre de structures bibandes en polarisation linéaire avec un second type d'alimentation pour pallier aux problèmes de déchirure de l'électro-textile suite aux contraintes mécaniques.

# **Chapitre IV : LES CONDUCTEURS MAGNETIQUES ARTIFICIELS MULTIBANDES**

<b>IV.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>82</b>
<b>IV.2. COEFFICIENT DE REFLEXION D'UN CONDUCTEUR MAGNETIQUE ARTIFICIEL CMA 82</b>	
IV.2.1. Simulation numérique par modes de Floquet .....	82
IV.2.2. Caractérisation expérimentale .....	83
<b>IV.3. LE CMA MONO-BANDE PATCH CARRE.....</b>	<b>84</b>
IV.3.1. Description de la cellule .....	84
IV.3.2. Etude modale du patch carré.....	85
IV.3.3. Influence des dimensions de la cellule sur les fréquences de résonnances .....	87
IV.3.4. Technique de réduction de taille du CMA.....	89
IV.3.5. Conclusion .....	93
<b>IV.4. LES CMA BIBANDES.....</b>	<b>94</b>
IV.4.1. Les CMA monocouches.....	94
IV.4.2. Les CMA bicouches .....	106
<b>IV.5. LE CMA TRI-BANDES.....</b>	<b>113</b>
<b>IV.6. CONCLUSION.....</b>	<b>115</b>

## IV.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous proposons l'étude d'une catégorie de métamatériaux qui est celle des Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA). Utilisés comme plans réflecteurs, ces métamatériaux admettent des propriétés sur leur phase du coefficient de réflexion permettant de réduire la taille des antennes., Cependant, peu de travaux ont cependant été réalisés sur des CMA bibandes pour un rapport des deux fréquences inférieur à 2, (bandes L1 et L2 du GPS) ainsi que pour des substrats souples et de faibles permittivités.

Dans un premier temps, nous étudierons une cellule mono-bande à base de patchs carrés pour comprendre sa modélisation et son comportement. Une technique de réduction des dimensions d'une cellule sera aussi présentée. Ensuite, nous étudierons et comparerons plusieurs cellules bibandes en termes de performances et d'encombrement. Puis finalement, nous présenterons une nouvelle cellule tri-bandes, utilisant une cellule bibande combinée à une cellule mono-bande. Cette cellule tri-bandes imprimée sur un substrat de fortes pertes (FR4 époxy), nous permettra de conclure sur l'utilisation de ces substrats.

Avant de proposer des cellules pour former ces métamatériaux, il est important de savoir comment les caractériser en simulation. Nous allons donc tout d'abord présenter une méthode de simulation par les modes de Floquet.

## IV.2. COEFFICIENT DE REFLEXION D'UN CONDUCTEUR MAGNETIQUE ARTIFICIEL CMA

### IV.2.1. *Simulation numérique par modes de Floquet*

Les modes de Floquet, du nom du mathématicien français Achille Marie Gaston Floquet (1847- 1920), sont une application du théorème de Floquet. C'est un outil mathématique utilisé pour l'étude et le développement des structures rayonnantes périodiques, comme les antennes réseaux à commande de phase. Grâce au théorème de Floquet, le champ dans une structure périodique avec des conditions aux limites peut être exprimé comme une somme infinie d'ondes planes. Les parois maîtres-esclaves permettent de définir les vecteurs  $(\vec{u}, \vec{v})$  afin d'exciter les modes de Floquet  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$  respectivement.

On présente ici la méthode que l'on utilise pour simuler des structures CMA à l'aide du logiciel de simulation HFSS. La procédure consiste à simuler sous incidence normale une cellule CMA avec un port dit de Floquet et des murs Maîtres-Esclaves (Figure IV-1), permettant le calcul du coefficient de réflexion

de phase d'une seule cellule et non pas celui d'un groupe de cellule, ce qui permet une réduction du temps de calcul et des ressources informatiques utilisées. Cette méthode généralement utilisée pour simuler des structures périodiques s'applique également au calcul de phase sur des réseaux réflecteurs, des surface sélectives en fréquence (SFF), et dans le domaine des métamatériaux type Bande Interdite Electromagnetique (BIE) ou de type Conducteur Magnétique Artificiel (CMA).

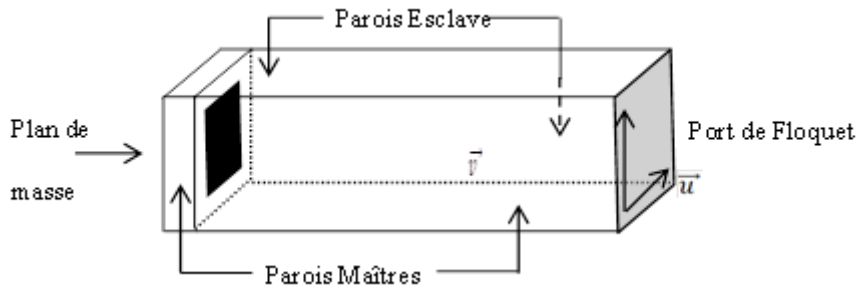


Figure IV-1—Simulation d'une cellule CMA par méthode de port de Floquet.

#### IV.2.2. Caractérisation expérimentale

Il est important de caractériser expérimentalement les surfaces CMA, et de les comparer à la simulation. Deux techniques principales existent. La première consiste en la mesure de la phase du coefficient de réflexion par le biais de deux cornets, l'un en émission et l'autre en réception, sous une incidence normale. La mesure de la phase du coefficient de réflexion [7] s'effectue en deux étapes (mesure de phase différentielle). Tout d'abord on place un plan réflecteur métallique comme référence, présentant un déphasage connu de  $\pi$ . Puis on place la surface CMA à caractériser à la place du plan réflecteur métallique comme sur la Figure IV-2. On mesure la phase et le module du coefficient de transmission.

La seconde technique consiste aussi en la mesure du coefficient de réflexion, mais cette fois-ci en mettant la surface CMA dans un guide d'onde. Pour notre application, le guide qui conviendrait le mieux à nos bandes de fréquences serait le guide rectangulaire WR-650, de dimensions intérieures de  $165,1 * 82,55 \text{ mm}^2$ , et dont les fréquences de travail seraient de 1,12 à 1,7 GHz. Il faut cependant que les dimensions du plan réflecteur CMA soient plus petites que l'ouverture du guide d'onde, or nous verrons plus tard que les dimensions sont bien trop grandes pour effectuer des mesures. Nous adopterons donc la première technique de mesure.



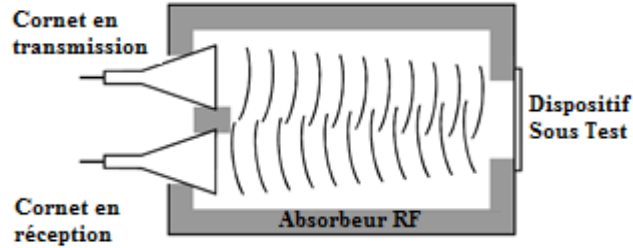


Figure IV-2 – Dispositif de mesure du coefficient de réflexion d'un CMA.

### IV.3. LE CMA MONO-BANDE PATCH CARRE

Les Conducteurs Magnétiques Artificiels CMA sont des structures à motifs métalliques périodiques imprimés sur un substrat diélectrique. Généralement utilisés comme plan réflecteur, ils possèdent la propriété très intéressante d'avoir une phase du coefficient de réflexion variant de  $-180^\circ$  à  $180^\circ$  en passant par  $0^\circ$ , contrairement à un plan de masse classique qui admet une réflexion de  $180^\circ$ . Cette propriété de phase est très importante car elle permet de réduire la taille de l'antenne comparée à un plan de masse classique.

Ici nous proposons l'étude d'un CMA mono-bande à base d'éléments conducteurs carrés. Cette partie servira à comprendre les bases de fonctionnement d'un CMA, en utilisant son modèle équivalent LC. Cela permettra surtout d'évaluer les performances et la taille des cellules pour notre application. Cette cellule est issue des travaux de Sievenpiper [7]. Nous avons au préalable retiré les vias métalliques, ce qui ne change en rien la phase du coefficient de réflexion. Des études paramétriques sont faites sur les dimensions de la cellule.

Ensuite une méthode de réduction de taille des cellules CMA est présentée et comparée à la cellule patch carré. Elle consiste en l'utilisation de patches carrés de forme spirale. Cette méthode nous permet d'avoir une réduction de la largeur de près de 50% mais avec en contrepartie une augmentation de la hauteur de 50%.

#### IV.3.1. Description de la cellule

Le CMA étudié est un CMA patch carré sur un substrat de faible permittivité. Rappelons que les substrats souples ou textiles utilisés admettent de faibles permittivités comme nous avons pu le voir dans le II.1.4.4, ou dans les travaux [65], [9]. La cellule CMA étudiée de dimension Cell est représentée Figure IV-3. Elle se compose d'un patch carré de largeur  $w$  gravé sur un substrat diélectrique de mousse polyéthylène de permittivité  $\epsilon_r = 1,05$ , de  $\tan\delta = 0,01$  et d'épaisseur  $h$ . Selon Sievenpiper [7], une cellule CMA à base de

patches carrés se modélise analytiquement par un circuit LC. Ce circuit constitue une impédance de surface  $Z_s$ , dont les valeurs dépendent de la géométrie de la cellule. La capacité étant la capacité entre les patches carrés, et l'inductance créée par la hauteur du substrat. Cette modélisation donne des résultats corrects pour des tailles de cellule dont la longueur d'onde est très inférieure à la période de la cellule. Dans notre cas, les tailles de cellule avoisinent  $\lambda/2$ . Les études paramétriques montrent le même fonctionnement qu'une cellule LC. Cependant, le modèle proposé par Sievenpiper ne fonctionne pas, car nous ne respectons pas la condition  $\text{Cell} \ll \lambda$ . Les modèles analytiques avec une formulation dynamique de l'impédance de surface, proposée par Tretyakov [66], ne fonctionnent pas non plus car les tailles des cellules ne sont pas assez petites et que l'écart entre les cellules n'est pas assez faible devant la taille de la cellule.

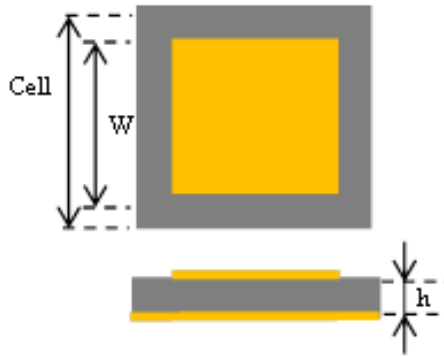


Figure IV-3- CMA patch carré mono-bande. Valeurs des paramètres de la cellule CMA :  $\text{Cell} = 115 \text{ mm}$ ,  $W = 100 \text{ mm}$ ,  $h = 6 \text{ mm}$ , Substrat mousse polyéthylène  $\epsilon_r = 1,05$  et de  $\tan \delta = 0,01$ .

### IV.3.2. Etude modale du patch carré

Nous proposons ici de réaliser une étude fréquentielle sur la phase du coefficient de réflexion d'un CMA mono-bande à base de patches carrés, dont nous verrons apparaître les différents modes de fonctionnement. Pour cela, nous traçons les courants surfaciques sur la métallisation des patches carrés pour chaque résonance du CMA, c'est-à-dire là où la phase du coefficient de réflexion est nulle. La simulation du coefficient de réflexion est faite de 1 GHz à 7 GHz (Figure IV-4), et le CMA compte ici six modes dont les fréquences de résonances sont  $f = 1,23 \text{ GHz}$ ,  $3,26 \text{ GHz}$ ,  $3,74 \text{ GHz}$ ,  $4,16 \text{ GHz}$ ,  $6,06 \text{ GHz}$ , et  $6,4 \text{ GHz}$ .

Les courants surfaciques montrent les différents modes du CMA (Figure IV-5). Pour les fréquences  $f_1$ ,  $f_3$ ,  $f_6$ , nous avons les modes impairs. Les autres sont des modes croisés.

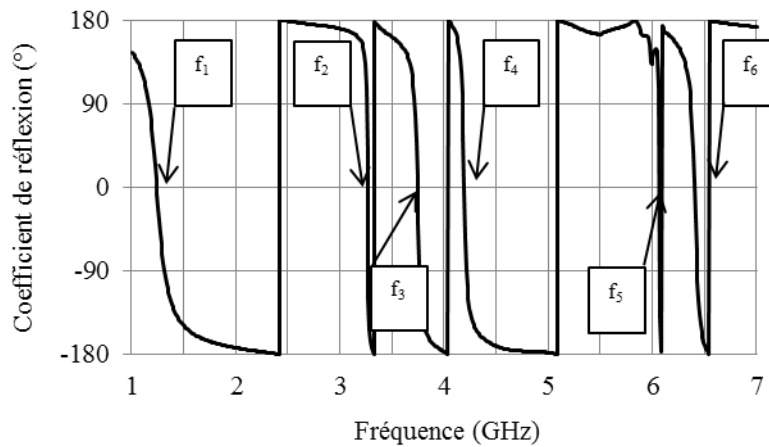


Figure IV-4- Phase du coefficient de réflexion de la cellule CMA patch carré.

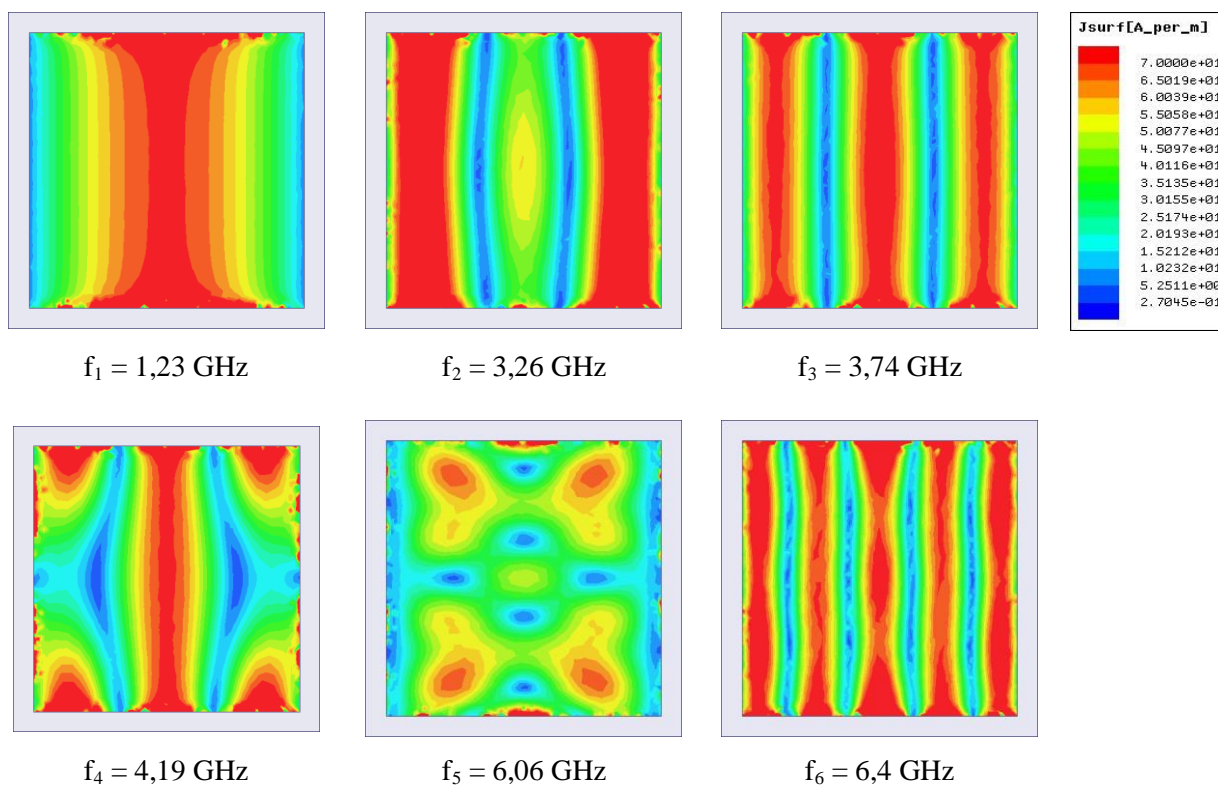


Figure IV-5 – Courants surfaciques du CMA patch carré pour différentes fréquences.

### IV.3.3. *Influence des dimensions de la cellule sur les fréquences de résonances*

Les deux dimensions principales de la structure proposée influent directement sur les valeurs des paramètres LC du circuit électrique équivalent [7]. Elles déterminent donc la fréquence de résonance du CMA et permettent de dimensionner une telle structure. Nous verrons aussi l'influence des pertes dans le substrat sur le module du coefficient de réflexion, ces pertes se modélisant par une résistance en parallèle au circuit LC.

#### IV.3.3.1. *Influence de la capacité équivalente C*

L'espacement entre les patches carrés impose la valeur de la capacité équivalente du circuit électrique. Pour visualiser cet effet sur la phase du coefficient de réflexion, nous allons fixer la taille du patch  $w$  et faire varier la taille de la cellule  $Cell$ . Les valeurs des paramètres sont  $w = 100$  mm,  $h = 6$  mm. Les résultats de simulations sont présentés Figure IV-6, nous pouvons voir sur ces courbes que la fréquence de résonance de la cellule diminue lorsque l'on diminue la taille de la cellule. En effet en réduisant celle-ci, on réduit la capacité équivalente.

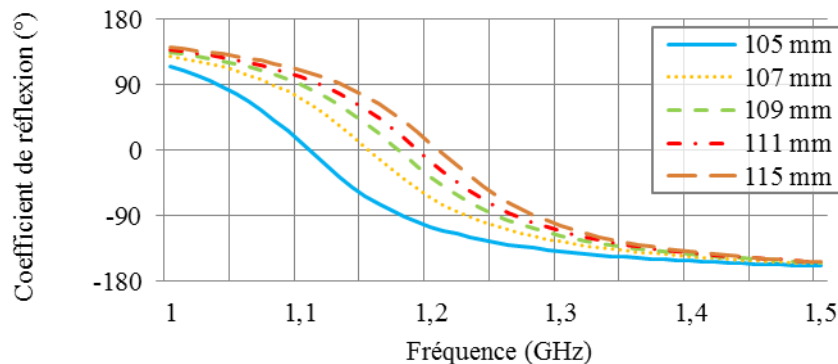


Figure IV-6– Phase du coefficient de réflexion en fonction de la taille de la cellule  $Cell$ .

#### IV.3.3.2. *Influence sur la hauteur du substrat*

La hauteur du substrat impose la valeur de l'inductance équivalente du circuit électrique. Pour visualiser cet effet inductif sur la phase du coefficient de réflexion, nous allons fixer toutes les dimensions de la cellule ( $Cell = 115$  mm,  $w = 100$  mm) et nous allons faire varier la hauteur du substrat  $h$ . Les résultats de simulations présentés Figure IV-7, montrent que lorsque l'on augmente la hauteur du substrat, la fréquence de résonance de la cellule se décale vers les fréquences basses tout en augmentant la bande

passante. Cela est dû à l'augmentation de l'effet inductif dans le modèle équivalent. On augmente d'un facteur 6 la bande passante de la cellule lorsque l'on multiplie par 6 la hauteur (Figure IV-7-b).

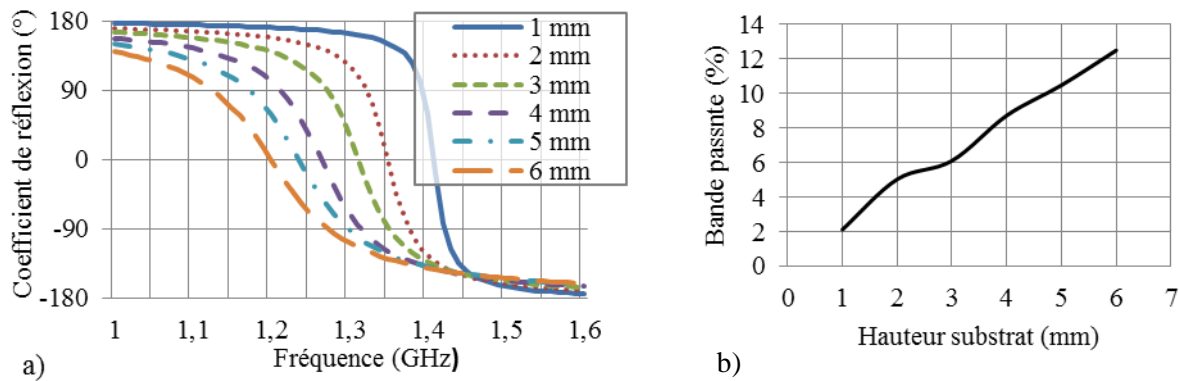


Figure IV-7 – (a) Phase du coefficient de réflexion en fonction de la hauteur  $h$  de la cellule CMA, (b) bande passante de la cellule en fonction de la hauteur  $h$  de la cellule.

#### IV.3.3.3. Influence des pertes du substrat sur le module de coefficient de réflexion

La modélisation LC d'une cellule CMA n'inclut pas les pertes dues au substrat. Dans le cas de CMA absorbants, le schéma électrique équivalent d'une cellule CMA est un circuit RLC parallèle [67] [68], R correspondant aux pertes dans le substrat, C et L représentent toujours respectivement la capacité entre les cellules et l'inductance créée par la hauteur du substrat. Nous allons faire varier la tangente de pertes  $\tan \delta$  du substrat et voir les effets sur le module du coefficient de réflexion. Sur la Figure IV-8, le module du coefficient de réflexion diminue lorsque les pertes dans le substrat augmentent, ce qui veut dire que l'onde incidente n'est pas totalement réfléchie, la surface agit donc comme un absorbeur. Le choix du matériau est primordial pour que ces effets d'absorption n'apparaissent pas.

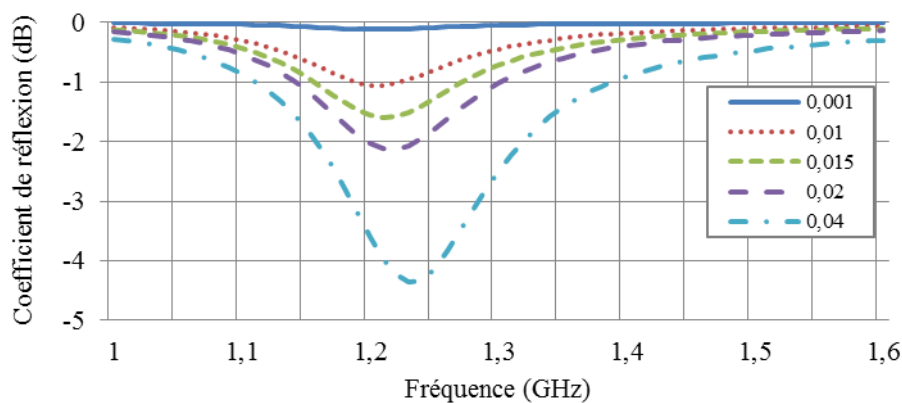


Figure IV-8 – Module du coefficient de réflexion en fonction des pertes  $\tan \delta$  dans le substrat.

### IV.3.4. *Technique de réduction de taille du CMA*

Le conducteur magnétique artificiel le plus simple qui existe est le patch carré. Il est simple de conception car les dimensions géométriques du patch dépendent de la fréquence. La nature et la hauteur du substrat vont agir sur la bande passante. En général, la taille du patch sera à peu près égale à  $\lambda/2$  pour des faibles permittivités et pour des épaisseurs de substrat de l'ordre du millimètre, ce qui donne une largeur de cellule de 125 mm sur un substrat type mousse polyéthylène. Ce CMA est beaucoup trop grand, pour qu'il y ait une future intégration dans les vêtements, mais de plus il sera difficile de le caractériser expérimentalement avec la méthode du guide d'onde exprimée dans IV.2.2.

Une technique déjà employée pour réduire la taille des cellules BIE est l'utilisation d'un patch de forme spirale dont les branches ne seraient pas reliées entre elles. Plusieurs travaux sur la réduction des BIE utilisent une forme de spirale triangulaire [69], ou de forme carrée [70] [71]. En fonction du nombre de tours de spirale effectués, il est possible de réduire la taille de cette cellule en augmentant l'effet capacitif grâce aux branches de la spirale. Nous choisissons d'étudier cette cellule d'une part en lui retirant ses vias reliés à la masse car nous ne cherchons pas à utiliser la propriété de la bande interdite électromagnétique, d'autre part en lui donnant une forme carrée pour que la cellule ait une meilleure intégration Figure IV-9-a. D'autres travaux ont également porté sur la réduction de cellule EBG par des cellules en forme de spirales [69] [70] [72].

Dans un premier temps, le nombre de tours d'un brin de la spirale est fixé à 1, comme nous pouvons le voir sur la Figure IV-9. Un seul brin effectue un tour autour de la cellule, il sera constitué de 4 sous-branches. C'est en augmentant le nombre de tours de la spirale que nous verrons apparaître le fonctionnement des modes supérieurs de la cellule. La fréquence de résonance dépend de la longueur du brin de la spirale, on se propose de calculer la longueur totale  $L_t$  d'un brin de la spirale et s'écrit :

$$L_t = Cell1 - g - W + \sum_{i=1}^{n-1} Cell1 - 2ig - 2iW \quad \text{Éq. IV-1}$$

Où Cell, g et W sont les dimensions des brins de la spirale, n correspond aux nombres de sous-branches. Il est possible d'augmenter la longueur électrique de la spirale de deux manières différentes : la première est d'augmenter la taille de la cellule, la seconde consiste à diminuer la largeur du brin W ou bien à diminuer l'espace g entre les brins. Ce calcul est important car il va permettre de comprendre les études paramétriques sur les dimensions de la spirale.

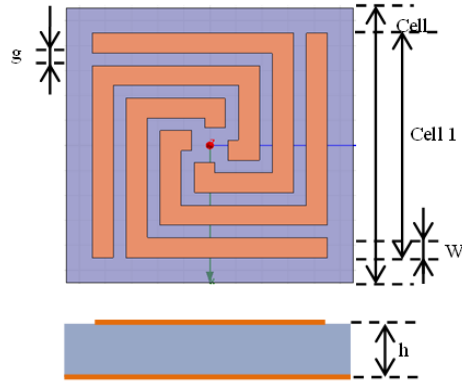


Figure IV-9 – Cellule CMA carré spirale. Valeur des paramètres : Cell = 52 mm, Cell1 = 56 mm, W\_brin = 4 mm, g = 2 mm, h = 6 mm.

Le coefficient de réflexion de la cellule Figure IV-9 est simulé. Les valeurs des paramètres sont présentées Figure IV-10. La bande passante est de 3% à 1,177 GHz. La réduction de la largeur est de 50% par rapport à un CMA patch carré (même bande passante et fréquence de résonance), par contre l'épaisseur de la cellule est multipliée par 4.

Les courants surfaciques sont tracés Figure IV-11, à la fréquence de résonance de la cellule, c'est à dire pour  $f = 1,17$  GHz. Nous pouvons observer que les courants sont identiques sur des brins deux à deux, ces courants correspondent au premier mode de résonance du CMA. Sur la Figure IV-11b, on isole un brin de la spirale pour mieux voir la répartition des courants. En son milieu le courant est maximum, et minimum sur ses extrémités. Nous avons le même phénomène que pour un CMA patch carré (Figure IV-5) pour la fréquence  $f = 1,23$  GHz. Il est important d'analyser et de comprendre le fonctionnement de la cellule, car nous voulons par la suite utiliser cette cellule comme réflecteur d'une antenne.

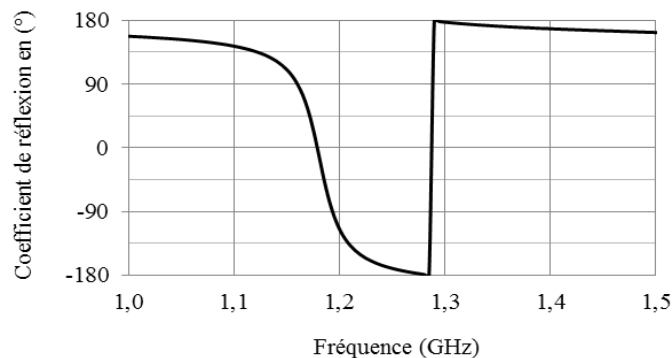


Figure IV-10- Phase du coefficient de réflexion de la cellule spirale

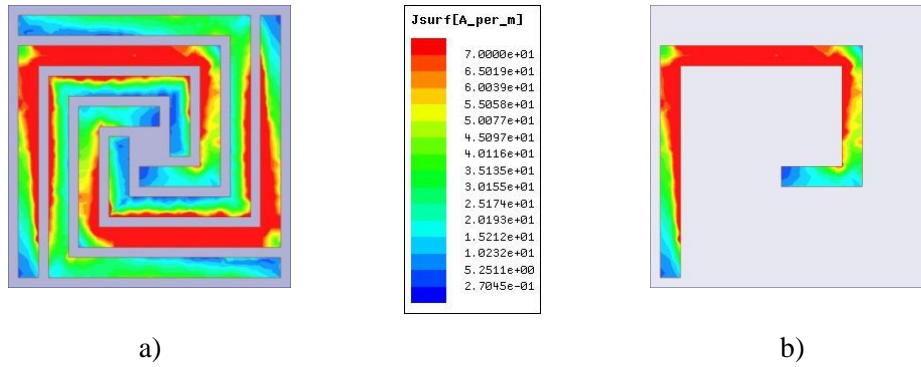


Figure IV-11 – Courants surfaciques de la spirale à  $f = 1,17$  GHz : (a) pour 4 brins, (b) pour 1 brin.

#### IV.3.4.1. Influence de la hauteur du substrat

Comme pour un patch carré la modification de la hauteur de la cellule va agir sur l'inductance équivalente de la cellule, donc sur la bande passante de la phase du coefficient de réflexion. Nous fixons ici toutes les dimensions de la cellule en prenant les mêmes dimensions que sur la Figure IV-9. Nous pouvons voir que l'augmentation de la hauteur décale la fréquence de résonance vers les fréquences basses tout en augmentant la bande passante. Ce décalage et cette augmentation sont dus à l'augmentation de l'effet inductif. Mais cette augmentation de bande passante n'est pas aussi importante que pour le patch carré ceci à cause de l'effet capacitif trop important entre les brins. Rappelons que cet effet capacitif nous permet de réduire d'un rapport 2 la taille de la cellule par rapport à un simple patch carré. Cette cellule est deux fois moins large mais elle est cependant plus épaisse pour avoir une bande passante convenable.

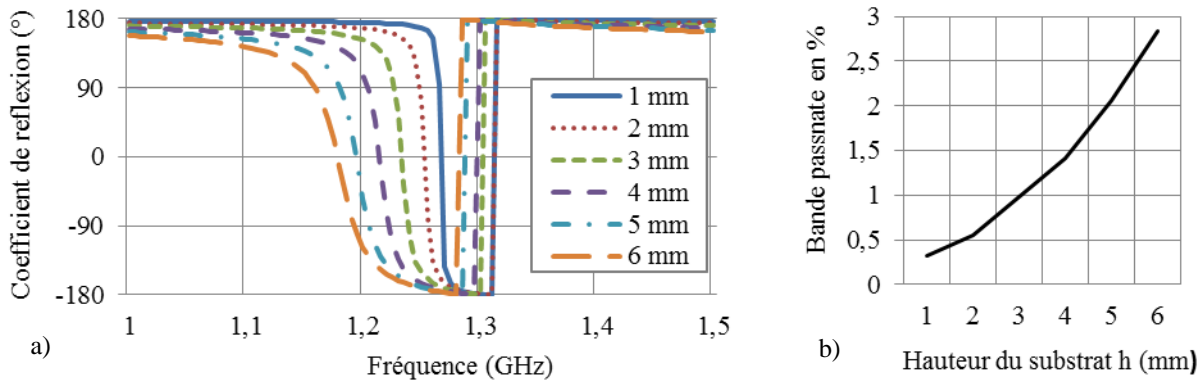


Figure IV-12 – Effet de la hauteur du substrat  $h$  : (a) phase du coefficient de réflexion, (b) bande passante de la cellule en fonction de la hauteur.



#### IV.3.4.2. Influence de la largeur des brins de la spirale $W$

Nous allons maintenant étudier l'influence de la largeur des brins  $W$  de la spirale sur la fréquence de résonance de la cellule. Si l'on se réfère à la formule 3.1, en fixant les dimensions  $Cell1$  et  $g$  de la spirale, en augmentant la largeur  $W$  des brins nous diminuons la longueur électrique totale donc nous réduisons la fréquence de résonance de la cellule. C'est exactement ce que nous constatons en simulation Figure IV-13.

La seconde résonance qui apparaît pour  $W = 1$  mm et 2 mm est le second mode de la cellule. Il y a un rapport de fréquence d'environ 1,88 entre le premier mode et le second mode du CMA. En revanche, la bande passante est diminuée lorsque l'on diminue la largeur du brin de la spirale, la bande passante est de 2,5 % pour  $W = 4$  mm et de 1,1 % pour  $W = 1$  mm. Cette réduction de bande passante s'explique par l'augmentation de l'effet inductif créé par les brins. Dans les travaux [73], le schéma équivalent d'une cellule CMA est l'association d'une inductance de motif  $L_m$  en série avec la capacité entre patch  $C$ , le tout en parallèle avec l'inductance  $L$  créée par la hauteur du substrat. L'augmentation de la bande passante s'obtiendra en augmentant l'inductance  $L$  ou en diminuant  $L_m$ . Pour le dimensionnement de la cellule, il va falloir trouver un compromis entre bande passante et fréquence de résonance.

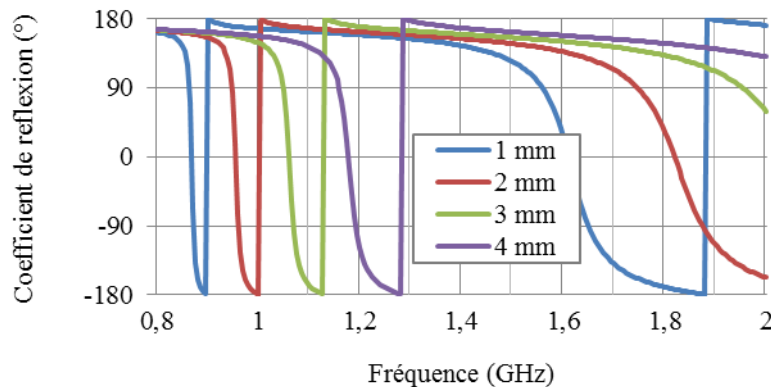


Figure IV-13 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la largeur des brins de la spirale  $W$ .

#### IV.3.4.3. Influence de l'écart $g$ entre les brins de la spirale

L'écart  $g$  est la distance entre chaque brin de la spirale. La modification de celui-ci agit d'une part sur la longueur électrique totale des brins (Éq. IV-1) et d'autre part cela augmente le couplage entre chaque brin. En augmentant la longueur électrique, la fréquence de résonance se décale vers les fréquences basses, et en augmentant le couplage on diminue le rapport entre les modes supérieurs et inférieurs de la cellule (Figure IV-14). Le rapport de fréquence est de 1,79 pour  $g = 0,5$  mm et de 1,96 pour  $g = 3$  mm.

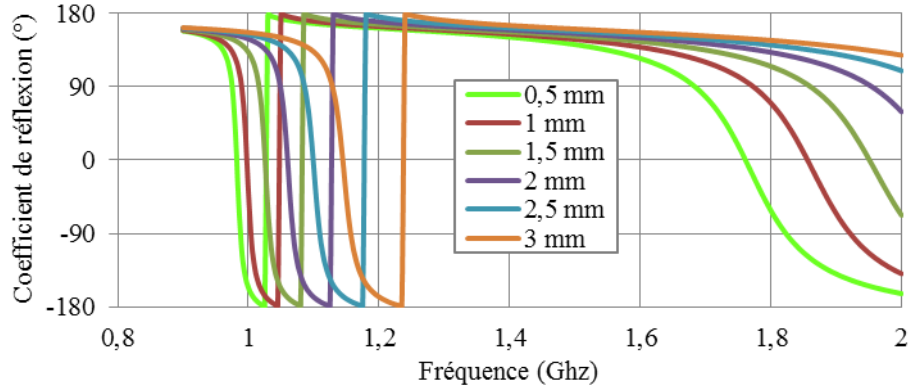


Figure IV-14 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de l'écart  $g$  entre les brins de la spirale.

### IV.3.5. Conclusion

Nous avons vu dans un premier temps l'étude d'un patch carré simple, qui montre qu'une cellule se modélise par une cellule LC. La valeur de la capacité  $C$  provient du gap entre cellule, et la valeur de l'inductance  $L$  de la hauteur du substrat.

Puis, nous avons présenté une technique de réduction de taille de cellule qui consiste en l'utilisation d'éléments en forme de spirale carrée, cette spirale est formée de 4 brins indépendants. La longueur de chaque brin est calculée (Éq. IV-1) en fonction des paramètres de la spirale. Cette équation montre que l'on peut rallonger les courants surfaciques en augmentant la largeur  $Cell1$  de la cellule, en diminuant la largeur d'un brin  $W$  de la spirale, ou en diminuant l'écart  $g$  entre les brins. La réduction de largeur de cellule est de près de 50% pour des cellules de même bande passante et de même fréquence de résonance, mais en contrepartie la cellule est plus épaisse d'un rapport 4. Il nous faut donc trouver un compromis entre dimensions de cellule et bande passante.

## IV.4. LES CMA BIBANDES

Dans l'étude qui suit, différents types de cellules de par leur forme et de par leur technologie, sont présentées. Ces cellules CMA sont comparées pour pouvoir faire un choix en fonction des contraintes de bande passante et d'encombrement des cellules.

Pour créer un CMA bibande, il est possible de le faire en technologie planaire ou bien bicouche. Deux structures planaires sont étudiées comme la cellule BIE de Langley et la cellule carrée-croix. Deux cellules bicouches sont aussi présentées pour pouvoir comparer ces deux technologies et faire un choix. En ce qui concerne la technologie bicouche, nous étudierons une cellule à deux patchs carrés superposés, puis à deux patchs spirales superposés. Nous avons aussi la possibilité d'utiliser une cellule mono-bande sur une large bande couvrant les deux bandes du GPS L1/L2 comme dans [74], mais la cellule serait beaucoup trop épaisse pour notre application. Une solution de cellule CMA tri-bande est étudiée, elle utilise deux des techniques présentées ci-dessus.

Pour des raisons de temps de calcul, les cellules sont simulées avec des conducteurs électriques parfaits, on prend aussi des valeurs de permittivités faibles car la plupart des substrats textiles admettent une faible permittivité,  $\epsilon_r = 1,05$  et des tangentes de pertes de l'ordre de  $\tan \delta = 0,01$ .

### IV.4.1. *Les CMA monocouches*

Les CMA étudiés utilisent une technologie dite monocouche, c'est-à-dire que les motifs périodiques sont imprimés sur une seule couche de substrat. Ici nous présentons trois cellules bibandes. La cellule la plus connue qui est la cellule BIE de Langley, est composée d'un carré avec une fente carrée. La deuxième sera la cellule de Langley modifiée par la technique de patch spirale. La troisième est la cellule carrée-croix qui comme son nom l'indique est formée d'une croix et d'un carré.

#### IV.4.1.1. *Cellule de Langley*

Cette cellule composée d'un patch carré avec une fente boucle carrée gravée produit un effet bibande sur la phase du coefficient de réflexion mais possède aussi une propriété de suppression de bande électromagnétique dans certains cas. Dans les travaux de Langley [9], cette cellule est dimensionnée pour les normes Wifi 2,4 GHz et 5,5 GHz. La cellule BIE (Bande Interdite Electromagnétique) joue le rôle de barrière électromagnétique entre le corps et l'antenne, grâce à la suppression des ondes de surface et au comportement CMA de la structure. L'antenne et le corps n'interagissent alors pas ou très peu, le gain de l'antenne est amélioré de plus de 3 dB dans la direction perpendiculaire à l'antenne et le rayonnement dans le corps humain est diminué de 10 dB si l'on considère le rayonnement arrière de l'antenne.

#### IV.4.1.1.1. *Présentation de la Cellule*

Cette cellule peut être vue comme un patch carré simple auquel on couple un élément parasite de type anneau circulaire carré (Figure IV-15). Chacun de ces éléments résonnent à une fréquence différente. Dans l'étude qui suit, nous allons évaluer l'influence des différents paramètres de la cellule que sont les dimensions de la fente Cell2 et g.

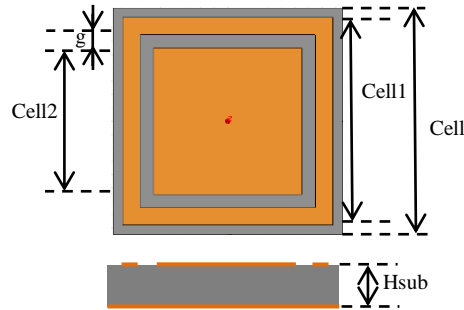


Figure IV-15 – Cellule CMA Langley. Valeurs des paramètres de la cellule : Cell = 65 mm, Cell1 = 60 mm, Cell2 = 56 mm, g = 1 mm, H\_sub = 6 mm, substrat mousse  $\epsilon_r = 1,05$  et de  $\tan \delta = 0,01$ .

#### IV.4.1.1.2. *Influence de la dimension de la fente Cell2*

Nous allons dans cette partie faire varier la dimension Cell2 qui représente la taille du patch intérieur et voir l'influence sur le coefficient de réflexion (Figure IV-16). La variation de Cell2 agit principalement sur la fréquence haute de la cellule. Quand la fente se rapproche du centre, la seconde fréquence se déplace vers les fréquences hautes, du fait que le patch central est plus petit. La taille de ce patch fait environ  $0,36 \lambda$  si l'on se base sur sa fréquence à laquelle la réflexion de phase vaut  $0^\circ$ . Cette modification agit aussi sur le rapport des fréquences entre les bandes haute et basse. Les valeurs des fréquences haute  $f_h$  et basse  $f_b$ , auxquelles résonne la cellule, ainsi que la bande passante sont données dans le Tableau IV-1.

Cell2 (mm)	Rapport de fréquence $f_h/f_b$	BP bande basse $f_0(\text{GHz}) / \text{MHz} / \%$	BP bande haute $f_0(\text{GHz}) / \text{MHz} / \%$
40	2,01	1,366 / 107 / 7,8	2,76 / 390 / 14
45	1,92	1,286 / 72 / 5,5	2,48 / 387 / 15
50	1,81	1,221 / 52 / 4,2	2,22 / 375 / 16,8
55	1,73	1,16 / 30 / 2,5	2,03 / 372 / 18,2
59	1,64	1,136 / 12 / 1,1	1,882 / 355 / 18,8

Tableau IV-1 : Fréquences de résonance et bandes passantes de la cellule en fonction de la position de la fente Cell2.

Nous pouvons observer que lorsque nous augmentons la taille de la fente en conservant celle de la cellule fixe, cela modifie le rapport entre fréquences haute et basse. On passe d'un rapport de 2 à un rapport de 1,64 lorsque la fente est à 1 mm du bord de la cellule. Cette modification entraîne aussi une modification de la bande passante des deux résonances : en rapprochant la fente du bord, on diminue la bande passante de la fréquence basse mais on augmente la bande passante de la fréquence haute. Ce transfert de bande passante s'explique par l'augmentation de l'effet inductif de l'anneau extérieur. Ces phénomènes sont les mêmes que ceux décrits dans IV.3.4.2.

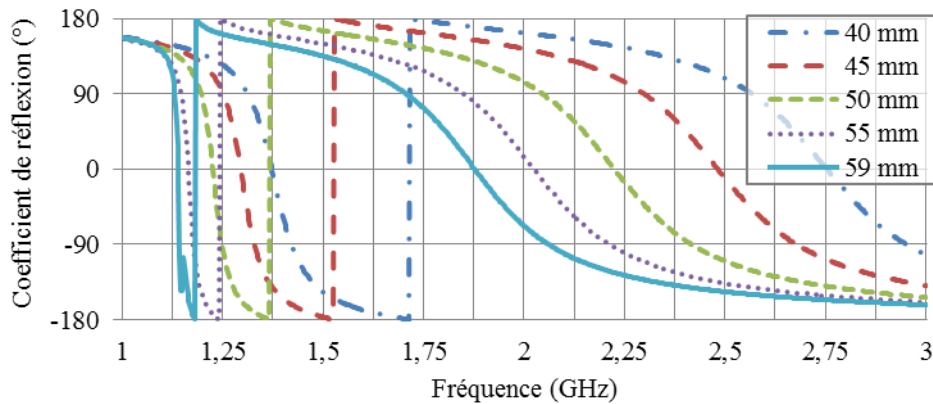


Figure IV-16 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de Cell2.

#### IV.4.1.1.3. Influence de la largeur de la fente g

Nous proposons l'étude de l'influence sur le coefficient de réflexion de la cellule en fonction de la largeur g de la fente annulaire carrée de la cellule (Figure IV-17).

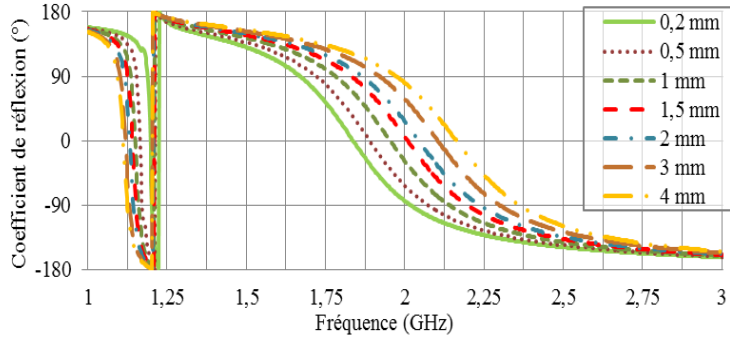


Figure IV-17 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la largeur de la fente  $g$ .

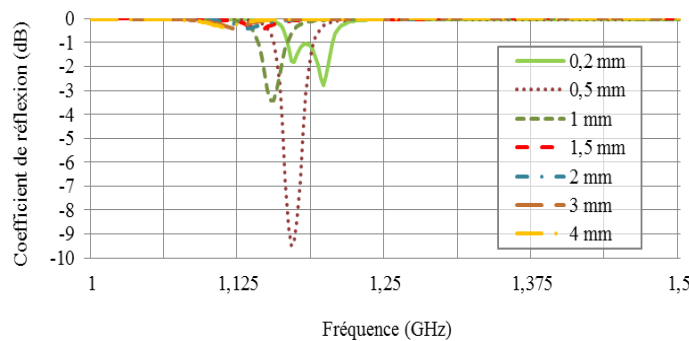


Figure IV-18 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la largeur de la fente  $g$ .

D'une part, on peut voir sur la phase du coefficient de réflexion qu'en diminuant l'écart  $g$  de la fente nous allons augmenter l'effet capacitif entre l'anneau extérieur et le patch. Nous allons donc diminuer le rapport des fréquences de fonctionnement du CMA.

D'autre part, lorsque l'on diminue la largeur de la fente  $g$  pour des valeurs inférieures à 1,5 mm, le module du coefficient de réflexion diminue (Figure IV-18), ce qui veut dire que sous incidence normale, il y a une diminution de l'énergie réfléchi. Dans notre application cet effet n'est cependant pas souhaitable, car nous voulons que toute l'énergie soit réfléchi. Dans le cas  $g = 0,5$  mm, le module du coefficient de réflexion vaut près de -10 dB, ce qui signifie que près de 90% de l'énergie de l'onde incidente est absorbée par la cellule. Ce second effet traduit la limitation de la cellule.

#### IV.4.1.1.4. Conclusion

Cette cellule CMA bibande simple est facile à dimensionner, cependant le rapport de fréquence que nous souhaitons est de 1,3 contre 1,6 obtenu. Il sera impossible de dimensionner cette cellule pour l'application du GPS ou Galileo sans avoir des problèmes d'absorption. En effet, en diminuant le rapport des fréquences entre les bandes haute et basse, il y a un phénomène d'absorption de l'énergie de la cellule, ce

phénomène n'est pas souhaitable pour notre application. La seule façon de pouvoir diminuer le rapport des fréquences entre les bandes haute et basse est de réduire le patch intérieur en utilisant la technique de réduction des dimensions de cellules. Cette solution est présentée ci-dessous.

#### IV.4.1.2. *Cellule de Langley modifiée utilisant la technique spirale de réduction de dimensions*

Dans le chapitre IV.4.1.1, nous avons vu les limites de la cellule car il n'était pas possible de dimensionner la cellule pour un rapport de fréquence de 1,3 entre la bande haute et la bande basse du GPS. Le rapport de fréquence étant modifié en agissant sur la largeur de la fente carrée, on atteint la limite de fonctionnement de la cellule car la fente est très proche du bord de la cellule dégradant en plus la bande passante de la fréquence basse.

Pour obtenir le bon rapport de fréquence tout en ayant la bande passante suffisante à notre application, nous utilisons la technique de réduction de taille de cellule à l'élément intérieur de la cellule de Langley : le patch carré est ainsi remplacé par une spirale carrée à 4 brins. De cette manière, nous allons réduire l'élément intérieur et augmenter la largeur de la boucle carrée, ce qui augmentera la bande passante de la fréquence basse. Le rapport de fréquence se fera en bien dimensionnant la largeur de la fente carré.

La forme de la cellule est représentée Figure IV-19. La cellule, directement optimisée pour fonctionner dans les deux bandes du GPS, est une spirale carrée à 4 brins avec autour une boucle carrée. Ces deux éléments ont un fonctionnement bibande sur la phase du coefficient de réflexion. Cette cellule a été optimisée sur un substrat mousse polyéthylène faibles pertes ( $\epsilon_r = 1,05$ ,  $\tan \delta = 0,01$ ), et comme nous n'avons pas la possibilité d'imprimer les électro-textiles, nous avons utilisé une fine couche de Duroid Taconic TLY5 d'épaisseur 0,127 mm, de permittivité  $\epsilon_r = 2,2$  et tangente de perte  $\tan \delta = 0,001$ .

L'optimisation a été effectuée en deux temps. Dans un premier temps, on optimise la cellule spirale pour que la bande passante de la fréquence haute (GPS L1) soit assez large pour les applications GPS, et ce grâce en agissant sur la largeur du brin. Ensuite, on optimise les dimensions de la boucle carrée et de la fente carrée pour avoir le bon rapport des fréquences entre la bande haute et basse.

La simulation du coefficient de la phase de la réflexion de la cellule est représentée Figure IV-20. Deux cas sont ici représentés avec et sans Duroid. Cette couche de Duroid est en fait un support souple pour imprimer les métallisations. Une découpe à la main avec un cutter des différentes parties serait trop difficile. Nous avons en premier optimisé la cellule sans couche de Duroid car nous pensions avoir trouvé une technique de gravure des électro-textiles. Cette cellule a bien un comportement bibande, les bandes passantes sont relevées et récapitulées dans le Tableau IV-2. Dans le cas sans substrat Duroid, les bandes passantes sont suffisantes à l'application GNSS (GPS et Galiléo). La réduction de la bande passante entre

ces deux cas, vient du fait que l'on rajoute un substrat dont la permittivité est supérieure à 1. On relève aussi un décalage fréquentiel dû à l'augmentation de la permittivité effective du substrat. On trace pour les fréquences de résonances  $f = 1,185$  GHz et  $f = 1,59$  GHz (phase =  $0^\circ$ ), les courants surfaciques de la cellule (Figure IV-21).

A  $f = 1,185$  GHz, les courants sont maximums sur l'anneau. C'est donc l'anneau carré qui résonne, alors qu'à la fréquence haute c'est la spirale qui résonne.

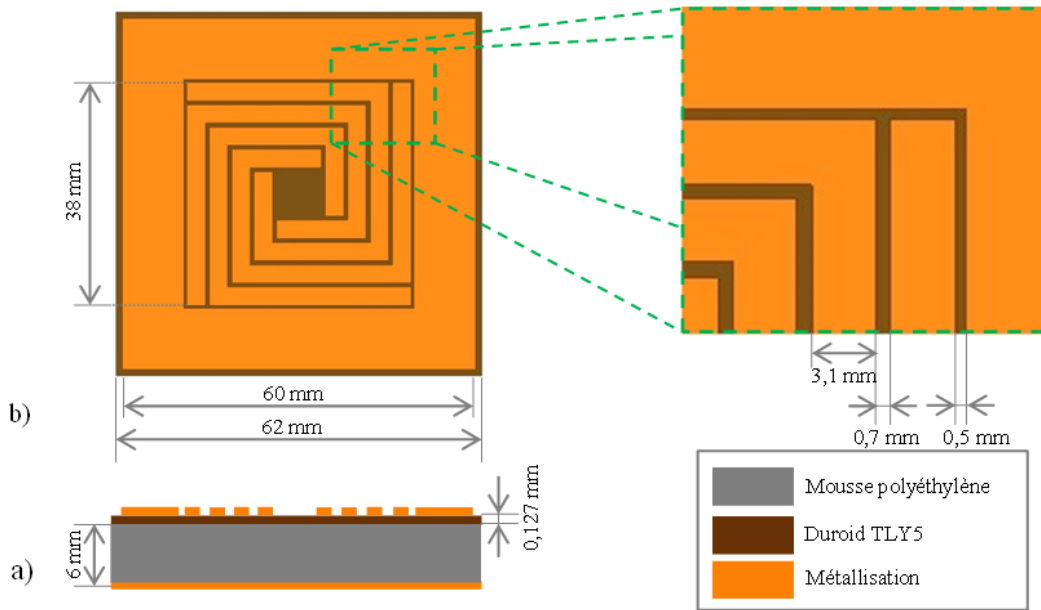


Figure IV-19 – Cellule CMA Langley modifiée : (a) vue en coupe, (b) vue de dessus.

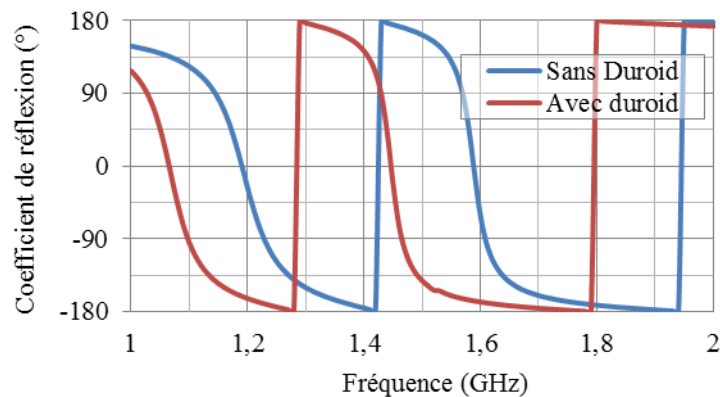


Figure IV-20 – Simulation de la phase du coefficient réflexion de la cellule Langley modifiée et optimisée avec et sans substrat Duroid de 0,127 mm d'épaisseur.



Cellule CMA	Bandes passantes (MHz)		Bandes passantes (%) @ $f_0$ (GHz)	
	Bande basse	Bande haute	Bande basse	Bande haute
Sans Duroid	70	40	7,5 @ 1,185	2,5 @ 1,59
Avec Duroid	40	35	6,5 @ 1,07	2,4 @ 1,447

Tableau IV-2 – Bandes passantes de la cellule Langley modifiée avec et sans substrat Duroid.

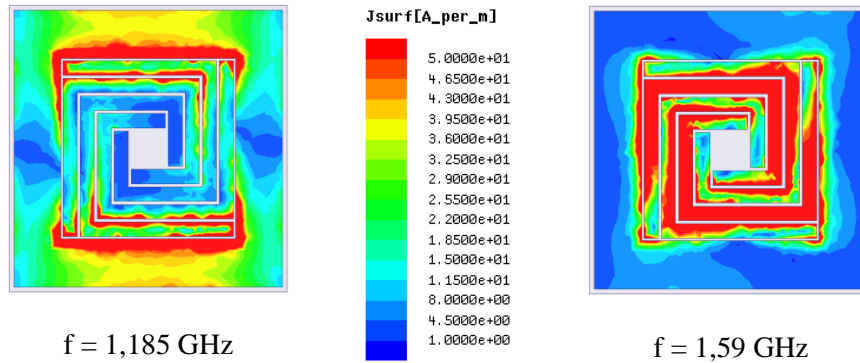


Figure IV-21 – Courants surfaciques aux fréquences centrales de fonctionnement du CMA.

La cellule de Langley est bien connue pour avoir un comportement CMA mais aussi un comportement bande interdite dans la zone de fonctionnement du CMA. Nous proposons alors de simuler et mesurer cette bande interdite par la méthode de la ligne en transmission. On définira la zone de fonctionnement de la bande interdite pour un coefficient de transmission inférieur à -10 dB en ayant une adaptation supérieure de -10dB. Cette ligne est alimentée par des sondes coaxiales de type SMA aux deux bouts de la ligne et posée sur la surface à caractériser formée d'un réseau de 3\*3 cellules Langley modifiée.

La mesure et la simulation de l'adaptation ( $S_{11}$ ) et de la transmission ( $S_{21}$ ) sont comparées Figure IV-23. Une bonne concordance entre mesure et simulation est notée. Le fonctionnement des bandes interdites (en bleu) et des bandes passantes en phase du coefficient de réflexion (propriétés CMA en rouge) de la cellule est différent. La conclusion est que cette cellule ne rentre pas dans la catégorie des structures BIE, car il n'y pas de concordance entre le fonctionnement CMA et BIE. Par contre, cette étude peut être intéressante car les différentes résonances pourraient apparaître dans le fonctionnement d'une antenne posée sur cette surface.

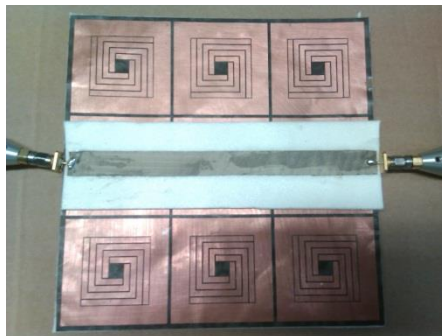


Figure IV-22 – Prototypé d'un réseau de 3\*3 cellules Langley modifiées avec ligne suspendue en transmission.

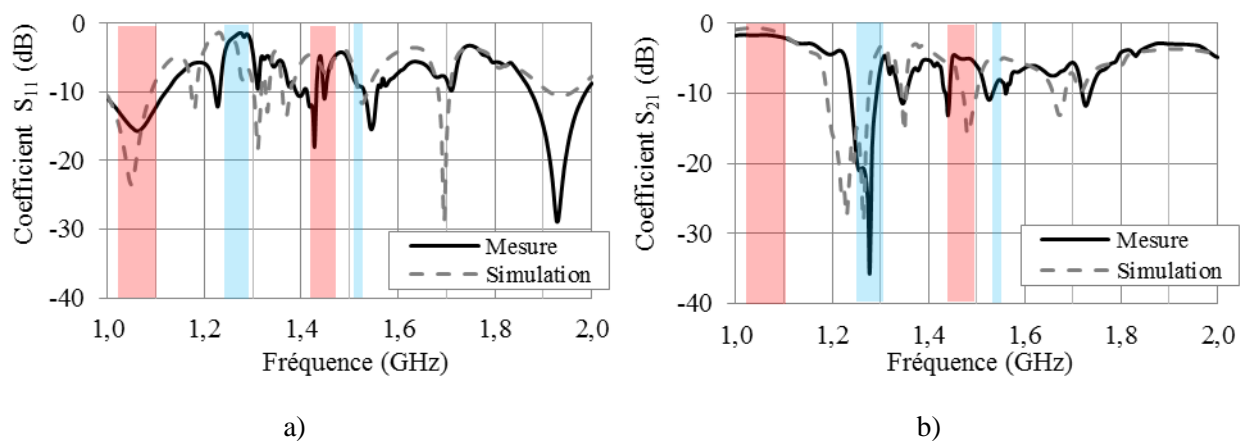


Figure IV-23 – Paramètres  $S_{ij}$  (dB) pour détermination de la bande interdite : (a) coefficient de réflexion  $S_{11}$ , (b) coefficient de transmission  $S_{21}$ .

### IV.4.1.3. Cellule croix carrée

#### IV.4.1.3.1. Présentation de la cellule

Cette cellule nous a été proposée par l'équipe d'Orange Labs La Turbie, elle est utilisée comme Surface Sélective en Fréquence (SSF), structure périodique permettant de stopper ou de laisser passer des ondes électromagnétiques. Dans [75] [76], les auteurs utilisent des SSF multibandes derrière lesquelles ils mettent un plan de masse pour avoir les effets du CMA.

Cette cellule se compose d'un patch carré et d'une croix (Figure IV-24). Ces deux éléments résonnent chacun à leur propre fréquence de résonance, dépendant de la dimension de ces éléments. Cette cellule a l'avantage d'être facile à dimensionner car les motifs sont peu couplés, mais a l'inconvénient d'être très large.

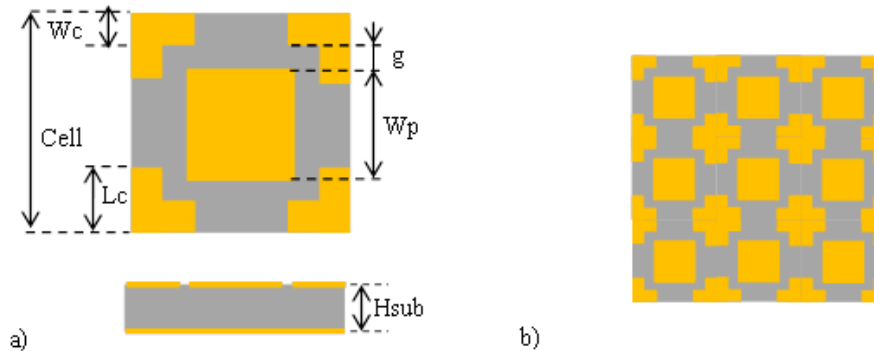


Figure IV-24 – (a) Cellule CMA carré croix, (b) Groupe de 3\*3 cellules. Valeurs des paramètres de la cellule :  $Cell = 170 \text{ mm}$ ,  $Wp = 113 \text{ mm}$ ,  $Lc = 97/2 \text{ mm}$ ,  $Wc = 55 \text{ mm}$ ,  $g = 1 \text{ mm}$ ,  $Hsub = 3 \text{ mm}$ . Substrat mousse polyéthylène  $\epsilon_r = 1,05$  et de  $\tan \delta = 0,01$ .

La phase du coefficient de réflexion de la cellule ci-dessus montre un effet bande de la structure. La fréquence basse est due à la résonance du patch carré car c'est le plus grand élément, et la fréquence haute à la résonance de la croix. Les bandes passantes sont respectivement de 4,4 % à 1,168 GHz et 1,2% à 1,545 GHz en prenant  $\pm 90^\circ$  de réflexion de phase (Figure IV-25). On peut notamment voir le fonctionnement bande de la cellule en regardant les courants surfaciques aux deux fréquences de résonances (Figure IV-26). A la fréquence basse,  $f = 1,16 \text{ GHz}$ , c'est l'élément le plus grand qui résonne, ici le patch carré. A la fréquence  $f = 1,545 \text{ GHz}$ , c'est la croix qui résonne. On peut voir que la densité de courant est maximale sur la diagonale de la croix.

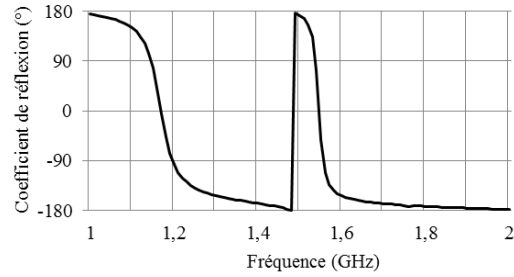


Figure IV-25 - Phase du coefficient de réflexion de la cellule avec des valeurs de paramètres nominaux.

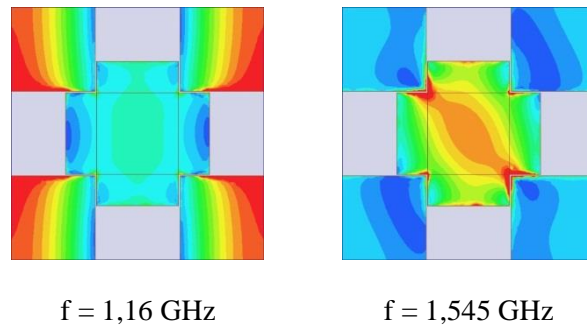


Figure IV-26 – Courants surfaciques aux deux fréquences de résonnances de la cellule carrée croix.

#### IV.4.1.3.2. Influence de la hauteur du diélectrique $H_{sub}$

La variation de la hauteur du diélectrique implique une augmentation de la bande passante dans les deux bandes de la cellule CMA et un décalage des deux fréquences vers les fréquences basses (Figure IV-27). Cette augmentation vient de l'effet inductif créé par l'épaisseur du substrat. Les bandes passantes pour les deux fréquences sont relevées et données dans le Tableau IV-3.

$H_{sub}$ ( mm)	BP basse (%)	BP basse (MHz)	BP haute (%)	BP basse (MHz)
1	1,2	16,1 à 1,25 GHz	0,7	12 @ 1,61 GHz
2	2,5	31,1 à 1,213 GHz	1	17,1 @ 1,576 GHz
3	4,3	52,2 à 1,169 GHz	1,2	19 @ 1,545 GHz
4	5,9	67,3 à 1,27 GHz	1,1	17 @ 1,525 GHz
5	7,5	82 à 1,08 GHz	1	16 @ 1,514 GHz

Tableau IV-3 - Bandes passantes simulées en fonction de la hauteur du substrat.

Il y a une augmentation de la bande passante dans la bande basse : elle passe de 1,2 % à 1 mm de hauteur, à 7,5 % pour 5 mm d'épaisseur. Par contre l'augmentation est faible pour la bande haute. On peut voir que

même en augmentant la hauteur du substrat, il sera difficile de répondre aux exigences du standard GPS seul. De plus, la taille de la cellule est de 170 mm de large ce qui est beaucoup trop grand pour notre application.

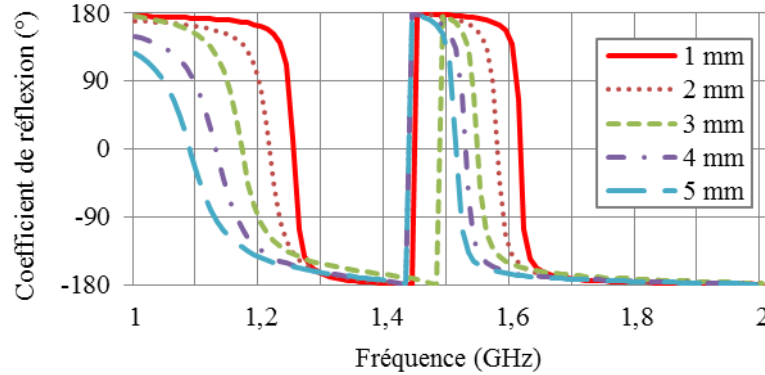


Figure IV-27 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de  $H_{sub}$ .

#### IV.4.1.3.3. Influence de la longueur de la croix $L_c$

Cette étude montre que l'augmentation de la longueur de la croix fait baisser la fréquence haute en diminuant la bande passante de 1,6 % pour 110 mm, à 0,6 % pour 70 mm (Figure IV-28), tout en diminuant légèrement la fréquence basse. Cette perte de bande passante est due à l'augmentation de l'effet capacitif qu'il y a entre la croix et le patch. Les deux fréquences de résonances sont pratiquement indépendantes l'une de l'autre, car la capacité de couplage est très faible.

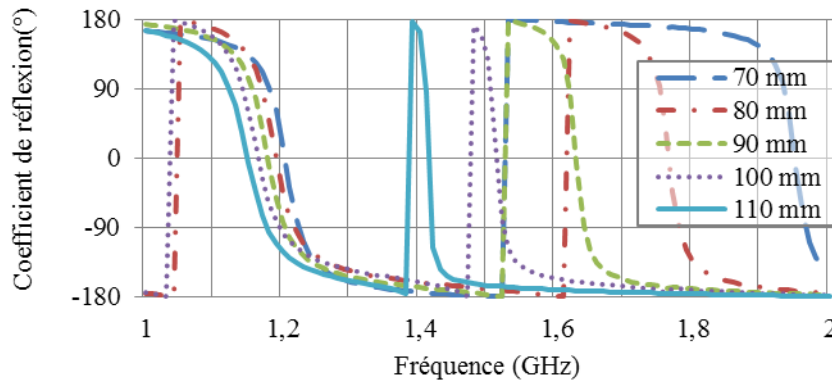


Figure IV-28 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de longueur de la croix.

#### IV.4.1.3.4. Influence de la largeur du patch $W_p$

La résonance de la croix s'effectue autour de 1,545 GHz. Lorsque la taille du patch est plus grande que celle de la croix, la fréquence de résonance est en dessous de 1,55 GHz et inversement. Si les tailles du

patch et de la croix sont quasiment identiques, il y a un couplage des résonances, pour le cas où  $L_p = 90$  mm (Figure IV-29).

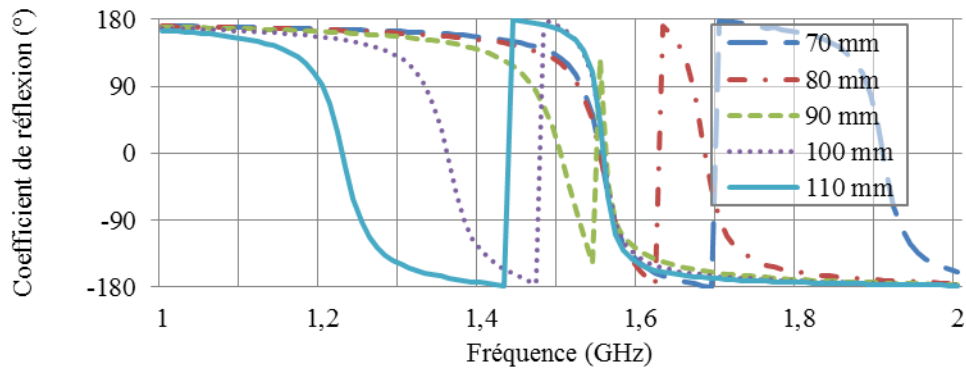


Figure IV-29 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de largeur du patch  $W_p$ .

#### IV.4.1.3.5. Influence de la largeur de la cellule Cell

L'augmentation de la taille de la cellule Cell, implique une augmentation  $g$  de l'espace entre le patch et la croix, et donc une diminution de l'effet capacitif entre les éléments. Ceci peut s'observer en regardant la phase du coefficient de réflexion : il y a un décalage de la première fréquence de résonance vers les fréquences hautes.

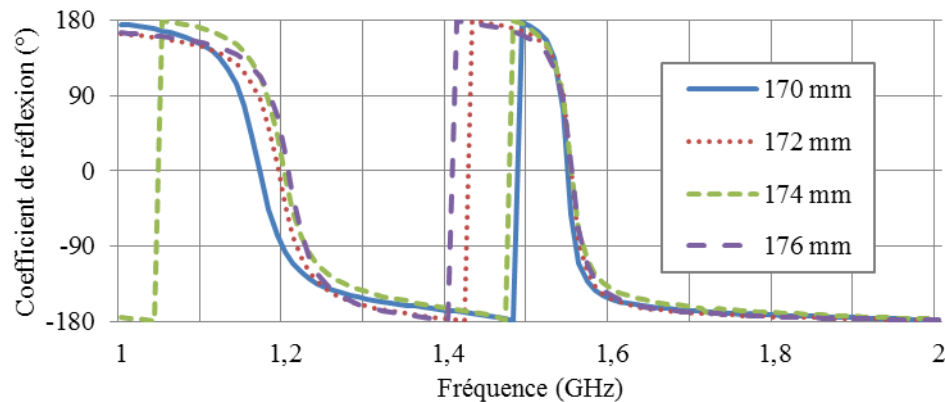


Figure IV-30 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la taille de la cellule Cell.

#### IV.4.1.3.6. Conclusion

Les études paramétriques ci-dessus montrent que la cellule CMA a un fonctionnement bibandes grâce aux deux motifs de tailles différentes qui vont fixer les fréquences de résonances propres. La bande passante du patch peut être fixée en augmentant la hauteur du substrat, et la bande passante de la croix peut être

fixée par la largeur de celle-ci. Il est possible de faire correspondre ces résonances en prenant des tailles de motifs équivalentes. Pour notre application, la largeur de la cellule est trop grande, (170 mm de large) pour une intégration dans les vêtements. La taille de cette cellule peut cependant être réduite en utilisant la technique de réduction des CMA vue dans IV.3.4, le motif spirale serait appliqué sur les deux motifs carré et croix.

#### IV.4.2. *Les CMA bicouches*

Nous avons vu dans IV.4.1 que les CMA monocouche étaient trop grands et pouvaient présenter dans certains cas des limites en termes d'absorption d'énergie. Dans ce paragraphe, nous présentons des CMA dits bicouches car les motifs périodiques sont insérés sur deux couches différentes. Cela permet d'une part d'avoir des tailles de cellules plus petites et d'autre part d'obtenir de meilleures performances en termes de bande passante. En premier lieu, nous présenterons, une cellule bicouches à base de patches carrés, puis une évolution de cette cellule, qui utilise la technique de réduction de taille de cellule à base de spirale.

##### IV.4.2.1. *Cellule à deux patches carrés superposés*

###### IV.4.2.1.1. *Présentation de la cellule*

Nous avons vu dans les travaux [77] que la superposition de patches carrés de même taille permet d'élargir la bande passante de la phase du coefficient de réflexion. L'idée est ici d'utiliser cette technique mais de prendre des patches de tailles différentes pour avoir un fonctionnement bibande. Les patches sont alors superposés sur des couches différentes espacées d'un même diélectrique (Figure IV-31).

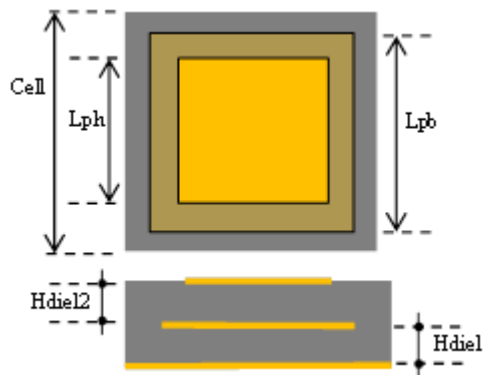


Figure IV-31 – Cellule CMA carrée bicouche. Valeurs des paramètres de la cellule :  $Cell = 115$  mm,  $Lph = 65$  mm,  $Lpb = 109$  mm,  $h_{diel} = 3$  mm,  $h_{diel2} = 3$  mm.

Cette cellule se compose de deux patchs carrés superposés dont le plus petit est au-dessus du plus grand, de largeur  $L_{pb}$  et  $L_{ph}$ , pour le patch inférieur et supérieur respectivement. Le diélectrique utilisé est une mousse polyéthylène de permittivité 1,05 et de tangente de perte  $\tan\delta = 0,01$ . Cette mousse flexible admet de faibles pertes et sa permittivité se rapproche de la celle de l'air. La phase du coefficient de réflexion de la cellule (Figure IV-32 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule avec des valeurs de paramètres nominaux.

) montre un effet bibande de la structure, car les deux patchs sont de tailles différentes. Les bandes passantes sont de 7,4 % à 1,185 GHz et 4,4 % à 1,536 GHz en prenant  $\pm 90^\circ$  comme critère de phase sur le coefficient de réflexion. Pour une épaisseur totale de 6 mm et de largeur 115 mm, la cellule est plus performante tout en étant moins large. La taille de la cellule fait  $0,45 \lambda$ , pour un  $\lambda$  calculé pour la fréquence basse..

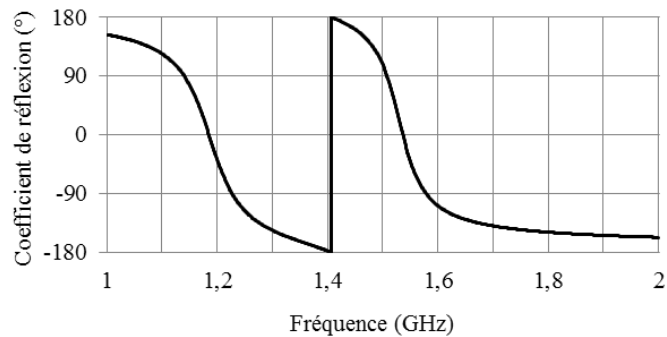
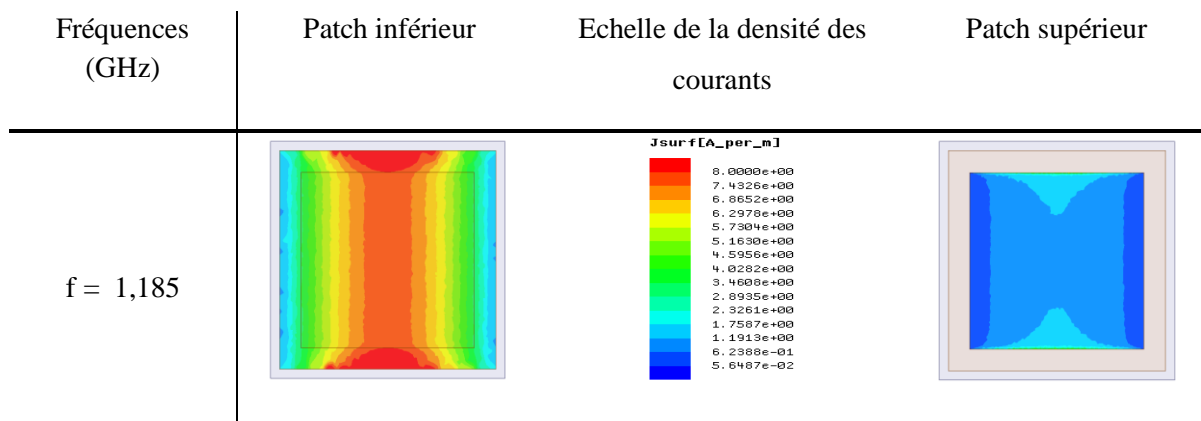


Figure IV-32 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule avec des valeurs de paramètres nominaux.





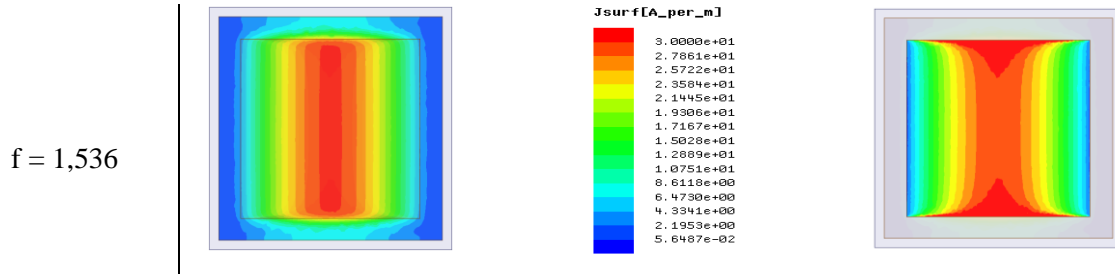


Figure IV-33 – Courants surfaciques aux deux fréquences de fonctionnements de la cellule patch carré superposés.

#### IV.4.2.1.2. Influence de la taille du patch inférieur $L_{pb}$

La variation de la largeur du patch inférieur agit sur la fréquence basse car le patch est plus grand que celui du dessus. Par contre lorsque les dimensions du patch supérieur sont identiques au patch inférieur, les résonances se couplent et l'effet bibandes disparaît mais la bande passante augmente, avec près de 11% de bande à 1,55 GHz (Figure IV-34). Les courants surfaciques sur les deux couches de la cellule aux deux fréquences de résonance sont tracés Figure IV-33, à la fréquence basse ( $f = 1,185$  GHz) le patch inférieur résonne, les courants sont maximums comparés au patch supérieur. Par contre à la fréquence haute ( $f = 1,536$  GHz), c'est le patch supérieur qui résonne car un maximum de courants parcourt ce patch. On peut aussi voir l'image de ces mêmes courants sur le patch inférieur. Les courants surfaciques sur le plan de masse ne sont pas tracés mais l'on peut dire qu'ils sont l'image des courants traversant les différents patches.

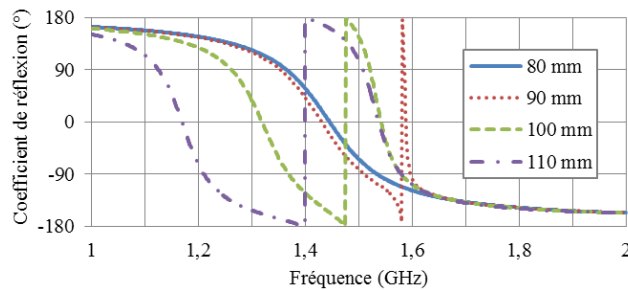


Figure IV-34 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de  $L_{pb}$ .

#### IV.4.2.1.3. Influence de la taille du patch supérieur $L_{ph}$

La variation de la largeur du patch supérieur agit sur la fréquence haute car ce patch est plus petit que celui du dessous. Par contre, lorsque l'on se rapproche de la taille du patch inférieur, on observe le même effet que dans le paragraphe IV.4.2.1.2. Il y a un couplage des résonances et élargissement de bande passante de la cellule. La taille de la cellule est de  $0,45 \lambda$  pour le cas  $L_{ph} = 80$  mm (Figure IV-35).

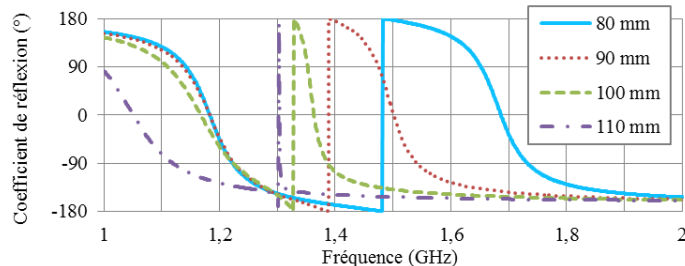


Figure IV-35 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de  $L_{ph}$ .

#### IV.4.2.1.4. Influence de la hauteur du patch inférieur $H_{diel}$

L'augmentation de la hauteur du patch inférieur augmente la bande passante tout en diminuant la fréquence de résonance (Tableau IV-4). Cette augmentation de bande passante vient du fait que l'on augmente l'effet inductif entre le patch inférieur et le plan de masse. Par contre, cela n'a aucun effet sur la résonance due au patch supérieur (Figure IV-36). Il n'y a donc aucun couplage entre les deux patches. Si l'on veut caractériser cette cellule, nous avons donc deux cellules LC en parallèle puisque les deux résonances sont indépendantes.

$H_{diel}$ (mm)	BP (MHz)	$f_0$ (GHz)	BP (%)
1	33	1,28	2,5
2	62,7	1,233	5
3	87	1,1847	7,3
4	109	1,11	9,3
5	123	1,09	11,2

Tableau IV-4 - Bandes passantes en fonction de la hauteur  $H_{diel}$ .

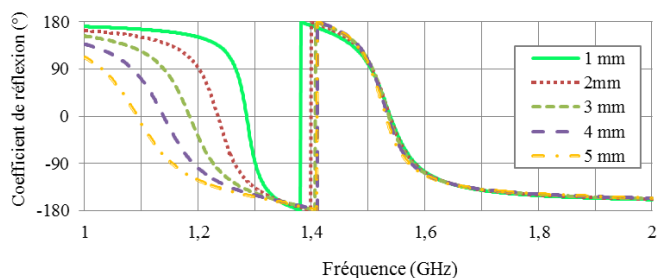


Figure IV-36 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de  $H_{diel}$ .

#### IV.4.2.1.5. Influence de la hauteur du patch supérieur $H_{diel2}$

L'augmentation de la hauteur du patch supérieur augmente la bande passante tout en diminuant la fréquence de résonance (Tableau IV-5). Cette augmentation de bande passante vient du fait que l'on augmente l'effet inductif entre le patch supérieur et le plan de masse. Par contre cela n'a aucun effet sur la résonance due au patch inférieur (Figure IV-37) car l'écartement entre ce dernier et le plan de masse ne varie pas.

$H_{diel}$ (mm)	BP (MHz)	$f_0$ (GHz)	BP (%)
1	23	1,59	1,4
2	47	1,56	3
3	70	1,53	4,5
4	91	1,5	6
5	114	1,48	7,6

Tableau IV-5- Bandes passantes en fonction de la hauteur  $H_{diel2}$ .

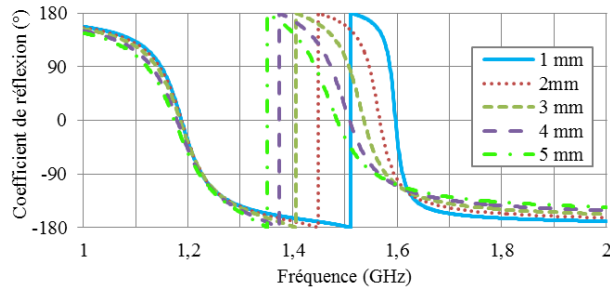


Figure IV-37 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de  $H_{diel2}$ .

#### IV.4.2.1.6. Influence de la taille de la cellule

Lorsque que la taille de la cellule est réduite, l'effet capacitif entre les patches inférieurs augmente, ce qui réduit la fréquence de résonance. Cela n'a quasiment pas d'effet sur la résonance haute car les patches supérieurs sont plus petits et ne sont pas assez proches pour avoir un effet capacitif. L'effet capacitif du patch supérieur est plus important que l'effet capacitif créé par le patch inférieur.

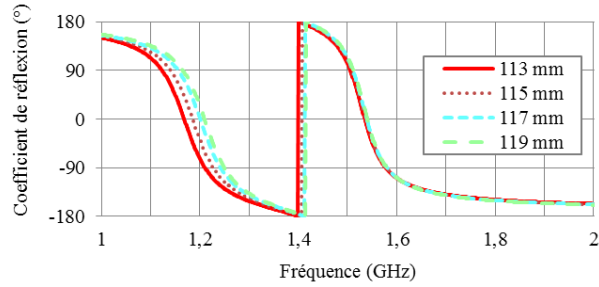


Figure IV-38 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de Cell.

#### IV.4.2.1.7. Conclusion

Cette cellule CMA est simple de conception et facile à réaliser. Les bandes passantes de la cellule sont fixées par le couple Hdiel1 et Hdiel2 (hauteurs de substrat). Pour notre application, les substrats souples sont disponibles en deux épaisseurs de 2 et 3 mm, ce qui ferait une épaisseur totale minimale de CMA de 4 mm pour obtenir de bonnes performances sur la phase du coefficient de réflexion, et des bandes passantes de 5 % et de 3% à 1,23 GHz et 1,56 GHz. La taille de la cellule serait de 115 mm de large.

#### IV.4.2.2. Cellule à deux spirales carrées superposées

Cette cellule se compose d'une double spirale carrée superposée. La conception de cette cellule utilise deux techniques, la superposition des éléments pour un fonctionnement bibande, et l'utilisation de spirales pour la réduction de la taille des cellules. Nous choisissons une spirale à quatre brins comme dans le paragraphe IV.3.4. Le but ici n'est pas de représenter des études paramétriques mais seulement de rappeler le fonctionnement.

La superposition des éléments implique que la bande passante des deux résonnances va être fixée par les hauteurs des substrats Hdiel1 et Hdiel2. Il est important de le rappeler car à cause des effets capacitifs dus aux brins de la spirale, il va falloir augmenter l'effet inductif. Le substrat utilisé est un substrat souple de mousse polyéthylène dont les valeurs de permittivité et de tangente de perte sont  $\epsilon_r = 1,05$  et  $\tan \delta = 0,01$  respectivement. Les dimensions des deux spirales sont différentes puisque que nous cherchons un effet bibande, les dimensions sont rappelées Figure IV-39. La spirale inférieure plus grande, résonnera à la fréquence basse du GPS (L2). La spirale inférieure résonnera quant à elle, à la fréquence haute du GPS (L1). La taille de la cellule est de  $0,27 \lambda_0$  pour  $f_0 = 1,22$  GHz. La réduction de la taille d'une cellule est d'environ 50% par rapport à une cellule bibande à patchs carrés superposés, par contre les performances en bande passante sont moins bonnes à cause des effets capacitifs de la spirale.

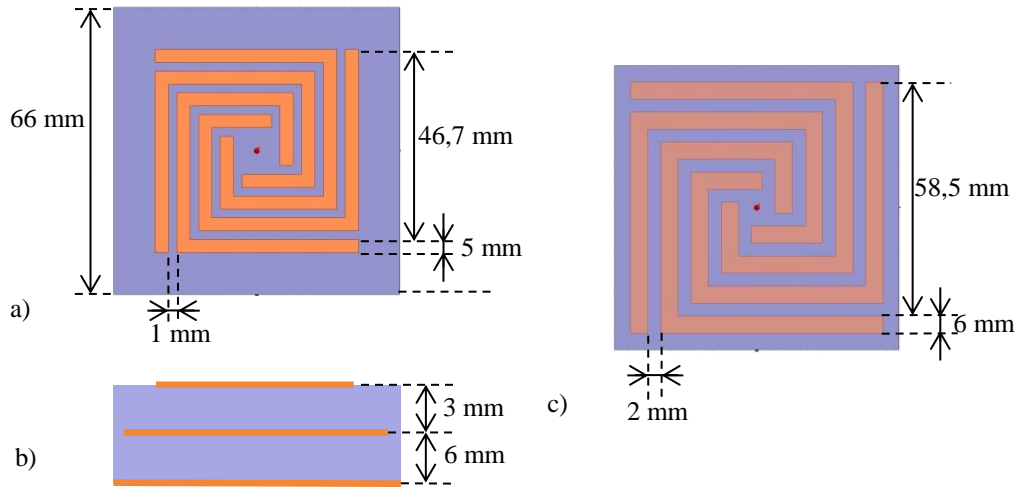


Figure IV-39 – Cellule CMA bibrande en forme de spirale : (a) vue de dessus avec la spirale carrée supérieure, (b) vue de côté de la cellule, (c) vue de dessus de la spirale inférieure.

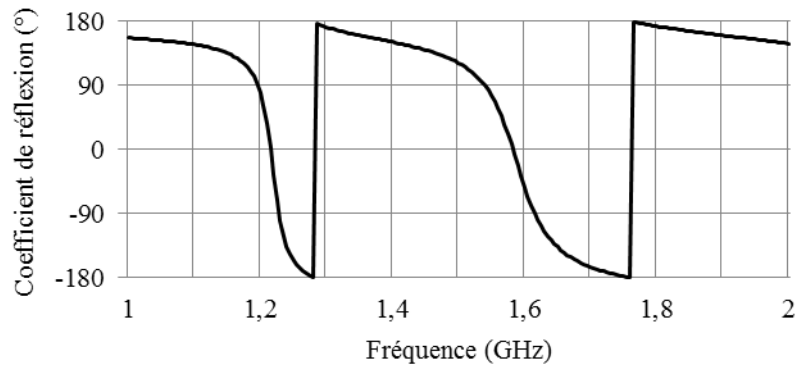


Figure IV-40 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule spirale bicouche.

La phase du coefficient de réflexion (Figure IV-40) montre un effet bibrande de la cellule CMA. Les bandes passantes sont de 2,8% et 4,7% à  $f = 1,212$  GHz et  $1,575$  GHz respectivement. Bien que la taille de la cellule soit réduite de près de 50% par rapport à une cellule aux patches carrés superposés, la conservation de la bande passante a été obtenue en augmentant les hauteurs des substrats. Nous passons ainsi d'une cellule d'épaisseur 4 mm totale à 9 mm.

## IV.5. LE CMA TRI-BANDES

Il est très facile de concevoir une cellule bibrande avec une technologie planaire. Cela repose sur l'association d'éléments de différentes tailles et de différentes formes. Par exemple, l'association de la croix et du carré pour un effet bibrande (IV.4.1.3), ou bien l'ajout d'une boucle parasite autour d'un patch carré (IV.4.1.1), chacun de ces éléments ayant sa propre résonance. Pour avoir une cellule tri-bande, il faudrait rajouter un élément ou bien remplacer un élément mono-bande par un élément bibrande. L'idée est alors ici de remplacer le patch carré par la cellule bibrande de Langley. On comptabilisera alors deux fréquences pour la cellule de Langley et une fréquence pour la croix, ce qui fait un total de trois résonances. La cellule est représentée Figure IV-41, où l'on peut voir la cellule unitaire ainsi qu'un groupe de 5\*5 cellules.

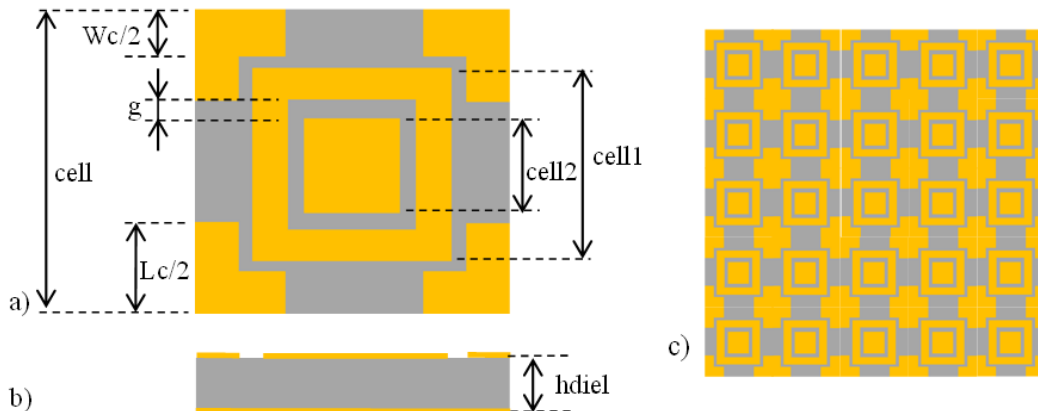


Figure IV-41– Cellule CMA tri-bande : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe, (c) groupe de 5\*5 cellules. Valeurs des paramètres de la cellule :  $Cell = 80\text{ mm}$ ,  $Lc = 44\text{ mm}$ ,  $Wc = 30\text{ mm}$ ,  $g = 1\text{ mm}$ ,  $cell2 = 25\text{ mm}$ ,  $cell1 = 47\text{ mm}$ ,  $h_{diel} = 4,8\text{ mm}$ .

Le but ici n'est pas de réaliser des études paramétriques car la cellule bibrande de Langley et celle carré-croix ont déjà été étudiées séparément. On ne montre que le fonctionnement tri-bande de la cellule CMA. La cellule est dimensionnée pour fonctionner dans les deux bandes du GPS L1-L2 et dans la bande WIFI 2,4 GHz. Il y a donc un rapport de deux entre la bande L2 du GPS et celle du WIFI. On utilisera la cellule de Langley pour ces deux fréquences, la troisième bande, L1 du GPS sera créée par la croix.

Un prototype de 5\*5 cellules tri-bandes a été réalisé sur substrat FR4, pour des valeurs de permittivité relative  $\epsilon_r$  de 4,4, et de tangente de perte  $\tan \delta$  de 0,02. Le plan CMA mesure 400 mm de large au total.

Le prototype a été mesuré par la méthode différentielle présentée dans IV.2.2. La mesure du diagramme de phase a été tracée et comparée à la simulation. Il y a un décalage de 5 % entre mesure et simulation qui doit être due aux tolérances sur le substrat FR4. Il y a notamment un problème sur la fréquence centrale,  $f = 1,55$  GHz, la courbe de la simulation et de la mesure ne coïncidant pas totalement. Le coefficient de réflexion montre qu'à cause de la nature du substrat à pertes, il y a absorption de l'onde incidente. Cette surface agit alors comme un absorbant, dont les niveaux d'absorption dépassent -10 dB (Figure IV-43) ce qui est énorme. Pour pallier à ce problème, on se propose d'utiliser des substrats à faibles pertes.

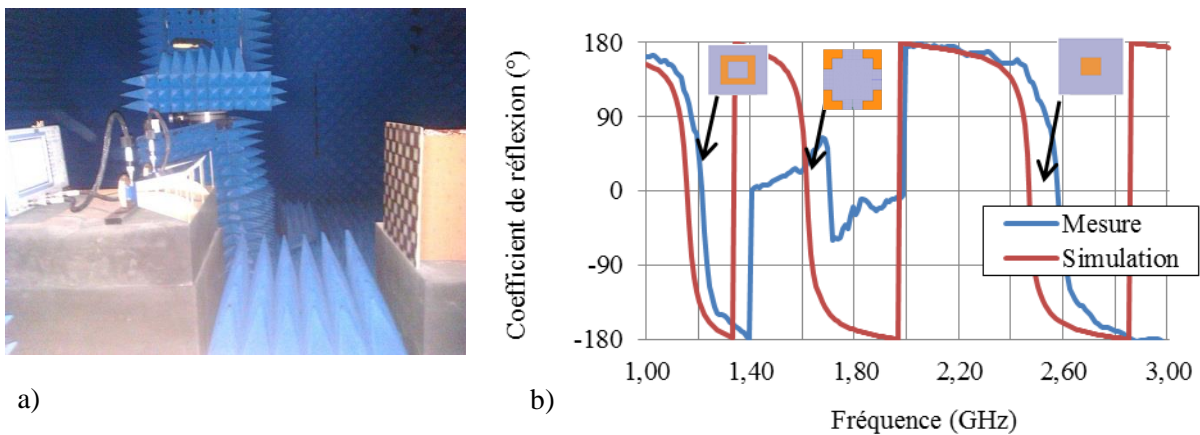


Figure IV-42 – (a) Dispositif de mesure de la surface CMA 5\*5 cellules en chambre anéchoïde, (b) phase du coefficient de réflexion de la surface CMA 5\*5 cellules.

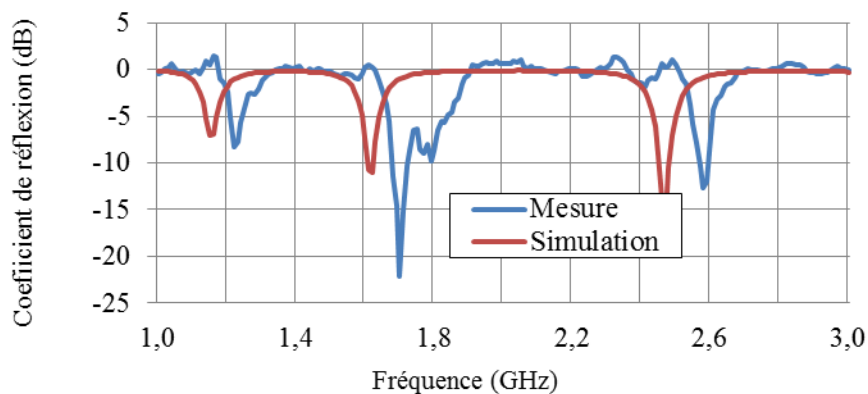


Figure IV-43 – Module du coefficient de réflexion de la cellule tri-bande.

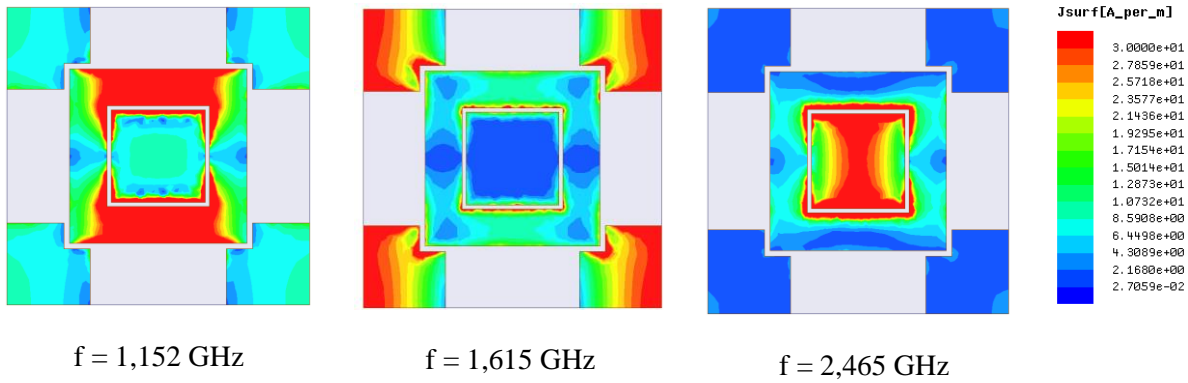


Figure IV-44 – Courants surfaciques aux différentes fréquences de fonctionnement du CMA tri-bande.

Les courants surfaciques aux différentes fréquences de fonctionnements de cette cellule tri-bande sont tracés Figure IV-44. A la fréquence basse ( $f = 1,152$  GHz), l’anneau carré résonne, à la fréquence centrale ( $f = 1,615$  GHz) la croix résonne, puis à la fréquence haute ( $f = 2,465$  GHz) c’est patch à l’intérieur de la boucle carré qui résonne.

Cette cellule montre bien un effet tri-bande dû à l’ensemble des motifs présents sur sa couche principale. Par contre le prototype est bien trop grand et de plus n’est pas souple pour une intégration dans un vêtement. Par contre, grâce à la technique de réduction de taille utilisant des patches de forme spirale, il pourrait être possible d’intégrer cette surface dans un vêtement.

## IV.6. CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons traité des Conducteurs Magnétiques Artificiels multi-bandes. Dans un premier temps nous avons étudié des cellules mono-bandes sur le principe du patch carré, ce qui nous a permis de comprendre comment fonctionne les CMA. Puis nous avons étudié et comparé des cellules bibandes en technologie planaire et bicouche. Les études ont montré que la plus compacte et performante des cellules serait la cellule à base de patches carrés superposés en technologie bicouche.

Ensuite, nous avons appliqué une technique de réduction de dimensions de cellules sur la cellule superposée. Cette technique utilise des patches spirales ce qui nous permet de réduire la largeur de cellule de près de 50% mais au prix d’une augmentation de la hauteur de la cellule de 50% pour avoir les mêmes performances.

En technologie monocouche, nous avons modifié la cellule de Langley en utilisant la technique de réduction à l’aide du motif spirale. Cette solution est performante et plus simple à réaliser car cette cellule est monocouche. Cette cellule conviendra si l’on utilise une épaisseur de 6 mm de mousse polyéthylène.



On pourrait aussi penser à l'utilisation de substrats textiles comme la feutrine, dans le cas où la mousse polyéthylène ne conviendrait pas. Il faudra cependant juste ré-optimiser les cellules en fonction de la nature du substrat.

La dernière cellule, nous a permis de conclure qu'il est possible d'obtenir un comportement tri-bandes en utilisant des cellules bibandes, mais la chose la plus importante est qu'il faut impérativement utiliser des substrats faibles pertes si nous ne voulons pas de phénomène d'absorption. Bien que cette cellule soit trop grande, il serait intéressant d'étudier la réduction de taille de cellule par la technique de forme spirale.

Dans le tableau ci-dessous, les bandes passantes ont été relevées en fonction de la technologie et du type de cellule pour avoir une comparaison. Les optimisations ont été menées pour des substrats de type mousse polyéthylène ( $\epsilon_r = 1,05$ ,  $\tan \delta = 0,01$ ).

Technologies	Noms de la cellule	Hauteurs de la cellule (mm)	Largeurs de la cellule (mm)	Bandes passantes (%) @ $f_0$ (GHz)	
				$f_b$	$f_h$
Monocouche	Croix-carré	3	170	4,4 @ 1,168	1,2 @ 1,545
	Langley modifiée	6	62	7,5 @ 1,185	2,5 @ 1,59
Bicouches	Patchs carrés superposés	6	115	7,4 @ 1,185	4,4 @ 1,536
	Patchs spirales superposés	9	66	2,8 @ 1,212	4,7 @ 1,575

Tableau IV-6 – Tableau récapitulatif des différentes cellules CMA étudiées en fonction de leurs dimensions et de leurs performances dans les deux bandes de fonctionnement.

# **Chapitre V : ANTENNES DE FAIBLE ENCOMBEMENT A BASE DE CONDUCTEURS MAGNETIQUES ARTIFICIELS**

<b>V.1. INTRODUCTION .....</b>	<b>118</b>
<b>V.2. SIMULATION DE LA CARACTERISTIQUE D'UNE ANTENNE MONOPOLE SUR PLAN DE MASSE CEP ET EN ESPACE LIBRE .....</b>	<b>119</b>
V.2.1. Antenne monopôle en espace libre .....	119
V.2.2. Antenne monopôle sur CEP .....	120
<b>V.3. ANTENNES FAIBLES ENCOMBREMENTS SUR PLAN SHI MULTIBANDES .....</b>	<b>121</b>
V.3.1. Antenne en polarisation circulaire sur plan SHI bibande .....	122
<b>V.4. Antenne en polarisation linéaire sur plan CMA bibande .....</b>	<b>138</b>
V.4.1. Antenne monopôle sur plan CMA à deux spirales carrées superposées .....	138
V.4.2. Antenne à base de SHI tri-bande .....	142
<b>V.5. CONCLUSION .....</b>	<b>146</b>

## V.1.INTRODUCTION

Dans ce chapitre, la conception d'antennes souples est présentée. Ces antennes à base de conducteurs magnétiques artificiels CMA multi-bandes ont été développées dans le Chapitre IV. Ces structures constituent des Surfaces Hautes Impédance ou SHI.

Pour pouvoir intégrer des antennes dans des vêtements que l'on porte tous les jours, il est souhaitable qu'elles soient de tailles compactes et de faibles encombrements. Les antennes patches appartiennent à une classe bien connue des antennes faibles hauteurs qui ont gagné en popularité dans les domaines de la recherche et de l'industrie au cours de ces dernières décennies [46] [27] [77], (Chapitre III). De plus si elles sont réalisées avec des matériaux flexibles, elles ont la possibilité de devenir hautement conforme. Cependant elles sont intrinsèquement faible bande et pour beaucoup d'applications leurs dimensions sont trop importantes pour être intégrées dans un espace souhaitable [78]. Néanmoins, des recherches approfondies ont été faites pour réduire leurs dimensions [79]. Des travaux pour augmenter la bande passante ont aussi été réalisés dans [80]. Les antennes microruban devraient être considérées comme un premier choix pour des systèmes de communications portés sur le corps. Beaucoup d'antennes portables sont basées sur la conception d'antennes patches et ont déjà été proposées [24] [81] [37] [36] [82]. Ces travaux montrent une popularité croissante de ce type d'antenne auprès des ingénieurs en conception d'antennes portable.

Conformément au thème de cette recherche, le but est ici des concevoir de nouvelles antennes faibles encombrements pour des applications bibandes GPS ou Galiléo. Tout d'abord, nous allons montrer les performances d'une antenne monopôle en espace libre, puis nous allons poser successivement cette antenne sur un plan de masse CEP et SHI bibandes. Les performances améliorées des antennes sur plan SHI seront étudiées pour confirmer la validité d'une idée de conception.

Les surfaces SHI utilisées seront les cellules SHI bibandes vues dans le Chapitre IV, avec deux technologies différentes, en monocouche et bicouche (ces SHI fonctionnant pour le standard GPS (L1-L2)). Une antenne SHI tri-bande (GPS +Wifi 2,45 GHz) sera aussi présentée pour validation des résultats.

## V.2.SIMULATION DE LA CARACTERISTIQUE D'UNE ANTENNE MONOPOLE SUR PLAN DE MASSE CEP ET EN ESPACE LIBRE

### V.2.1. Antenne monopôle en espace libre

Pour montrer l'amélioration des performances introduites par les plans SHI, une référence est établie en considérant un monopôle en espace libre. Ce monopôle est alimenté par une ligne microruban coplanaire CPW 50 Ohms. Cette antenne fut simulée, optimisée et réalisée, sur un substrat qui pour le moment n'est pas du textile, mais qui est tout de même souple. Le substrat utilisé est un substrat TLY5 Taconic d'épaisseur 0,254 mm, de permittivité relative  $\epsilon_r$  2,2 et  $\tan \delta = 0,001$ . Les valeurs des paramètres de l'antenne sont :  $L_{PCB} = 110$  mm,  $W_{PCB} = 100$  mm,  $L_{GND} = 45$  mm,  $L_{alim} = 50$  mm,  $L_{ant} = 45$  mm,  $W_{ant} = 35$  mm,  $W_1 = 14$  mm,  $g = 0,3$  mm.

Les résultats de simulation sont présentés Figure V-2. Pour un critère choisi à -10dB pour le coefficient de réflexion, l'antenne est adaptée sur 42 % de bande à 1,35 GHz, soit sur toutes les bandes du GPS L1-L2. L'impédance d'entrée du monopôle est simulée (Figure V-2-b). Sur toute la bande d'adaptation, l'antenne a un comportement capacitif. La fréquence de travail de l'antenne est donnée pour son minimum de coefficient de réflexion  $S_{11}$  à la fréquence  $f = 1,25$  GHz, la taille de l'antenne fait  $0,41 \lambda_0$ . Le rayonnement de cette antenne est de type monopolaire avec un gain total réalisé maximum dans les directions perpendiculaires à l'antenne de près 2,5 dBi.

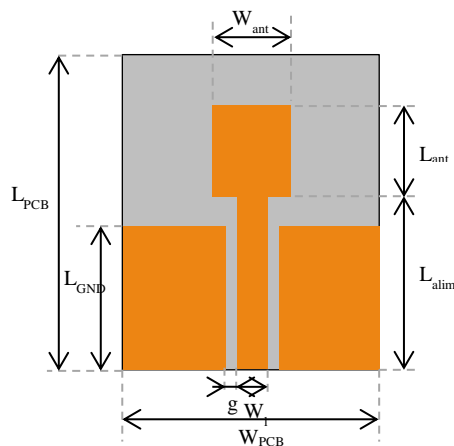


Figure V-1 – Géométrie de l'antenne monopôle.

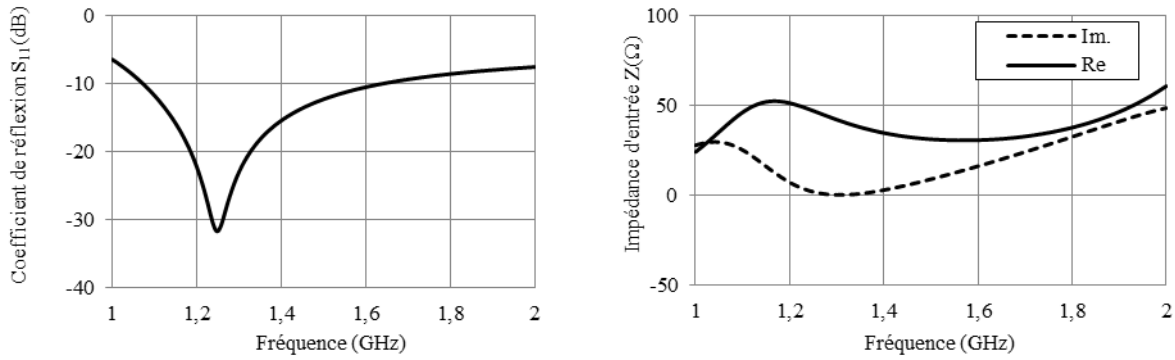


Figure V-2 – Simulation antenne monopôle :(a) coefficient de réflexion  $S_{11}$ , (b) impédance d'entrée  $Z$ .

### V.2.2. Antenne monopôle sur CEP

Ensuite, nous avons posé l'antenne monopôle, vue dans V.2.1, sur un plan de masse métallique parfait CEP, de dimensions 200mm\*200mm comme sur la Figure V-3. Deux configurations sont proposées ici. L'antenne est tout d'abord positionnée très près du plan de masse ( $h = 3\text{mm}$ ) puis à une distance de  $\lambda/4$  à la fréquence de 1,2 GHz ( $h = 60\text{mm}$ ).

Lorsque l'antenne est trop proche du plan de masse ( $h = 3\text{mm}$ ), elle est désadaptée (Figure V-4-(a)). En fait, à cause de la proximité de l'antenne, l'onde réfléchiée par l'antenne sur le plan de masse s'annule avec l'onde émise par l'antenne. Les courants images sont en oppositions et ils s'annulent. Par contre si l'on positionne l'antenne à  $\lambda/4$  du plan de masse reste adaptée car l'onde émise par l'antenne et l'onde réfléchiée se combinent (Figure V-4-a). Dans ce cas, les performances en rayonnement sont aussi améliorées avec près de 95% d'efficacité totale, comparée aux 18% obtenus lorsque  $h = 3\text{mm}$ . On obtient un gain total réalisé de 8 dBi à la fréquence de 1,2 GHz. Le diagramme de rayonnement ressemble à celui d'un patch et non plus à un monopôle et ceci grâce au plan de masse qui agit comme réflecteur.

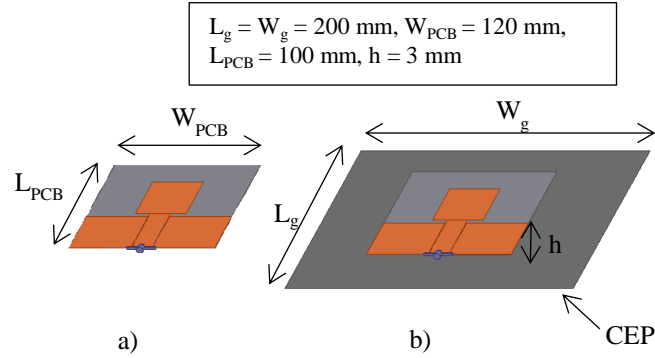


Figure V-3 – Antenne monopôle : (a) espace libre, (b) sur CEP.

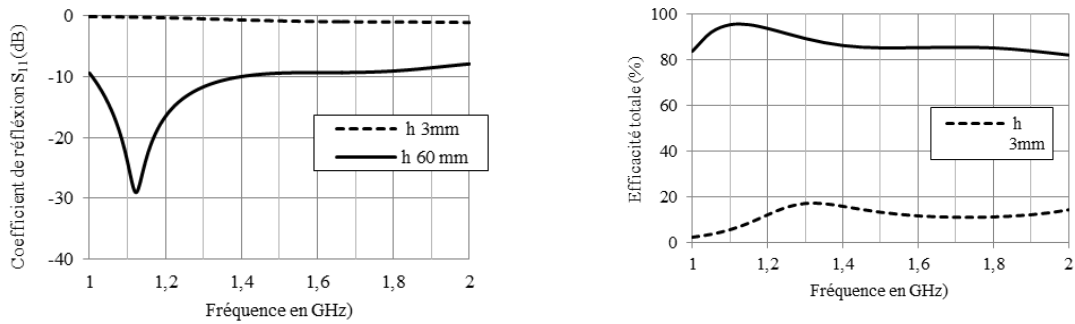


Figure V-4 – Simulation de l'antenne sur un plan de masse CEP pour  $h = 3 \text{ mm}$  et  $h = 60 \text{ mm}$  : (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale.

Les antennes ne peuvent pas être très proches du plan de masse au risque de dégrader leurs performances, mais pas trop éloignées si nous voulons pouvoir les intégrer dans les vêtements. Dans le paragraphe suivant, nous allons étudier des antennes avec des surfaces hautes impédances qui permettent de pouvoir plaquer l'antenne à une distance  $\ll \lambda$  d'un plan de masse. L'étude de ces surfaces à bases de métamatériaux a été faite dans le Chapitre IV. Les différents motifs de CMA seront utilisés ici pour la conception d'antennes à bases de métamatériaux.

### V.3. ANTENNES FAIBLES ENCOMBREMENTS SUR PLAN SHI MULTIBANDES

Les antennes à bases de SHI nous permettent de diminuer l'encombrement. La distance entre plan CEP et l'antenne doit être de  $\lambda/4$  pour avoir une bonne adaptation (V.2). Or avec un plan SHI, il est possible de diminuer cette distance.

Nous allons présenter ici des antennes à base de conducteurs magnétiques artificiels multibandes présentés dans le Chapitre IV. Dans un premier temps nous allons étudier des cellules SHI bibandes telles que les cellules patches carrés superposés, les cellules spirales carrées superposées, et une version modifiée de la cellule de Langley avec l'utilisation de spirale qui est une solution monocouche. Ensuite nous étudierons, l'antenne à base de SHI tri-bandes, le but est ici de confirmer le fonctionnement tri-bande de la surface, ce dernier prototype ne sera pas réalisé sur substrats souples.

### ***V.3.1. Antenne en polarisation circulaire sur plan SHI bibande***

#### ***V.3.1.1. Antenne dipôles croisés en polarisation circulaire proposée sans SHI***

L'antenne proposée est constituée de deux dipôles croisés alimentés en quadrature par un coupleur hybride 3dB. Les parties conductrices de l'antenne sont réalisées avec de l'électro-textile, son support sera de la mousse polyéthylène étudiée dans II.1.4.3. Nous avons choisi cette antenne car il est possible d'avoir une large bande d'adaptation et un gain correct en polarisation circulaire.

L'antenne est alimentée par sonde coaxiale sur une des branches du dipôle, l'autre branche étant reliée à la masse du câble coaxial. Les quatre branches des dipôles sont identiques. La solution finale est optimisée de telle sorte que l'antenne soit la mieux adaptée sur toute la bande entre 1,164 GHz et 1,59 GHz. La longueur des brins du dipôle ( $\sim L_d + L_r$ ) va fixer la fréquence de résonance de l'antenne. L'adaptation est obtenue en jouant sur l'espacement entre les dipôles ( $d_{ec}$ ) et la largeur des brins ( $W_d$ ). Après optimisation, nous trouvons les dimensions données sur la Figure V-5. Cette antenne a été réalisée et mesurée en paramètres  $S_{ij}$  et en rayonnement aux fréquences centrales de la bande basse  $f = 1,2$  GHz et de la bande haute  $f = 1,575$  GHz.

Les mesures des paramètres  $S_{ij}$  sont tracées Figure V-6. Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  à l'entrée de chaque port de l'antenne montrent une légère différence entre les coefficients d'adaptation en entrée qui provient de la réalisation non parfaite et surtout non symétrique. Nous avons tenté d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB mais nous n'y sommes pas parvenus. Nous obtenons un coefficient minimum  $S_{ii}$  de -7,5 dB en mesure ce qui reste acceptable. L'isolation obtenue  $S_{12}$  maximum est de -12,8 dB, ce n'est pas très performant comparé à l'antenne patch vue dans III.4.2. Cependant, bien que ces niveaux de couplage soient un peu élevés, nous devrions tout de même obtenir de la polarisation circulaire.

Pour évaluer les performances en rayonnement et en polarisation circulaire, nous branchons en entrée de l'antenne le coupleur hybride 3 branches étudié dans le chapitre III.3.1.2. Les coefficients de réflexion en entrée deviennent inférieurs à -10 dB sur toutes les bandes des GNSS. En revanche, le

coefficient de transmission  $S_{21}$  est en moyenne de -12,8 dB, valeur qui n'est pas assez faible pour obtenir une bonne qualité de polarisation circulaire. Ce coefficient devrait en effet avoisiner les -20 dB sur toute la bande du GNSS. Ce coefficient de transmission  $S_{21}$  est élevé car nous n'avons pas symétrisé les dipôles à l'aide de Baluns. Nous avons comparé à la simulation les diagrammes de rayonnement des gains en polarisation circulaire droite et gauche ainsi que le rapport axial à la fréquence de 1,2 GHz et 1,575 GHz pour les deux plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $90^\circ$  (Figure V-7).

De manière générale, à ces deux fréquences, avec une différence de près de 19 dB entre polarisations circulaires droite et gauche, nous pouvons considérer que nous avons ici une polarisation circulaire droite performante dans la direction perpendiculaire à l'antenne. L'ouverture du gain en polarisation circulaire reste cependant faible. Nous notons également des différences entre simulation et mesure, surtout sur les niveaux de gains réalisés en polarisation circulaire droite (RHCP). Dans la direction perpendiculaire à l'antenne, cette différence dans le pire des cas est de 3 dB (pour la fréquence 1,2 GHz) et dans le meilleur des cas de 2 dB (pour la fréquence  $f = 1,575$  GHz). Dans le Tableau V-1, nous avons relevé pour les deux fréquences, l'ouverture à 3 dB du rapport axial en mesure et simulation, ainsi que le gain RHCP maximum obtenu dans la direction perpendiculaire à l'antenne, et le gain LHCP maximum dans l'ouverture.

Bien que cette antenne n'admette pas un gain en polarisation circulaire droite supérieur à 0 dB à la fréquence 1,2 GHz, nous allons tenter d'augmenter ce gain, en essayant cependant de conserver les performances en polarisation circulaire. Dans la suite de notre étude, nous utiliserons une surface CMA bibande de type patches carrés superposés. L'avantage d'utiliser cette surface est de réduire l'épaisseur totale de l'antenne comparé à un plan de masse électriquement parfait où l'antenne devrait être positionnée à 60 mm de hauteur (voir V.2.2). Nous devrions ainsi avoir des performances en rayonnement améliorées.



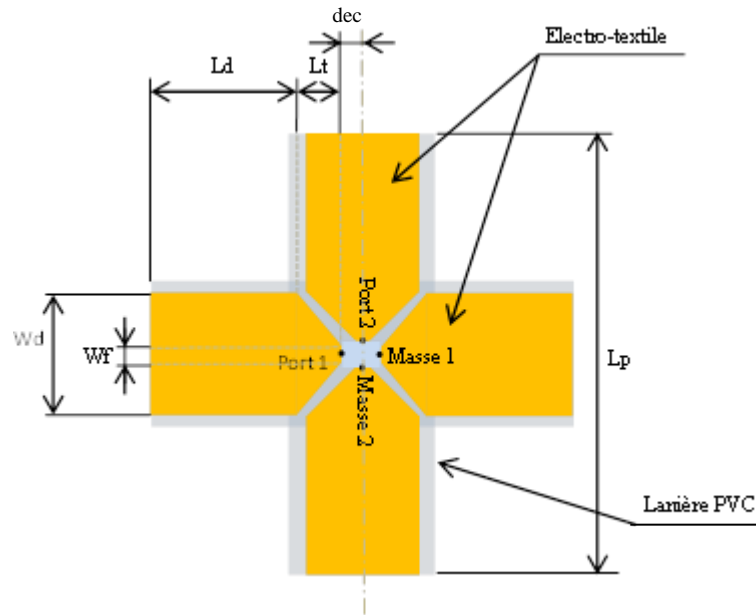


Figure V-5 – Schéma de l'antenne dipôles croisés en polarisation circulaire. Dimensions de l'antenne :  $W_d = 55$  mm,  $W_f = 2$  mm,  $L_d = 83$  mm,  $L_t = 27$  mm,  $dec = 4$  mm.

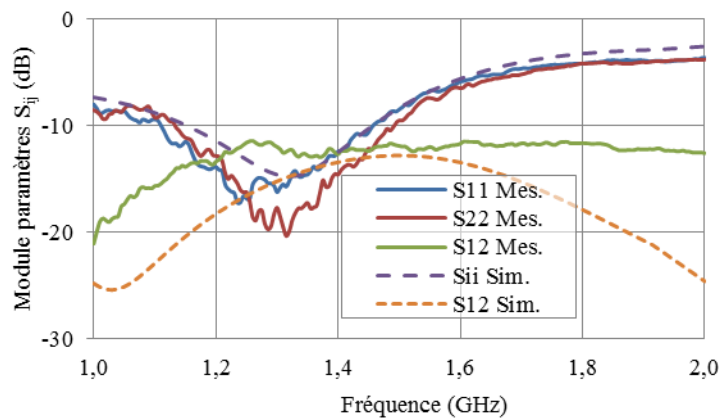


Figure V-6 – Module des paramètres  $S_{ij}$  des deux dipôles croisés.

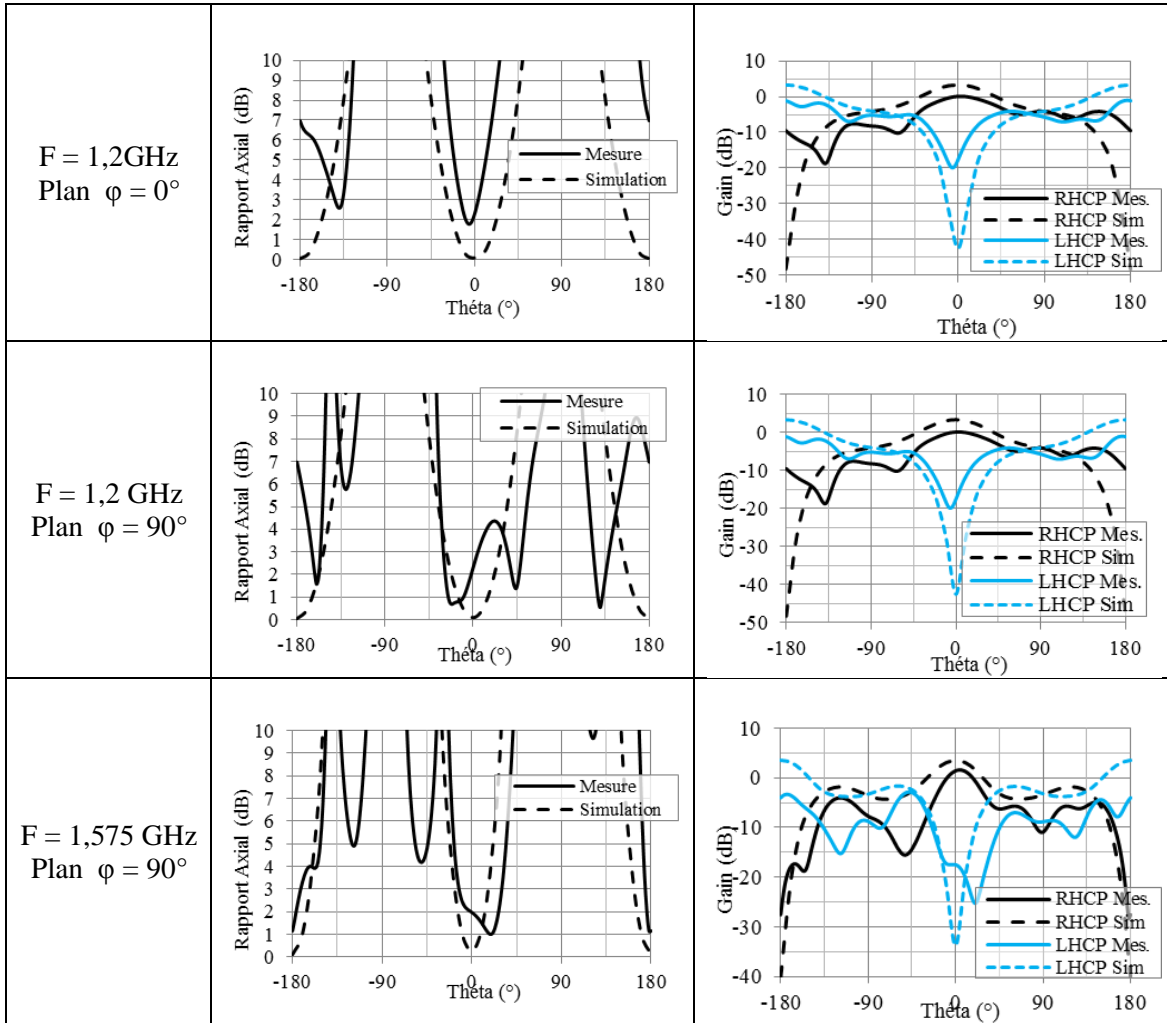


Figure V-7 – Rapport axial et diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire en fonction de  $\theta$ .

Tableau V-1 - Performances en polarisation circulaire pour deux fréquences (1,2 GHz et 1,575 GHz) et dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ .

Fréquence (GHz)	Plan $\varphi$ ( $^\circ$ )	Ouverture RA mesuré à 3dB ( $^\circ$ )	Ouverture RA simulé à 3dB ( $^\circ$ )	Gain RHCP max. (dB)	Ouverture gain RHCP max. -3dB ( $^\circ$ )	Gain LHCP max. dans l'ouverture (dB)
1,2	0	18	50	-0,08	76	-4,6
	90	34	50	-0,1	94	-11,5
1,575	90	42	30	1,4	36	-15

### V.3.1.2. *Antenne sur plan SHI patches carrés superposés*

Nous avons vu dans V.3.1.1 que l'antenne dipôles croisés admet bien de la polarisation circulaire sur toutes les bandes GNSS. Or, les gains de l'antenne ne sont pas assez suffisants. Dans le meilleur des cas nous obtenons 1,4 dBi dans la direction perpendiculaire à l'antenne, ce qui est insuffisant pour revoir les signaux des GNSS.

L'antenne présentée ici est une version simplifiée de l'antenne proposée dans [73], la différence avec ses travaux, vient du fait que le CMA n'est pas mono-bande mais bibande et de l'alimentation des dipôles non symétrisée.

En vue d'obtenir de meilleures performances en rayonnement, nous allons utiliser une surface SHI de type CMA. Nous utiliserons le CMA en technologie bicouche à base de patches carrés superposés vus dans IV.4.2.1. La surface SHI CMA est constituée de 2\*2 cellules (Figure V-8-a). Les dipôles croisés vus dans V.3.1.1 (Figure V-8-b) sont positionnés sur ce plan CMA (Figure V-8-c). Les dimensions des cellules ont été quelques peut modifiées par rapport à ce que nous avons simulé après l'optimisation de la structure dans le IV.4.2.1. Nous y présentons d'un côté la surface CMA seule puis l'antenne posée sur la surface CMA.

Dans un premier temps, nous avons positionné l'antenne dipôles croisés sur le CMA bibande avec un degré de rotation (Rot) 0, 45 et 90° mais l'antenne n'était pas adaptée simultanément aux deux bandes des GNSS. Nous avons alors réalisé une étude paramétrique sur la rotation angulaire (Rot) entre 0 et 45°. La difficulté de cette optimisation est d'allier à la fois rayonnement, polarisation circulaire dans la direction perpendiculaire, et adaptation pour une position donnée de rotation Rot. La modification des performances en rayonnement vient du fait que l'antenne a une influence non négligeable sur la réflexion de la surface CMA. Comme deux brins des dipôles sont reliés à la masse, l'effet capacitif entre deux cellules adjacentes est modifié, ce qui va faire baisser la fréquence de travail de la cellule. Cet effet capacitif supplémentaire agit d'autant plus sur les cellules les plus proches des brins qui fixent la fréquence de résonances hautes.

Après de multiples optimisations sur la rotation et la hauteur de séparation de l'antenne dipôles croisés entre le plan CMA et la rotation rot de ce dipôle autour du plan CMA, nous avons trouvé les dimensions géométriques suivantes :  $w_{cell} = 115$  mm,  $L_{pb} = 102$  mm,  $L_{ph} = 82$  mm,  $h = 3$  mm,  $L_t = 27$  mm,  $L_d = 84$  mm,  $W_f = 2$  mm,  $W_d = 55$  mm,  $L_p = 230$  mm. L'antenne proposée n'est pas tout à fait ce que nous voulions suite à une erreur de réalisation, mais les performances restent cependant bonnes dans la bande basse (autour de 1,2 GHz). Par contre, les performances en polarisation circulaire dans la bande haute (1,575 GHz) ne sont pas assez bonnes.

Dans un premier temps, nous avons mesuré les paramètres S de l'antenne CMA avec et sans coupleur hybride (étudié dans III.3.1.2). La comparaison du coefficient de réflexion entre simulation et mesure concorde bien (Figure V-9-a) sauf dans la bande haute. Il y a une différence entre les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  qui provient du mauvais placement de l'antenne sur le plan CMA. L'adaptation à -10 dB du coefficient de réflexion n'est pas obtenue dans la bande basse (1,21 GHz). En revanche l'adaptation de l'antenne sur toutes les bandes du GNSS est obtenue grâce au coupleur hybride (Figure V-9-b). La simulation de l'antenne avec coupleur n'est pas ici réalisée car nous ne voulions pas compliquer celle-ci.

Bien que ce prototype ne soit pas celui que nous cherchions à réaliser, nous procédons tout de même aux mesures des performances en rayonnement et en efficacité totale pour une première vérification du bon comportement de l'antenne sur le plan CMA bibande.

Les performances de l'antenne à base de CMA ont été mesurées et simulées. En simulation, nous avons alimentés les deux ports avec la même amplitude et une quadrature parfaite. Les performances en efficacité totale, en gain total réalisé et rapport axial dans la direction perpendiculaire ( $\theta = 0^\circ$ ,  $\varphi = 0^\circ$ ) sont présentées Figure V-10. Il y a une bonne concordance entre mesure et simulation dans la bande basse (1,2 GHz). Cependant dans la bande haute (1,5 GHz), les mesures sont différentes de la simulation, cette différence provenant de la dissymétrie de la structure.

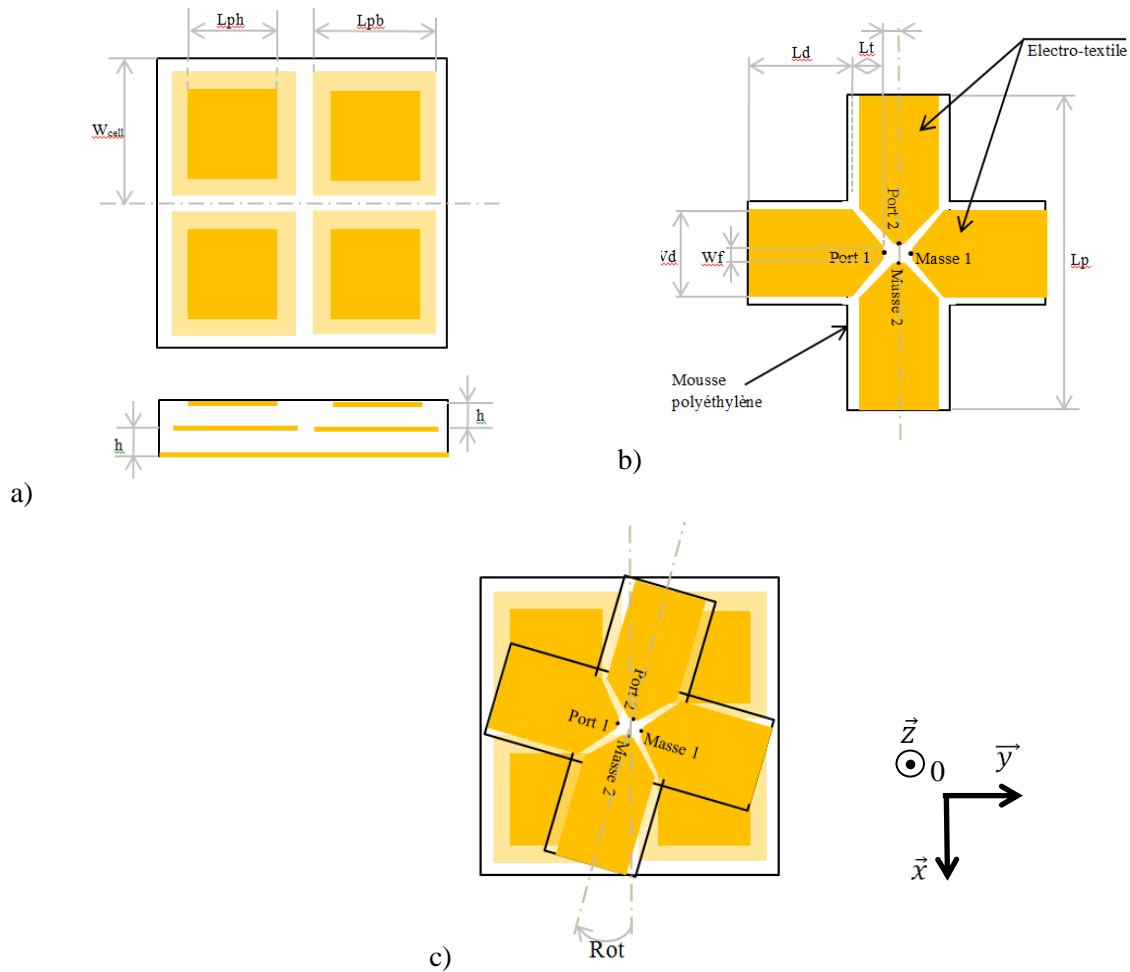


Figure V-8 – (a) Plan CMA bibande à deux patchs carrés superposés, (b) antenne dipôles croisés, (c) antenne dipôles croisés à base de CMA bibande à deux patchs carrés superposés.

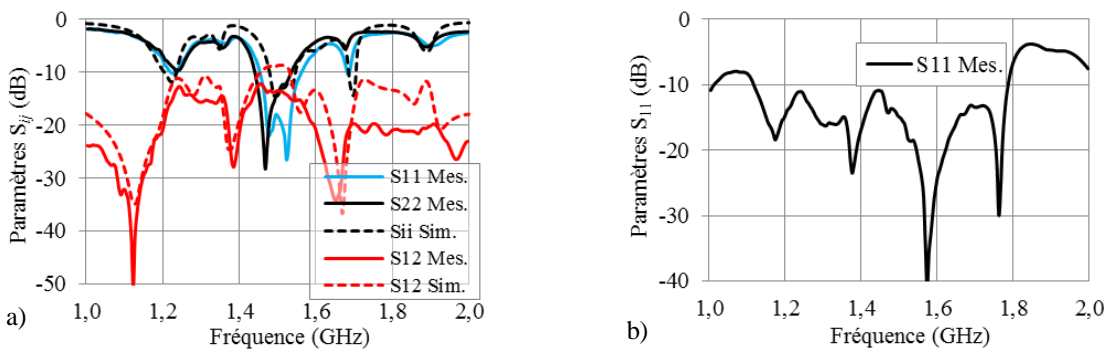


Figure V-9 – Paramètres S de l'antenne : (a) sans coupleur hybride, (b) avec coupleur hybride.

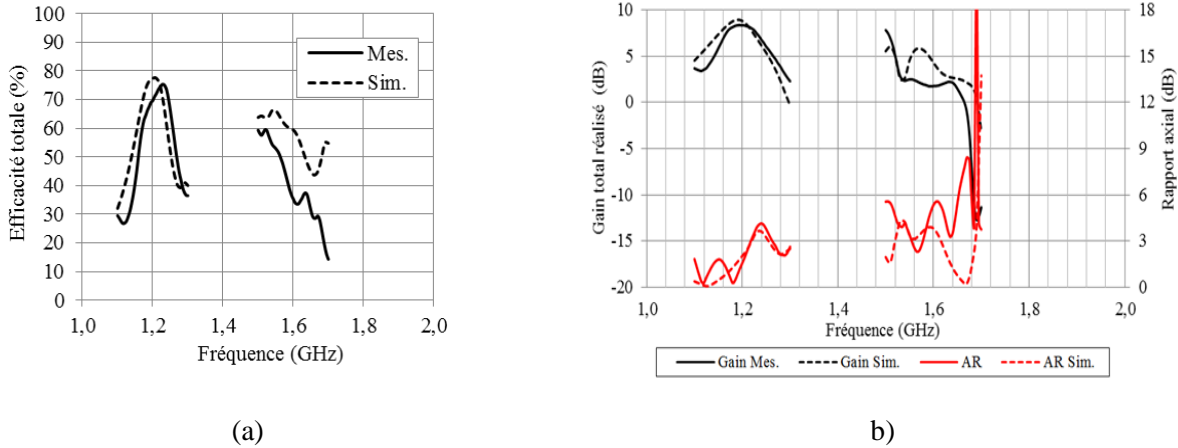


Figure V-10 – Mesures des performances en rayonnement en fonction de la fréquence. (a) efficacité totale, (b) gain total réalisé et rapport axial dans la direction perpendiculaire à l'antenne  $\theta = 0^\circ$ ,  $\varphi = 0^\circ$ .

Dans la bande basse du GNSS, l'efficacité totale mesurée est de l'ordre de 76 % à la fréquence de 1,23 GHz, le gain total est de 8,37 dB à  $f = 1,195$  GHz. Le rapport axial est inférieur à 3 dB jusqu'à 1,22 GHz et remonte légèrement à 4 dB pour redescendre en dessous de 3 dB après la fréquence 1,27 GHz. Cette dégradation provient de la remontée du coefficient de transmission  $S_{21}$  à la fréquence d'adaptation de l'antenne. On rappelle que les deux masses des dipôles sont connectées ensemble à la masse du plan CMA et sans l'utilisation de Baluns en entrée de l'antenne, il est impossible de ne pas subir cette dégradation sur le rapport axial. Le Balun sert à symétriser l'antenne pour qu'il n'y ait pas de courants de retour sur le plan de masse, réduisant ainsi le coefficient de transmission  $S_{21}$  et améliorant la polarisation circulaire. Dans la partie haute des fréquences, la mesure des performances en rayonnement est différente de la simulation. La raison la plus flagrante est la dissymétrie de l'antenne par rapport au plan CMA, la seconde raison est la limitation de notre coupleur hybride qui est sensé fournir des signaux en quadrature jusqu'à 1,6 GHz.

Nous avons tracé les diagrammes de rayonnement à plusieurs fréquences qui correspondent aux fréquences centrales des systèmes de positionnement européen (Galiléo) et américain (GPS). De manière générale, les diagrammes de rayonnement correspondent bien dans la bande basse, mais dans la bande haute les différences ne sont pas négligeables. Pour pouvoir comparer les différents fonctionnements de l'antenne pour les deux fréquences, nous résumons dans le Tableau V-2, les ouvertures en rapport axial et en gain en polarisation circulaire pour les deux plans  $\varphi$  égal à  $0^\circ$  et  $90^\circ$ . Les mesures du rapport axial mettent en évidence la mauvaise qualité de la polarisation circulaire dans la bande où le coefficient de transmission  $S_{21}$  n'est pas négligeable ( $> 20$ dB), c'est-à-dire pour les fréquences supérieures à 1,2 GHz. En dessous de cette fréquence, la polarisation circulaire est bonne et couvre un bon angle, entre  $40^\circ$  et  $60^\circ$ , tout en ayant un gain en polarisation circulaire droite. On peut alors imaginer ré-optimiser l'antenne de telle sorte que le coefficient de transmission soit faible, ce qui serait effectué en redimensionnant les

dimensions des cellules CMA de telle sorte à déplacer le minimum de transmission vers les fréquences hautes, c'est-à-dire en augmentant la dimension de la cellule  $L_{pb}$ . En réalisant cette opération, le maximum de gain ne sera pas obtenu au milieu de bande, mais décalé vers les fréquences hautes, fréquences où est sensée fonctionner la surface CMA. On remarque un comportement similaire pour la bande haute (1,6 GHz), mais ici il sera difficile de déplacer à la fois le minimum de coefficient de transmission  $S_{21}$  et avoir un bon rayonnement de l'antenne. La seule solution qui devrait fonctionner pour diminuer le coefficient de transmission  $S_{21}$ , serait d'utiliser un balun pour chaque antenne, réduisant les courants de retour sur le plan de masse, et améliorant la polarisation circulaire.

Tableau V-2 - Performances en rayonnement de l'antenne patch bibande sur CMA à deux patches carrés superposés.

Fréquence (GHz)	Plan $\varphi$ (°)	Ouverture en Rapport Axial < 3dB (°)	Gain Max. RHCP (dB)	Ouverture en Gain Max. RHCP – 3dB (°)	Intersection Rapport Axial et Gain Max. RHCP
1,18	0	-14 / +18	8,2	-20 / +28	-14 / +18
	90	-26 / +34		-30 / +30	-20 / +30
1,202	0	-20 / +4	8,52	-20 / +30	-20 / +4
	90	-22 / +20		-18 / +32	-18 / +20
1,224	0	-16 / +0	7,8	-18 / +36	-16 / 0
	90	—		-16 / +30	—
1,28	0	-6 / +6	4,68	-10 / +46	-6 / +6
	90	-6 / +8		-22 / +30	-6 / +8
1,575	0	-50 / +40	2,53 (insuffisant)	-28 / +32	—
	90	-28 / +16		-14 / +32	—

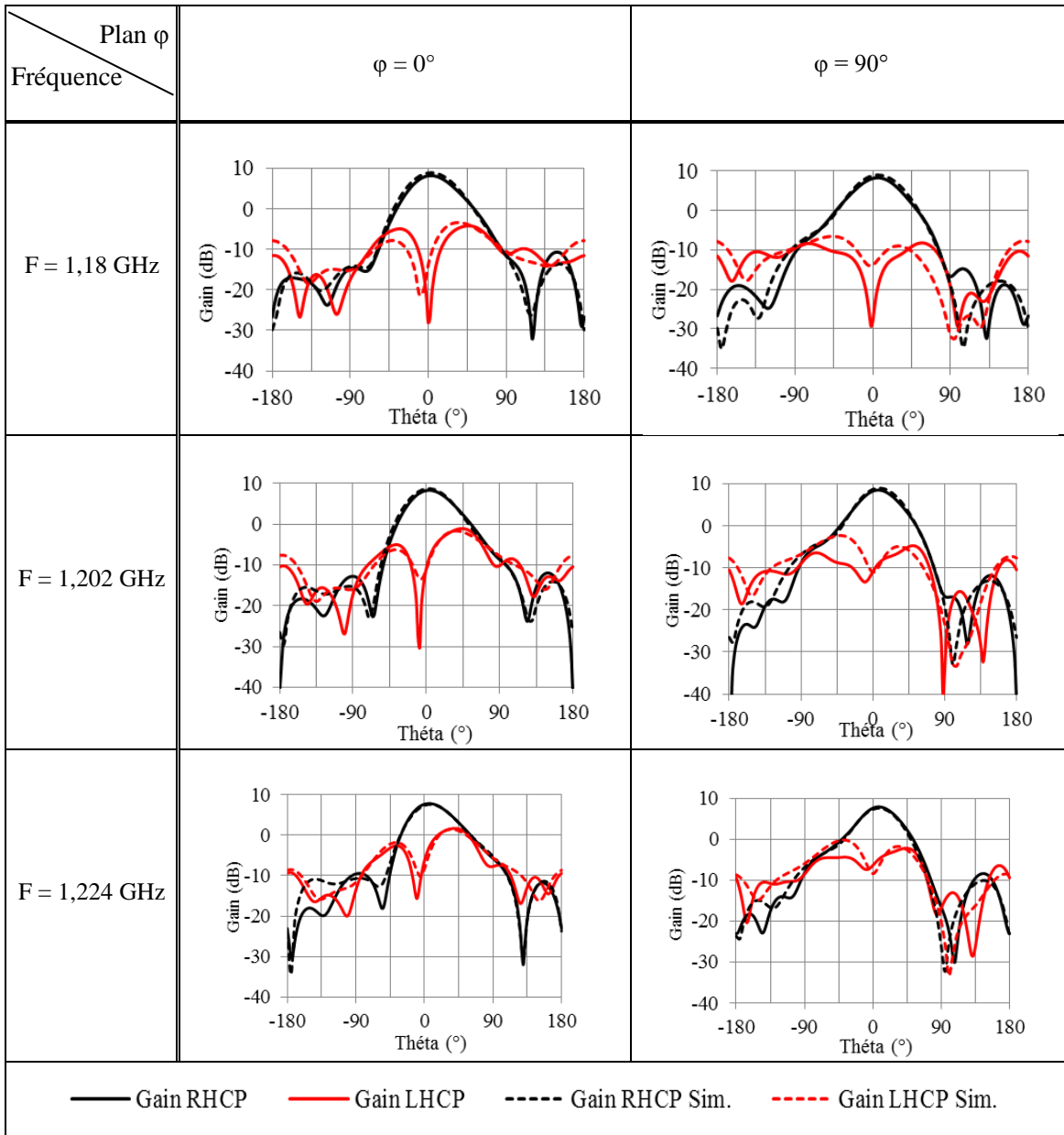


Figure V-11 – Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP) en fonction de  $\theta$  pour les fréquences de 1,18 GHz, 1,202 GHz, 1,224 GHz et pour les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ .



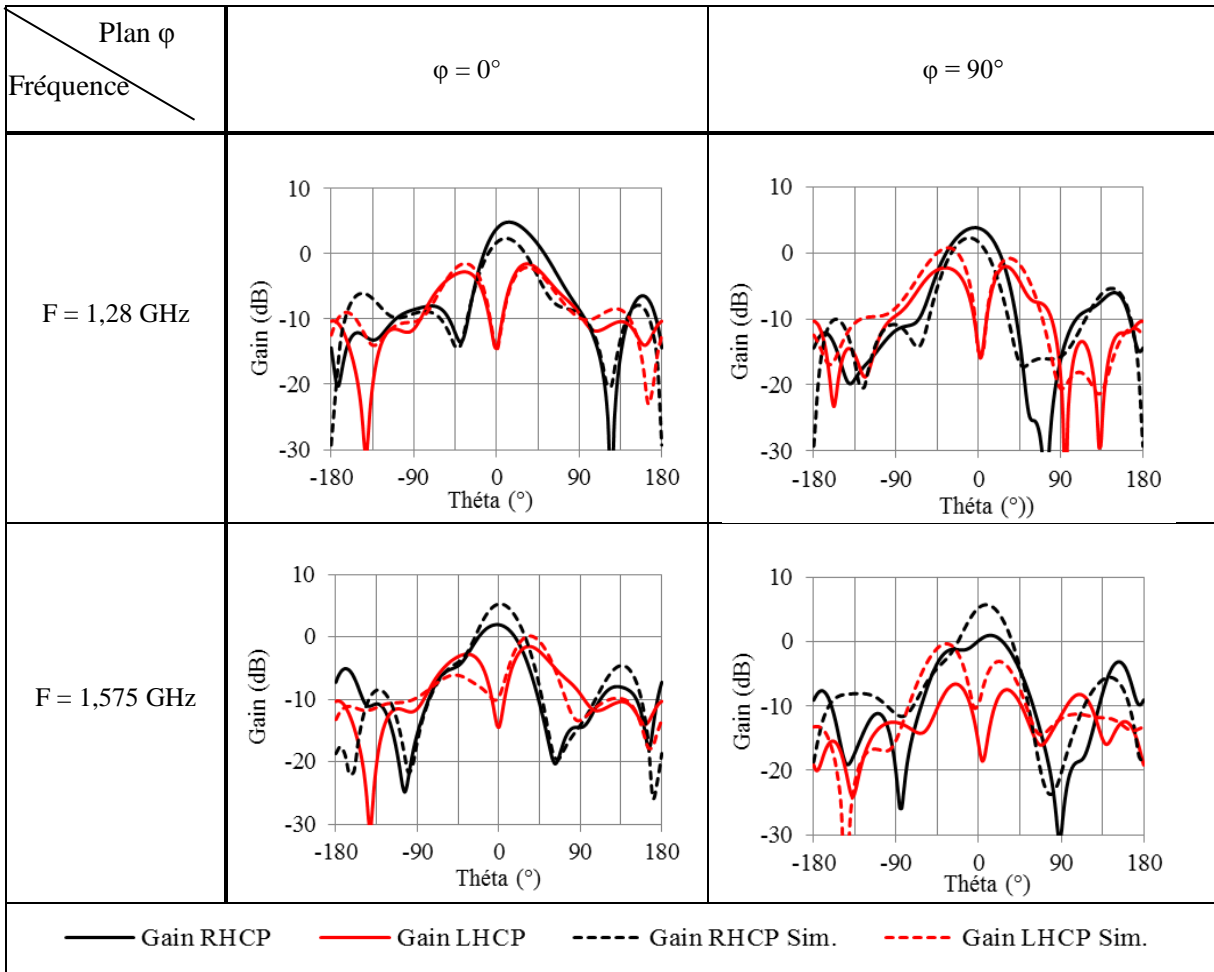


Figure V-12 - Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP) en fonction de  $\theta$  pour les fréquences  $f$  de 1,18GHz, 1,202 GHz, 1,224 GHz et pour les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ .

### V.3.1.3. *Antenne patch bibande sur plan CMA Langley modifiée*

Nous utilisons ici une surface CMA bibande planaire, comparée aux deux précédents prototypes d'antenne à base de structure CMA bicouches. Nous avons choisi de remplacer l'élément rayonnant monopolaire par un patch carré bibande à fente en double accès en quadrature pour générer une polarisation circulaire performante. L'élément rayonnant a été vu dans le III.4.2. Si l'on tient compte de la bibliographie donnée dans le chapitre I, l'utilisation des métamatériaux de type CMA permettrait d'augmenter l'efficacité totale rayonnée et de diminuer les dimensions de l'élément rayonnant. Dans cette partie, seuls les résultats de simulation sont présentés, le prototype devrait être réalisé prochainement pour confirmer les résultats de simulation obtenus.

Nous positionnons une antenne patch carrée à fentes bibande vue dans IV.4.2.1 au centre d'un plan CMA monocouche bibande (étudié dans V.3.1.2) de 3\*3 cellules (Figure V-13). Les dimensions totales de l'antenne sont de 186 mm\*186 mm\*9mm. Le matériau utilisé pour le support des parties conductrices est la mousse flexible polyéthylène caractérisée dans le paragraphe II.1.4.3.1. La valeur de sa permittivité  $\epsilon_r$  est de 1,05 et la tangente de pertes est de 0,01.

Les dimensions du patch et la position des deux alimentations ont été optimisées en vue d'obtenir un minimum de coefficient de réflexion  $S_{ii}$  à l'entrée de chaque port. Sur la Figure V-14-a sont présentés les paramètres S de l'antenne, dans les bandes basse et haute du GNSS. Les bandes passantes sont de 1,2 % et 0,6 % aux fréquences centrales 1,23 GHz et 1,6 GHz respectivement. En revanche, le découplage entre les ports est meilleur que pour l'antenne dipôles croisés vue dans V.3.1.2. Il est ici inférieur à -20 dB dans les bandes haute et basse du standard GNSS. L'efficacité totale maximum est de 85 % et 68 % aux fréquences centrales de 1,23 GHz et 1,59 GHz respectivement. Bien que les bandes passantes soient insuffisantes pour fonctionner sur toutes les gammes de fréquences du GNSS, il sera possible grâce au coupleur hybride étudié dans le III.3.1.2, d'obtenir de meilleures performances en adaptation. De plus, le couplage entre les ports est très faible, ce qui va nous permettre d'avoir un très bon rapport axial comparé à l'antenne dipôles croisés. Pour vérifier ces performances en rayonnement, nous simulerons le gain total et le rapport axial dans la direction perpendiculaire à l'antenne en fonction de la fréquence, ces simulations sont présentées Figure V-15. Le gain total maximum est de 8,9 dBi et 7,7 dBi aux fréquences respectives de 1,23 GHz et 1,58 GHz. Le rapport axial est inférieur à 3 dB dans toutes les bandes du GNSS, ce qui implique un fonctionnement en polarisation circulaire dans toutes ces bandes.

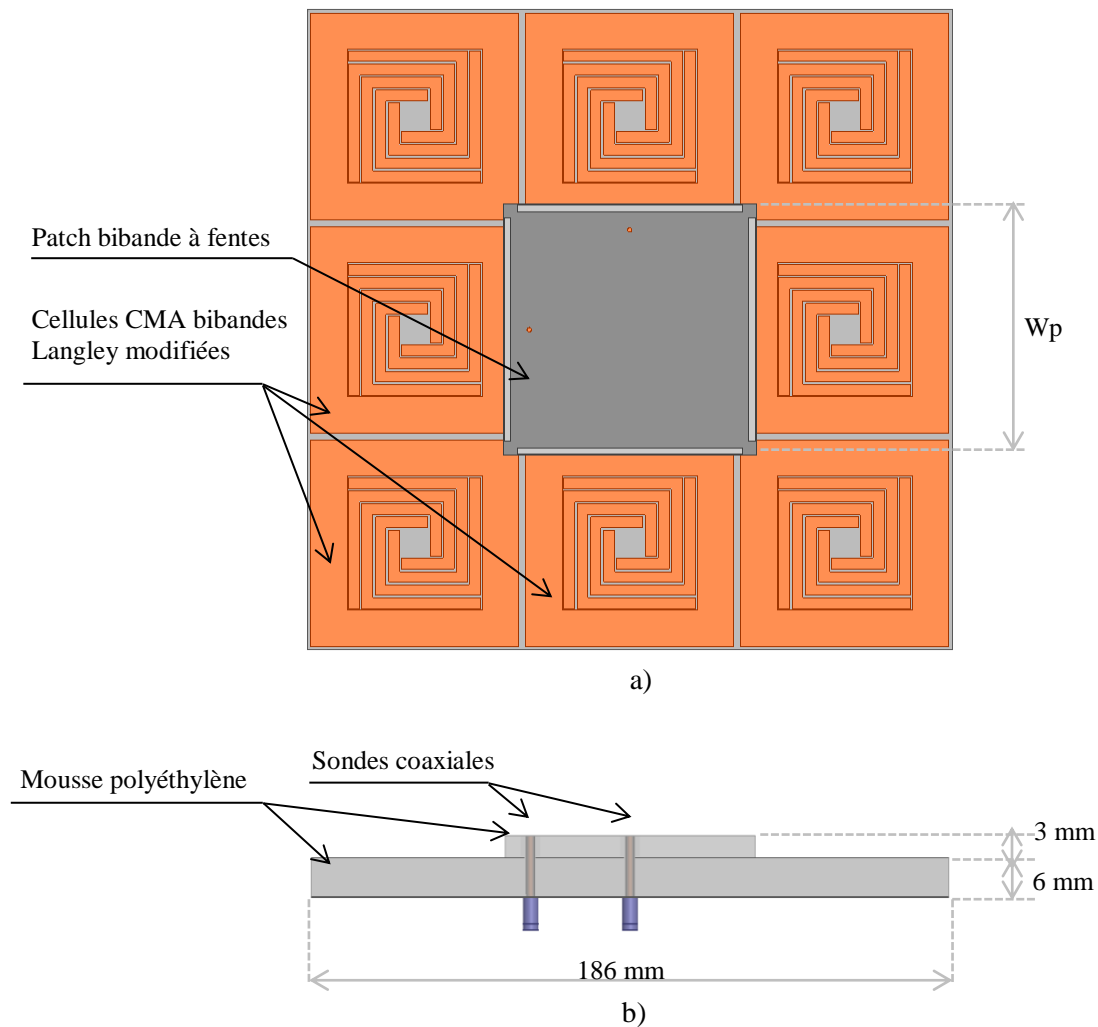


Figure V-13 – Antenne patch bibande sur plan CMA Langley modifié :(a) Vue de dessus, (b) Vue en coupe.

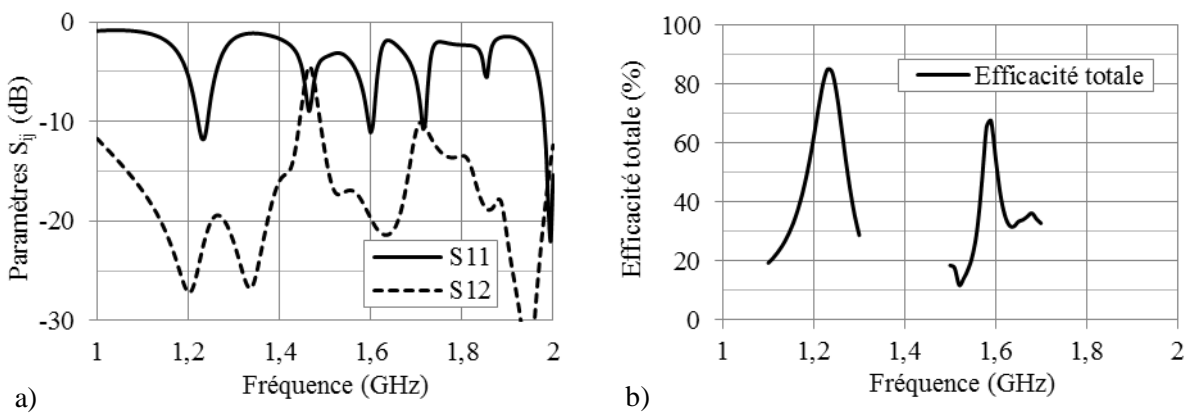


Figure V-14 – Simulations : (a) des paramètres  $S$  en entrée de l'antenne, (b) de l'efficacité totale.

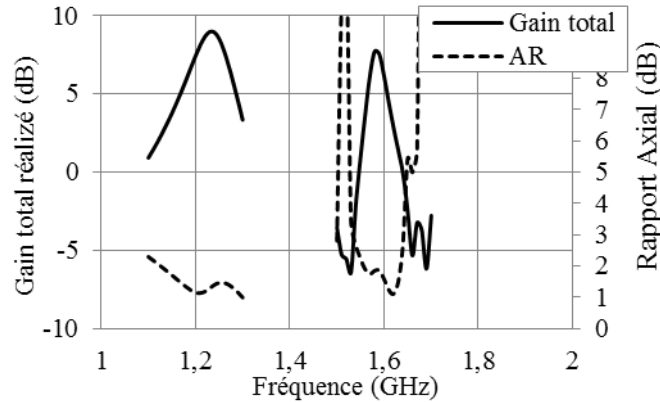


Figure V-15 – Simulations du gain total et du rapport axial dans la direction perpendiculaire à l'antenne ( $\theta = 0^\circ$ ).

Pour quantifier la qualité et la nature de la polarisation, nous traçons les diagrammes de rayonnement aux fréquences centrales des bandes du GNSS. Si l'on se réfère à tous les diagrammes de rayonnement présentés Figure V-16 et Figure V-17, l'antenne présente une polarisation circulaire droite quel que soit le plan  $\varphi$  ( $0^\circ$  et  $90^\circ$ ) d'observation.

La comparaison entre les performances obtenues avec un patch simple sans surface CMA, vu dans III.4.2, nous montre que grâce à l'utilisation de cette surface le gain en polarisation circulaire est plus important et sur une plus large bande, cette bande étant fixée par la bande passante des CMA qui est supérieure à celle du patch sans CMA.

Dans le Tableau IV-3, est présenté un récapitulatif des performances en rayonnement. Pour les deux plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ , et pour chaque fréquence centrale du GNSS, nous donnons l'ouverture angulaire où est située la polarisation circulaire droite, nous donnons aussi le gain maximum en polarisation circulaire droite (Gain Max. RHCP), l'ouverture angulaire du gain maximum en polarisation circulaire droite (Gain Max. RHCP -3 dB), mais aussi l'intersection entre l'ouverture angulaire en rapport axial. Grâce à la topologie et aux performances du patch en double accès, avec un coefficient de transmission entre les deux ports  $S_{21}$  inférieur à -20 dB sur toutes les bandes du GNSS, nous pouvons voir que les performances sur l'ouverture de la polarisation circulaire sont relativement satisfaisantes et ceci tout en conservant de bonnes performances en rayonnement. Dans le meilleur des cas, l'ouverture angulaire obtenue est de  $78^\circ$  pour la fréquence de 1,202 GHz avec un gain supérieur à 5 dB, dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ , et dans le pire des cas l'ouverture angulaire est de  $44^\circ$ , pour la fréquence de 1,575 GHz dans le plan  $\varphi = 90^\circ$  avec un gain supérieur à 3 dB.

Fréquence (GHz)	Plan $\varphi$ (°)	Ouverture en Rapport Axial < 3dB (°)	Gain Max. RHCP (dB)	Ouverture en Gain Max. RHCP – 3dB (°)	Intersection Rapport Axial et Gain Max. RHCP
1,18	0	-80 / +52	5,85	-30 / +28	-30 / +28
	90	-48 / +32		-30 / +30	-30 / +30
1,202	0	-78 / +38	7,4	-30 / +28	-30 / +28
	90	-40 / +38		-40 / +40	-40 / +38
1,224	0	-70 / +42	8,62	-40 / +32	-40 / +32
	90	-30 / +50		-30 / +28	-30 / +28
1,28	0	-30 / +22	5,8	-30 / +20	-30 / +20
	90	-10 / +48		-18 / +28	-18 / +28
1,575	0	-50 / +40	6,11	-30 / +24	-30 / +24
	90	-28 / +16		-34 / +30	-28 / +16

Tableau V-3 – Performances en rayonnement de l'antenne patch bibande sur CMA bibande Langley modifié.

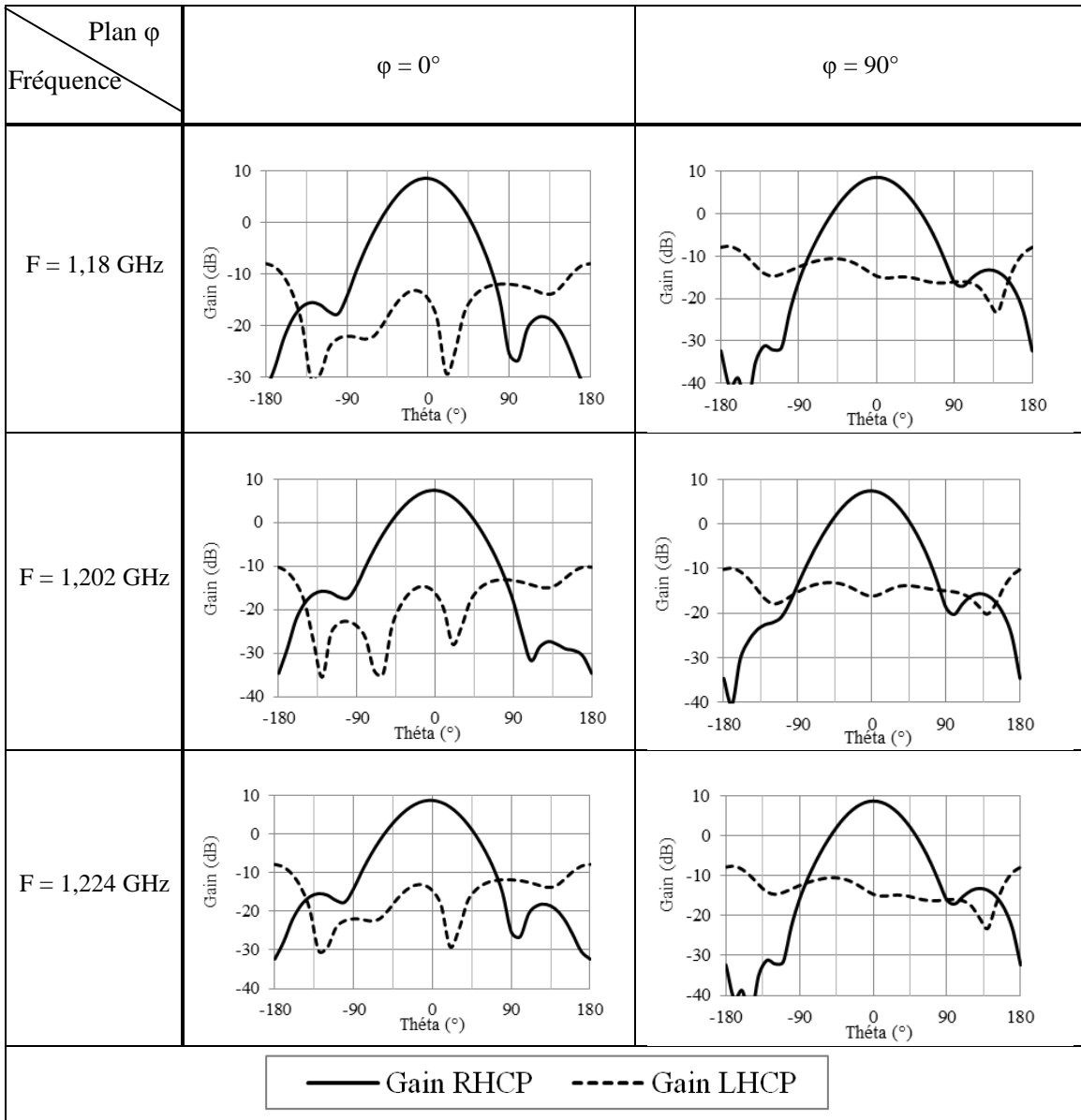


Figure V-16 – Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP) en fonction de  $\theta$  pour les fréquences  $f$  de 1,18GHz, 1,202 GHz, 1,224 GHz, pour les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $90^\circ$

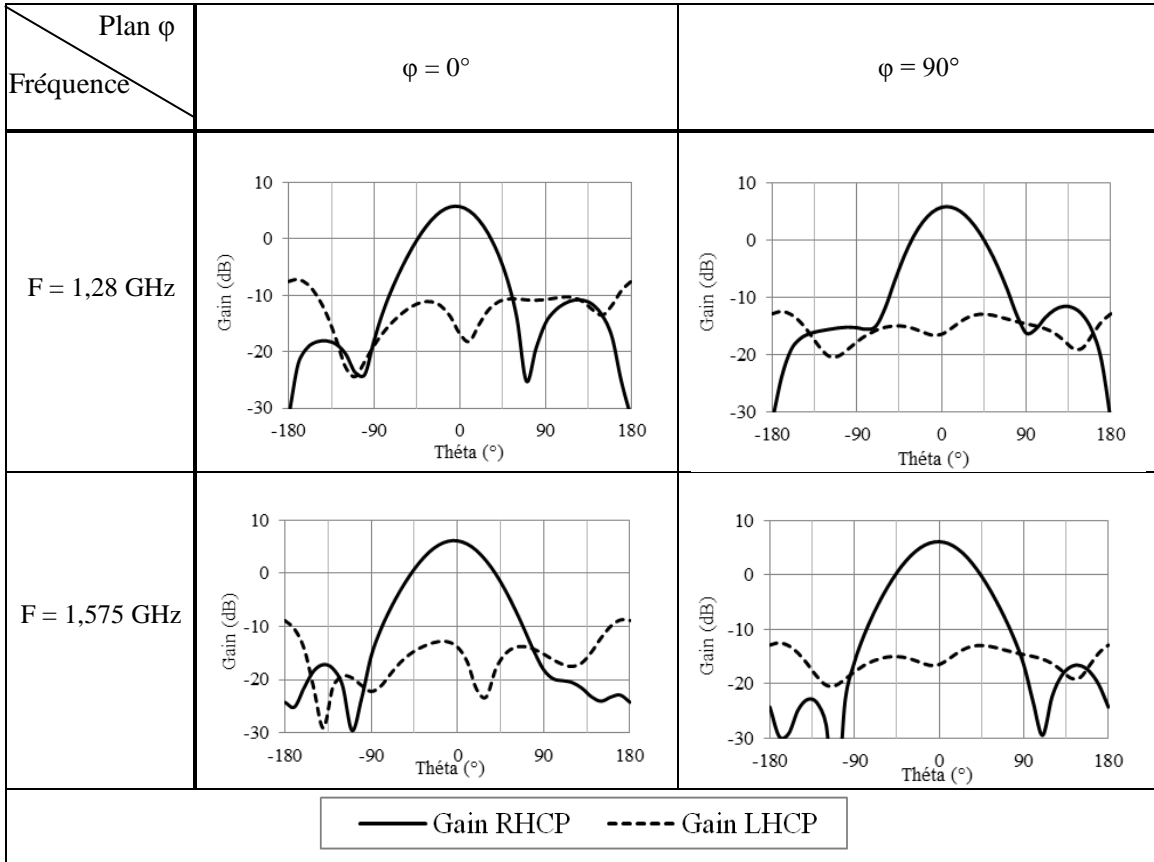


Figure V-17 – Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire droite (Gain RHCP) et gauche (Gain LHCP) en fonction de  $\theta$  pour les fréquences  $f$  de 1,28GHz, 1,575 GHz, pour les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ .

## V.4. Antenne en polarisation linéaire sur plan CMA bibande

### V.4.1. Antenne monopôle sur plan CMA à deux spirales carrées superposées

Dans ce paragraphe, nous présenterons une antenne à base de structures CMA bibandes en forme de spirales carrées présentées dans IV.4.2.2. Ici, nous ne proposons que les résultats de la structure en polarisation linéaire. Le principe consiste en l'utilisation d'un monopôle alimenté par ligne coplanaire 50 Ohms. Celui-ci est déposé sur un groupe de 3\*3 cellules CMA bibandes spirales. Le but est ici de montrer que cette surface permet un fonctionnement bibande grâce à sa structure particulière de double patch carré (en forme de spirale) superposé. Nous pourrions voir qu'aux deux fréquences de résonance du CMA le gain total de l'antenne sera augmenté par rapport au monopôle seul.

L'antenne monopôle est présentée dans le paragraphe V.2.1. Les dimensions géométriques sont :  $L_{PCB} = 110$  mm,  $W_{PCB} = 100$  mm,  $L_{GND} = 45$  mm,  $L_{alim} = 50$  mm,  $L_{ant} = 45$  mm,  $W_{ant} = 35$  mm,  $W_1 = 14$  mm,  $g = 0,3$  mm. Le substrat de l'antenne monopôle est un substrat fin d'épaisseur 0,127 mm et de permittivité  $\epsilon_r$

de 2,2 et de  $\tan \delta = 0,001$ , cette antenne monopôle est positionnée à une distance  $h$  du plan CMA bibande par une couche de mousse polyéthylène de 3 mm. La géométrie d'une cellule est présentée dans IV.4.2.2. Une optimisation est effectuée sur le positionnement du monopôle sur le plan CMA pour obtenir les meilleures performances en rayonnement de l'antenne complète.

Le matériau utilisé pour la réalisation de cette antenne est de la mousse compacte dure. Les parties métalliques en cuivre ont été réalisées par gravure mécanique automatisée sur la mousse au préalable métallisée. Ce prototype n'est pas souple mais permettra de vérifier le bon fonctionnement du CMA bibande de forme spirale carrée.

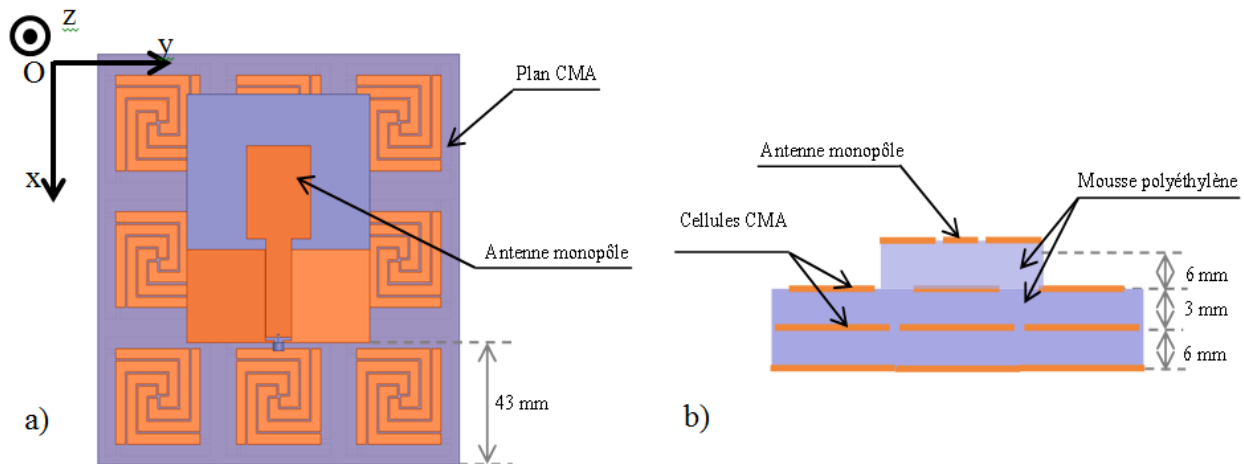


Figure V-18 – Antenne monopôle sur CMA bibande à deux spirales carrées superposées, (a) vue de dessus, (b) vue en coupe.

La position de l'antenne monopôle sur la surface CMA bibande est optimisée de telle sorte à avoir un minimum de coefficient de réflexion  $S_{11}$  dans la bande du GNSS, tout en ayant un gain total maximum dans la direction perpendiculaire à l'antenne.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  en entrée de l'antenne a été mesuré et simulé (Figure V-19). Nous observons un bon accord. Même s'il existe un léger décalage fréquentiel dans la bande basse d'observation (autour de 1,21 GHz), ce décalage est négligeable car inférieur à 5 %. Ce décalage peut être attribué à une mauvaise estimation de la permittivité relative du matériau car la permittivité n'est pas constante en fonction de la fréquence.

Les performances de l'antenne ont été simulées et mesurées. Les résultats de l'efficacité totale et de gain maximum sont tracés Figure V-20. On peut voir qu'aux deux fréquences de fonctionnement du CMA l'efficacité atteint deux maximums qui sont dus au fonctionnement de la surface haute impédance bibande, à ces deux fréquences la phase du coefficient de réflexion étant de  $0^\circ$ . L'efficacité totale et le gain



maximum réalisé sont différents de la simulation, ceci sans doute également du fait d'une mauvaise estimation de la valeur de la tangente de pertes insérée dans la simulation. Les tangentes de pertes évoluent aussi en fonction de la fréquence. On obtient un meilleur accord entre mesure et simulation dans la bande haute (autour de 1,55 GHz). Nous obtenons un gain maximum de 7,35 dBi et 8,7 dBi, et une efficacité totale de 76 % et 72% aux fréquences respectives de 1,18 GHz et 1,545 GHz. Le monopôle seul admettant un gain total maximum d'environ 2,5 dB avec une efficacité de 90%, l'utilisation de ce CMA bibande nous a permis d'augmenter le gain total maximum de près de 5 dB dans chacune des fréquences. En revanche, l'efficacité totale de 90% n'est pas conservée à cause du caractère absorbant de la surface lorsque les matériaux utilisés sont des matériaux à pertes (IV.3.3.3).

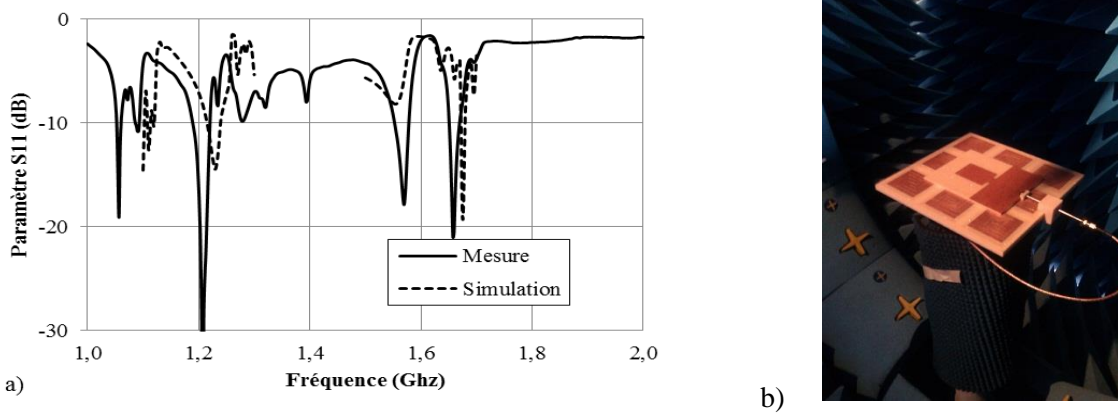


Figure V-19 – (a) Paramètres  $S$  de l'antenne monopôle sur CMA bibande, (b) Photographie de l'antenne dans la station de mesure en rayonnement SATIMO.

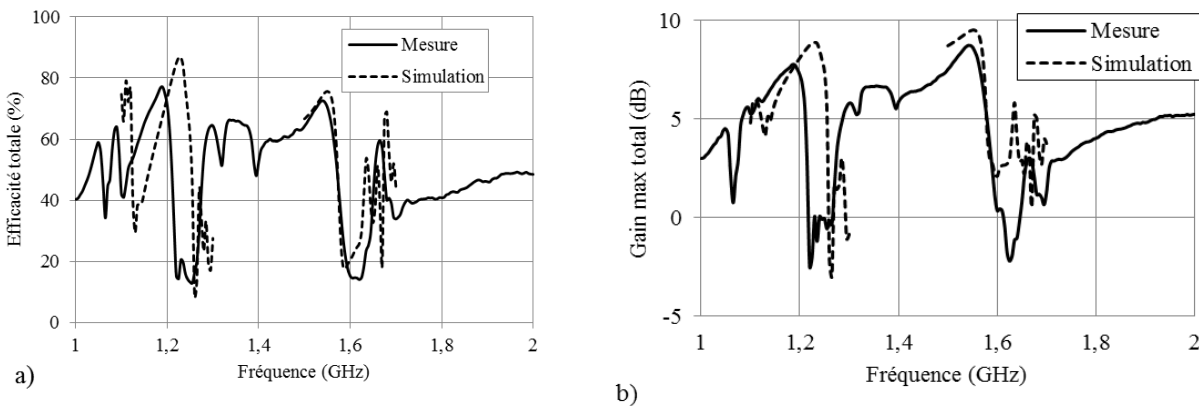


Figure V-20 – Performances en rayonnement de l'antenne monopôle sur CMA bibande : (a) efficacité totale, (b) gain total maximum.

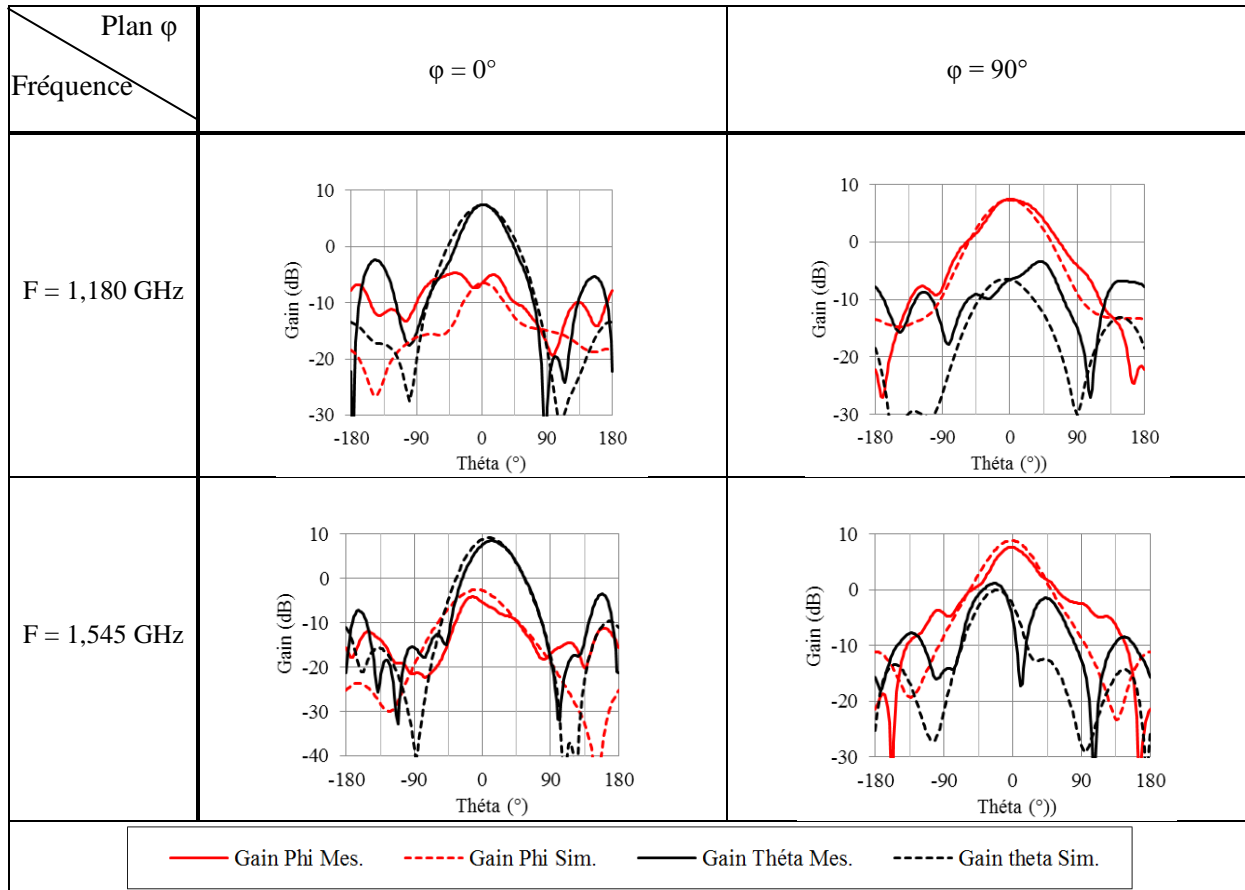


Figure V-21 – Diagrammes de rayonnement aux deux fréquences (1,18 GHz et 1,545 GHz) dans les deux plans  $\phi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ .

Nous avons mesuré les diagrammes de rayonnement de l'antenne aux fréquences où l'on obtient le maximum de rayonnement, c'est-à-dire pour 1,18 GHz et 1,545 GHz. L'antenne monopôle est une antenne à polarisation linéaire, l'ajout de la surface à base de CMA bande ne change pas la qualité de la polarisation linéaire. Nous pouvons voir que la polarisation linéaire se fait selon la direction  $oX$ , car dans le plan  $\phi = 0^\circ$  c'est le gain  $\Theta$  qui est maximum, et dans le plan  $\phi = 90^\circ$  c'est le gain  $\Phi$  qui est maximum. La conséquence de l'utilisation de cette surface CMA est d'avoir un gain amélioré et maximum dans la direction perpendiculaire, et notamment un rayonnement arrière diminué. Nous observons d'ailleurs des différences entre le rayonnement arrière simulé et mesuré de l'antenne. Ceci est dû principalement à l'utilisation d'absorbant sous l'antenne, comme on peut le voir sur la Figure V-19-b. Bien que nous ayons de bonnes performances en rayonnement, nous constatons que le taux de polarisation croisé reste cependant élevé.

### V.4.2. Antenne à base de SHI tri-bande

Cette antenne est composée d'un plan SHI tri-bande monocouche développé lors de l'étude de structure bibande. Cette cellule utilise deux motifs différents, un motif bibande issu des travaux de Langley [9], et une croix Grecque mono-bande. L'agencement de ces deux éléments sur une même couche va constituer une cellule tri-bandes (IV.5). Nous avons choisi les bandes de fonctionnement du GPS L2-L1 (1,227 GHz et 1,575 GHz respectivement) et une bande du Wifi (2,45 GHz).

Nous décidons de réaliser un plan SHI de 5\*5 cellules sur un substrat FR4 époxy, ce prototype n'est pas souple. Ce prototype a été réalisé pour valider le fonctionnement tri-bandes du plan CMA. Les dimensions des motifs de la cellule sont répertoriées dans IV.5. Nous allons placer l'antenne monopôle alimenté par ligne CPW 50 Ohms à une distance  $h$  du plan SHI.

L'antenne monopôle représentée Figure V-22 est issue des travaux [84]. Les dimensions de l'antenne sont  $L_{PCB} = 130$  mm,  $L_{GND} = 55$  mm,  $L_{alim} = 60$  mm,  $W = 14$  mm,  $g = 0,3$  mm,  $Lb1 = 22$  mm,  $Lb2 = 42$  mm,  $Wb1 = 50$  mm,  $Wb2 = 35$  mm. Cette antenne est bibande car il n'était pas possible de l'adapter sur une large bande comme dans V.2.1. On a également modifié la forme pour que l'antenne fonctionne aussi dans la bande Wifi (2,45 GHz).

Ce plan avec son antenne est représenté Figure V-23. Il mesure 400mm\*400mm, son substrat époxy admet une permittivité relative de permittivité  $\epsilon_r$  de 4,4, une tangente de perte  $\tan \delta = 0,02$ , et épaisseur de 4,8mm. Sur la surface inférieure du plan SHI est déposé un plan de masse.

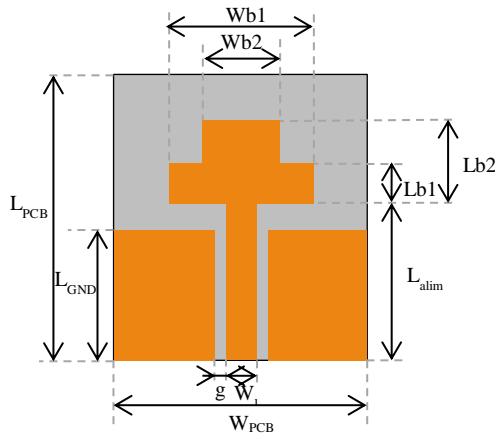


Figure V-22 – Antenne monopôle bibande.

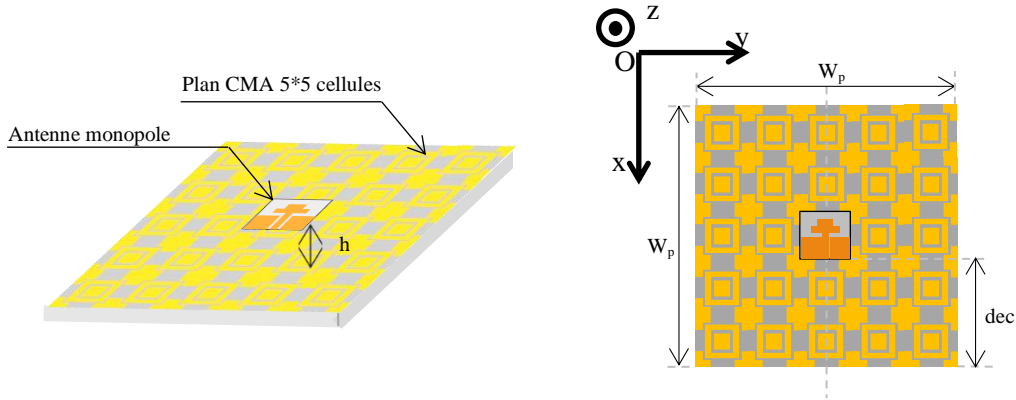


Figure V-23 – Antenne monopôle sur plan SHI tri-bandes, (a) Vue 3D, (b) vue de dessus.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  (Figure V-24) montre bien un fonctionnement tri-bandes qui est dû au fonctionnement de la surface CMA tri-bandes. On note que la bande passante du coefficient d'adaptation  $S_{11}$  mesuré est supérieure à celle de la simulation, les bandes passantes sont de 5,2 % à 1,15GHz, 8,4% à 1,545 GHz, 9,6% à 2,48 GHz. L'adaptation dépend ici énormément de la position de l'antenne sur la surface. Il y a un fort couplage entre l'alimentation par ligne coplanaire et la surface car la ligne est à seulement quelques millimètres ( $3\text{mm} \ll \lambda$ ). De plus, il faudra utiliser une ferrite sur le câble coaxial d'alimentation car des courants circulent sur ce dernier. Pour vérifier que le bon fonctionnement de la surface, nous décidons de relever les performances en rayonnement en fonction de la fréquence, telle que l'efficacité totale, le gain total maximum, mais aussi les diagrammes de rayonnement aux fréquences où le gain total réalisé est maximum.

L'efficacité totale et le gain maximum de l'antenne en présence du CMA présentés Figure V-25, montrent certaines différences entre la mesure et la simulation. Cela pourrait provenir de la réalisation de l'antenne car nous avons dû superposer plusieurs couches en les agglomérant avec de la colle, ce qui peut engendrer des pertes supplémentaires. On relève tout de même une amélioration du gain total mais pas de l'efficacité totale, de 2 dB dans les bandes du GPS (L1-L2) et 8,2 dB dans la bande du wifi (2,45 GHz) par rapport au monopôle seul.

Les diagrammes de rayonnement présentés Figure V-26, montre le bon fonctionnement du CMA sur les trois bandes. Nous notons une amélioration du gain dans la direction perpendiculaire à l'antenne. En revanche la polarisation croisée est bien plus élevée que pour la simulation, ce que nous attribuons aux courants de retour sur le câble qui dégrade la polarisation croisée. De plus les niveaux de rayonnement arrières sont très élevés ce qui confirme le rayonnement du câble. La plus grande augmentation s'effectue dans la bande haute avec une augmentation de près de 4,8 dB par rapport au monopôle seul, zone à laquelle l'efficacité totale mesurée atteint 80%.

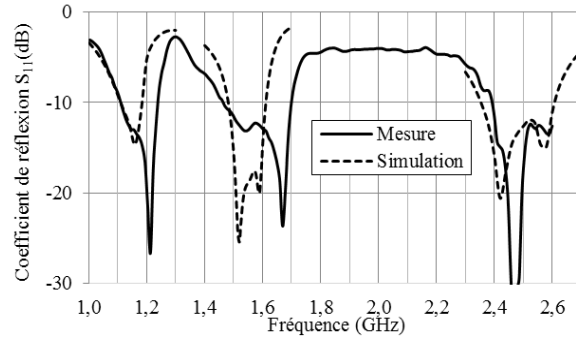


Figure V-24 – Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne.

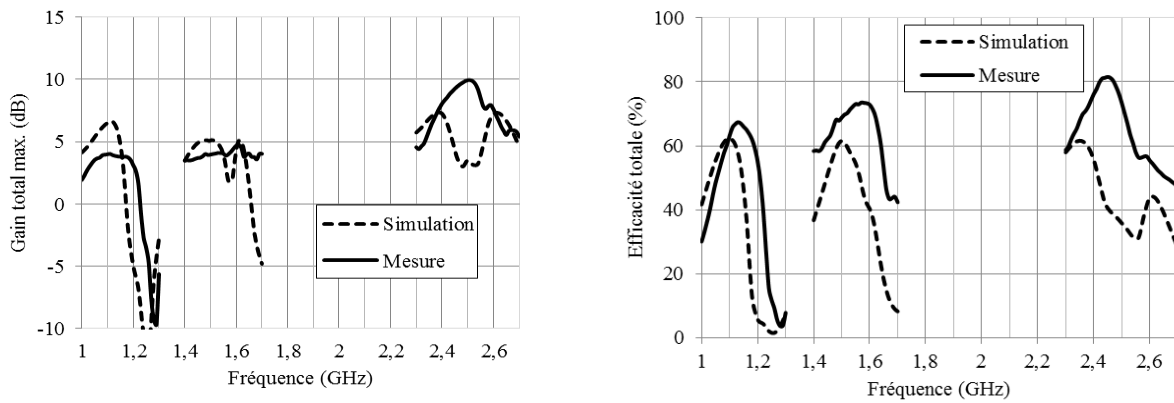
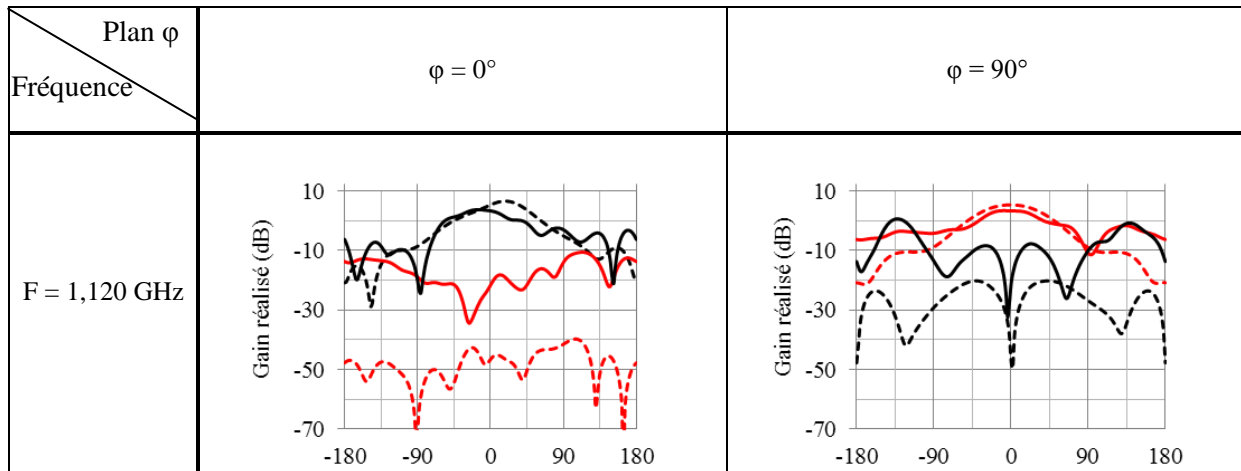


Figure V-25 – Efficacité totale et gain total maximum réalisé en fonction de la fréquence.



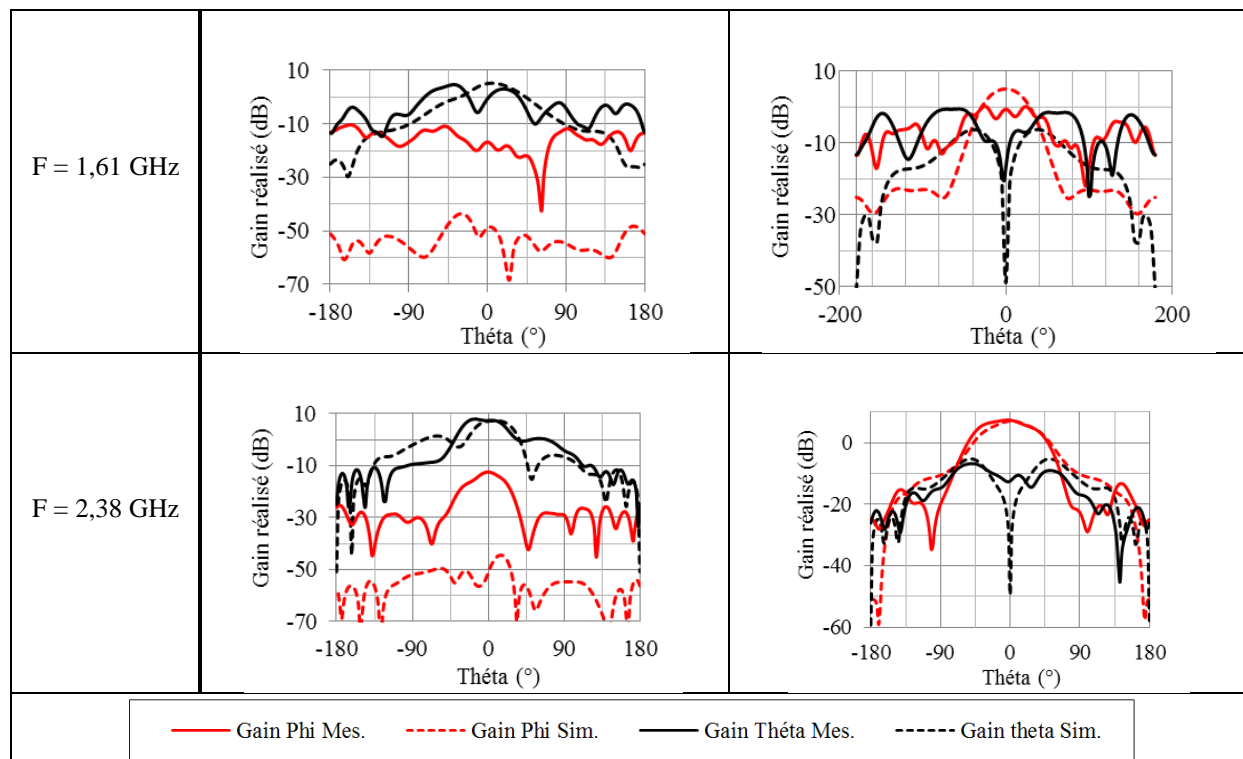


Figure V-26 – Diagrammes de rayonnement aux trois fréquences (1,12 GHz, 1,61 GHz et 2,38 GHz) dans les deux plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ .

## V.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons proposé diverses antennes utilisant les propriétés des surfaces à base de conducteurs magnétiques artificiels bibandes et tri-bandes. Nous avons bien retrouvé le comportement attendu de ces métamatériaux qui est l'amélioration des performances en rayonnement avec une augmentation du gain total réalisé de plus de 5 dB dans la direction perpendiculaire à l'antenne, et ceci dans les deux bandes de fonctionnement des CMA bibandes et tri-bandes.

En revanche, bien qu'il y ait une amélioration du gain, nous ne notons pas d'amélioration de l'efficacité totale, du fait de l'utilisation de matériaux à pertes. Cet effet avait déjà été vu dans l'étude des structures CMA (§ IV.3.3.3). Dans le plan où cette surface ne peut réfléchir toute l'énergie envoyée par l'élément rayonnant, il y a un phénomène d'absorption.

L'antenne dipôles croisés sur CMA en polarisation circulaire fonctionne bien du point de vue rayonnement mais n'est pas du tout performante dans les deux bandes de fonctionnement du CMA de point de vue de la polarisation circulaire. Celle-ci disparaît en effet à cause du coefficient de couplage  $S_{21}$  qui est trop élevé, couplage qui pourrait cependant être diminué par l'utilisation de baluns pour symétriser les deux dipôles. L'antenne dipôles croisés ayant un coefficient de couplage trop élevé, nous avons donc proposé une antenne de type patch en double accès avec un coefficient de couplage plus faible. Les premières simulations ont montré une amélioration de la polarisation circulaire sur une plus large bande, bande fixée par le CMA. Il faudra cependant confirmer ces résultats prometteurs en réalisant ce prototype.

Une autre conclusion importante non encore démontré par des simulations, est que l'utilisation de surfaces à base de CMA doit se faire avec un plan réflecteur au moins presque égal à une longueur d'onde. Ceci nous permet de dire que l'utilisation de ces surfaces n'est pas préconisée aux fréquences GPS L1-L2. En effet, la plus grande dimension du réflecteur doit mesurer au minimum une longueur d'onde, ce qui représente ici 228 mm, rendant l'intégration d'une antenne à base CMA difficile dans un vêtement.

# **Chapitre VI : ETUDE D'UNE ANTENNE EN POLARISATION CIRCULAIRE APPLIQUEE SUR UNE BOITE CRANIENNE HUMAINE**

<b>VI.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>148</b>
<b>VI.2. INTEGRATION DE L'ANTENNE SUR UNE TÊTE FANTÔME .....</b>	<b>149</b>
VI.2.1. Présentation de l'antenne .....	149
VI.2.2. Mesure et comparaison des performances de l'antenne avec et sans conformation .....	149
VI.2.3. Mesure du Débit d'Absorption Spécifique DAS de l'antenne dans la bande Iridium .....	153
<b>VI.3. INTEGRATION DE L'ANTENNE SUR UN CASQUE MILITAIRE .....</b>	<b>156</b>
VI.3.1. Présentation de l'antenne .....	156
VI.3.1. Mesure et comparaison des performances de l'antenne avec et sans conformation sur le casque ...	156
<b>VI.4. CONCLUSION.....</b>	<b>159</b>



## VI.1. INTRODUCTION

Pour connaître en temps réel le positionnement d'une personne sur le terrain, il faut utiliser les signaux de positionnement par satellite GPS dans la bande L1 (1,575 GHz), cette information de positionnement passe ensuite via la bande de téléphonie par satellite Iridium (1,621 GHz) vers la station de contrôle. Cependant les standards GPS et Iridium utilisent des signaux en polarisation circulaire et sont très proches l'un de l'autre. L'idée est donc d'utiliser des antennes de type patch avec une double alimentation en quadrature pour générer de la polarisation circulaire sur les deux bandes simultanément.

La plupart des antennes implantées sur le corps humain sont positionnées sur le tronc, mais ce placement n'est pas un choix judicieux pour des antennes de géolocalisation ou bien de communications par satellite, car le maximum du gain ne pointe pas à la verticale. On a donc choisit de positionner des antennes directives dont le diagramme de rayonnement pointe vers le ciel, réalisées sur substrat souple, à la surface d'une boîte crânienne, comme si celles-ci étaient supportées par une casquette, ce qui à notre connaissance n'a jamais été fait.

Dans le cadre de communications à proximité du corps humain, les problématiques sont les modifications des caractéristiques de l'antenne à cause de la proximité de l'antenne et l'absorption d'énergie dans le corps humain. Par exemple la courbure de l'antenne peut modifier ses performances en termes d'adaptation ou de déformation du diagramme de rayonnement. Mais surtout le plus important est le rayonnement arrière et qui va induire un rayonnement absorbé par le corps humain. On pourra quantifier ce rayonnement néfaste en mesurant le Débit d'Absorption Spécifique DAS. Il est donc nécessaire d'évaluer et de quantifier l'impact de l'antenne sur le corps humain.

Dans ce chapitre, nous évaluerons pour le standard Iridium, standard de communication de téléphonie par satellite, la quantité d'énergie absorbée par le corps humain avec une antenne patch en polarisation circulaire étudiée dans le Chapitre III. Cette antenne sera conformée autour d'une tête car il n'était pas possible de l'intégrer sur une épaule à cause de ses dimensions. Dans un premier temps, nous évaluerons les performances de l'antenne en conditions réelles d'intégration, c'est-à-dire en la conformant sur une tête de fantôme, puis nous comparerons ces performances à celles d'une antenne à plat. Ensuite nous évaluerons la quantité d'énergie absorbée par le corps humain pour estimer son impact sur le corps humain. Toute cette étude n'est pas réalisée pour les antennes GNSS car ces antennes uniquement réceptives n'émettent pas de signaux.

La finalité de cette étude se fera avec l'intégration de cette antenne sur un casque militaire de l'armée française, nommé casque « Spectra », évolution du travail effectué sur la casquette.

## VI.2. INTEGRATION DE L'ANTENNE SUR UNE TÊTE FANTÔME

### VI.2.1. Présentation de l'antenne

L'antenne proposée est un patch alimenté en quadrature de phase de chaque côté par deux lignes couplées en forme de T (Figure VI-1). Ce système d'alimentation permet de ne pas avoir de problèmes de déchirure de l'électro-textile en cas d'écrasement sous les vêtements. Ce prototype est uniquement réalisé avec un substrat de mousse polyéthylène souple, les parties métalliques sont réalisées à base d'électro-textile de type Tafettas à base de nickel et de cuivre. Les dimensions totales de l'antenne sont de  $120 \times 120 \times 6 \text{ mm}^3$ . L'alimentation des deux lignes couplées en forme de T se fait par deux connecteurs SMA.

Nous allons évaluer dans le paragraphe suivant, les performances de cette antenne sous des conditions réelles d'intégration, par des mesures en condition de conformation d'antenne à la surface d'une tête fantôme permettant de simuler ainsi le port d'une casquette.

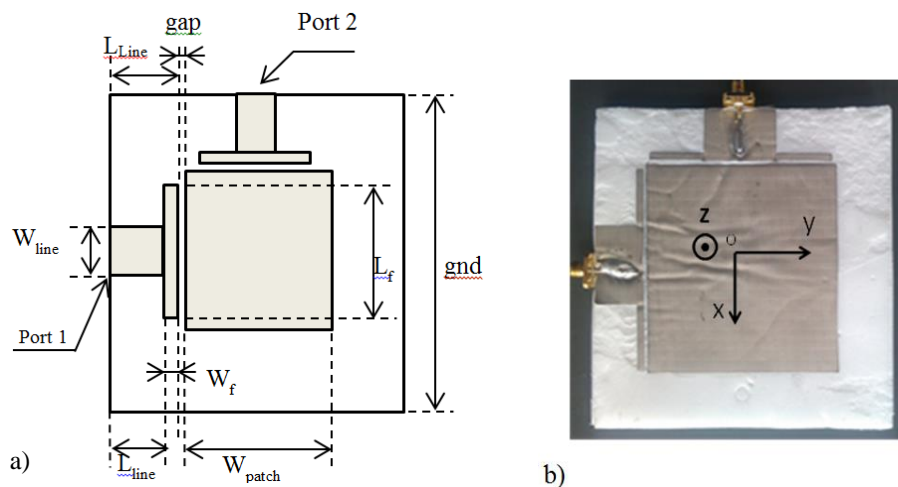


Figure VI-1 – Antenne patch avec alimentation par lignes couplées en forme de T : (a) géométrie vue de dessus, (b) photographie du prototype.

### VI.2.2. Mesure et comparaison des performances de l'antenne avec et sans conformation

La configuration de mesure avec la tête de fantôme liquide est la suivante, l'antenne est conformée sur le dessus de la boîte crânienne, positionnée à  $45^\circ$  par rapport à l'axe milieu passant par le centre de la boîte

crânienne et le nez (Figure VI-2). Les câbles d'alimentation passent à l'arrière de la boîte crânienne et se rejoignent au niveau du cou vers un coupleur inséré sous le plateau de fixation de la tête fantôme. Pour que ce coupleur hybride ne participe pas au rayonnement, nous l'avons entouré d'un absorbant.

En revanche, la mesure d'absorption ne se fera pas sur la boîte crânienne, car il serait trop compliqué de mesurer les champs électriques à l'intérieur. Nous avons donc opté pour une mesure de DAS avec l'antenne à plat dans un fantôme liquide à plat. Ces mesures seront présentées dans le VI.2.3. L'antenne fonctionnera dans la bande GPS L1 (1,575 GHz) et dans la bande de communication par satellite Iridium (1,6121 GHz).

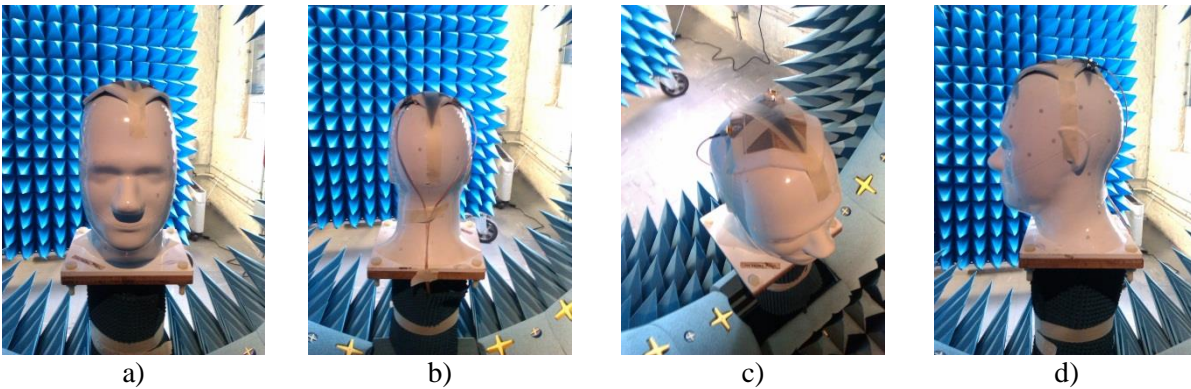


Figure VI-2 – Tête fantôme avec antenne patch sur la boîte crânienne : (a) vue de face, (b) vue de derrière, (c) vue de dessus, (d) vue de côté gauche.

Nous avons effectué des mesures en rayonnement de l'antenne conformée sur la tête de fantôme, et comparé ces performances aux mesures de l'antenne à plat. Sur la Figure VI-3, on voit un décalage du paramètre  $S_{11}$  mesuré vers les fréquences hautes de 1,8 % à 1,6 GHz, dû à l'écartement entre l'alimentation en T et le patch lorsque l'on conforme l'antenne sur la boîte crânienne. Ce décalage peut cependant être réglé par la réalisation d'un prototype d'antenne avec gravure de l'électro-textile. Le prototype présenté ici étant en effet réalisé par une découpe de l'électro-textile au cutter, l'écartement gap augmente lorsque l'on conforme l'antenne sur la boîte crânienne.

En globalité, les performances en rayonnement présenté Figure VI-4 montrent un affaiblissement de l'efficacité d'environ 10% et une diminution du gain total réalisé de 1 dB. La qualité de la polarisation circulaire se dégrade car le niveau du gain LHCP augmente (Figure VI-5) et réduit l'ouverture angulaire en polarisation circulaire droite (Figure VI-6).

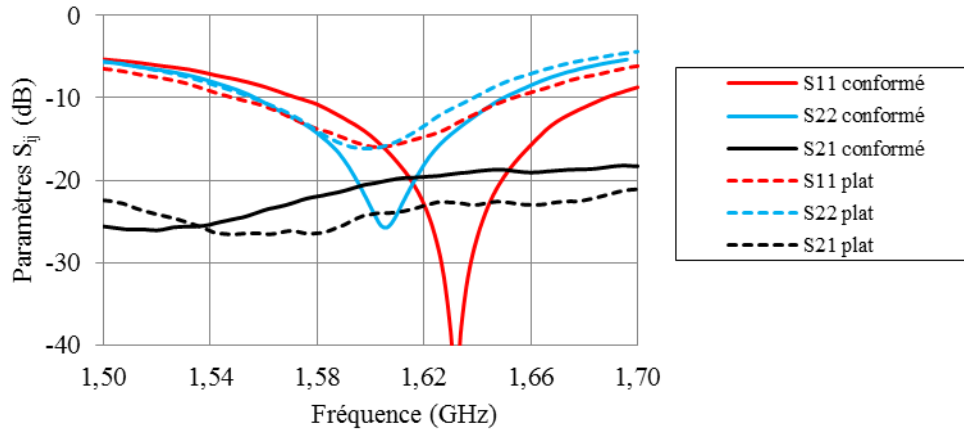


Figure VI-3 – Comparaison antenne patch en polarisation circulaire à plat et conformé sur le dessus de la boîte crânienne du fantôme.

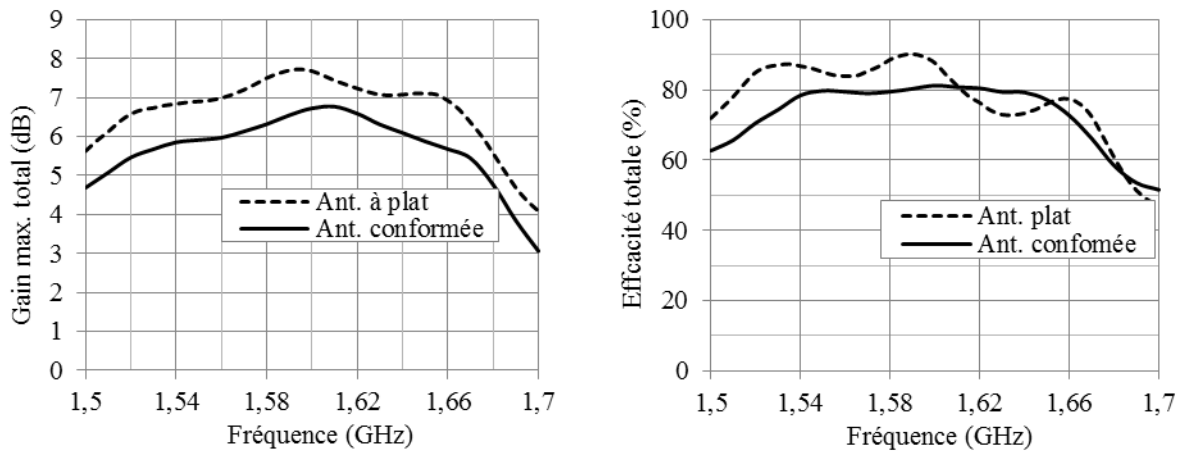


Figure VI-4 – Comparaison des performances en rayonnement de l'antenne patch entre antenne plane et antenne conformée sur le dessus de la boîte crânienne du fantôme : (a) gain max. total, (b) efficacité totale.

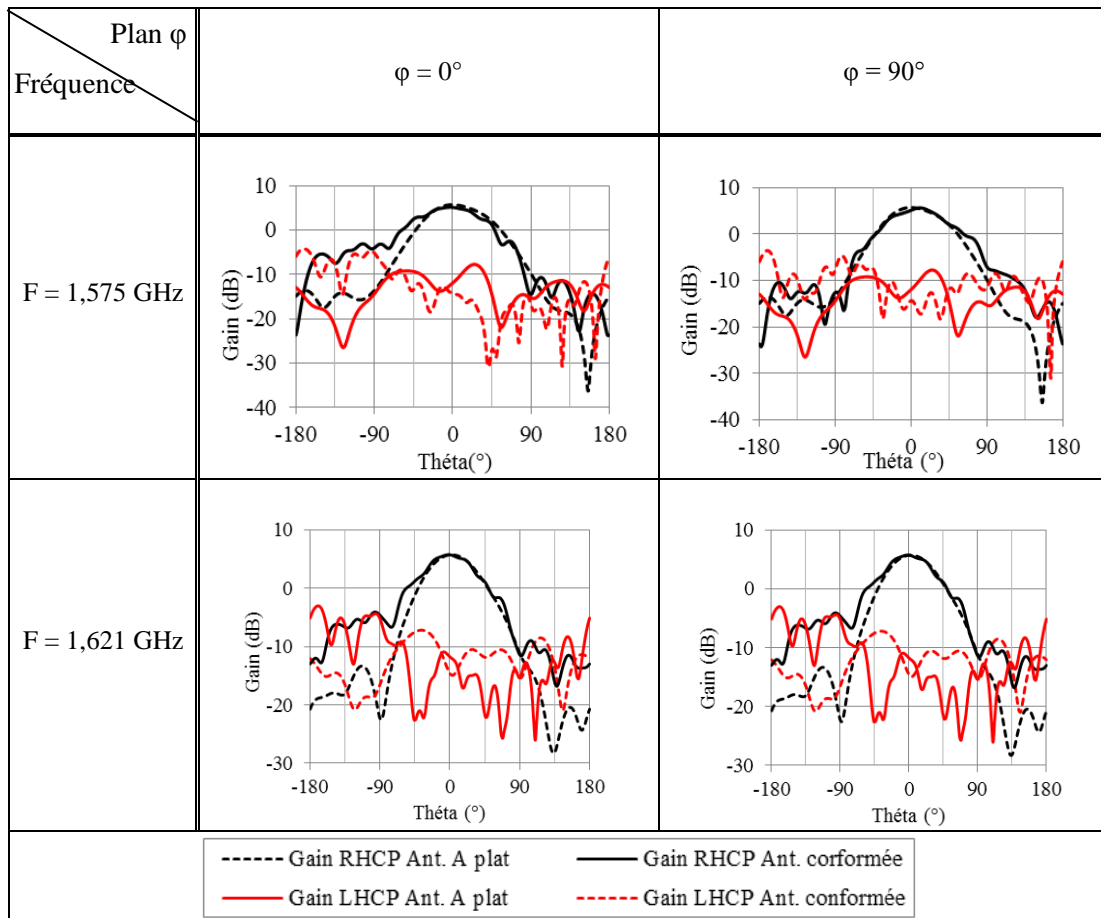


Figure VI-5 – Comparaison des performances de l'antenne entre l'antenne à plat et en conformation sur la tête.

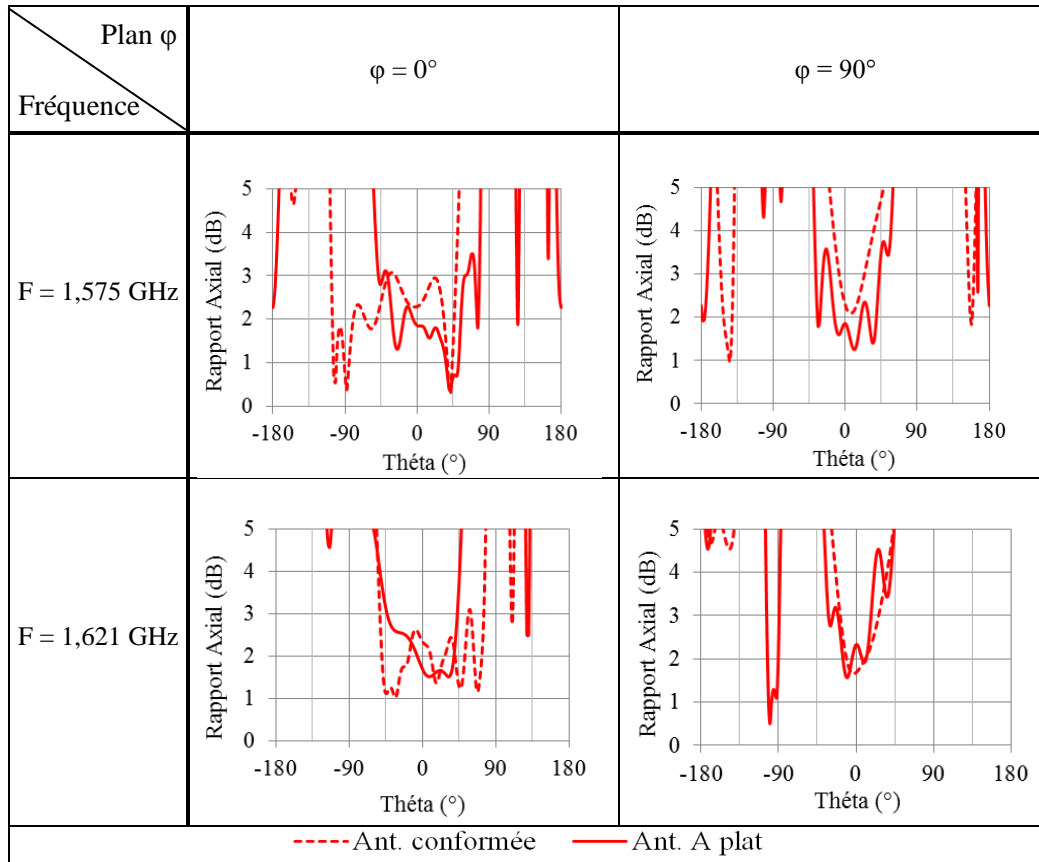


Figure VI-6 – Comparaison du rapport axial de l'antenne à plat et conformée sur la tête.

### VI.2.3. Mesure du Débit d'Absorption Spécifique DAS de l'antenne dans la bande Iridium

Il est important de connaître les niveaux de rayonnement absorbé par le corps humain pour des antennes fonctionnant en émission, ces niveaux devant être inférieurs à ceux donnés par la réglementation [6]. En effet, pour les applications de téléphonie mobile par satellite, comme Iridium, les antennes utilisées émettent des signaux avec de forts niveaux afin de pouvoir traverser les différentes couches atmosphériques. Si ces antennes se trouvent à la proximité du corps humain, il va y avoir interaction, et même absorption d'énergie dans ce dernier. Pour quantifier et mesurer cette absorption, nous allons faire une mesure de Débit d'Absorption Spécifique DAS dans la bande Iridium, par la méthode de mesure de champs électriques dans un fantôme liquide. Ce liquide sera choisi en fonction de la bande de fréquence à caractériser. La mesure du DAS se fera ici avec une antenne non conformée sur la tête.

### VI.2.3.1. *Protocole de mesure*

L'estimation du DAS local consiste en la mesure des champs électriques dans un liquide fantôme créés par la présence d'une antenne à sa proximité. Elle aura pour expression :

$$DAS = \frac{\sigma E^2}{\rho}$$

Avec :

$\rho$ , la densité volumique du corps humain,

$\sigma$ , la conductivité des tissus humain,

$E$ , le champ électrique.

L'antenne est ici mise à la proximité d'un bac rempli d'un liquide fantôme qui possède les caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r = 36$  et  $\sigma$  (S/m) = 1,2 à la fréquence de 1,621 GHz. La densité de volume des tissus humains  $\rho$  est de 945 kg/m<sup>3</sup>.

Le plan de masse de l'antenne positionné au centre du bac contenant le liquide, est espacé de 2 mm de ce dernier (Figure VI-7). L'antenne est alimentée en entrée du coupleur de fréquence 1,621 GHz et de puissance 1W, nous vérifierons à l'aide d'un dB mètre cette valeur. Ensuite, un bras robotisé avec une sonde électrique 3 axes en son extrémité, va parcourir la globalité du volume du bac qui est rempli du liquide fantôme reproduisant l'équivalence du corps humain. Dans un premier temps, la sonde parcourt une première fois le bac pour estimer la position du maximum du champ électrique. Par la suite, la zone du maximum de champ électrique sera affinée. A la fin de la mesure, un algorithme calculera le DAS maximal de l'antenne, moyenné sur 10g et 1 g de tissus.

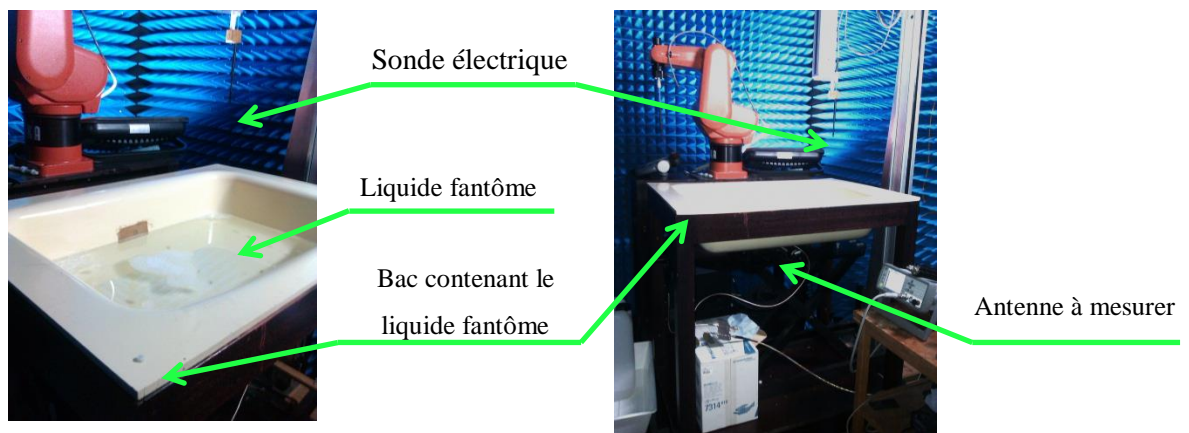


Figure VI-7 – Banc de mesure de Débit d'Absorption Spécifique de Orange-Labs Issy-les-Moulineaux.

### VI.2.3.2. *Résultat de mesure du DAS*

Après la mesure des champs électriques, un algorithme calcule le DAS local à 2 mm de hauteur du fond du bac, endroit en lequel le DAS est maximum car les ondes électromagnétiques pénètrent peu le liquide considéré comme liquide à pertes. Nous obtenons la cartographie présentée Figure VI-8-b. Nous pouvons observer des zones où le DAS est concentré, correspondant au rayonnement arrière de l'antenne. Ce rayonnement est principalement dû aux effets de bord de l'alimentation par les lignes microruban. Le DAS maximum atteint ici 0,24 W/kg pour 10 grammes de tissu et 0,41 W/kg pour 1 gramme de tissu. Si l'on considère les normes d'exposition aux rayonnements électromagnétiques qui admettent un DAS de 2W/kg, ces valeurs sont bien en dessous de la norme. Sur la documentation technique d'un « transceiver » Iridium [85], le niveau de puissance maximum en sortie est de 2 Watts. Il faut donc multiplier notre DAS mesuré pour 1W par 2 pour se mettre en conditions réelles. Nous avons donc des DAS de 0,48 W/kg et 0,82 W/kg pour respectivement 10 grammes et 1g de tissu. Les niveaux de DAS sont bien inférieurs aux puissances maximums admises par la réglementation [6]. Ces niveaux devraient encore baisser en positionnant l'antenne sur un casque, l'antenne n'étant pas directement en contact avec le crâne.

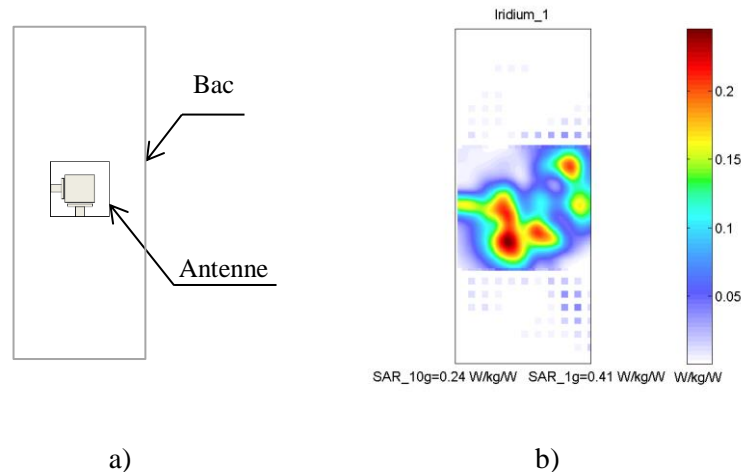


Figure VI-8 – (a) Positionnement de l'antenne par rapport au bac, (b) cartographie du DAS local à 2 mm de hauteur du fond du bac.



## VI.3. INTEGRATION DE L'ANTENNE SUR UN CASQUE MILITAIRE

### VI.3.1. Présentation de l'antenne

L'antenne proposée est identique à la précédente du fait du peu de sensibilité rencontré dans l'étude précédente.

L'alimentation en quadrature est ici réalisée par un composant monté en surface de chez ANAREN Xinger 11305-3s, le substrat est souple (TLY 5 d'épaisseur 0,127 mm) ainsi que les câbles d'alimentation.

### VI.3.1. Mesure et comparaison des performances de l'antenne avec et sans conformation sur le casque

La configuration de mesure est la suivante : l'antenne est conformée sur le dessus du casque, les câbles d'alimentation et le coupleur sont fixés à l'arrière du casque et se rejoignent comme précédemment au niveau du cou. Tout le dispositif, antenne, câbles et coupleur hybride est caché sous le couvre casque. Différentes vues de l'ensemble sont présentées Figure VI-9.

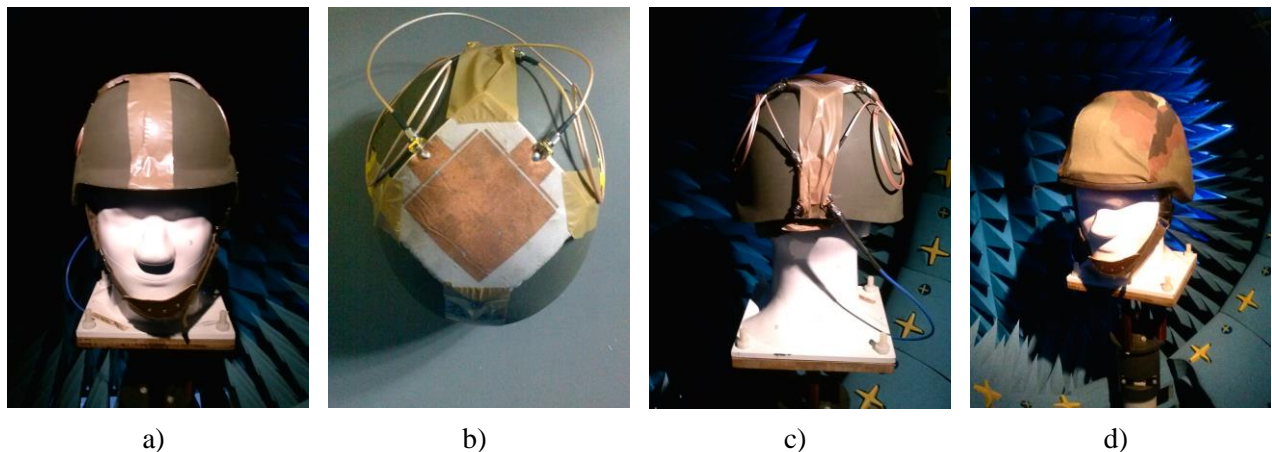


Figure VI-9 - Antenne GPS/Iridium implantée sur le casque sans couvre casque : (a) vue de face, (b) vue de dessus, (c) vue de derrière, (d) avec couvre casque.

Dans ce qui suit, nous allons comparer les performances de l'antenne conformée sur le casque aux performances de l'antenne à plat. Les pertes dues aux câbles ont été soustraites dans les mesures, en revanche les pertes dues aux coupleurs n'ont pas été déduites, ces pertes d'insertion représentent environ 0,5 dB.

Les paramètres S sont tracés sur la Figure VI-10 de l'antenne à plat et conformée sur le casque. Nous relevons un léger décalage fréquentiel du coefficient de réflexion  $S_{11}$  vers les fréquences basses (inférieur à 0,9 %), s'accompagnent aussi d'une réduction de bande passante, on passe ainsi de 9,6 % pour l'antenne à plat à 7,4 % pour l'antenne conformée. L'antenne est adaptée sur toutes les bandes du GPS-L1 et Iridium simultanément à -10 dB en conservant un couplage entre les ports inférieur à -22 dB.

Les performances en rayonnement sont tracées *Figure VI-11*, avec l'efficacité totale, le gain total réalisé et le rapport axial dans la direction perpendiculaire à l'antenne ( $\varphi = 0^\circ$ ,  $\theta = 0^\circ$ ). En comparaison à l'antenne à plat, nous notons une réduction des performances en rayonnement avec une chute maximum de 22 % de l'efficacité totale et une réduction du gain de 1,59 dBi dans la bande Iridium. Cette réduction de performances est due à la fois à la conformation de l'antenne et l'ajout de la couche de textile du couvre casque. On note aussi une réduction de la bande passante du rapport axial, qui est principalement due à la conformation de l'antenne, bien que la bande passante soit réduite le rapport axial reste inférieur à 3 dB dans les deux bandes considérées. Le gain maximal obtenu pour l'antenne conformée est de 6.2 dBi pour la fréquence de 1.566 GHz. Le gain est cependant supérieur à 5.35 dBi dans les deux bandes (GPS-L1 - Iridium), ces niveaux sont satisfaisants pour le bon fonctionnement de l'application.

Les diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire sont relevés *Figure VI-12* ainsi que le rapport axial (*Figure VI-13*), pour les fréquences centrales du GPS-L1 (1,575 GHz) et Iridium (1,621 GHz) et dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . La mesure montre aussi une réduction des performances en rayonnement attribuée à la conformation mais aussi à l'ajout du couvre casque, et ceux-ci pour les deux fréquences (*Figure VI-12*). On relève une diminution des performances de la polarisation circulaire, l'ouverture en polarisation circulaire est plus faible. L'ouverture en polarisation reste cependant suffisante pour notre application, avec une ouverture de  $64^\circ$  et  $52^\circ$  pour les fréquences de 1,575 GHz et 1,6121 GHz respectivement.

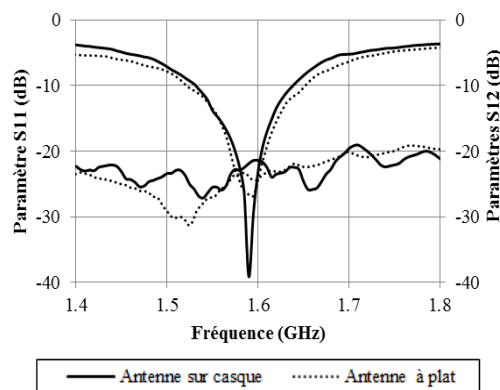


Figure VI-10 - Comparaison antenne patch en polarisation circulaire à plat et conformée sur le dessus du casque.

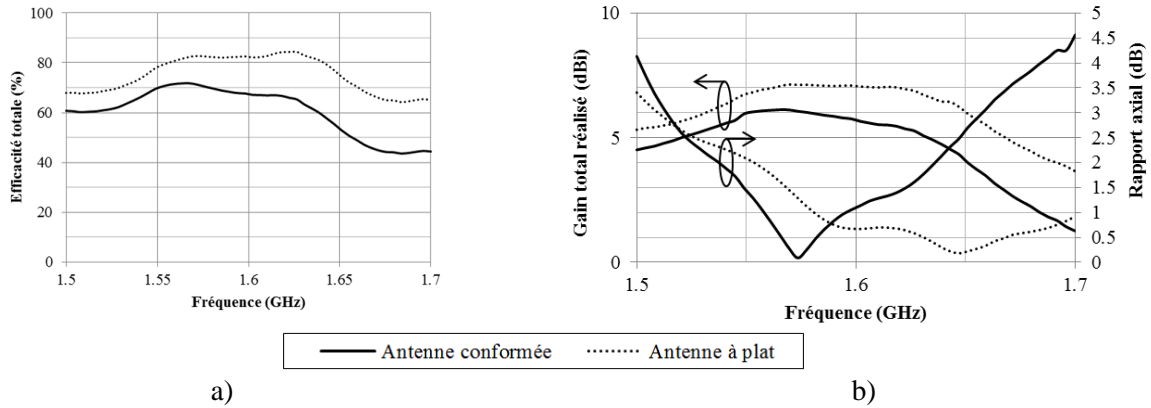


Figure VI-11 – Comparaison des performances de l'antenne conformée par rapport à l'antenne à plat : (a) efficacité totale, (b) gain total réalisé et rapport axial dans la direction perpendiculaire à l'antenne ( $\phi = 0^\circ$ ,  $\theta = 0^\circ$ ).

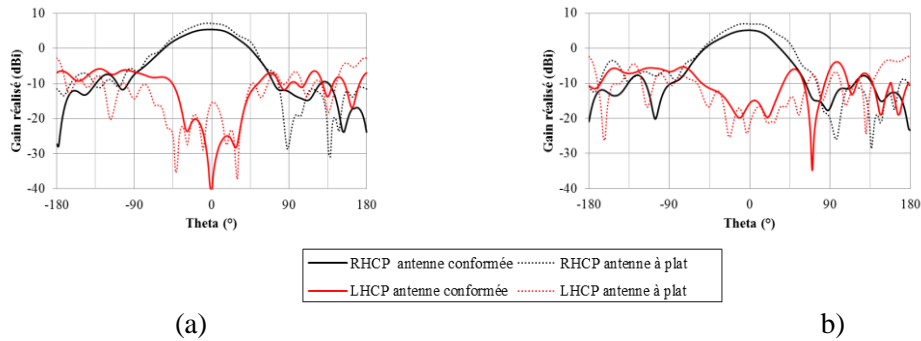


Figure VI-12 – Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne à plat et l'antenne conformée en polarisation circulaire dans le plan  $\phi = 0^\circ$  pour les fréquences : (a)  $f = 1,575$  GHz, (b)  $f = 1,6121$  GHz.

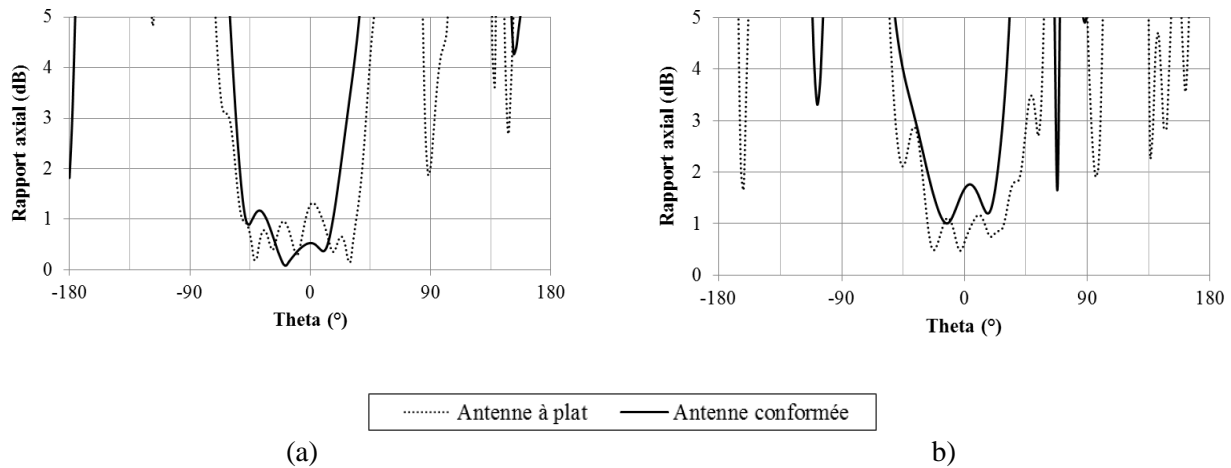


Figure VI-13 - Comparaison du rapport axial de l'antenne à plat et conformée dans le plan  $\phi = 0^\circ$  pour les fréquences : (a)  $f = 1.575$  GHz, (b)  $f = 1.6121$  GHz.

## VI.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'intégration d'une antenne supportée par une casquette ou un casque militaire sur une tête humaine. Cette antenne en polarisation circulaire est dédiée aux applications de téléphonie mobile par satellite Iridium et de géolocalisation GPS (bande L1) ou Galiléo (bande E1).

Sur la boîte crânienne, les performances en rayonnement sont quelques peu diminuées avec une perte inférieure à 1dB sur le gain total réalisé dans les deux bandes du GPS et Iridium. Les performances en polarisation circulaire sont très peu diminuées par rapport à l'antenne non conformée et conviennent donc tout à fait aux applications de géolocalisation. En revanche, il est possible d'augmenter le gain dans la bande Iridium en l'amplifiant le signal à l'aide du amplificateur faible bruit. Cet amplificateur, ainsi que le coupleur hybride pourront être intégrés sur une couche supplémentaire située sous le plan de masse à l'aide de feuille de polyimide très fine (25 $\mu$ m).

La mesure du DAS confirme que nous respectons bien la réglementation en vigueur sur les niveaux d'absorption d'énergie dans le corps humain.

L'étude de l'implantation d'une antenne en polarisation circulaire pour le standard GPS et Iridium sur le dessus d'un casque militaire, a montré la possibilité d'une telle application, les performances en rayonnement sont quelques peu réduites due à la courbure du casque et au couvre casque, cependant elles sont suffisantes pour le bon fonctionnement de l'application. Une amélioration de ce travail serait l'utilisation d'un amplificateur faible bruit, comme il a été vue dans la bibliographie. Notamment, le DAS n'ayant pas été mesuré avec le casque, il serait intéressant d'étudier les effets qu'apporte le casque sur le DAS, on pourra alors vérifier si celui est réduit par rapport au cas où l'antenne est posé directement sur la tête.

## Conclusion générale et perspectives

Le projet ANR METAVEST 2009 a permis l'étude d'antennes à base de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels pour des applications de géolocalisation. Ces antennes ont été conçues sur des matériaux souples à faible permittivité de type textile, tels que la feutrine ou des mousses flexibles, et utilisent comme parties conductrices des électro-textiles.

Dans ce mémoire de thèse, nous avons essayé de respecter le cahier de charge donné dans le projet qui été de concevoir des antennes pour des applications de géolocalisation (GPS, Galiléo), qui devaient être intégrés dans des vêtements de la manière la plus discrète possible.

Dans le premier chapitre, nous avons fait un bref état de l'art sur les antennes conçues sur textiles ou sur matériaux souples, pour diverses applications et notamment pour les applications de géolocalisation.

Dans le chapitre II, nous avons caractérisé dans les bandes d'utilisation trois matériaux souples qui sont la feutrine, la mousse polyéthylène, et la lanière plastique transparente PVC. Nous avons pu conclure que ces matériaux auraient une permittivité  $\epsilon_r$  inférieure à 3, et que les différentes techniques de réduction de dimensions par des permittivités élevées ne pourraient être utilisées. De plus, la caractérisation de ces matériaux a révélé que les tangentes de pertes ne seraient pas négligeables. Dans les meilleurs des cas, les pertes seront de 0,01 pour la mousse polyéthylène pour une permittivité relative de 1,05.

Avant d'effectuer l'étude des métamatériaux, nous avons tout d'abord fait une pré-étude dans le chapitre III sur des antennes faibles encombrements que sont les antennes patchs. Nous sommes parvenus à concevoir une antenne bibande pour les standard GPS et Galiléo simultanément, ce qui pourrait permettre de connaître avec une très grande précision (1m) le positionnement des personnes. Il reste simplement à concevoir l'antenne avec le système d'alimentation (coupleur hybride en quadrature) à l'aide de composants CMS intégrés sur une feuille de polyimide.

Dans le chapitre IV, nous avons conçu des métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels bibandes pour les applications GNSS. Dans un premier temps nous avons tenté de réduire la taille des cellules CMA par la technique de miniaturisation de forme spirale. Nous sommes parvenus à réduire la taille d'une cellule d'environ 30%. Nous avons utilisé cette technique pour la conception de cellules bibandes basées sur la technique d'utilisation de deux motifs superposés résonants à une fréquence différente. La caractérisation de ces cellules ont montré que l'utilisation de matériaux à pertes pouvait engendrer des pertes. Une chose essentielle non étudiée mais qui a été remarquée est que pour former un

## Conclusion générale et perspective

plan avec une propriété CMA, il fallait avoir une taille de plan équivalente à la longueur d'onde, ce qui revient à avoir un plan ayant un diamètre de 228 mm, ce qui risque de poser problème lors de l'intégration de l'antenne dans le vêtement.

Nous avons proposé dans le chapitre V, des antennes en polarisation circulaire bibandes utilisant des plans réflecteurs CMA bibandes. Nous nous étions concentrés sur des éléments rayonnants de type dipôles croisés pour générer de la polarisation circulaire, mais cette solution s'est révélée trop compliquée car il faudrait utiliser des symétriseurs (Baluns) pour avoir une bonne qualité de polarisation circulaire. Puis nous nous sommes tournés vers des solutions de types patches beaucoup plus robustes en polarisation circulaire. Les résultats de simulations sont encourageants, nous devrions réaliser un prototype pour la confirmation des résultats.

Dans le dernier chapitre, nous avons montré la possibilité d'intégration d'une antenne en polarisation circulaire sur la boîte crânienne humaine, pour les standards de géolocalisation GPS et de téléphonie mobile par satellite Iridium. L'antenne conformée sur le dessus d'une tête fantôme comme si elle était portée par une casquette montre des performances en rayonnement très peu modifiées par rapport à une antenne à plat. Nous avons par la suite démontré que les niveaux d'absorption d'énergie, en effectuant la mesure du DAS, étaient en dessous des seuils donnés par la réglementation. La dernière évolution de ce projet a été l'intégration de cette antenne sur un casque militaire de l'armée française. L'étude de l'implantation en polarisation circulaire montre aussi la possibilité d'insertion d'une antenne bibande en polarisation circulaire pour amélioration de la précision du positionnement.

## Bibliographie

- [1] C. Hertleer, H. Rogier, and L. Van Langenhove. (2007) Proetex, A Textile Antenna for Protective Clothing. [Online]. <http://www.proetex.org/publications.htm>
- [2] S. Sankaralingam and B. Gupta, "Experimental Results on Hiperlan Aantennas for Wearable Applications," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 25, 27
- [3] M. L. Scarpello, L. Vallozzi, H. Rogier, and D. Vande Ginste, "High-Gain Textile Antenna Array Systemfor Off-Body Communications," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, pp. 1-12, March 2012.
- [4] S. Roy, "Designing a Wearable Conformable Phased Array Antenna for Wireless Communications," North Dakota State University of Agriculture and Applied Science, Fargo, Master Thesis 2012.
- [5] D. Psychoudakis, G.-Y. Lee, C.-C. Chen, and J. Volakis, "Body-worn diversity antennas for Squad Area Networks (SAN)," in *URSI General Assembly*, Chicago, Il, USA, 2008, pp. 1-4.
- [6] FCC, "Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems," ET Docket 98-153, FCC 02-48, Feb. 14, 2002.
- [7] D Sievenpiper, L. Zhang, Broas R., N Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedances electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059-2074, Nov. 1999.
- [8] P. Salonen, F. Yang, Y. Rahmat-Samii, and M. Kivivoski, "WEBGA - Wearable Electromatic Band-Gap Antenna," *IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, vol. 1, pp. 451-454, 2004.
- [9] S. Zhu and R.J. Langley, "Dual-band wearable antennas over EBG substrate," *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, March 2009.

## Bibliographie

- [10] M. Mantash, "Conception et caractérisation d'antennes à métamatériaux sur textiles," Université de Rennes, Rennes, Mémoire de thèse 2012.
- [11] L. Vallozzi, W. Vandendriessche, H. Rogier, C. Hertleer, and M. L. Scarpello, "Wearable textile GPS antenna for integration in protective garments," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP10)*, pp. 1-4, 12-16 April 2010.
- [12] E. K. Kaivanto, M. Berg, E. Salonen, and P. De Maagt, "Wearable Circularly Polarized Antenna for Personal Satellite Communication and Navigation," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 12, pp. 4090-4096, Dec. 2011.
- [13] A. Dierck, H. Rogier, and F. Declercq, "A Wearable Active Antenna for Global Positioning System and Satellite Phone," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 532-538, February 2013.
- [14] European Space Agency. (2012) ESA Galileo Navigation. [Online]. <http://www.esa.int/esaNA/galileo.html>
- [15] Agence Spatiale Fédéral. (2012) [Online]. <http://www.glonass-ianc.rsa.ru/en/index.php>
- [16] Jean-Marc Piéplu and Olivier Salvatori, *GPS et Galileo : Systèmes de navigation par satellites*, Eyrolles, Ed., 2006.
- [17] V Prasad and Marina Ruggieri, *Applied satellite navigation using GPS, GALILEO, and augmentation systems*, Artech House, Ed., 2005.
- [18] Gouvernement des Etats-Unis d'Amérique. GPS. [Online]. <http://www.gps.gov/systems/gps/>
- [19] August 16, 1993. U.S. Department of Transportation, Ed., *U.S. National Aviation Standard for the Global Positioning System Standard Positioning Service*.
- [20] Creavea. (2012) Creavea. [Online]. [http://www.creavea.com/feutrine-epaisse-2-mm\\_boutique-loisirs-creatifs\\_157.html](http://www.creavea.com/feutrine-epaisse-2-mm_boutique-loisirs-creatifs_157.html)
- [21] Emerson and Cuming. Microwave products. [Online]. <http://www.eccosorb.com/products->



## Bibliographie

[eccostock-pp.htm](#)

- [22] M. H. Lafitte, "Caractérisation de la fibre aramide Kevlar r29, étude du comportement et des propriétés mécaniques en tension et en torsions," Ecole Nationale des Mines de Paris, Rapport de thèse 1981.
- [23] R. Pinzelli, "Fibres aramides pour matériaux composites," in *Technique de l'ingénieur*, 1995, pp. Doc A 3 985 1-12.
- [24] H. Rogier , L. Vallozzi and F. Declercq C. Hertleer, "A textile antenna based on high-performances fabrics," in *EUropean Conference on Antennas and Propagation EUCAP*, 2007, pp. 1-5.
- [25] A. Tronquo, H. Rogier, C. Hertleer, and L. Van Langenhove, "Applying textile materials for the design of antennas for wireless body area networks," in *EUropean Conference on Antennas and Propagation EUCAP*, 2006, pp. 1-5.
- [26] Dupont Datasheet. Dupont TM, Kapton R. [Online]. [http://www2.dupont.com/Kapton/en\\_US/assets/downloads/pdf/HN\\_datasheet.pdf](http://www2.dupont.com/Kapton/en_US/assets/downloads/pdf/HN_datasheet.pdf)
- [27] K. C. Gupta and A. Benalla, *Microstrip Antenna Design*. Norwood, MA: Artech House, 1988, p. 397.
- [28] K. Wong, *Planar Antennas for Wireless Communications*. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2003, p. 301.
- [29] R. Garg, *Microstrip Antenna Handbook*. Boston, MA: Artech House, 2001,p. 845.
- [30] Z. N. Chen and M. Y. Chia, *Broadband Planar Antennas : Design and Applications*. Hoboken, ENgland, NJ: John Wiley & Sons, 2006, p. 243.
- [31] J. Krupka, "Frequency domain complex permittivity measurement at microwave frequencies," *Measurment Science and Technology*, vol. 17, pp. 55-70, 2006.
- [32] J. Krupka, G. R. Geyer, J. Baker-Jarvis, and J. Ceremuga, "Measurement of the complex permittivity of microwave circuit board substrates using dielectric resonator and reentrant cavity

## Bibliographie

- techniques," *Seventh International Conference on Dielectric Materials, Measurement and Applications*, pp. 21-24, 1996.
- [33] Chen L., Ong C. K., and B. T. G. Tan, "Amendment of cavity perturbation method for permittivity measurement of extremely low-loss dielectrics," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, pp. 1031-1037, 1999.
- [34] Mosig J. R., J. E. Besson, Gex-Fabry, and F. E. Gardiol, "Reflection of an open-ended coaxial line and application to nondestructive measurement of materials," *IEEE Transactions on Instrumentations and Measurement*, vol. IM-30, pp. 46-51, 1981.
- [35] Janezic, M. D., Grovenor, J. H. Baker J. and Geyer R. G., "Transmission/reflection and short-circuit line method for measuring permittivity and permeability," *National Institute of Standards and Technology, Techn. Rep.*, July 1990.
- [36] P. Salonen, Y. Rahmat-Samii, M. Schaffrath, and M. Kivivosky, "Effect of textile materials on wearable antenna performance: a case of study GPS antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, no. Sal04, pp. 459-462, 2004.
- [37] P. Salonen, Y. Rahmat-Samii, H. Hurme, and M. Kivivosky, "Effect of conductive material on wearable antenna performance; a case study of WLAN antennas," *Antennas and Propagation Society Symposium*, vol. 1, no. Sal041, pp. 455-458, 2004.
- [38] C. A. Winterhalter et al., "Development of electronic textiles to support networks, communications and medical applications in future U.S. military protective clothing systems," *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 9, pp. 402-406, 2005.
- [39] Yuehui Ouyang, E. Karayianni, and W. J. Chappel, "Effect of fabric patterns on wearable antenna performance," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2B, no. Yue05, pp. 246-249, 2005.
- [40] I. Locher, M. Klemm, T. Kirstein, and G. Tröster, "Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 29, no. 4, pp. 777-788, November 2006.

## Bibliographie

- [41] Less EMF Inc. [Online]. <http://www.lessemf.com>
- [42] Dupont. Dupont Riston® Dry Film Photoresist. [Online]. [http://www2.dupont.com/Imaging\\_Materials/en\\_US/assets/downloads/datasheets/em213.pdf](http://www2.dupont.com/Imaging_Materials/en_US/assets/downloads/datasheets/em213.pdf)
- [43] L. Vallozzi, W. Vandendriessche, H., Hertleer, C. Rogier, and M. L. Scarpello, "Wearable textile GPS antenna for integration in protective garments," in *In Proceeding of the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP'10)*, 2010.
- [44] X. F. Peng, S. S. Zhong, S Xu, and Q., "Compact dual-band GPS microstrip antenna," *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 44, pp. 58-61, 2005.
- [45] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip antennas*, Artech House, Ed., 1980.
- [46] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas.*, 1989.
- [47] A. Adane, F. Gallee, and C. Person, "Bandwidth improvements of 60 GHz micromachining patch antenna using gap coupled U- Microstrip feeder," in *In proceedings of the fourth European Conference (Eucap '10)*, 2010.
- [48] D. G. Kurup, A. Rydberg, and M. Himdi, "Compact microstrip-T coupled patch antenna for dual polarisation and active antenna applications," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 21, pp. 1240-1241, October 2002.
- [49] <http://www.lessemf.com/1220.pdf>.
- [50] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, and K. Mahdjoubi, "Investigation of Flexible Textile Antennas and AMC Reflectors," *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012.
- [51] S. Maci and G. Bifji Gentili, "Dual-frequency patch antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 6, pp. 13-20, December 1997.
- [52] D. Rialet, Sharaiha, A. , A. C. Tarot, C. Delaveaud, and B. Viala, "Modélisations d'un substrat magnetique multicouche sur des dispositifs antennaires," in *GDR Ondes, réunion plénière* , 2009.

## Bibliographie

- [53] T.F. Kennedy, P.W. Fink, A.W. Chu, and G.F. Studor, "Potential space applications for body centric wireless and e-textile antennas," NASA Johnson Space Center, Houston, TX, USA.,.
- [54] David. M. Pozar, *Microwave Engineering, Third Edition.*: John Wiley and Son, Inc., 2005.
- [55] Carlos Collado, Alfred Grau, and Franco De Flavis, "Dual-band planar quadrature hybrid with enhanced bandwidth response," *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 180-188, 2006.
- [56] C. H. Tseng and C. L., Chang, "A broadband quadrature power splitter using metamaterial transmission line," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 25-27, 2008.
- [57] C., Itoh, T. Caloz, "Transmission line approach of Left-Handed (LH) materials and microstrip implementation of an LH transmission line," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 5, pp. 1159-1166, May 2004.
- [58] Romain Siragusa, "Etude de nouvelles fonctions radiofréquences à base d'antenne à onde de fuite main droite/gauche," INP , Grenoble, Rapport de thèse 2009.
- [59] C. M. Su and Wong K. L., "Compact dual-band GPS microstrip antenna," *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 33, no. 4, May 2002.
- [60] A. A. Heidari, M. Heyrani, and M. Nakhkash, "A dual-band circularly polarized stub loaded microstrip patch antenna for GPS applications," *Progress In Electromagnetic Research*, vol. 92, pp. 195-208, 2009.
- [61] A. M. El-Tager, M. A. Eleiwa, and M. I. Salama, "A circularly polarized dual-frequency Square Patch Antenna for TT&C satellite applications," *Progress in Electromagnetic Research Symposium, Bieging , China*, pp. 523-527, March 2009.
- [62] G. Beddeleem, J. M. Ribero, G. Kossiavas, R. Staraj, and E. Fond, "Dual-frequency circularly polarized antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 1, pp. 177-180, January 2008.

## Bibliographie

- [63] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," *IEEE Proceeding , Microwave , Antennas and Propagation*, vol. 142, no. 3, pp. 225-232, June 1995.
- [64] L. Vallozzi, W. Vandendriessche, H. Hertleer, C. Rogier, and M. L. Sacarpello, "Wearable textile GPS antenna for integratioin in protective garments," *Proceedingd of the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP'10)*, 2010.
- [65] M., A. C. Tarot, S. Collardey, K. Mahdjoubi Mantash, "Investigation of Flexible Textile Antennas and AMC Reflectors," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, 2012.
- [66] S. Tretyakov and C. Simovski, "Dynamic model of artificial reactive impedance surfaces," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 17, pp. 131-145, 2003.
- [67] N. Engheta, "Thin absorbing screens using metamaterials surfaces," *Antennas and propagation Society Internatinal Symposium*, vol. 2, pp. 392-395, 2002.
- [68] F. Linot, X. Begaut, M. Soiron, C. Renard, and M. Labeyrie, "Characterization of a loaded high impedance surface," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, no. 6, pp. 483-487, 2009.
- [69] S. Lim and J. Yu, "Size reduction of an AMC unit cell with wide reflection-phase bandwidth," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting, Jul. 2010, Toronto, Canada.*, Jul. 2010.
- [70] L. Mouffok, L. Damaj, X.,Lepage,A.C. Begaud, and H. Diez, "Mutual coupling reduction between dual polarized microstrip patch antennas using compact spiral artificial magnetic conductor," *Antenna and propagation (Eucap), Proceeding of the 5th Europena conferenceon Italy, Rome*, pp. 909-912, April 2011.
- [71] Zheng Qiu-Rong, Yun-Qi F, and Nai-Chang Yuan, "A novel compatc spiral electromagnetic band-gap (EBG) structure," *Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1656-1660, June 2008.
- [72] F. Che Seman and R. Cahill, "Performance enhancing of Salisbury screen absorber using

## Bibliographie

- resistively loaded spiral FSS," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 7, July 2011.
- [73] Filippo Costa, Simone Genovesi, and Agostino Monorchio, "On the bandwidth of high-impedance frequency selective surfaces," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1341-1344, 2009.
- [74] J. M. Baracco, L. Salguetti-Drioli, and P. De Maagt, "AMC Low Profile Wideband Reference Antenna for GPS and GALILEO Systems," *Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 8, pp. 2540-2546, 2008.
- [75] A. Monorchio, Manara G., and L. Lanuzza, "Synthesis of Artificial Magnetic Conductors by using," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, 2001.
- [76] D.J. Kern, D.H. Werner, Monorchio A., Lanuzza L., and Wilhelm M.J., "The Design Synthesis of Multiband Artificial Magnetic Conductors using High Impedance Frequency Selective Surfaces," *IEEE Transaction on Antennas Propagation Vol. 53*, 2005, vol. 53, 2005.
- [77] Abdelwaheb Ourir, "Applications de matériaux à bandes interdites photoniques et de métamatériaux en télécommunications," Rapport de thèse 2006.
- [78] R. Waterhouse, *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide.*, Springer, Ed., 2003.
- [79] S. Dey and R. Mittra, "Compact microstrip patch antenna," *Microwave Opt Technology Letters*, vol. 13, pp. 12-14, 1996.
- [80] A. Shackelford, Kai-Fong Lee, and D. Chatterjee, "On reducing the patch size of U-slot and L-probe wideband patch antennas," in *Antennas and Propagation for Wireless Communications, 2000 IEEE-APS Conference on*, p. 2000, pp 38-35.
- [81] T. Huynh and K. Lee, "Single-layer single-patch wideband microstrip antenna," *Electronic Letters*, vol. 31, pp. 1310-1312, 1995.
- [82] I. Locher, M. Klemm, T. Kirstein, and G. Troster, "Design and characterization of purely textile patch antennas," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 29, pp. 777-788, 2006.
- [83] P. Salonen, J. Kim, and Y. Rahmat-Samii, "Dual-band E-shaped patch wearable textile antenna,"

## Bibliographie

*Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 466-469, no. 1-A, 2005 IEEE.

- [84] R. K. Gupta, "Printed Tri-band Monopole Antenna Structures for Wireless Applications," *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 7, pp. 1781-1785, 2009.
- [85] Iridium 9602 SBD transceiver. Iridium. [Online]. <http://rockblock.rock7mobile.com/wp-content/uploads/2012/09/Iridium-9602-SBD-Transceiver-Product-Developers-Guide.pdf>
- [86] A. Dierck, H. Rogier, and F. Declercq, "A Wearable Active Antenna for Global Positioning and Satellite Phone," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 532-538, February 2013.
- [87] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, ""Wire antennas on artificial complex ground planes: a new generation of low gain antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 309-312, 2004.
- [88] M. Mantash, "Conception et caractérisation d'antennes à métamatériaux sur textiles," Université de Rennes, Rennes, Mémoire de thèse MMA12, 2012.

## Résumé

Grâce aux progrès réalisés ces dernières années dans la conception de réseaux intelligents, tels que les réseaux centrés sur la personne (WBAN) ou les réseaux sans fils de proximité (WPAN). De nouveaux types d'applications émergent et utilisent des capteurs d'informations capables de relever les paramètres physiologiques, environnementaux et plus particulièrement le positionnement des personnes.

Dans ce cadre, nous nous sommes attachés au travail de recherche, à la conception et à la réalisation d'antennes en polarisation circulaire pouvant être intégrées dans des vêtements, pour les standards de géolocalisation européen Galiléo (1,180 GHz – 1,575 GHz) et Américain GPS (1,227 GHz – 1,575 GHz). Nous avons utilisé pour ces antennes des structures métamatériaux de type conducteur magnétique artificiel, afin d'augmenter les performances en rayonnement et pour diminuer le couplage avec le corps humain.

Une autre voie a été explorée, l'utilisation d'antennes patchs qui sont de nature faible encombrement. La bande de fréquence du standard de communication par satellite Iridium étant très proche du standard de géolocalisation GPS. Il nous semblait intéressant de développer une solution de type patch couvrant les deux bandes GPS (1,575 GHz) et Iridium (1,621 GHz). L'antenne devait être intégrée sur une boîte crânienne, les niveaux de débit d'absorption spécifique et les modifications du rayonnement sous conformation de l'antenne ont également été étudiés. L'évolution de ce travail amène à étudier le comportement de cette antenne posée sur le dessus d'un casque militaire français. Les performances en rayonnement ont été satisfaisantes et ont montré la possibilité d'une telle application.



## **Abstract**

Thanks to the progress made in the recent years in the design of smart networks, such as wireless Body Area Network (WBAN), or Wireless Personal Area Network (WPAN), a novel type of emerging applications using smart sensors measuring physiologic parameters, environmental and more particularly positioning of the persons are nowadays available.

In the research presented in this manuscript, we are committed to design and realize antennas that can be possibly integrated into clothes, dedicated to the American GPS (1.227 GHz - 1.575 GHz) and European Galileo (1.180 GHz - 1.575 GHz) global navigation satellite systems. We used for these antennas a type of metamaterial structure named artificial magnetic conductor, to increase and enhance the radiation performance and reduce the coupling between the antenna and the human body.

Another way has been explored using patch antenna solutions that are inherently low profile antennas. As the frequency band of the satellite communication system Iridium is close to the GPS one, we developed a dual band antenna solution covering both GPS (1.575 GHz) and Iridium (1.612 GHz) standards. The antenna being dedicated to be integrated over a human skull, the specific absorption rate and the radiation modification was also studied.