



**HAL**  
open science

# Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux : Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature

Mélusine Pigeon

► **To cite this version:**

Mélusine Pigeon. Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux : Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2011. Français. NNT: 2011INPT0093 . tel-04241223v2

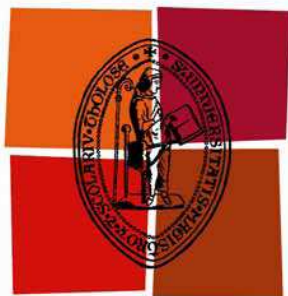
**HAL Id: tel-04241223**

**<https://theses.hal.science/tel-04241223v2>**

Submitted on 13 Oct 2023

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

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



Université  
de Toulouse

# THÈSE

En vue de l'obtention du  
**DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE**

**Délivré par :**

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

**Discipline ou spécialité :**

Micro-ondes et Electromagnétisme

---

**Présentée et soutenue par :**

Mélusine Pigeon

**le :** lundi 28 novembre 2011

**Titre :**

Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux  
Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature.

---

**Ecole doctorale :**

Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

**Unité de recherche :**

LAAS et ENAC

**Directeur(s) de Thèse :**

Professeur Hervé Aubert, LAAS-CNRS, Toulouse

Docteur Christophe Morlaas, ENAC, Toulouse

**Rapporteurs :**

Professeur Mohamed Himdi, IETR, Rennes

Docteur Christophe Delaveaud, CEA-LETI, Grenoble

**Membre(s) du jury :**

Professeur Jacques David, LAPLACE, Toulouse

Anthony Bellion, CNES, Toulouse

Bernard Souny, ENAC, Toulouse

A mon grand-père

"Sapere aude"





# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>11</b>
<b>Liste des acronymes et notations</b>	<b>13</b>
<b>Résumé</b>	<b>15</b>
<b>Summary</b>	<b>17</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>19</b>
<b>1 Le GNSS et les spécifications techniques des antennes associées</b>	<b>21</b>
1.1 Introduction au GNSS . . . . .	21
1.1.1 Historique . . . . .	21
1.1.2 Principe de fonctionnement . . . . .	23
1.1.3 Composition du GNSS . . . . .	24
1.1.4 Bandes de fréquences GNSS . . . . .	26
1.1.5 Transmission du signal . . . . .	27

1.1.6	Positionnement . . . . .	28
1.2	Canal de propagation, estimation des retards . . . . .	31
1.2.1	Antenne satellite . . . . .	32
1.2.2	La propagation en espace libre . . . . .	32
1.2.3	La propagation dans l'atmosphère . . . . .	32
1.2.4	Les trajets multiples . . . . .	34
1.2.5	Les interférences . . . . .	35
1.3	Le récepteur . . . . .	36
1.4	L'antenne réceptrice . . . . .	36
1.5	Cahier des charges GNSS "idéal" pour une antenne . . . . .	39
<b>2</b>	<b>La miniaturisation d'antennes</b>	<b>41</b>
2.1	Introduction et définition . . . . .	41
2.1.1	Taille des antennes . . . . .	42
2.1.2	Facteur de qualité . . . . .	43
2.1.3	Facteur de miniaturisation . . . . .	43
2.1.4	Taille du support d'antenne/plan métallique . . . . .	44
2.2	Limites théoriques de la miniaturisation d'antennes . . . . .	44
2.3	Les techniques de miniaturisation des antennes . . . . .	46
2.3.1	Miniaturisation par structuration . . . . .	48
2.3.2	Miniaturisation par ondes lentes . . . . .	54

<i>TABLE DES MATIÈRES</i>	5
2.4 Antenne GNSS miniature . . . . .	62
2.4.1 Les antennes mono-fréquence . . . . .	63
2.4.2 Les antennes large bande et multibandes : définition et état de l'art . . . . .	67
2.5 Conclusions . . . . .	74
<b>3 La miniaturisation par ondes lentes</b>	<b>77</b>
3.1 Principes théoriques . . . . .	77
3.1.1 Les antennes Hélices . . . . .	78
3.1.2 Outils de simulation . . . . .	84
3.2 L'Antenne Hybride Compacte . . . . .	85
3.2.1 Circuit Electrique Equivalent de l'antenne . . . . .	86
3.2.2 Diagramme de dispersion, dimensionnement de $L_s$ . . . . .	88
3.2.3 Le rayonnement . . . . .	89
3.2.4 Excitation . . . . .	91
3.3 Mesures . . . . .	92
3.3.1 Réalisation de l'antenne . . . . .	92
3.3.2 Caractéristiques de l'antenne composite en mesures . . . . .	93
3.4 Intérêts et Limites de l'antenne . . . . .	94
3.4.1 Intégration . . . . .	94
3.4.2 Taille du plan métallique . . . . .	97

3.4.3	Comparaison des performances par rapport à celles d'un patch des récepteurs commerciaux . . . . .	98
3.4.4	Limites et perspectives . . . . .	100
3.4.5	Antenne miniature autodirective . . . . .	100
3.5	Conclusions . . . . .	101
<b>La miniaturisation avec une Surface Haute Impédance</b>		<b>103</b>
<b>4</b>	<b>La surface Haute Impédance</b>	<b>105</b>
4.1	Généralités . . . . .	106
4.1.1	Analyse des réseaux périodiques . . . . .	106
4.1.2	Coefficient de réflexion . . . . .	107
4.1.3	Rapport bande passante/taille . . . . .	108
4.1.4	Protocole de simulations . . . . .	108
4.1.5	Mesures des SHI . . . . .	109
4.2	Motif maximisant le rapport bande passante/taille . . . . .	112
4.2.1	Cellule SHI avec ou sans via . . . . .	113
4.2.2	Circuit Electrique Equivalent amélioré d'une cellule SHI . . . . .	115
4.2.3	Résultats de simulation . . . . .	117
4.2.4	Comparaison avec les cellules de la littérature . . . . .	117
4.3	La SHI bi-bandes . . . . .	119
4.3.1	La cellule bi-bandes . . . . .	119

4.3.2	Simulations de la cellule bi-bandes . . . . .	121
4.4	Réalisation de la SHI . . . . .	122
4.4.1	Réalisation des capacités localisées de chaque motif . . . . .	122
4.4.2	Réalisation du motif bi-bandes . . . . .	124
4.5	Conclusions . . . . .	124
<b>5</b>	<b>Caractérisation de l'ensemble "antenne + SHI"</b>	<b>127</b>
5.1	Généralités . . . . .	127
5.1.1	Schéma de l'ensemble "antenne + SHI" . . . . .	128
5.1.2	Le couplage antenne SHI . . . . .	128
5.1.3	Simulations électromagnétiques . . . . .	129
5.1.4	Les Baluns . . . . .	130
5.1.5	les techniques de mesure . . . . .	131
5.1.6	Résultats de mesures . . . . .	131
5.2	Le couplage "antenne SHI" . . . . .	131
5.2.1	Problématique . . . . .	131
5.2.2	Simulations pour le mono-bande . . . . .	134
5.2.3	Simulations couplage antenne/ SHI bi-bandes . . . . .	138
5.2.4	Hauteur antenne/SHI . . . . .	140
5.3	Mesures de l'ensemble antenne sur Surface Haute Impédance . . . . .	140
5.3.1	Les antennes dipôles à réaliser . . . . .	141

5.3.2	Les dipôles sur la SHI . . . . .	143
5.3.3	Conclusions . . . . .	160
5.4	Réglage des fréquences . . . . .	160
5.4.1	Réglage de l'épaisseur de la SHI . . . . .	161
5.4.2	Ajout de capacité . . . . .	163
5.4.3	Conclusions sur le réglage des fréquences . . . . .	167
5.5	Conclusions . . . . .	168
<b>6</b>	<b>Recherche de la polarisation circulaire</b>	<b>171</b>
6.1	Généralités . . . . .	171
6.1.1	La polarisation circulaire . . . . .	171
6.1.2	Recombinaison des mesures en RHCP . . . . .	173
6.1.3	Le dipôle croisé . . . . .	173
6.1.4	L'antenne spirale d'Archimède . . . . .	175
6.1.5	Simulations . . . . .	175
6.2	Dipôle croisé sur SHI . . . . .	176
6.2.1	Réalisation . . . . .	176
6.2.2	Mesures . . . . .	176
6.2.3	Conclusions . . . . .	179
6.3	l'antenne spirale sur la SHI . . . . .	179
6.3.1	Réalisation . . . . .	181

<i>TABLE DES MATIÈRES</i>	9
6.3.2 Spirale sur SHI . . . . .	181
6.3.3 Optimisation de l'épaisseur de la structure . . . . .	184
6.4 Conclusions . . . . .	186
<b>7 Conclusions</b>	<b>189</b>
7.1 Travail réalisé . . . . .	189
7.2 Perspectives . . . . .	191
<b>A Les Baluns</b>	<b>193</b>
A.1 Le Balun quart d'onde . . . . .	193
A.2 Le Balun large bande . . . . .	194
<b>B Techniques de mesure en chambre anéchoïque</b>	<b>199</b>
<b>C Confirmation des fréquences des bandes de la SHI</b>	<b>203</b>
<b>D La spirale d'Archimède</b>	<b>207</b>
D.1 Géométrie de la spirale . . . . .	207
D.2 Principe de fonctionnement . . . . .	207





# Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué au sein de l'Ecole Nationale de l'Aviation Civile et du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes à Toulouse.

Je remercie Monsieur Jacques David, professeur à l'ENSEEIHRT d'avoir accepté de présider ce jury. Je tiens à remercier aussi Messieurs Anthony Bellion et Bernard Souny d'avoir fait partie de mon jury de thèse.

Je suis très reconnaissante à Monsieur Mohamed Himdi, Professeur à l'Université de Rennes et à Monsieur Christophe Delaveaud, chercheur au CEA-LETI de Grenoble d'avoir assuré la tâche de rapporteurs.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Christophe Morlaas, enseignant-chercheur au LETA à l'ENAC et Monsieur Hervé Aubert, Professeur à l'ENSEEIHRT et chercheur au LAAS pour avoir co-encadré ce travail de recherche.

Je tiens à remercier tout le personnel de l'ENAC et du LAAS qui a permis l'aboutissement de ce travail, Michel Paonessa et Frédéric Cuccoti pour la réalisation des antennes spirales et des baluns, Xavier Dollat pour le système de fixation de l'antenne avec la SHI, Tonio Idda, Antony Coustou et Sami Hebib pour l'aide lors des mesures en chambre anéchoïque, Ali Mohammed et Soufiène Bouaziz pour les contacts avec Cibel ainsi que l'équipe drone de l'ENAC pour leur fil chaud, et les coupes de mousse qu'ils ont réalisés. Je tiens particulièrement à remercier Monsieur Bernard Souny, ancien professeur de l'ENAC qui m'a fait découvrir et aimer les antennes et Monsieur Drew Richard à titre posthume, à qui j'adresse un immense merci pour avoir conçu la plus grande invention du siècle dernier.

J'associe à mes remerciements l'ensemble des membres de MINC, du LETA et du LTST, des secrétaires, des encadrants et surtout des doctorants pour la bonne

ambiance au cours de ces trois dernières années et pour m'avoir fait découvrir de nouveaux horizons scientifiques mais pas seulement et à qui je l'espère j'ai apporté un peu de couleur.

Je ne saurais oublier de remercier toutes les personnes qui me sont chères, ma famille bien sur mais aussi mes amis qui ont eu à coeur de tester ma détermination lors des dernières semaines de rédaction en me soumettant à diverses tentations que j'ai du décliner avec beaucoup de regrets. Je tiens particulièrement à remercier mes amis correcteurs d'orthographe sans qui ce mémoire serait encore plus indigeste que ce qu'il est actuellement.

Je tiens à dédicacer ce travail à mon grand-père qui jusqu'au bout de sa vie n'a cessé de vouloir apprendre de nouvelles choses.

# Liste des acronymes et notations

- 3D : 3 dimensions
- ADS : Advanced Design System
- Balun : BALanced to UNbalanced
- BIE : Bande Interdite Electromagnétique
- BP : Bande passante
- BPT : Rapport bande passante sur taille
- CEP : Conducteur Electrique Parfait
- CMA : Conducteur MAgnétique Artificiel
- CMP : Conducteur Magnétique Parfait
- CPL : Conditions Limites Périodiques
- FM : Facteur de miniaturisation
- GNSS : Global Navigation Satellite System
- GPS : Global Positioning system
- HFSS : High Frequency Structure Simulator
- $\lambda$  : Longueur d'onde
- LHCP : Left Handed Circular Polarization
- PML : Perfect Matched Layers
- Q : Facteur de qualité
- RHCP : Right Handed Circular Polarization
- ROS : Rapport d'Onde Stationnaire
- SHI : Surface Haute Impedance
- SSF : Surface Sélective en Fréquence
- TE : Transverse Electric
- TM : Transverse Magnetic
- via : Vertical Interconnect Access



# Résumé

Nous proposons d'explorer dans le cadre de la thèse des solutions originales permettant d'obtenir des caractéristiques de rayonnement peu dépendantes du support de l'antenne. Les antennes étudiées et conçues visent à être utilisées pour des applications GNSS et plus précisément pour des applications multi-bandes du GNSS. Nous les développerons donc en respectant un cahier des charges associé. Deux axes de recherche indépendants sont explorés. Le premier montre les propriétés naturelles d'une antenne composée de plusieurs structures rayonnantes. Nous associons ainsi une structure hélicoïdale équivalente à un dipôle magnétique et un plan métallique équivalent à un dipôle électrique. La taille et les performances de l'antenne ainsi réalisée sont comparables par bien des aspects aux antennes que l'on trouve actuellement dans le commerce pour les applications GNSS. L'antenne réalisée est une antenne mono-bande en polarisation rectiligne ; ce qui n'est pas en accord avec les spécifications de l'application envisagée. Pour compléter cette première étude et satisfaire les exigences d'applications GNSS multi-bandes, nous nous orientons vers une autre technologie qui est exposé dans le second axe. Dans le second axe, nous associons une antenne électrique et un plan réflecteur particulier : une Surface Haute Impédance. L'association de ces deux éléments permet en théorie de réduire l'épaisseur qu'aurait un dispositif classique composé d'une antenne électrique et d'un plan réflecteur métallique. Nous commençons donc par étudier la particularité du plan réflecteur choisi, c'est-à-dire la Surface Haute Impédance. Cette surface étant composé de motifs périodiques nous étudierons le motif qui permet d'obtenir les caractéristiques les plus proches de celles de l'application visée. Nous débutons par une étude en mono-bande suivi de l'étude d'un motif bi-bande. Le motif mono-bande conçu en simulation présente une très bonne bande-passante (13%) au vue de sa taille minimale (2,5mm). Le motif bi-bande réalisé par imbrication de motifs mono-bande permet d'obtenir en simulation des performances conformes aux attentes dans deux bandes GNSS choisies. L'étude de cette surface se poursuit par une phase de mesure. Le but de l'étude étant de pouvoir placer une antenne au-dessus de la surface fabriquée, une collection d'antennes sera développée afin de régler la surface haute impédance et dans le même temps de tester le dispositif complet. Ainsi dans un premier temps, nous

utiliserons des dipôles pour tester et régler la Surface Haute Impédance. Dans cette partie le couplage entre l'antenne et la surface haute impédance placée en-dessous sera notamment étudié. Dans un deuxième temps, afin d'obtenir une polarisation circulaire nous utiliserons d'autres antennes supportant cette polarisation (dipôle croisé et spirale). Dans chaque phase de mesure, le réglage antenne et Surface Haute Impédance sera optimisé et divers paramètres de réglage seront identifiés. Pour les deux axes de recherche, ce sont non seulement le rayonnement que nous cherchons à maîtriser mais aussi la taille de la structure. Ainsi les structures réalisées sont les plus compactes possibles surtout en terme de finesse. Nous concluons sur les performances des antennes réalisées par rapport au cahier des charges et aux autres antennes existantes et exposons les perspectives du travail réalisé.

# Summary

In this thesis, original solutions are proposed for antennas not sensitive to their environment. These antennas are designed for GNSS applications and more precisely for multi-bands ones. So the solutions are developed keeping in mind the GNSS specifications. Two different research axis are discussed. The first one deals with the natural properties of an antenna composed of different radiating structures. So an helix structure is associated with a metallic plate. The specifications of this antenna are in line with the ones of commercial antennas. Nevertheless, this antenna is only one band and in linear polarization which is not conform to the GNSS specifications. To satisfy these specifications a second axis is developed. In this second axis an electric antenna is associated with a specific reflector : a High Impedance Surface. Theoretically, this surface allows to place the antenna very close and so reduce the thickness of the whole structure without disturbing the radiation of the antenna. Firstly, the High Impedance Surface and more precisely its periodic patterns is studied. Both one band and dual-band pattern are designed. The one band pattern has a good bandwidth (13%) compared to its size (2,5mm). The dual-band pattern designed by pattern enclosing realized the GNSS specifications in simulation. This is followed by measures. The aim of the thesis is to place the antenna above the designed HIS so a lot of antennas are designed to test and tune the surface. Firstly dipoles are used to study the coupling effects and secondly circular polarized antenna are used to reach the GNSS specifications. For both axis, the radiation pattern and the size of the whole system is optimized. So the proposed solutions are the thinnest ones. To conclude the characteristics of the proposed structures are compared to specifications and to existing antennas and futur work is proposed.





# Introduction générale

Depuis les années 2000, la géolocalisation par satellites est devenue une technologie accessible à tous. Tous les systèmes de géolocalisation par satellites sont regroupés sous les sigle GNSS (Global Navigation Satellite System) que nous introduisons dans le premier chapitre. Nous nous intéressons dans cette thèse uniquement à la partie utilisateur des dispositifs GNSS, c'est-à-dire le récepteur et plus particulièrement encore à l'antenne située dans le récepteur.

La géolocalisation par satellites reste une technologie de pointe et s'exporte pour de nouvelles applications hors du spectre des applications grand public. Grâce au positionnement précis, nous pouvons accéder à une localisation au centimètre. Une telle précision de positionnement est très recherchées pour des applications avec porteurs (avions, drones ou être-humains). L'intégration des antennes sur aéronefs en matériau composite rend les antennes avec réflecteur intégré à l'antenne attractives. Les contraintes aérodynamiques des applications visées impliquent la conception d'antenne de faible épaisseur. Des structures naturellement fines ou des structures de type antenne sur surface haute impédance présentent donc un fort intérêt. La précision requise pour les phases d'atterrissage des aéronefs est aujourd'hui un point bloquant de leur utilisation dans certaines conditions difficiles. Cette précision peut être obtenue par l'utilisation d'antenne bi-bandes ou large bande. Nous proposons donc dans un premier temps, une structure rayonnante en polarisation linéaire composée d'une antenne électrique et d'une autre magnétique miniaturisée. Cette structure d'antenne peut être étendue à une polarisation circulaire très pure. Elle ne permet cependant pas une implémentation bi-bandes simple. Nous proposons alors une structure d'antenne bi-bandes en polarisation circulaire réduite en épaisseur qui utilise une surface haute impédance. Nos travaux de recherche proposent donc deux types de réalisations d'antennes répondant aux spécifications du GNSS et de taille ou d'épaisseur réduite.

Après une introduction au GNSS, nous définissons dans le premier chapitre le cahier des charges des antennes à réaliser en fonction de l'application GNSS visée.

Après l'étude de l'état de l'art sur les antennes miniatures, exposés dans le deuxième chapitre, nous dégagons deux techniques pour la réalisation d'antennes miniatures.

La première technique, exposée dans le troisième chapitre, est utilisée pour miniaturisée une source de courants magnétiques équivalents grâce aux ondes lentes. Cette source de courants magnétiques équivalents de forme hélicoïdale est couplée à une source de courants électriques équivalents. La combinaison de chaque rayonnement crée le rayonnement global de l'antenne.

La seconde réalisation utilise une antenne à base d'une surface haute impédance (SHI) (matériau magnétique artificiel) pour réduire l'épaisseur de l'antenne. La bande passante d'une telle structure n'étant pas suffisante pour couvrir le cahier des charges, nous proposons une structure SHI multibandes. Après l'étude et la réalisation de cette SHI, dans le chapitre 4, nous la caractérisons et l'étudions à l'aide d'antennes dipolaires demi-onde dans le chapitre 5. Nous identifions ses bandes de fonctionnement et nous mettons en évidence une hauteur antenne/SHI limite de fonctionnement. Les caractéristiques de rayonnement et d'adaptation de la structure antenne sur SHI sont alors mesurés. Enfin dans la sixième chapitre, nous cherchons la polarisation circulaire pour une telle structure. Pour cela, nous étudions les performances de rayonnement d'une antenne dipôle demi-onde croisé associé à la SHI puis celles d'une spirale large bande associée à la même SHI. Dans les deux cas, les bonnes performances en termes de polarisation RHCP sont déterminées pour une réduction d'épaisseur de 50%.

En conclusion, nous statuons sur le travail effectué en fonction des spécifications et nous évoquons les perspectives possibles de cette étude.

---

## CHAPITRE 1

---

# LE GNSS ET LES SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES DES ANTENNES ASSOCIÉES

L'application pour laquelle nous voulons construire notre antenne est le GNSS. Dans ce chapitre, nous expliquons ce qui se cache derrière cet anagramme et quelles sont les spécifications techniques d'une antenne conçue pour cette application.

### 1.1. Introduction au GNSS

---

Le GNSS (Global Navigation Satellite System) est l'ensemble des systèmes permettant la géolocalisation par satellites.

#### 1.1.1 Historique

A ce jour, il y a cinq systèmes GNSS opérationnels ou en cours de développement dans le monde. Chaque grande puissance mondiale a voulu se doter d'un système qui lui est propre afin de ne pas dépendre d'un autre pays (notamment des États-Unis). L'utilité du GNSS est en effet aujourd'hui acquise et primordiale, autant sur un plan stratégique que commercial ou encore pour la sûreté de la vie.

Les États-Unis ont été les premiers à comprendre la nécessité de tels systèmes

et ont été précurseurs sur la mise en oeuvre avec succès d'un système opérationnel et performant : le GPS (Global Positioning System). Lancé dans les années 60 et opérationnel au débuts des années 90, il offrait au public une précision de localisation alors volontairement dégradée (de l'ordre de 100 m). Ce n'est qu'après l'intervention de Clinton en 2000 que la dégradation volontaire a été supprimée et que la précision pour le public est passée alors à une dizaine de mètres. C'est cette décision qui va lancer le GPS dans le domaine des appareils électroniques grand public et vulgariser l'utilisation de GPS pour la vie de tous les jours.

Le contexte politique pendant la guerre froide incita l'URSS à débiter son propre programme : le GLONASS (Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema). La chute de l'URSS et par conséquent la diminution des budgets alloués au GLONASS, vont cependant fortement nuire au projet et bien qu'il fut entièrement opérationnel sur le territoire russe à la fin des années 90, le système est aujourd'hui seulement partiellement fonctionnel. Il est notamment utilisé par les topographes et les géomètres.

A peu près dans le même temps que les Russes, le gouvernement chinois lance aussi son propre système de géolocalisation : BeiDou appelé aussi Compass. Contrairement aux constellations américaines et russes qui sont composées d'une vingtaine de satellites en orbite quasi-circulaire, le programme chinois prévoit l'utilisation de seulement 2 satellites géostationnaires. Les tests montrent que les performances de ce système sont comparables en précision à celles du GPS américain. Ce programme nécessite donc moins de lancements de satellites mais malgré le démarrage officiel au début des années 90, il n'est toujours pas totalement opérationnel.

L'Europe plus tardivement s'est lancée dans la course au GNSS avec en 2001 le début du programme Galiléo. L'Europe n'étant pas un pays mais un regroupement de pays, le programme a souffert de problèmes de gestion et a par conséquent pris du retard. Il sera a priori opérationnel en 2018.

L'Inde est elle aussi en train de développer son système GNSS : l'IRNSS (Indian Regional Navigation Satellite System). Elle prévoit comme les Chinois l'utilisation d'une constellation de satellites géostationnaires [1].

Un historique plus détaillé des différents programmes est visible dans le Tableau 1.1.

Date	GPS	GLONASS	GALILEO	COMPASS
1960	Début			
1978	Lancement du premier satellite			
1980		Début (guerre froide)		
1983	Promesse de Reagan de la gratuité pour les civils			Début
1989	Nouveaux lancements (flotte suffisante)			Test avec 2 satellites géostationnaires
1993				Lancement officiel (objectif 4 satellites Géostationnaires + 1 en orbite moyenne)
1995	Opérationnel (précision environ 100m)	24 satellites en orbite		
1996		Derniers satellites opérationnels		
1999		Chute de l'URSS et des budgets alloués		
2000	Intervention de Clinton (précision environ 10m)	6 satellites en service		lancement des deux premiers satellites
2001	La recherche continue		Début	
2003		Lancement nouveaux satellites (Ouragan)		Lancement d'un autre satellite
2005			Tests avec les satellites (Glove A - B)	
2007		3 nouveaux satellites (16 satellites actifs)		2 nouveaux lancements
2010		20 satellites opérationnels (6 HS)		
2011			octobre-lancement des deux premiers satellites	
2015		Mise en service des satellites Ouragan KM		
2018			24 satellites en service opérationnel	

TABLE 1.1 – Historique des programmes GNSS.

### 1.1.2 Principe de fonctionnement

Le principe de base du GNSS est d'effectuer des mesures de distances et de vitesses radiales entre des satellites de trajectoires connues et des récepteurs de positions inconnues. Ces mesures de distances sont en fait des mesures de temps de propagation du signal entre l'antenne satellite et l'antenne de l'utilisateur. Grâce à ces mesures de distances, tout utilisateur peut déterminer la position et la vitesse de son antenne, et synchroniser un oscillateur local avec la référence de temps du système GNSS, comme indiqué sur la Figure 1.1.

Il faut donc connaître :

- la position de chaque satellite à l'instant d'émission du signal,
- le décalage entre une référence de temps de la constellation GNSS et l'horloge de chaque satellite,
- le décalage entre une référence de temps de la constellation GNSS et l'horloge du récepteur.

Les signaux se propageant à la vitesse de la lumière, une erreur de synchronisation de 1 ns sur 1 mesure équivaut à une erreur de mesure de distance de 30 cm. Pour accroître la précision de positionnement qui est l'enjeu des constellations GNSS, il faut minimiser l'impact des perturbations affectant le temps de propagation. Le décalage entre le temps 'satellite' et le temps de la constellation GNSS de référence est

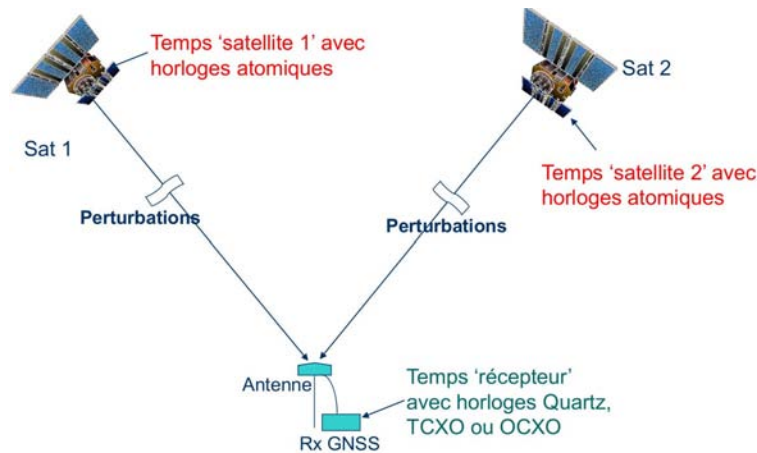


FIGURE 1.1 – Principe de géolocalisation par GNSS. [2]

différent pour chaque satellite ; cela implique que chaque mesure de distance entre le satellite et l'antenne récepteur est donc biaisée différemment. Il est important d'avoir accès à ces décalages temporels de manière précise, sinon cela crée autant d'inconnues que de mesures. Il faut noter que le décalage entre l'horloge du récepteur et le temps GNSS affecte toutes les mesures de la même manière. Cela n'ajoute donc aucune inconnue. En supposant que nous pouvons estimer précisément :

- le décalage entre le temps GNSS et chaque temps satellite,
- la position de chaque satellite à chaque instant d'émission.

Il n'y a donc que quatre inconnues à estimer : la position 3D (3 inconnues) et le décalage entre temps GNSS et temps récepteur. Pour cela il faut donc un réseau de stations sol qui mesure :

- le décalage entre le temps propre de chaque satellite et le temps GNSS,
- la position de chaque satellite.

Une fois estimées et modélisées, les informations concernant l'erreur du temps satellite et la position satellite doivent être fournies à l'utilisateur via un modèle dans le signal émis par les satellites. Pour avoir un modèle fiable et qui puisse être utilisé le plus longtemps possible, les horloges des satellites doivent être très stables (horloges atomiques) et les modèles doivent être mis à jour fréquemment.

### 1.1.3 Composition du GNSS

Pour le bon fonctionnement des programmes GNSS trois parties distinctes sont primordiales. Chaque partie est appelée segment. Il y a donc :

1. Le segment spatial : ce segment est constitué par la constellation de satellites associés au système GNSS. Suivant le programme GNSS, l'orbite des satellites, leur altitude et par conséquent la période à laquelle le même satellite se retrouve au-dessus du même point sont différentes, voir le Tableau 1.2. Chaque satellite transmet continuellement des messages qui incluent :
  - l'heure précise à laquelle le message est transmis,
  - les informations orbitales précises, appelées éphémérides,
  - l'état de santé général du système et les orbites approximatives de tous les satellites, appelés almanachs.

Pour le GPS chaque satellite contient 3 à 4 horloges atomiques ; ceci permet à long terme une bonne stabilité entre le temps GPS et le temps des satellites.
2. Le segment sol : ce segment est constitué par les stations de contrôle situées au sol. Leur nombre varie suivant le programme, voir Tableau 1.2. Elles servent à piloter et surveiller le système. Elles mettent à jour, entre autre, les informations transmises par les satellites, comme les éphémérides et les paramètres d'horloge, et contrôlent leur bon fonctionnement.
3. Le segment utilisateur : ce segment regroupe tous les utilisateurs qui reçoivent et exploitent les données satellitaires. Ces utilisateurs utilisent des récepteurs GNSS. Chaque récepteur GNSS peut être alloué à un système ; cependant si les bandes de fonctionnement et le codage du signal le permettent, certains récepteurs peuvent être interopératoires et donc fonctionner pour plusieurs constellations GNSS.

	GPS	GLONASS	GALILEO	COMPASS	
Orbite	Quasi-circulaire	Plans orbitaux	Circulaire	Géostationnaire	Moyenne
Nombre de satellites	31	24	30	5	30
Altitude en km	de 20 000 à 20 500	19 100	23 616	35 786	20 000
Période en jour sidéral	1	8	-	0	-
Nombre de stations sol	5	5	2 (+5 TTC*)	-	
Précision en m pour une bande	horizontale 15 verticale 2 à 9	5 à 8	horizontale 5 verticale <35	environ 30	
Nombre de satellites	6	7/8	-	-	-

(\*) TTC, chargée de maintenir les liaisons télécoms et télémesures avec les satellites.

TABLE 1.2 – Différentes caractéristiques des constellations GNSS [3] [4] [5].

### 1.1.4 Bandes de fréquences GNSS

Chaque système GNSS a ses propres bandes de fréquence de fonctionnement. Si nous ne nous intéressons qu'aux constellations dont les informations sont disponibles, la Figure 1.2 montre la répartition des spectres de chaque système. Plus de détails sont donnés dans le Tableau 1.3.

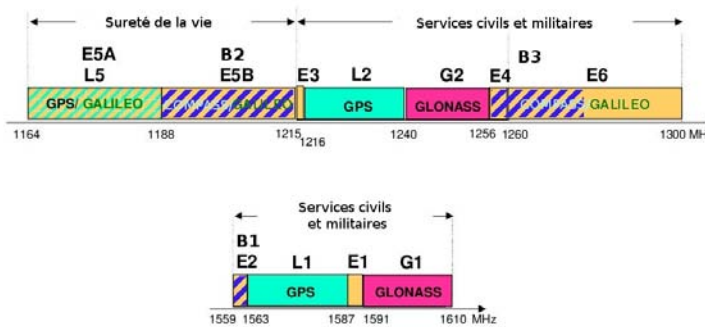


FIGURE 1.2 – Spectre des bandes de fréquence du GPS, GLONASS, Compass et Galileo [3].

	GPS	GLONASS	GALILEO	COMPASS
Fréquence basse	1175,47	-	1188	1207,14
Bande passante	24	-	51	24
Minimum	20			
Fréquence moyenne	1226,60	1246	1278,75	1268,52
Bande passante	24	16	40	24
Minimum	4			
Fréquence haute	1575,42	1602	1575,42	1561,10
Bande passante	24	19	24	4
Minimum	2			

TABLE 1.3 – Bandes de fréquences des différentes constellations GNSS en MHz [3] [2] [4].

Nous remarquons, entre autres choses, que certaines bandes de fréquences sont utilisées par plusieurs constellations, ce qui permet l'interopérabilité. Si nous regardons plus attentivement le spectre des bandes autour de la bande L1 du GPS (Figure 1.3), le GLONASS n'a de recouvrement avec aucune des autres constellations, par contre il y a interopérabilité entre le GPS et GALILEO, et entre GALILEO et COMPASS.

De plus, chaque système possède plusieurs bandes de fonctionnement. Pour un



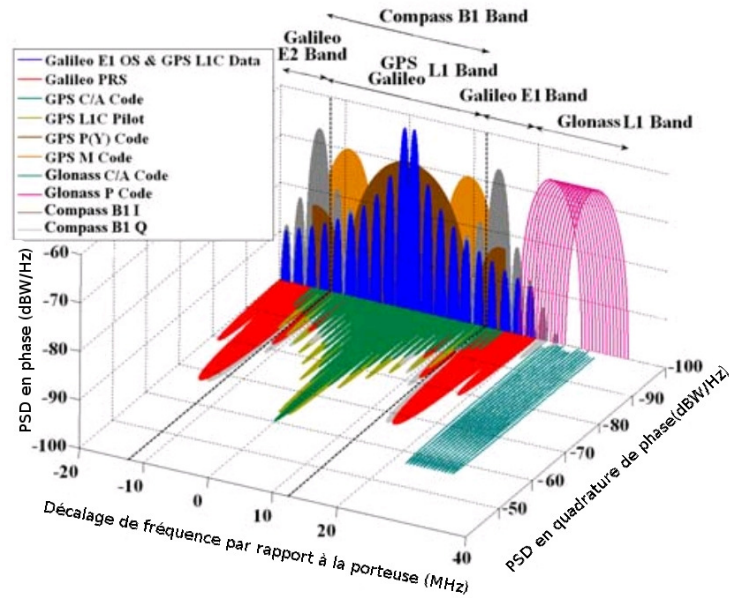


FIGURE 1.3 – Spectre du signal autour de L1 pour les différentes constellations [4].

système donné, chaque bande de fréquence a une utilité propre. Ainsi nous retrouvons une bande pour le grand public, une bande militaire, une bande pour la sûreté de la vie et parfois une dernière bande commerciale. Chaque bande de fonctionnement a des caractéristiques différentes en bande-passante et surtout en précision. Il est classique de n'utiliser dans les récepteurs grand public qu'une seule bande, celle dédiée au grand public qui permet un positionnement moins précis que les autres types de bandes. Avoir un récepteur qui couvre au moins deux bandes a deux avantages :

- l'utilisation du récepteur pour plusieurs constellations non interopérables,
- l'augmentation de la précision de localisation par la combinaison de signaux provenant de deux bandes ; ceci sera développé dans la section 1.4.

### 1.1.5 Transmission du signal

La transmission du signal du satellite peut être décomposée en trois blocs :

- le bloc émetteur, composé par le satellite. Ce bloc ne sera pas décrit dans cette étude. Le signal sortant de ce bloc est donc supposé sans erreur autre que l'erreur due au décalage entre le temps satellite et le temps du système GNSS,

- le bloc récepteur, qui sera détaillé dans le chapitre 1.3,
- le canal de propagation, qui est le milieu à travers lequel se propage le signal entre le bloc émetteur et le bloc récepteur. Il sera détaillé dans le chapitre 1.2.

### 1.1.6 Positionnement

Comme présenté dans la section 1.1.2, pour pouvoir se positionner il faut estimer quatre inconnues. Trois inconnues pour le positionnement et une inconnue de temps.

#### Triangulation

Pour un bon fonctionnement des constellations avec des satellites en orbite quasi-circulaire (GPS, Galileo et GLONASS), chaque utilisateur doit avoir au moins quatre satellites en visibilité. Ceci permet un positionnement précis en hauteur. Le lieu géométrique d'une mesure de distance sur un satellite est une sphère, l'intersection de deux sphères (donc de deux satellites) est un cercle et du coup l'intersection de trois sphères (donc de trois satellites) est deux points dont une position est invraisemblable. Avec ces trois satellites, le récepteur déduit sa position relative par rapport à ces satellites. Il ne sait en revanche pas où ils sont dans l'espace. Pour ceci un quatrième satellite permet de résoudre l'inconnue de temps ce qui permet d'avoir la position des trois satellites et donc la position de l'utilisateur. C'est ce qui est illustré sur la Figure 1.4.

Le décalage entre le temps propre de chaque satellite et le temps GNSS est mesuré sur le retard de code, cette information ne donne cependant qu'une position relative du récepteur, il faut donc utiliser en complément une mesure sur le retard de phase pour avoir un positionnement réel [2].

#### Retard de code

Les récepteurs GNSS mesurent par corrélation le décalage temporel entre le code reçu par l'antenne, c'est-à-dire celui qui est émis par le satellite et qui est passé par le canal de propagation, et le code généré par le récepteur, comme présenté sur la Figure 1.5. La structure du code incorpore des pilotes ce qui permet de savoir

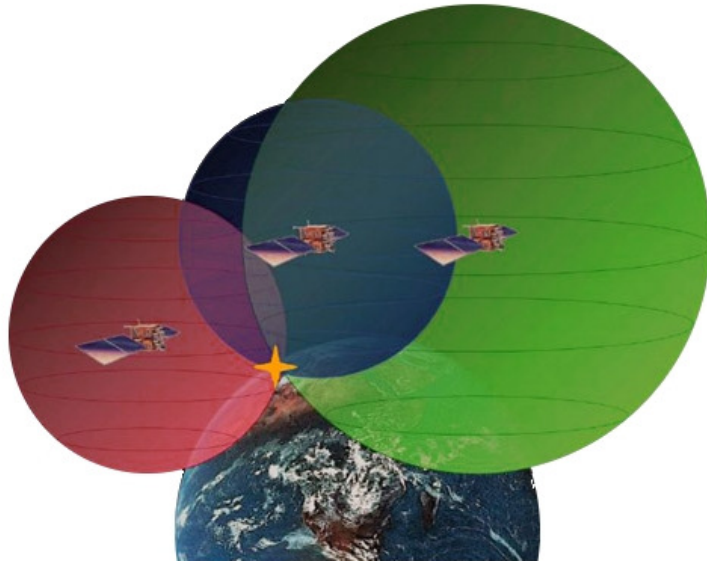


FIGURE 1.4 – La triangulation par satellites.

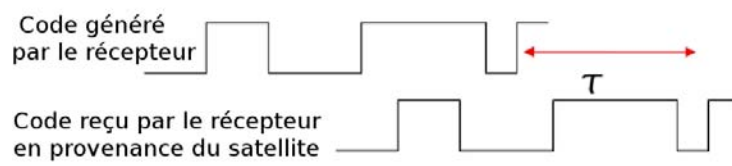


FIGURE 1.5 – Mesure du retard de code dans le récepteur.

exactement le décalage entre les codes, nous avons ainsi l'équation (1.1).

$$P = c\tau = c(t_r - t_e) \quad (1.1)$$

Avec  $P$  la mesure de code,  $c$  la vitesse de la lumière et  $\tau$  le retard de code.  $t_r$  est le temps correspondant au code reçu par le récepteur en provenance du satellite et  $t_e$  le temps du code généré par le récepteur qui correspond aussi au temps du code au moment de l'émission par le satellite. Cette mesure est aussi appelée mesure de pseudo-distance ou de range. L'erreur de mesure associée est de l'ordre de quelques dizaines de cm.

### Retard de phase

Ces mêmes récepteurs mesurent aussi par corrélation la différence de phase entre la porteuse du signal reçu et celle du signal généré par le récepteur, comme présenté sur la figure 1.6 et dans l'équation (1.2).

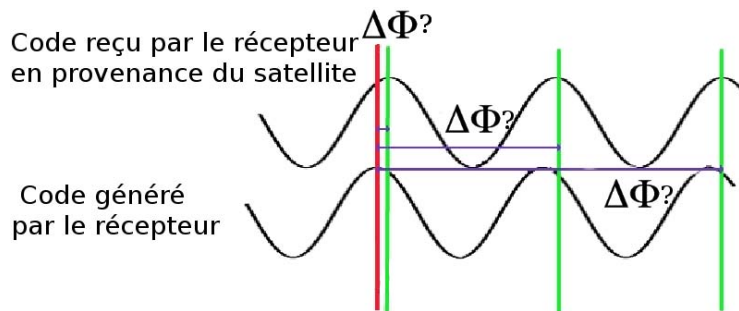


FIGURE 1.6 – Mesure du retard de phase dans le récepteur.

$$L(\text{cycles}) = \frac{\Delta\Phi}{2\pi} = \frac{\Phi_r - \Phi_e}{2\pi} \quad (1.2)$$

Avec  $L(\text{cycles})$  la mesure de phase et  $\Delta\Phi$  le retard de phase. L'erreur de mesure associée est de l'ordre du millimètre (la mesure de phase possède un bruit cent fois moins important que la mesure de code). La précision de mesure est différente suivant si la mesure est basée sur le code ou la phase. La mesure de phase est plus précise mais elle est ambiguë (Quel cycle est le bon ? Pas de pilote contrairement au code). Il faudra donc estimer l'ambiguïté pour faire du positionnement précis.

L'estimation de ces retards est essentielle à la précision de localisation. Et ces retards sont générés par la propagation à travers le canal de propagation. Nous allons donc maintenant voir comment les différentes composantes du canal de propagation influent sur le signal et comment un maximum des retards qu'elles génèrent peuvent être éliminés grâce à une conception avisée de l'antenne de réception.

## 1.2. Canal de propagation, estimation des retards

Le canal de propagation est le milieu qui sépare l'antenne émettrice (satellite) et l'antenne réceptrice (utilisateur). Ce canal est composé de :

- la charge utile et l'antenne satellite,
- la propagation en espace libre,
- la propagation à travers l'atmosphère (ionosphère + troposphère),
- les réflexions et/ou diffractions,
- les interférences entre les différents systèmes GNSS (intra et inter-système),
- les interférences externes intentionnelles ou non intentionnelles.

Quasiment chaque erreur ou retard dus aux composantes du canal de propagation peut être compensé par une conception de l'antenne réceptrice. Nous nous intéressons donc à l'effet de chaque composante sur le signal transmis et à la correction que peut apporter l'antenne réceptrice.

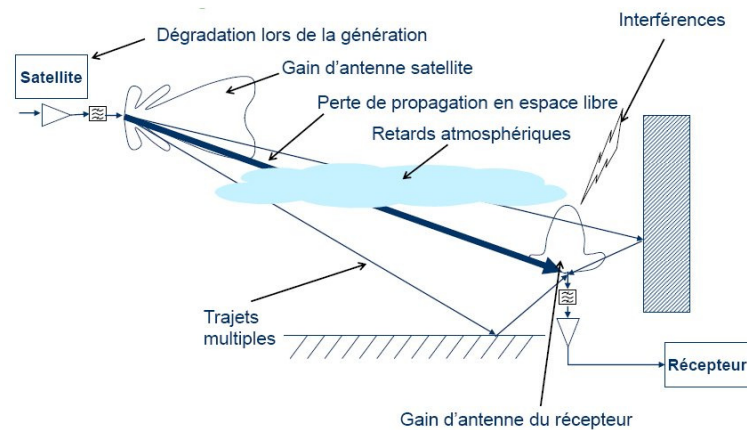


FIGURE 1.7 – Perturbations du signal dues au canal de propagation [2].

### 1.2.1 Antenne satellite

Les antennes satellites sont directionnelles et pointent constamment vers la Terre. Leur gain est tel que la puissance reçue à la surface de la Terre est constante (il faut donc compenser la différence de propagation dans les différentes directions). Ce sont généralement des paraboles en polarisation circulaire droite (RHCP). Il est alors nécessaire que l'antenne du récepteur soit elle aussi en polarisation circulaire droite (RHCP) afin de ne pas avoir des pertes de dépolarisation liées à la traversée des couches ionosphériques et atmosphériques. De plus, les satellites d'intérêt ne se trouvant pas tous au zénith, il est intéressant d'avoir un diagramme d'antenne réceptrice demi-omnidirectionnel, afin de capter les signaux de tous les satellites avec le même niveau quelque soit leur angle d'élévation. Pour des faibles élévations, il est important de conserver une bonne RHCP pour se prémunir des multitrajets.

### 1.2.2 La propagation en espace libre

La propagation entre l'antenne satellite et l'antenne récepteur se fait majoritairement en espace libre. La puissance perdue pendant la propagation s'écrit classiquement comme dans l'équation (1.3).

$$L_{ep} = \left(\frac{4D\pi}{\lambda}\right)^2 \quad (1.3)$$

Avec  $D$  la distance entre l'antenne satellite et l'antenne réceptrice et  $\lambda$  la longueur d'onde du signal transmis en espace libre.

Pour les trois bandes de fréquences GPS sur 20 000km (distance satellite/Terre), nous obtenons des pertes de 182,5dB pour L1, 181,1dB pour L2 et 180,7dB pour L5.

### 1.2.3 La propagation dans l'atmosphère

Les retards atmosphériques sont dus au passage du signal dans l'ionosphère et la troposphère, cf Figure 1.8.

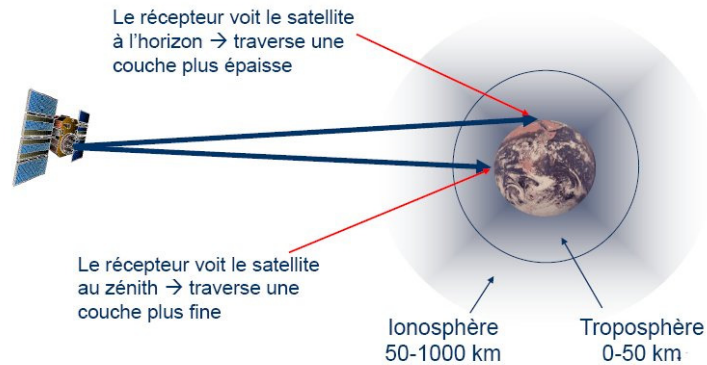


FIGURE 1.8 – Les signaux à travers l’atmosphère [2].

## L’ionosphère

L’ionosphère s’étend de 50 à 1000 km d’altitude et est composée d’électrons libres. La densité de ces électrons a un effet sur la propagation des ondes électromagnétiques. La traversée de l’ionosphère a un impact opposé sur le retard de code et le retard de phase. L’ionosphère est dispersive, c’est-à-dire que le retard induit est fonction de la fréquence du signal transmis. L’amplitude du retard ionosphérique peut s’écrire suivant l’équation (1.4) [2].

$$d_I = \frac{40,3.TEC}{f^2} \quad (1.4)$$

Avec  $TEC$ , Total Electron Content qui représente l’intégrale de la densité d’électrons sur le trajet satellite-récepteur.

L’activité solaire influence l’activité ionosphérique. Le retard ionosphérique est maximum au milieu de la journée (14h) et minimum au milieu de la nuit. L’activité ionosphérique est généralement plus importante dans les régions tropicales. Le retard dû à l’ionosphère est en moyenne d’environ 7 mètres pour un satellite au zénith. Un signal venant de l’horizon aura un retard ionosphérique environ 3 fois supérieur à celui d’un satellite au zénith. L’effet ionosphérique est difficile à modéliser. Un modèle (Klobuchar) est transmis dans le message de navigation GPS. Il permet de compenser environ 50% du retard. Le retard ionosphérique est corrélé dans le temps (varie lentement) et dans l’espace (2 récepteurs proches regardant un même satellite verront des retards ionosphériques similaires). Le temps de corrélation moyen est d’environ 3 heures. La zone géographique de corrélation moyenne est de 1000 km.

### Élimination du retard ionosphérique

Comme la relation entre retard ionosphérique et fréquence porteuse est connue, cela signifie que l'utilisation de deux mesures de temps de propagation à deux fréquences différentes permet d'avoir une estimation du retard ionosphérique (c'est la seule erreur de mesure dispersive). Le retard ionosphérique peut être éliminé grâce à l'équation (1.5)[2].

$$cd_I^{L_1} = \frac{f_{L_2}^2(P_{L_1}^i(k) - P_{L_2}^i(k))}{(f_{L_2}^2 - f_{L_1}^2)} \quad (1.5)$$

$cd_I^{L_1}$  est le retard ionosphérique à la fréquence  $L_1$ ,  $f_{L_j}$  est la fréquence de la bande  $L_j$  et  $P_{L_j}^i(k)$  est la mesure de code à partir des signaux  $L_j$ . Par exemple, pour le GPS les fréquences sont  $f_{L_1} = 1,575GHz$  et  $f_{L_2} = 1,226GHz$ .

### La troposphère

Elle s'étend jusqu'à une altitude d'environ 10 km. C'est un milieu non-dispersif et affecte donc les signaux transmis à différentes fréquences de la même manière. Le retard troposphérique peut se décomposer en deux parties :

- un retard dû à la composante sèche de la troposphère (relativement facile à modéliser),
- un retard dû à la composante humide de la troposphère (plutôt difficile à modéliser).

Le retard troposphérique dépend essentiellement de la pression, de l'humidité relative et de la température.

Il est donc utile d'avoir des récepteurs bi-fréquences afin d'éliminer l'erreur due à l'ionosphère. Il n'est en revanche pas pertinent de créer des récepteurs larges bandes car couvrir une bande plus large que celle nécessaire entraîne un surcoût de traitement du signal afin d'éliminer le bruit supplémentaire créé par les bandes non désirées.

#### 1.2.4 Les trajets multiples

Les trajets multiples sont dus à la réflexion ou la diffraction du signal émis par les satellites sur des objets à proximité de la trajectoire du signal [6].



Pour les multi-trajets réfléchis, nous distinguons :

- les multi-trajets spéculaires qui représentent des réflexions sur de grandes surfaces planes. Ils suivent les lois de Descartes. La perte de puissance lors de la réflexion est généralement faible mais dépend de la composition de l'obstacle.
- Les multi-trajets diffus qui représentent des réflexions sur des surfaces rugueuses. Le signal est alors réfléchi dans de nombreuses directions et ainsi a souvent une puissance plus faible dans une direction donnée.

Pour les multi-trajets diffractés, ce sont des signaux qui heurtent une arête de surface puis se propagent vers l'antenne. La réception du signal direct va permettre de mesurer la distance entre le satellite et le récepteur. Un multi-trajet est toujours retardé par rapport au trajet direct. Les réflexions modifient la polarisation de l'onde reçue par l'antenne récepteur. Au niveau de l'antenne il va donc y avoir un mélange entre le signal direct et le signal retardé, atténué et déphasé. Il se peut que dans certains cas le signal direct soit très atténué et que le signal le plus fort soit le multi-trajets.

L'effet des multi-trajets peut être limité en choisissant d'une part un diagramme de rayonnement d'antenne de réception qui élimine les ondes incidentes rasantes (angle d'élévation entre 0 et  $5^\circ$ ) et d'autre part une polarisation circulaire pour les angles d'élévations faibles.

### 1.2.5 Les interférences

Il peut y avoir une grande quantité d'interférences reçues en même temps que le signal utile. Les interférences sont caractérisées en général par leur puissance, leur largeur de bande et leur caractère pulsé ou continu. Leur impact sur la réception est très dépendant de leurs caractéristiques. On distingue en général les interférences inter- ou intra-système GNSS des autres interférences.

Comme pour les trajets multiples, un diagramme d'antenne limitant le niveau des élévations basses permet de rejeter toutes les interférences provenant du sol.

Nous venons de décrire toutes les causes qui peuvent occasionner des retards sur le signal à travers le canal de propagation. Voyons maintenant comment ce signal est récupéré par les récepteurs.

### 1.3. Le récepteur

---

Après avoir traversé le canal de propagation, le signal arrive sur le bloc récepteur. De ce bloc récepteur nous nous intéressons à la tête HF et encore plus précisément à l'antenne réceptrice. Son but est de fournir des échantillons numériques du signal aussi propres que possible au bloc de traitement du signal. Pour ceci ses fonctions sont :

- la sélection du signal utile,
- le filtrage des interférences hors bande,
- la réduction des interférences,
- l'amplification du signal,
- la descente en fréquence du signal,
- l'échantillonnage et identification du signal.

La tête HF est présentée sur la Figure 1.9.

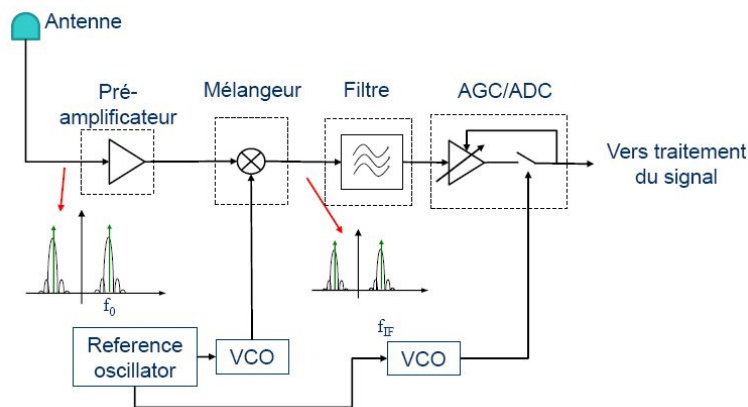


FIGURE 1.9 – Détails de la tête HF [2].

### 1.4. L'antenne réceptrice

---

Les antennes des récepteurs GNSS sont développées pour une intégration maximale. Ainsi leur taille, leur poids et leur coût sont réduits au maximum. Le choix d'antennes minces minimisant ces paramètres est alors pertinent. Elles seront donc détaillées dans le chapitre suivant sur la miniaturisation d'antenne. De ce qui a été présenté précédemment, plusieurs caractéristiques peuvent être dégagées sur l'an-

tenne en elle-même :

- la sélectivité : l'antenne doit limiter la puissance des interférences entrantes hors-bande utile (filtre spectral) d'où l'intérêt d'antennes à bande étroite ou multibandes pour des antennes multifréquences (les antennes large bande sont donc à éviter à moins qu'elles soient associées à un dispositif de filtrage, ie spirale sur SHI),
- le gain de l'antenne est idéal s'il est constant pour tous les satellites au-dessus d'un angle d'élévation donné (antenne omnidirectionnelle),
- le gain doit être faible pour des élévations faibles ou négatives afin de rejeter les multi-trajets et les interférences,
- la polarisation doit être RHCP pour les élévations faibles et LHCP faible derrière l'antenne.

### Gain de l'antenne

Les gains typiques d'une antenne GNSS sont faibles pour les élévations basses, comme indiqué sur la Figure 1.10. Pour les antennes petites, nous avons un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et nous ne contrôlons pas le gain pour les élévations faibles.

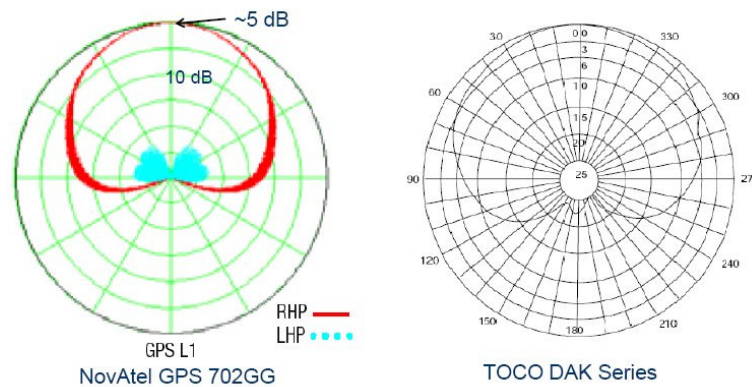


FIGURE 1.10 – Diagramme commun d'antennes réceptrices. [7]

## Positionnement précis

Le positionnement à l'aide de la mesure de phase est plus précis que celui basé sur la mesure de code mais il faut alors estimer l'ambiguïté. La résolution d'ambiguïté est améliorée en utilisant des mesures bi-fréquences [8].

## Mesures bi-fréquences

Avec les deux types de positionnement précis suivants, les mesures bi-fréquences sont un atout :

- le PPP (Precise Point Positioning)[9]. Avec le PPP nous pouvons nous positionner précisément à l'aide d'un seul récepteur et d'éphémérides précises disponibles gratuitement [10]. Les perturbations dues à l'ionosphère sont éliminées à l'aide d'une combinaison d'observations bi-fréquences (l'erreur n'étant pas la même sur les deux fréquences elle peut être éliminée par simple différenciation ; ceci est détaillé dans la section 1.2.3). Pour cette technique, le bi-fréquences est indispensable .
- Le RTK (Real-Time Kinematic) [11]. Le principe est ici d'utiliser deux stations proches pour éliminer les erreurs (qui sont les mêmes pour deux stations proches -moins de 10 km-) par simple différenciation. Dans cette technique, le bi-fréquences n'est pas indispensable mais il permet d'allonger la distance entre les deux stations (jusqu'à 50-60 km) et de raccourcir le temps de convergence vers une position centimétrique (de quelques minutes en mono-fréquence à quelques secondes en bi-fréquences).

## Choix des deux bandes de fréquence

La bande principale pour le positionnement gratuit est la bande autour de la fréquence 1,575GHz (L1 GPS, E1 GALILEO). Cette bande sera donc toujours une des deux bandes choisies pour les mesures bi-fréquences. D'un point de vue uniquement GPS, la deuxième bande généralement choisie est la bande L2, autour de 1,228GHz ; cette bande a des caractéristiques très proches de la bande L1 (bande-passante, niveau de bruit, type de modulation QPSK). En revanche aucune autre constellation ne fonctionne sur cette bande, aucune interopérabilité n'est donc envisageable avec le choix de ces deux bandes. Si l'interopérabilité est souhaitée, une option au vu de la Figure 1.2 est une combinaison GALILEO/GPS. La deuxième bande choisie sera alors L5 pour le GPS qui correspond à E5a pour Galiléo, donc une bande autour de 1,176GHz. Cette bande est cependant plus large en bande-passante

que celle autour de 1,575GHz et n'a pas le même type de modulation (BPSK), le traitement des données qu'elle fournit est donc plus compliqué et plus gourmand en temps et capacité de calcul. Il faudra donc faire un choix entre interopérabilité et simplicité de traitement des données. Pour les antennes mutli-fréquences une antenne multibande ou large bande avec un dispositif de filtrage est préférée à une antenne large bande seule afin de minimiser les interférences et alléger le traitement de filtrage spectral. D'autre part, le GNSS étant en constante évolution de nouvelles bandes de fréquences peuvent devenir très utiles dans les années futures [12]. Les bandes choisies ici sont celles actuellement disponibles. Il faudra cependant que l'antenne conçue soit adaptable à d'éventuels changements fréquentiels.

## 1.5. Cahier des charges GNSS "idéal" pour une antenne

---

Le but de cette thèse est de réaliser une antenne miniature pour une application GNSS. Comme nous venons de définir précisément l'application visée et aussi les contraintes sur la conception des antennes des récepteurs associés à cette application, le cahier des charges idéal pour l'antenne à réaliser peut maintenant être défini. Deux cahier des charges sont présentés ici :

- l'un pour une antenne mono-fréquence, Tableau 1.4,
- l'autre pour une antenne bi-fréquences, Tableau 1.5.

Deux antennes vont être réalisées. La première sera mono-fréquence et la deuxième bi-fréquences. Suite à la discussion de la section 1.4, sur le choix des deux bandes de fréquences, nous choisissons de réaliser une antenne sur les bandes L1 et L5 du GPS, permettant l'interopérabilité avec Galiléo.

	Première bande
Fréquence centrale	1575,42 MHz
Bande-passante minimale	2 MHz (max 20 MHz)
Polarisation	RHCP *
Diagramme	quasi-omnidirectionnel (voir ligne suivante)
Ouverture du diagramme	160 °
Efficacité	100 %
Gain	Maximal si antenne passive
Impédance d'entrée	50 $\Omega$

(\*)RHCP : Right Hand Circular Polarization, polarisation circulaire droite.

TABLE 1.4 – Cahier des charges d'une antenne mono-fréquence idéale.

Maintenant que nous avons le cahier des charges de l'antenne à réaliser. Nous regardons comment réaliser une antenne de taille réduite et nous étudions donc la miniaturisation d'antennes.

	Première bande	Seconde bande
Fréquence centrale	1175,47 MHz	1575,42 MHz
Bande-passante minimale	20MHz	2 MHz (Max 24 MHz)
Polarisation	RHCP*	RHCP*
Diagramme	quasi-omnidirectionnel	quasi-omnidirectionnel
Ouverture du diagramme	160 °	160 °
Efficacité	100 %	100 %
Gain	Maximal si antenne passive	Maximal si antenne passive
Impédance d'entrée	50 Ω	50 Ω
Centre de phase	confondu	

(\*)RHCP : Right Hand Circular Polarization, polarisation circulaire droite.

TABLE 1.5 – Cahier des charges d'une antenne bi-fréquences idéale.

## LA MINIATURISATION D'ANTENNES

### 2.1. Introduction et définition

---

Ces quarantes dernières années, grâce aux avancées en termes d'encombrement sur les semi-conducteurs, tous les appareils électroniques grand public sont devenus plus compacts, plus légers, plus transportables. Un des exemples les plus parlants est celui des téléphones portables. Le premier d'entre eux a été commercialisé en 1983 par Motorola et au cours des deux dernières décennies sa taille a sensiblement réduit comme présenté sur la Figure 2.1.

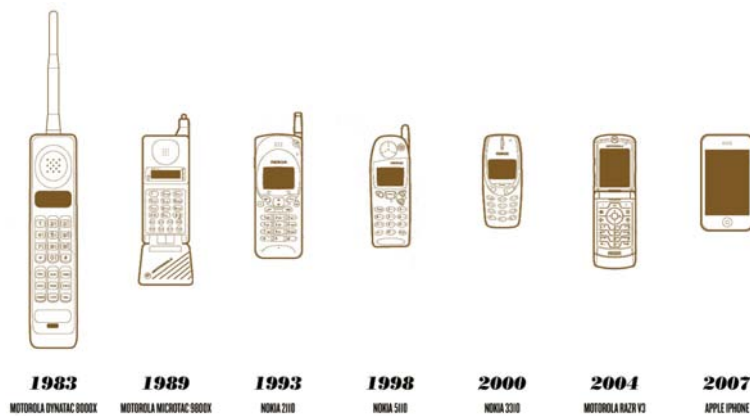


FIGURE 2.1 – Évolution des téléphones portables au cours de ces 20 dernières années.

Rien n'échappe à cette frénésie de la miniaturisation, et pour suivre la tendance, les parties radiofréquences ainsi que les antennes présentes dans les appareils grand public ont dû elles aussi réduire leur encombrement.

La miniaturisation d'antennes est donc un sujet déjà très largement étudié et

nous donnons dans ce chapitre un bref aperçu de ce qui existe dans la littérature. Commençons par introduire quelques notions importantes.

### 2.1.1 Taille des antennes

Il est toujours pertinent d'exprimer la taille d'une antenne par rapport à la longueur d'onde ( $\lambda$ ) associée à sa fréquence de fonctionnement. Pour définir la limite du domaine des antennes électriquement petites, il est nécessaire de commencer par la définition de la sphère de Chu. La sphère de Chu est la sphère contenant l'intégralité de l'antenne, elle est définie par son rayon  $a$ , comme dans la Figure 2.2.

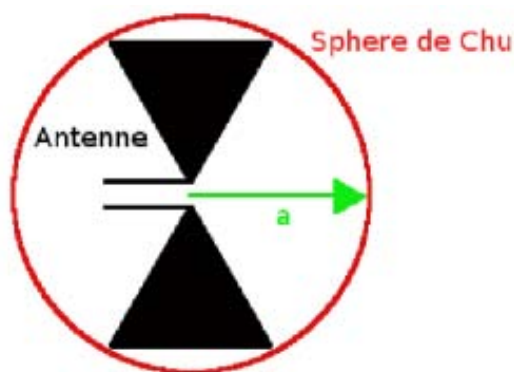


FIGURE 2.2 – Sphère de Chu d'une antenne.

C'est la multiplication de ce rayon  $a$  par le nombre d'onde  $k$  ( $\frac{2\pi}{\lambda}$ ) qui est le critère caractérisant les antennes miniatures. Pour la définition de miniaturisation, nous avons la définition de Wheeler [13] qui définit une antenne miniature comme étant une antenne dont le diamètre de la sphère de Chu ne dépasse pas  $\frac{\lambda}{2\pi}$ . Cette dimension est appelée radianlength. Une définition équivalente revient à dire qu'une antenne miniature est une antenne qui satisfait la condition :

$$ka < 0.5$$

La deuxième définition d'antenne miniature est donnée par Hansen [14], pour lequel la limite de la zone des antennes miniatures correspond à la limite entre le rayonnement en champ proche et lointain. Pour qu'une antenne soit miniature, il faut donc qu'elle soit incluse dans la radiansphere, c'est-à-dire la sphère qui a un rayon  $a$  égale



à la radianlength. Autrement dit :

$$ka < 1$$

### 2.1.2 Facteur de qualité

Que l'on choisisse l'une ou l'autre des définitions, l'enjeu de la miniaturisation est de réduire la taille de l'antenne tout en gardant ses caractéristiques électromagnétiques optimales (bande passante et gain). Le critère limitant va être le facteur de qualité et par conséquent la bande passante (le facteur de qualité est inversement proportionnel à la bande passante), et qu'il existe un facteur de qualité limite pour une taille d'antenne donnée. Le facteur de qualité d'une antenne est un paramètre intrinsèque à l'antenne qui est défini [15] comme dans l'équation (2.1)

$$Q = \frac{2\omega_0 \max(W_E, W_M)}{P_A} \quad (2.1)$$

Où  $W_E$  et  $W_M$  sont les quantités moyenne (en temps) d'énergie stockée respectivement électriques et magnétiques, et  $P_A$  est la puissance reçue par l'antenne.

### 2.1.3 Facteur de miniaturisation

Le facteur de miniaturisation (FM) est défini par le rapport de la grandeur caractéristique de l'antenne miniaturisée ( $L_{miniat}$ ) par rapport à celle de l'antenne en espace libre ( $L_{esplib}$ ) pour une fréquence fixe (la fréquence du mode résonant) (2.2).

$$FM = \frac{L_{miniat}}{L_{esplib}} \quad (2.2)$$

Nous exprimons cette valeur en %.

### 2.1.4 Taille du support d'antenne/plan métallique

Beaucoup de concepteurs d'antennes négligent la taille du plan de masse associé à l'antenne. Dans toute la suite de la thèse nous considérons que si l'utilisation du plan de masse est nécessaire au bon fonctionnement de l'antenne, celui-ci doit être pris en compte dans les dimensions de l'antenne.

## 2.2. Limites théoriques de la miniaturisation d'antennes

---

C'est Wheeler en 1947 [13] qui fut le premier à théoriser la miniaturisation antennaire. C'est lui aussi qui plus tard commença à se poser la question des limites de cette miniaturisation [16]. En approximant les antennes par un circuit RLC parallèle ou série, suivant leur mode de fonctionnement, il établit le lien entre les paramètres de l'antenne et ses propriétés radiatives grâce au Facteur de Puissance Rayonnée (FPR) (rapport entre la puissance rayonnée et la puissance réactive de l'antenne). Ainsi il fut le premier à comprendre que la diminution de la taille d'une antenne impliquait que sa bande passante avait une limite fondamentale. Le FPR a un lien direct avec le volume de l'antenne et il est en fait équivalent à l'inverse du facteur de qualité  $Q$ , donc est équivalent à la bande passante des antennes miniatures.

La théorie de Wheeler bien que posant les premiers jalons de la miniaturisation antennaire était valable uniquement pour des antennes extrêmement petites. Il ne prenait en effet pas compte des modes sphériques rayonnés des antennes dont la taille était plus importante mais toujours miniature.

Les travaux de Chu qui suivent cette voie [17] proposent quant à eux en 1948 de trouver le facteur de qualité minimum d'une antenne omni-directionnelle comprise à l'intérieure de la sphère de Chu (Figure 2.2). Pour ceci il étudie les modes sphériques (il décompose le champ rayonné en une somme de modes sphériques) qui faisaient justement défaut dans la théorie de Wheeler. Il exprime alors ces modes par des schémas électriques équivalents. Bien que ces travaux se limitent à un type d'antenne omnidirectionnelle très particulier, sa contribution est la base de nombreux travaux par la suite.

L'expression du minimum de facteur de qualité de Chu a été reprise notamment par Hansen en 1981 qui simplifie ces expressions [14]. En reconsidérant par la suite les champs rayonnés des antennes comme étant une combinaison de modes TE et TM, et en se basant toujours sur l'expression de chacun des modes par un circuit

électrique équivalent, Harrington [15] repoussa la limite du facteur de qualité fixée par Chu en considérant une antenne rayonnant dans les deux types de modes TE et TM.

D'autres études portant sur un calcul du facteur de qualité basé sur un calcul exact des champs fait par Collin et Rotschild [18] ou encore par Fante [19] apportent d'autres solutions à la limite du facteur de qualité.

Mc Lean en 1996, voulu trouver une méthode de calcul qui mettrait tout le monde d'accord, paliant les manques de celles de Wheeler et Chu et en accord avec celle de Collin et Rotschild. Il réétudia donc avec Foltz [20] la technique utilisée par Chu et leurs conclusions renforcèrent la théorie selon laquelle le facteur de qualité est inversement proportionnel à la taille de l'antenne.

De nombreux autres travaux plus récents [21][22][23][24][25][26] se sont évertués à réaffiner le calcul de la limite minimale de  $Q$ . De tous ces travaux récents, ceux de Best et Yaghjian [27] ont donné l'expression du facteur de qualité à partir des équations de Maxwell et surtout l'expression de  $Q$  en fonction de l'impédance d'entrée de l'antenne (2.3).

$$Q(\omega) \approx \frac{\omega}{2R_A(\omega)} \sqrt{(R'_A(\omega))^2 + (X'_A(\omega) + \frac{|X_A(\omega)|}{\omega})^2} \quad (2.3)$$

Avec l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_A(\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega)$ .

Et relie la bande passante (BP) au facteur de qualité en fonction du ROS (le rapport d'onde stationnaire) (2.4) ce qui permet d'évaluer très rapidement la bande passante d'une petite antenne de taille et de ROS donnés.

$$BP = \frac{(ka)^3}{1 + (ka)^2} \frac{ROS - 1}{\sqrt{ROS}} \quad (2.4)$$

La limitation du facteur de qualité d'une antenne miniature a été largement étudiée et reste un sujet ouvert. La limite du facteur de qualité minimal ( $Q_{min}$ ) établie par Chu et Wheeler reste néanmoins valide et présente un cas idéal inatteignable. La limite théorique retenue est alors (2.5).

$$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (2.5)$$

Pour une petite antenne en mode TE ou TM.

Cela permet de comparer les performances de l'antenne en terme de bande passante par rapport à un cas idéal. Les différentes définitions tirées des théories de la section précédente sont données en résumé dans le tableau 2.1 [28]

Un autre résultat important est de considérer gain et bande passante inter-dépendants. De plus, nous notons qu'un effet de la miniaturisation est la réduction de l'efficacité de l'antenne. Bien que toutes les questions sur les limites des antennes miniatures n'aient pas encore été totalement résolues, nous avons désormais une meilleure compréhension de leur fonctionnement et nous connaissons les techniques adéquates à la miniaturisation d'antennes.

## 2.3. Les techniques de miniaturisation des antennes

---

Maintenant que l'on a vu la limite théorique de miniaturisation, nous allons voir quelles sont les techniques que l'on peut utiliser pour miniaturiser une antenne donnée. Pour comprendre comment miniaturiser une antenne, il faut d'abord comprendre comment elle fonctionne. Le propre d'une petite antenne passive est d'avoir une fréquence de résonance et de rayonner à cette fréquence de résonance. Grâce au théorème d'équivalence [29], les propriétés de rayonnement d'une antenne peuvent être déduites du calcul de rayonnement de la distribution de courants équivalents électrique et magnétique associée au mode résonant considéré. Un aspect essentiel de la miniaturisation est de conserver les propriétés de l'antenne (diagramme, impédance, polarisation). Les éléments associés à l'antenne (circuit, câble d'alimentation) doivent être également considérés dans la conception de l'antenne s'ils participent au rayonnement. Les courants équivalents associés au mode résonant de l'antenne peuvent être modélisés soit par des méthodes analytiques pour des cas simples (antenne filaire, cornet) soit par des méthodes numériques (résolution numérique des équations de Maxwell). En tous cas, ces courants sont la clef du rayonnement et donc la clef de la miniaturisation. C'est en jouant sur ces courants, ou plus précisément sur le trajet, la vitesse ou la réflexion de ces courants qu'une antenne va pouvoir être miniaturisée.

Les techniques de miniaturisation peuvent être classées suivant deux grandes familles :

- La miniaturisation par structuration

– La miniaturisation par modification du substrat

Chacun de ces deux principes est développé dans ce chapitre dans les grandes lignes et détaillé ultérieurement dans des chapitres indépendants (Chapitre 3 pour le premier principe et Chapitres 4, 5 et 6 pour le second).

D'une manière générale, les petites antennes sont résonantes. Elles exploitent la résonance d'un mode EM de la structure correctement excitée. Ces antennes sont alors modélisées à partir de circuit électrique équivalent (CEE) RLC série ou parallèle. Le principe de miniaturisation appliqué à ce modèle consiste à renforcer la capacité et/ou l'inductance équivalente correspondant au mode propre de la structure sans exciter les modes d'ordres supérieurs afin d'ajuster la longueur électrique associée au rayonnement. Tout mode supérieur excité sera le siège de courants équivalents qui participent au rayonnement de l'antenne, modifiant ses caractéristiques. S'ils ne sont pas rayonnants ils dégraderont de toute manière la bande passante ; c'est pour ça que nous ne voulons pas les exciter. La longueur électrique d'une antenne est (2.6) :

$$L_{eq} = L_{physique}\eta \quad (2.6)$$

Avec  $L_{physique}$  la longueur physique de l'antenne et  $\eta = \sqrt{\varepsilon_r\mu_r}$  l'indice du milieu sur lequel est fabriquée l'antenne. Par la suite ce milieu est appelé substrat.

D'un autre point de vue, les petites antennes peuvent être considérées comme des guides d'ondes (ligne de transmission) dans lesquels nous avons une discontinuité spatiale (conditions aux limites) qui crée une résonance qui favorise le rayonnement désiré. De ce point de vue le milieu propagatif peut être considéré par ses constantes diélectriques (permittivité et perméabilité) et sa vitesse de phase en est déduite . Le principe de miniaturisation appliqué à ce modèle consiste à réduire la vitesse de phase pour réduire la longueur physique de l'antenne siège du mode résonant désiré. Nous parlons alors d'antenne à onde lente.

Selon le type d'antenne à étudier nous pouvons utiliser l'un ou l'autre des modèles suivant la connaissance des paramètres résonateurs. Ces techniques visent à modifier les paramètres électriques du mode résonant. Le premier modèle est en général mieux adapté à la miniaturisation par structuration ; dans ce cas le FM reste faible. Tandis que le deuxième modèle servira pour des antennes miniaturisées par l'ajout de matériaux constituant l'antenne. Dans ces cas-ci le FM peut être élevé.

Les conclusions du chapitre 2 et notamment des auteurs de [14] et [30] s'accordent sur le fait que pour améliorer les performances des antennes miniatures il faut remplir au maximum le volume de la sphère de Chu. Certaines techniques présentées

ici utilisent ceci pour améliorer la miniaturisation.

### 2.3.1 Miniaturisation par structuration

La structuration d'antennes consiste à travailler un des paramètres physiques de l'antenne afin de réduire sa taille tout en conservant le mode propre et sans exciter de modes supérieurs. La forme de l'antenne est changée. Par conséquent les courants parcourant celle-ci subissent une modification. Par cette technique nous cherchons à augmenter la longueur électrique de l'antenne et/ou nous essayons d'optimiser au maximum l'occupation de l'antenne dans le volume de la sphère de Chu afin d'améliorer la miniaturisation. Cette technique de miniaturisation est de loin la plus utilisée, et il y a par conséquent une grande variété de structuration possible. Une description de chacune de ces techniques qui se veut la plus complète possible est faite dans cette section.

#### Ajout de fentes ou d'entailles

Cette technique est utilisée pour la miniaturisation d'antennes planaires. Cette technique consiste à placer des fentes dans les parties métalliques de l'antenne planaire. Les courants qui circulent d'un bout à l'autre de ces parties métalliques seront donc bloqués par les fentes et pour les contourner devront emprunter un chemin plus long que celui sans les fentes, comme présenté sur la Figure 2.3

La longueur électrique est donc augmentée ainsi que la capacité et l'inductance de l'antenne. Ainsi, pour faire simple, une fente est équivalente à une capacité, et une ligne à une inductance. L'antenne est alors miniaturisée. Des études ont été faites sur l'influence de la taille des fentes dans la réduction de taille [31] ou encore sur la forme de ces fentes [32] : il apparaît que plus une fente est grande plus la fréquence de résonance diminuera et que si les fentes s'adaptent correctement à la forme de l'antenne planaire, sa taille peut être réduite d'environ 30 %. Des fentes peuvent aussi être faites dans le plan de masse pour réduire la taille de l'antenne [33]. L'inconvénient de cette technique comme pour la technique suivante est l'augmentation du facteur de qualité et par conséquent la diminution de la bande passante de l'antenne.

#### Méandres

Les méandres sont une succession de courbures. Ce sont l'équivalent d'inductances localisées. Cette technique permet d'augmenter la longueur électrique d'une ligne, tout en gardant le même sens global des courants rayonnants. Comme présenté sur la Figure 2.4, un dipôle avec des méandres aura une fréquence de résonance plus

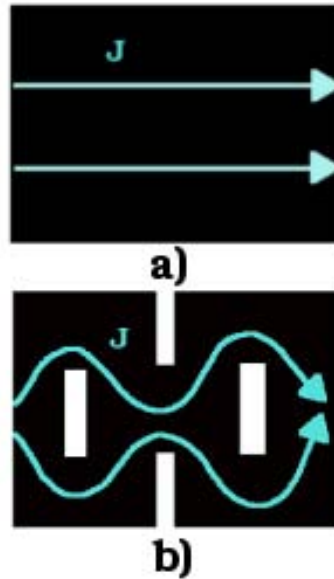


FIGURE 2.3 – Exemple des courants dans une antenne a) sans fente b) avec des fentes et des entailles.

basse qu'un dipôle sans méandre de la même dimension.



FIGURE 2.4 – Exemple de méandres appliqués à un dipôle.

Une antenne méandre très populaire est celle proposée par Nakano [34]. D'autres auteurs [35] et [36] ont montré que la forme, la période et le nombre de méandres jouent sur les performances des antennes (bande-passante, polarisation, résistance de rayonnement). Ils observent ce qui a déjà été expliqué dans le Chapitre 2, c'est-à-dire que plus l'antenne est miniaturisée, plus son facteur de qualité est fort et par conséquent plus sa bande passante est étroite.

Le principal inconvénient de ce type de miniaturisation est l'augmentation des pertes métalliques et par conséquent la diminution de l'efficacité de l'antenne.

### Corrugation

La corrugation est le plissement périodique de quelque chose (méandres en 3D). Donc comme pour les méandres, cette technique augmentera la longueur électrique

de l'antenne mais en jouant sur un autre plan que celui de l'antenne, comme présenté sur la Figure 2.5.

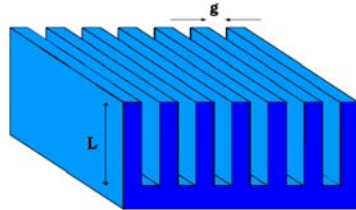


FIGURE 2.5 – Exemple de surface corruguée ( $g$  espacement entre les crêteaux et  $L$  longueur des crêteaux).

Cette technique est par exemple utilisée par Lee et al [37] pour réaliser une antenne patch circulaire miniature. Comme pour les méandres ou les fractales, cette technique a l'inconvénient de créer beaucoup de pertes (diminution de l'efficacité de l'antenne). De plus l'ajout d'une autre dimension complique fortement la fabrication.

#### Ajout de composants discrets

La déformation de certaines parties de l'antenne revient donc à réaliser des capacités et des inductances localisées. L'idée ici est la même mais à l'aide de composants localisés. Ainsi en ajoutant des inductances sur une ligne sa longueur électrique est augmentée sans jouer sur sa longueur physique (idem pour des capacités dans les fentes).

Un exemple de capacités localisées est l'interdigitation. L'interdigitation est l'engrènement de replis. Comme pour les méandres, le but est d'augmenter les surfaces en vis à vis en ajoutant des aspérités comme des crêteaux, comme sur la Figure 2.6.

Cette technique permet d'augmenter la capacité de vis à vis sans souder d'éléments. L'inconvénient de l'ajout de composants discrets est l'augmentation du facteur de qualité et par conséquent la diminution de la bande passante de telles antennes.

#### Repliement et courbure

Les repliements et les courbures sont très utilisés pour la miniaturisation d'antennes. En faisant attention à ne pas créer de courants destructifs entre eux, si une antenne est courbée ou repliée, les courants parcourent les mêmes distances mais pour



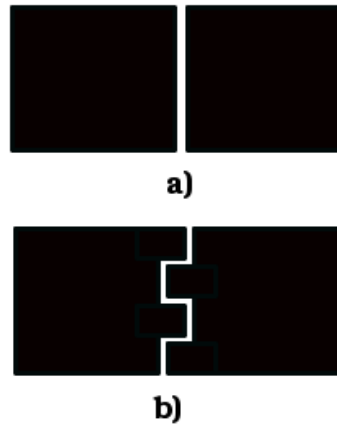


FIGURE 2.6 – Interdigitation pour la fabrication de capacités a)capacités en vis à vis sans interdigitation b) avec interdigitation.

des encombrements moindres en optimisant le volume de la sphère de Chu. Cette technique est particulièrement utilisée sur les dipôles. Ceci est valable en 3D, comme présenté sur la Figure 2.7, ou planairement comme sur la Figure 2.8. Une antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna)[38] filaire peut être vue comme un monopôle replié.

#### Courbes de remplissage

Une autre technique pour optimiser le remplissage de la sphère de Chu, toujours à base de courbes, consiste à remplir une surface plane par un enchevêtrement de courbes. Cette technique a notamment été étudiée par Hilbert [39] et Peano [40] qui sont tous deux des mathématiciens et qui ont défini deux types de ces courbes, comme présenté sur les Figure 2.9 et Figure 2.10.

Il paraît encore une fois évident qu’une telle technique augmente la longueur électrique pour une dimension donnée et diminue ainsi la fréquence de résonance de l’antenne structurée. Ces réflexions ont mené à l’utilisation d’une forme particulière de courbes de remplissage en l’électromagnétisme : les fractales.

#### Fractales

Les fractales sont des formes mathématiques fragmentées [41]. Les formes fractales qui étaient à la base un outil mathématique ont été assez récemment utilisées pour la conception d’antennes. Un des grands intérêts de ces formes est l’utilisation de leur facteur d’échelle pour augmenter la bande passante de l’antenne. Une dérivée

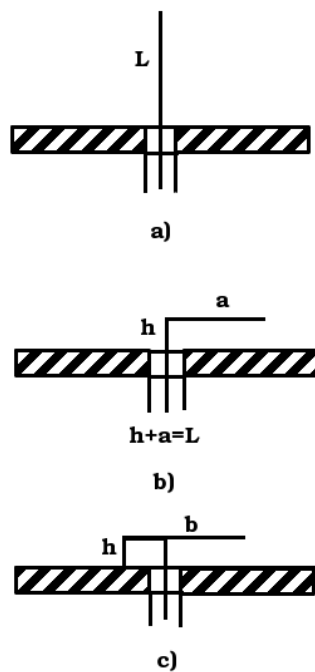


FIGURE 2.7 – Repliection d'un monopole au-dessus d'un plan métallique a) monopôle b) monopôle replié (ILA) c) PIFA.

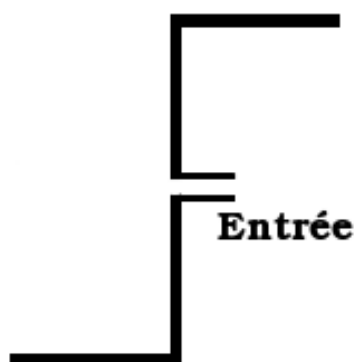


FIGURE 2.8 – Repliection d'un dipôle planaire.

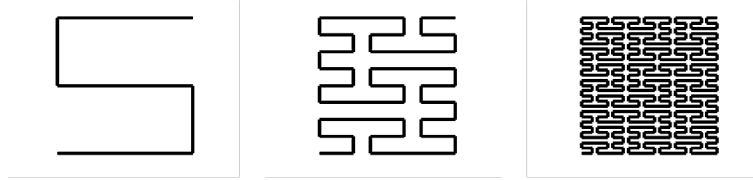


FIGURE 2.9 – Courbe de Peano.

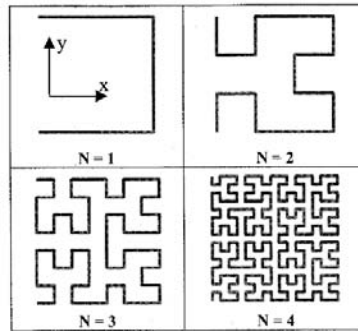


FIGURE 2.10 – Courbe de Hilbert.

de leur propriété géométrique est l'augmentation de la longueur électrique de l'antenne en optimisant l'occupation de la sphère de Chu. Ces formes géométriques sont générées de manière itératives, comme présenté sur la Figure 2.11.

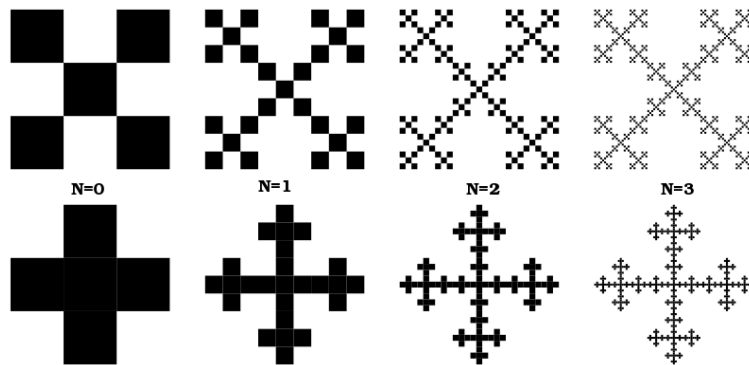


FIGURE 2.11 – Exemple de fractales avec 3 itérations.

Au fur et à mesure des itérations la forme globale présente de plus en plus de détails et a donc une longueur électrique qui augmente. La répétition d'un motif à des échelles différentes est propice à la création d'antennes uiltibandes. Des études comparatives sur les différents types de fractales [42] et sur la comparaison méan-

dres/fractales [43] montrent que plus il y a d'itérations ou de méandres et plus il y a de pertes et un affaiblissement de la résistance de rayonnement. Elles montrent aussi qu'un degré d'itération élevé ne correspondra pas forcément à une fréquence de résonance plus basse. En effet si la taille du motif créé par la  $n$ -ième itération est bien inférieur à la longueur d'onde ( $\lambda$ ) du mode résonant de l'antenne, les courants à  $\lambda$  ne verront pas les plus petits motifs. Il n'est donc pas nécessaire d'avoir un nombre d'itération élevé.

### Antennes Volumétriques

Une antenne ayant besoin des mêmes dimensions pour fonctionner, si une dimension est ajoutée à l'antenne, l'encombrement de l'antenne est alors moindre dans le plan de départ et l'occupation de la sphère de Chu est optimisée. Par exemple, si une antenne spirale plane devient une antenne spirale volumétrique, l'encombrement dans le plan d'origine de l'antenne spirale plane est diminué en augmentant la hauteur de l'antenne, comme présenté sur la Figure 2.12.

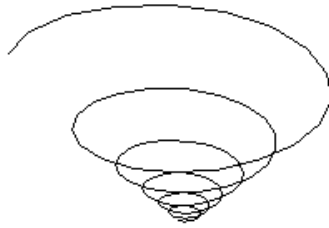


FIGURE 2.12 – Exemple d'antenne volumétrique, une spirale en 3D.

Il est cependant clair que cette technique diminue l'encombrement dans un seul plan, l'augmentant en revanche dans un autre. Cela augmente aussi la complexité de fabrication d'une antenne.

Nous avons ainsi eu un bon aperçu de toutes les techniques qui permettent de miniaturiser une antenne en jouant sur sa longueur électrique.

### **2.3.2 Miniaturisation par ondes lentes**

Une onde lente est une onde dont la vitesse de phase est inférieure à la vitesse de phase de la lumière (vitesse de phase d'une onde monochromatique dans le vide). La vitesse de phase dans le vide est aussi appelée célérité. La vitesse de phase est

définie par (2.7).

$$v_\phi = \frac{\omega}{k} \quad (2.7)$$

Avec la pulsation de l'onde  $\omega = 2\pi f$  ( $f$  fréquence de l'onde) et  $k$  le vecteur d'onde qui indique la propagation de l'onde. La norme de ce vecteur est appelée nombre d'onde celui-ci est égal à  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ .

Une variation de cette vitesse de phase aura une incidence directe sur la fréquence de l'onde associée et donc sur la miniaturisation de l'antenne. En effet, en transformant (2.6), (2.8) est obtenu :

$$L_{physique} = \frac{L_{eq}}{\eta} \quad (2.8)$$

En remplaçant  $\omega$  et  $k$  par leurs expressions en fonction de la longueur d'onde dans (2.7) nous obtenons (2.9) :

$$v_\phi = \frac{c}{\eta} \quad (2.9)$$

En remplaçant la valeur de  $\eta$  connue par (2.9) dans (2.8), nous avons :

$$L_{physique} = L_{eq} \frac{v_\phi}{c} \quad (2.10)$$

Pour par exemple un dipôle,  $L_{eq} = \lambda_0/2$  avec  $\lambda_0$  longueur d'onde en espace libre à la fréquence de résonance alors  $L_{physique} = \frac{\lambda_0}{2} \frac{v_\phi}{c}$

D'une manière générale, en diminuant la vitesse de phase  $v_\phi$  l'antenne est miniaturisée en créant une onde lente. Deux techniques permettent de créer des ondes lentes :

- L'utilisation de substrat dont la permittivité et la perméabilité vont diminuer la vitesse de phase,
- La structuration, ce qui est notamment fait pour les antennes hélices [44].

La création d'onde lente par structuration est détaillée dans le Chapitre 3 car elle constitue le principe de base de la première antenne miniature réalisée. Intéressons-nous maintenant à la miniaturisation par amélioration du substrat.

Les performances d'une antenne ainsi que sa fréquence de résonance sont donc dépendantes du substrat sur lequel elle est fabriquée. La vitesse de phase des courants dans l'antenne est proportionnelle à  $\eta = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$ . L'impédance du substrat est elle aussi proportionnelle à  $\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$ . A partir de ces relations nous constatons que la miniaturisation est possible en jouant sur les paramètres du substrat, sa permittivité  $\epsilon_r$

et sa perméabilité  $\mu_r$ . De nombreux matériaux ont donc été conçu pour permettre la miniaturisation d'antennes. Ces matériaux peuvent être classés en deux grandes catégories :

- Les matériaux naturels
- Les matériaux artificiels

### Matériaux naturels

Les matériaux naturels regroupent les matériaux diélectriques ou magnétodiélectriques disponibles dans la nature. C'est-à-dire des matériaux qui possèdent intrinsèquement des propriétés électromagnétiques particulières.

#### Matériaux diélectriques

Les matériaux dits "diélectriques" sont des matériaux avec de fortes permittivités  $\epsilon_r$ . En augmentant la permittivité d'un matériau nous allons permettre la miniaturisation de l'antenne fabriquée avec ce matériau, en créant une onde lente ( $v_\phi$  inversement proportionnel à  $\sqrt{\epsilon_r}$ ). Le FM dépend de l'épaisseur du substrat. Ainsi [45] montre que les effets de la miniaturisation diminuent pour un substrat dont l'épaisseur est supérieure à  $0,1\lambda$  et sont dérisoires pour des épaisseurs supérieures à  $0,2\lambda$ . Il montre aussi que pour des permittivités supérieures à 30 ou 40, les effets sur la miniaturisation diminuent. L'utilisation de matériaux à forte permittivité diélectrique a le gros inconvénient de réduire l'efficacité de l'antenne. Les pertes d'efficacité peuvent être compensées en augmentant l'épaisseur du substrat [46], ce qui est contradictoire avec ce qui précède. Il faudra donc trouver un compromis entre un bon FM et une efficacité d'antenne acceptable.

Un bon moyen pour avoir des matériaux à forte permittivité, pour des épaisseurs raisonnables est l'utilisation de céramiques [47]. Plus exactement de céramiques en polymère. Elles sont à la fois faciles à fabriquer, très bas coût et ont une tangente de pertes diélectriques assez faible. C'est un des matériaux phares pour la fabrication d'antennes microruban miniatures, cf section 2.4.1. Ces céramiques peuvent avoir des permittivités  $\epsilon_r$  comprises entre 2 et 30. Des poudres de céramiques plus complexes peuvent elles monter jusqu'à des permittivités de plusieurs centaines.

Le problème de tels matériaux est qu'aux basses fréquences ils sont lourds et coûteux et qu'aux fréquences hautes ils présentent beaucoup de pertes (diminution de l'efficacité de l'antenne).

#### Matériaux magnétiques

Les matériaux magnétodiélectriques, appelés couramment matériaux magnétiques, sont des matériaux à forte perméabilité  $\mu_r$ . Ces matériaux sont utilisés pour la miniaturisation, ils améliorent entre autres la bande passante et l'adaptation d'impédance. Le but de ces matériaux est d'approcher de très faibles valeurs de coefficient de réflexion afin de pouvoir rapprocher des antennes imprimées d'un plan réflecteur. Ceci sera plus détaillé dans la section 2.3.2. cependant des matériaux avec de fortes perméabilités ne sont pas réalistes et n'existent pas à l'état naturel. En pratique il existe des matériaux qui ont à la fois leur perméabilité et leur permittivité fortes et qui ont beaucoup de pertes. Et seules quelques ferrites sont commercialisées pour leur propriétés "magnétiques" mais ne sont utilisables que pour des fréquences en-dessous du GHz ; au-delà elles présentent des pertes qui les rendent inutilisables. D'une manière générale, les matériaux magnétiques que l'on peut trouver sont lourds et coûteux. C'est pour cela, entre autres, que les métamatériaux ont été développés.

## Les matériaux artificiels, les métamatériaux

Contrairement aux matériaux précédents, les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui vont au-delà des matériaux accessibles dans la nature. Ces matériaux n'ont pas des caractéristiques naturelles et c'est là leur intérêt. Ils ont un très large spectre d'applications et nous nous intéressons ici uniquement à celles qui servent le but de la miniaturisation d'antenne.

### Définition et historique

La base des métamatériaux et plus précisément de l'emploi de structures périodiques afin de changer les propriétés d'objets provient de l'optique. En 1915 Bragg reçut le prix Nobel de physique en récompense de son travail effectué sur la diffraction des rayons X par les cristaux. Le miroir qu'il développa (Figure 2.13) (succession de surfaces planes transparentes d'indices de réfraction différents) permet de réfléchir, grâce à des phénomènes d'interférences constructives, 99,5% de l'énergie incidente, ce qu'aucun autre miroir ne peut égaler.

Le premier à avoir eu l'idée d'appliquer ces méthodes à l'électromagnétisme est Veselago [48] en 1960. Dans son article il étudie l'effet de substrats ayant des permittivités et perméabilités négatives. Ce n'est qu'en 1987 que Yablonovitch [49] étendit le concept des miroirs de Bragg aux fréquences micro-ondes et ce pour des incidences quelconques. En 1991, il réalisa le premier cristal photonique artificiel [50] fonctionnant aux longueurs d'ondes centimétriques, le Yablonovite (Figure 2.14).

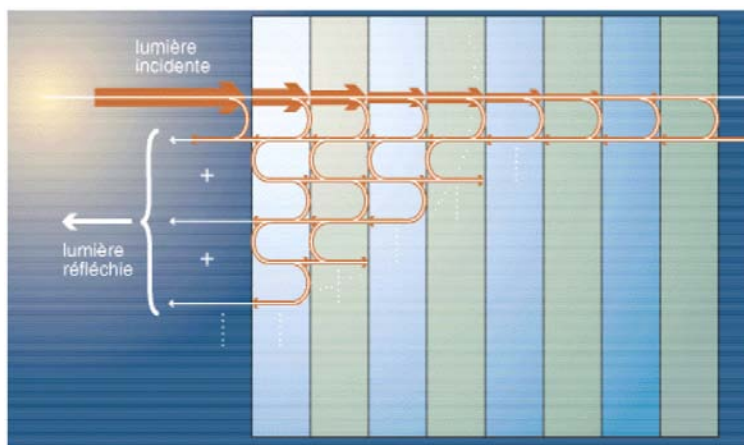


FIGURE 2.13 – Principe des miroirs de Bragg.

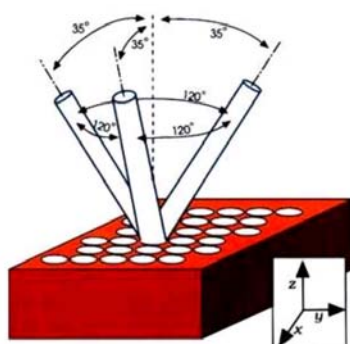


FIGURE 2.14 – Le Yablonovite.



En 1996 Sievenpiper [51] montra dans sa thèse la faisabilité de surfaces beaucoup moins complexes à réaliser que le Yablonovite, ayant des caractéristiques très particulières, empêchant notamment la propagation des courants dans certaines bandes de fréquence. Depuis, la recherche sur les métamatériaux n'a cessé de continuer. Le motif de Sievenpiper, le champignon (carré avec un via) est une référence et a par la suite été repris par d'autres afin d'améliorer ses performances [52] [53], et bien d'autres motifs ont été étudiés (à peu près toutes les croix présentant des symétries intéressantes (Jérusalem, Pharmacien, Svastika) ainsi que des motifs plus originaux [54], [55] et des motifs issus d'algorithmes génétiques [56]). Les différents motifs réalisent des capacités et des inductances et, suivant le modèle électrique équivalent réalisé, auront des propriétés différentes. Les formes de ces motifs sont donc déterminantes. Pour la miniaturisation d'antennes deux grands types de propriétés sont recherchés :

- Les matériaux à bande interdite (Bande Interdite Electrique (BIE)).
- Les matériaux à haute impédance (Surface Haute Impédance (SHI)).

Pour définir un métamatériau nous nous baserons sur la définition de Walser [57]. Pour lui, un métamatériau est un composite macroscopique ayant une architecture cellulaire réalisée par l'homme, en 3D, périodique, conçue pour produire une combinaison optimisée, ou non existante dans la nature, de deux ou plus réponses à une excitation spécifique.

#### Découplage et onde de surface indésirables

Les structures à bandes interdites aussi appelées BIE (Bande Interdite Electromagnétique) sont des matériaux artificiels périodiques. Ceux-ci bloquent la propagation d'onde d'électron pour des directions et des bandes de fréquences particulières [49]. Selon leur conception, les BIE bloquent la propagation dans une ou plusieurs directions pour une plus ou moins large bande de fréquences. Grâce à ces propriétés sur la propagation d'ondes les BIE sont beaucoup utilisés pour les radio fréquences. Pour la conception d'antennes, leur bande interdite est utilisée pour améliorer les performances de rayonnement en supprimant les ondes de surfaces indésirables et le couplage mutuel entre les antennes en réseau [58][59]. Cela permet une miniaturisation de l'encombrement des réseaux d'antennes et des tailles de substrat sans création d'effets de bord.

#### Plans réflecteurs

Lorsqu'une antenne est fabriquée, le rayonnement arrière peut être gênant. C'est pourquoi pour l'éviter soit le rayonnement arrière est absorbée (ce qui a comme inconvénient la perte de la moitié de l'énergie) soit des plans réflecteurs sont utilisés. Dans les bonnes conditions d'utilisation, ces plans permettent de ne pas avoir de

rayonnement arrière et aussi de doubler le gain de l'antenne dont le rayonnement est réfléchi. Ceci s'explique grâce au théorème des images. D'après ce théorème qui utilise les propriétés de symétrie et d'antisymétrie des champs et des sources :

- En présence d'un conducteur électrique parfait (CEP) et infini en  $z = 0$ , une source de courant électrique aura une image antisymétrique par rapport au plan  $z$  et une source de courant magnétique aura une image symétrique par rapport à ce même plan. Ceci signifie qu'à proximité d'un CEP le rayonnement dû à une source de courant électrique sera nul (rayonnement du courant image destructif par rapport à celui de la source). En revanche le rayonnement dû à une source magnétique sera renforcé (rayonnement du courant image constructif par rapport à celui de la source). Pour que le rayonnement du courant électrique image soit constructif il faudra qu'il soit en phase avec le courant électrique source. Pour ceci il faut placer le courant source à  $\lambda/4$  du plan CEP.
- Duale, en présence d'un conducteur magnétique parfait (CMP) et infini en  $z = 0$ , une source de courant magnétique aura une image antisymétrique par rapport au plan  $z$  et une source de courant électrique aura une image symétrique par rapport à ce même plan. Ceci signifie qu'à proximité d'un CMP le rayonnement dû à une source de courant magnétique sera nul (rayonnement du courant image destructif par rapport à celui de la source). En revanche le rayonnement dû à une source électrique sera renforcé (rayonnement du courant image constructif par rapport à celui de la source).

Ceci est illustré par la Figure 2.15

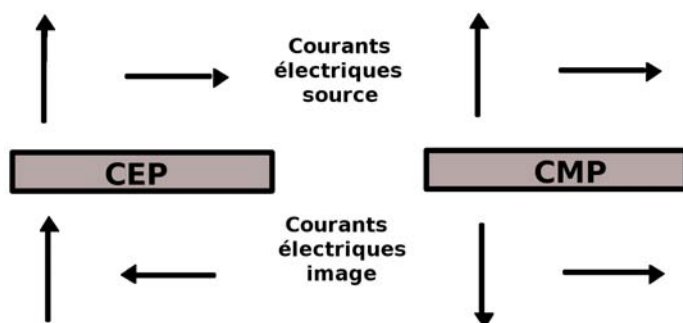


FIGURE 2.15 – Théorème des images pour les courants électriques.

Lorsqu'un élément rayonnant est placé à proximité d'un plan réflecteur les champs incidents et les champs réfléchis, qui par le théorème d'équivalence [29] sont associés à des courants équivalents, interagissent. L'interaction entre ces courants équivalents dépend de la nature du plan réflecteur et de la distance entre celui-ci et l'élément rayonnant. Pour un CEP, nous avons à l'interface, les champs électriques

normaux à la surface et les champs magnétiques tangentiels à celle-ci

$$\hat{n} \times \vec{E}_t = 0 \quad (2.11)$$

$$\hat{n} \times \vec{H}_t = \vec{J}_s \quad (2.12)$$

Avec  $\vec{J}_s$  la densité surfacique de courant électrique et  $\hat{n}$  le vecteur normal au plan réflecteur. Donc pour avoir des interférences constructives pour un plan CEP avec une source de courants électriques il faudra placer l'élément rayonnant à une distance de  $\lambda/4$ , ceci est illustré par la Figure 2.16.

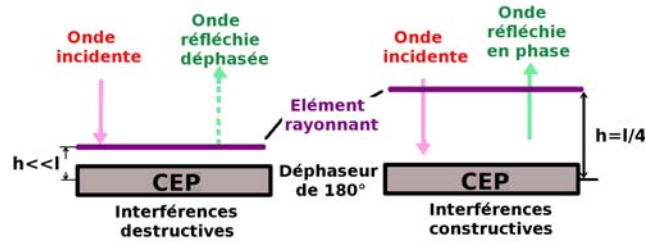


FIGURE 2.16 – Schéma d'un élément rayonnant (source de courants électriques) à proximité d'un CEP,  $l = \lambda$ .

Pour un CMP, nous avons, à l'interface, les champs magnétiques normaux à la surface et les champs électriques tangentiels à celle-ci

$$\hat{n} \times \vec{E}_t = -\vec{M}_s \quad (2.13)$$

$$\hat{n} \times \vec{H}_t = 0 \quad (2.14)$$

Avec  $\vec{M}_s$  la densité surfacique de courant magnétique. Donc pour avoir des interférences constructives pour un plan CMP avec une source de courants électriques il faudra placer l'élément rayonnant dans le plan du CMP, ceci est illustré par la Figure 2.17.

Le problème est que les CMP n'existent pas dans la nature. Grâce aux méta-matériaux des surfaces périodiques peuvent être utilisées pour approcher des CMP, ces surfaces sont appelées Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA). Un CMA a un coefficient de réflexion égal à 1 et ne déphase pas les courants électriques dans une certaine bande de fréquences.

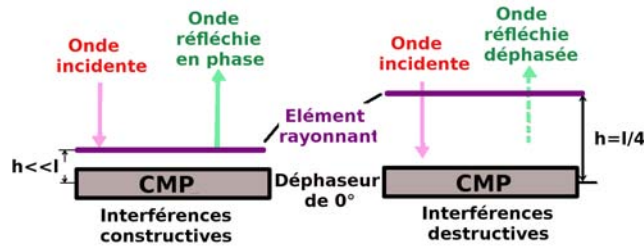


FIGURE 2.17 – Schéma d'un élément rayonnant (source de courants électriques) à proximité d'un CMP,  $l = \lambda$ .

En imprimant des motifs métalliques sur une surface nous pouvons notamment jouer sur l'impédance de celle-ci et ainsi changer les propriétés des ondes de surface. Les expressions respectives de l'impédance de surface et du coefficient de réflexion dans le cas d'une incidence normale et pour une onde plane sont telles que :

$$Z_s = \frac{E_t}{H_t} \quad (2.15)$$

$$\Gamma = \frac{Z_s - \eta_0}{Z_s + \eta_0} \quad (2.16)$$

avec  $\eta_0$  l'impédance du vide. Donc pour avoir un coefficient de réflexion égal à 1 et un comportement semblable à un CMA, il faut construire une surface dont l'impédance de surface est bien supérieure à celle du vide. De telles surfaces sont appelées Surfaces Haute Impédance (SHI) et réalisent des CMA pour des bandes de fréquences limitées.

Les BIE peuvent être utilisés comme des SHI, ils ramènent des réflexions en phase pour les fréquences de leurs bandes interdites [60][52][61]. Mais des surfaces périodiques non BIE peuvent aussi assurer une haute impédance. Une telle structure a été conçue et réalisée pour la miniaturisation d'une antenne spirale dans le Chapitre 6. Dans ce chapitre, une étude complète des méthodes d'analyse des surfaces périodiques ainsi que la conception et la réalisation de la structure et de l'antenne associée sont détaillées.

## 2.4. Antenne GNSS miniature

---

Pour satisfaire le cahier des charges défini dans le chapitre précédent, les technologies utilisées varient selon le fonctionnement mono-fréquence ou bi-fréquences du

récepteur souhaité.

### 2.4.1 Les antennes mono-fréquence

Dans cette partie nous décrivons le fonctionnement des antennes GNSS miniatures du commerce qui ont attiré notre attention.

#### Les dipôles

Les dipôles sont sûrement les antennes les plus simples à réaliser avec les antennes microruban. Elles sont donc à très bas coût. Les antennes appelées couramment dipôle sont des dipôles demi-onde. Un modèle est de les considérer comme des lignes bifilaires quart d'onde en circuit ouvert dont la forme a été modifiée afin d'améliorer le rayonnement. Les courants qui ne peuvent rayonner (car opposés dans chacun des fils) quand les fils sont en parallèle, gardent leur répartition lorsque les fils sont placés l'un au-dessus de l'autre. La répartition de courant est de la forme :

$$I = I_0 \cos \frac{2\pi}{\lambda} z \quad (2.17)$$

Les champs rayonnés sont donc de la forme :

$$E_\theta = jI_0 \frac{\eta_0}{2\pi} \frac{\cos \pi/2 \cos \theta}{\sin \theta} \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (2.18)$$

$$H_\theta = jI_0 \frac{1}{2\pi} \frac{\cos \pi/2 \cos \theta}{\sin \theta} \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (2.19)$$

L'impédance d'entrée du dipôle est de  $73\Omega$ , le gain maximum est de 2,14 dB et le diagramme de rayonnement est en  $1,64 \left( \frac{\cos \pi/2 \cos \theta}{\sin \theta} \right)^2$  ce qui donne une forme de tore. Le principe du dipôle filaire peut être appliqué à des structures planaires sans modifier ses caractéristiques de rayonnement. La forme et l'épaisseur du dipôle changent son impédance d'entrée. La seule difficulté de la conception d'une telle antenne réside dans son alimentation. En effet pour fonctionner correctement un dipôle doit avoir des courants antisymétriques, c'est-à-dire que les courants doivent être déphasés de  $180^\circ$  au centre des brins (point d'alimentation). Le câble d'alimentation étant déséquilibré, il faut placer un balun (**balanced to unbalanced**) entre l'alimentation et l'entrée du dipôle afin d'équilibrer l'excitation. Les spécificités de fonctionnement et de conception des baluns seront développées en temps voulu.

La miniaturisation des dipôles est très répandue, ils peuvent notamment être repliés, courbés, méandrés comme cela a été vu dans la section 2.3.1 ou placés à proximité de plans réflecteurs. Ici un dipôle large imprimé est simulé pour avoir un exemple des performances de telles antennes, le Tableau 2.2 regroupe ces performances.

### Les patches céramiques

Aujourd'hui dans les récepteurs vendus au grand public, une antenne patch sur céramique est utilisée pour la réception des données satellitaires. Les sociétés Argo [62] ou Taoglas [63] commercialisent ce genre d'antennes. Un patch est une cavité résonante. Ce type d'antennes permet une grande intégration à l'intérieur du récepteur et aussi un très bas coût dû à sa simplicité de fabrication (technologie des circuits imprimés). Ces antennes sont constituées d'une impression métallique de taille limitée -pastille- (le plus couramment carrée ou rectangulaire mais aussi des disques) sur la couche supérieure d'un diélectrique. La couche inférieure est quant à elle entièrement métallisée comme présenté sur la Figure 2.18.

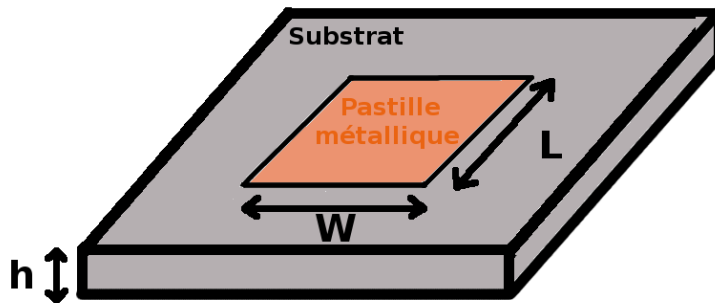


FIGURE 2.18 – Antenne microruban ou patch.

Les caractéristiques de cette antenne sont déterminées par les dimensions de la pastille métallique imprimée. Pour une pastille rectangulaire, ses dimensions sont données par [30] ainsi nous avons (2.20) et (2.21) :

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.20)$$

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \sqrt{\varepsilon_{reff}}} - 2\Delta_L \quad (2.21)$$

avec :

$$\varepsilon_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}$$

$$\frac{\Delta_L}{h} = 0,412 \frac{(\varepsilon_{\text{reff}} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{\text{reff}} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)}$$

$$L_{\text{eff}} = L + 2 \Delta_L$$

et

$$f_{\text{res}} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.22)$$

avec  $f_r$  la fréquence de résonance du patch,  $\mu_0$  la perméabilité du vide,  $\varepsilon_0$  la permittivité du vide,  $\varepsilon_r$  la permittivité du substrat,  $\varepsilon_{\text{reff}}$  la permittivité effective du substrat et  $L_{\text{eff}}$  la longueur effective du patch.

Cette antenne suivant la taille du plan métallique imprimé au dos du diélectrique a peu ou pas de rayonnement arrière, ce qui permet une très bonne intégration de l'antenne dans les récepteurs. Par conséquent le diagramme de rayonnement de cette antenne est une demi-sphère plus ou moins directive suivant les paramètres de conception ( $W$ ,  $L$ ,  $h$ ,  $\varepsilon_r$ ). Par un couplage de modes une polarisation circulaire peut être créée avec ce type d'antennes.

Sans rentrer plus dans les détails du fonctionnement de ce type d'antennes, nous constatons que les caractéristiques du diélectrique ( $\varepsilon_r$ ) sur lequel est réalisée l'antenne sont très importantes. Les antennes GPS commerciales sont réalisées sur de la céramique qui, cela a été vu dans la section 2.3.2, permet la miniaturisation de l'antenne, Figure 2.19.



FIGURE 2.19 – Patch céramique GPS du commerce.

Les principaux inconvénients de ces antennes sont leur bande passante très étroite et leur poids. Cependant leurs gros avantages est leur facilité de fabrication, leur coût et surtout leur faible encombrement (au minimum de l'ordre de  $\lambda/4$ ). Cependant pour une antenne sans rayonnement arrière le plan métallique doit être suffisamment grand.

Pour les besoins de la thèse, une antenne de ce type a été simulée avec un logiciel commercial utilisant la méthode des éléments finis (HFSS). Ses performances sont données dans le Tableau 2.3.

### L'antenne Quadri-filaire

L'antenne quadri-filaire proposée par la société Sarantel [64], comme présenté sur la figure 2.20, est la réunion de quatre éléments hélicoïdaux. Par divers moyens pour miniaturiser l'antenne (antenne sur céramique, ajout de fentes dans l'élément rayonnant) chaque hélice a, à la fréquence de résonance de l'antenne, une longueur électrique égale à une moitié de longueur d'onde.



FIGURE 2.20 – Antenne quadri-filaire Sarantel.

Le fonctionnement complet d'une hélice sera décrit dans la Partie 3 de cette thèse. Nous traiterons ici uniquement des spécifications utiles à la comparaison de cette antenne avec les autres du commerce. Ainsi le rayonnement de cette antenne est une sphère dans l'hémisphère supérieur de l'antenne (en tenant l'antenne à la verticale) et elle est en polarisation RHCP.

Cette antenne n'a pas besoin de plan de masse pour fonctionner et a son balun intégré ; cependant elle est assez sensible à son environnement. Et c'est pour ça et parce qu'elle est de dimension supérieure ( $10 \times 10 \times 18 \text{mm}^3$  pour la plus petite SL1200 [64]) au patch que le patch lui est préféré pour l'implémentation dans les récepteurs grands publics.

Nous pouvons citer comme autres travaux entrepris pour la miniaturisation d'antenne hélice [65] et [66].



## Autres antennes

D'autres antennes ont attiré notre attention de par leur petite taille [67], cf Figure 2.21.

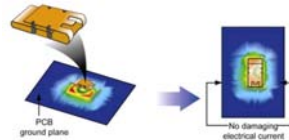


FIGURE 2.21 – Excitateur miniature.

Si le fonctionnement de ce type d'antennes est étudié plus attentivement, nous constatons que cette antenne a absolument besoin d'être montée sur un plan métallique de  $40 \times 80 \text{ mm}^2$  pour pouvoir fonctionner correctement. De plus, suivant la position de l'antenne sur ce plan métallique, le diagramme de rayonnement change. Il semble donc que le plan métallique rayonne et l'antenne ne sert ici que d'excitateur.

Les performances de cette antenne sont tout à fait appréciables, cependant étant donné qu'il faut un plan métallique de  $40 \times 80 \text{ mm}^2$  pour le fonctionnement, elle est trop grosse comparé aux antennes précédentes.

### 2.4.2 Les antennes large bande et multibandes : définition et état de l'art

Pour créer des antennes GNSS multibandes, deux choix s'offrent à nous :

- utiliser plusieurs éléments résonants chacun à une des fréquences visées,
- utiliser un seul élément large bande.

Une antenne est considérée comme large bande lorsque sa bande passante est supérieure à 20%. Elle peut aussi être considérée comme large bande si sa bande est supérieure à une octave ou encore à une décade ; cela dépend du critère choisi.

La bande passante est la région pour laquelle les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne sont stables. Ses propriétés portent sur l'adaptation ou le rayonnement. La bande passante d'adaptation correspond à la région en fréquence où l'énergie reçue par l'antenne est transmise le plus efficacement au dispositif situé derrière l'antenne. Dans toute la suite de cette thèse une bonne adaptation se traduira par un coefficient de réflexion inférieur à  $-10 \text{ dB}$  ( $\text{ROS} < 2$ ). La bande passante de rayonnement correspond à la région en fréquence où soit le gain atteint une certaine valeur, soit le rapport axial (qui traduit la pureté de la polarisation) est en-dessous

d'un certain niveau (0,5), soit il n'y a pas de lobes secondaires de rayonnement.

La définition du rapport axial sera donnée dans le Chapitre 6.

Que ce soit pour la bande passante d'adaptation ou de rayonnement, celles-ci peuvent être exprimées comme (2.23) :

$$BP = \frac{2(f_{max} - f_{min})}{f_{max} + f_{min}} \quad (2.23)$$

Avec  $f_{max}$  et  $f_{min}$  les bornes minimale et maximale de la région recherchée suivant les critères définis auparavant.

La bande passante s'exprime en pourcentage par rapport à la fréquence centrale de l'antenne étudiée. Cependant elle peut aussi être exprimée de manière absolue (2.24) alors :

$$BP = \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right) : 1 \quad (2.24)$$

Les recherches menées sur les antennes large bande depuis 90 ans visent à fabriquer des antennes ayant des bandes passantes de l'ordre de la décade et bien plus. Ainsi les antennes large bande peuvent être :

- des antennes résonantes dont la diminution du facteur de qualité permet une augmentation de la bande passante. Le facteur de qualité est diminué soit par l'ajout d'inductance ou de capacité [68], soit par l'ajout de pertes sous forme de résistance ou en jouant sur le substrat de l'antenne ; ceci au détriment de l'efficacité (théorème de Bode-Fano).
- des antennes composées de plusieurs résonateurs proches en fréquence. Nous pouvons citer comme antennes utilisant ce principe les antennes fractales, comme les triangles de Sierpinski [69] ou les structures de Koch [70]. Ces antennes présentent cependant des fortes pertes d'excitation.
- des antennes à ondes progressives. Ce sont soit des antennes qui utilisent les discontinuités d'une ligne de transmission pour rayonner mais qui ont un gain faible, soit des ouvertures progressives qui permettent un passage progressif de l'impédance de la ligne à celle de l'espace libre. Nous pouvons citer l'antenne cornet ou biconique [71] ou encore, pour des antennes planaires, l'antenne papillon ou l'antenne Vivaldi [72]. Cependant ce type d'antennes sera difficilement miniaturisable.
- des antennes indépendantes de la fréquence. D'après [73] si la forme d'une antenne peut être définie uniquement par des angles, cette antenne est alors indépendante de la fréquence. La fréquence basse de l'antenne dépendra

de sa taille et sa fréquence haute de la précision de sa réalisation. Nous pouvons citer pour ce type d'antennes, les antennes log-périodiques [74], les spirales logarithmiques planaires ou coniques [75], les spirales d'archimède [76] utilisant le théorème de Babinet [30].

Pour les antennes planaires dans le plan d'impression, les multi-résonateurs peuvent être miniaturisés en miniaturisant chacun des résonateurs avec les techniques déjà énoncées dans cet état de l'art et les antennes fractales sont quant à elles déjà optimisées en encombrement. Ceci est un résumé très succinct des techniques d'élargissement de la bande passante pour les antennes. Seules les antennes indépendantes de la fréquence sont capables d'atteindre de très large bande, cela dépendra de la taille de l'antenne et de son balun. Ainsi la bande passante nécessaire à la couverture de toutes les fréquences GNSS, 40%, pourra être réalisée par ce type d'antennes.

### **Antenne Multibande par couplage d'éléments résonants pour antenne miniaturisée**

Pour ce genre d'antennes il faut pouvoir coupler deux résonateurs pour qu'ils fonctionnent chacun dans sa bande de fréquence sans que leur influence détruise le rayonnement de l'autre. Nous cherchons donc à coupler des résonateurs ayant des bandes de fréquences assez étroites pour des bandes assez éloignées. Pour les exemples donnés ici les deux bandes réalisées par les résonateurs sont d'assez faibles bande passante pour pouvoir réaliser les fréquences L1 et L2 du GPS qui sont assez proches.

#### Multirésonateurs

Les deux réalisations suivantes consistent à insérer des fentes dans des antennes classiques (respectivement un patch carré et un patch circulaire). L'insertion de ces fentes permet à la fois une miniaturisation des antennes et la création du bi-bandes.

La première antenne [77] est un patch carré dans lequel sont évidées des flèches, comme présenté sur la Figure 2.22. L'antenne fonctionne dans les bandes L1 et L2 du GPS. Les dimensions finales de l'antenne sont de  $22 \times 22 \times 2,54 \text{ mm}^3$  pour une antenne imprimée sur un substrat avec une permittivité  $\varepsilon_r = 9,8$ . Les bandes passantes réalisées pour les deux fréquences L1 et L2 du GPS sont très étroites et font environ 4 MHz pour L1 et plus de 1MHz pour L2. Elles satisfont donc juste les spécifications GPS.

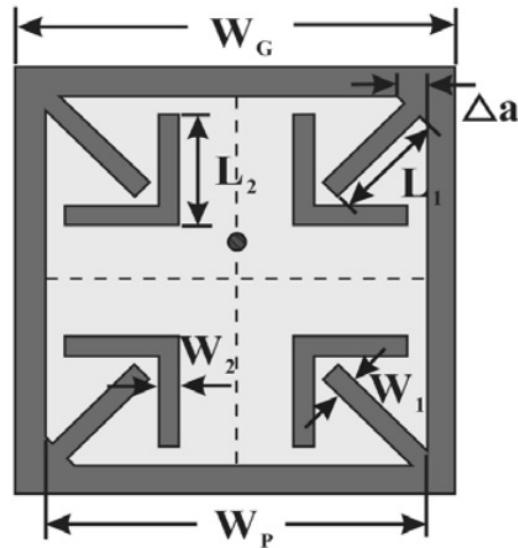


FIGURE 2.22 – Antenne patch carré avec des fentes en flèche.

La deuxième antenne [78] est un patch circulaire avec quatre fentes en spirale, comme présenté sur la Figure 2.23. Afin que le patch soit en polarisation RHCP deux modes du patch sont excités par un coupleur de Wilkinson. Les dimensions de l'élément seul réalisés sont de  $24 \times 24 \times 10 \text{ mm}^3$ . Et ses performances remplissent les spécifications GPS pour les bandes L1 et L2.

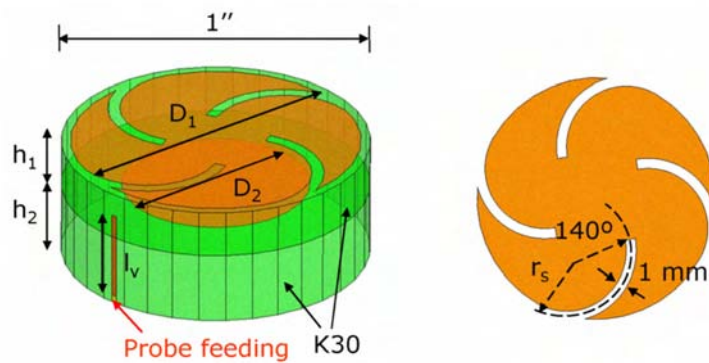


FIGURE 2.23 – Antenne patch circulaire avec des fentes.

Les antennes réalisées restent des antennes de taille non négligeable même après miniaturisation.

### Les antennes à trappes

Pour la création de dispositifs multibandes, il est aussi possible d'utiliser des antennes avec des trappes. Les trappes, qui sont soit des filtres passe-bande soit des filtres coupe-bande, permettent d'interdire la propagation des courants dans certaines parties de l'antenne pour une fréquence donnée. Par exemple pour un dipôle, une longueur  $l_1$  détermine la première bande de fréquence et une longueur  $l_2$  la deuxième ( $l_2 > l_1$ ), cf Figure 2.24.

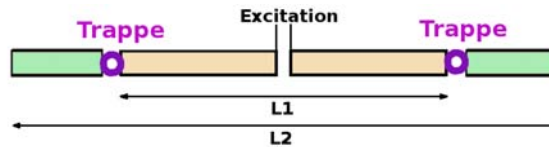


FIGURE 2.24 – Schéma d'une antenne dipôle à trappes.

Si un seul dipôle de longueur  $l_2$  est conçu en plaçant une trappe à la distance  $l_1$ , un dipôle bi-bandes sera réalisé à condition que la trappe crée un circuit ouvert à la fréquence  $l_1$ . Des antennes de forme plus complexes ont ainsi été réalisées et fonctionnent pour des applications GNSS [79], cf Figure 2.25.

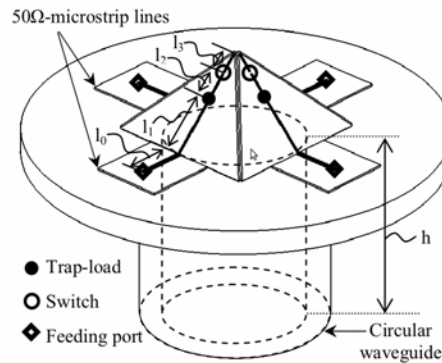


FIGURE 2.25 – Antenne pyramidale à trappes.

### Les excitateurs multibandes

Comme pour les antennes mono-bande il existe aussi dans le cas des antennes multibandes, des excitateurs multibandes qui excitent un plan métallique [80]. Comme précédemment, ces antennes fonctionnent uniquement grâce à la présence du plan métallique. Parmi ces excitateurs multibandes nous pouvons par exemple trou-

ver des antennes PIFA avec des fentes pour créer le multibandes, cf Figure 2.26.

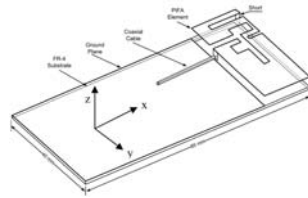


FIGURE 2.26 – Exemple d'excitateur multibandes.

### Les antennes large bande

La société Novatel [7] commercialise des antennes GNSS compactes et certaines d'entre elles sont conçues pour fonctionner pour plusieurs bandes de fréquences GPS. Ainsi l'antenne GPS 704x (Figure 2.27) fonctionne sur une bande de 1,15GHz à 1,65GHz. Ses dimensions sont de  $18,5 \times 18,5 \times 69 \text{ mm}^3$ . Elle offre un gain amplifié de respectivement 14, 11 et 11 dB pour les trois bandes L1, L2 et L5. Elle est en polarisation RHCP pour les deux bandes et son diagramme de rayonnement est une sphère dans l'hémisphère supérieure de l'antenne quand celle-ci est à plat.



FIGURE 2.27 – Antenne Novatel

Au vu de la forme de l'antenne sous son radôme (Figure 2.28), cette antenne peut être considérée comme une sorte de spirale ayant subi des modifications pour augmenter ses performances.

D'autres types d'antennes existent dans la littérature comme celle développée par Volakis [81] qui est une spirale hélicoïdale, cf Figure 2.29.

La miniaturisation d'antennes large bande avec un plan réflecteur



FIGURE 2.28 – Antenne Novatel sans son radôme.

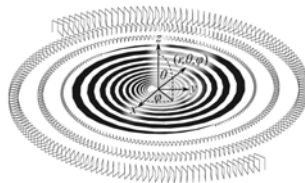


FIGURE 2.29 – Antenne spirale hélicoïdale.

Une dernière miniaturisation est possible, une miniaturisation en épaisseur ; ceci, nous l'avons vu précédemment, est possible par l'utilisation de surfaces périodiques. De précédents travaux sur ce sujet ont soit utilisé des surfaces absorbantes avec des éléments réactifs [82][83] ce qui a pour effet de dégrader les performances des antennes, soit des CMA [84][56] pour la miniaturisation en épaisseur d'antennes large bande. Sachant qu'en théorie la bande passante de l'association de l'antenne et de la SHI est la plus petite bande des deux éléments, pour créer une antenne multibandes miniaturisée en hauteur grâce à une SHI, deux options s'offrent à nous :

- l'utilisation d'une antenne multibandes sur une SHI large bande ou multibandes,
- l'utilisation d'une antenne large bande sur une SHI multibandes.

Les SHI étant des dispositifs à faible bande passante, seule une SHI multibandes permettra de couvrir les deux bandes du cahier des charges défini précédemment. La deuxième antenne miniature que nous réalisons se base donc sur ce principe. Une antenne multibandes GNSS est conçue par l'association d'une antenne et d'une SHI multibandes.

Pour respecter le cahier des charges il faut faire attention à ce que la polarisation du système complet soit circulaire droite.

Dans le Chapitre 5, différents types d'antennes sont placés au-dessus de la SHI multibandes, d'abord des dipôles afin de vérifier les performances de la SHI conçue en simulation et aussi afin de la régler. Les effets du couplage entre les deux éléments sont étudiés et notre étude est adaptée en conséquence. L'étude du rayonnement du

système et de la SHI en particulier s'en suit. Puis pour atteindre un fonctionnement en accord avec les spécifications (en polarisation circulaire), des antennes à bande étroite et large bande en polarisation circulaire sont placées sur la SHI (Chapitre 6).

## 2.5. Conclusions

---

De toutes les techniques de miniaturisation étudiées ici, deux ont été retenues pour les réalisations de cette thèse.

Pour la première en mono-bande, nous utilisons une méthode de miniaturisation par ondes lentes. Cette technique miniaturise toutes les dimensions de l'antenne et ne présente en théorie pas d'inconvénients majeurs. Une antenne hélice est utilisée pour créer les ondes lentes. Tous les détails liés à cette réalisation sont donnés dans le chapitre suivant.

Pour la deuxième réalisation multibandes, une SHI est utilisée pour miniaturiser une antenne large bande. Cette technique a pour but de miniaturiser le dispositif complet en épaisseur. Comme évoqué précédemment, différents type d'antennes sont utilisés pour l'étude du système et pour que celui-ci soit en accord avec les spécifications du cahier des charges. Tous les détails de cette réalisation sont donnés dans les Chapitres 5 et 6.



Minimum Q	Référence	Remarques
$\frac{1}{(ka)^3}$	Wheeler [13]	Pour une antenne extrêmement petite RLC série, rayonnant un mode $TE_{10}$
$\frac{1}{2(ka)^3}$	Wheeler [13]	Pour une antenne extrêmement petite RLC série, rayonnant les modes $TE_{10}$ et $TM_{10}$
$\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3}$	Mac Lean [20]	Un mode TM ou TE rayonne
$\frac{1}{2} \left( \frac{2}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right)$	Mac Lean [20]	Les modes TM et TE rayonnent
$\frac{1.5}{(ka)^3}$	Thal [25]	La distribution des courants surfaciques dans la sphère de Chu rayonne selon le mode TM
$\frac{3}{(ka)^3}$	Thal [25]	La distribution des courants surfaciques dans la sphère de Chu rayonne selon le mode TE
$\frac{1}{(ka)^3}$	Thal [25]	La distribution des courants surfaciques dans la sphère de Chu rayonne selon les modes TE et TM
$\frac{G}{\eta} \frac{1}{2(ka)^3}$	Gustafsson et al. [26]	$G$ = Gain de l'antenne, $\eta$ = efficacité d'absorption de l'antenne, l'antenne est composée uniquement de métal (CEP)*

\* CEP= Conducteur Electrique Parfait

TABLE 2.1 – Limites du facteur de qualité Q suivant les différentes théories.

	Dipôle planaire simulé
Permittivité du substrat	1
Dimensions WxLxh	144x12x0,2 mm <sup>3</sup>
Bande passante	200 MHz
Efficacité	95%
Gain	3 dB
Directivité	3 dBi
Polarisation	Rectiligne
FM	75%

TABLE 2.2 – Performances d'un dipôle planaire.

	Patch céramique simulé
Permittivité du substrat	50
Dimension WxLxh	18x18x4,2 mm <sup>3</sup>
Bande passante	5 MHz
Efficacité	87%
Gain	3,6 dB
Directivité	4,2 dBi
Polarisation	Rectiligne pour cette simulation
FM	14%

Simulation effectuée avec un plan métallique de 50x50mm.

TABLE 2.3 – Performances d'un patch céramique du commerce.



# LA MINIATURISATION PAR ONDES LENTES

Le chapitre développé ici regroupe les travaux effectués sur une première antenne miniature. Ils ont été réalisés lors de la première année de thèse. Nous nous basons sur les spécifications d'une antenne monofréquence GNSS afin de développer cette antenne miniature. La fréquence à laquelle l'antenne doit fonctionner est donc celle de la bande L1 du GPS, 1,1575GHz. Nous appelons l'antenne développée dans ce chapitre Antenne Hybride Compacte ou AHC. Une première section énonce les principes théoriques qui seront utilisés tout au long de ce chapitre. Une deuxième section détaille la conception de l'antenne : les résultats analytiques, ensuite les simulations, puis nous finirons par les mesures. Une dernière section de ce chapitre s'attardera sur les intérêts et les limites de l'antenne réalisée et nous comparons les performances de celle-ci par rapport à une antenne commerciale. En conclusion de ce chapitre, nous aurons un bref aperçu d'autres travaux qui découlent de ce travail et nous conclurons sur les performances de l'antenne par rapport aux spécifications demandées.

## 3.1. Principes théoriques

---

La diminution de la taille des antennes a pour effet de concentrer les champs électromagnétiques dans la structure rayonnante que constitue l'antenne. Comme décrit dans l'état de l'art sur la miniaturisation, au regard des articles de référence de Chu, Wheeler et Mac Lean [17][13][20], il existe une limite liant le facteur de qualité  $Q$  à la taille de la sphère dans laquelle est contenue l'antenne (3.1). C'est une

expression simplifiée de  $a$  en supposant que  $ka < 1$ .

$$a = \frac{1}{k\sqrt[3]{Q}} \quad (3.1)$$

Avec  $k$  le nombre d'onde et  $a$  le rayon minimal de la sphère contenant toutes les parties actives de l'antenne (en particulier les parties métalliques sur lesquelles les densités de courant électriques ne sont pas négligeables ne peuvent pas être exclues de cette sphère ; ceci conduit à inclure dans les parties actives une partie du plan métallique).

Plus la taille de l'antenne diminue, plus le facteur de qualité associé croît fortement et la bande passante de l'antenne se réduit considérablement. Dans le même temps, les pertes dans l'antenne augmentent et par conséquent l'efficacité diminue. Il faut donc trouver, pour une antenne donnée, un compromis entre sa taille, sa bande passante et son efficacité. Nous présentons ici une antenne associant un résonateur miniaturisé par onde lente (hélice) et une plaque métallique.

### 3.1.1 Les antennes Hélices

Les antennes hélices peuvent être le lieu d'ondes lentes et être miniaturisées par cette technique.

#### Fonctionnement

Une antenne hélice est une succession de boucles reliées entre elles, comme présenté sur la Figure 3.1.

Les paramètres constitutifs d'une hélice sont sa circonférence  $C$ , la longueur d'un tour d'hélice  $L$ , l'espacement des spires  $S$ , le nombre de spires  $n$  et l'angle des spires  $\alpha$ . Cet angle est défini sur la Figure 3.2.

$$\text{avec } \alpha = \arcsin \frac{\sqrt{L^2 - C^2}}{L}.$$

Ces différents paramètres vont déterminer le mode rayonnant de l'antenne. D'après [85], la circonférence  $C$  de l'hélice sera le facteur le plus déterminant pour l'excitation de l'un ou l'autre des modes, ainsi :

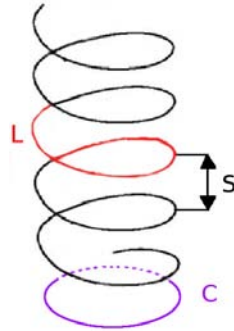
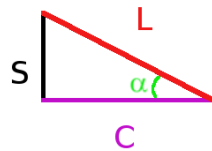


FIGURE 3.1 – Vue d'une hélice en 3D.

FIGURE 3.2 – Définition de l'angle alpha  $\alpha$ .

- pour  $C \ll \lambda$  et  $L \ll \lambda$  ( $\lambda = \eta\lambda_0$  la longueur d'onde dans l'hélice avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide et  $\eta = \sqrt{\epsilon_r\mu_r}$  l'indice du milieu) et quel que soit le nombre de spires de l'hélice, le mode transverse c'est-à-dire le mode  $T_0$  de l'hélice sera excité. La répartition des courants magnétiques équivalents dans l'antenne est indiquée sur la Figure 3.3.

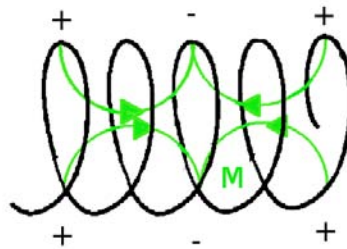


FIGURE 3.3 – Mode transverse de l'antenne hélice.

- pour  $C \approx \lambda$  et pour plus d'une spire, le mode longitudinal c'est-à-dire le mode  $T_1$  de l'hélice sera excité. La répartition des courants magnétiques équivalents dans l'antenne est indiquée sur la Figure 3.4.
- pour  $C \gg \lambda$  et pour plus d'une spire, le mode  $T_2$  de l'hélice sera excité. La répartition des courants magnétiques équivalents dans l'antenne est indiquée sur la Figure 3.5.

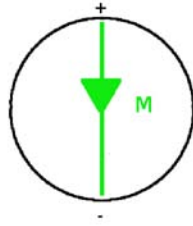


FIGURE 3.4 – Mode longitudinal de l'antenne hélice.

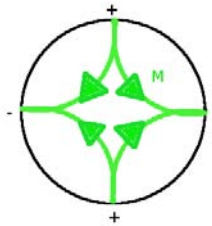


FIGURE 3.5 – Deuxième mode d'ordre supérieur de l'antenne hélice.

Les deux modes utilisables pour le rayonnement des hélices sont le mode transverse  $T_0$  et le mode longitudinal  $T_1$ . Le rayonnement de chacun de ces deux modes est très différent, comme présenté sur la Figure 3.6.

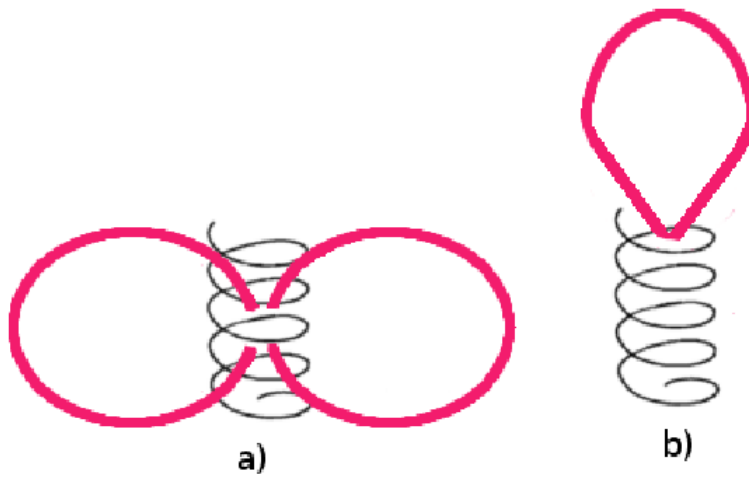


FIGURE 3.6 – Diagramme de rayonnement de l'antenne hélice a) pour le mode transverse et b) pour le mode longitudinal.

Pour que le mode longitudinal rayonne il faut en pratique une antenne hélice multi-filaires. L'antenne Sarantel [44] présentée dans le chapitre précédent, utilise le

mode longitudinal. Pour l'antenne à réaliser nous souhaitons exciter le mode transverse. Le rayonnement de l'antenne est alors équivalent à celui d'un dipôle magnétique.

### Excitation du mode transverse

Le mode transverse (courants propagatifs) est résonant pour des structures dont la longueur électrique est égale à une demi longueur d'onde [85].

Pour ce mode le diagramme de rayonnement en champ lointain peut être évalué à l'aide d'une simple combinaison d'une boucle et d'un dipôle raccourci [16], comme présenté sur la Figure 3.7.

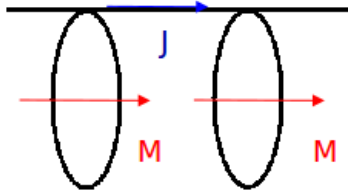


FIGURE 3.7 – Représentation de l'antenne hélice par des boucles et des dipôles avec J les courants électriques équivalents et M les courants magnétiques équivalents.

Nous considérons que la répartition de courants est uniforme et ainsi le champ lointain de la boucle est :

$$E_{\Phi} = \frac{120\pi^2 I \sin \theta}{r} \frac{A}{\lambda^2} \quad (3.2)$$

Avec  $A = \frac{\pi D^2}{4}$  l'aire de la boucle ( $C = \pi D$ ).

Et celui du dipôle est :

$$E_{\theta} = j \frac{60\pi I \sin \theta}{r} \frac{nS}{\lambda} \quad (3.3)$$

Avec  $nS$  longueur du dipôle ou encore l'espace entre les spires.

$E_{\Phi}$  et  $E_{\theta}$  sont en quadrature de phase. Le champ lointain est en polarisation elliptique et le rapport axial (RA) est :

$$RA = \frac{|E_{\theta}|}{|E_{\Phi}|} = \frac{nS\lambda}{2\pi A} = \frac{2nS\lambda}{\pi^2 D^2} \quad (3.4)$$

Nous vérifions bien que :

- si  $D$  est nul, nous avons un dipôle simple et le rapport axial est bien infini ; ce qui correspond à une polarisation linéaire verticale,
- si  $S$  est nul, nous avons une boucle simple et le rapport axial est bien nul ; ce qui correspond à une polarisation linéaire horizontale,
- si  $\pi D = \sqrt{2nS\lambda}$ , nous avons un rapport axial égal à 1 ; ce qui correspond à une polarisation circulaire.

Ceci n'est valable que pour  $nL \ll \lambda$  avec  $n$  le nombre de spires de l'hélice. En fixant un des paramètres de l'hélice ( $L$ ,  $C$  ou  $nS$ ) et  $\alpha$  la géométrie de l'hélice est complètement déterminée. Par conséquent, pour  $C$ ,  $L$  ou  $nS$  fixé, en jouant uniquement sur  $\alpha$  la polarisation de l'hélice varie, comme indiqué sur la Figure 3.8.

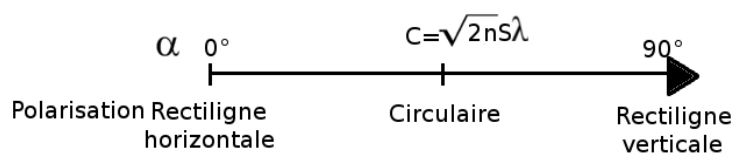


FIGURE 3.8 – Variation de la polarisation de l'antenne hélice en fonction de l'angle des spires  $\alpha$ .

### Les ondes lentes dans les hélices

D'après le théorème de Gauss, une circulation de courant électrique sur un contour fermé génère un champ magnétique normal au contour. Ainsi un courant électrique parcourant une boucle fermée génère un champ magnétique normal à la boucle en son centre. Si l'angle  $\alpha$  (définissant l'angle des spires d'une hélice) est nul alors l'hélice est une boucle. Nous avons donc un champ magnétique généré en son centre. La vitesse de phase de ce champ est la vitesse de la lumière, le courant étant généré instantanément par la distribution de courant électrique. Si  $\alpha$  augmente ou autrement dit si l'espacement entre les spires  $S$  augmente, le champ magnétique généré par la distribution n'est plus instantané. La vitesse de phase du champ magnétique généré dépend de la projection du courant électrique au centre de l'hélice, c'est-à-dire qu'il dépend de l'angle  $\alpha$ , comme présenté sur la Figure 3.9.

La même variation de sinuséide due aux courants électriques est projetée sur une longueur plus petite. Le courant magnétique équivalent généré sera donc plus lent que celui qui l'a généré. Nous avons :



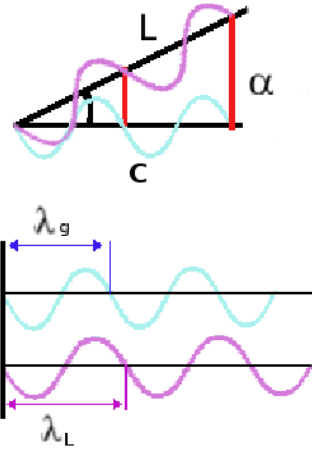


FIGURE 3.9 – Schéma de l'onde lente générée au centre de l'antenne hélice avec  $\lambda_L > \lambda_g$ .

$$\lambda_g = \cos(\alpha)\lambda_L \quad (3.5)$$

Avec  $\lambda_L$  la longueur d'onde sur les spires de l'hélice ( $\lambda_L = \lambda_0$  si l'hélice est fabriquée dans l'air) et  $\lambda_g$  la longueur d'onde au centre de l'hélice. Plus l'angle  $\alpha$  est élevé plus le courant généré sera lent. Par conséquent, pour miniaturiser au maximum une hélice, il faut augmenter au maximum l'angle  $\alpha$ .

Pour pouvoir dimensionner l'antenne hélice il faut déterminer la valeur de  $\lambda_g$ . En considérant l'antenne comme une ligne de transmission  $\eta$  l'indice du milieu de l'antenne peut être déterminé [86] et  $\lambda_g$  peut être trouvé à partir de  $\lambda_L$ .

### Dimensionnement de la longueur physique de l'hélice

En modélisant une antenne par une ligne de transmission, la vitesse de phase de l'onde s'y propageant va pouvoir être déterminée. Nous avons vu dans le chapitre sur la miniaturisation que :

$$L_{physique} = L_{eq} \frac{v_\phi}{c} \quad (3.6)$$

La longueur en espace libre de l'hélice est telle que :

$$L_{eq} = nS = \frac{\lambda_0}{2} \quad (3.7)$$

Donc :

$$L_{physique} = \frac{\lambda_0}{2} \frac{v_\phi}{c} \quad (3.8)$$

En déterminant  $v_\phi$  la longueur physique de l'antenne hélice sera déterminée.

### 3.1.2 Outils de simulation

#### Code commercial HFSS

Pour toutes les simulations électromagnétiques faites dans ce chapitre nous avons utilisé le code commercial HFSS. Ce code utilise la méthode des éléments finis pour résoudre les équations de Maxwell.

Le minimum du coefficient de réflexion (S11) définira la fréquence de résonance de l'antenne et sa bande passante sera définie à -10dB (ROS<2).

#### Diagramme de dispersion

Le diagramme de dispersion d'une ligne de transmission est un graphe sur lequel nous traçons la pulsation  $\omega$  en fonction du nombre d'onde  $k$ . La ligne de transmission peut être vue comme une structure périodique infinie dont la cellule élémentaire est une spire de dimension  $d$ . En appliquant le théorème de Floquet (qui est détaillé dans le chapitre suivant) nous déterminons pour cette première zone de Brillouin que constitue la spire de dimension  $d$ , la pulsation propre ( $\omega$ ) correspondante au déphasage du mode dans la cellule,  $kd$ . En traçant  $\omega$  en fonction de  $kd$ , la pente de la courbe donne  $\frac{v_\phi}{d}$ . Nous nous servons de ceci pour déterminer la longueur d'une antenne hélice sachant que la longueur de l'hélice doit être de  $\lambda/2$ .

Pour la version v.11 du logiciel avec laquelle les simulations de ce chapitre ont été faites, nous plaçons la spire dans une boîte, qui correspond à la ligne de transmission, en entrée et en sortie de la ligne des conditions aux limites périodiques (CLP) sont placées. Ces CLP vont nous permettre de changer virtuellement le déphasage

du mode dans la cellule ( $kd$ ). Sur toutes les autres faces de la boîte nous plaçons des conditions radiatives absorbantes (PML [87]), comme présenté sur la Figure 3.10. Pour tracer le diagramme de dispersion nous relevons pour chaque déphasage des CLP la fréquence  $f$  de résonance de l'antenne ( $\omega = 2\pi f$ ).

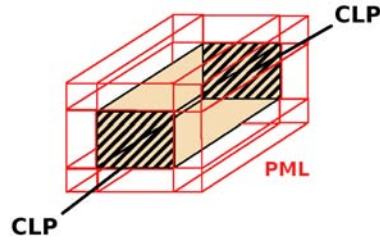


FIGURE 3.10 – Schéma de la simulation pour tracer le diagramme de dispersion.

### 3.2. L'Antenne Hybride Compacte

L'antenne réalisée associe deux résonateurs, une antenne hélice aplatie et une plaque métallique. Nous l'appellons Antenne Hybride Compacte (AHC). Ceci est la base de travaux qui ont menés au dépôt d'un brevet [88].

La Figure 3.11 montre l'antenne proposée en vue éclatée.

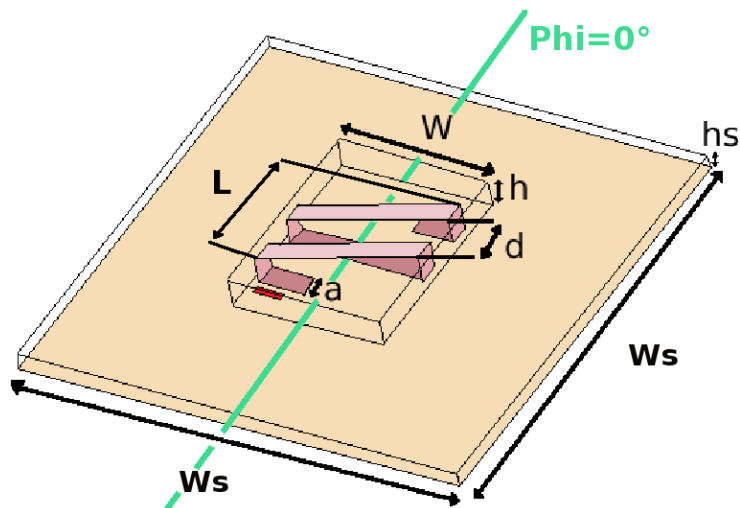


FIGURE 3.11 – Définition des paramètres de l'AHC.

Plus précisément, l'antenne est composée de deux parties, une hélice aplatie placée au-dessus d'une plaque métallique, comme présenté sur la Figure 3.12.

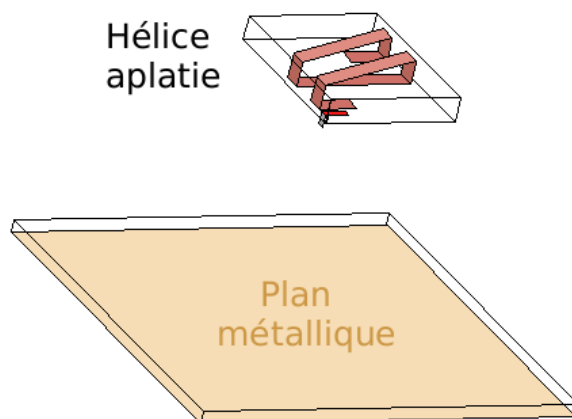


FIGURE 3.12 – Vue éclatée de l'AHC.

C'est la combinaison de ces deux parties qui fait fonctionner l'antenne.

La fréquence de fonctionnement visée de l'AHC est 1,575GHz (L1 GPS). La longueur, la largeur et la hauteur de l'hélice sont respectivement notées  $L$ ,  $W$  et  $h$  et sont représentées sur la Figure 3.11. Ici la longueur  $L$  se rapporte à la longueur physique de l'hélice  $L_{physique}$  comme décrit dans la section 3.1.1. Le nombre de spires, la largeur de la ligne microstrip imprimée et la distance entre les lignes sont respectivement notés  $n$ ,  $a$  et  $d$ , (Figure 3.11).

Le diélectrique choisit pour réaliser l'antenne est du verre-téflon. Ce diélectrique a une permittivité  $\varepsilon_r = 2,55$ .

### 3.2.1 Circuit Electrique Equivalent de l'antenne

Un premier modèle grossier consiste à considérer l'hélice comme équivalente à une inductance ( $L_s$ ) placée à une distance  $h$  d'un plan métallique avec des capacités distribuées ( $C_s$ ) entre la partie inférieure des spires (i.e., celle qui fait face au plan métallique) et le plan métallique, comme présenté sur la Figure 3.13.

Ce CEE est celui d'un résonateur RLC parallèle. Pour un tel résonateur, le

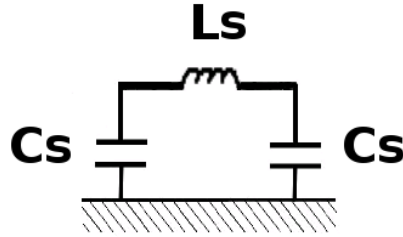


FIGURE 3.13 – Circuit électrique équivalent de l'AHC.

facteur de qualité  $Q$  est égal à :

$$Q = \omega_0 RC \quad (3.9)$$

avec

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.10)$$

Pour diminuer  $\omega_0$ , pour une même dimension physique de l'antenne, il faut augmenter  $L_s$  et/ou  $C_s$ ; ceci revient pour  $\omega_0$  fixé à réduire la dimension physique de l'antenne. Pour augmenter  $C_s$ , il faut diminuer la hauteur entre les spires et le plan métallique ( $h$ ). Pour augmenter  $L_s$  en gardant la même longueur d'hélice ( $L$ ), nous pouvons soit réduire la largeur des pistes constituant les spires ( $a$ ), soit augmenter le nombre de spires ( $n$ ) et diminuer l'espacement entre spires ( $d$  pour notre antenne) et/ou augmenter la circonférence des spires ( $C$ ). Si la capacité  $C_s$  augmente, la bande passante de l'antenne diminuera (car  $Q$  inversement proportionnel à la bande passante), la hauteur  $h$  est donc fixée par la capacité distribuée  $C_s$  maximale qui garantit la bande passante. En augmentant  $L_s$ , les pertes augmentent et l'efficacité de l'antenne diminue. L'inductance minimale  $L_s$  est donc fixée par le niveau de pertes maximales tolérables; ce qui équivaut à fixer une efficacité minimale acceptable de l'antenne. Il faut donc trouver un compromis entre bande passante, efficacité et miniaturisation de l'antenne. Une telle structure rayonnante est équivalente à une boucle électrique chargée capacitivement comme la boucle de Wheeler [16], à l'exception que dans notre cas les capacités sont distribuées.

Un modèle plus fin consiste à considérer le guide hélicoïdal comme étant constitué par les spires placées au-dessus d'une plaque métallique. Ce guide présente comme mode fondamental un mode à ondes lentes fortement localisées. Une portion de ce guide de longueur électrique égale à une demi longueur d'onde est terminée par

deux extrémités ouvertes, une structure résonante demi-onde est ainsi obtenue. Le dimensionnement peut alors être réalisé en calculant le diagramme de dispersion de ce type de guide afin de déterminer la longueur d'onde du guide (longueur électrique).

### 3.2.2 Diagramme de dispersion, dimensionnement de $L_s$

La valeur approximative de  $L_s$  est obtenue à partir de l'analyse du diagramme de dispersion défini dans la section 3.1.1. Nous prenons une section d'hélice qui constitue une période du guide infini correspondant à une spire ( $d$ ) et nous traçons le diagramme de dispersion associée à cette section de guide pour une hauteur  $h$  fixée. Les conditions aux limites associées aux extrémités de l'antenne ne sont pas prises en compte. La Figure 3.14 montre le diagramme de dispersion obtenu pour la section de notre hélice et pour une même section en espace libre (dans cette simulation  $d = 6\text{mm}$ ).

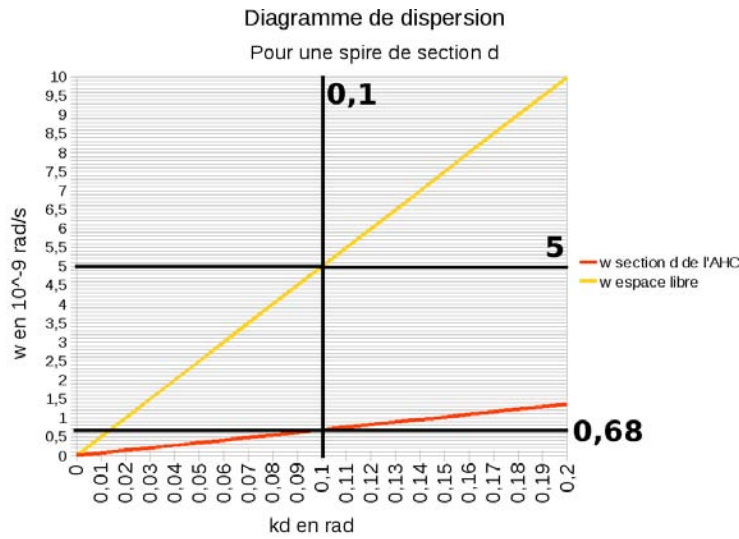


FIGURE 3.14 – Diagramme d'une section de l'AHC.

Nous relevons sur cette figure le rapport des pentes des deux courbes ( $c/d$  vitesse de phase de référence et  $v_\phi/d$  vitesse de phase de notre antenne), l'indice du milieu ainsi déduit est :

$$\eta = \frac{c}{\frac{v_\phi}{d}} = \frac{5}{0,68} = 7,3 \quad (3.11)$$

avec  $L = \frac{\lambda_0}{2\eta}$ , comme  $\lambda_0 = 190\text{mm}$  nous avons donc ici  $L = 13\text{mm}$ . Dans la

section mesure nous verrons que la dimension réelle de la partie l'hélice est de 15mm à cause des effets d'extrémités qui ne sont pas modélisés dans cette technique.

### 3.2.3 Le rayonnement

Un modèle de spire (petite vis-à-vis de la longueur d'onde)[16][85] consiste à associer un dipôle magnétique et un dipôle électrique orienté par l'axe de la spire, Figure 3.7. La présence de la plaque métallique sous l'hélice atténue fortement le rayonnement du dipôle électrique qui peut être négligé. Il reste donc uniquement la contribution du dipôle magnétique. La bobine induit sur la plaque métallique un fort champ magnétique dans son axe longitudinal, ce dernier induit sur la plaque métallique des courants électriques. Par utilisation du théorème d'équivalence [29] et les relations sur les courants (3.12) et (3.13), cette plaque peut alors être remplacée par un courant électrique équivalent perpendiculaire à l'hélice (cf Figure 3.15).

$$-\hat{n} \times \vec{E} = \vec{M} \quad (3.12)$$

$$\hat{n} \times \vec{H} = \vec{J} \quad (3.13)$$

Avec  $\vec{M}$  les courants équivalents magnétiques et  $\vec{J}$  les courants équivalents électriques.

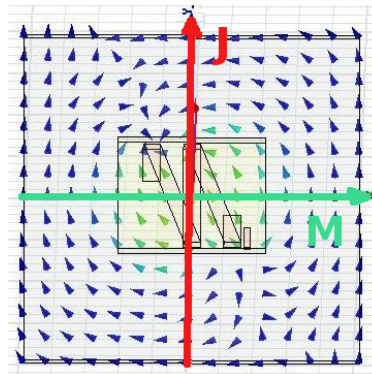


FIGURE 3.15 – Répartition des courants électriques surfaciques induits par les courants magnétiques équivalents de l'hélice sur la plan métallique.

L'antenne complète sera donc composée d'une source de courants équivalents magnétiques et d'une source de courants équivalents électriques orthogonaux, Figure 3.16.

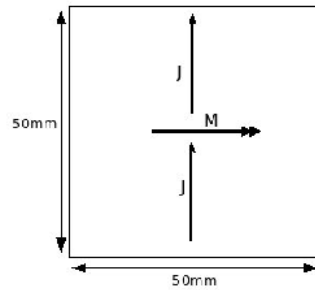


FIGURE 3.16 – Répartition des courants équivalents dans l'AHC.

Les dipôles électriques et magnétiques ont des diagrammes toriques bien connus et les symétries applicables conduisent à un affaiblissement du champ du côté plaque (interférences destructives) et à un renforcement du champ côté hélice (interférences constructives).

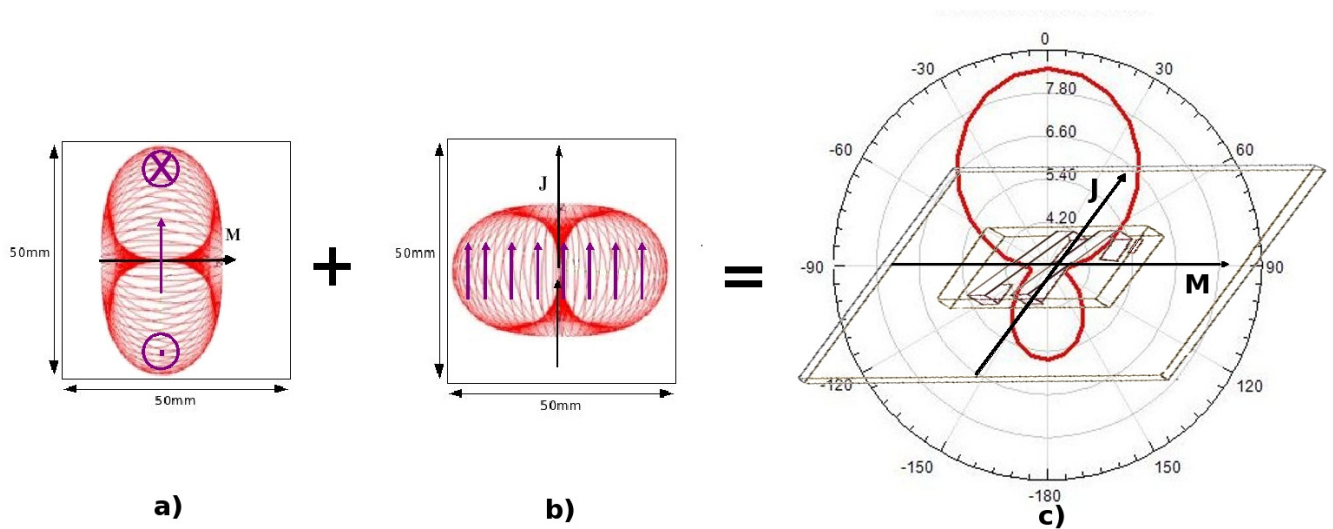


FIGURE 3.17 – Rayonnement des sources de courants a) magnétiques équivalents, b) électriques équivalents et c) diagramme de rayonnement du champ électrique de l'AHC en simulation dans le plan  $\phi = 0$ .

Par un dimensionnement approprié du plan métallique, un rayonnement demi-sphérique est obtenu avec une directivité marquée et une polarisation rectiligne, Figure 3.17. Nous remarquons que le rapport avant/arrière peut être réglé par la taille du plan métallique.



### 3.2.4 Excitation

Pour exciter l'intégralité de l'antenne, il suffit d'exciter la partie hélicoïdale. L'excitation de cette partie est réalisée par couplage électrique dans une zone à fort champ électrique, c'est-à-dire sur le bord de l'hélice. Cette excitation est obtenue à l'aide d'une ligne microstrip, comme présenté sur la Figure 3.18.

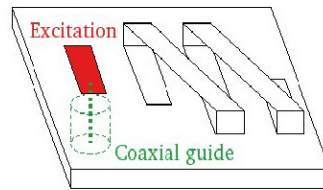


FIGURE 3.18 – Schéma de l'excitation par couplage électrique de l'hélice aplatie.

La longueur, la largeur et la proximité de cette ligne d'excitation par rapport à la partie hélicoïdale sont choisies pour obtenir une adaptation d'impédance à  $50 \Omega$ . L'excitation pourrait aussi être réalisée par couplage magnétique à l'aide d'une boucle placée au centre de l'hélice (dans la partie à fort champ magnétique). Cependant une telle structure est plus difficile à réaliser.

L'antenne est simulée sous HFSS. De l'abaque de Smith normalisé à  $50 \Omega$ , nous trouvons la fréquence de fonctionnement nominale à  $1,575 \text{ GHz}$  et une bande passante de  $6 \text{ MHz}$ .

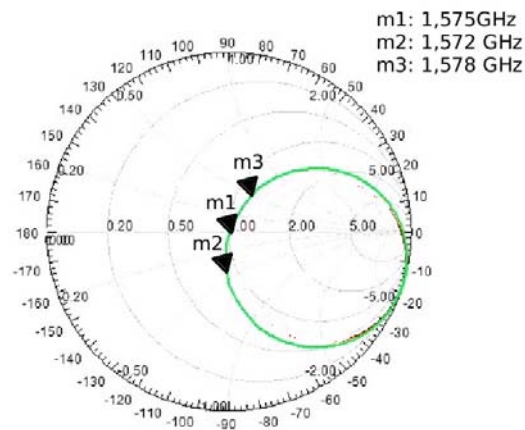


FIGURE 3.19 – Abaque de Smith de l'AHC en simulation sous HFSS.

L'antenne est en polarisation rectiligne verticale et son efficacité simulée est de

50%. Nous étudions les pertes dans l'antenne sous HFSS et Feko deux logiciels commerciaux et nous constatons que 50% des pertes sont de nature diélectriques tandis que les 50% restant sont dus au conducteur. L'efficacité pourrait donc être améliorée en réalisant l'antenne sur de la mousse ( $\epsilon_r \approx 1$ ) plutôt que sur du verre-téflon. Les simulations faites dans ces conditions donnent une efficacité de 75%. Le diagramme de rayonnement sera alors moins directif comme présenté sur la Figure 3.20.

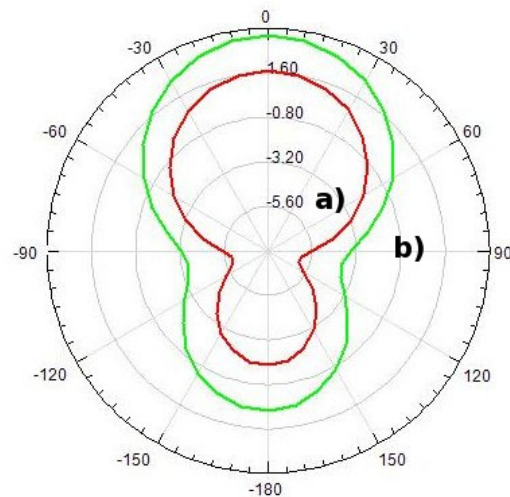


FIGURE 3.20 – Diagramme de rayonnement de l'AHC a) sur du verre-téflon et b) sur de la mousse dans le plan  $\phi = 0^\circ$ .

### 3.3. Mesures

#### 3.3.1 Réalisation de l'antenne

Les dimensions de l'AHC finale en simulation sont  $L = 13\text{mm}$ ,  $W = 15\text{mm}$ ,  $a = 2,5\text{mm}$ ,  $d = 6\text{mm}$ ,  $h = 3,048\text{mm}$  (valeur standard d'un substrat en verre-téflon),  $W_s = 50\text{mm}$  et  $h_s = 1,57\text{mm}$ . Les effets d'extrémités n'étant pas pris en compte pour l'obtention de la valeur de  $L$  en simulation, nous prenons comme valeur réelle de  $L$   $15\text{mm}$ . Les autres paramètres de l'antenne réalisée sont inchangés par rapport à la simulation. Le plan métallique de dimensions finies ( $50\text{mm} \times 50\text{mm} \times 1,57\text{mm}$ ) est réalisé en métallisant la surface d'un substrat diélectrique en verre-téflon ( $\epsilon_r = 2,55$ ). L'antenne finale est montrée sur la Figure 3.21.

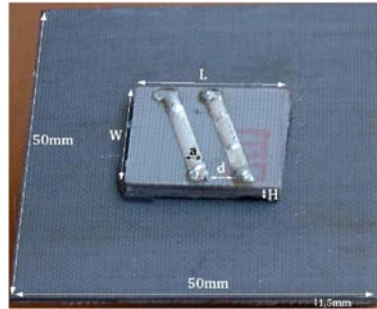


FIGURE 3.21 – Antenne Hybride Compacte réalisée.

### 3.3.2 Caractéristiques de l'antenne composite en mesures

Nous mesurons les caractéristiques de l'antenne en chambre anéchoïque. Pour cela nous utilisons la formule des télécommunications avec une antenne d'émission connue (un cornet). Les mesures confirment les résultats obtenus en simulation. La Figure 3.22, montre le diagramme de rayonnement de l'antenne composite simulée dans les plans E et H.

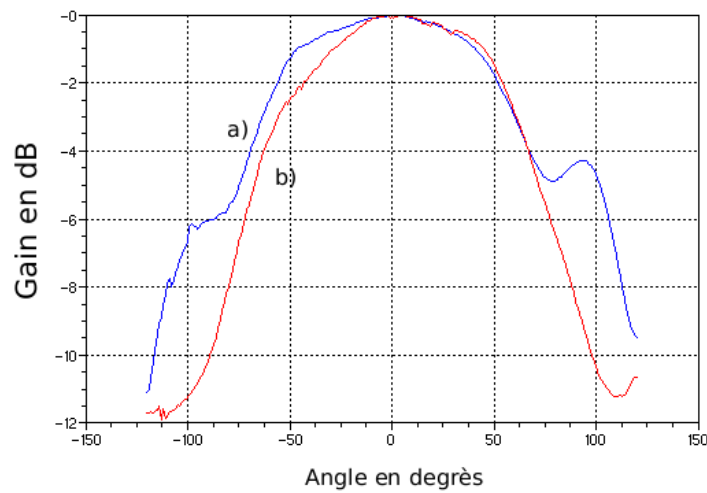


FIGURE 3.22 – Mesures du diagramme de rayonnement normalisé a) plan E b) plan H.

L'impédance d'entrée de l'antenne mesurée est représentée sur la Figure 3.23.

L'AHC résonne à 1,575GHz, a une directivité de 4dBi, une bande passante

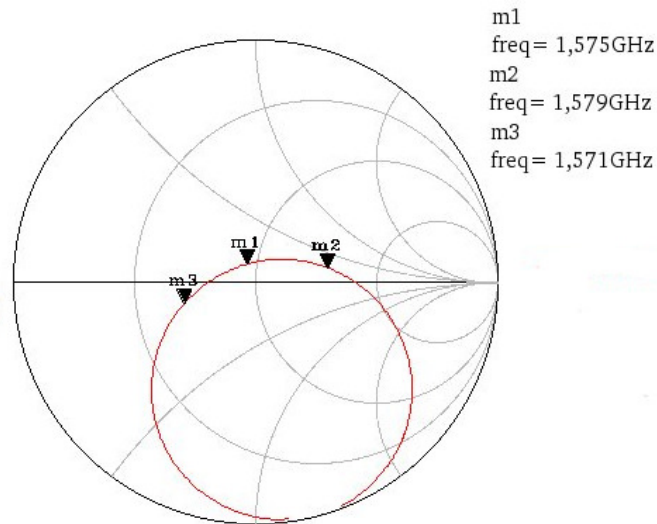


FIGURE 3.23 – Abaque de Smith mesuré de l’antenne.

mesurée de 8MHz, une efficacité de 50% et une polarisation rectiligne.

### 3.4. Intérêts et Limites de l’antenne

#### 3.4.1 Intégration

Le champ dans le guide est fortement confiné, ce que nous pouvons observer en simulation grâce à la répartition des courants surfaciques dans l’antenne la Figure 3.24.

a représente le rayon de la sphère de Chu (toutes les parties actives de l’antenne). Le fort confinement du champ dans le guide rend le résonateur peu sensible à son environnement immédiat et il pourra donc cohabiter avec des composants intégrés sur le plan métallique. Pour vérifier ceci nous plaçons en simulation des plots métalliques aléatoirement autour de l’antenne (voir Figure 3.25 et Figure 3.26). Plusieurs répartition pour des cubes de 5mm de hauteur sont réalisées et donnent

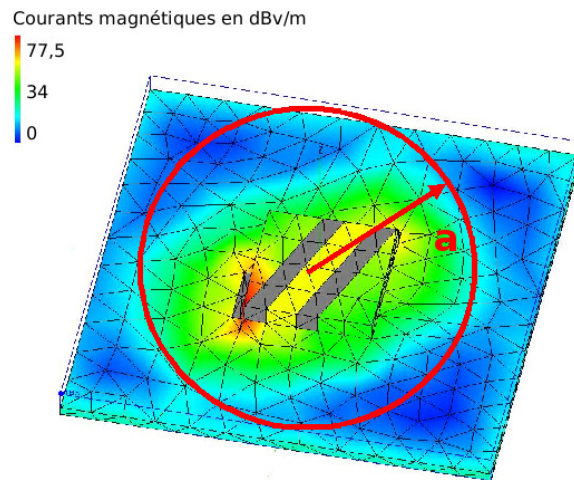


FIGURE 3.24 – Répartition des courants magnétiques dans l'antenne.

les mêmes résultats.

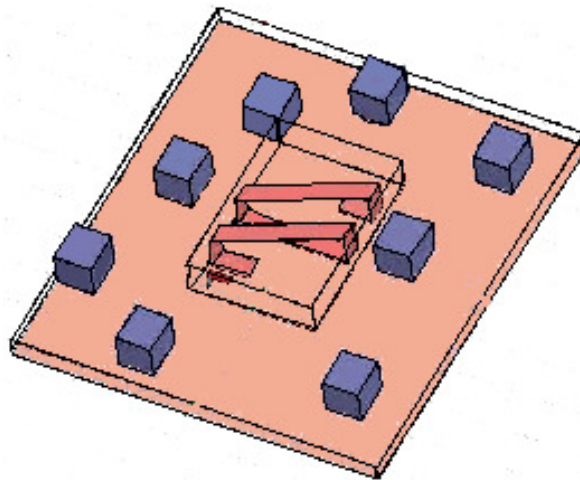


FIGURE 3.25 – Répartition des plots métalliques autour de l'AHC.

Nous commençons par regarder le diagramme de rayonnement de l'antenne avec les plots Figure 3.27. Nous constatons que la présence des plots n'a aucun effet sur le rayonnement de l'antenne.

En regardant l'influence de la présence des plots sur l'impédance d'entrée de l'antenne Figure 3.28, nous constatons que cette impédance subit une variation de

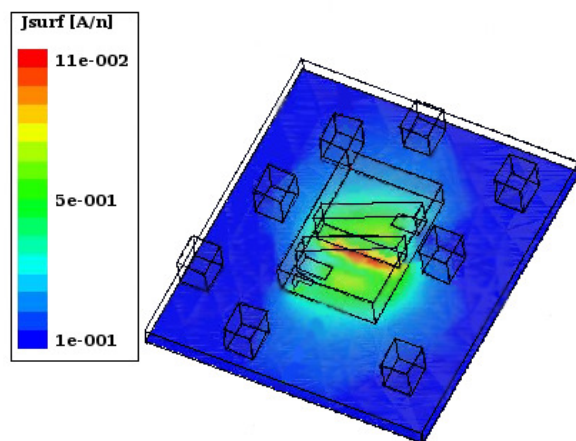


FIGURE 3.26 – Répartition des courants magnétiques surfaciques pour l’AHC avec des plots métalliques.

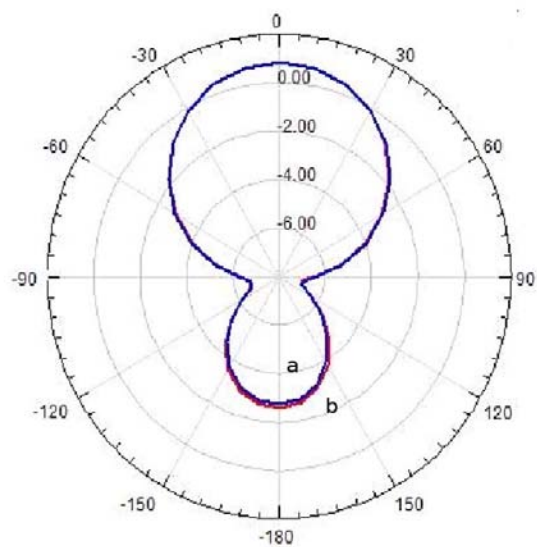


FIGURE 3.27 – Comparaison du diagramme de rayonnement de l’AHC avec et sans plot métallique.

20% (adaptation à 1,575GHz à  $50\Omega$  sans plot,  $60\Omega$  avec les plots) avec les plots.



FIGURE 3.28 – Abaque de Smith de l’AHC a) avec ou b) sans plot, M1 et M2 marqueurs à 1,575GHz.

Nous pouvons tout de même conclure que l’AHC sera très peu sensible à son environnement ce qui permet de l’intégrer facilement à des circuits, ce qui est un avantage certain.

### 3.4.2 Taille du plan métallique

En augmentant la longueur du plan métallique (largeur fixée à 50mm), nous constatons en simulations que le rapport avant/arrière augmente, le rayonnement arrière de l’antenne diminue avec un plan métallique plus long. La Figure 3.29 montre cet effet en comparant l’antenne avec un plan métallique de 50x50mm et un de 50x100mm.

En simulation une augmentation de la taille du plan métallique augmente l’efficacité de l’antenne de 50% à 61%.

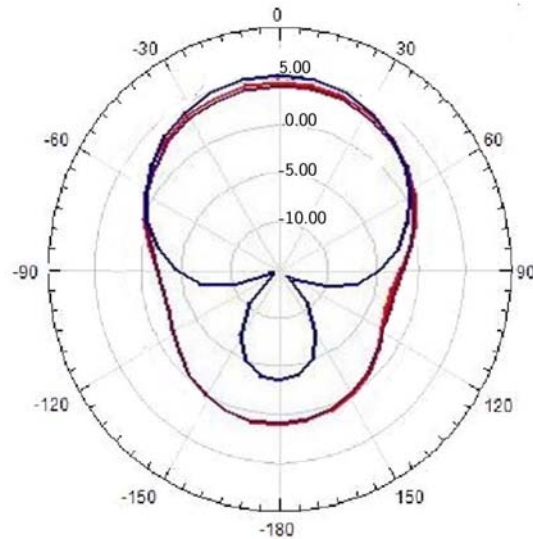


FIGURE 3.29 – Diagramme de rayonnement de l'AHC avec un plan métallique de a) 50x100mm et b) 50x50mm.

### 3.4.3 Comparaison des performances par rapport à celles d'un patch des récepteurs commerciaux

Les performances de cette antenne sont maintenant comparées en simulation avec celles d'un patch à substrat céramique de dimensions comparables. Il faut d'abord remarquer que la directivité du patch n'est obtenue que par l'utilisation d'une plaque métallique sous le patch de dimensions comparables à celle utilisée avec notre antenne. Les caractéristiques des deux antennes sont comparées dans le Tableau 3.1. Les diagrammes obtenus sont très comparables (cf Figure 3.30 courbes a et b).

L'efficacité de l'antenne proposée est plus faible que celle du patch, mais l'absence de céramique la rend plus légère, propriété importante dans certaines applications comme les drones miniatures, elle pourrait même être réalisée sur des mousses. Dans ce cas l'efficacité serait améliorée (75% contre 50%) car nous aurions moins de pertes diélectriques. De plus notre antenne est utilisable à des fréquences basses pour lesquelles les dimensions du bloc de céramique du patch deviendraient un handicap de coût et de poids.



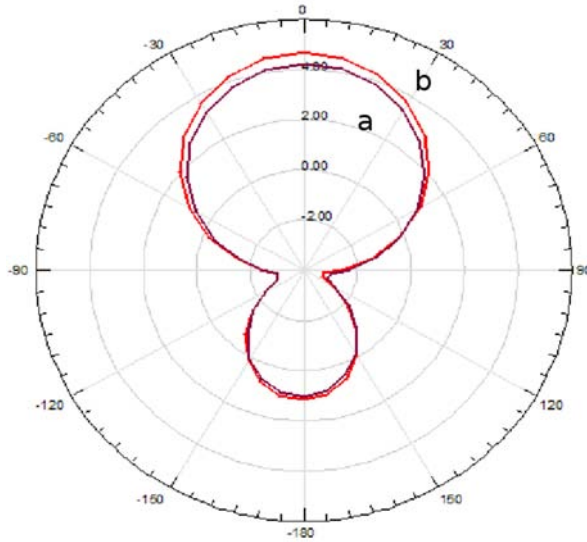


FIGURE 3.30 – Comparaison du diagramme de rayonnement b) d'un patch du commerce et a) de l'AHC sur un plan métallique de 50x50mm.

	Patch céramique simulé	Antenne Hybride Compacte
Permittivité du substrat	50	2,55
Dimension WxLxh	18x18x4,2mm	15x15x(3mm + hs)
Bande passante	5MHz	6MHz (en simulation 8MHz en mesure)
Efficacité	87%	50%
Gain	3,6 dB	1dB
Directivité	4,2 dBi	4 dBi
Polarisation	Rectiligne pour cette simulation	Rectiligne
FM	19%	16%

Simulation effectuée avec un plan métallique de 50x50mm.

TABLE 3.1 – Comparaison des performances d'un patch commercial et de notre antenne.

### 3.4.4 Limites et perspectives

Due à la miniaturisation de l'antenne, nous avons une efficacité de l'antenne juste acceptable. Nous pouvons cependant augmenter cette efficacité en supprimant le substrat diélectrique.

Nous pouvons envisager obtenir une polarisation circulaire en réglant le rapport diamètre/longueur des spires (rapport égal à 1 pour avoir une polarisation circulaire [85]). Une autre technique est d'associer deux modes orthogonaux ce qui revient à imbriquer deux hélices excitées en quadrature.

L'étude de cette structure imbriquée en polarisation circulaire nous a conduit à une antenne autodirective qui a fait l'objet d'un brevet.

### 3.4.5 Antenne miniature autodirective

Le principe est de colocaliser deux antennes de diagramme torique et en polarisation circulaire placées orthogonalement l'une par rapport à l'autre et de les exciter en quadrature. La somme des déphasages spatiaux et électriques est alors de 0 ou  $\pi$  dans le demi espace supérieur ou inférieur selon le déphasage électrique ( $+/-\pi/2$ ). Le rayonnement arrière peut être alors autodétruit par interférences destructives. Dans ce cas, le rayonnement avant sera doublé et en polarisation circulaire [89]. Il n'est alors pas nécessaire d'utiliser un cornet ou un réflecteur contrairement à une antenne directionnelle classique de petite taille ( $<\lambda/10$ ). L'antenne, malgré la miniaturisation, n'utilise pas de matériau diélectrique à forte permittivité (de type céramique). La faible sensibilité de l'antenne à son environnement permet de l'intégrer sur tous types de matériaux (métal, plastique, circuits intégrés).

La meilleure façon d'imbriquer les deux modes résonants est la forme en anneau, Figure 3.31.

Ce travail fait l'objet d'un brevet [88].

Dans tous les cas la bande passante reste faible et une structure bi-bande en polarisation circulaire devient complexe. Nous nous intéressons donc dans le chapitre suivant à la miniaturisation avec une surface haute impédance.

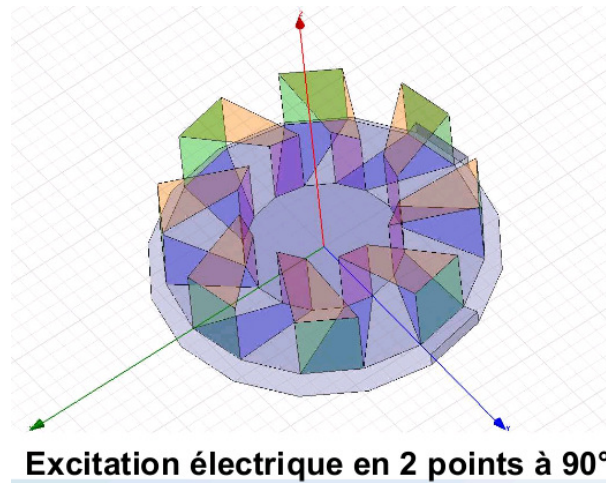


FIGURE 3.31 – Antenne hélice excitant deux modes.

### 3.5. Conclusions

---

Dans ce chapitre nous avons conçu une antenne associant une source de courants magnétiques équivalents et une source de courants électriques. Nous excitions le mode transverse d'une hélice afin de réaliser un dipôle magnétique de taille réduite par la forme hélicoïdale. Les courants magnétiques équivalents engendrés par cette partie hélicoïdale génèrent des courants électriques sur le plan métallique situé au-dessous. Ces courants rayonnent comme un dipôle électrique. L'antenne ainsi réalisée est très compacte et a un diagramme de rayonnement demi sphérique. La modélisation comme guide d'onde de l'antenne totale nous a permis de dimensionner l'antenne à l'aide du diagramme de dispersion de la ligne de transmission associée. Les performances de l'antenne réalisée, d'abord simulées puis mesurées, sont comparables aux performances d'une antenne patch sur céramique de dimensions équivalentes. Elles satisfont donc complètement les spécifications en fréquence et bande passante d'une application GNSS mono-fréquence pour L1. Nous pouvons compter parmi les avantages qu'elle présente, sa facilité d'intégration dans les systèmes, sa facilité de fabrication par les technologies des circuits imprimés et sa légèreté. Si nous étendons l'utilisation de cette antenne à d'autres applications, notamment pour des applications basses fréquences. L'AHC sera très compétitive par rapport à un patch sur céramique car elle n'utilise pas de céramique et peut éventuellement être réalisée sur de la mousse (très légère). Concernant l'application visée, pour laquelle nous avons besoin d'une polarisation circulaire, un telle antenne ne suffit pas. La pureté de polarisation est primordiale dans les espaces dégagés afin d'éliminer les multi-

trajets. Après avoir obtenu ces résultats, nous avons donc étudié une autre technique de miniaturisation en nous concentrant sur l'aspect bi-bande et sur la polarisation circulaire de l'antenne à réaliser. Le chapitre suivant expose donc le travail sur une antenne large bande miniaturisée grâce à l'utilisation de SHI bi-bandes.

# La miniaturisation avec une Surface Haute Impédance

Nous allons maintenant étudier une antenne bi-bandes fine. Pour ceci nous associons une antenne à une Surface Haute Impédance (SHI). Ce plan équivalent à un CMA permet en théorie de rapprocher une antenne dont le rayonnement est d'origine électrique à moins de  $\lambda/4$  de ce plan réflecteur, sans dégrader les caractéristiques de l'antenne. La théorie, la conception, la réalisation de la SHI "large bande" puis bi-bandes seront décrites dans un premier temps. Nous cherchons un motif de cellule permettant d'obtenir la plus grande bande passante pour une taille la plus petite possible. La fréquence d'application sera celle correspondant à la bande L1 du GPS c'est-à-dire 1,575GHz. La bande passante requise pour les applications GNSS L1-L5 (40%) ne peut pas être atteinte avec ce type de motif, nous développerons une SHI bi-bandes afin d'assurer la couverture des bandes spécifiées pour l'application (L1 et L5). On rappelle que ces deux bandes sont communes aux applications GPS et GALILEO. Dans un deuxième temps, nous étudions le comportement du système complet constitué d'une antenne placée au-dessus de la SHI bi-bandes. Nous utiliserons d'abord un dipôle pour s'assurer du bon fonctionnement de la SHI et mettre en évidence l'influence du couplage. Cette étude nous permettra ainsi d'identifier les deux bandes créées par la SHI et d'analyser les caractéristiques de rayonnement de l'association des deux éléments, le dipôle et la SHI. Le rayonnement de l'antenne en RHCP sera alors étudié à l'aide de deux types d'antennes :

- une antenne bi-dipôles (en polarisation LHCP) comme excitation de la structure,
- une antenne large bande (spirale d'Archimède) en polarisation RHCP.

Nous concluons par l'analyse de ces résultats.

Commençons donc par l'étude de la Surface Haute Impédance.



## LA SURFACE HAUTE IMPÉDANCE

Une SHI est une surface périodique bi-couches. Sur le côté supérieur d'un diélectrique sont imprimés des motifs périodiques tandis que le côté inférieur est entièrement métallisé. La partie supérieure peut aussi être appelée Surface Sélective en Fréquence (SSF), cf Figure 4.1.

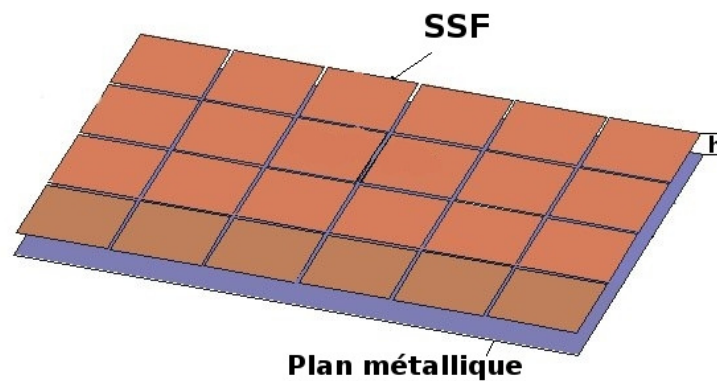


FIGURE 4.1 – Schéma d'une SHI avec des motifs carrés

Comme toutes les surfaces périodiques, la forme des motifs périodiques déterminera les caractéristiques de la surface. Nous commençons donc par exposer les principes théoriques des SHI puis nous développerons notre propre SHI. Pour ceci nous cherchons à concevoir un motif mono-bande qui soit de taille minimale pour pouvoir être imbriqué dans un motif résonnant à une fréquence plus basse. Nous réalisons ainsi une SHI bi-bandes intégrée. Comme nous l'avons dit précédemment dans l'introduction, cette méthode d'imbrication peut être étendue à plus de deux

bandes et bien entendu pour des fréquences autres que celles du GNSS ou du GNSS futur.

## 4.1. Généralités

---

Des surfaces périodiques ont été développées dans un premier temps dans le domaine optique. Grâce à la physique quantique nous connaissons désormais les similitudes qui peuvent exister entre le photon et l'électron. Les équations qui décrivent donc le comportement ondulatoire des photons (équation de Maxwell) peuvent être assimilées à celles décrivant celui des électrons (équation de Schrödinger).

### 4.1.1 Analyse des réseaux périodiques

Les surfaces périodiques utilisées en électromagnétique peuvent être assimilées aux cristaux de la physique du solide en optique. Quand les cristaux sont des matériaux périodiques en potentiel, les surfaces périodiques sont des matériaux périodiques en permittivité. Le théorème de Bloch-Floquet permet de déterminer les modes électromagnétiques existants dans un cristal. La périodicité des cristaux et des surfaces périodiques va permettre la décomposition en termes de fonctions de Bloch des champs et des fonctions d'ondes [90]. Nous pourrons ainsi écrire les solutions de l'équation d'onde comme une fonction périodique du réseau cristallin.

Pour ceci le réseau cristallin est transposé dans l'espace réciproque des vecteurs d'ondes. Un nouveau réseau orthogonal au réseau cristallin de l'espace direct est alors obtenu. En cherchant les solutions des équations de propagation dans la zone élémentaire du réseau réciproque (appelée zone de Brillouin) nous connaissons l'ensemble des solutions du réseau entier. Pour nos surfaces périodiques la zone de Brillouin est le motif de base de la surface périodique.

Ainsi pour une surface périodique nous avons :

$$\varepsilon_r(x + d) = \varepsilon_r(x) \quad (4.1)$$

avec  $d$  la période de répétition de  $\varepsilon_r$  suivant  $x$ . Avec le théorème de Bloch-Floquet nous avons les solutions de l'équation de Helmholtz à une dimension (4.2) telles que :

$$\frac{\delta^2 E(x)}{\delta(x)} + \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_r(x) E(x) = 0 \quad (4.2)$$



avec

$$E(x) = e^{ik \cdot x} \varepsilon_r(x) \quad (4.3)$$

où  $k$  vecteur d'onde de l'espace réciproque.

Par la suite le logiciel de simulation que nous utilisons (HFSS) a parmi ses fonctionnalités, la possibilité de calculer les modes de Floquet d'une surface périodique à partir d'un unique motif de la surface périodique. Par la suite nous parlons de cellule élémentaire pour parler de ce motif.

Maintenant que nous savons calculer les modes se propageant dans les surfaces périodiques, il reste à définir les critères à appliquer sur ces modes afin d'avoir une SHI.

#### 4.1.2 Coefficient de réflexion

En utilisant le modèle de l'impédance effective de surface décrite précédemment à partir du modèle CEE, la phase du coefficient de réflexion peut être déterminée pour la surface périodique créée. Pour une onde incidente la phase du coefficient de réflexion sera telle que [91] :

$$\Phi = \text{Im}[\ln \frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta}] \quad (4.4)$$

Avec comme nous l'avons vu précédemment :

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (4.5)$$

et  $\eta$  est l'impédance d'onde en espace libre.

A basse fréquence la phase du coefficient de réflexion est  $\pi$  et la structure se comporte comme un plan métallique. A fréquences plus hautes, la phase du coefficient de réflexion diminue et croise zéro à la fréquence de résonance, à cette fréquence la surface se comporte comme un CMA. Au-dessus de cette fréquence la phase du coefficient de réflexion continue de chuter et retourne à  $-\pi$ . Pour une impédance

surfacique supérieure à l'impédance de l'espace libre nous nous situons sur la courbe entre  $\pi/2$  et  $-\pi/2$ . Ces bornes définiront alors les limites de la bande passante pour les SHI étudiées par la suite.

### 4.1.3 Rapport bande passante/taille

Dans ce chapitre nous allons être amenés à chercher un motif le plus petit possible ayant une bande passante la plus grande possible. Nous allons donc introduire un paramètre, BPT, qui traduira cette propriété.

$$BPT = \frac{BP}{d} \quad (4.6)$$

avec BP qui est la bande passante de la SHI et d qui est la période des cellules élémentaires de la surface périodique. La bande passante sera exprimée en % et la période en mm.

### 4.1.4 Protocole de simulations

Pour réaliser les simulations avec la SHI nous utiliserons dans ce chapitre le logiciel commercial HFSS. Ce logiciel permet d'exciter une surface périodique par des ports de Floquet tels qu'ils sont définis par le théorème de Bloch-Floquet vu précédemment. Pour les simulations de ce chapitre nous placerons donc une cellule (motif de base de la surface périodique) entourée de conditions aux limites périodiques (CLP) et excitée par le premier mode de Floquet. La cellule élémentaire est alors éclairée par une onde plane ; ceci est illustré par la Figure 4.2.

Pour les résultats de simulation nous nous intéressons à la phase du coefficient de réflexion  $S_{11}$  correspondant au premier mode de Floquet. Nous définissons la fréquence de résonance de la cellule (et de toute la surface périodique) comme la fréquence pour laquelle la phase du coefficient de réflexion est nulle. La bande passante correspondra sur cette même courbe à la plage de fréquence pour une phase du coefficient de réflexion comprise entre  $\pi/2$  et  $-\pi/2$ .

Les simulations ainsi faites supposent que la surface périodique est infinie. Les effets de la finitude de la surface ne seront pas abordés dans ce chapitre.

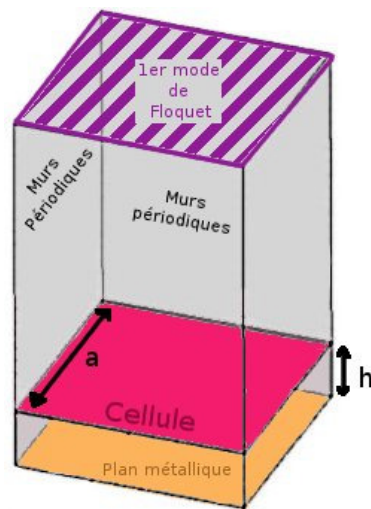


FIGURE 4.2 – Représentation du modèle de simulation d’une SHI sous HFSS.

#### 4.1.5 Mesures des SHI

Nous cherchons à caractériser en mesure la SHI, c’est-à-dire à exciter la SHI par une onde plane. Il faut donc trouver un moyen de générer une onde plane en pratique.

##### Champ lointain

La mesure décrite ici est effectuée en chambre anéchoïque dans laquelle est placée la surface à mesurer entre deux antennes [92]. La surface périodique peut aussi être entourée d’absorbant [93] mais ce dispositif est plus contraignant. L’onde plane est générée par un cornet que nous plaçons à proximité de la surface périodique à mesurer. L’onde incidente sphérique se décompose sur le plan de la surface périodique en une infinité d’ondes incidentes planes dont les vecteurs d’onde sont orientés suivant toutes les directions. En particulier, il y a la contribution d’une onde incidente dont le vecteur d’onde est normal à la surface. Le champ diffracté sur la surface périodique se propage en zone lointaine sous la forme d’une onde sphérique. L’antenne de réception est placée de sorte qu’elle recueille ce champ dans une petite ouverture d’angle solide centrée autour de la normale. Dans cette portion de l’espace, le champ diffracté est principalement constitué par l’onde plane transmise dont le vecteur d’onde est normal à la surface sélective. Par conséquent le paramètre S12 mesuré (entre les deux antennes d’émission et de réception) est relatif à la réponse d’une onde incidente

plane. La surface périodique est placée suffisamment près de l'antenne d'émission pour que la zone éclairée par le lobe principal soit totalement contenue dans la surface sélective tandis que l'antenne de réception est placée en champ lointain. Le coefficient de transmission entre les deux antennes est alors mesuré avec et sans la surface périodique. La différence donne le paramètre S12. Le montage est décrit sur la Figure 4.3.

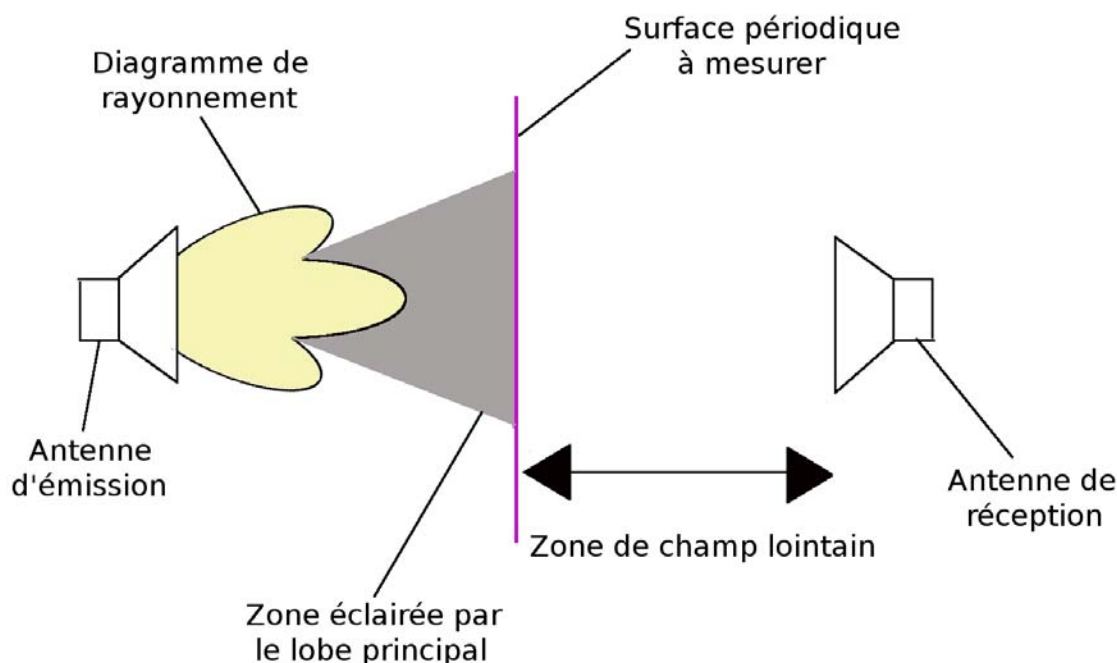


FIGURE 4.3 – Représentation de la mesure en champ lointain.

Dans la thèse de D. Voyer [94], cette technique est utilisée pour mesurer la surface sélective en fréquence qu'il a réalisée. Dans cette thèse, la surface périodique est conçue pour fonctionner entre 8 et 12GHz. Pour la mesure, une surface de 29x29cm ( $29\text{cm} \approx 10\lambda$ ) est nécessaire pour ne pas illuminer les bords de la structure avec un cornet placé à 40cm ( $\approx 13\lambda$ ) dont l'ouverture est de  $17^\circ$ . Pour un cornet ayant la même ouverture mais avec notre structure bi-bandes qui mesure environ 20cmx20cm, il faudra placer la surface périodique à 30cm du cornet donc  $1,5\lambda$ , nous ne sommes pas en zone de champ lointain. L'onde incidente générée n'est donc pas sphérique. De plus, notre surface périodique étant une SHI nous n'avons pas de transmission à travers la surface. Le paramètre S12, n'est donc pas très pertinent et le S11 sera faussé dû à la proximité de la surface de l'antenne.

Nous ne retiendrons donc pas cette technique de mesure.

### Guide rectangulaire

Une quasi onde plane peut aussi être générée à l'aide d'un guide d'onde rectangulaire si le fondamental est excité à une fréquence suffisamment éloignée de la fréquence de coupure de ce guide. On choisit les dimensions du guide pour que la fréquence de fonctionnement de la surface périodique soit comprise entre les deux fréquences de coupure des modes  $TE_{10}$  et  $TE_{20}$ . Ainsi le mode  $TE_{10}$  sera excité sans perturbation des modes d'ordre supérieur. Pour l'application visée, c'est-à-dire le GNSS, les fréquences de coupure d'un guide de dimensions 16,5cmx8,25cm, sont 0,9GHz et 1,8GHz. Les fréquences d'intérêt seront donc bien excitées par le mode  $TE_{10}$ .

La surface périodique sera placée dans le guide d'onde à une distance assez grande pour que les modes évanescents n'interviennent pas dans la réflexion. La mesure est illustrée par la Figure 4.4.

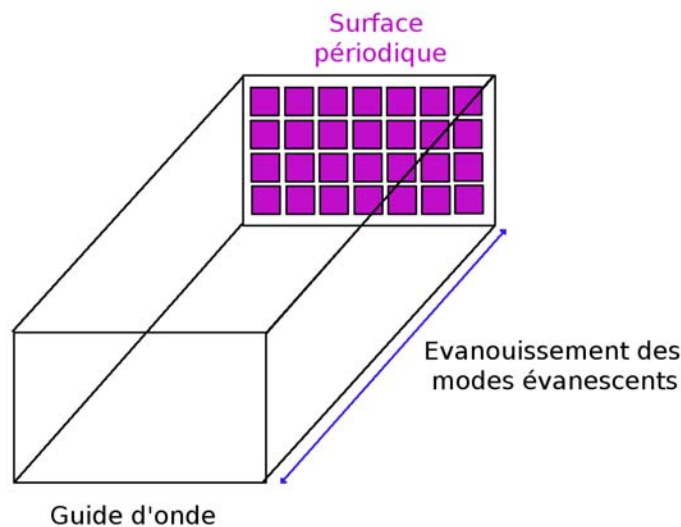


FIGURE 4.4 – Représentation de la mesure avec un guide d'onde.

Cette méthode de mesure nécessite la réalisation d'une surface périodique spécifique à la mesure. En effet, la surface doit non seulement être adaptée aux dimensions du guide d'onde (16,5cmx8,25cm pour notre application) mais doit aussi avoir une périodicité qui s'adapte à ces dimensions, autrement dit il faut soit des cellules

entières soit des demi cellules. Il faut donc réaliser une surface avec de nouvelles dimensions adaptées à cette technique de mesure.

Nous n'appliquerons donc pas cette technique à la mesure de la SHI bi-bandes car la réalisation d'une nouvelle structure représente un investissement important financier et en temps. Nous avons cependant testé cette technique pour une SHI mono-bande à la fréquence L1 et les résultats obtenus sont conformes à ceux donnés par les simulations avec les modes de Floquet.

### Antenne placée à proximité de la SHI

La dernière technique de mesure, celle que nous utilisons pour la suite de notre travail, ne consiste pas à générer une onde plane. Le système antenne+SHI complet est étudié directement. Une antenne est donc placée au-dessus de la SHI et nous observons le couplage des deux éléments à travers les paramètres S de l'antenne. Cette technique de mesure sera détaillée dans le chapitre 5.

## 4.2. Motif maximisant le rapport bande passante/taille

---

Comme nous l'avons évoqué précédemment, nous appelons cellule élémentaire, le domaine élémentaire qui sert à l'étude, c'est-à-dire un unique motif de la surface périodique. Nous cherchons dans un premier temps le motif qui permettra d'atteindre la meilleure bande passante pour une taille minimale (BPT le plus élevé). La miniaturisation maximale du motif est recherchée afin d'obtenir la permittivité effective du nouveau milieu créé la plus homogène possible. Nous cherchons à avoir une bande passante maximale afin de pouvoir éventuellement couvrir le spectre complet de l'application visée (40 % de bande pour le GNSS complet).

Le motif de base de la surface périodique réalisée (motif de la surface périodique et plan métallique situé en-dessous) est appelé cellule. Pour déterminer quelle est la forme de cellule la plus appropriée à un BPT maximal, nous nous appuyons sur son circuit électrique équivalent (CEE). Ce CEE va nous permettre de faire une étude comportementale de la cellule, elle ne servira pas à la dimensionner (ceci sera fait par la suite en simulation sous HFSS). Une multitude de formes de cellule est disponible dans la littérature [51] [54] [55], ces cellules sont suivant les applications avec ou sans via. Par exemple, une surface BIE aura le plus souvent un via et peut être utilisées comme SHI. Nous allons donc commencer par discuter de l'utilité de ce via pour la

conception de SHI.

#### 4.2.1 Cellule SHI avec ou sans via

Ici, nous comparons une cellule de référence, la cellule de Sievenpiper [51] possédant un via avec la même cellule sans via. La cellule de Sievenpiper est une cellule carrée avec en son centre un via. Ces cellules seront toutes deux utilisées pour la réalisation de SHI. Nous éclairons ces cellules par des ondes incidentes normales. Nous ne nous soucions pas ici de la propagation longitudinale dans la cellule car cela ne nous intéresse pas pour l'application visée. Nous montrons par simulation que le comportement électromagnétique d'une cellule de Sievenpiper [51] est équivalent à celui de la même cellule sans via pour les mêmes conditions d'excitation (par onde plane incidente normale à la cellule), Figure 4.5.

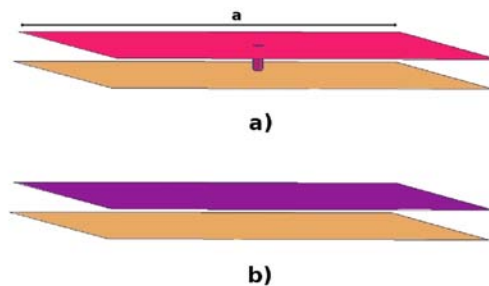


FIGURE 4.5 – a) Cellule de Sievenpiper et b) la même cellule sans le via sur un plan métallique (en orange).

Pour cela nous faisons l'étude d'une cellule selon la procédure décrite dans la section 4.1.4. Le plan métallique est placé à 4mm sous la plaque de motifs, les deux couches sont séparées par de l'air.

Nous comparons la réponse de la phase du coefficient de réflexion pour des cellules avec ou sans via dans les mêmes conditions de simulation. Cette comparaison est faite pour trois dimensions de cellules différentes afin de montrer que la comparaison est valable quelle que soit la fréquence. Nous faisons donc varier la dimension du côté de la cellule ( $a$ ). La Figure 4.6 montre les résultats de cette comparaison. Les courbes rouges correspondent aux cellules avec via et celles en bleu à celles sans via. Les trois courbes sont quasiment confondues à la précision numérique près.

Les deux cellules ont donc le même comportement électromagnétique. Nous

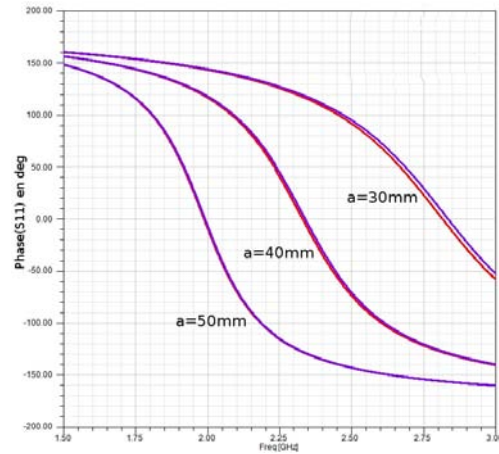


FIGURE 4.6 – Comparaison de la phase du coefficient de réflexion pour différentes tailles de cellule, en bleu les courbes pour les cellules sans via et en rouge pour celles avec via.

utilisons alors le modèle électrique bien connu inspiré de [51] pour décrire le comportement des cellules sans via (Figure 4.7)

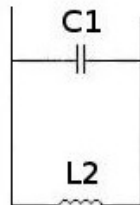


FIGURE 4.7 – CEE pour des cellules avec ou sans via.

Dans ce modèle, nous considérons une capacité ( $C1$ ) en parallèle avec une inductance ( $L2$ ). La capacité  $C1$  modélise le gap entre deux cellules adjacentes.  $L2$  constituée par le plan métallique sous la surface périodique, varie en fonction de la hauteur entre la cellule et le plan métallique.

Ce CEE est un résonateur LC parallèle, la fréquence de résonance peut alors être calculée à partir de l'équation (4.7).

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1}} \quad (4.7)$$



L'augmentation de la hauteur entre la cellule et le plan métallique, augmente L2 et pour C1 fixé, diminue la fréquence. De même nous constatons que si C1 augmente, L2 étant fixée, la fréquence diminue. Nous pouvons ainsi miniaturiser la cellule. Nous fixons la hauteur entre la cellule et le plan métallique. En simulation sous HFSS cette dimension est fixée à 4mm cette hauteur permet de réaliser une bande passante suffisante pour les applications visées (GPS 2%). Le Tableau 4.1 montre les résultats de simulation, comme décrit plus haut, pour une fréquence et une hauteur fixe. L'augmentation de la capacité entre deux cellules adjacentes permet la miniaturisation de la cellule.

Capacité (pF)	Taille du côté de la cellule (mm)	Bande passante
0	75	9,8%
0,5	62	9,8%
1,5	15	11,7%
1,8	4	12,7%

TABLE 4.1 – Couple Capacité/Taille de côté pour  $f=1,575\text{GHz}$ . Pour une cellule carrée avec des capacités localisées..

#### 4.2.2 Circuit Electrique Equivalent amélioré d'une cellule SHI

Pour plus de précisions quand la cellule est miniaturisée, nous ajoutons au CEE des inductances en série à la capacité pour modéliser les courants sur les motifs métalliques, voir Figure 4.8.

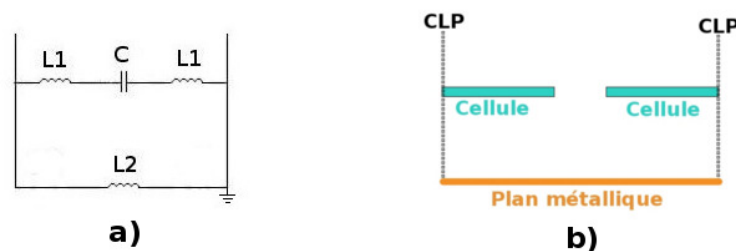


FIGURE 4.8 – a) CEE plus détaillé pour une cellule sans via miniaturisée et b) cellule équivalente en simulation sous HFSS vue en coupe

Ce CEE est simulé sous ADS (Agilent Design System). Comme précédemment sous HFSS, la bande passante du CEE est mesurée sur la phase du coefficient de réflexion entre  $\pm 90^\circ$ . Les résultats (Figure 4.9 a) et b)) montrent que la bande passante est maximale quand la valeur de l'inductance L1 est réduite au maximum (pour un couple C1, L2 fixés, ici  $C1= 1,95\text{pF}$  et  $L2= 5,8\text{nH}$ ).

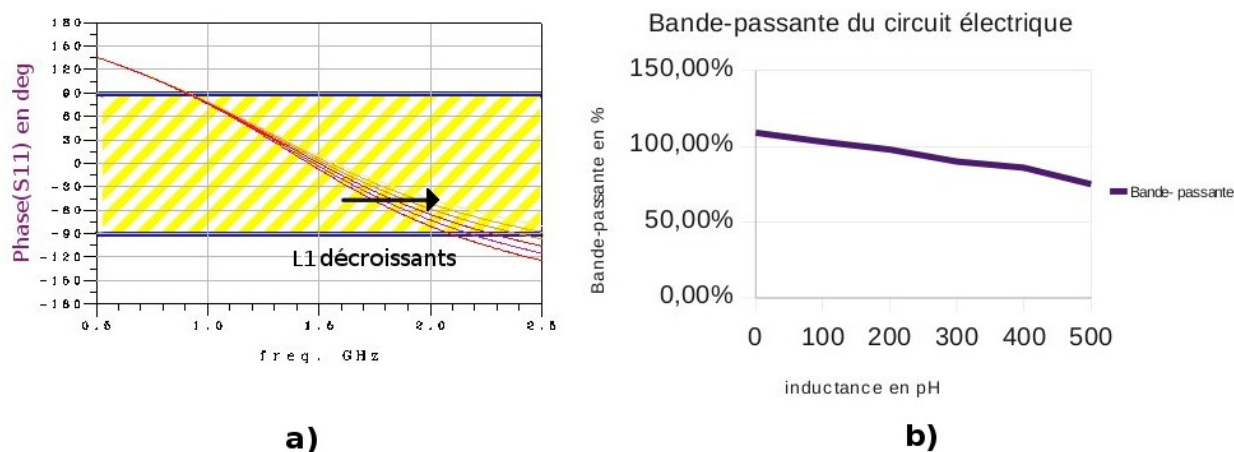


FIGURE 4.9 – Variation de la bande passante en fonction des valeurs de  $L_1$ . À partir de la phase du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de  $L_1$  (a)) nous extrayons b).

Ainsi un motif minimisant l'inductance série ( $L_1$ ) est préférable. Afin de conserver la possibilité de supporter une polarisation circulaire, seules des cellules symétriques seront choisies. Le motif qui réalisera le meilleur BPT est donc une cellule carrée sur laquelle sont placées de fortes capacités à chaque arrêtes, comme sur la Figure 4.10.

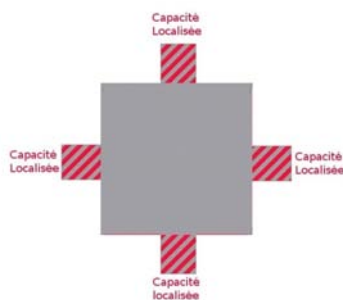


FIGURE 4.10 – Motif réalisant le meilleur compromis bande passante/taille

Afin d'atteindre des valeurs de capacité plus importantes que celles obtenues par de simple capacité de proximité, les capacités inter-motifs seront réalisées par des éléments localisés.

### 4.2.3 Résultats de simulation

Nous utilisons le protocole de simulation défini dans la section 4.1 pour les simulations de cette section.

A 1,575GHz (fréquence GNSS de notre application pour le mono-bande) la dimension minimale de la cellule est de 2,5mm, pour une capacité associée de 1,95 pF. On rappelle que le plan métallique est placé 4mm sous le motif et qu'il y a de l'air entre celui-ci et le motif. La simulation avec le port de Floquet, nous donne pour cette SHI une bande passante de 13 % comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.11.

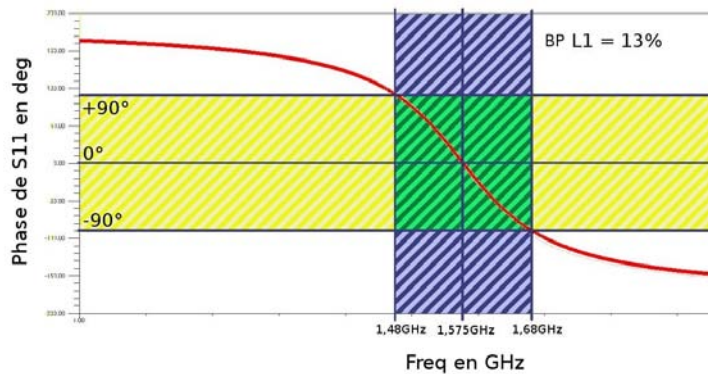


FIGURE 4.11 – Phase du coefficient de réflexion pour la cellule mono-bande proposée.

Cette cellule a un BPT de 5,6 %/mm. Nous allons maintenant comparer les performances de la cellule proposée par rapport aux motifs que nous trouvons dans la littérature.

### 4.2.4 Comparaison avec les cellules de la littérature

Les cellules choisies pour la comparaison sont des cellules classiquement utilisées pour des SHI, comme la croix de Jérusalem (Figure 4.12 a)), le patch carré sans capacité (Figure 4.12 b)), une boucle simple (Figure 4.12 c)), une croix de pharmacien (Figure 4.12 d)) ou des motifs issus de l'état de l'art, un patch avec une structure fractale (première itération) [54] (Figure 4.12 e)), un patch avec des capacités [95] (Figure 4.12 f)) et un patch avec une fente en forme de croix de Jérusalem [55] (Figure 4.12 g)). Nous nous limitons à l'étude de motifs à double symétries axiales. Nous remarquons que le motif proposé par [95] est à l'origine un patch avec des capacités

et des inductances. La cellule permettant le meilleur BPT défini précédemment est donc une variante de ce motif utilisant uniquement des capacités.

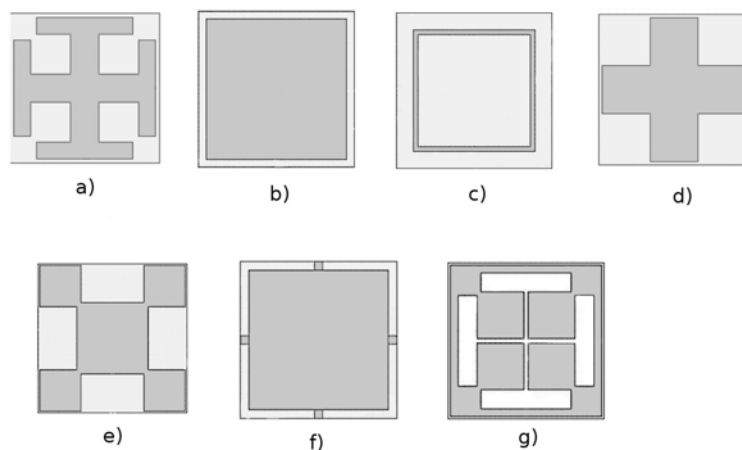


FIGURE 4.12 – Motifs issus de la littérature a) croix de Jérusalem, b) patch carré, c) boucle simple, d) croix de pharmacien, e) motif de Bao [54], f) motif de Langley [95] et g) motif de Zhang [55].

Des motifs issus d’algorithmes génétiques tels que ceux que nous pouvons trouver dans [56] montre des propriétés très intéressantes mais nous ne pouvons pas les reproduire dans les mêmes conditions que les motifs simples étudiés ici. Ils ne seront donc pas pris en compte.

Nous simulons toutes les cellules précédentes dans les mêmes conditions de simulation que celles utilisées pour notre cellule (cellule sur de l’air avec plan métallique à 4mm de la cellule). Nous réglons la taille des motifs afin de se positionner à la fréquence de 1,575GHz et nous relevons leur bande passante. Les résultats des simulations sont regroupés dans le Tableau 4.2.

Référence du motif	a)	b)	c)	e)	notre motif
BPT en %/mm	0,07	0,14	0,11	0,14	5,2

TABLE 4.2 – Comparaison des performances de la cellule proposée par rapport à la littérature. La dénomination des motifs correspond à celle de la Figure 4.12.

La croix de pharmacien (d) et le motif inspiré par [55] (g) ont un BPT inférieur à la croix de Jérusalem. Pour assurer la même fréquence que les autres motifs dans les mêmes conditions les motifs sont bien plus gros que le patch et présente une bande passante moindre. Ils ne sont donc pas pertinents pour la comparaison. Nous pouvons donc conclure que par rapport à la littérature une cellule présentant un bon

BPT a été conçue. Cependant bien que le motif ait un BPT plus élevé que les motifs que nous trouvons habituellement, toute la bande GNSS n'est pas couverte (40% de bande passante).

Une SHI bi-bandes est donc développée pour couvrir les deux bandes GNSS visées (L1 et L5).

### 4.3. La SHI bi-bandes

---

Nous concevons maintenant une cellule SHI bi-bandes qui couvrira les bandes L1 et L5 du GPS, permettant l'interopérabilité avec GALILEO.

#### 4.3.1 La cellule bi-bandes

Nous réalisons la cellule bi-bandes par imbrication de deux cellules aux deux fréquences visées.

Tout d'abord pour la fréquence basse (L5 pour nous), la cellule est une grille avec des capacités localisées (cela forme une cellule-L5 comme nous pouvons la voir sur la Figure 4.13). Ensuite pour la fréquence haute, la cellule est celle définie juste avant, c'est-à-dire un patch avec des capacités localisées (cela forme une cellule-L1 comme nous pouvons la voir sur la Figure 4.14). Dans chaque trou de la cellule-L5 (grille) une cellule-L1 est placée. Les capacités de la cellule-L5 sont réalisées entre deux cellules-L5 adjacentes. Les capacités des cellules-L1 sont quant à elles réalisées entre une cellule-L1 et le bord adjacent d'une cellule-L5. Pour des dimensions de cellule fixées, la fréquence de résonance de chaque cellule peut être séparément adaptée aux fréquences L1 et L5 à l'aide de ces capacités. La cellule-L1 forme une structure périodique à l'intérieur de la cellule-L5. Ainsi la taille minimale d'une cellule-L5 sera déterminée par la taille de la région active de l'antenne placée au-dessus de la SHI à la fréquence L1. Nous notons que la cellule-L5 n'est qu'une variante de la cellule optimale utilisée pour la cellule-L1. Nous créons des trous dans un patch (grille) afin d'y imbriquer les motifs plus petits. Une cellule-L5 encerclant simplement une périodicité de cellule-L1 ne permet pas de réaliser un motif bi-bandes. Il faut que la continuité électrique soit assurée au sein de la cellule-L5, c'est pourquoi nous utilisons une grille plutôt qu'une boucle carrée.

D'autres motifs ayant d'autres propriétés pourraient être utilisés avec la même

méthode d'imbrication pour créer le bi-bandes.

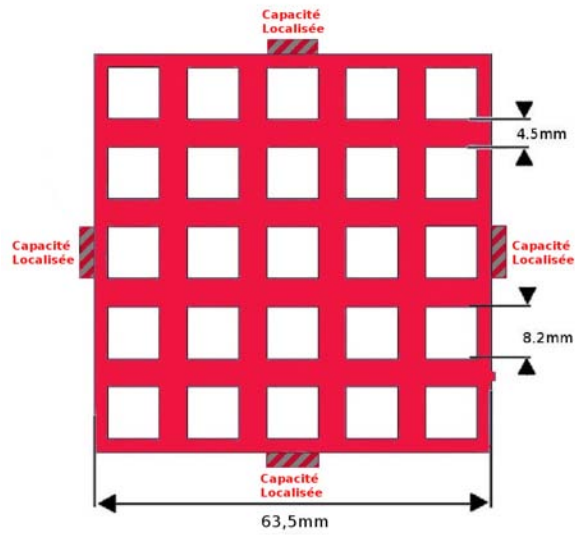


FIGURE 4.13 – Cellule-L5 avec des capacités localisées

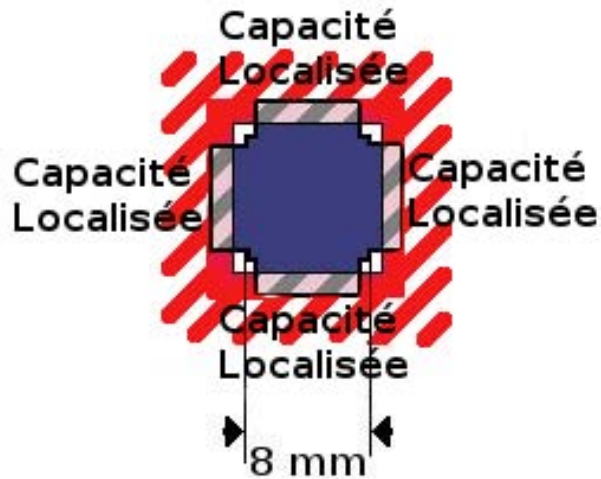


FIGURE 4.14 – Cellule-L1 avec des capacités localisées à l'intérieur de la cellule-L5

Pour un dipôle demi-onde, la région active est d'une demi longueur d'onde.

Pour une antenne spirale c'est une disque de circonférence égale à la longueur d'onde (le rayon de cette zone est donc de  $\lambda/2\pi$ ). Pour pouvoir assurer un fonctionnement pour les deux types d'antennes la cellule-L5 devra au minimum recouvrir la zone active du dipôle qui est plus grande que celle de la spirale ( $\lambda/2 > \lambda/\pi$ ). Une cellule-L5 intégrant les cellules L1 est appelée cellule bi-bandes. Nous plaçons 25 cellule-L1 dans une cellule-L5 comme présenté sur la Figure 4.15. Pour finir 9 cellules-L5 formeront la SHI.

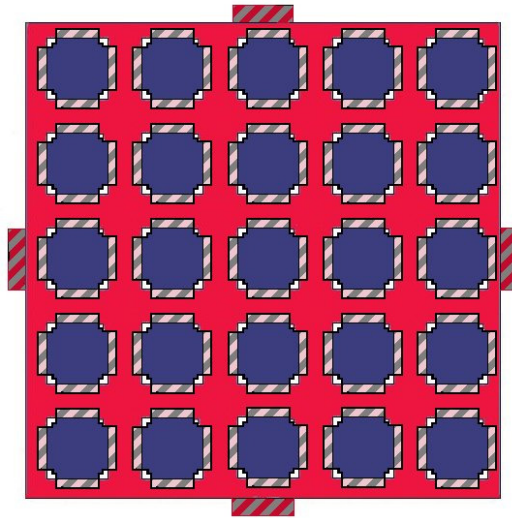


FIGURE 4.15 – La cellule bi-bandes proposée

### 4.3.2 Simulations de la cellule bi-bandes

La cellule bi-bandes comme la cellule mono-bande est conçue et simulée avec un logiciel commercial (HFSS). La même simulation que pour la cellule mono-bande avec le port de Floquet est utilisée. La hauteur entre la cellule et le plan métallique est de 4mm. Cette hauteur est suffisante pour assurer les spécifications en bande passante sur les deux bandes de fréquence, comme présenté sur la Figure 4.16.

Les bandes passantes associées respectivement aux bandes L5 et L1 sont de 6% et 3%. Les cellules-L1 réalisant ces performances sont des carrés de 8mm de côté associés à des capacités localisées de 20 pF. Les cellules-L5 associées sont des grilles carrées de 59mm de côté incorporant 25 trous carrés de 8,2mm de côté. L'espacement entre les trous est donc de 4,5mm. Les cellules-L5 sont espacées entre elles de 0,5mm et ont une capacité localisée associée de 0,25pF.

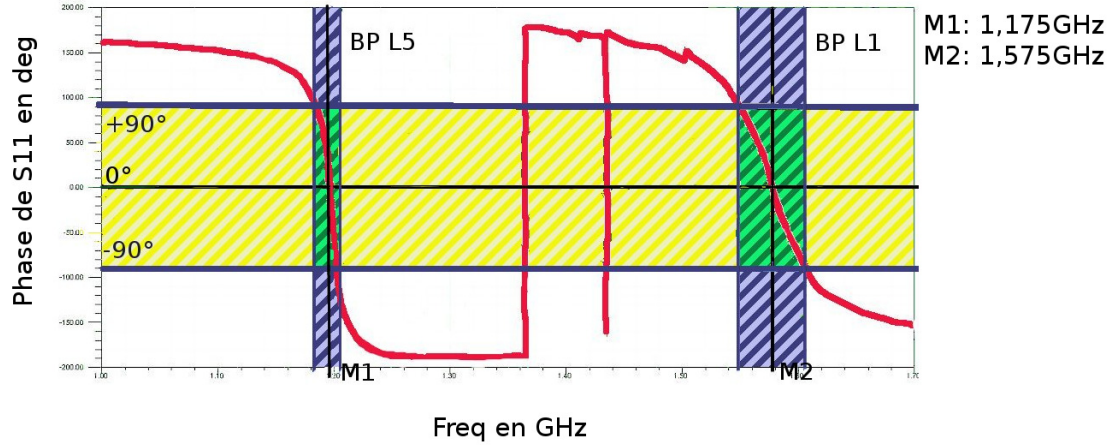


FIGURE 4.16 – Phase du coefficient de réflexion pour la cellule bi-bandes proposée.

## 4.4. Réalisation de la SHI

Seule la SHI bi-bandes a été réalisée pour les mesures. Cette section regroupe les détails permettant sa réalisation pratique.

### 4.4.1 Réalisation des capacités localisées de chaque motif

Pour faciliter la réalisation et réduire la dispersion de la SHI, nous créons les capacités localisées de chaque motif à l'aide de capacités plaques parallèles. De chaque côté d'un diélectrique très fin des plaques de métal seront imprimées, réalisant ainsi une capacité localisée (Figure 4.17).

La surface des plaques imprimées, tout autre paramètre étant constant (hauteur  $h$ , permittivité du diélectrique), sera directement proportionnelle à la valeur de la capacité d'après la formule de la capacité suivante (4.8).

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{h} \quad (4.8)$$

$S$  étant la surface de chevauchement,  $h$  la hauteur du diélectrique,  $\epsilon_r$  la per-



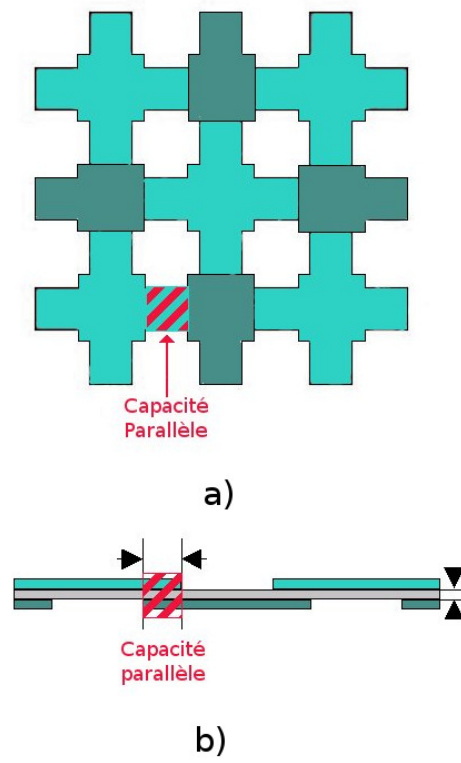


FIGURE 4.17 – Réalisation des capacités localisées en utilisant des capacités plaques parallèles. a) Vue de dessus et b) vue de côté, les cellules claires sont situées au-dessus des cellules foncées.

mittivité du diélectrique sur lequel sont imprimés les plaques et  $\varepsilon_0$  la permittivité du vide. A une fréquence fixée, la taille minimale de la cellule est limitée par la valeur maximale de la capacité réalisable.

Pour notre cellule optimale (patch avec des capacités plaques parallèles), nous avons montré en simulation, que la capacité associée à cette cellule est de 1,95pF ce qui correspondra à une plaque de  $1,42mm^2$  (Kapton  $\varepsilon_r = 3,9$  et  $h = 25\mu_m$ ).

#### 4.4.2 Réalisation du motif bi-bandes

Pour la réalisation de la cellule bi-bandes les capacités discrètes localisées sont donc remplacées par des capacités localisées à base de plaques parallèles. Les capacités associées à la cellule-L5 sont créées en alternant les cellules de chaque côté d'un diélectrique très fin ( $25\mu$  m de Kapton), comme présenté sur la Figure 4.17. Les capacités associées aux cellule-L1 sont quant à elles créées entre le patch et la grille (cellule-L5). Ainsi les cellules-L1 sont placées sur la face opposée, du diélectrique très fin, aux cellules-L5. Afin d'assurer les capacités pour les cellules-L5, les cellules environnantes seront donc inversées. Les deux faces de la structure complète sont montrées sur la Figure 4.18.

## 4.5. Conclusions

---

La réalisation d'une cellule mono-bande ayant un très bon BPT nous a permis de réaliser une cellule bi-bandes dont les performances sont en adéquation avec l'application visée. En effet si nous comparons les résultats de simulation de la cellule bi-bandes créée par rapport aux spécifications demandées, Tableau 4.3, nous constatons que la cellule créée est conforme aux spécifications et présente même des bandes passantes plus importantes que celles demandées par les spécifications GNSS.

	Spécifications	Simulations
Fréquence basse	1,175GHz	1,175GHz
Bande passante bande basse	24MHz	70MHz
Fréquence haute	1,575GHz	1,575GHz
Bande passante haute	2MHz	50MHz

TABLE 4.3 – Comparaison en fréquences et bandes passantes des résultats de simulation de la cellule bi-bandes proposée et des spécifications GNSS

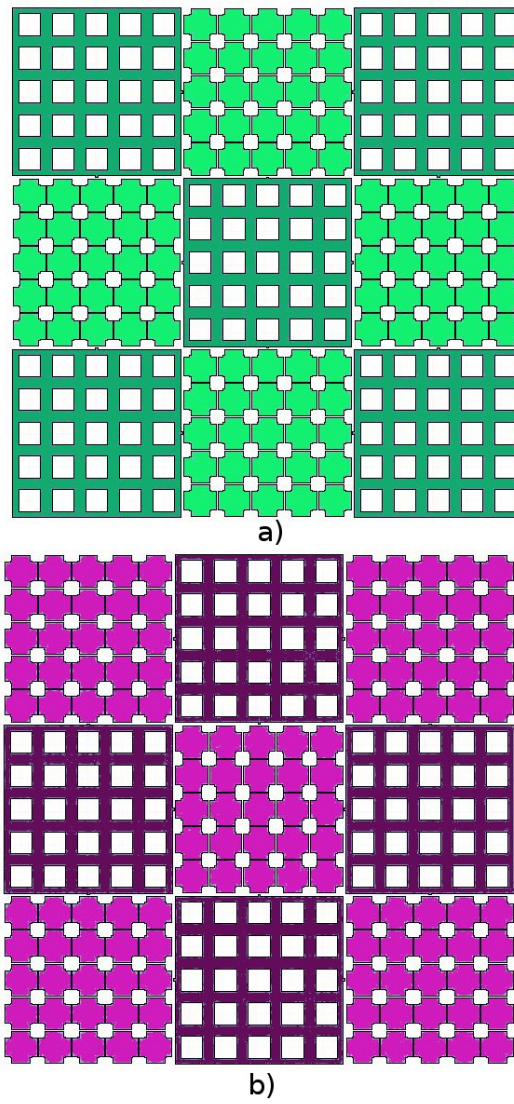


FIGURE 4.18 – Les deux faces de la SHI bi-bandes réalisée de chaque côté d'une feuille de Kapton de  $25\mu m$ . a) La couche supérieure et b) la couche inférieure

L'utilisation de capacités localisées dans la cellule de base permet une miniaturisation très importante ( $\lambda/80$  pour la cellule monobande). La présence de ces capacités permet un réglage aux fréquences désirées sans modification des dimensions de la cellule. L'utilisation des capacités sur les cellules permet un large spectre de réglage entre la taille de la cellule et la valeur de la capacité. On peut donc ainsi concevoir des surfaces bi-bandes dont les deux bandes sont très proches ou très éloignées. Il y a peut-être une limite sur le très très proche mais celle-ci n'a pas été identifiée.

Nous notons que la technique utilisée pour le bi-bandes peut être étendue à plus de deux bandes et pour d'autres motifs.

## CARACTÉRISATION DE L'ENSEMBLE "ANTENNE + SHI"

Dans le chapitre précédent, un motif pour une SHI bi-bandes a été conçu et simulé à l'aide de la théorie de Bloch-Floquet. Dans ce chapitre nous allons nous intéresser au couplage entre la SHI et l'antenne placée au-dessus. Ce couplage est très peu étudié habituellement [84] [82] et notre approche reste à approfondir. On rappelle que le but de l'étude est la miniaturisation d'antenne à l'aide de plan réflecteur (ici une SHI bi-bandes). Théoriquement, nous pouvons placer une antenne dans le plan de la SHI qui agit comme un CMA aux fréquences de résonances de la SHI. Nous montrons qu'en pratique l'antenne ne peut pas être placée directement dans le plan de la SHI. Pour un fonctionnement optimal de l'ensemble antenne+SHI, il faut respecter une certaine distance entre les deux éléments. Ceci est montré d'abord en simulation puis en mesure. Dans un deuxième temps, les résultats des mesures faites dans les conditions optimales sont présentées. De l'analyse de ces résultats découle les réglages présentés ensuite. Le but de ce chapitre est de montrer à la fois les résultats de mesures, de les comparer avec avec la référence (antenne au-dessus d'un PEC à  $\lambda/4$ ) et d'apporter des propositions de réglages de la structure. Dans ce chapitre toute l'étude sera faite pour le cas simple d'une antenne en polarisation rectiligne.

### 5.1. Généralités

---

### 5.1.1 Schéma de l'ensemble "antenne + SHI"

Le système complet "antenne + SHI" est représenté sur la Figure 5.1.

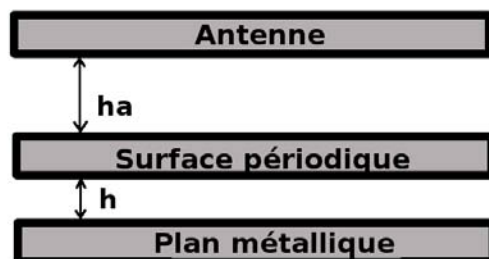


FIGURE 5.1 – Vue en coupe du système complet "antenne + SHI" avec définition des hauteurs caractéristiques du système

$h_a$  est la hauteur entre l'antenne et la SHI et  $h$  est la hauteur entre la surface périodique et le plan métallique placée en-dessous ( $h$  représente donc, à l'épaisseur de la surface périodique ( $25 \mu\text{ m}$ ) près, l'épaisseur de la SHI).

### 5.1.2 Le couplage antenne SHI

Une antenne que nous plaçons parallèlement à la surface verra l'impédance de l'espace libre d'un côté et l'impédance de la surface de l'autre côté. A basse fréquence, la SHI se comportant comme un plan métallique les courants de l'antenne seront par le théorème des images réfléchies en opposition de phase à la surface. L'efficacité de rayonnement sera alors très faible. Dans la bande passante autour de la fréquence de résonance de la SHI, l'impédance de la surface sera bien plus élevée que l'impédance de l'espace libre, l'efficacité de rayonnement sera élevée. Comme nous l'avons déjà vu, nous pouvons modéliser la SHI comme un circuit LC en parallèle avec l'antenne. Nous pouvons aussi modéliser le rayonnement en espace libre par une résistance dont la valeur est l'impédance en espace libre. La quantité de puissance dissipée dans la résistance est la mesure de l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Le maximum d'efficacité de rayonnement se produit à la fréquence de résonance de la SHI où la réactance de la surface est alors infinie. En dehors de la bande passante de la SHI, les courants à la surface annulent les courants de l'antenne et le rayonnement est réduit. Nous pouvons montrer que le rayonnement diminue de moitié quand l'impédance de la surface est égale à l'impédance en espace libre ( $|Z_s| = \eta$ ). Avec  $\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ . Si alors

nous remplaçons  $Z_s$  par son expression nous pouvons résoudre  $\omega$  [91] :

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} + \frac{1}{2\eta^2 C^2} + / - \frac{1}{\eta C} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{4\eta^4 C^2}} \quad (5.1)$$

En négligeant  $\frac{1}{(\eta C)^2}$  par rapport à  $\frac{1}{LC}$  l'équation précédente devient :

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + / - \frac{Z_0}{\eta}} \approx \omega_0 \left(1 + / - \frac{Z_0}{2\eta}\right) \quad (5.2)$$

Nous pouvons considérer que  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ . Les deux fréquences correspondants aux deux valeurs de  $\omega$  de l'équation précédente délimitent la plage sur laquelle une antenne rayonnera efficacement sur une SHI. La bande passante totale BP est égale à :

$$BP = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx \frac{Z_0}{\eta} = \frac{\sqrt{L/C}}{\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}} \quad (5.3)$$

C'est la bande passante correspondant à un coefficient de réflexion dont la phase serait comprise entre  $\pi/2$  et  $-\pi/2$ . Cela représente la bande passante maximum utilisable pour une antenne que nous plaçons au-dessus de la SHI.

Il peut être montré que l'inductance de la surface  $L$  est égale au produit de la perméabilité  $\mu$  du matériau sur laquelle elle est fabriquée par son épaisseur  $t$ . Si nous reprenons l'équation de la bande passante précédente en y substituant  $L$ , nous avons une expression de la bande passante plus utile pour des surfaces fines ( $t \ll \lambda_0$ ) et non magnétique ( $\mu = \mu_0$ ) :

$$BP = \frac{2\pi}{\lambda_0} t \quad (5.4)$$

avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde en espace libre à la fréquence de résonance. Cela prouve que la bande passante est entièrement déterminée par l'épaisseur de la surface. Nous notons que la constante diélectrique du substrat n'a pas d'effet direct sur la bande passante, et donc que charger le substrat diélectriquement pour réduire son épaisseur est inutile car cela diminuerait la bande passante.

### 5.1.3 Simulations électromagnétiques

Toutes les simulations électromagnétiques seront faites avec le logiciel HFSS. Les antennes dipôles seront excitées par des ports localisés qui sont les représentations

idéales des baluns. Les simulations des dipôles au-dessus d'un plan métallique seront faites dans des boîtes radiatives comprenant l'antenne en entier. En revanche pour les dipôles sur la SHI nous utiliserons des plans de symétrie électromagnétique afin de réduire la taille de la simulation. L'ensemble "dipôle + SHI" présente un plan de symétrie électrique dans le plan médian du dipôle et une symétrie magnétique selon l'axe du dipôle. Ceci est représenté sur la Figure 5.2.

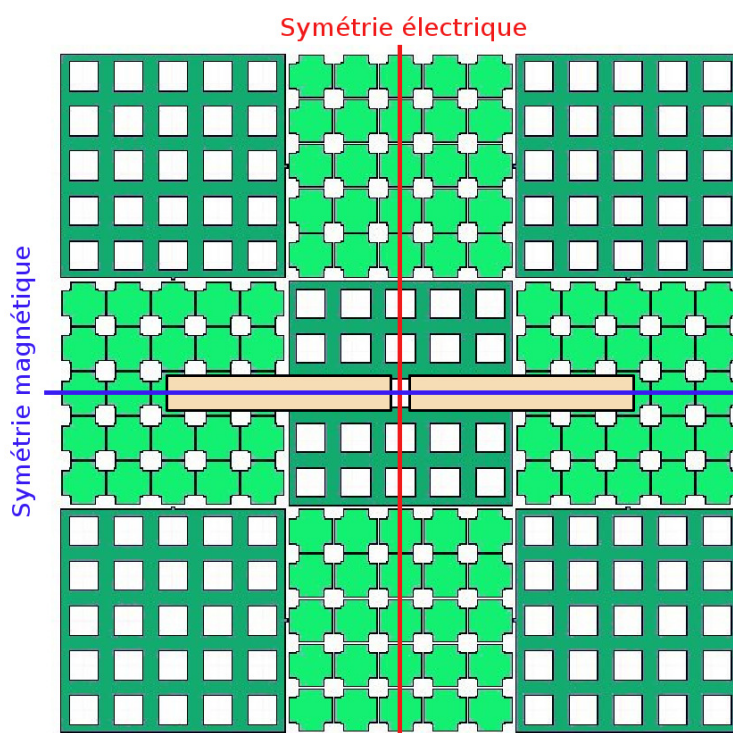


FIGURE 5.2 – Plans de symétrie de l'ensemble "antenne + SHI"

#### 5.1.4 Les Baluns

Les Baluns permettant d'exciter les dipôles et la spirale sont présentés en Annexe A. Deux sortes de baluns sont réalisés :

- des baluns quart-d'onde, dont la bande passante est assez étroite et qui conviennent à l'excitation des dipôles classique (BP 13%),
- un balun large bande, qui comme son nom l'indique a une bande passante plus large que le balun quart-d'onde (BP 40%) qui est utilisé pour l'excitation d'antenne large bande.



### 5.1.5 les techniques de mesure

Pour mesurer les caractéristiques de la SHI réalisées nous allons mesurer l'effet qu'elle a sur une antenne placée à proximité. Les mesures sont effectuées en chambre anéchoïque. La technique de mesure est détaillée en Annexe B.

### 5.1.6 Résultats de mesures

Les résultats de mesure qui nous intéressent sont le gain déterminé grâce à la méthode énoncée précédemment. L'adaptation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$  ou  $S_{22}$ ) nous est directement donnée par le VNA. Nous considérerons que la bande passante d'adaptation d'une antenne correspond à la bande où le coefficient de réflexion est inférieur à  $-10\text{dB}$  ( $TOS < 2$ ). Les deux antennes placées dans la chambre sont montées sur des supports rotatifs. Nous pourrions donc avoir les diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurée. Ces diagrammes de rayonnement sont tracés pour les fréquences de résonance.

## 5.2. Le couplage "antenne SHI"

---

En théorie [51], une antenne peut être placée dans le plan d'une SHI et cette antenne verra un réflecteur CMP en lieu de la SHI dans la bande passante de celle-ci. Dans cette section nous allons montrer qu'en pratique l'antenne ne peut pas être placée dans le plan de la SHI sans dégradation de ses performances dues au fort couplage entre les deux éléments. De plus, nous montrons l'existence d'une hauteur optimale à laquelle placer l'antenne par rapport à la SHI.

### 5.2.1 Problématique

Prenons le cas d'un plan réflecteur très connu, le plan métallique. Un plan métallique présente un déphasage des courants électriques image équivalents de  $180^\circ$  par rapport aux courants électriques équivalents dans son plan. Nous pouvons expliciter ceci sur un abaque de Smith. Sur cet abaque le plan métallique (présentant un déphasage de  $180^\circ$ ) est placé au niveau du court-circuit (impédance nulle), comme présenté sur la Figure 5.3. Si nous plaçons une antenne au-dessus de ce plan, elle représente la source dans le modèle guide de propagation composé du plan métallique

et de l'antenne. Pour que les courants sources et images électriques équivalents soient en phase et ainsi que l'antenne rayonne constructivement dans la direction opposée au plan réflecteur, il va falloir placer cette antenne à  $\lambda/4$  du plan métallique. Nous ramenons ainsi dans ce plan un déphasage nul des courants réfléchis. Ceci se traduit sur l'abaque par un déplacement dans le sens horaire (vers la source) d'un demi-tour ; ce qui correspond à  $\lambda/4$ , cf Figure 5.3. Nous voulons ramener un déphasage nul dans le plan de l'antenne, suivant le plan réflecteur et le déphasage qu'il introduit la distance à laquelle placée l'antenne du plan réflecteur est différente.

Ainsi si nous voulons rapprocher une antenne d'un plan réflecteur, ou autrement dit parcourir une distance moindre jusqu'au lieu de déphasage nul, il va falloir créer un plan réflecteur présentant un déphasage inférieur à  $180^\circ$ . C'est exactement ce que nous avons théoriquement avec un CMA qui présente un déphasage nul (impédance infinie). L'antenne peut donc être placée dans le plan du CMA et son rayonnement sera constructif. Prenons maintenant en cas non idéal, une surface présentant un déphasage de  $90^\circ$ . Dans ce cas, nous devons placer l'antenne à  $\lambda/8$  de cette surface pour que le rayonnement soit constructif. De même, si nous avons une surface présentant un déphasage de  $20^\circ$ , il faudra placer l'antenne à  $\lambda/36$ . Ce raisonnement reste valable tant que nous pouvons associer le champ incident au spectre d'onde plane dans ce cas le coefficient de réflexion est correctement défini. Les cas discutés ci-dessus sont illustrés sur la Figure 5.3.

Dans le chapitre précédent, nous avons conçu des SHI qui présentent un déphasage nul pour la fréquence visée dans le plan de la SHI. Nous pouvons changer le déphasage de ces surfaces en jouant uniquement sur les capacités des motifs composants les dites SHI à fréquence fixée. En théorie, nous pouvons donc assurer une réflexion constructive des courants électriques équivalents quelle que soit la distance entre l'antenne et ce type de plan réflecteur, à condition que celui-ci présente dans son plan un déphasage approprié de façon à ramener dans le plan de l'antenne un déphasage nul.

Nous allons maintenant vérifier ceci en simulation. Nous prenons donc deux surfaces ayant des déphasages respectifs de  $90^\circ$  et  $20^\circ$  avec des antennes que nous plaçons aux distances théoriquement compatibles pour un rayonnement constructif (respectivement  $\lambda/8$  et  $\lambda/36$ ).

Les surfaces ayant les déphasages de  $90^\circ$  et  $20^\circ$  seront réalisées avec le motif mono-bande du chapitre précédent, les mêmes dimensions de motif seront utilisées pour les deux cas, nous changerons seulement la valeur de la capacité associée au motif, respectivement  $1,55\text{pF}$  et  $1,75\text{pF}$ .

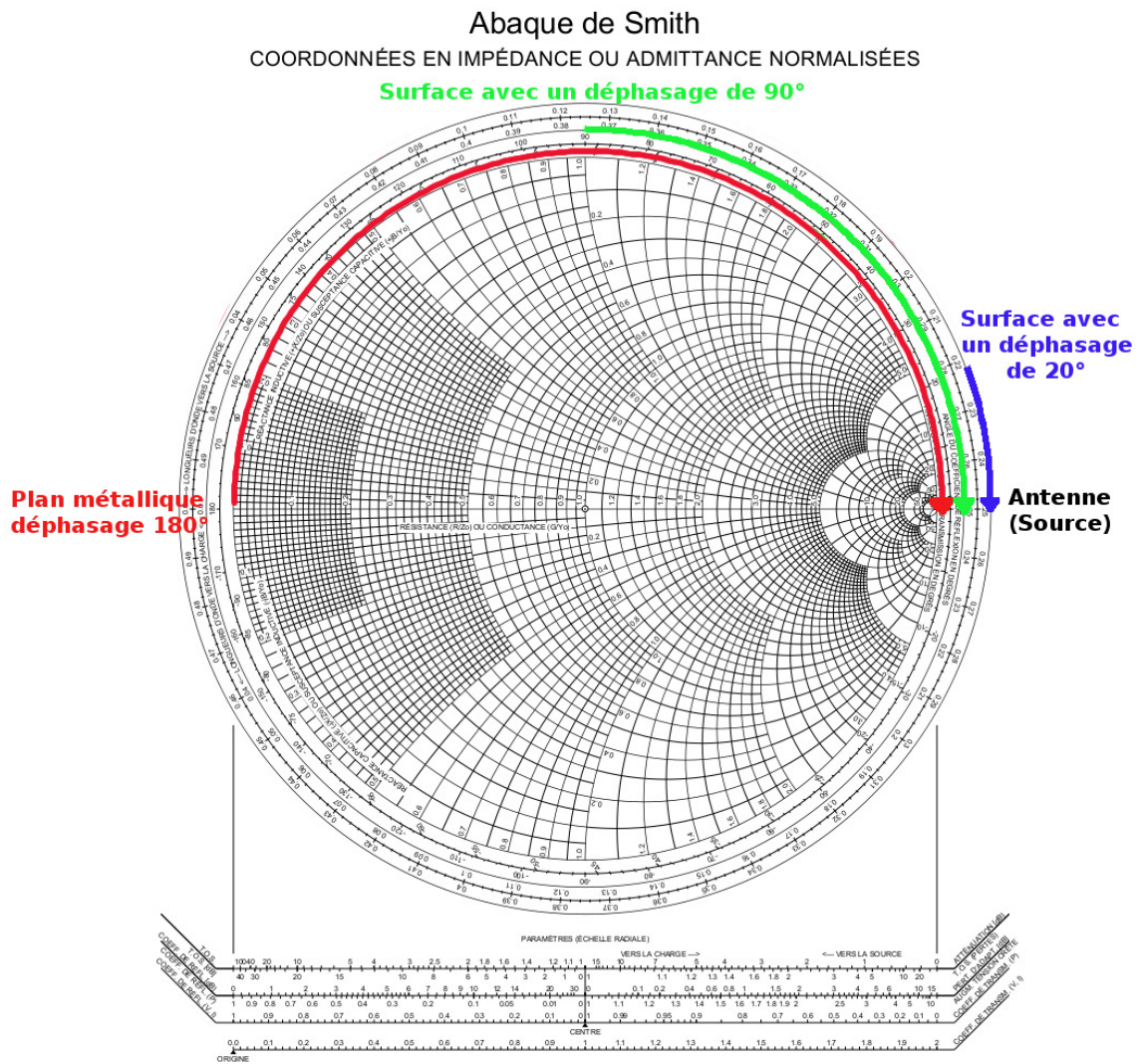


FIGURE 5.3 – Représentation de l'accord en distance entre une antenne et un plan réflecteur ayant un certain déphasage

### 5.2.2 Simulations pour le mono-bande

Les simulations sont effectuées avec HFSS.

L'antenne utilisée pour l'étude du couplage avec la SHI est un dipôle demi-onde large présentant une impédance d'entrée de  $50\Omega$  et une fréquence de résonance de  $1,575\text{GHz}$  en espace libre. Le couplage avec la SHI va induire un décalage en fréquence. Ce décalage en fréquence sera pris en compte par la suite pour l'exactitude des résultats.

Ce dipôle est d'abord placé à  $ha = \lambda/8 = 23,8\text{mm}$  au-dessus de la SHI mono-bande présentant un déphasage de  $90^\circ$  à  $1,575\text{GHz}$ . D'après la théorie cette hauteur assure l'optimal de fonctionnement pour l'antenne ainsi celle-ci présentera dans son plan la meilleure adaptation. Dans les résultats des simulations nous cherchons donc à voir si à cette hauteur nous avons bien la meilleure adaptation possible pour ce couple antenne/SHI à cette hauteur. Pour ceci nous faisons varier la hauteur entre l'antenne et la SHI autour de la valeur optimale. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure 5.4.

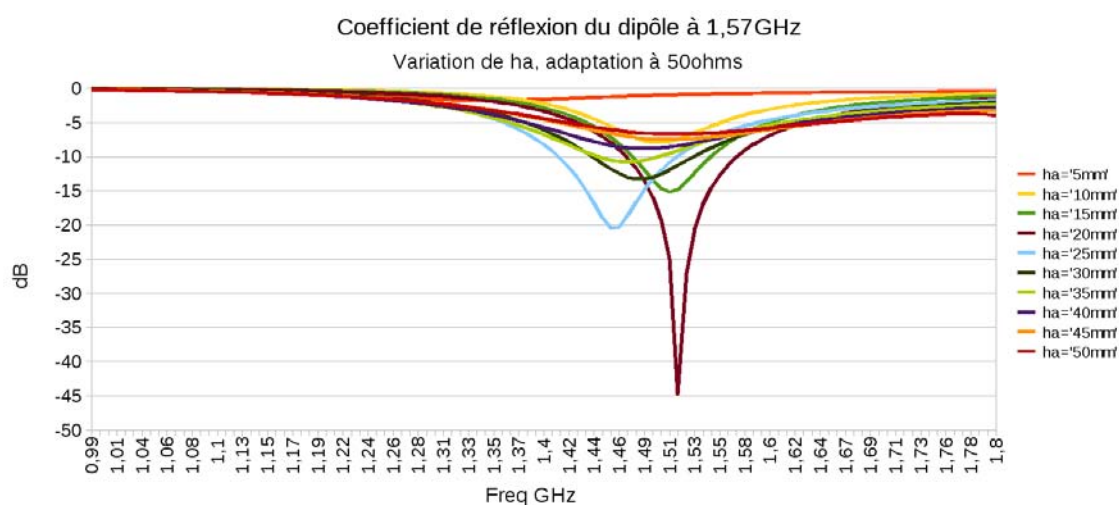


FIGURE 5.4 – Adaptation de l'antenne avec différentes variations de la hauteur antenne/SHI déphasée à  $90^\circ$

Tout d'abord, nous constatons le décalage en fréquence dû au couplage avec l'antenne. Ainsi la fréquence de résonance est à  $1,52\text{GHz}$  (à  $50\Omega$ ),  $\lambda/8$  de cette fréquence égale  $24,4\text{mm}$ . De la Figure 5.4, nous concluons que la hauteur présentant effectivement la meilleur adaptation du coefficient de réflexion à  $50\Omega$  est aux alentours

de 35mm à cause de l'effet de la SHI.

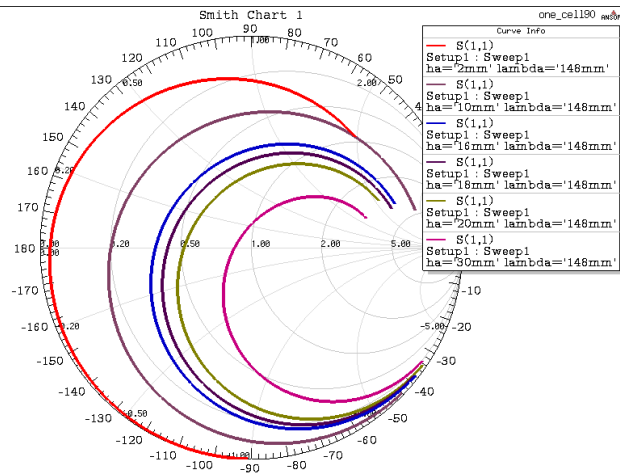


FIGURE 5.5 – Abaque de smith de l'antenne avec différentes variations de la hauteur antenne/SHI déphasée à  $90^\circ$  normalisé ici à  $50\Omega$

Or si nous regardons l'abaque de smith de la même simulation, Figure 5.5, nous constatons que pour une diminution de la hauteur, le couplage entre l'antenne et la SHI est renforcé et l'impédance d'entrée du système diminue. La Figure 5.6 représente la variation du coefficient de réflexion pour différentes hauteurs de l'antenne. Chaque courbe liée à une hauteur est renormalisée à l'impédance d'entrée du système, l'intérêt de la renormalisation est qu'elle permet de caractériser la bande passante de l'antenne en considérant une bonne adaptation d'impédance.

Ainsi nous caractérisons la bande passante du coefficient de réflexion en fonction de la hauteur. Les résultats sont donnés dans le Tableau 5.1.

Nous constatons que plus la hauteur diminue plus la bande passante diminue ; ceci est dû à la partie de la puissance électromagnétique réactive qui augmente avec le couplage. De plus, à partir d'une certaine hauteur (ici  $ha=18\text{mm}$  soit environ  $\lambda/10$ ) la bande passante continue à diminuer et la fréquence est décalée vers les fréquences basses. Nous appelons hauteur limite la hauteur  $ha$  à partir de laquelle la fréquence de résonance de la structure se décale vers les fréquences basses. Cette hauteur est la hauteur limite à laquelle nous pouvons placer l'antenne. Ici la hauteur limite est proche de la hauteur théorique déterminée auparavant.

Prenons maintenant un deuxième exemple. Nous plaçons le dipôle à  $\lambda/36 = 5,95\text{mm}$  au-dessus de la SHI mono-bande présentant un déphasage de  $20^\circ$  à  $1,575\text{GHz}$ . Pour cette hauteur théorique le déphasage amené dans le plan de l'antenne est nul.

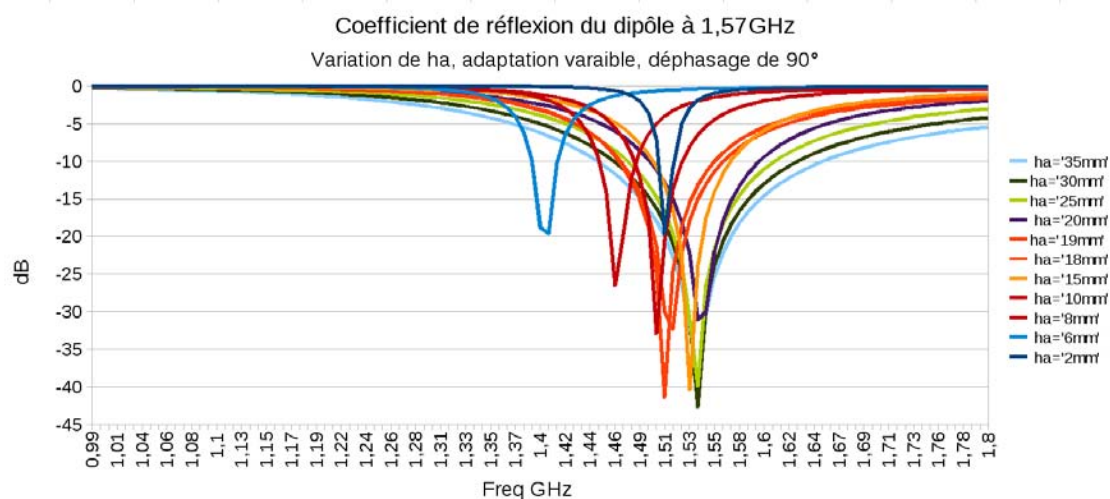


FIGURE 5.6 – Coefficient de réflexion de l'antenne avec différentes variations de la hauteur antenne/SHI déphasée à  $90^\circ$  renormalisée en impédance

Hauteurs	Impédance de renormalisation	fréquence centrale	Bande passante
35mm	50 $\Omega$	1,54GHz	14 %
30mm	42 $\Omega$	1,54GHz	10%
25mm	34 $\Omega$	1,54GHz	9%
20mm	25 $\Omega$	1,54GHz	6%
18mm	21 $\Omega$	1,54GHz	5%
15mm	18 $\Omega$	1,53GHz	4,4%
10mm	10 $\Omega$	1,5GHz	3,2%
8mm	7 $\Omega$	1,46GHz	2%
6mm	4 $\Omega$	1,4GHz	1%
2mm	1 $\Omega$	1,5GHz	0,5%

TABLE 5.1 – Bandes passantes pour les différentes hauteurs antenne/SHI déphasée à  $90^\circ$

Nous mesurons la bande passante du coefficient de réflexion. Pour chaque variation de hauteur l'impédance d'entrée est renormalisée à l'impédance qui permet la meilleure adaptation de l'antenne à cette hauteur. Les résultats sont donnés dans le Tableau 5.2.

Hauteurs	Impédance de renormalisation	fréquence centrale	Bande passante
35mm	50 $\Omega$	1,5GHz	13%
30mm	40 $\Omega$	1,5GHz	10%
25mm	32 $\Omega$	1,5GHz	7%
20mm	26 $\Omega$	1,5GHz	6%
15mm	18 $\Omega$	1,48GHz	5%
10mm	10 $\Omega$	1,46GHz	4%
8mm	7 $\Omega$	1,44GHz	3%
6mm	4 $\Omega$	1,4GHz	2%
2mm	1 $\Omega$	1,48GHz	1%

TABLE 5.2 – Bandes passantes pour les différentes hauteurs antenne/SHI déphasée à 20°

Nous constatons qu'il existe une hauteur ha à partir de laquelle la fréquence se décale vers les fréquences basses, cette hauteur limite est de l'ordre de  $\lambda/10$  comme dans le cas précédent. La valeur de la hauteur limite est cependant ici éloigné de la valeur théorique de  $\lambda/36$ .

Si nous réitérons les simulations pour d'autres couples hauteur/déphasage, nous constatons le même phénomène. Le Tableau 5.3 regroupe les hauteurs antenne/SHI optimales pour des SHI présentant différents déphasages.

Déphasage de la SHI	fréquence centrale	Hauteur optimale par rapport à $\lambda$	Hauteur théorique
0°	1,5GHz	$\lambda/10$	0
20°	1,5GHz	$\lambda/10$	$\lambda/36$
45°	1,52GHz	$\lambda/10$	$\lambda/16$
75°	1,54GHz	$\lambda/10$	$\lambda/10$
90°	1,54GHz	$\lambda/10$	$\lambda/8$

TABLE 5.3 – Hauteurs antenne/SHI présentant l'adaptation optimale pour un déphasage de la SHI donné en simulations

Au vu de ces résultats, nous constatons qu'il est inutile de construire des SHI dont le déphasage est inférieur à 72° ( $\frac{4d\pi}{\lambda} = \phi$  le déphasage avec  $d = \lambda/10$ ). En effet, il existe une hauteur limite minimale au-delà de laquelle les caractéristiques de l'antenne seront dégradées. Cette hauteur limite est aux alentours de  $\lambda/10$ . L'écart entre la valeur théorique et la valeur optimale simulée s'accroît quand les déphasages décroissent. En effet plus le couplage entre l'antenne et la SHI est fort moins la no-

tion de coefficient de réflexion est valable puisqu'il ne tient pas compte des ondes évanescentes qui participent fortement aux champs électromagnétiques. Il faut prendre en compte les ondes évanescentes dans le modèle ; ceci n'a pas été entrepris dans le cadre de cette thèse.

Nous remarquons seulement que nous n'allons pas pouvoir placer notre antenne dans le plan de la SHI même pour une SHI présentant un déphasage nul à la fréquence de résonance de l'antenne. Toute l'étude précédente a été faite pour une SHI mono-bande, nous allons maintenant étudier le phénomène pour la SHI bi-bandes.

### 5.2.3 Simulations couplage antenne/ SHI bi-bandes

Pour faciliter l'étude, nous ne prendrons ici qu'une unique SHI bi-bandes, présentant un déphasage nul aux deux fréquences visées (ici 1,17GHz et 1,575GHz, nous utilisons le motif bi-bandes défini dans le premier chapitre). Comme nous avons ici deux fréquences nous allons utiliser deux dipôles fonctionnant aux fréquences de la SHI. Dans les deux cas nous faisons varier la hauteur antenne/SHI afin de vérifier si la limite trouvée avec la SHI mono-bande est valable ici aussi. Nous remarquons dans la section précédente que la hauteur limite correspond à une adaptation d'impédance aux alentours de  $20\Omega$ , nous perdons la moitié de la bande passante par rapport à la hauteur pour laquelle l'adaptation optimale est de  $50\Omega$  et à peu près 20% de la puissance ( $\Gamma = 0,43 \rightarrow (1 - (\Gamma)^2) = 0,8$ ). Pour l'instant nous allons favoriser la bande passante par rapport à la finesse de la structure. Nous essayons par la suite de réduire l'épaisseur tout en gardant une impédance d'entrée de  $50\Omega$ . Les simulations sont donc effectuées pour une impédance de norme de  $50\Omega$ . Les résultats de simulations sont présentés sur les Figure 5.7 et Figure 5.8.

Nous constatons, sur la Figure 5.7, que la hauteur qui permet la meilleure adaptation sur le coefficient de réflexion pour le dipôle à 1,17GHz sur la SHI bi-bandes est  $h_a=36\text{mm}$  soit  $\lambda/7$ . Nous constatons que le dipôle à 1,17GHz excite parfaitement la bande basse. De plus, la bande haute semble également excitée. Cependant son excitation est faible car la bande passante du dipôle simulé n'est que de 13%.

Nous constatons, sur la Figure 5.8, que la hauteur qui permet la meilleure adaptation sur le coefficient de réflexion pour le dipôle à 1,57GHz sur la SHI bi-bandes est  $h_a=25\text{mm}$  soit  $\lambda/8$ . Nous constatons que le dipôle à 1,57GHz excite parfaitement la bande haute qui est légèrement décalée vers 1,55GHz.

Donc pour les simulations des deux dipôles au-dessus de la SHI bi-bandes, nous obtenons une hauteur limite permettant une adaptation optimale sur le coefficient



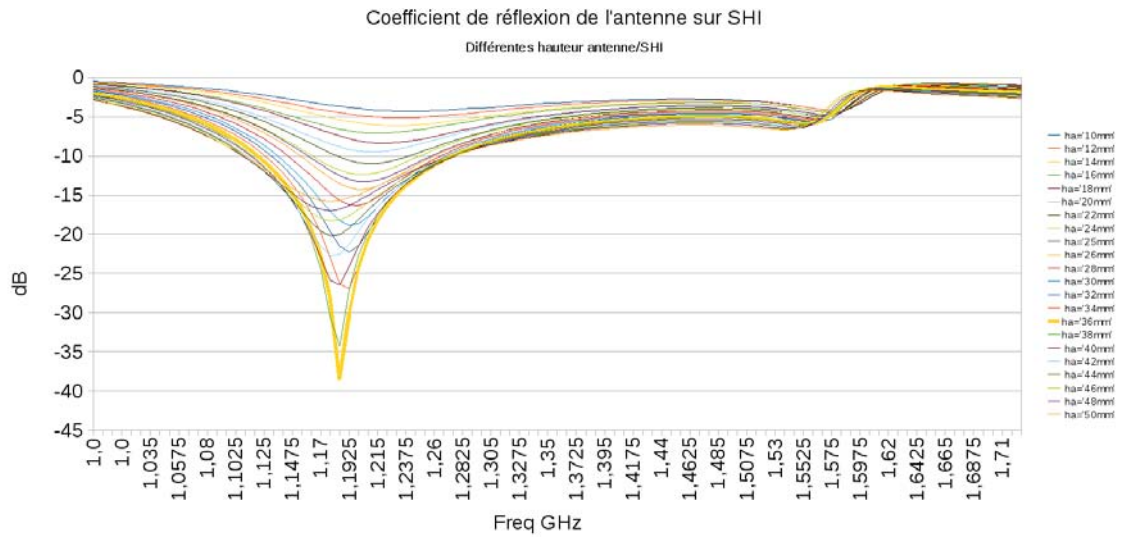


FIGURE 5.7 – Variation de la hauteur antenne/SHI pour un dipôle à 1,175GHz placé au-dessus de la surface bi-bandes

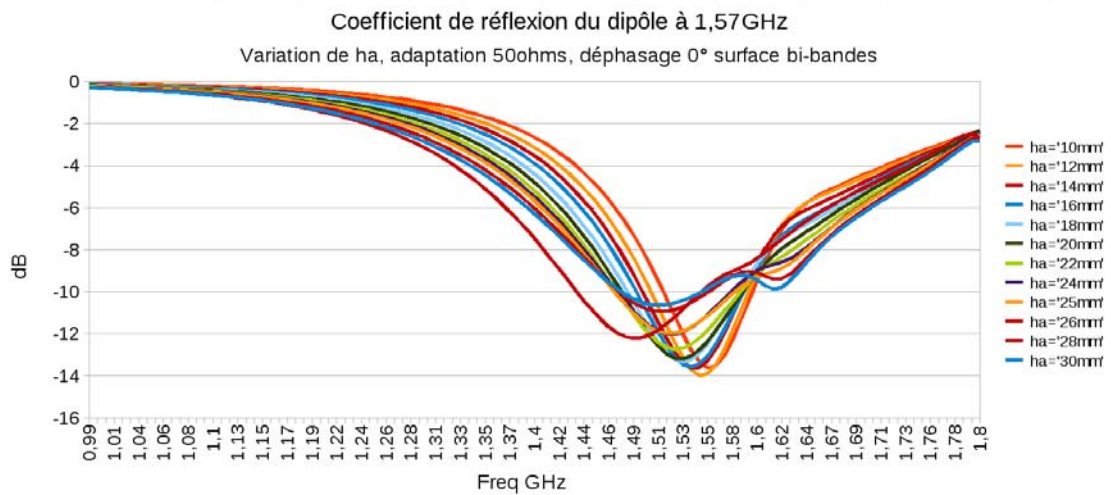


FIGURE 5.8 – Variation de la hauteur antenne/SHI pour un dipôle à 1,575GHz placé au-dessus de la surface bi-bandes

de réflexion à  $50\Omega$ . Cette hauteur limite est de l'ordre de  $\lambda/8$  pour chaque bande.

#### 5.2.4 Hauteur antenne/SHI

En conclusion de cette section, nous avons montré que l'antenne ne peut pas être placée directement dans le plan de la SHI même pour un déphasage de celle-ci nul. Nous venons de montrer qu'il existe un fort couplage entre l'antenne et la SHI ne permettant pas de placer l'antenne à la hauteur théorique calculée pour les déphasages inférieurs à  $75^\circ$ . Il va falloir respecter une hauteur limite entre l'antenne et la SHI afin d'avoir un couplage optimal des deux éléments. Cette hauteur est estimée à  $\lambda/10$  en se basant sur le décalage en fréquence et à  $\lambda/8$  en terme d'adaptation optimale à  $50\Omega$ . L'ensemble de ces résultats est rassemblé pour les deux bandes dans le Tableau 5.4.

Critère	Décalage de la fréquence de résonance	Adaptation optimale à $50\Omega$
Hauteur limite	$\lambda/10$	$\lambda/8$
Hauteur pour L5	25 mm	32 mm
Hauteur pour L1	19 mm	24 mm

TABLE 5.4 – Hauteurs limites pour les deux bandes suivant le critère choisi

La hauteur limite de  $\lambda/8$  pour L1 (soit 24 mm) permet de conserver les fréquences de résonance pour L5 et L1 et une bonne adaptation pour L1. L'adaptation pour L5 reste toutefois incorrecte, à 24 mm nous avons une impédance de norme de  $30\Omega$ . Pour les mesures nous plaçons l'antenne à environ  $\lambda_{L1}/8$  de la SHI, en pratique  $h_a=25$  mm.

### 5.3. Mesures de l'ensemble antenne sur Surface Haute Impédance

---

Toutes les mesures seront réalisées avec la SHI bi-bandes décrite dans le premier chapitre. Maintenant que nous avons défini les conditions de mesures et notamment la hauteur à laquelle il va falloir placer les différentes antennes nous pouvons commencer la phase de mesures. La SHI étant bi-bandes, nous allons réaliser deux dipôles à 1,175 et 1,575GHz. Ces dipôles sont placés au-dessus de la SHI et nous mesurons le coefficient de réflexion présenté en entrée des dites antennes. Pour ces mesures nous nous concentrons sur l'étude des SHI en fonction du coefficient de réflexion des antennes, de leurs gains et de leurs diagramme de rayonnement.

Comme le but de l'étude est de réaliser un dispositif antenne/SHI miniature en épaisseur, nous prenons comme références, les mesures des dipôles à  $\lambda/4$  d'un plan métallique. Cette référence sera ensuite comparée aux mesures effectuées avec des antennes au-dessus de la SHI pour une épaisseur de la structure inférieure à  $\lambda/4$ .

### 5.3.1 Les antennes dipôles à réaliser

Nous allons réaliser deux dipôles planaires aux fréquences de 1,175GHz et 1,575GHz. Nous choisissons de réaliser des dipôles larges pour obtenir une impédance d'entrée de  $50\Omega$ . Nous avons déjà décrit le fonctionnement de dipôles dans l'état de l'art de la miniaturisation. Nous rappelons donc ici que théoriquement chaque brin d'un dipôle doit être égale à  $\lambda/4$  et que l'excitation du dipôle doit être équilibrée. L'excitation sera donc en pratique réalisée grâce à un balun. Les dipôles étant large, la dimension de leurs brins sera inférieure à  $\lambda/4$ . Nous déterminons ces dimensions en simulation.

#### Dimensions

Nous simulons les dipôle en espace libre sous HFSS afin de déterminer quelle est la longueur des brins à réaliser. Les paramètres du dipôle sont définis sur la Figure 5.9.

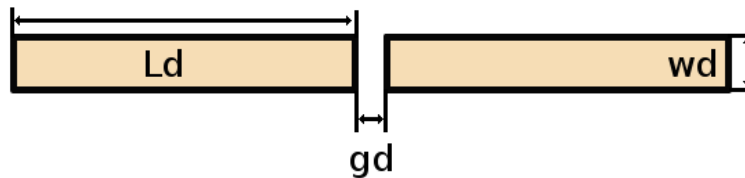


FIGURE 5.9 – Définition des paramètres du dipôle

Les dimensions pour les deux dipôles en espace libre obtenues par simulation sont rassemblées dans le Tableau 5.5.

Fréquence	1,175GHz	1,575GHz
wd	12mm	12 mm
gd	6mm	6mm
Ld	50mm	40mm

TABLE 5.5 – Dimensions des deux dipôles en espace libre en simulation

### Réalisation des dipôles

Les dipôles sont réalisés sur des supports plastiques. Nous utilisons du scotch cuivre pour réaliser les deux brins métalliques du dipôle. L'excitation de chaque dipôle sera réalisée à l'aide de balun quart d'onde (cf Annexe A). Une photo d'un des dipôles réalisés est présentée en Figure 5.10.



FIGURE 5.10 – Photo du dipôle à 1,17GHz

### Simulations et Mesures de référence à $\lambda/4$

Nous vérifions ici si les simulations et les mesures de ce système sont en adéquation. Pour les deux dipôles réalisés nous comparons donc les performances en simulation et en mesures lorsqu'ils sont placés à  $\lambda/4$  d'un plan métallique. Le plan métallique utilisé en mesure mesure  $300 \times 300 \text{ mm}^2$ . Les résultats de ces comparaisons sont donnés en S11 (Figure 5.11) et en gain (Figure 5.12).

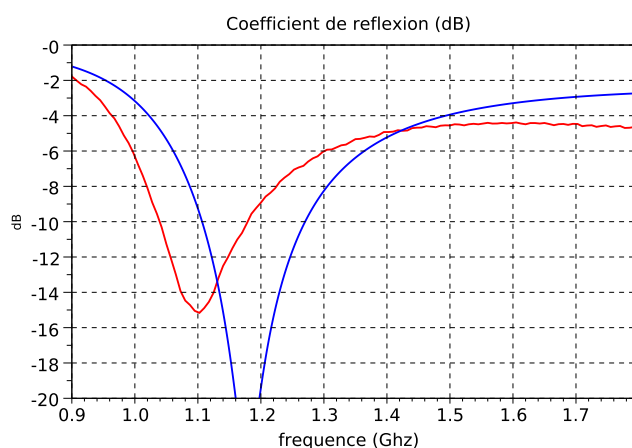


FIGURE 5.11 – Comparaison du coefficient de réflexion du dipôle à 1,17GHz placé à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un plan métallique en simulation (courbe bleue) et en mesure (courbe rouge)

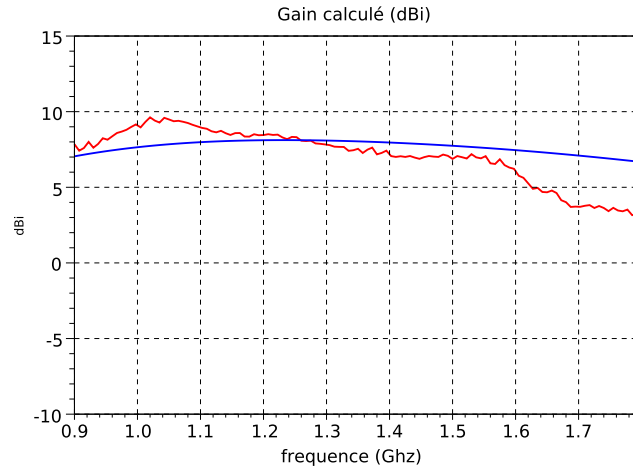


FIGURE 5.12 – Comparaison du gain total du dipôle à 1,17GHz placé à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un plan métallique en simulation (courbe bleue) et en mesure (courbe rouge)

Les simulations et les mesures concordent bien pour le dipôle à 1,17GHz placé à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un CEP. Nous notons un décalage en fréquence (1,1GHz en mesure au lieu des 1,175GHz de la simulation, décalage de 5%) sur la fréquence de résonance ; ceci est dû à l'utilisation du support plastique comme substrat du dipôle ( $\epsilon_r$  légèrement supérieur à 1). Les gains sont quasiment de même niveau (1 dBi d'écart) à la fréquence de résonance. Pour le dipôle à 1,57GHz, les résultats de ces comparaisons sont donnés en S11 (Figure 5.13) et en gain (Figure 5.14).

Nous constatons les mêmes décalages pour le dipôle à 1,57GHz placé à  $\lambda_{1,57}/4$  d'un CEP que pour celui à 1,17GHz. Nous avons un décalage en fréquence de 5% et un gain supérieur de 1 dBi à la fréquence de résonance.

### 5.3.2 Les dipôles sur la SHI

Les dipôles utilisés dans cette section servent à vérifier le fonctionnement de la SHI, notamment au niveau des fréquences et des bandes passantes. Pour se rapprocher du fonctionnement final, où il n'y aura qu'une seule antenne et non deux (une pour chaque bande) nous allons placer les différents dipôles à la même hauteur par rapport à la SHI, indépendamment de leur fréquence de résonance. D'après les conclusions de la section 5.2.4, nous plaçons les différents dipôles à 25 mm de la SHI.

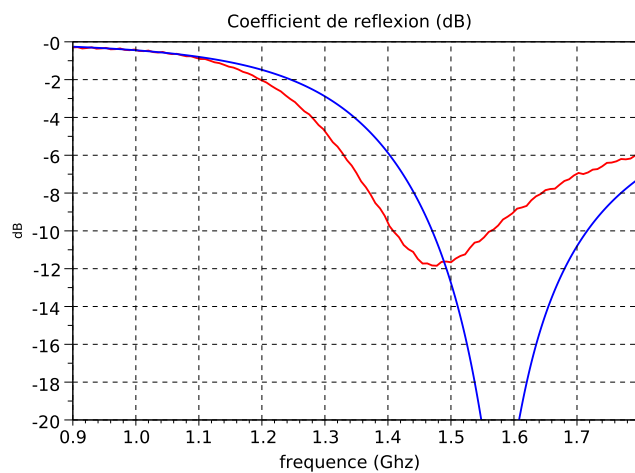


FIGURE 5.13 – Comparaison du coefficient de réflexion du dipôle à 1,57GHz placé à  $\lambda_{1,57}/4$  d'un plan métallique en simulation (courbe bleue) et en mesure (courbe rouge)

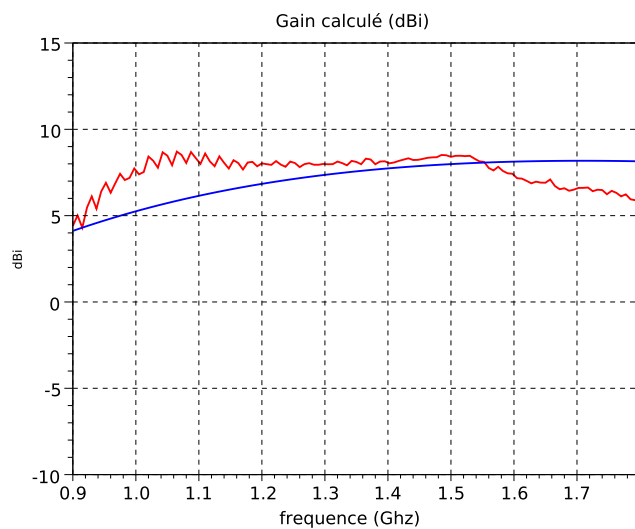


FIGURE 5.14 – Comparaison du gain total du dipôle à 1,57GHz placé à  $\lambda_{1,57}/4$  d'un plan métallique en simulation (courbe bleue) et en mesure (courbe rouge)

### Réalisation de la surface périodique

La surface périodique est réalisée conformément à ce qui a été décrit dans la section 4.4. Les photos du prototype sont montrées sur la Figure 5.15.

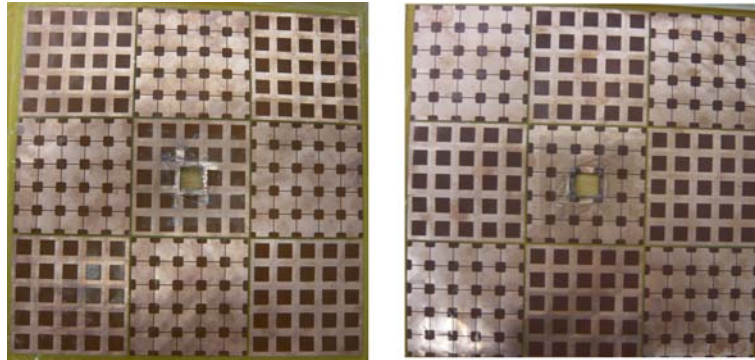


FIGURE 5.15 – Photo de la feuille de kapton de  $25 \mu\text{m}$  sur laquelle sont imprimées les deux couches de la surface périodique a) couche supérieure b) couche inférieure.

### Réalisation du plan métallique sous la surface périodique

La SHI est composée de la surface périodique mais doit aussi pour fonctionner avoir un plan métallique placé en-dessous. Nous avons déterminé dans les simulations qu'une épaisseur de 4mm d'air entre la surface périodique et le plan métallique permet d'assurer les bandes de fréquence voulues. Nous n'écartons cependant pas la possibilité de pouvoir jouer sur cette dimension pour régler d'éventuels décalages en fréquence après la réalisation du prototype. La réalisation de notre structure sur de l'air qui nous avait paru plus pertinent au moment de la conception mais s'avère être plus délicat au moment de la réalisation. L'enjeu principal est d'avoir une surface périodique complètement plane c'est-à-dire sans variation de sa hauteur sur toute la surface qu'elle représente. Nous comprenons vite que la gravité va jouer en notre défaveur. Et nous avons donc le choix entre :

- Faire une structure qui permette de suspendre la surface périodique au-dessus du plan métallique, à condition que la surface soit réellement plane. Pour ceci il va falloir tendre la surface périodique. Il va donc falloir un cadre pour soutenir la surface périodique tendue et des poteaux situés à l'extérieur de la zone d'étude pour éviter les éventuelles perturbations qu'ils pourraient créer.
- Utiliser de la mousse dont la permittivité est environ 1, que nous plaçons entre la surface périodique et le plan métallique. Des couches d'épaisseurs

différentes ont été découpées dans l'éventualité de devoir régler la hauteur  $h$  lors des mesures.

Nous avons réalisé les deux types de structures et il s'est avéré que la deuxième solution était la plus efficace pour des mesures répétitives, les couches de mousse étant calibrées. De plus la surface périodique tendue n'était pas complètement plane et nous pouvions observer une déplétion au centre de la structure. Deux tailles de plan métallique ont été testées pour les mesures, un plan métallique de  $1500 \times 1500 \text{mm}^2$  et un plan plus petit de  $300 \times 300 \text{mm}^2$ . Pour ces deux plans les mesures sont équivalentes nous gardons donc pour une question de praticité le petit plan métallique de  $300 \times 300 \text{mm}^2$ .

La photo des différents éléments du système est présentée sur la Figure 5.16. Sur la photo, l'antenne est une spirale, dans cette section des dipôles sont utilisés.

Le système assemblé est montré en photo sur la Figure 5.17.

## Simulations

Nous utilisons les mêmes simulations que dans la section 5.2.3. Pour une hauteur  $h = 25 \text{mm}$  nous avons les résultats pour le dipôle à  $1,17 \text{GHz}$  sur la Figure 5.18 et pour le dipôle à  $1,57 \text{GHz}$  sur la Figure 5.19.

Comme attendu le dipôle à  $1,17 \text{GHz}$  excite correctement la bande qui lui est associée et quasiment pas la bande haute. La bande passante en simulation du dipôle à  $1,17 \text{GHz}$  à  $25 \text{mm}$  de la SHI bi-bandes est ici de  $105 \text{MHz}$  (9%) autour de  $1,20 \text{GHz}$ .

Le dipôle à  $1,57 \text{GHz}$  excite bien la bande de la SHI qui lui est associée la bande passante en simulation du dipôle à  $1,57 \text{GHz}$  à  $25 \text{mm}$  au-dessus de la SHI bi-bandes est de  $95 \text{MHz}$  (6%) autour de  $1,54 \text{GHz}$ .

Si nous comparons ces résultats avec les spécifications demandées, Tableau 5.6, nous constatons que le système est conforme aux spécifications pour un élément rayonnant associé à chaque bande de la SHI.

## Mesures

Les résultats de mesure en coefficient de réflexion, gain et diagramme de rayonnement sont donnés ici. Nous comparons directement sur les mesures de l'antenne



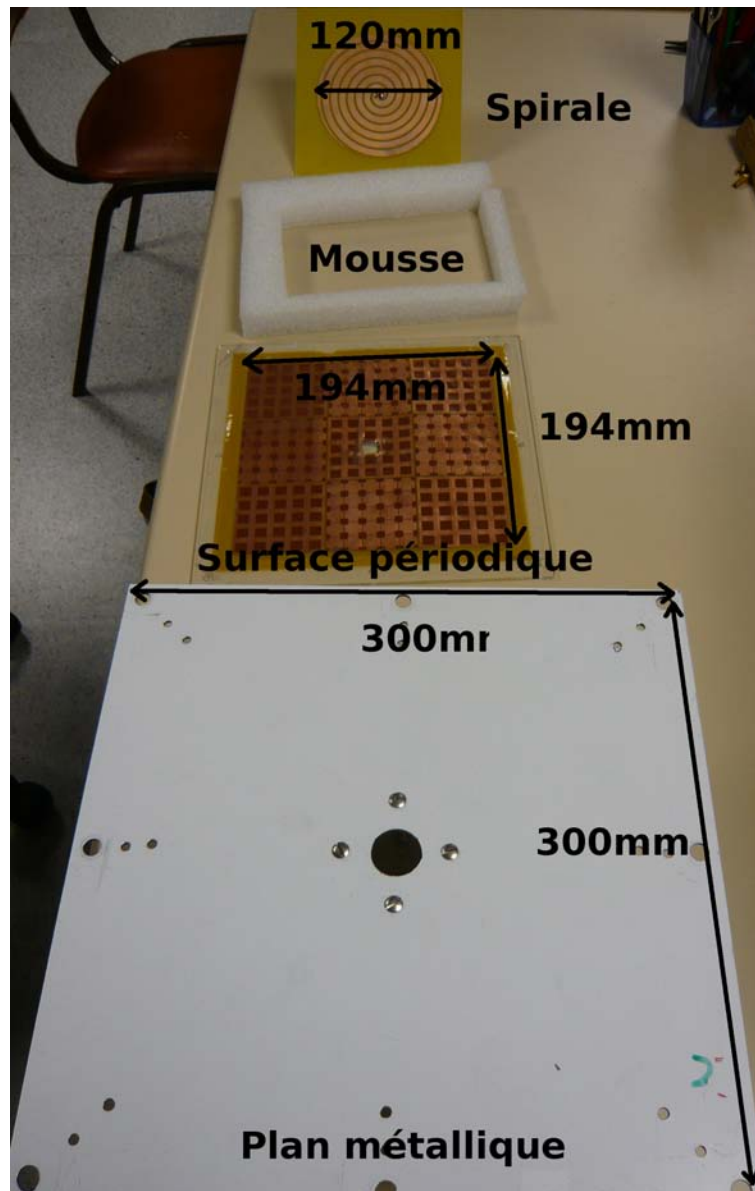


FIGURE 5.16 – Photo des différents éléments composants le système complet, vue éclatée.

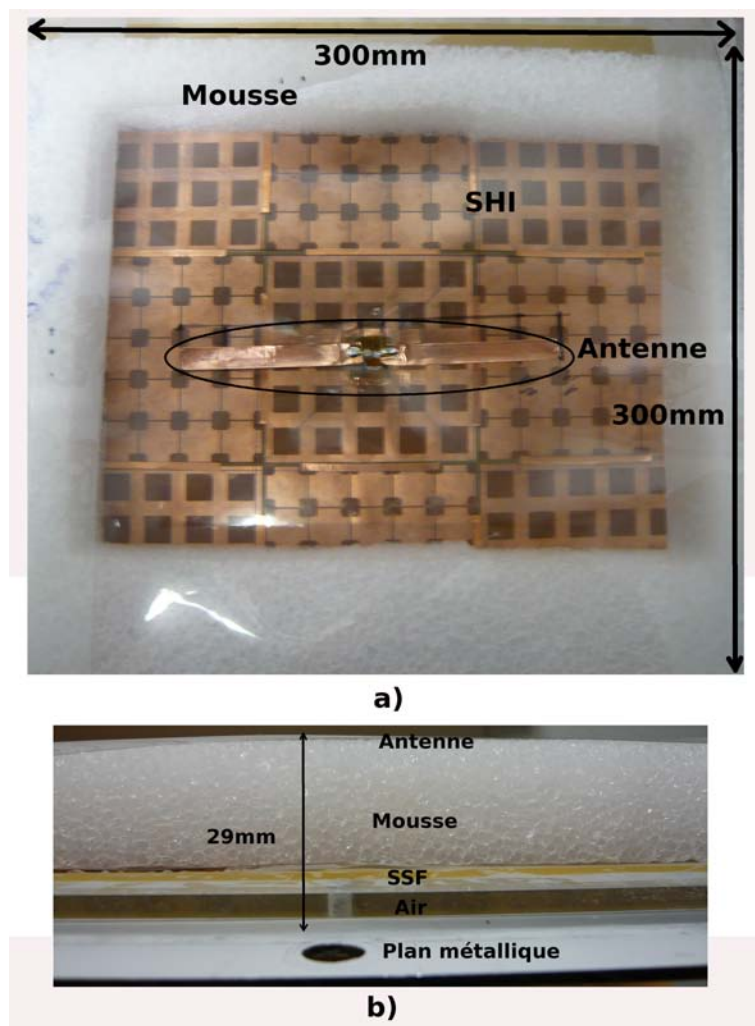


FIGURE 5.17 – Photo du système complet assemblé a) vue de dessus b) vue de côté.

	Spécifications	Simulations
Fréquence basse	1,175GHz	1,20GHz
Bande passante bande basse	24MHz	105MHz
Fréquence haute	1,575GHz	1,575GHz
Bande passante haute	2MHz	105MHz

TABLE 5.6 – Comparaison en fréquences et bandes passantes des résultats de simulation de l'association dipôle à 25mm de la SHI bi-bandes et des spécifications GNSS

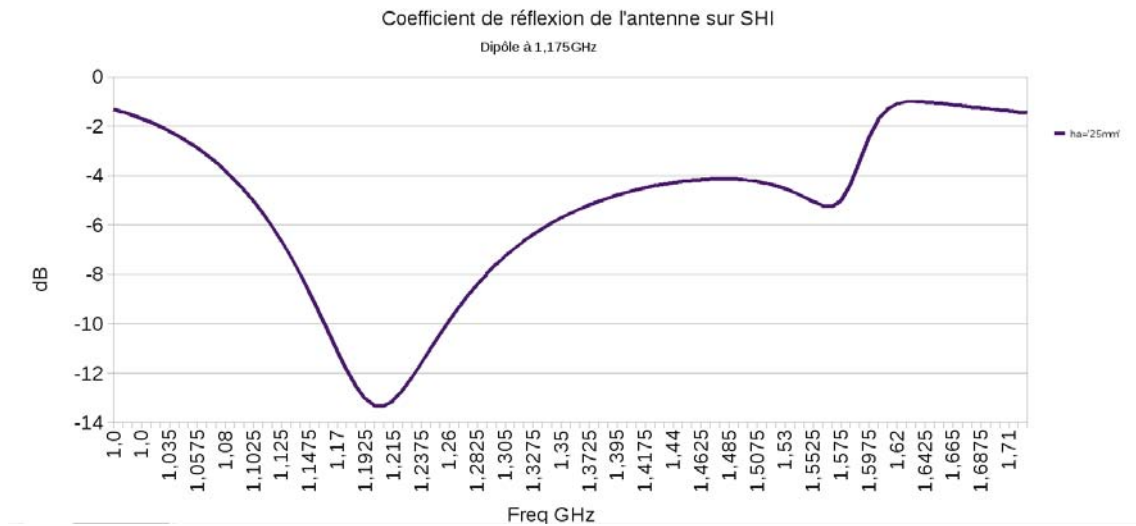


FIGURE 5.18 – Coefficient de réflexion simulé du système antenne/SHI pour un dipôle à 1,175GHz placé à 25mm de la surface bi-bandes

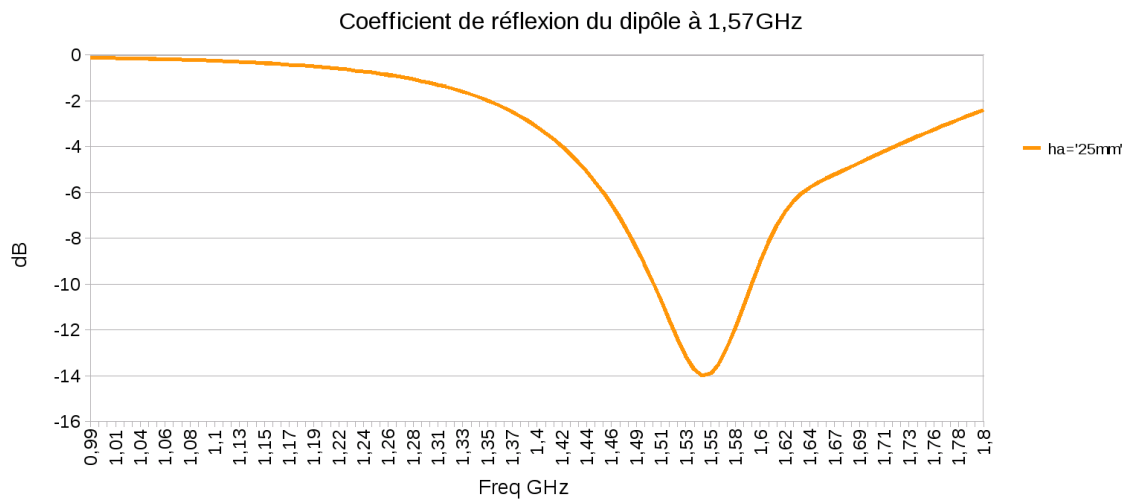


FIGURE 5.19 – Coefficient de réflexion simulé du système antenne/SHI pour un dipôle à 1,575GHz placé à 25mm de la surface bi-bandes

sur la SHI, les mesures de référence de l'antenne à  $\lambda/4$  d'un plan métallique (CEP). Les résultats sont commentés et une analyse plus détaillée est faite par la suite.

#### Mesure du coefficient de réflexion du dipôle à 1,17GHz

La mesure du coefficient de réflexion (Figure 5.20) mesuré pour le dipôle à 1,17GHz sont faites pour  $h_a = 25\text{mm}$  et  $h = 4\text{mm}$ .

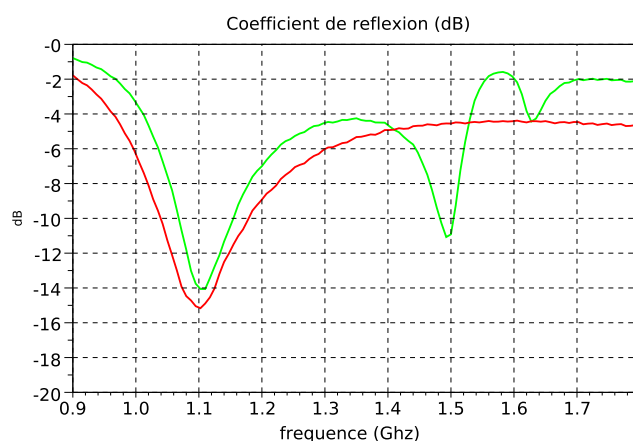


FIGURE 5.20 – Coefficient de réflexion mesuré pour le dipôle à 1,17GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un CEP

Les trois fréquences de résonance du système dipôle 1,17GHz + SHI sont 1,1GHz, 1,46GHz et 1,6GHz. Il y a donc trois bandes de fonctionnement alors que nous en attendions seulement deux, ceci est analysé dans la suite de la section.

#### Mesure du gain et des diagrammes de rayonnement du dipôle à 1,17GHz

La mesure du gain (Figure 5.21) et les diagrammes de rayonnement (Figure 5.23) mesurés pour le dipôle à 1,17GHz sont faites pour  $h_a = 25\text{mm}$  et  $h = 4\text{mm}$ .

Les deux plans de coupe pour les diagrammes de rayonnement sont définis pour le dipôle sur la Figure 5.22.

La courbe de référence tracée sur les diagrammes de rayonnement correspond au diagramme de rayonnement du dipôle à sa fréquence de résonance placé à  $\lambda/4$  d'un CEP. Pour le dipôle à 1,17GHz, les courbes de références sont donc pour chaque graphique le diagramme de rayonnement en gain à 1,17GHz pour le dipôle placé à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un CEP.

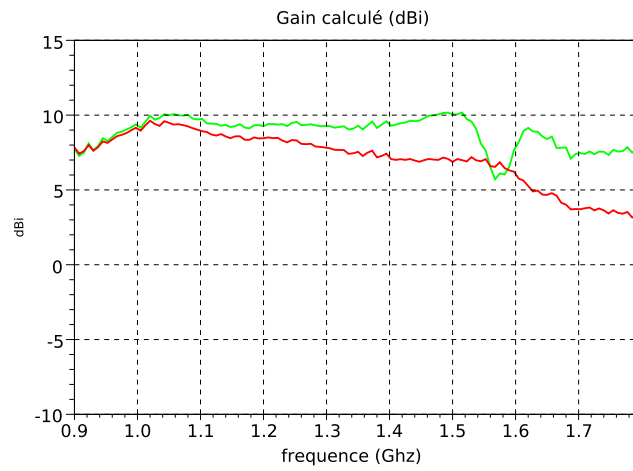


FIGURE 5.21 – Gain total calculé à partir des mesures pour le dipôle à 1,17GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un CEP

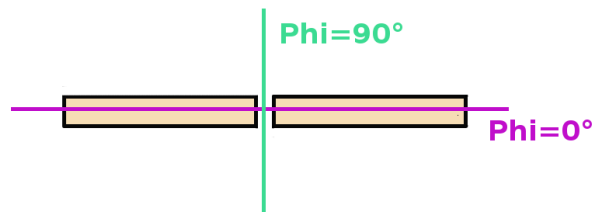


FIGURE 5.22 – Plans de coupe sur le dipôle pour les diagrammes de rayonnement



Pour les fréquences hautes, les diagrammes sont plus directifs. On a toutes fois le même gain que la référence, il y a donc plus de rayonnement vers l'arrière qui n'est pas montré sur les courbes. Sur la bande la plus haute, le diagramme est multilobé.

#### Mesure du coefficient de réflexion du dipôle à 1,57GHz

La mesure du coefficient de réflexion (Figure 5.24) mesuré pour le dipôle à 1,57GHz sont faites pour  $h_a = 25\text{mm}$  et  $h = 4\text{mm}$ .

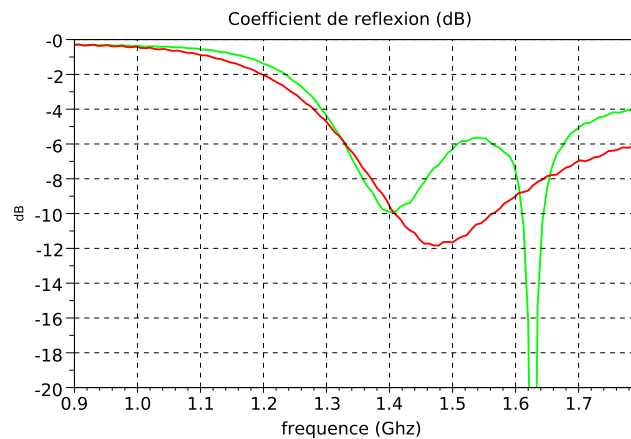


FIGURE 5.24 – Coefficient de réflexion mesuré pour le dipôle à 1,57GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_{1,57}/4$  d'un CEP

Les deux fréquences de résonance du système dipôle à 1,57GHz + SHI sont 1,4GHz et 1,63GHz. Avec le dipôle à 1,57GHz nous n'avons donc que deux bandes de résonance contrairement au dipôle à 1,17GHz.

#### Mesure du gain et des diagrammes de rayonnement du dipôle à 1,57GHz

La mesure du gain (Figure 5.25) et les diagrammes de rayonnement (Figure 5.26) mesurés pour le dipôle à 1,57GHz sont faites pour  $h_a = 25\text{mm}$  et  $h = 4\text{mm}$ .

Les diagrammes sont plus directifs que pour le dipôle au-dessus d'un CEP. Sur la bande la plus haute, le diagramme est multilobé dans le plan  $\phi = 90^\circ$  par rapport au diagramme de référence. Le gain total mesuré est donc plus haut pour le dipôle au-dessus de la SHI que la référence dans les bandes de résonance.

#### Analyse des résultats

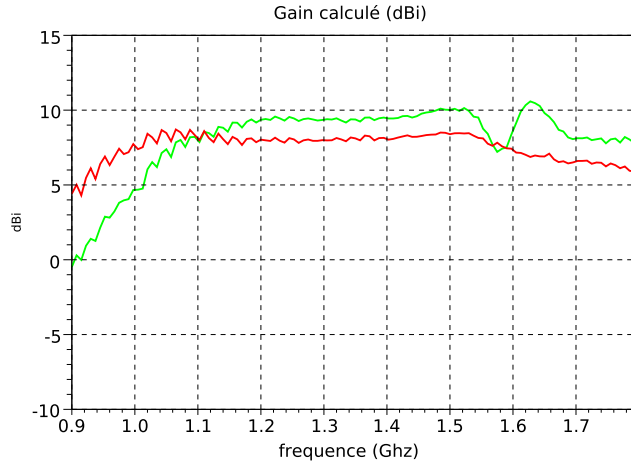


FIGURE 5.25 – Gain total calculé à partir des mesures pour le dipôle à 1,57GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_{1,57}/4$  d'un CEP

Les fréquences de résonance des dipôles sont légèrement décalées par rapport à leur réglage initial. Ceci s'explique par l'effet du support plastique qui a une permittivité légèrement supérieure à 1 auquel s'ajoute ici l'effet de la SHI (cf 5.2.2).

Deuxièmement, nous constatons que contrairement à ce à quoi nous nous attendions, les dipôles excitent plus que leur simple bande de fonctionnement. Ainsi nous avons trois fréquences de résonance pour le dipôle à 1,17GHz et deux pour celui à 1,57GHz. Il semble donc que les dipôles excitent la SHI qui rayonne dans ses bandes de fonctionnement. Pour les bandes en dehors de celles du dipôle l'adaptation n'est pas très bonne ce qui s'explique par le fait que les mesures sont faites à travers l'antenne placée au-dessus de la SHI et du Balun associé. Or ni l'un ni l'autre n'a une bande passante suffisamment large. La conception d'un Balun plus large bande est alors envisagé.

Le gain du système complet est défini par :

$$G(\Theta, \Phi) = 4\pi \frac{P(\Theta, \Phi)}{Pd} \quad (5.5)$$

Avec  $P(\Theta, \Phi)$  la puissance rayonnée par unité d'angle solide et  $Pd$  la puissance disponible en entrée de l'antenne,  $Pd = Pg(1 - (\Gamma_e)^2)$  avec  $Pg$  la puissance du générateur et  $\Gamma_e$  le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne. Ce gain est presque constant sur toute la bande d'étude et supérieur (2 dBi) à celui de l'antenne à  $\lambda/4$  d'un CEP.



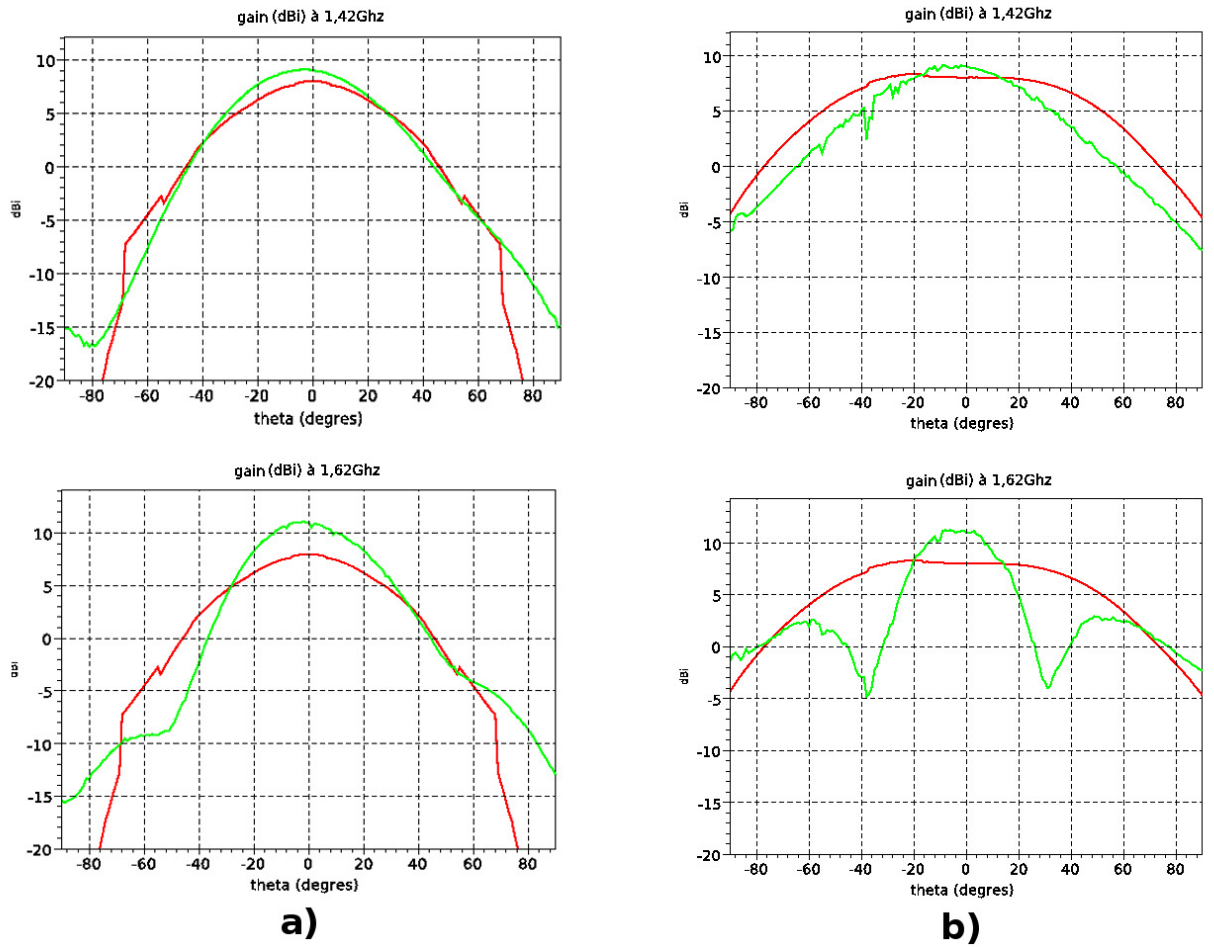


FIGURE 5.26 – Diagrammes de rayonnement en gain total mesuré pour le dipôle à 1,57GHz à 25mm au-dessus de la SHI a) pour  $\phi = 0^\circ$  et b) pour  $\phi = 90^\circ$  en vert et en rouge pour le même dipôle à  $\lambda_{1,57}/4$  d'un CEP

Au vu des diagrammes, Figure 5.23 et Figure 5.26, nous voyons que le rayonnement du système "antenne + SHI" est plus directif que celui antenne+CEP ; ceci est lié à la surface rayonnante. Il va en effet falloir prendre en compte la SHI.

Pour les mesures avec le dipôle à 1,175GHz, nous avons trois fréquences de résonance ce qui ne devrait pas être le cas. Nous ne devrions voir au mieux que les deux bandes de fonctionnement de la SHI à 1,175GHz et 1,575GHz. Pour identifier quelles sont les bandes relatives à la SHI ou au dipôle, nous faisons varier la hauteur entre la surface périodique et le plan métallique.

### Identification des bandes

D'après le chapitre 1, une variation de  $h$  (hauteur entre la surface périodique et le plan métallique), fait varier les fréquences des bandes de la SHI. Donc pour une variation de cette hauteur, les bandes liées à la SHI devraient se décaler alors que celles liées au dipôle seront moins sujettes à la variation. Comme  $h_a$ , égale à  $\lambda/10$ , n'est pas modifiée la fréquence de résonance du dipôle reste stable.

Nous réalisons un nouveau dipôle qui est excité par un balun large bande. Ce balun large bande est décrit en Annexe A. L'impédance d'entrée du dipôle est réglée à  $100\Omega$  pour pouvoir fonctionner avec le balun.

La mesure du coefficient de réflexion (Figure 5.27), le gain (Figure 5.28) et les diagrammes de rayonnement (Figure 5.29) mesurés pour le dipôle à 1,4GHz sont faites pour  $h_a = 25\text{mm}$  et  $h = 4\text{mm}$ .

Les trois fréquences de résonance du système dipôle à 1,17GHz avec un balun large bande + SHI sont 1,17GHz, 1,46GHz et 1,63GHz.

La bande haute de la SHI est excitée mais le balun n'est cependant pas assez large bande. Nous faisons tout de même l'identification des bandes avec ce dispositif. Les résultats de cette mesure sont présentés sur la Figure 5.30.

Nous concluons donc que les deux bandes liées à la SHI sont les deux plus hautes (à environ 1,4GHz et 1,62GHz) car lorsque nous modifions la hauteur  $h$  le décalage en fréquence qu'elles subissent (200MHz pour 1,4GHz et 140MHz pour 1,62GHz entre 4 et 10 mm) est plus grand que celui de la première bande (40MHz entre 4 et 10 mm) qui représente le dipôle réglé à 1,17GHz et correspond aux décalages des fréquences de résonance de la SHI.

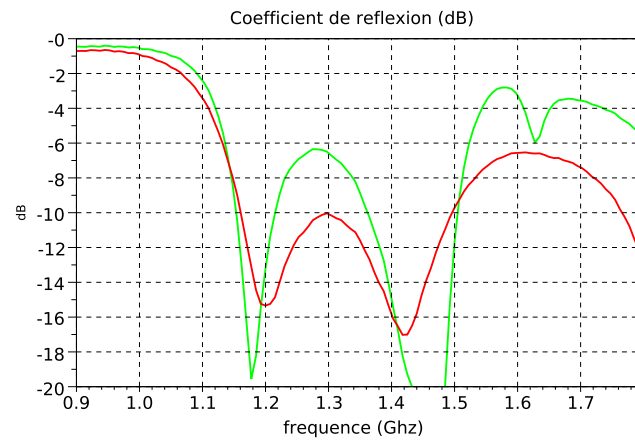


FIGURE 5.27 – Coefficient de réflexion mesuré pour le dipôle à 1,17GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un CEP

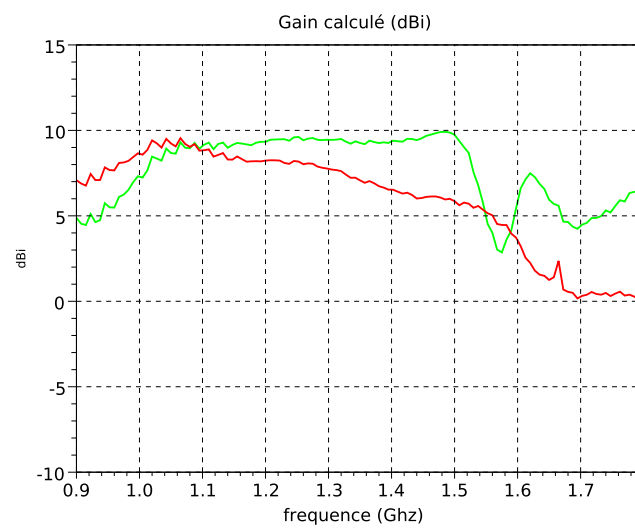


FIGURE 5.28 – Gain total calculé à partir des mesures pour le dipôle à 1,17GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un CEP

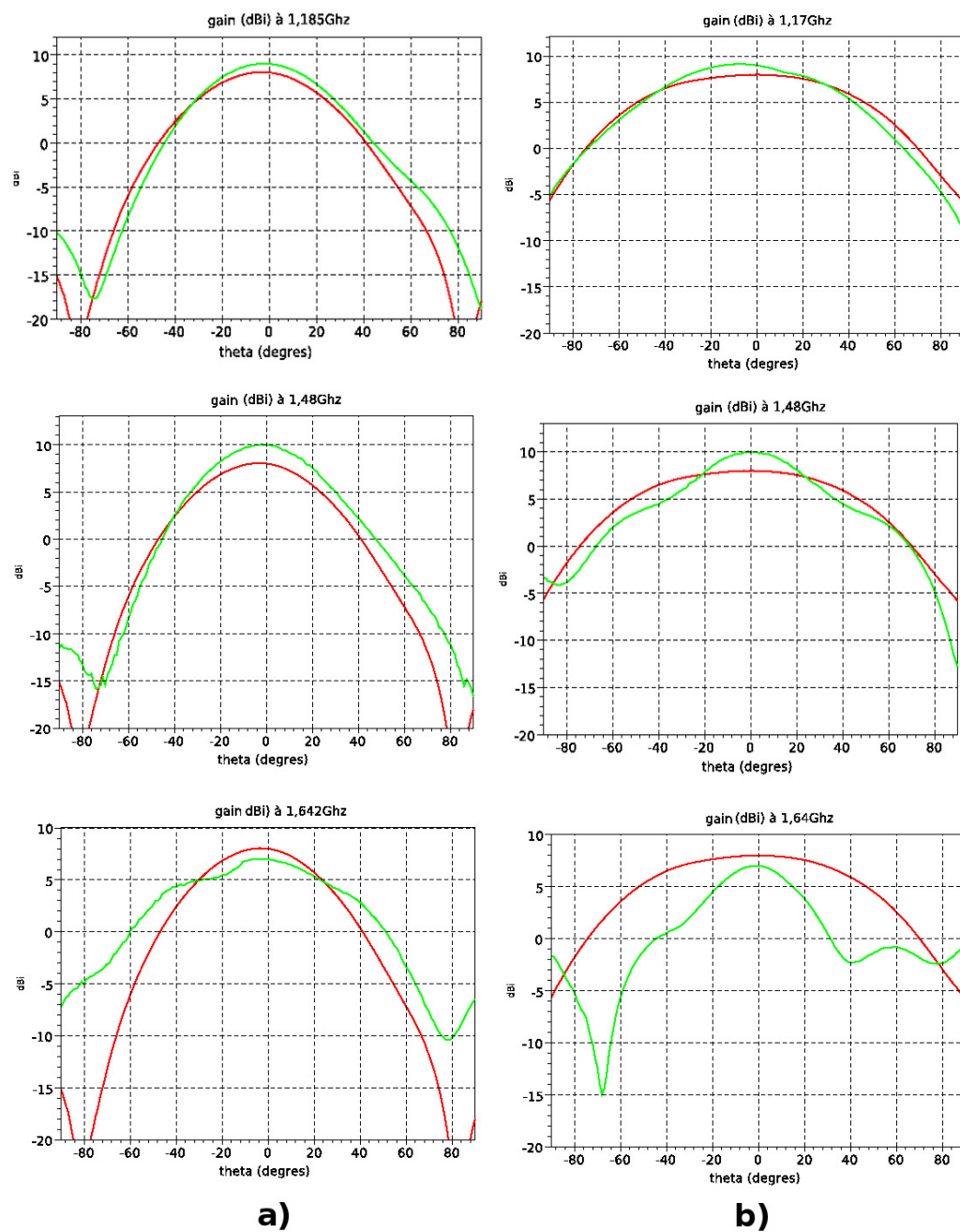


FIGURE 5.29 – Diagrammes de rayonnement en gain total mesuré pour le dipôle à 1,17GHz avec une balun large bande à 25mm au-dessus de la SHI a) pour  $\phi = 0^\circ$  et b) pour  $\phi = 90^\circ$  en vert et en rouge pour le même dipôle à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un CEP

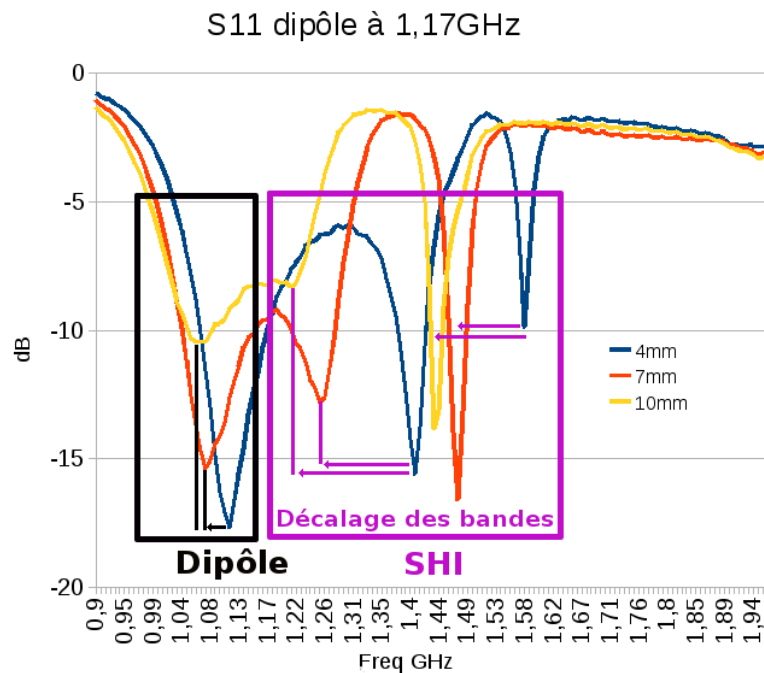


FIGURE 5.30 – Identification des bandes correspondantes à la SHI et au dipôle

Si nous comparons les fréquences de résonance de la SHI mesurées et simulées, nous remarquons que la fréquence haute de la SHI n'a quasiment pas été décalée (5%) en revanche la fréquence basse est complètement à côté des prévisions de la simulation avec les modes de Floquet (décalage de 30% dû à un problème d'adéquation entre les simulations et la réalisation sur les valeurs des capacités des cellules-L5). Une mesure avec un dipôle dans la bande basse de la SHI, c'est-à-dire à 1,4GHz est présentée en Annexe C, elle confirme que la bande de la SHI est bien à 1,4GHz.

De l'analyse du gain et des diagrammes du dipôle à 1,17GHz au-dessus de la SHI (Figure 5.28 et Figure 5.29), nous pouvons confirmer que la SHI rayonne efficacement sur toute la bande de fréquence lorsqu'elle est excitée par un dipôle à basse fréquence. Dans les bandes de la SHI une adaptation d'impédance est réalisée au travers du dipôle qui fait office d'excitateur [96].

### Comparaison par rapport à la référence

Nous constatons que pour les deux dipôles les résultats sont équivalents en gain et en diagramme de rayonnement pour une épaisseur totale du système inférieure.

Nous avons une réduction d'épaisseur de 30% avec l'utilisation d'une SHI par rapport au plan métallique.

Pour les performances du dipôle à 1,175GHz qui excite et fait rayonner la SHI bien qu'il soit en dehors de ses bandes de fonctionnement, nous constatons que l'adaptation de ce dipôle est tout à fait satisfaisante bien qu'il soit placé à moins de  $\lambda_{1,17}/4$  d'une surface qui n'est pas un CMA. Nous avons une réduction d'épaisseur dans ce cas de 55% par rapport au même dipôle à  $\lambda_{1,17}/4$  d'un CEP et un fonctionnement tri-bande.

### 5.3.3 Conclusions

Dans cette section, nous avons tout d'abord constaté que la bande basse de la SHI est décalée par rapport aux simulations. La raison de ce décalage est étudiée dans la section suivante.

Malgré ce décalage, les mesures avec les dipôles confirment que la SHI fonctionne correctement dans ses deux bandes. Autrement dit dans ses deux bandes de fonctionnement la SHI agit comme un CMA et permet une bonne adaptation et un bon rayonnement de l'antenne pour une distance entre l'antenne et ce plan réflecteur inférieure à celle avec une CEP. Les gains dans ces bandes sont également supérieurs à la référence.

Enfin, les mesures montrent que nous pouvons exciter et faire rayonner efficacement une SHI dans ses bandes de fonctionnement avec une antenne fonctionnant pour une fréquence en dehors des bandes de la SHI.

## 5.4. Réglage des fréquences

---

Nous allons maintenant essayer de régler le décalage en fréquence des mesures par rapport aux simulations. Pour ceci nous avons plusieurs solutions, celles venant de la conception initiale du motif et une autre découlant des résultats de mesures précédents. On rappelle que nous souhaitons avoir une SHI dont les deux bandes sont L5 et L1 (1,175GHz et 1,575GHz) et que nous avons réalisé une SHI aux bandes 1,4GHz et 1,6GHz.

Dans la section 5.3, nous avons constaté qu'il était possible d'exciter et faire

rayonner une SHI dans ses bandes de fréquences avec une antenne hors de ces bandes. Et ceci sans dégrader les performances de l'antenne. Lorsque nous utilisons un dipôle dont la fréquence de résonance est celle d'une des bandes de la SHI et que nous plaçons ce dipôle au-dessus de celle-ci, nous constatons dans la bande de fréquence un couplage entre la SHI et le dipôle. Avec une excitation hors bandes de la SHI, nous allons pouvoir constater l'effet des réglages sur les bandes de fréquence sans avoir ces effets de couplage.

Nous utilisons le dipôle fonctionnant à 1,17GHz avec le Balun large bande pour les mesures de réglage.

#### 5.4.1 Réglage de l'épaisseur de la SHI

Lors de la conception du motif nous avons fixé la hauteur entre la surface périodique et la plan métallique (4mm), le tout réalisant une SHI. La variation de cette hauteur permet de faire varier les fréquences pour lesquelles le déphasage du coefficient de réflexion est nul. Pour abaisser la fréquence de résonance, comme nous le souhaitons pour pouvoir récupérer la bande L5 du GNSS, il faut augmenter l'épaisseur de la SHI. Ceci est illustré par la Figure 5.31 et la Figure 5.32 qui montrent les variations de la phase du coefficient de réflexion en fonction de l'épaisseur de la SHI en simulation (mode de Floquet) pour respectivement la bande basse et la bande haute.

Nous constatons que le décalage en fréquence est aussi important pour la fréquence basse que pour la haute. Nous ne pourrions donc pas régler le décalage de la fréquence basse uniquement avec cette technique.

Les mesures faites avec le dipôle à 1,17GHz avec le Balun large bande pour trois épaisseurs de SHI différentes (4, 7 et 10 mm) confirment ceci. Les résultats de ces mesures ont déjà été présentés sur la Figure 5.30. Une comparaison des décalages en fréquences entre mesure et simulation pour les deux bandes de la SHI pour une même variation d'épaisseur (entre 4 et 7mm) est présentée dans le Tableau 5.7.

Variation de fréquence entre 4 et 7mm	Simulations	Mesures
Bande basse de la SHI	9%	10%
Bande haute de la SHI	10%	8%

TABLE 5.7 – Comparaison des décalages en fréquences entre mesure et simulation pour les deux bandes de la SHI entre 4 et 7mm

L'idéal serait d'avoir une SHI avec laquelle nous pourrions avoir une hauteur

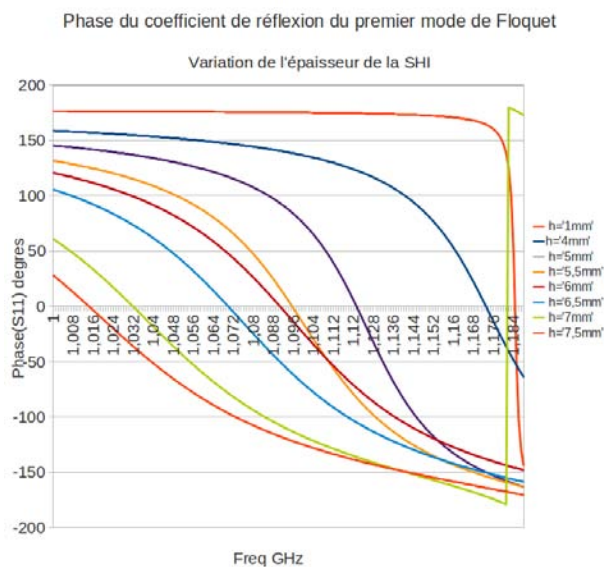


FIGURE 5.31 – Phase du coefficient de réflexion pour une cellule bi-bandes en simulation excitée par le premier mode de Floquet pour différentes épaisseurs autour de la bande basse (L5)

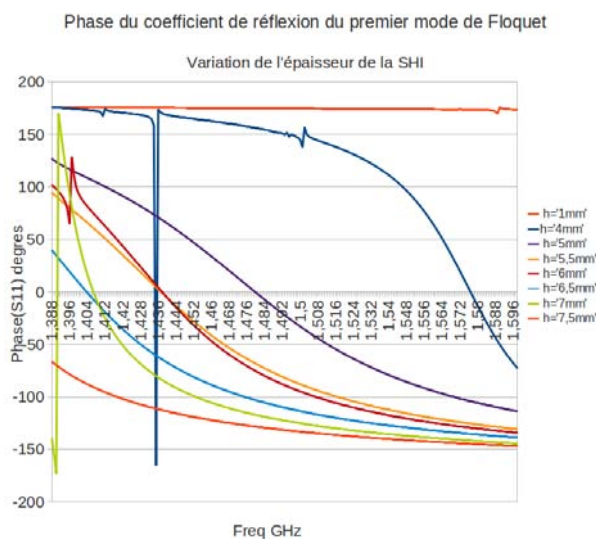


FIGURE 5.32 – Phase du coefficient de réflexion pour une cellule bi-bandes en simulation excitée par le premier mode de Floquet pour différentes épaisseurs autour de la bande haute (L1)



pour la fréquence haute et une hauteur différente pour la fréquence basse ; ceci est réalisable si nous séparons les cellules-L1 des cellules-L5 en les mettant sur deux substrats différents. Avec un tel dispositif nous pourrions alors régler séparément les deux fréquences. Pour des raisons de coût et de temps nous n'auront pas l'occasion de réaliser une nouvelle SHI.

## 5.4.2 Ajout de capacité

Le décalage de la fréquence basse est bien plus important que celui de la fréquence haute, nous pouvons donc essayer de jouer sur un paramètre qui affecte quasiment uniquement la fréquence basse. Le paramètre qui joue le plus sur la fréquence basse est la capacité liée aux cellules-L5.

Ceci est illustré par la Figure 5.33 et la Figure 5.34, qui représentent la variation de la phase du coefficient de réflexion de la SHI pour différentes valeurs de capacités des cellules-L5 pour respectivement la bande basse et la bande haute.

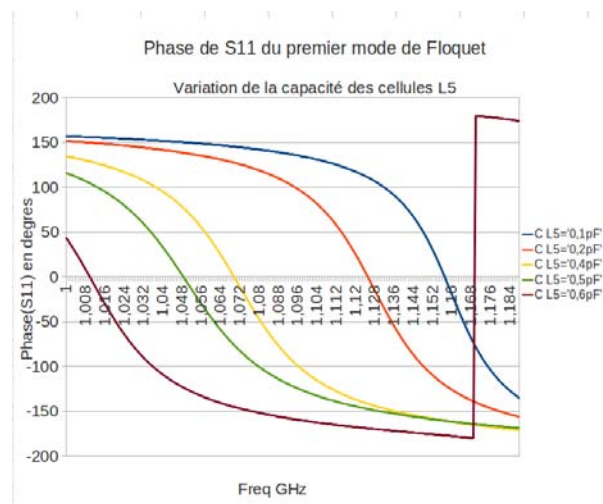


FIGURE 5.33 – Phase du coefficient de réflexion pour une cellule bi-bandes en simulation excitée par le premier mode de Floquet pour différentes valeur de la capacité associée aux cellules-L5 autour de la bande basse (L5)

Nous constatons, à partir du Tableau 5.8 qui regroupe la variation en fréquence sur les deux bandes en simulation, que la variation de la capacité des cellules-L5 fait varier aussi bien la fréquence basse que la haute mais dans des proportions moindres.

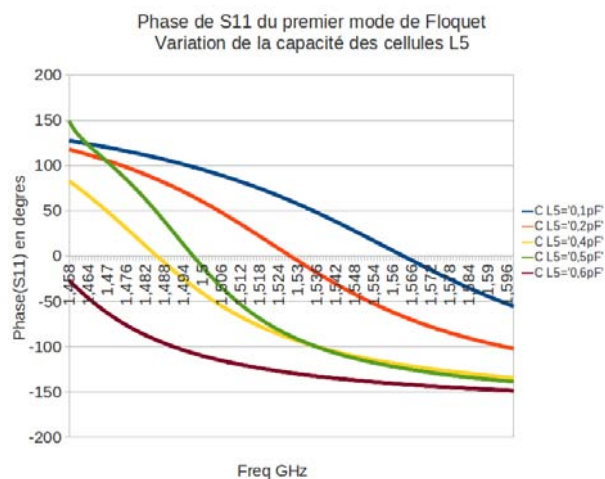


FIGURE 5.34 – Phase du coefficient de réflexion pour une cellule bi-bandes en simulation excitée par le premier mode de Floquet pour différentes valeur de la capacité associée aux cellules-L5 autour de la bande haute (L1)

Variation de fréquence entre 0,1 et 0,6 pF	Simulations
Bande basse de la SHI	13%
Bande haute de la SHI	8%

TABLE 5.8 – Comparaison des décalages en fréquences en simulation pour les deux bandes de la SHI entre 0,1 et 0,6 pF

Une série de mesures est faite pour valider ceci. Nous n'avons malheureusement pas eu, par manque de temps, la possibilité de faire réaliser un deuxième prototype de SHI, nous allons donc augmenter les capacités des cellules-L5 de la SHI existante. Pour ceci nous plaçons en parallèle des capacités préexistantes des plaques de cuivre. Nous augmentons ainsi la valeur des capacités inter cellules-L5. Comme pour les dipôles, cette couche supplémentaire est réalisée sur un support plastique et les capacités sont réalisées avec du ruban adhésifs cuivre. Nous jouons sur la distance entre la SHI et cette couche pour faire varier la capacité des cellules-L5. La couche supplémentaire réalisée est présentée sur la Figure 5.35.

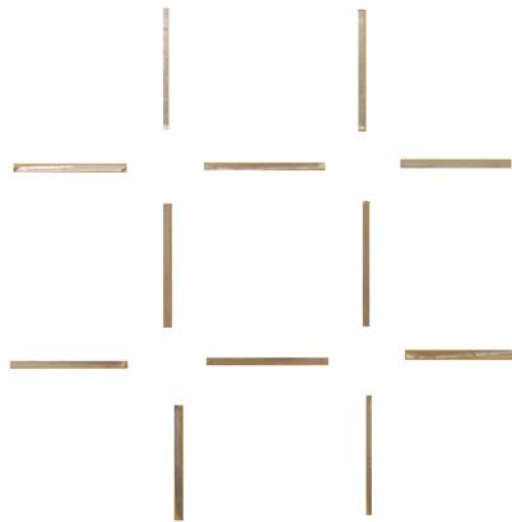


FIGURE 5.35 – Feuille avec des patches métalliques pour la réalisation de capacités plaques parallèles avec la surface périodique existante

Les résultats des mesures associées à l'ajout de ces capacités sont présentées sur la Figure 5.36.

Les résultats en mesures sur la variation des fréquences en fonction des capacités sont présentés dans le Tableau 5.9.

Variation de fréquence	Mesures
Bande basse de la SHI	7%
Bande haute de la SHI	6%

TABLE 5.9 – Comparaison des décalages en fréquences en mesure pour les deux bandes de la SHI entre le maximum de capacité ajouté et pas de capacité ajouté

Nous constatons donc que l'augmentation de la valeur des capacités des cellules L5 permet bien de diminuer la fréquence de résonance de la bande basse. L'effet

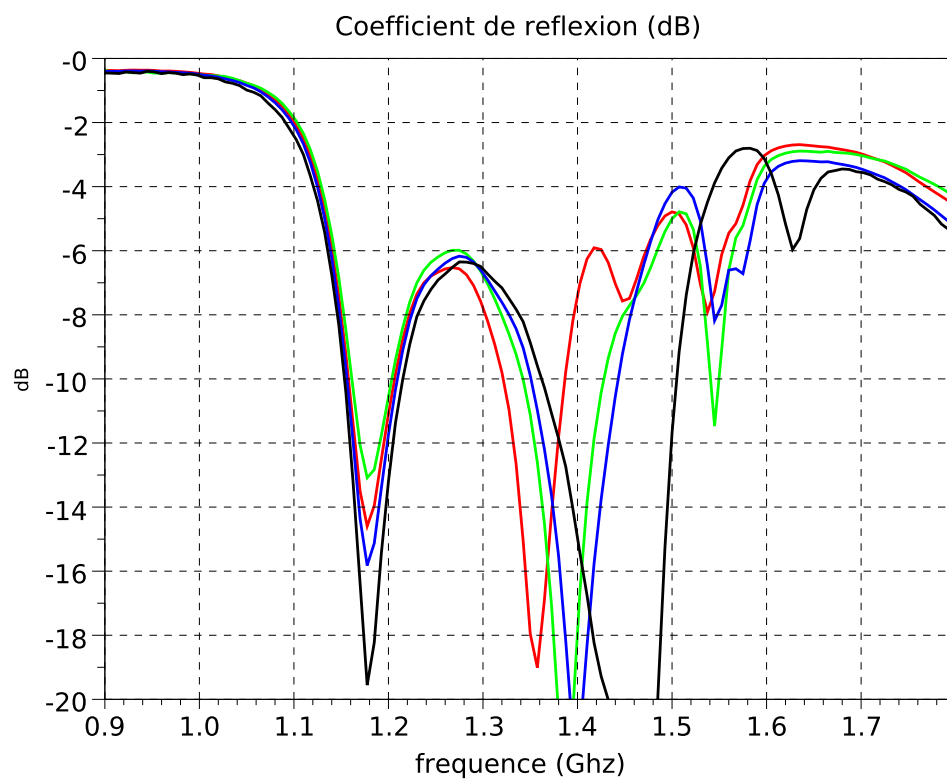


FIGURE 5.36 – Variation du coefficient de réflexion de l'antenne par ajout de capacités sur les cellules L5. La courbe noire représente la SHI de base et les courbes bleue, verte et rouge montrent des SHI avec des capacités L5 de plus en plus fortes

est cependant autant marqué sur cette bande que sur la bande haute ; ceci peut s'expliquer par le fait qu'en simulation les éléments sont localisés alors qu'en mesure les capacités réalisées sont très longues (distribuées sur le gap entre deux cellules-L5), la répartition des courants à l'intérieur des cellules n'est donc pas la même et est donc moins propice à la diminution de la fréquence de la bande basse.

Si nous voulons avoir une SHI bi-bandes pour L1 et L5, il faut fabriquer une nouvelle SHI. Pour des raisons de coût et de temps nous n'aurons pas l'occasion de réaliser une nouvelle SHI. Pour la suite des mesures nous utilisons donc la SHI dont les capacités ne sont pas adaptées aux bandes L1 et L5 mais dont les résultats sont entièrement transposables à ses fréquences.

### 5.4.3 Conclusions sur le réglage des fréquences

Sans réaliser une nouvelle SHI, nous n'arrivons pas à récupérer la bande L5 sans toucher à la bande L1. Nous avons toutefois identifié les paramètres permettant le réglage indépendant des bandes de fréquences. Nous avons aussi identifié l'erreur qui a entraîné le décalage de la bande basse par rapport aux simulations. Les capacités des cellules-L5 réalisées ne sont en effet pas aussi fortes que celles de la simulation.

Nous pouvons cependant constater ici, qu'avec le dipôle hors bande à 1,17GHz, nous obtenons les deux bandes voulues en ajoutant les capacités L5. Pour la courbe verte de la Figure 5.36, nous constatons que le dispositif fonctionne bien dans les bandes voulues. Les spécifications GNSS en bande passante sont respectées et nous avons une réduction d'épaisseur de 30% par rapport à l'antenne à  $\lambda/4$  au-dessus d'un plan métallique.

Nous notons cependant que nous avons une troisième bande ici que nous n'utiliserons pas (la deuxième bande de la SHI). Une SHI mono-bande suffit à un fonctionnement de ce type. Une SHI bi-bandes permet d'avoir un fonctionnement tri-bandes (nous pouvons alors penser à régler la bande basse de la SHI sur la bande L2 du GPS à 1,21GHz).

Ainsi sur la courbe verte, nous obtenons bien les bandes L5 et L1 du GNSS, en plus d'une troisième bande à 1,38GHz. La comparaison des performances de ce système avec les spécifications est donnée dans le Tableau 5.10.

Ce système remplit donc quasiment les spécifications en fréquence (léger décalage en fréquence sur la fréquence haute), pour une réduction de hauteur de 55% par rapport au même dispositif à  $\lambda_{1,17}/4$ . Il est en revanche en polarisation rectiligne

	Spécifications	Mesures système dipôle large bande+ SHI capa L5 renforcée
Fréquence basse	1,175GHz	1,18GHz
Bande passante basse	24MHz	50MHz
Fréquence haute	1,575GHz	1,56GHz
Bande passante haute	2MHz	20MHz

TABLE 5.10 – Comparaison des mesures du système avec un dipôle à 1,17GHz et un balun large bande sur une SHI avec des capacités L5 renforcées par rapport aux spécifications GNSS

alors que nous cherchons une polarisation circulaire.

## 5.5. Conclusions

---

Dans ce chapitre nous avons donc montré qu'une antenne ne peut pas être placée dans le plan d'un réflecteur SHI pour fonctionner efficacement. Dû au fort couplage entre les deux éléments il faut les séparer d'une certaine distance que nous avons identifiée. L'étude du couplage nécessite d'être approfondie, cependant nous trouvons ici une hauteur limite entre  $\lambda/8$  et  $\lambda/10$ . Comme nous souhaitons une miniaturisation en épaisseur nous choisissons une hauteur  $h_a$  réalisant un bon compromis entre bande passante, adaptation et épaisseur minimale pour les deux bandes de fréquences qui nous intéressent. Les mesures sont donc faites pour une distance  $h_a=25$  mm (taux de réduction d'épaisseur de 30% pour L1 et 55% pour L5). Les résultats de mesures faites pour différents dipôles montrent que la SHI bien qu'ayant ses bandes décalées par rapport aux simulations fonctionne bien comme une CMA dans deux bandes. De ces mesures nous remarquons en plus que nous pouvons exciter et faire rayonner la SHI dans ses bandes pour un excitateur hors de ces bandes. Nous obtenons des diagrammes de rayonnement légèrement plus directif que ceux du dipôle à  $\lambda/4$  d'un CEP et des niveaux de gain maximums supérieurs.

De plus, nous constatons que le décalage en fréquence sur la bande basse de la SHI est dû à une erreur entre la simulation et la réalisation des capacités des cellules-L5. Néanmoins, nous avons identifié les paramètres qui permettent le réglage des bandes de fréquences. Ainsi en réévaluant les capacités, et en fabriquant une nouvelle SHI nous pourrions obtenir une SHI dans les bandes GNSS adéquates.

Pour finir, en combinant l'excitation hors bande et l'ajout de capacités supplémentaires nous obtenons une structure en polarisation rectiligne tri-bande, dont deux des bandes sont conformes aux spécifications du GNSS sauf en terme de po-

larisation. Pour satisfaire cette condition sur la polarisation nous poursuivons l'étude par l'utilisation d'antennes en polarisation circulaire.





# RECHERCHE DE LA POLARISATION CIRCULAIRE

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la SHI fonctionne correctement pour ses deux bandes (même si ce ne sont pas les bandes que nous visions au départ). Elle présente donc dans ces bandes un comportement de CMA permettant la réduction d'épaisseur du dispositif antenne/SHI de 30%. Ceci a été vérifié pour des antennes en polarisation rectiligne, or nous cherchons un dispositif en RHCP. Nous allons donc maintenant nous focaliser sur la poursuite de la polarisation circulaire. Nous allons donc utiliser dans ce chapitre des antennes en polarisation circulaire. Nous commençons par l'étude d'un dipôle croisé conçu à une fréquence hors des bandes de la SHI et qui excite et fait rayonner la SHI dans ses bandes. Nous nous orientons ensuite vers une solution avec une antenne spirale qui grâce à sa large bande passante permet de couvrir l'ensemble des fréquences GNSS et donc des bandes de la SHI. Nous finissons par optimiser l'épaisseur du dispositif complet et de vérifier son bon fonctionnement.

## 6.1. Généralités

---

### 6.1.1 La polarisation circulaire

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la trace dans un plan fixe de l'évolution temporelle du vecteur champ élec-

trique lorsque l'onde s'éloigne de l'émetteur. La polarisation peut être rectiligne, circulaire, ou elliptique. Dans un système de coordonnées sphériques, le plan de polarisation est le plan perpendiculaire à la direction de propagation, tangent à la sphère de rayon  $R$ . Dans le cas général l'ellipse de polarisation se définit par ses composantes vecteurs  $(E_\theta, E_\phi)$ , elle est exprimée par la relation :

$$E = E_0 \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{u} \quad (6.1)$$

Avec  $\hat{u} = \alpha E_\theta + \beta E_\phi$  et  $|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1$  En temporel nous avons :

$$E(t) = \frac{E_0}{r} [|\alpha| \cos \omega t - kr + \arg(\alpha) E_\theta + |\beta| \cos \omega t - kr + \arg(\beta) E_\phi] \quad (6.2)$$

L'équation de l'ellipse de polarisation représentée sur la Figure 6.1 s'exprime par :

$$\frac{E_\theta^2(t)}{E_{\theta m}^2} + \frac{E_\phi^2(t)}{E_{\phi m}^2} - 2 \cos \delta \frac{E_\theta(t) E_\phi(t)}{E_{\theta m} E_{\phi m}} - \sin^2 \delta = 0 \quad (6.3)$$

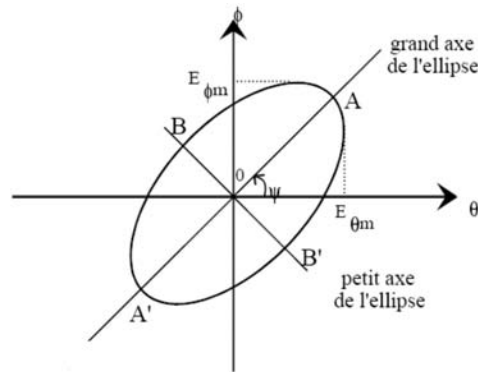


FIGURE 6.1 – Ellipse de polarisation

Avec ici  $\delta = \alpha_\theta - \alpha_\phi$  la différence de phase entre la composante suivant  $\theta$  et celle suivant  $\phi$ .

Les paramètres caractéristiques de la polarisation du champ électrique sont l'angle  $\psi$  compris entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$  que forme le grand axe de l'ellipse avec la direction  $E_\theta$ .

$$\tan 2\psi = \frac{2E_\theta E_\phi \cos \delta}{E_\theta^2 - E_\phi^2} \quad (6.4)$$

Le rapport axial (RA) qui est le rapport du grand axe au petit axe de l'ellipse :

$$RA = \frac{|E_\theta|}{|E_\phi|} \quad (6.5)$$

Dans l'équation de l'ellipse nous remplaçons  $a_1 = |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2$  et  $a_2 = |E_\theta||E_\phi|$   
Nous aurons :

$$RA = \frac{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4a_2^2 \sin^2 \delta^2}^{1/2}}{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4a_2^2 \sin^2 \delta^2}} \quad (6.6)$$

RA= $\infty$  en polarisation rectiligne et 1 en polarisation circulaire. Par la suite nous considérons qu'une antenne est en polarisation circulaire lorsque son rapport axial est inférieur à 0,5 (ou 3dB).

### 6.1.2 Recombinaison des mesures en RHCP

Les mesures faites en chambre nous donne les paramètres S, du quadripôle réalisé par l'antenne cornet et notre système. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, nous nous servons de l'équation des télécommunications pour avoir le gain de notre système à partir du coefficient de transfert  $S_{21}$ .

Nous avons besoin des gains RHCP et LHCP pour que les résultats de mesures avec les antennes circulaires soient pertinents. Or les mesures nous donnent un équivalent de champ issu du  $S_{21}$  suivants  $\theta$  et  $\phi$ , il faut donc recombinaison ces champs en RHCP et LHCP. Nous avons en RHCP :

$$RHCP = \frac{1}{\sqrt{2}}(H - jV) \quad (6.7)$$

Et en LHCP :

$$LHCP = \frac{1}{\sqrt{2}}(H + jV) \quad (6.8)$$

Avec H porté par  $\theta$  et V porté par  $\phi$ .

### 6.1.3 Le dipôle croisé

Nous réalisons un dipôle croisé pour une fréquence en dehors des bandes de fonctionnement de la SHI bi-bandes. Le dipôle croisé est une antenne en polarisation circulaire. En excitant la structure hors bandes en polarisation circulaire, nous

voulons voir comment réagit la surface SHI et notamment voir si elle rayonne en polarisation circulaire.

### Principe de fonctionnement

Le dipôle croisé est créé en mettant en quadrature spatiale deux dipôles classiques. Pour créer la polarisation circulaire nous alimentons les deux dipôles en quadrature de phase. Ainsi la polarisation circulaire créée est la combinaison de deux polarisations rectilignes en quadrature de phase. Le fonctionnement de ce dipôle en polarisation circulaire repose donc sur une bonne excitation.

### Excitation

Chacun des deux dipôles doit avoir une excitation équilibrée pour fonctionner correctement, nous mettons donc en entrée de chaque dipôle un balun  $\lambda/4$ . Ceci est ce qui a déjà été réalisé pour les dipôles simples. Nous devons en plus créer ici un déphasage de  $90^\circ$  entre les deux dipôles. Nous branchons donc un coupleur réalisant ce déphasage en entrée des deux dipôles. Le schéma du dipôle croisé avec son excitation est montré en Figure 6.2.

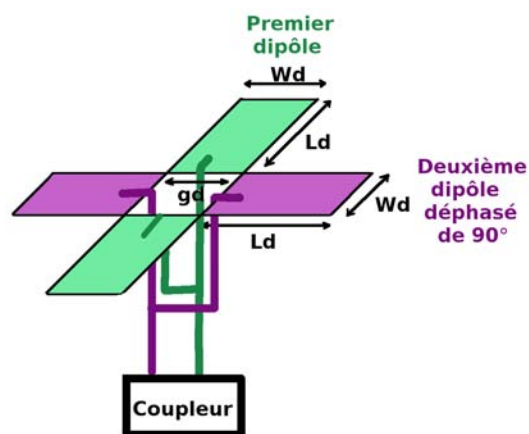


FIGURE 6.2 – Schéma du double dipôle en polarisation circulaire

### 6.1.4 L'antenne spirale d'Archimède

L'antenne spirale réalisée est basée sur une spirale d'Archimède mais n'est pas auto-complémentaire. Ce n'est pas une antenne indépendante de la fréquence car l'espace entre chaque courbe est caractérisé par une constante et non un angle. Elle présente cependant des caractéristiques en gain relativement stables pour une bande de fréquence très large. De plus nous choisissons cette antenne plutôt que la spirale équiangulaire (qui est indépendante en fréquence) car elle est plus compacte [97], [76] et [98].

La géométrie de la spirale, Figure D.1, ainsi que son principe de fonctionnement sont présentés en détails en Annexe D.

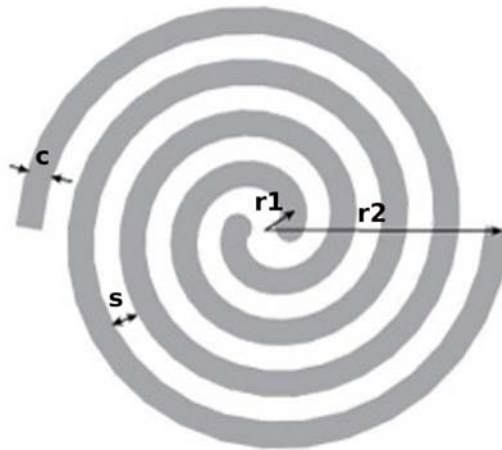


FIGURE 6.3 – Schéma d'une spirale d'Archimède à deux brins

Nous retenons ici que par la suite nous exciterons le mode 1 de la spirale.

### 6.1.5 Simulations

Les antennes en polarisation circulaire, autant le dipôle croisé que la spirale, ne présentent malheureusement pas les mêmes symétries électromagnétiques que les dipôles simples. Nous ne pourrions donc pas réduire la taille du problème antenne+SHI. La taille des simulations comprenant le dispositif entier est bien trop élevée et aucune de celles que nous avons entreprises n'a abouti à des résultats pertinents. Les simulations présentées dans ce chapitre se limiteront donc aux simulations des antennes à  $\lambda/4$  d'un plan métallique.

## 6.2. Dipôle croisé sur SHI

---

### 6.2.1 Réalisation

Le dipôle croisé a été réalisé comme les dipôles simples précédents, c'est-à-dire avec du scotch cuivre collé sur un support plastique. Chacun des deux dipôles est alimenté par un balun quart d'onde et chaque entrée des baluns est reliée à une des sorties d'un coupleur. Une photo du dipôle réalisé est en Figure 6.4.

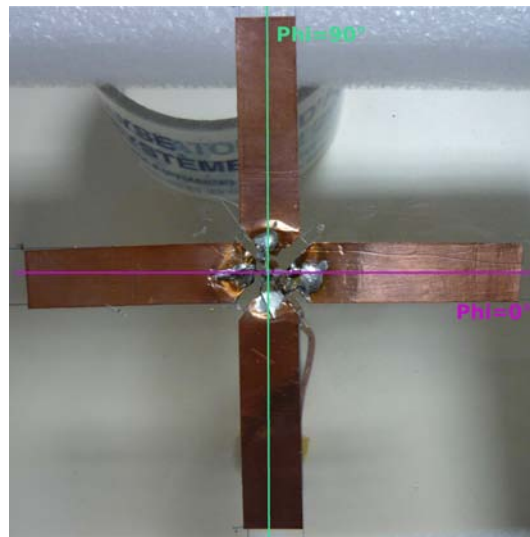


FIGURE 6.4 – Vue de dessus du dipôle croisé réalisé

Les dimensions du dipôle sont choisies de telle sorte qu'il fonctionne pour une fréquence en dehors des bandes de la SHI. Ainsi nous avons  $W_d=12\text{mm}$ ,  $g_d=6\text{mm}$  et  $L_d=50\text{mm}$ . L'espace au centre des dipôles ne permettant pas en pratique d'avoir ces dimensions nous chanfreinons les deux dipôles au centre.

### 6.2.2 Mesures

Comme pour les mesures effectuées avec les antennes en polarisation rectiligne, les mesures avec les antennes en polarisation circulaire sont faites en chambre anéchoïque. Nous ajoutons aux résultats de mesures l'information sur le rapport axial

de l'antenne. Comme dans le chapitre précédent, les résultats de mesures de l'antenne au-dessus de la SHI sont comparés avec ceux de l'antenne à  $\lambda_{1,2}/4$  d'un plan métallique. Le dipôle est placé à 25mm de la SHI. Celle-ci a une épaisseur de 4mm et n'a pas de capacités renforcées.

### Coefficient de réflexion, gain et rapport axial

Les résultats de mesures de ce dipôle en polarisation circulaire sont donnés pour le coefficient de réflexion sur la Figure 6.5, le gain sur la Figure 6.6 et le rapport axial sur la Figure 6.7.

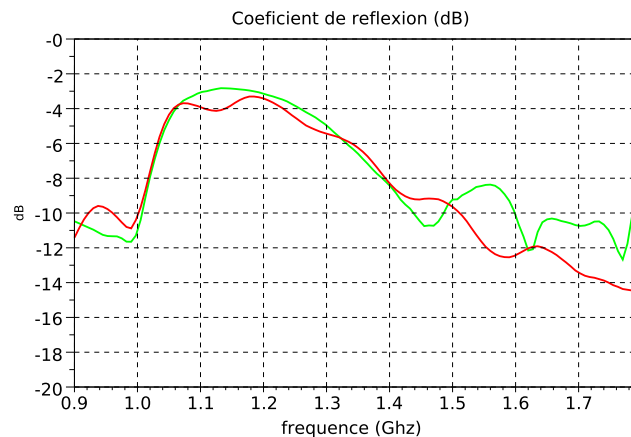


FIGURE 6.5 – Coefficient de réflexion mesuré pour le dipôle à 1GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_1/4$  d'un CEP

Les trois fréquences de résonances du système dipôle croisé + SHI sont 1GHz, 1,46GHz et 1,62GHz. Ces résonances ne sont pas très marquées. Nous constatons ici que la fréquence de résonance du dipôle est décalée et est à 1GHz.

Nous constatons comme pour les mesures en polarisation rectiligne que le gain total de l'antenne sur la SHI est plus élevé (directivité augmentée car antenne+SHI plus grande) que le dipôle de référence. Nous constatons aussi au vu des gains en fréquences que le dipôle croisé est en polarisation RHCP de bonne qualité.

Le rapport axial indique que le système antenne + SHI est en RHCP pour 1GHz, 1,5 GHz et 1,62GHz. Bien que la fréquence de résonance du dipôle soit très éloignée des bandes de la SHI, Nous constatons une réponse de la SHI dans ses

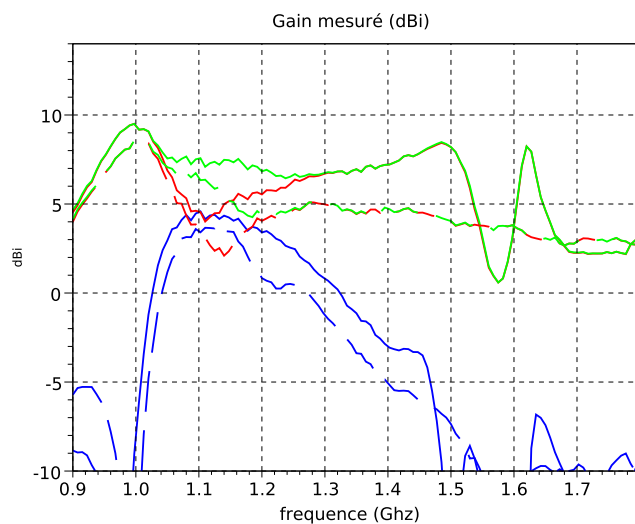


FIGURE 6.6 – Gain (dBi) calculé à partir des mesures pour le dipôle à 1GHz à 25mm au-dessus de la SHI. Le gain total est en vert, en rouge le gain RHCP, et en bleu foncé le gain LHCP et respectivement pour les même couleurs avec des tirets la même chose pour le même dipôle à  $\lambda_1/4$  d'un CEP

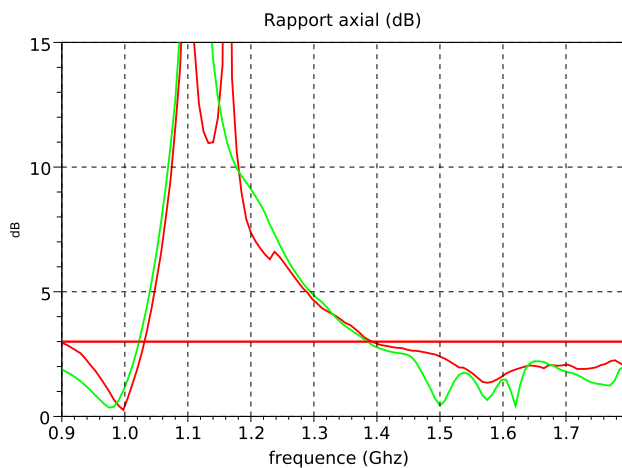


FIGURE 6.7 – Rapport axial mesuré pour le dipôle à 1GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda/4$  d'un CEP



deux bandes en RHCP. La SHI semble donc supporter correctement la polarisation circulaire en excitation hors de ses bandes.

### Diagramme de rayonnement dans les bandes

Les diagrammes de rayonnement en gain sont pris dans le plan  $\phi = 0^\circ$ . Nous traçons sur la Figure 6.8 le gain RHCP et le gain LHCP.

Nous constatons ici que nous avons bien une polarisation circulaire pour les trois fréquences. Nous constatons comme dans le chapitre précédent que les diagrammes sont plus directifs que la référence dans les bandes de la SHI. Pour la fréquence la plus haute, à 1,6GHz, le rayonnement est plus perturbé. Cependant, la mesure du diagramme a été faite pour une fréquence de 1,6GHz alors que d'après le rapport axial la meilleure polarisation est pour 1,62GHz.

### 6.2.3 Conclusions

Nous venons de montrer que la SHI réagit bien à une excitation hors bande en polarisation circulaire. Une conception plus soignée du dipôle pourrait apporter de meilleurs résultats, notamment en utilisant des Baluns large bande pour l'excitation des deux dipôles. Si nous combinons ceci avec la conception de dipôle plus haut en fréquence, nous pourrions exciter correctement la bande haute de la SHI. Nous préférons concevoir une antenne large bande qui couvrira toute la zone de mesure souhaitée cette antenne fonctionnant avec un balun large bande. Nous allons donc utiliser pour la suite de l'étude une antenne spirale d'Archimède. Nous ne regardons plus l'excitation hors bandes mais le couplage entre l'antenne spirale et les bandes de la SHI dans des bandes communes.

## 6.3. l'antenne spirale sur la SHI

---

Nous concevons une antenne spirale capable de couvrir toute la bande GNSS entre 1,17GHz et 1,575GHz. Cette antenne sera alimentée par un Balun large bande, le même que celui qui a déjà été utilisé avec le dipôle en polarisation rectiligne. Ce balun couvre donc en simulation toute la bande qui nous intéresse.

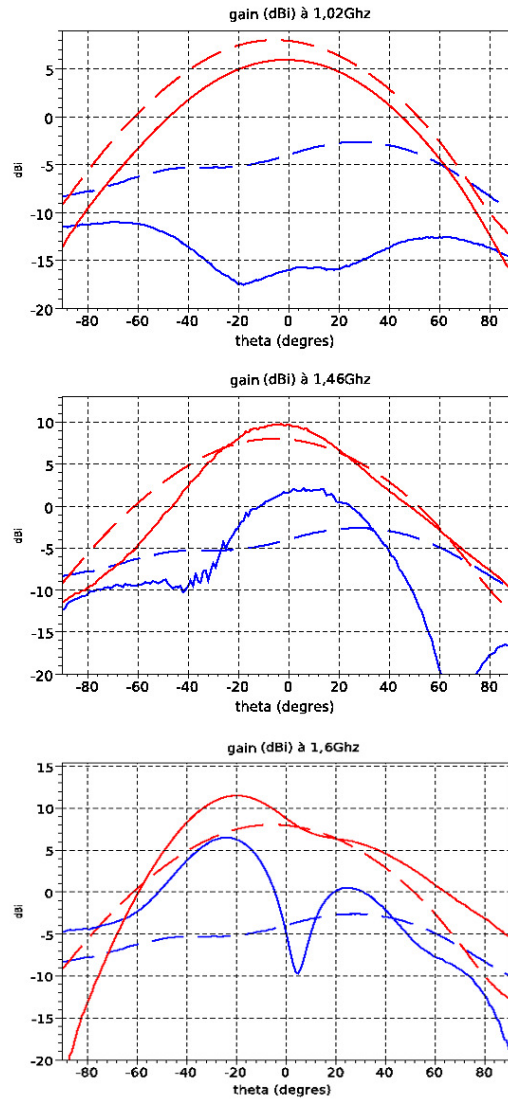


FIGURE 6.8 – Diagramme de rayonnement en gain mesuré pour le dipôle à 1GHz à 25mm au-dessus de la SHI en rouge le gain RHCP, et en bleu foncé le gain LHCP et respectivement pour les même couleurs avec des tirets la même chose pour le même dipôle à  $\lambda_1/4$  d'un CEP

### 6.3.1 Réalisation

La spirale d'Archimède est réalisée sur du verre-epoxy de 0,8mm avec  $\varepsilon_r = 4$ . Ses dimensions sont  $c=6$  mm,  $s=2$  mm,  $r_1=6$  mm et  $r_2=60$  mm. Les extrémités de la spirale sont progressivement amincies afin que celle-ci tienne parfaitement dans un cercle. Une photo de la spirale réalisée avec les axes de coupe pour les diagrammes de rayonnement est donnée en Figure 6.9.

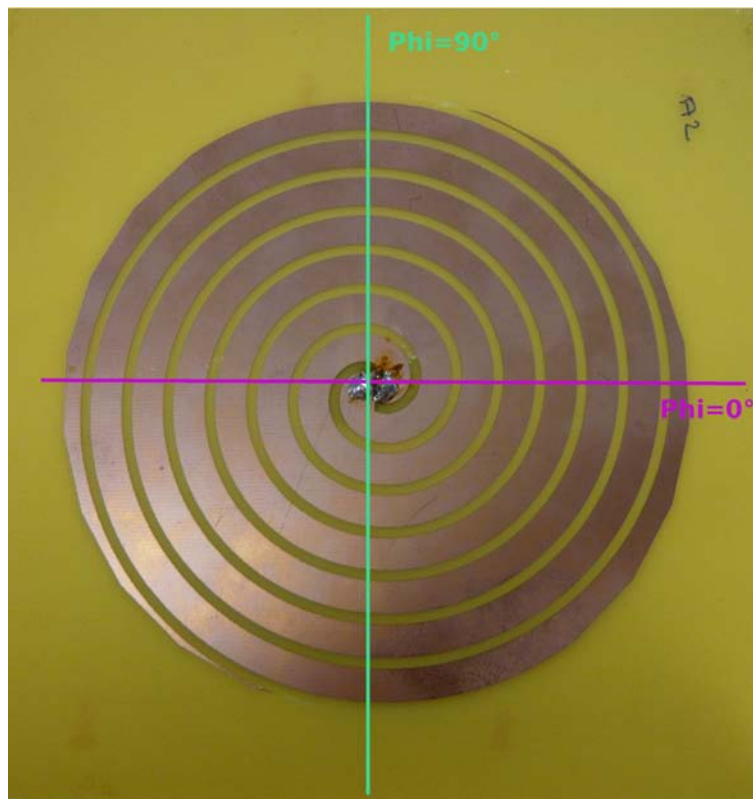


FIGURE 6.9 – Photo de la spirale réalisée

### 6.3.2 Spirale sur SHI

Nous plaçons la spirale réalisée à 25mm au-dessus de la SHI.

### Coefficient de réflexion, gain et rapport axial

Les résultats de mesures de la spirale sur la SHI sont donnés pour le coefficient de réflexion sur la Figure 6.10, le gain sur la Figure 6.11 et le rapport axial sur la Figure 6.12. La comparaison présentée sur ces figures avec la référence, c'est-à-dire la spirale à  $\lambda/4$  d'un CEP est faite pour une longueur d'onde correspondant à la fréquence centrale de la spirale, soit 1,36GHz.

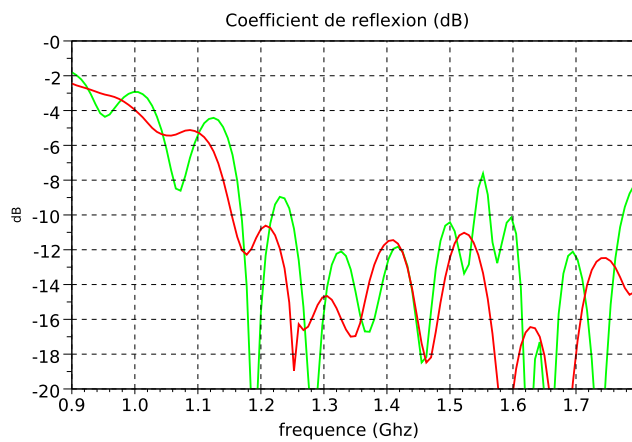


FIGURE 6.10 – Coefficient de réflexion mesuré pour la spirale à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge la même spirale à  $\lambda_{1,36}/4$  d'un CEP

Si nous regardons la bande passante de la spirale en adaptation nous constatons que celle-ci couvre bien toute la bande GNSS. On constate aussi entre les deux bandes de la SHI un passage en polarisation rectiligne. Nous ne l'avons pas vérifié mais il se peut que ceci soit causé par une bande interdite créée dans la SHI. Par rapport à l'excitation avec le dipôle croisé, cette coupure est plus marquée avec la spirale car celle-ci couvre en bande passante les bandes de la SHI.

Si nous regardons maintenant la bande passante en polarisation, nous constatons que la spirale présente une bonne polarisation RHCP dans les deux bandes de la SHI, ici à 1,54 et 1,62 GHz. A basse fréquence (vers 1,3 GHz), la SHI ne présente pas de bandes de fonctionnement, la polarisation RHCP de la spirale est alors dégradée à cause de la faible hauteur entre la spirale et la SHI qui est vue comme un CEP.

La bande passante des bandes de la SHI avec la spirale est donc de 9% sur la bande basse et est plus étroite pour la bande haute (2,5%).

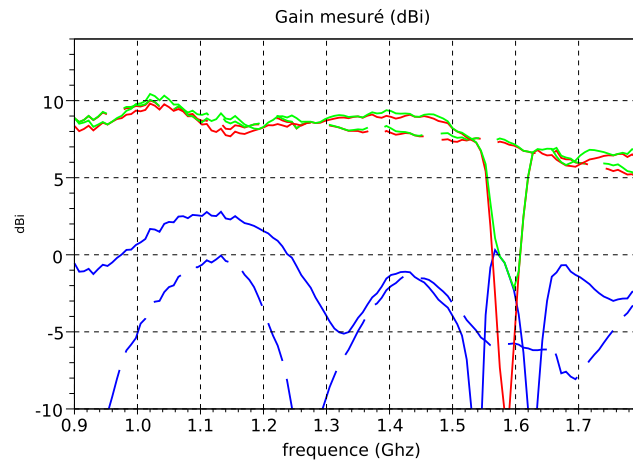


FIGURE 6.11 – Gain (dBi) calculé à partir des mesures pour la spirale à 25mm au-dessus de la SHI. Le gain total est en vert, en rouge le gain RHCP, et en bleu foncé le gain LHCP et respectivement pour les même couleurs avec des tirets la même chose pour la même spirale à  $\lambda_{1,36}/4$  d'un CEP

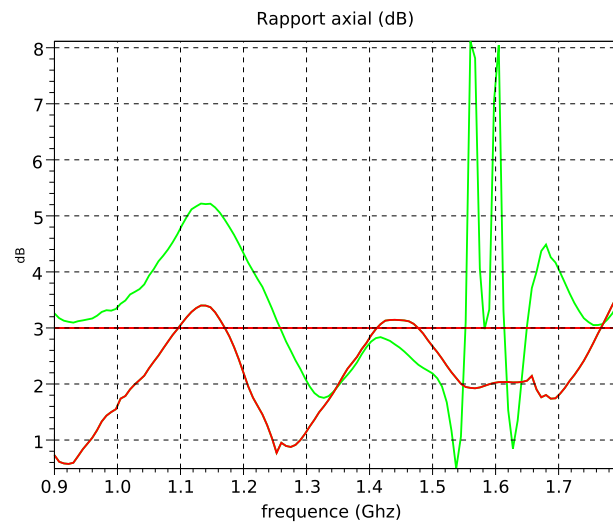


FIGURE 6.12 – Rapport axial mesuré pour la spirale à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge clair la même spirale à  $\lambda_{1,36}/4$  d'un CEP

### Diagramme de rayonnement dans les bandes

Les diagrammes de rayonnement en gain sont pris dans le plan  $\phi = 0^\circ$ . Nous traçons sur la Figure 6.13 le gain RHCP et le gain LHCP.

Dans les bandes de la SHI (1,54 et 1,62 GHz) les diagrammes de rayonnement montrent une bonne polarisation circulaire droite. Le diagramme de rayonnement de la bande haute, un peu dégradé par rapport aux diagrammes des deux bandes inférieures mais garde la même forme que le diagramme de référence de l'antenne à  $\lambda/4$  d'un CEP. C'est donc un effet de l'antenne elle-même qui dégrade le rayonnement.

#### 6.3.3 Optimisation de l'épaisseur de la structure

Toutes les mesures faites au cours de ce chapitre l'ont été pour une hauteur  $h_a$  entre l'antenne et la SHI de 25mm. On rappelle que cette hauteur a été choisie car elle présente un bon compromis entre bande passante, adaptation et minimisation de l'épaisseur de la structure. Nous cherchons ici à optimiser cette hauteur  $h_a$  afin de minimiser l'épaisseur de la structure. Une série de mesures avec la spirale à une hauteur  $h_a$  de la SHI bi-bandes est donc faite. Les résultats sur le rapport axial de ces mesures sont présentés sur la Figure 6.14.

Nous constatons que si nous augmentons  $h_a$  (29 mm) le rapport axial est amélioré. Si en revanche, nous diminuons cette hauteur (22 et 19 mm) il existe une zone (entre 25 et 22 mm) pour laquelle les fréquences des bandes SHI sont à peu près stables. Cependant leurs bandes passantes diminuent ; ceci confirme les conclusions de la section 5.2.4. Pour une hauteur  $h_a$  trop faible (19 mm) les fréquences des bandes SHI sont décalées et dans le cas de la mesure, la bande haute de la SHI disparaît. Les résultats de mesures sur les bandes passantes et les fréquences centrales associées sont données dans le Tableau 6.1.

$h_a$	19mm	22mm	25mm	29mm
Fréquence centrale bande basse	1,47GHz	1,56GHz	1,54GHz	1,47GHz
Bande passante bande basse	1,3%	8%	9%	1,3%
Fréquence centrale bande haute	-	1,64GHz	1,62GHz	1,58GHz
Bande passante bande haute	-	3%	2,5%	2,5%

TABLE 6.1 – Comparaison en fréquences et bandes passantes des résultats de mesures de l'association spirale à  $h_a$  variable de la SHI bi-bandes

En conclusion, la hauteur choisie de 25mm permet un bon fonctionnement de la structure. Nous pouvons cependant diminuer l'épaisseur de la structure en plaçant

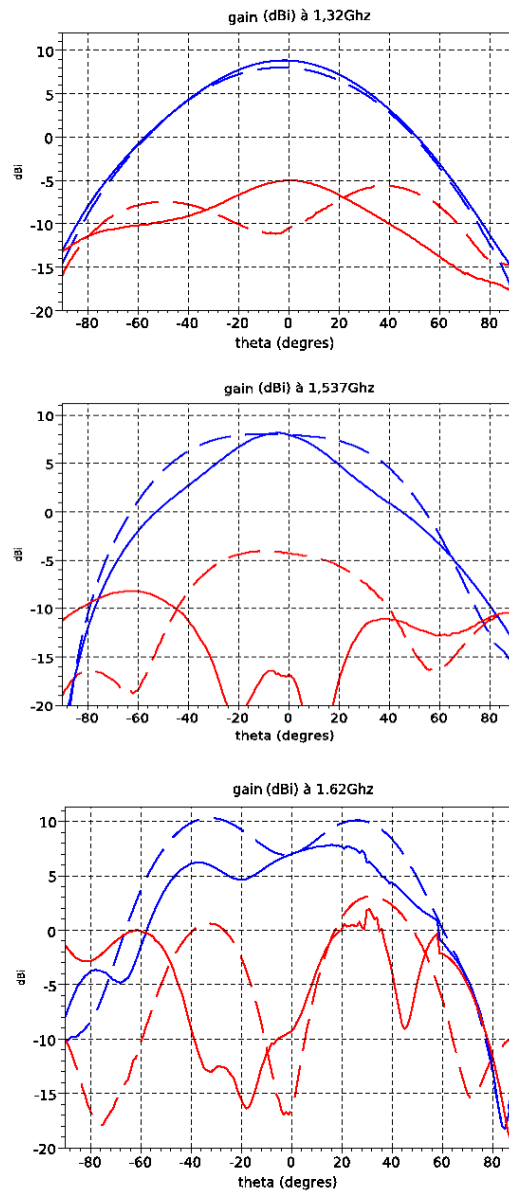


FIGURE 6.13 – Diagramme de rayonnement en gain mesuré pour la spirale à 25mm au-dessus de la SHI en rouge le gain LHCP, et en bleu foncé le gain RHCP et respectivement pour les même couleurs avec des tirets la même chose pour la même spirale à  $\lambda_{1,36}/4$  d'un CEP

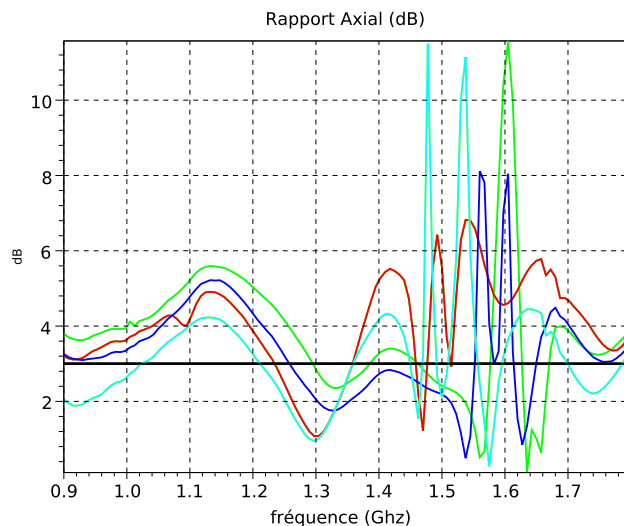


FIGURE 6.14 – Rapport axial de la structure spirale + SHI pour différentes valeur de  $h_a$ , en bleu clair  $h_a=29\text{mm}$ , en bleu  $h_a=25\text{mm}$ , en vert  $h_a=22\text{mm}$ , en rouge  $h_a=19\text{mm}$

l'antenne à 22mm de la SHI. Nous gardons alors à peu près les même fréquences de résonance mais en dégradant légèrement les bandes passantes. Les fréquences de résonances de la structure pour  $h_a=22\text{mm}$  sont 1,34GHz, 1,56GHz et 1,64GHz. Les diagrammes de rayonnement dans ces bandes de la structure avec la spirale à 22mm de la SHI bi-bandes sont donnés sur la Figure 6.15.

Les diagrammes ont la même forme que pour les mesures à 25 mm. La diminution de  $h_a$  dégrade donc uniquement les bandes passantes des bandes de la SHI et dans une moindre mesure.

## 6.4. Conclusions

---

Nous avons montré dans ce chapitre que la SHI supporte la polarisation circulaire. Avec un excitateur RHCP hors des bandes de la SHI (dipôle croisé), la structure avec la SHI fonctionne correctement en RHCP. La structure fonctionne aussi en RHCP pour une antenne large bande couvrant les bandes de la SHI (spirale).

La bande haute de la SHI ne varie pas selon les antennes que nous utilisons



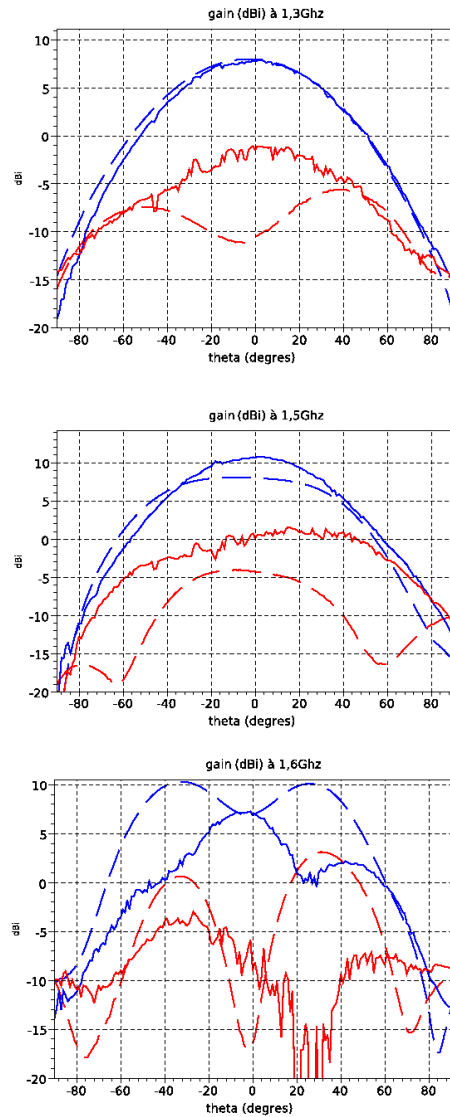


FIGURE 6.15 – Diagramme de rayonnement en gain mesuré pour la spirale à 22mm au-dessus de la SHI en rouge le gain LHCP, et en bleu foncé le gain RHCP et respectivement pour les même couleurs avec des tirets la même chose pour la même spirale à  $\lambda_{1,36}/4$  d'un CEP

comme excitateur. La bande basse est quant à elle décalée par rapport aux mesures en polarisation rectiligne. Nous trouvons une bande autour de 1,56GHz pour les antennes en polarisation circulaire alors que pour l'excitation avec les dipôles nous trouvons plutôt une bande à 1,4GHz. Cette bande est donc plus sensible au type d'excitation, et est sûrement dû au nombre limité des cellules-L5 constituant la SHI bi-bandes et à la forme des cellules. En effet les motifs choisis pour la réalisation de la SHI bi-bandes sont des carrés. Ces motifs sont tout à fait adaptés à des polarisation rectiligne ou circulaire par combinaison de modes orthogonaux. Pour la spirale dont les courants rayonnants suivent la forme de la spirale, le motif carré n'est pas optimal. Un motif à symétrie de révolution (hexagonal ou de type spirale) serait alors plus pertinent. Nous avons aussi constaté dans ce chapitre, que la hauteur limite  $h_a$  constatée en simulations est valable en mesures aussi. Le compromis choisi pour le placement de l'antenne à 25mm de la SHI est très proche de l'optimal de hauteur trouvée en mesure avec la spirale ( $h_a=22\text{mm}$ ).

Ainsi le dispositif final, montrant un fonctionnement adéquate en polarisation circulaire est une spirale placée à 22mm d'une SHI épaisse de 4mm. L'épaisseur totale de la structure est donc de 26mm soit 29mm de moins que si nous plaçons une antenne spirale à  $\lambda_{1,36}/4$  (55mm) d'un CEP. La réduction en épaisseur est de 53%.

## CONCLUSIONS

### 7.1. Travail réalisé

---

De part les contraintes de miniaturisation imposées par les applications GNSS, les antennes sol nécessitent une réduction de taille. Notre travail porte sur deux types d'antennes, l'une exploitant les caractéristiques intrinsèques du couplage de deux éléments rayonnants et l'autre utilisant un plan réflecteur bi-bandes magnétique. Ces deux types d'antennes s'appuient sur deux techniques de miniaturisation d'antennes identifiées dans la littérature scientifique.

Pour la première en mono-bande, nous utilisons une méthode de miniaturisation par ondes lentes. Cette technique miniaturise toutes les dimensions de l'antenne. Le principe de fonctionnement est le suivant ; nous associons le rayonnement d'une source de courants magnétiques équivalents et d'une source de courants électriques. La source de courants magnétiques équivalents est miniaturisée par ondes lentes. L'antenne ainsi réalisée est très compacte et a un diagramme de rayonnement demi sphérique. Pour dimensionner l'antenne, nous utilisons le diagramme de dispersion de la ligne de transmission que constitue l'antenne magnétique. Les performances de l'antenne réalisée, d'abord simulées puis mesurées, sont comparables aux performances d'une antenne patch sur céramique de dimensions équivalentes (facteur de miniaturisation de 16%). Elles satisfont donc complètement les spécifications en fréquence et bande passante d'une application GNSS mono-fréquence pour L1. Les avantages de cette antenne sont sa facilité d'intégration dans les systèmes, sa facilité de fabrication par les technologies des circuits imprimés et sa légèreté. Pour des applications basses fréquences (en dehors du spectre du GNSS) L'antenne hybride compacte est très compétitive par rapport à un patch sur céramique car elle n'utilise pas de céramique et peut éventuellement être réalisée sur de la mousse (très légère).

Les applications de positionnement précis du GNSS nécessitent une polarisation RHCP en espace dégagé pour supprimer les multi-trajets et un fonctionnement

bi-bandes pour avoir des précisions de localisation de l'ordre du centimètre. Bien que la polarisation circulaire soit facilement réalisable, l'obtention d'un fonctionnement bi-bandes reste délicat sans augmenter l'épaisseur de la structure. Afin de préserver une faible épaisseur, une autre structure d'antenne à base de surface haute impédance (SHI) a donc été étudiée.

Ainsi nous miniaturisons le dispositif antenne + plan réflecteur en épaisseur. La réalisation d'une cellule mono-bande ayant un très bon rapport bande passante sur taille nous a permis de réaliser une cellule bi-bandes dont les performances sont en adéquation avec les spécifications GNSS. L'utilisation de capacités localisées dans la cellule de base permet une miniaturisation très importante ( $\lambda/80$ ). Un autre intérêt de la présence de ces capacités est qu'elles permettent un réglage aux fréquences désirées sans modification des dimensions de la structure. L'intérêt de la technique d'imbrication utilisée pour concevoir le motif bi-bandes est de pouvoir être étendue à plus de deux bandes et pour d'autres motifs.

Nous avons ensuite montré qu'une antenne, sans modification de ses dimensions par rapport à l'espace libre, ne peut pas être placée directement dans le plan d'un réflecteur SHI pour fonctionner efficacement. Dû au fort couplage entre les deux éléments il faut les séparer d'une certaine distance que nous avons identifiée pour notre cas particulier, aucune généralisation n'est faite sur cette hauteur limite. Donc dans notre cas particulier, une hauteur limite entre l'antenne et la SHI ( $h_a$ ) est trouvée de l'ordre de  $\lambda/8$ . Pour miniaturiser l'épaisseur nous choisissons une hauteur  $h_a$  réalisant un bon compromis entre bande passante, adaptation et épaisseur minimale pour les deux bandes de fréquences qui nous intéressent. Les mesures effectuées (taux de réduction d'épaisseur de 30% pour L1 et 55% pour L5) montrent pour différents dipôles que la SHI bien qu'ayant ses bandes décalées par rapport aux simulations fonctionne bien comme une CMA dans deux bandes. Le décalage en fréquence sur la bande basse de la SHI est dû à une erreur entre la simulation et la réalisation des capacités des cellules-L5. Néanmoins, les paramètres qui permettent le réglage des bandes de fréquences ont été indentifiés. De plus, nous pouvons exciter et faire rayonner la SHI dans ses bandes pour un exciteur hors de ces bandes.

Pour finir, en combinant l'excitation hors bande et l'ajout de capacités supplémentaires une structure en polarisation rectiligne tri-bande a été réalisée et est conforme aux spécifications du GNSS exceptée pour la polarisation. Pour satisfaire cette condition sur la polarisation nous poursuivons l'étude par l'utilisation d'antennes en polarisation circulaire et nous montrons que la SHI supporte bien la polarisation circulaire. Avec un exciteur RHCP hors des bandes de la SHI (dipôle croisé), la structure avec la SHI fonctionne correctement en RHCP. Nous montrons également que la structure fonctionne aussi en RHCP pour une antenne large bande couvrant

les bandes de la SHI, nous utilisons ici une antenne spirale d'archimède.

La bande haute de la SHI ne varie pas selon les antennes que nous utilisons comme excitateur. La bande basse est quant à elle décalée par rapport aux mesures en polarisation rectiligne. Cette bande est donc plus sensible au type d'excitation, et est sûrement dû au nombre limité des cellules-L5 constituant la SHI bi-bandes et à la forme des cellules. En effet les motifs choisis pour la réalisation de la SHI bi-bandes sont des carrés. Ces motifs sont tout à fait adaptés à des polarisation rectiligne ou circulaire par combinaison de modes orthogonaux. Pour la spirale dont les courants rayonnants suivent la forme de la spirale le motif carré n'est pas optimal. Il faudrait donc adapter la forme du motif au type d'antenne.

Nous pouvons optimiser l'épaisseur du dispositif complet en jouant légèrement sur la hauteur  $h_a$ . Ainsi le dispositif final, montrant un fonctionnement adéquate en polarisation circulaire est une spirale placée à 22mm d'une SHI épaisse de 4mm. L'épaisseur totale de la structure est donc de 26mm soit 29mm de moins que si nous plaçons une antenne spirale à  $\lambda_{1,36}/4$  (55mm) d'un CEP. La réduction en épaisseur est de 53%.

## 7.2. Perspectives

---

Notre étude ouvre de nombreuses perspectives. Sur la première réalisation associant deux éléments rayonnants, il faudrait étudier la possibilité d'implémentation du bi-bandes sans dégrader la miniaturisation en épaisseur.

Pour parfaire le travail exposé sur l'association antenne et surface haute impédance, il faudrait tout d'abord étudier plus en profondeur le couplage entre l'antenne et la SHI. Le travail exposé ici est suffisant pour identifier la hauteur optimale à laquelle placer une antenne par rapport à une SHI. Pour réduire cette hauteur, il serait intéressant d'étudier l'impact des modes évanescents sur le couplage.

Ensuite il faudrait pouvoir réaliser une nouvelle SHI bi-bandes rectifiant les valeurs des capacités des cellules-L5 et par rétrosimulation recalculer les capacités des cellules-L1. Il serait intéressant de fabriquer cette nouvelle SHI pour des motifs à symétrie de révolution (hexagonaux ou spirales) qui seraient plus en adéquation avec la polarisation circulaire d'une spirale.

Enfin nous pourrions réaliser la structure sur un autre substrat que l'air. Nous aurions alors une miniaturisation supplémentaire, au détriment de l'efficacité, mais

les gains de la structure réalisée étant assez élevés il serait possible de trouver un compromis.

---

## ANNEXE A

---

# LES BALUNS

Les Balun (Balanced Unbalanced) sont des dispositifs qui permettent de symétriser une alimentation asymétrique. Une alimentation symétrique est un générateur électrique qui fournit deux tensions opposées et de valeurs absolues identiques avec un 0V ou masse commune, ainsi l'une est positive, l'autre est négative ; On a besoin de ce type d'alimentation pour un dipôle. Une alimentation asymétrique est quant à elle un générateur qui fournit une seule tension positive et un 0V ou une masse. Ce qui est le cas pour les câbles coaxiaux, l'âme apporte la tension et la gaine est reliée à la masse. Comme on se sert d'un câble coaxial pour alimenter les antennes dipôles on a besoin d'un balun entre ce câble et le dipôle. Nous allons dans ce travail utiliser deux types de balun : le balun quart d'onde et un balun large bande. Les principes des deux baluns et leur réalisation sont expliqués ci-dessous.

### A.1. Le Balun quart d'onde

---

Un Balun quart d'onde, présenté sur la Figure A.1, est réalisé en soudant la gaine du câble coaxial d'alimentation à un brin du dipôle, et sur l'autre brin du dipôle, l'âme du même câble et un autre câble qui est relié à la gaine du câble coaxial à une distance  $D$ . Quand cette distance  $D = \lambda/4$  alors à la fréquence de résonance de l'antenne ce câble ramène un court-circuit au niveau de l'excitation du dipôle et une perturbation équivalente (courants extérieurs) à celle qui arrive sur l'autre brin du dipôle branché à la gaine du câble coaxial. On symétrise donc l'excitation. Dans notre cas pratique, le câble coaxial est passé à travers la SHI en son centre.

En pratique on utilise un bout de câble coaxial pour faire la jonction de  $\lambda/4$ .

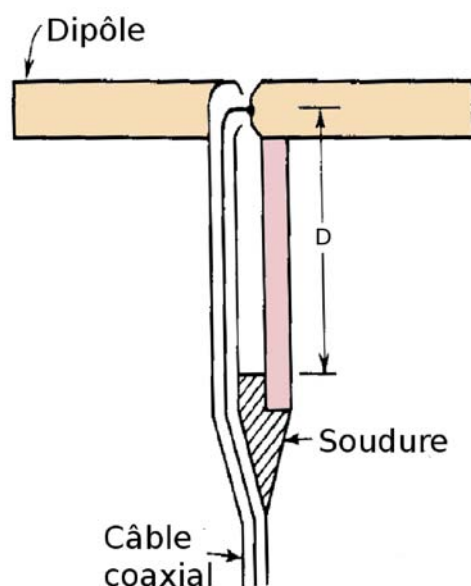


FIGURE A.1 – Schéma d'un balun quart d'onde

On aura donc la même répartition de courants sur le bout de câble et sur le câble d'alimentation. On peut voir sur la Figure A.2 une photo d'un des baluns réalisés ainsi.

L'inconvénient de ce type de balun est qu'il est à bande étroite car sa fréquence de fonctionnement dépend directement de  $\lambda$ . Pour augmenter la bande passante de tels dispositifs on utilise une autre technologie.

## A.2. Le Balun large bande

---

Le balun large bande dont on va avoir besoin pour pouvoir couvrir une bande de fréquence plus large que celle du simple balun quart d'onde est réalisé à partir de [99] et [100]. Par couplage d'une ligne microstrip et d'une ligne coplanaire on peut ainsi réaliser un balun qui couvre toute la bande GNSS. On se servira de ce balun pour l'adaptation d'impédance ainsi l'entrée du balun sera à  $50 \Omega$ s et l'impédance entre les deux sorties sera de  $100 \Omega$ s. La Figure A.3 montre le schéma du balun réalisé et ses dimensions.





FIGURE A.2 – Photo de la réalisation d'un des baluns quart d'onde

Le balun sera réalisé sur du verre-téflon de 0,762mm d'épaisseur ayant une permittivité  $\epsilon_r = 2,55$ . Sur ce substrat on aura  $lb_2=50\text{mm}$ ,  $lb_1=45\text{mm}$ ,  $lm_1=25\text{mm}$ ,  $lm_2=16\text{mm}$ ,  $a_1=a_2=2,82\text{mm}$ ,  $w_b=36,5\text{mm}$ ,  $lc=0,9\text{mm}$ ,  $wc=1\text{mm}$  et  $gc=0,2\text{mm}$ . Les courbes a) et b) de la Figure A.4 montrent quant à elles les résultats en simulation de ce balun.

On voit sur ces courbes que les deux sorties sont bien en opposition de phase et que le balun fonctionne sur toute la bande GNSS. La photo du balun réalisé est montrée en Figure A.5.

D'autres types de Balun tels que les Balun de Marchand peuvent être utilisés pour l'excitation large bande mais n'ont pas été étudié ici.

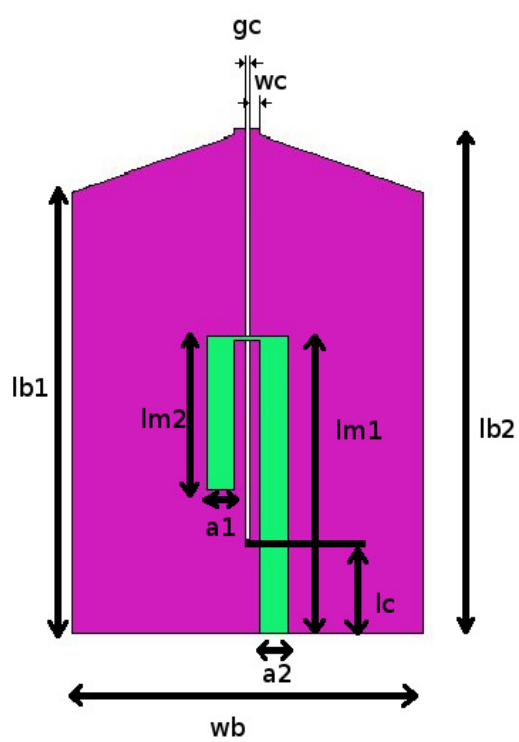
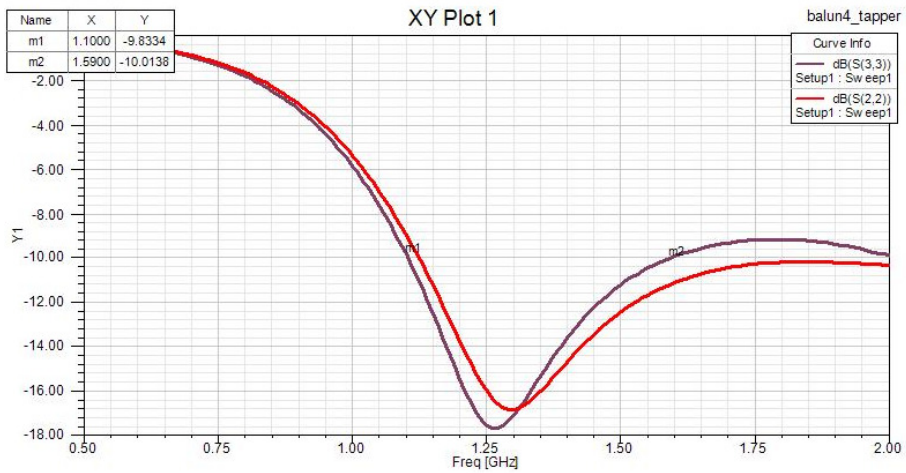


FIGURE A.3 – Schéma du balun large bande en vert la couche supérieure et en rose la couche inférieure



a)



b)

FIGURE A.4 – Résultats de simulation pour le balun décrit dans la Figure A.3 a) phases des coefficients de transmission entrée/sortie1 (S24) et entrée/sortie2 (S23) b) coefficients de réflexion de l'entrée et d'une sortie (S22 et S33)



FIGURE A.5 – Photo du balun large bande réalisé

---

## ANNEXE B

---

# TECHNIQUES DE MESURE EN CHAMBRE ANÉCHOÏQUE

Pour mesurer les caractéristiques de la SHI réalisées on va mesurer l'effet qu'elle a sur une antenne placée à proximité. Les mesures sont effectuées en chambre anéchoïque.

On place dans une chambre anéchoïque deux antennes, celle à mesurer et une autre dont on connaît tous les paramètres. Elles sont séparées par une distance connue et chacune est reliée à un port d'un analyseur de réseau vectoriel (cf Figure B.1).

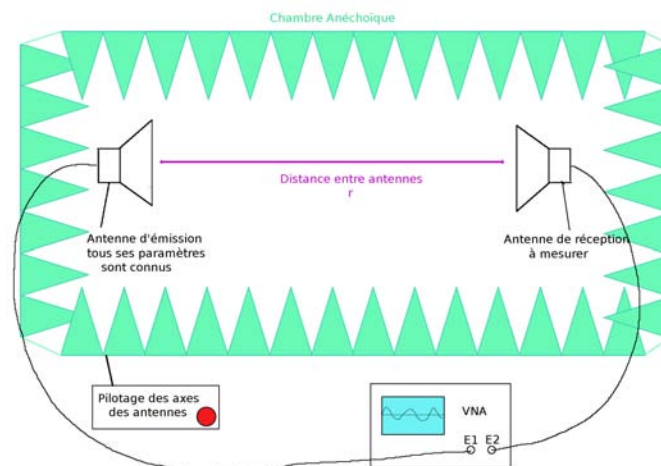


FIGURE B.1 – Schéma des mesures en chambre anéchoïque

L'analyseur de réseau vectoriel (VNA) nous donne les paramètres S mesurés

du quadripôle formé par les deux antennes. En utilisant l'équation des télécommunications on va pouvoir déterminer le gain de l'antenne à mesurer à partir des données mesurées sur le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et celui de transmission ( $S_{21}$ ). L'équation des télécommunications incorporant les pertes de désadaptation est donnée par (B.1).

$$|S_{21}|^2 = G_e G_r [(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)] \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \quad (\text{B.1})$$

Avec  $G_e$  le gain de l'antenne émettrice (ici l'antenne dont les paramètres sont connus, ce sera dans notre cas un cornet)

$G_r$  le gain de l'antenne réceptrice, celui que l'on cherche

$S_{11}$  le coefficient de réflexion de l'antenne émettrice (mesuré par le VNA)

$S_{22}$  celui de l'antenne réceptrice (aussi mesuré par le VNA)

$\lambda$  la longueur d'onde dans le vide

$r$  la distance entre les deux antennes (3m pour la chambre que l'on utilise). On note pour la suite que les variations d'épaisseur du dispositif mesuré sont négligeables par rapport à la distance entre les deux antennes. Elles n'ont donc pas d'effet sur le calcul du gain, on ne les prendra donc pas en compte.

Ce qu'on cherche par la mesure en chambre anéchoïque c'est le gain de l'antenne réceptrice. On note qu'un champ est équivalent à la racine du gain et donc proportionnel au coefficient de transmission. Ainsi pour la suite, on pourra recombinaison directement les champs en RHCP et LHCP à partir de  $|S_{21}|$ .

Une photo de la chambre anéchoïque avec notre dispositif est donnée en Figure B.2.

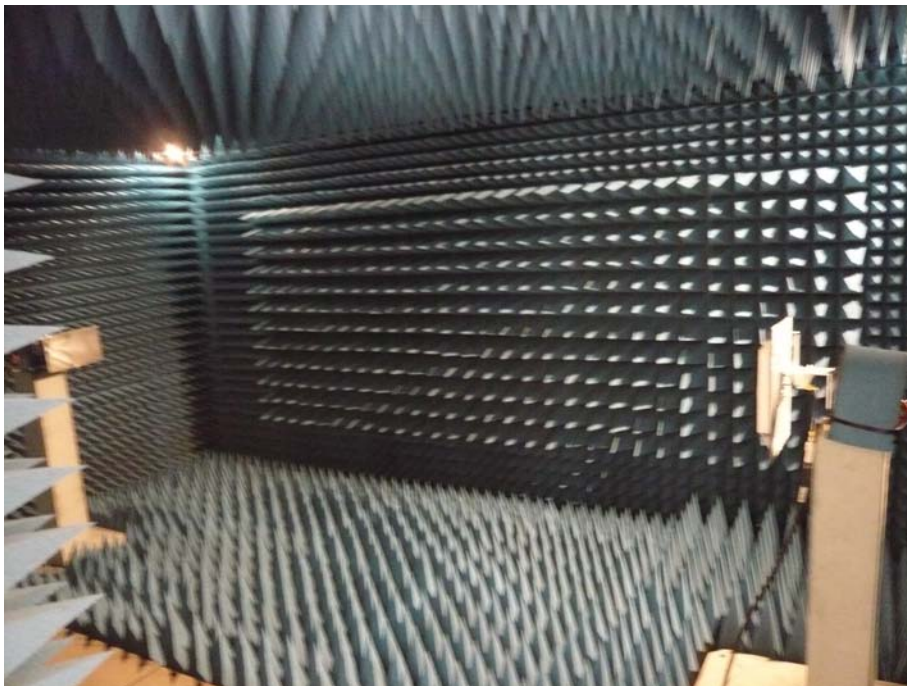


FIGURE B.2 – Photo d'un des mesures en chambre anéchoïque





## CONFIRMATION DES FRÉQUENCES DES BANDES DE LA SHI

On réalise un nouveau dipôle à 1,4GHz avec la même méthode que ceux à 1,17GHz et 1,5GHz. Les dimensions du dipôle réalisé sont ( $w_d=12\text{mm}$ ,  $g_d=6\text{mm}$  et  $L_d=42\text{mm}$ ).

Les mesures et les simulations du dipôle à 1,4GHz placé à  $\lambda_{1,4}/4$  sont présentées sur les Figure C.1 et Figure C.2.

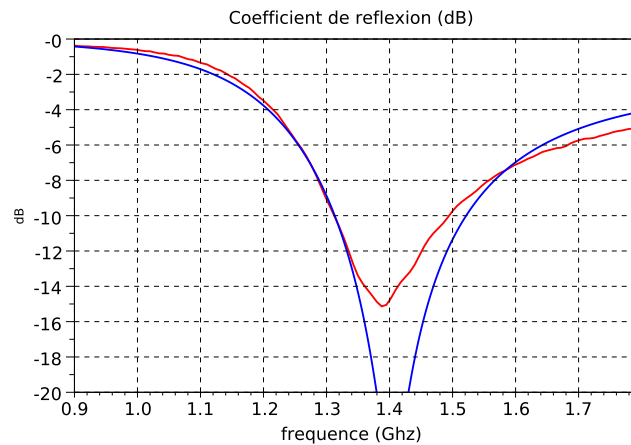


FIGURE C.1 – Comparaisons simulations (en bleu) et mesures (en rouge) du coefficient de réflexion du dipôle à 1,4GHz placé à  $\lambda/4$  d'un CEP

En mesure, on a réglé le dipôle pour qu'il opère à 1,4GHz, on a diminué sa

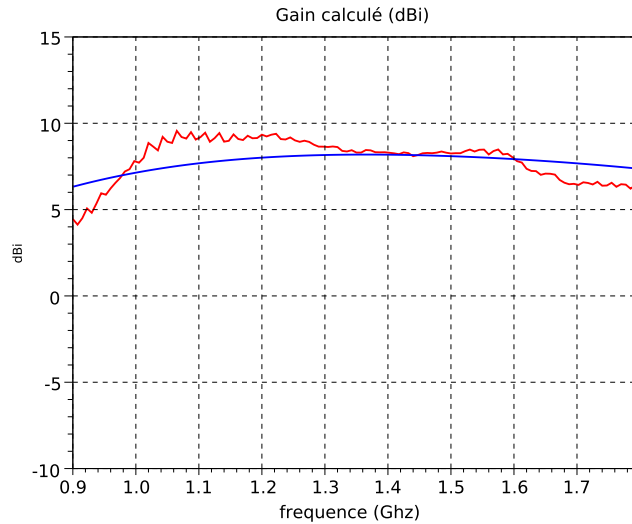


FIGURE C.2 – Comparaisons simulations (en bleu) et mesures (en rouge) du gain total du dipôle à 1,4GHz placé à  $\lambda/4$  d'un CEP

longueur  $L_d$  à 40 mm afin de se placer parfaitement dans la bande de la SHI. On contre l'effet de décalage en fréquence constaté pour les dipôles précédents.

On place ensuite ce dipôle à 25 mm au-dessus de la SHI comme précédemment. La mesure du coefficient de réflexion (Figure C.3), du gain (Figure C.4) et les diagrammes de rayonnement (Figure C.5) mesurés pour le dipôle à 1,4GHz sont faites pour  $h_a = 25$  mm et  $h = 4$  mm.

Les deux fréquences de résonance du système dipôle à 1,4GHz + SHI sont 1,4GHz et 1,62GHz.

On constate que seulement deux bandes sont présentes, on excite donc bien la SHI dans une de ses bandes ; ceci confirme que les deux bandes de la SHI sont bien à 1,4GHz et 1,62GHz. Sur ces mesures on voit aussi qu'en excitant la bande basse (à 1,4GHz) on excite également proprement la bande haute (à 1,62GHz), la bande passante de l'antenne et du balun associé est donc ici suffisante.

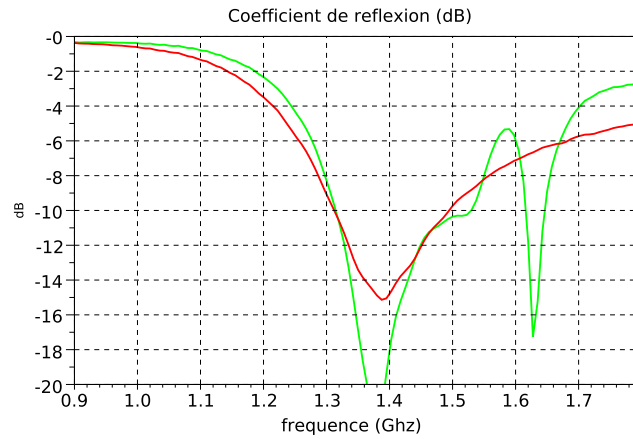


FIGURE C.3 – Coefficient de réflexion mesuré pour le dipôle à 1,4GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_{1,4}/4$  d'un CEP

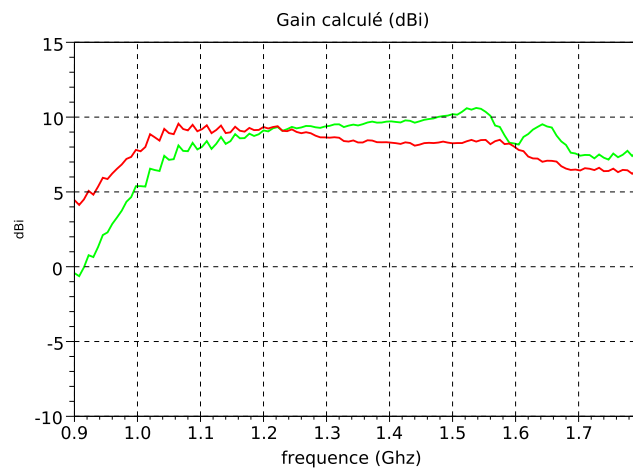


FIGURE C.4 – Gain total calculé à partir des mesures pour le dipôle à 1,4GHz à 25mm au-dessus de la SHI en vert et en rouge le même dipôle à  $\lambda_{1,4}/4$  d'un CEP

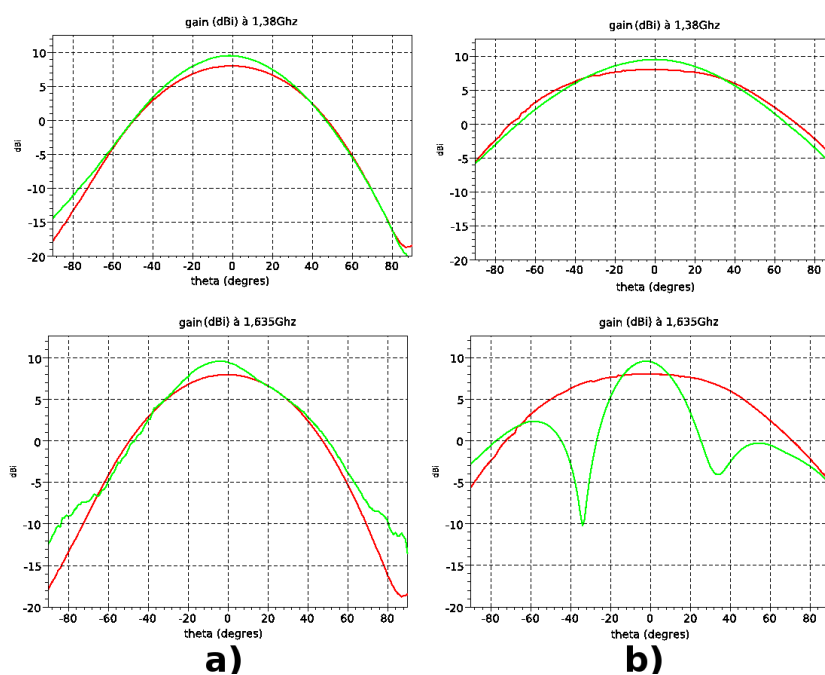


FIGURE C.5 – Diagrammes de rayonnement en gain mesuré pour le dipôle à 1,4GHz à 25mm au-dessus de la SHI a) pour  $\phi = 0^\circ$  et b) pour  $\phi = 90^\circ$  en vert et en rouge pour le même dipôle à  $\lambda_{1,4}/4$  d'un CEP

---

## ANNEXE D

---

# LA SPIRALE D'ARCHIMÈDE

## D.1. Géométrie de la spirale

---

La spirale d'Archimède est décrite par :

$$\rho = a\phi + b \quad (\text{D.1})$$

Avec  $\rho$  et  $\phi$  les coordonnées polaires, et  $a$  et  $b$  deux constantes arbitraires. Pour obtenir une antenne spirale d'Archimède à deux brins on effectue une rotation de  $180^\circ$  du premier brin. Si  $b_1$  et  $b_2$  sont les paramètres qui définissent les deux courbes formant les bords du brin alors  $c = |b_2 - b_1|$  est la largeur du conducteur. Les paramètres sont choisis de telle sorte que l'antenne soit auto complémentaire, c'est-à-dire que la largeur du conducteur est égale à la largeur de l'écart entre les conducteurs (la version finale de la spirale réalisée ne suit pas ce principe). Dans ce cas,  $a$  et  $c$  peuvent être exprimés par  $a = 2c/\pi$ . Le rayon  $r_1$  du cercle central définit la fréquence haute de la bande passante et le rayon  $r_2$  du cercle englobant toute la spirale définit la fréquence basse, ces paramètres sont décrits sur la Figure D.1.

## D.2. Principe de fonctionnement

---

Si on prend deux points diamétralement opposés sur chacun des deux brins P et Q, alors ces deux points sont situés sur le même cercle de centre O, le milieu de la spirale et de rayon  $r$ . Soit P' le point le plus proche de P mais sur l'autre brin de la spirale. Alors si  $c$  (l'espacement entre les conducteurs) est petit devant  $r$ , on peut approximer la longueur de l'arc QP' à  $\pi r$ . Ces différents paramètres sont explicités sur la Figure D.2.

On suppose que chaque brin supporte une onde progressive de courant et que

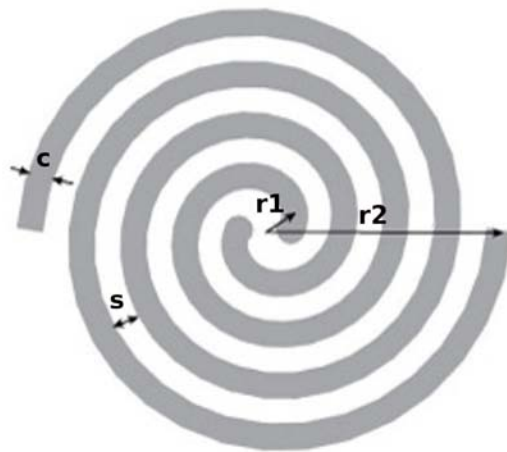


FIGURE D.1 – Schéma d'une spirale d'Archimède à deux brins

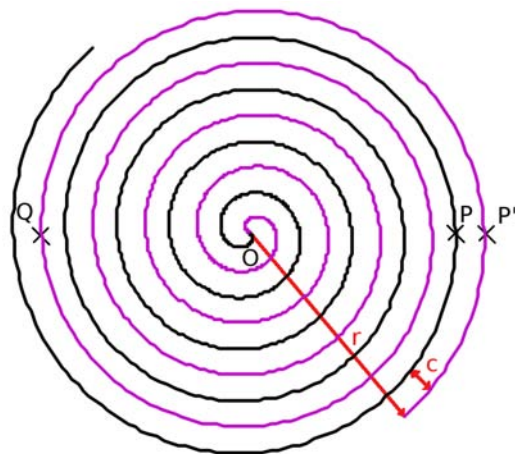


FIGURE D.2 – Schéma du fonctionnement de la spirale d'Archimède à deux brins

ces courants sont en opposition de phase au centre de la spirale. Les courants sont donc également en opposition de phase en P et Q. Quand  $r = \lambda/2\pi$ , la longueur de l'arc PQ' est égale à  $\lambda/2$ . Comme la variation de phase liée à la propagation du courant sur cet arc est de  $\pi$ , les deux éléments de courant aux point P et P' sont en phase. Le rayonnement de la spirale est maximum et correspond au mode 1. La zone active de l'antenne est alors un anneau de circonférence moyenne égale à  $\lambda$ . Les courants se propageant en dehors de l'anneau de circonférence  $\lambda$  continuent à subir une variation de phase et seront en opposition de phase pour  $r = 2\lambda/2\pi$ . Le rayonnement de la spirale est alors minimal dans l'axe, il s'agit du mode 2. Les courants seront à nouveau en phase pour  $r = 3\lambda/2\pi$ , le mode 3 est alors excité. On représente les différents modes de la spirale d'Archimède sur la Figure D.3. Le mode fondamental de la spirale peut être excité si on alimente les deux brins en phase. Le diagramme de rayonnement de ce mode ressemble alors à celui d'un monopôle sur un plan métallique.

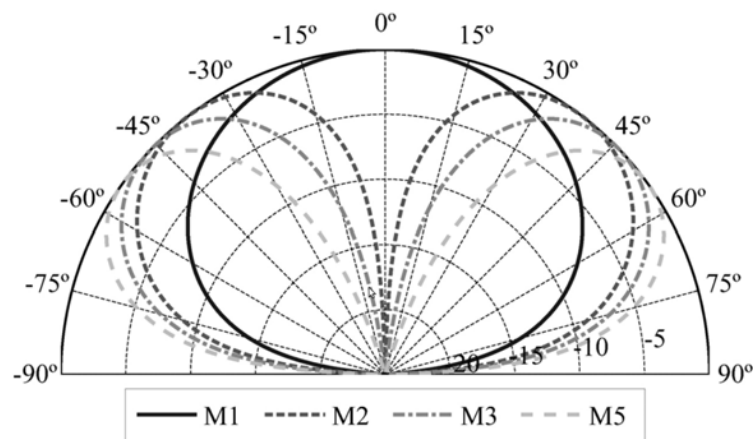


FIGURE D.3 – Quatres premiers modes d'un spirale d'Archimède

Nous chercherons par la suite à exciter le mode 1 de la spirale.





# Bibliographie

- [1] Wikipédia. site internet. <http://fr.wikipedia.org/wiki/>.
- [2] O. Julien. Concepts avancés du gnss, 2007/2008. Cours IENAC 3ème Année.
- [3] A. Ghion J. Dantepal L. Ries A. DeLatour J.-L. Issler J.A. Avila-Rodriguez S. Wallner G.W. Hein T. Grelier. Compass signal structure and first measurements. *forschung.unibw-muenchen.de*, 2007.
- [4] R. B. Langley. Glonass :review and update. *GPS World*, 1997.
- [5] Guenter W. Hein, Jeremie Godet, Jean-Luc Issler, Jean-Christophe Martin, Rafael Lucas-Rodriguez, and Tony Pratt. The galileo frequency structure and signal design. *GPS World*, juin 2003.
- [6] A. Guran, R. Mittra, and P. J. Moser. *Electromagnetic wave interactions*. Science, 1996.
- [7] Novatel. [www.novatelwireless.com](http://www.novatelwireless.com).
- [8] G. C. Liu and G. Lachapelle. Ionospheric weighed gps cycle ambiguity resolution. *nstitute of Navigation, National Technical Meeting*, January 2002.
- [9] S. B. Bisnath and Y. Gao. Innovation : Precise point positioning. *GPS World*, 2009.
- [10] B. Witchayangkoon. *ELEMENTS OF GPS PRECISE POINT POSITIONING*. PhD thesis, University of Maine, December 2000.
- [11] H. Gontran and J. Skaloud. Techniques gps-rtk appliquées à la trajectographie. EPFL.
- [12] Commission européenne européenne européenne européenne européenne européenne européenne européenne européenne, editor. *Communication de la commission au conseil au parlement européen, au comité économique et social européen et au comité des régions*, avril 2011.
- [13] H. A. Wheeler. Fundamental limitations of small antennas. *Proceedings of the IRE*, 35 :1479–1484, December 1947.

- [14] R. C. Hansen. Fundamental limitations in antennas. *Proceedings of the IEEE*, 69(2) :170–182, February 1981.
- [15] R. F. Harrington. Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, 64D :1–12, January-February 1960.
- [16] H. A. Wheeler. Small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-53 :462–469, July 1975.
- [17] L. J. Chu. Physical limitations on omni-directional antennas. *Journal of Applied Physics*, 19 :1163–1175, December 1948.
- [18] R. E. Collin and S. Rothschild. Evaluation of  $Q$ . *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-12 :23–27, January 1964.
- [19] R. L. Fante. Quality factor of general ideal antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-17 :151–155, March 1969.
- [20] J. S. McLean. A re-examination of the fundamental limits on the radiation  $Q$  of electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-44 :672–675, May 1996.
- [21] G. A. Thiele, P. L. Detweiler, and R. P. Penno. On the lower bound of the radiation  $Q$  for electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-51 :1263–1269, June 2003.
- [22] Y. Geyi. Physical limitations of antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-51, August 2003.
- [23] D. H. Kwon. On the radiation of  $Q$  and the gain of the  $TM$  and  $TE$  sources in phase-delayed rotated configurations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-56 :2783–2786, August 2008.
- [24] D. M. Pozar. New results for minimum  $Q$ , maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas. *EuCAP 2009, Berlin, Germany*, pages 23–27, March 2009.
- [25] H. L. Thal. New radiation  $Q$  limits for spherical wire antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-54 :2757–2763, October 2006.
- [26] M. Gustafsson, C. Sohl, and G. Kristensson. Physical limitations on antennas. *Proceedings of the Royal Society A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 463(issue 2086) :2589–2607, 2007.
- [27] A. D. Yaghjian and S. R. Best. Impedance, bandwidth, and  $Q$  of the antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-53 :1298–1324, April 2005.
- [28] J. L. Volakis, C. Chen, and K. Fujimoto. *Small Antennas : Miniaturization techniques & Applications*. MC Graw Hill, 2010.
- [29] R. F. Harrington. *Time Harmonic Electromagnetic Fields*. MC Graw Hill, 1961.

- [30] C. A. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design*. John Wiley & sons, 1997.
- [31] H. T. Nguyen, S. Noghianian, and L. Shafai. Microstrip patch miniaturization by slots loading. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 215–218, 2005.
- [32] J. Huang. Miniaturized uhf microstrip antenna for a mars mission. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 486–489, 2001.
- [33] K. L. Wong, J. S. Kuo, and T. W. Chiou. Compact microstrip antennas with slots loaded in the ground plane. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 623–626, 2001.
- [34] H. Nakano, H. Tagami, A. Yoshizawa, and J. Yanauchi. Shortening ratios of modified dipoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32 :385–386, April 1984.
- [35] E. Tsutomu, S. Yonehiko, S. Shinichi, and K. Takashi. Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas. *Electronics and communications in Japan*, 83 :52–58, 2000.
- [36] J. Rashed and C. T. Tai. A new class of wire antennas. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 20 :564–567, 1982.
- [37] S. Lee, J. Woo, M. Ryu, and H. Shin. Corrugated circular microstrip patch antennas for miniaturisation. *IEEE Electronics Letters*, 38(6) :262–263, March 2002.
- [38] K. L. Wong. *Planar antenna for wireless communications*. Wiley-interScience, 2003.
- [39] D. Hilbert. Über die stetige abbildung einer linie auf flächenstück. *Math. Ann.*, 38 :459–460, 1891.
- [40] G. Peano. *Selected Works of Guiseppe Peano*. Allen and Unwin, 1973.
- [41] B. B. Mandelbrot. *The Fractal Geometry of Nature*. W. H. Freeman, New-York, 1983.
- [42] J. M. Gonzales-Arbesu, S. Blanch, and J. Romeu. Are space-filling curves efficient small antennas? *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2 :147–150, 2003.
- [43] S. R. Best and J. D. Morrow. The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 1 :112–115, 2002.
- [44] O. P. Leisten. Helical antenna. Technical report, U.S. Patent, 2002.
- [45] B. A. Kramer, M. Lee, C. Chen, and J. L. Volakis. Uwb miniature antenna limitations and design issues. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 3-8 :598–601, 2005.

- [46] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson. Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32 :807–816, 1984.
- [47] Y. Zhou. Polymer-ceramic composites for conformal multilayer antenna and rf systems. *Dissertation of Ohio State University*, 2009.
- [48] V. G. Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of permittivity and permeability. *Soviet Physics*, 10(4), January-February 1968.
- [49] E. Yablonovitch. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. *Physical Review Letters*, 58(20) :2059–2062, May 1987.
- [50] E. Yablonovitch. Photonic band-gap structure. *Journal of Optical Society*, 10 :283–293, February 1993.
- [51] D. F. Sievenpiper. High-impedance electromagnetic surfaces, 1999. These.
- [52] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(1), November 1999.
- [53] H. Ito. Antenna element, adaptative antenna apparatus, and radio communication apparatus. Technical report, U.S. Patent 6633257, June 2003.
- [54] X. L. Bao, G. Ruvio, M. Ammann, and M. John. A novel gps patch on a fractal high-impedance surface substrate. *School of Electronic and Communications Engineering Articles, Dublin Institute of Technology*, 2006.
- [55] B. Lin, X. Cao, Y. Yang, and H. Zhang. Planar ebg on electrically and magnetically anisotropic slab. *Radio Science*, 43, 2008.
- [56] L. Akhoondzadeh-Asl, D. J. Kern, P. S. Hall, and D. H. Werner. Wideband dipoles on electromagnetic bandgap ground planes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(9), September 2007.
- [57] R. M. Walser. Electromagnetic metamaterials. *Proceedings of SPIE*, 2001.
- [58] N. Capet, J. Sokoloff, C. Martel, and O. Pascal. Reduction of the mutual coupling between two adjacent patches using various ideal high impedance surface positionings. *EuCAP 2009, Berlin, Germany*, March 2009.
- [59] Y. Zhao, Y. Hao, and C. G. Parini. Radiation properties of pifa on electromagnetic bandgap substrates. *Microwave and optical technology letters*, 44(1), November 2004.
- [60] S. Mahdi Moghadasi, A. R. Attari, and M. M. Mirsalehi. Wideband low-profile circular polarized rectangular loop antenna over a mushroom-like ebg structure. *IEICE Electronics Express*, 5(15) :550–555, 2008.

- [61] F. Yang and Y. Rahmat-Samii. Reflection phase characterizations of the eb ground plane for low profile wire antenna applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10), October 2003.
- [62] Argo. [www.argotech.tw](http://www.argotech.tw).
- [63] Taoglas. [www.taoglas.com](http://www.taoglas.com).
- [64] Sarantel. [www.sarantel.com](http://www.sarantel.com).
- [65] N. Fonseca and H. Aubert. Compact helical antennas-a review. *Recent Patents on Electrical Engineering Journal*, 3(1) :1–9, January 2010.
- [66] S. Hebib, N. Fonseca, P.-A Faye, and H. Aubert. Compact printed quadrifila helical antenna with shaped pattern and high cross-polarization discrimination. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, May 2011.
- [67] L. Desclos. Advances in high-performance ceramis antennas for small-form-factor multi-technology devices. Ethertronics inc.
- [68] M. Lee, C. Chen, and J. L. Volakis. Ultra-wideband antenna miniaturization using distributed lumped element loading. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 549–552, 2005.
- [69] S. R. Best. On the radiation pattern characteristics of the sierpinski and modified parany gasket antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 1(1) :39–42, 2002.
- [70] W. B. Koch. Diversity antenna system. Technical report, U.S. Patent 2.189.317, 1940.
- [71] G. Brown and O. Woodward. Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas. *RCA Review*, 13 :425–452, December 1952.
- [72] P. Gibson. The vivaldi aerial. *9th European Microwave Conference*, pages 101–105, September 1979.
- [73] V. Rumsey. Frequency independant antennas. *IRE International Convention record*, pages 114–118, March 1957.
- [74] T. A. Milligan. *Modern Antenna Design*. Wiley-interScience, 2005.
- [75] Y. Yeh and K. Mei. Theory of conical equiangular-spiral antennas part i numerical technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pages 634–639, September 1967.
- [76] J. Kaiser. The archimedean two-wire spiral antenna. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 8(3) :312–323, May 1960.
- [77] S. Y. Chen, H. T. Chou, and Y. L. Chiu. A size-reduced microstrip antenna for the applications of gps signal reception. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 5443–5446, 2007.

- [78] Y. Zhou, C. Chen, and J. L. Volakis. A compact 4-element dual-band gps array. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1-5 :1-4, 2009.
- [79] S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, L. Ries, and J. M. Lopez. Reconfigurable pyramidal antenna loaded by a cut-off waveguide -application to gnss services. *EuCAP 2009, Berlin, Germany*, March 2009.
- [80] R. A. Bhatti and H. S. Yoon. Design of a novel multiband internal antenna for personal communications handsets. *Tencon 2007- IEEE region 10 Conference*, 2007.
- [81] M. Radway, T. Gencich, and D. Filipovic. Pattern purity of coiled arm spiral antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(3), March 2011.
- [82] L. Schreider. *Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur - Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz*. PhD thesis, ENST, Avril 2006.
- [83] H. Mosallaei and K. Sarabandi. Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(9), September 2004.
- [84] M. Grelier. *Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels*. PhD thesis, Télécom Paris Tech, Janvier 2011.
- [85] J. D. Kraus. *Antennas*. MC Graw Hill, May 1988.
- [86] J. Brillouin. Wave guides for slow waves. *Journal of Applied Physics*, 19(11) :1023-1041, November 1948.
- [87] J-P. Berenger. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *Journal of Computational Physics*, 114(2), October 1994.
- [88] B. Souny. *Antenne autodirective en polarisation circulaire- Self-directing antenna with circular polarisation*. Patent N.FR 0904076, N.EP2293385, 2009.
- [89] B. Souny, C. Morlaas, and A. Chabory. Compact self-directional antenna based on a helical ring. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1-4, July 2010.
- [90] D. Sjöberg, C. Engström, G. Kristensson, D. J. N. Wall, and N. Wellander. *A Floquet-Bloch decomposition of Maxwell's equations, applied to homogenization*. PhD thesis, Department of Electrodynamics Electromagnetic Theory, Lund Institute of Technology Sweden, 2003.
- [91] N. Engheta and R. W. Ziolkowski. *Metamaterials : Physics and engineering explorations*. IEEE Press and John Wiley & Sons , Inc, 2006.
- [92] J. P. Gianvittorio, J. Romeu, S. Blanch, and Y. Rahmat-Samii. Self-similar prefractal frequency selective surfaces for multiband and dual-polarized applications. *Transactions on Antennas and Propagation*, 51(11) :3088-3096, November 2003.

- [93] J. C. Vardoxoglou. *Frequency Selective Surfaces : Analysis and Design*. Research Studies Press LTD, 1997.
- [94] D. Voyer. *Modélisation électromagnétique par changement d'échelle appliquée aux structures fractales planaires*. PhD thesis, INP Toulouse, Octobre 2005.
- [95] H. Liu, K. L. Ford, and R. J. Langley. Miniaturised periodic structures with antenna applications. *Loughborough Antennas and Propagation Conference*, November 2009.
- [96] C. Morlaas, B. Souny, and A. Chabory. Slot planar antenna on metallic support with large bandwidth. *Eucap 2011, Barcelona, Spain*, 2011.
- [97] R. Bawer and J. J. Wolfe. The spiral antenna. *IRE International Convention record*, 8 :84–95, March 1960.
- [98] J. Dyson, R. Bawer, P. Mayes, and J. J. Wolfe. A note on the difference between equiangular and archimedes spiral antennas (correspondance). *IRE Transactions on Microwave theory and techniques*, 9 :203–205, March 1961.
- [99] R. Bawer and J. J. Wolfe. A printed circuit balun for use with spiral antennas. *IRE Transactions on Microwave theory and techniques*, October 1959.
- [100] W. K. Roberts. A new wide-band balun. *Proceedings of the IRE*, December 1957.