

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Université Saad Dahleb De Blida 1**  
**Institut d'Aéronautique et d'Etude Spatial IAES**  
**Département de Navigation**



En vue de l'obtenir du diplôme de Master en Aéronautique  
Option : CNS/ATM

Thème

**Conception et simulation d'une antenne à  
surface haute impédance pour le système GPS**

Réalisé par

**Mr. Abdessalam ZAHZAH**

**Mr. Oussama HABLAL**

Encadré par :

**Mme Lila MOUFFOK**

-Année universitaire : 2016- 2017

# Table des matières

Remerciement .....	4
Liste d'acronymes .....	7
Résumé.....	8
Liste des figures .....	9
Introduction générale .....	11
I. CHAPITRE 1 : Principaux systèmes de navigation et de communication pour aéronef .....	14
I.1 Introduction .....	14
I.1.1 L'ILS (Instrument Landing System) .....	16
I.1.2 Distance Measuring Equipment (DME).....	20
I.1.3 Le système GPS (Global Positionning System) .....	22
I.2 Conclusion .....	26
II. CHAPITRE 2 : Etat de l'art des surfaces haute impédance SHI.....	28
II.1 Introduction .....	28
II.2 Introduction aux métamatériaux .....	28
II.2.1 Historique.....	28
II.2.2 Les différents types des métamatériaux.....	28
II.2.3 Applications des métamatériaux électromagnétiques .....	36
II.2.4 Les travaux antennaires à base de SHI.....	37
II.3 Conclusion .....	42
III. CHAPITRE 3 : Conception et simulation d'une antenne bi-bandes à double polarisation en utilisant une surface haute impédance.....	44
III.1 Introduction .....	44
III.2 Conception et simulation d'une antenne bi-bandes à double polarisation en utilisant une surface haute impédance.....	44
III.2.1 Antenne bi-bande à double polarisation .....	44
III.2.2 Motif d'une cellule bi-bandes de la HIS .....	54
III.2.3 Simulation de l'antenne avec la SHI .....	57
III.3 Conclusion .....	62
Conclusion générale.....	63
Bibliographie.....	64
Annexe-A-.....	65

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## **Remerciement**

*En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude. Nous souhaitant adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire. Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de l'Institut de l'Aéronautique et des Etude Spatial (IAES), pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.*

*Nous tenant à remercier sincèrement Mme Lila MOUFFOK qui, en tant que promotrice , est toujours montrée à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'elle a bien voulu nous consacrer, et sans elle ce mémoire n'aurait jamais vu le jour. On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire. Merci à tous et à toutes.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes chers parents qui ont tout fait pour que je réussisse*

*Dans ma vie et mes études*

*A mes chers frères Zinou et Youcef*

*A ma chère sœur Amani*

*A ma future femme*

*A toute ma famille sans exception*

*A tous mes chers amis*

*A mes chers amis de la résidence universitaire*

*Oussama*

**Je dédie ce modeste travail,**

A mes chers parents,  
A mes sœurs Sarah, Amina, Hadjer, Nadjet,  
A mes frères Mohamed, Ayoub, Abdenour,  
A ma future femme Nesrine,  
A toute ma famille,  
A mes fidèles amis.

**Abdessalam**

## Liste d'acronymes

<b>ATC</b>	Air Traffic Control
<b>BIE</b>	Bande Interdite Electromagnétique
<b>BIP</b>	Bande Interdite Photonique
<b>CMA</b>	Conducteur Magnétique Artificiel
<b>CMP</b>	Conducteur Magnétique Parfait
<b>CRPA</b>	Controlled Reception pattern Antenna
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology
<b>DME</b>	Distance Measuring Equipment
<b>EM</b>	Electromagnétique
<b>FDTD</b>	Finite Difference Time-Domain
<b>FIT</b>	Finite Integration Technique
<b>GNSS</b>	Global Navigation Satellite System
<b>GPS</b>	Global Positioning System
<b>GS</b>	Glideslope
<b>HF</b>	High Frequency
<b>HFSS</b>	High Frequency Electromagnetic Field Simulation
<b>ILS</b>	Instrument Landing System
<b>MWS</b>	Microwave Studio
<b>NDB</b>	Non-Directional Beacon
<b>PEC</b>	perfect electric conductor
<b>RAF</b>	Structure Fils Fins
<b>RHCP</b>	Right Hand Circular Polarization
<b>SHI</b>	Surface à Haute Impédance
<b>SRR</b>	Split Ring Resonator
<b>TCAS</b>	Traffic alert and Collision Avoidance
<b>UHF</b>	Ultra High Frequency
<b>VHF</b>	Very high frequency
<b>VOR</b>	VHF Omnidirectional Range

## Résumé

Ce travail consiste en la conception et la simulation d'une antenne bi-bande à double polarisation à base de surfaces hautes impédances SHI fonctionnant dans les bandes de fréquences GPS (1217-1237MHz et 1565-1585MHz). D'abord un état de l'art sur les systèmes de navigation aéroportés (ILS, DME, GPS), les métamatériaux et les différents types d'antennes utilisant les surfaces hautes impédances a été effectué. Ensuite, on propose une antenne bi-bandes à double polarisation qui fonctionne sur les deux bandes de fréquence GPS citées. Un couplage de -1 dB et -2 dB a été obtenus respectivement dans les deux bandes. Afin de palier à ce problème, une surface a haute impédance a été insérée derrière l'antenne imprimée afin d'éliminer les courants de surface et par la même occasionnée de réduire le couplage. Cette structure antennaire a été simulée avec le simulateur électromagnétique CST MWS 2015.

## Abstract

This work consists of the design and simulation of a dual-polarization antenna based on high-impedance surfaces HIS operating in GPS frequency bands (1217-1237MHz and 1565-1585MHz). First a state of the art on airborne navigation systems (ILS, DME, GPS), metamaterials and different types of antennas using high impedance surfaces was carried out. Next, a dual polarized bi-band antenna is proposed which operates on the two GPS frequency bands cited. A coupling of -1 dB and -2 dB was obtained in the two bands, respectively. In order to overcome this problem, a high-impedance surface has been inserted behind the printed antenna in order to eliminate the surface current and at the same time reduce the coupling. This antenna structure was simulated with the electromagnetic simulator CST MWS 2015.

## ملخص

هدفنا من هذه المذكرة هو محاكاة وتصميم هوائي مطبوع خاص بنظام تحديد المواقع العالمي (GPS) يشتغل على الترددات 1.227 جيجا هرتز و 1.575 جيجا هرتز باستخدام تكنولوجيا الميتاماتريال. قمنا بدراسة خصائص ومميزات الميتاماتريال ودرسنا مختلف اشكالها ومنها البنية الدورية مثل البنية ذات الممانعة العالية (SHI) وهذا لتطبيقها على الهوائي من أجل تحسين أدائه وتصغير الهوائي. وتمت عملية التصميم والمحاكاة باستخدام CST-MICRO WAVE 2015.

## Liste des figures

Figure I-1 la configuration des antennes typiques pour : (a) Boeing 737 et (b) Airbus A330 [3].....	15
Figure I-2 illustration de l'atterrissage aux instruments .....	16
Figure I-3 Réseau d'antennes de type « log périodique » d'un LOCALIZER .....	17
Figure I-4 Diagramme de rayonnement d'une antenne localizer .....	17
Figure I-5 Emplacement de l'antenne LOC sur avion .....	18
Figure I-6 VOR/LOC/GS antenna P/N 6243-83-00.....	18
Figure I-7 Couverture des faisceaux du glideslope .....	18
Figure I-8 -a- Glideslope standard : Système « Nul référence » -b-Système « Capture Effect » .....	19
Figure I-9 Emplacement de l'antenne GLIDE sur avion.....	19
Figure I-10 L'antenne passive Glide Slope P / N 6208-88-62 .....	19
Figure I-11 Installation au sol d'un OUT MARKER .....	20
Figure I-12 Emplacement de l'antenne MARKER sur avion .....	20
Figure I-13 Marker Beacon Antenna P/N 6216-82-00.....	20
Figure I-14 le fonctionnement d'un DME.....	21
Figure I-15 Antenne VOR DME à l'aéroport de Bruxelles.....	22
Figure I-16 Emplacement de l'antenne DME sur avion.....	22
Figure I-17 ATC/IFF-DME/TACAN ANTENNA 2442-88-03.....	22
Figure I-18 bandes de fréquences GPS.....	23
Figure I-19 Emplacement de l'antenne GPS sur avion .....	24
Figure I-20 Active GPS antenna S67-1575-133.....	24
Figure I-21 dipôle croisé .....	25
Figure II-1 Split Ring Resonator de type « carré et rond » .....	29
Figure II-2 un bloc formé avec les supports .....	30
Figure II-3 principe de miroir de Brag .....	31
Figure II-4 Structures périodiques 1D, 2D, 3D.....	31
Figure II-5 conducteur magnétique artificiel CMA.....	32
Figure II-6 Surface corruguée .....	33
Figure II-7 Structure de Sievenpiper .....	34
Figure II-8 (a)Section de la surface champignon (b) circuit équivalent      En adoptant cette représentation simplifiée, l'impédance de la surface est équivalente à celle du circuit résonant : .....	35
Figure II-9 Exemple de diagramme de la phase du coefficient .....	36
Figure II-10 Applications des métamatériaux .....	37
Figure II-11 Structure de l'antenne avec SHI en 2D. ....	38
Figure II-12 Photo de la spirale réalisée .....	38
Figure II-13 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 inférieur.....	38
Figure II-14 Antenne monopôle sur SHI bibande à deux spirales carrées superposées, .....	39
Figure II-15 Géométrie de l'antenne de type ruban au-dessus de la structure SHI simple couche SC-SHI avec le substrat ROHACELL 31HF .....	40
Figure II-16 Prototype de l'antenne métamatériau fabriquée.....	41
Figure II-17 Cellule élémentaire de l'antenne damier sur un réflecteur à haute impédance.....	42
Figure III-1 Géométrie de l'antenne proposée.....	45

Figure III-2 Variation du coefficient de réflexion S11 et s22 de l'antenne en fonction de la fréquence.	46
Figure III-3 Variation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne en fonction de l'impédance	46
Figure III-4 Variation du coefficient de réflexion S22 de l'antenne en fonction de l'impédance	47
Figure III-5 l'amplitude maximale des densités de courant sur l'antenne f=1.227 -a) port1 b) port2....	47
Figure III-6 l'amplitude maximale des densités de courant sur l'antenne f=1.575 -a) port1 b) port2 ..	48
Figure III-7 influence de la variation de la largeur de l'antenne	48
Figure III-8 influence de la variation de la position du point d'alimentation(x)	49
Figure III-9 influence de la variation de la position du point d'alimentation(y)	50
Figure III-10 influence de la variation de la longueur de la fente	50
Figure III-11 influence de la variation de la largeur de la fente	51
Figure III-12 Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne f=1.227	52
Figure III-13 Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne (f=1.575)	52
Figure III-14 le paramètre s1.1, s2.1 en fonction de fréquence	53
Figure III-15 les paramètres s1.2, s2.2 en fonction de fréquence	53
Figure III-16 Cellule SHI 2 anneaux carré bi-bande. Valeur des paramètres L=45mm C1b=38mm, C1d=35mm, a=33.8mm, c2d=22.9mm	54
Figure III-17 Conditions aux limites d'une structure (en couleur mauve)	55
Figure III-18 Conditions aux limites d'une structure	55
Figure III-19 Phase du coefficient de réflexion pour la cellule bi-bandes proposée	56
Figure III-20 Géométrie de l'antenne vue de bottom	57
Figure III-21 Géométrie de l'antenne avec SHI 6x6 : a) vue de face substrat 1 -b) vue de face substrat 2 -c) vue de derrière du substrat	57
Figure III-22 la position des ports dans la SHI	58
Figure III-23 les paramètres s1.2, s1.2 en fonction de fréquence	58
Figure III-24 la variation du paramètre S21 en fonction de fréquence	59
Figure III-25 la variation du paramètre S11 en fonction de fréquence	60
Figure III-26 la variation des paramètres S21, S11 en fonction de fréquence	60
Figure III-27 diagramme de rayonnement pour 1.275 GHz port 1	61
Figure III-28 diagramme de rayonnement pour 1.275 GHz port 2	61
Figure III-29 diagramme de rayonnement pour 1.484 GHz port 1	62
Figure III-30 diagramme de rayonnement pour 1.484 GHz port 2	62
Figure 0-1 Interface graphique du MWS.	65

## Introduction générale

La technologie des antennes permet de concevoir des structures rayonnantes performantes qui ouvrent de nouveaux horizons applicatifs dans les systèmes aéroportés modernes civils et militaires. La mise en œuvre de nombreuses fonctions telles que la détection, la localisation, les communications et la navigation se traduit par une nécessité d'implanter de nombreuses antennes sur des porteurs de taille limitée. L'ensemble de ces moyens nécessite des besoins en termes de bande passante, de diagramme de rayonnement et d'agilité de polarisation. Ces besoins sont couplés à celui d'une intégration physique forte des antennes sur le porteur (par exemple un avion). Une des voies possibles pour réduire cette complexité est de regrouper le maximum de fonctions au sein d'un même système. Cette solution est envisageable à l'aide de la technologie des antennes imprimées privilégiant des solutions "faible épaisseur". Ce travail s'inscrit dans cette problématique de réduction de dimensions et plus particulièrement sur la réduction de l'épaisseur des antennes directives. D'autre part, 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 recherchée pour des applications avec porteurs (avions, drone...). L'intégration des antennes sur aéronefs rend les antennes avec réflecteur 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. Nous proposons donc dans un premier temps d'étudier la possibilité d'utiliser des surfaces hautes impédances comme réflecteur pour réaliser une antenne bi-bandes destinée au système GPS, de faible épaisseur.

Pour concevoir une antenne directive et aussi pour empêcher les interférences avec l'électronique de commande, une des solutions est de placer l'antenne sur une cavité absorbante. Cette solution est intéressante mais couteuse et encombrante et pas très performante car la moitié du rayonnement est perdue.

Une autre solution consiste à utiliser des réflecteurs. Généralement, on utilise une surface métallique comme réflecteurs. Cependant, le métal réfléchit les ondes incidentes avec un retard de phase sur le champ électrique de  $180^\circ$ . Par conséquent, lorsque l'élément rayonnant est

proche du plan réflecteur, les champs électriques incidents et réfléchis interfèrent de manière destructive.

Pour obtenir un rayonnement en phase avec le rayonnement incident, une solution est de placer l'élément rayonnant à un quart de la longueur d'onde (à la fréquence considérée) du réflecteur [1]. Cependant, cette solution n'est pas très intéressante car la structure est épaisse et fonctionnant sur une faible bande de fréquence (due à la distance  $\lambda/4$ ).

Pour palier à ces inconvénients, des réflecteurs à base de métamatériau ont été introduits tels que les Surfaces à Haute Impédance (SHI) qui peuvent apporter des évolutions très intéressantes : une onde incidente arrivant à une telle surface se réfléchit totalement avec un coefficient de réflexion égal à 1. Cette propriété permet de placer l'antenne à une distance très proche de la SHI utilisée [1]. Elles sont généralement réalisées à partir d'un réseau de pavés métalliques gravés sur un substrat diélectrique et connecté à un plan de masse par des trous métalliques. Ces structures sont développées, dans le cadre d'applications aéroportées pour répondre aux besoins d'amélioration des directivités des éléments rayonnants et de miniaturisation des antennes.

Le manuscrit est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre présente les systèmes de navigation tels que l'ILS (Instrument Landing System), le DME (Distance Measuring Equipment) et le GPS (Global Positioning System). On s'intéressera au principe de fonctionnement de ces systèmes et plus particulièrement aux antennes utilisées (dimension, rayonnement, polarisation...) Le second chapitre définit et décrit les différents types de métamatériaux qui existent. De plus, un état de l'art sur les antennes imprimées utilisant les surfaces hautes impédances a été fait. Le troisième chapitre consiste à simuler et réaliser une antenne patch bi-bandes avec une SHI bi-bandes fonctionnant sur les 2 fréquences GPS (1.227 GHz et 1.575 GHz). On utilisera le logiciel CST Microwave Studio qui est un outil de simulation 3D.

## *CHAPITRE 1*

# **Principaux systèmes de navigation et de communication pour aéronef**

# I. CHAPITRE 1 : Principaux systèmes de navigation et de communication pour aéronef

## I.1 Introduction

Les aéronefs comportent plusieurs systèmes de navigation et de communication fonctionnant sur différentes bandes de fréquence. Ces systèmes disposent tous les avions en général de structures antennaires placées généralement à l'extérieur de l'avion. Elles permettant d'établir la communication au sol (VHF) ou par liaison satellite (VHF, HF), de naviguer (ILS, DME, GPS, VOR, Radioaltimètre) ou de surveiller (ATC, TICAS).

Le Tableau I.1 présente ces systèmes pour un aéronef civil ainsi que leurs fréquences de fonctionnement.

Tableau 1 Les systèmes de communication et de navigation d'un aéronef civil

<i>Systèmes</i>	<i>Bande de Fréquence</i>
ADF (Automatic Direction Finder)	AM (190-1799 kHz)
MB (Marker Beacons)	VHF (75 MHz)
ELT (Emergency Locator Transmitter)	VHF-UHF (406.025 et/ou 121.5, 243 MHz)
VOR-LOC (VHF Omnidirectional Range /Localizer)	VHF (108-118 MHz)
VHF COM (very high frequency communication)	VHF (116-156 MHz)
GS (Glideslope)	VHF-UHF (329.15-335 MHz)
DME (Distance Measuring Equipment)	L-Band (960-1220 MHz)
ATC. TCAS-B (Air Traffic Control/ Traffic alert and Collision Avoidance System-B)	L-Band (1020, 1090 MHz)
TCAS-T (Traffic alert and Collision Avoidance System-T)	L-Band (1030, 1090 MHz)
GPS (Global Positioning System)	L1-Band (1575.42 MHz)
Radio Altimètre	C-Band (4200-4400 MHz)

Une intégration de tous ces systèmes antennaires n'est rendue possible qu'à condition de disposer de matériaux performants, compacts, compatibles avec les technologies composites (les matériaux composites) et suffisamment flexibles, et reconfigurables pour pouvoir s'adapter à la structure des aéronefs en des endroits bien précis.

La Figure I-1 montre l'emplacement des antennes correspondant en différents systèmes de communication et de navigation citée dans respectivement les avions Boeing 737 et Airbus A330.

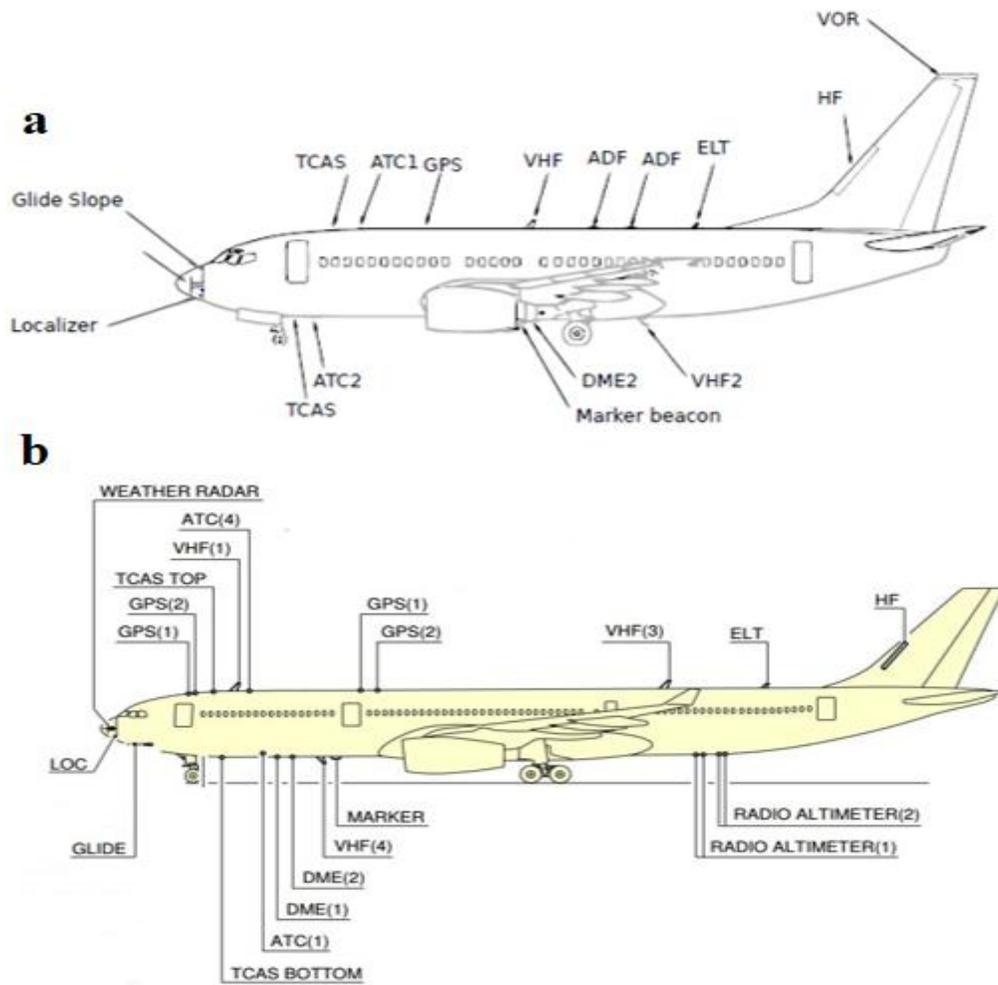


Figure I-1 la configuration des antennes typiques pour : (a) Boeing 737 et (b) Airbus A330 [3]

A l'heure actuelle, il existe une course mondiale à la réduction du nombre de structures antennaires à bord, à la réduction de leurs dimensions et à leur intégration dans des endroits plans, courbes et déformables. Puisque le rayonnement des antennes dépend du type d'antenne et de sa position, le choix de leur emplacement est primordial pour assurer le bon fonctionnement de tous les systèmes avioniques. La position des antennes est déterminée en premier lieu par des considérations d'ordres mécaniques et aérodynamiques, les considérations électromagnétiques venant quant à elles en second plan.

Dans cette section, on présentera le fonctionnement des 3 principaux systèmes de navigation et de communication à savoir le ILS, DME, et le GPS. On s'intéressera plus particulièrement aux antennes, leurs caractéristiques et leurs bandes de fonctionnement.

### I.1.1 L'ILS (Instrument Landing System)

Le système ILS [1] guide l'aéronef à partir d'une distance de 6 à 11 km jusqu'à la ligne centrale de la piste et fournit l'écart de l'avion par rapport à la pente nominale d'approche. C'est-à-dire qu'il permet de trouver la trajectoire d'approche au point de contact des roues du train d'atterrissage avec la piste, comme le montre la figure I.2. ILS est un système d'approche de précision très utile en cas de mauvaise visibilité ou de visibilité nulle. L'ILS comprend :

- Un système de guidage horizontal appelé LOCALIZER
- Un système de guidage vertical appelé GLIDESLOPE
- Des radiobalises d'alignement appelées MARKER BEACONS

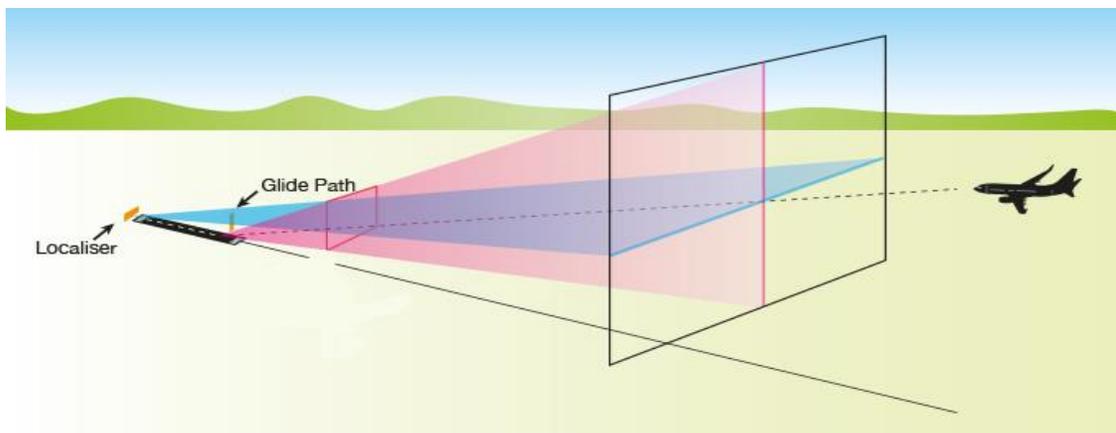


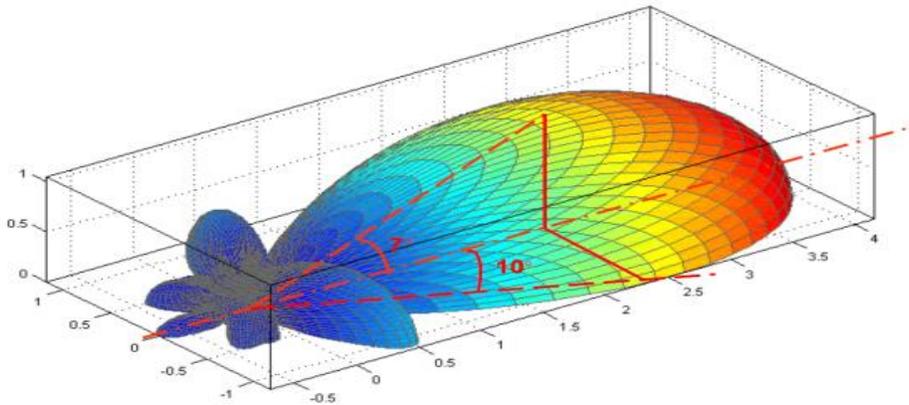
Figure I-2 illustration de l'atterrissage aux instruments

**1.1.1.1 Le localizer** est constitué d'un ensemble d'antennes situé au niveau du sol et situé dans le prolongement de la piste, comme le montre la figure I.3. Le localizer émet une onde électromagnétique qui permet au pilote de trouver le centre de la piste d'atterrissage sur le plan horizontal. En effet, il émet un double faisceau radioélectrique permettant de fournir au pilote une indication d'écart horizontal par rapport à l'axe de piste.



*Figure I-3 Réseau d'antennes de type « log périodique » d'un LOCALIZER*

La portée de ce faisceau est d'environ 25 nm(milles nautiques ) par rapport à l'antenne émettrice avec un angle d'ouverture de plus ou moins  $10^\circ$  en azimut (par rapport à l'axe de piste) et de  $7^\circ$  en site (par rapport au plan horizontal). comme le montre la figure I.4 . Le localizer fonctionne dans la bande VHF. Plus précisément entre 108,10 et 111,95 MHz, avec une décimale impaire (Ex: 108,10 – 108,15 – 108,30 – 108,35 etc...).



*Figure I-4 Diagramme de rayonnement d'une antenne localizer*

Concernant l'antenne réceptrice du localizer, elle est souvent installée dans l'avant du fuselage, et caché au-dessous de la structure du nez (La figure I.5).

La figure I.6 montre une antenne localizer VOR/LOC/GS antenna P/N 6243-83-00 de type lame 'blade ', Qui fonctionne dans la bande de fréquence 108-118 MHz, avec une polarisation linéaire horizontale.

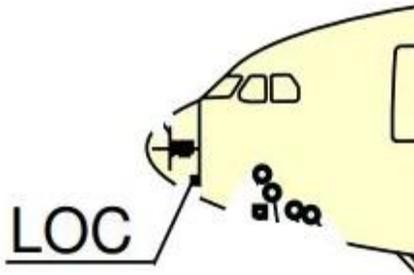


Figure I-5 Emplacement de l'antenne LOC sur avion



Figure I-6 VOR/LOC/GS antenna P/N 6243-83-00

**1.1.1.2 le Glideslope** qui permet un guidage vertical en fournissant au pilote une information d'écart par rapport au plan de descente. Au niveau du sol, le système est constitué de deux ou trois antennes en fonction du terrain et du système utilisé polarisées horizontalement, disposées verticalement sur un pylône situé sur l'un des côtés de la piste comme le montre la figure I.8. Les antennes émettent des faisceaux radioélectriques dans le prolongement de l'axe de piste qui assurent une couverture en azimut de  $8^\circ$  de part et d'autre de l'axe ainsi qu'une couverture en site comprise entre  $0,45$  et  $1,75$  de l'angle de site de l'alignement de descente et varie entre  $2$  et  $4^\circ$  comme le montre la figure I.7. Le glideslope utilise des fréquences UHF comprises entre  $328.65$  et  $335.40$  MHz.

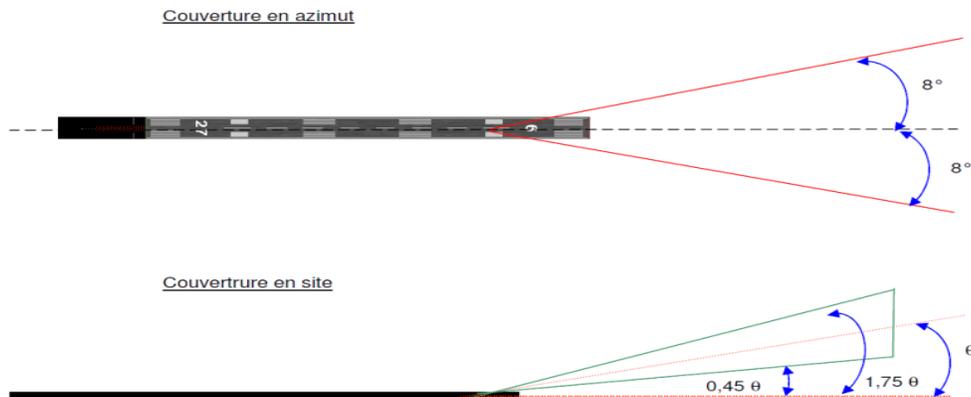


Figure I-7 Couverture des faisceaux du glideslope

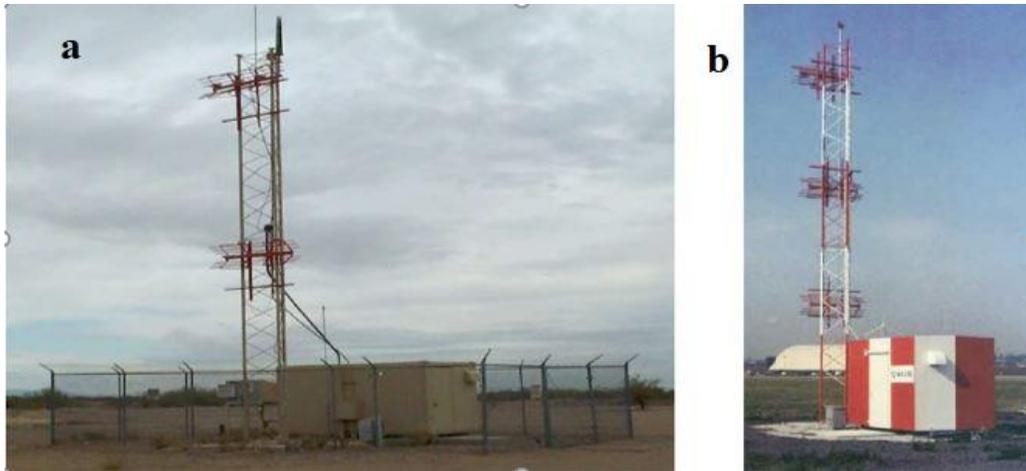


Figure I-8 -a- Glideslope standard : Système « Nul référence » -b-Système « Capture Effect »

Au niveau de l'avion, l'antenne GLIDE est placée au-dessous du cockpit (Poste de pilotage) voir la figure I.9. Elle reçoit des signaux polarisés horizontalement dans la bande de fréquence de 328 à 336 MHz, avec une polarisation horizontale et un gain max supérieur à 0 dB.

La figure I.10 présente L'antenne passive Glide Slope P / N 6208-88-62.

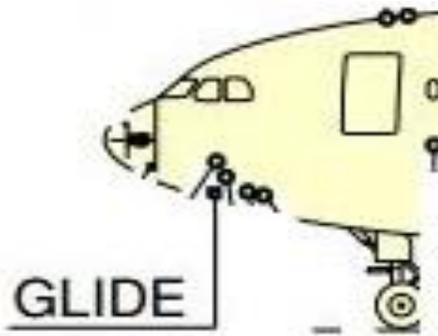


Figure I-9 Emplacement de l'antenne GLIDE sur avion



Figure I-10 L'antenne passive Glide Slope P / N 6208-88-62

**1.1.1.3 Les marker beacons** sont des radiobalises à rayonnement vertical, implantées tout le long de l'axe d'approche comme le montre la figure I.11, à des distances variables du seuil. Leur rôle est de renseigner le pilote du passage de l'appareil à leur verticale et ainsi de corrélérer le plan de descente fourni par le glideslope. Ces balises émettent verticalement un signal unique de 75 MHz. Elles tendent à disparaître au profit des **DME** et la première est souvent remplacées par un **NDB** (balise non directionnelle) de faible puissance.



Figure I-11 Installation au sol d'un OUT MARKER

Les radiobornes MARKER fonctionnent avec une puissance radioélectrique de quelques dixièmes de watts à plusieurs watts sur la fréquence assignée de 75 MHz dans une bande de 74,8 MHz à 75,2 MHz et pour l'antenne MARKER, elle est placée au-dessous de l'avion (la figure I.12).

La figure I.13 illustre une antenne : Marker Beacon antenna P/N 6216-82-00.

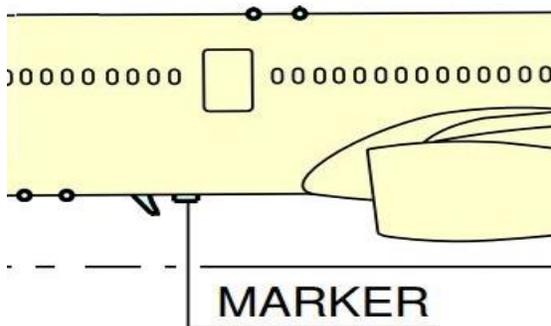


Figure I-12 Emplacement de l'antenne MARKER sur avion



Figure I-13 Marker Beacon Antenna P/N 6216-82-00

### I.1.2 Distance Measuring Equipment (DME)

Un DME [2] est un radio-transpondeur qui permet de connaître la distance qui sépare un avion d'une station au sol en mesurant le temps que met une impulsion radioélectrique Ultra Haute Fréquence pour faire un aller-retour (Figure I.14). L'ensemble du D.M.E. est constitué d'un émetteur-récepteur de bord, d'un calculateur, d'un indicateur de distance et d'un transpondeur au sol. C'est le récepteur-émetteur qui retransmet les signaux reçus.

L'interrogateur se trouve à bord de l'avion alors que le transpondeur est situé au sol.  
Comme le montre la figure I.15.

Le DME fonctionne dans la gamme des fréquences UHF entre 962 et 1150 MHz pour l'interrogation et entre de 962 et 1213 MHz pour la réponse. L'espacement entre deux canaux est de 1 MHz et pour éviter les interférences entre interrogation et réponse, les fréquences d'interrogation (avion) et réponse (station sol) diffèrent de 63 MHz.

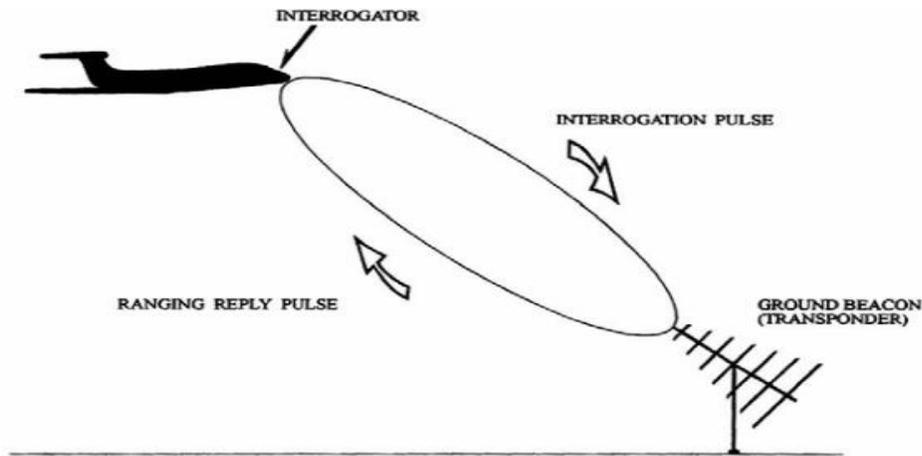


Figure I-14 le fonctionnement d'un DME

Actuellement, il existe deux types d'installation de DME :

a) - DME/N : ce système répond principalement aux exigences opérationnelles de la navigation en route. La lettre N ("Narrow") signifie spectre étroit.

b) - DME/P : ce système est développé pour être utilisé avec un système d'atterrissage MLS. Les caractéristiques de spectre sont les mêmes que celles du DME/N. Le P signifie : mesure précise de la distance et il utilise le codage de type Y. La station au sol utilise la gamme de fréquences de 962 à 1 213 MHz qui sont appairées à celles des VOR et des ILS. On parle d'ailleurs souvent d'appareils VOR/DME. Au niveau de l'avion, l'antenne DME est placée dans la partie inférieure du fuselage comme le montre la figure I.16. En pratique, deux antennes sont utilisées pour assurer la redondance. Les antennes pour ce système sont des monopoles ou des fentes verticales. Du fait que la longueur d'onde à 1 GHz est 30 cm, un monopole d'un quart de longueur d'onde aurait 7.5 cm de hauteur. Une antenne de cette taille est souvent incorporée dans une lame ou blade ; aussi appelé aileron de requin. Cet appareil de mesure de distance opère dans la bande 960MHz-1215MHz et son signal a une polarisation verticale.



Figure I-15 Antenne VOR DME à l'aéroport de Bruxelles

L'ATC/IFF-DME/TACAN ANTENNA 2442-88-03 est exemple d'antenne DME au niveau de l'avion, comme illustré dans la figure I.17 :

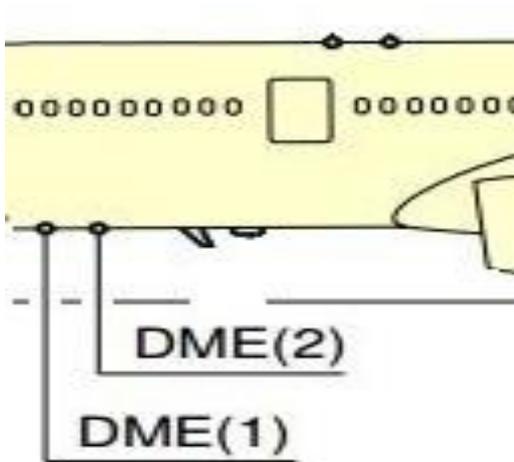


Figure I-16 Emplacement de l'antenne DME sur avion



Figure I-17 ATC/IFF-DME/TACAN ANTENNA 2442-88-03

### I.1.3 Le système GPS (Global Positioning System)

Le GPS est un système de navigation à base de satellites conçu pour fournir instantanément des informations de position, de vitesse et de temps pratiquement à n'importe où, n'importe quand et dans n'importe quelles conditions météorologiques.

Le système GPS est composé de trois segments :

- Le segment spatial : constitué d'un ensemble de satellites évoluant en orbite autour de la terre.

- Le segment sol ou segment de contrôle : comportant une infrastructure de pilotage et de surveillance des satellites en orbite.
- Le segment utilisateur : constitué par l'ensemble des utilisateurs civils et militaires recevant et tirant profit des signaux diffusés par les satellites.

Le système GPS fonctionne dans la bande de fréquence  $L1=1575.42\pm 10$  MHz et  $L2=1227.6\pm 10$  MHz (voir figure I.18) avec une polarisation circulaire droite RHCP (Right Hand Circular Polarisation).

Il existe une autre bande de fréquence modernisé  $L5=1176.45.42\pm 12$  MHz qui destinée à l'usage civile pour améliorer le système.

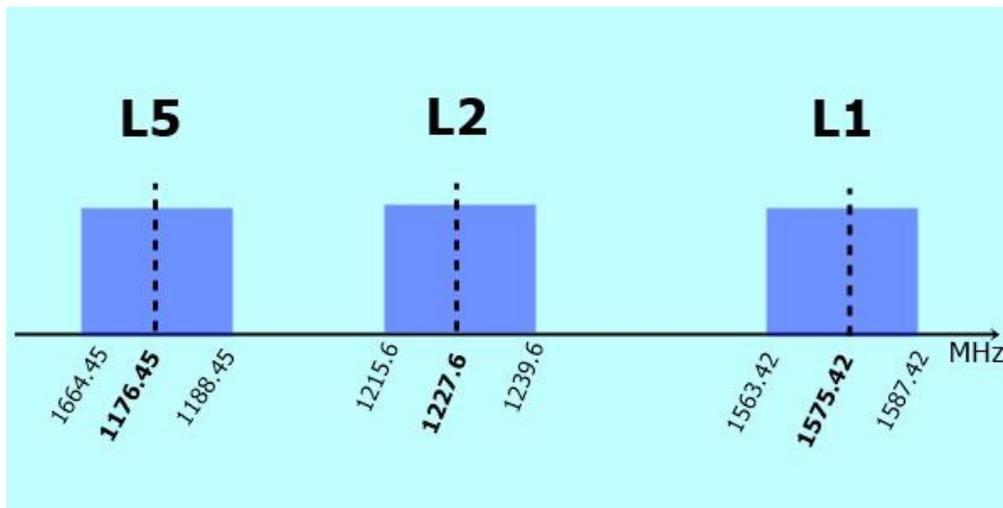


Figure I-18 bandes de fréquences GPS

Les antennes GPS à bord de l'avion doivent être montées sur le sommet du fuselage comme le montre la figure I.19 et être orientées parallèlement à l'horizon pour assurer une visibilité maximale des satellites qui fournissent des données de positionnement. La figure I.20 représente une antenne GPS (Active GPS antenna) d'un Boeing 737.

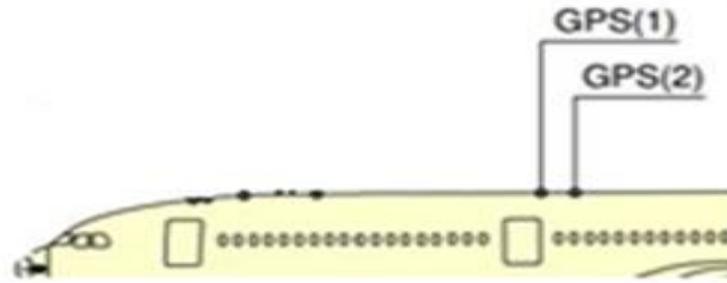


Figure I-19 Emplacement de l'antenne GPS sur avion



Figure I-20 Active GPS antenna S67-1575-133

L'antenne de réception est conçue de façon à recevoir le signal émis par les satellites, elle est donc destinée à recevoir un signal de polarisation circulaire droite et un diagramme de rayonnement à large ouverture afin de « voir » tous les satellites nécessaires au fonctionnement du GPS. Le rôle de l'antenne de réception est de convertir l'énergie électromagnétique en un signal électrique qui sera traité par des circuits électroniques. Pour assurer une bonne qualité du signal reçu, les antennes de réception doivent satisfaire plusieurs critères : gain indépendant de l'élévation et de l'azimut, rejet des interférences.

Ces deux critères sont incompatibles et des compromis doivent être faits, car par exemple pour le gain nous cherchons à aboutir à un gain quasi uniforme quelles que soit la position et la visibilité des satellites, ceci tout en s'assurant de ne pas récupérer les interférences due à des multiples trajets.

Dans la pratique, les antennes utilisées sont assez variées telles que les antennes microstrip, hélices, à polarisation circulaire droite. Ce choix de polarisation permet de s'affranchir en partie des effets de propagation qui dépolarisent les champs. L'ouverture des antennes utilisées est hémisphérique afin de capter les signaux des satellites positionnés du zénith à l'horizon.

Les militaires utilisent principalement des antennes réseaux à matrices de phase car les combinaisons des phases reçues par chacune des sous antennes à la réception sont contrôlé afin d'annuler les phonèmes d'interférences. On les nomme antennes contrôlées en réception (controlled reception pattern antenna CRPA).

Il y a aussi ce qu'on appelle une antenne à dipôles croisés (voir la figure I.21) qui se compose de quatre petits morceaux de métal plat dans un motif carré et chaque pièce est alimentée avec 0, 90, 180 et 270 degrés de signal séquentiel phasé qui fournit la polarisation circulaire. Cette antenne a généralement un gain faible.

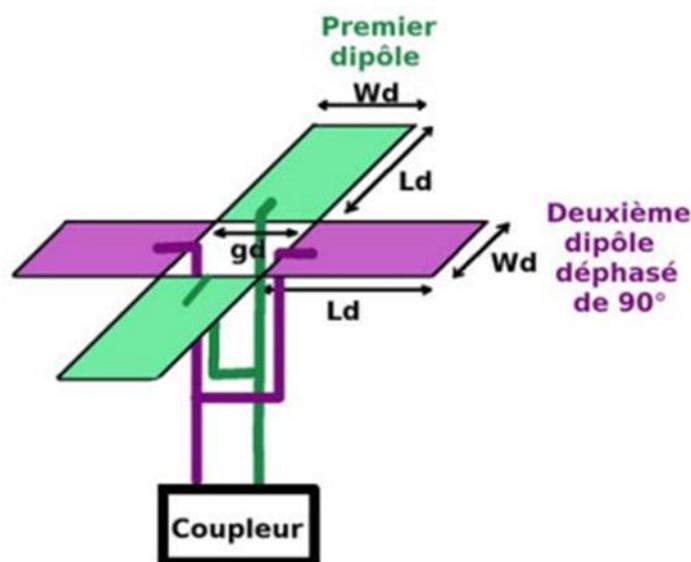


Figure I-21 dipôle croisé

Un autre type est l'antenne en hélice en mode normal. Une antenne d'hélice régulière rayonne le plus d'énergie de l'extrémité mais une hélice en mode normal est de plus petit diamètre et rayonne plus d'énergie sur les côtés. Il y a des spirales d'Archimède, des spirales coniques logarithmiques et des hélices bifilaires et quadri filaires. Tous polarisés circulairement avec différents attributs positifs et négatifs. En conclusion le choix de l'antenne est fortement lié à l'application et utilisation du GPS.

## **I.2 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté différents types d'antenne avion : ILS, DME et GPS. Chaque système impose ses conditions concernant la position de l'antenne sur l'avion ainsi que les caractéristiques de cette dernière, à savoir les bandes de fréquence, les diagrammes de rayonnement, les gains, la polarisation. Pour notre étude, on va s'intéresser à la conception d'antenne pour le système GPS. En effet, la précision requise pour les phases d'atterrissage des aéronefs est aujourd'hui un point bloquant de leur utilisation dans certaines conditions difficiles. En effet, le système GPS n'est pas encore utilisé de manière fiable à bord de l'avion dont notre intérêt à ce système. Pour cela, on propose de concevoir une antenne compacte, bi-bandes à double polarisation qui couvre les bandes du système GPS : L1 (1565-1585MHz) et L2 (1217-1237MHz).

## *CHAPITRE 2*

# **Etat de l'art sur les surfaces à haute impédances**

## II. CHAPITRE 2 : Etat de l'art des surfaces haute impédance SHI

### II.1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéressera à la définition, aux différents types de métamatériaux qui existent, et aux applications qui ont été développées avec les métamatériaux. Ensuite, on va dresser un état de l'art sur les antennes utilisant les surfaces hautes impédances.

### II.2 Introduction aux métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels assemblés de telle sorte qu'ils permettent d'obtenir des propriétés optiques qui ne sont pas présentes dans les matériaux naturels. Nous allons donc voir que ces différentes propriétés révolutionnaires permettent de manipuler les ondes, qu'elles soient électromagnétiques ou mécaniques. Ainsi, de nombreuses applications sont envisageables, certaines dépassant ce que l'on pourrait imaginer.

#### II.2.1 Historique

Voici un petit résumé de l'histoire des métamatériaux et des principaux chercheurs impliqués :

- **1968** : Veselago introduit la théorie de matériaux doublement négatifs au niveau de la perméabilité et de la permittivité [1].
- **1999** : - Pendry montre qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ( $\mu < 0$ ) avec des structures « Split Ring Resonator » (SRR)
  - D. Sievenpiper introduit la structure « champignon » de Sievenpiper [2].
- **2000** : Smith montre théoriquement la faisabilité d'un métamatériau
- **2001** : Validation expérimentale de la réfraction négative par Smith
- **2002** : Concept de lentille parfaite de Pendry
- **2005** : Approche ligne de transmission par Caloz et Itoh
- **2006** : Application métamatériaux : antenne, coupleur, ...

#### II.2.2 Les différents types des métamatériaux

Nous présentons ci-dessous trois types de métamatériaux dans le domaine électromagnétique : Les métamatériaux à indice négatif, Les métamatériaux à bande interdite (BIE) et les surfaces à haute impédance (SHI).

### a) Les métamatériaux a indice négatif

Le préfixe « méta » signifie que ces matériaux sont fabriqués par l'homme car ils n'existent pas à l'état naturel. Leur composition est en général un assemblage de matériaux électromagnétiques (tels que des résonateurs électriques) empilés sur plusieurs couches de substrat. Une telle configuration confère des propriétés macroscopiques atypiques, dont l'indice dit « négatif ». La conception théorique de tels matériaux a été développée par le chercheur russe *Victor Veselago* qui publia, en 1968, le premier article sur le sujet [1], et montra théoriquement leurs intérêts. Cependant, la technologie de l'époque ne permettait pas leur étude expérimentale. Ce n'est qu'en l'an 2000 que les chercheurs, *John Pendry & David Smith*, purent proposer une expérience concrète confirmant ces propriétés innovantes. Le principal composant de ces métamatériaux est un résonateur conducteur (généralement en cuivre), aussi appelé « Split Ring Resonator », à géométrie et taille variables selon le cas d'étude (généralement circulaire ou carré). Le diamètre minimal étant de l'ordre du millimètre, ce qui correspond à la limite technologique. Afin d'accentuer les effets électromagnétiques, ces résonateurs sont généralement imbriqués deux à deux, comme le montre la figure II.1, ce qui a pour effet d'introduire une inductance mutuelle et capacitive. Les caractéristiques types d'une cellule constituée de deux résonateurs circulaires imbriqués de diamètre de l'ordre du millimètre sont : inductance de 1 nH, inductance mutuelle de 0,01 nH, capacité de 1 pF, capacité mutuelle de 0,01 pF et résistance de 0,1  $\Omega$ .



Figure II-1 Split Ring Resonator de type « carré et rond »

Ces cellules sont ensuite imprimées, généralement périodiquement, sur des substrats tels que le téflon, les fibres de verre, ... et sont espacées de quelques millimètres les unes des autres. Les supports sont ensuite superposés de manière à former un bloc supposé par la suite homogène comme le montre la figure II.2. Comme tout échantillon, le coût de réalisation de

ces métamatériaux est très élevé du fait de leur fabrication sur mesure et leurs caractéristiques électromagnétiques (inductance, capacité, résistance) restent aujourd'hui encore limitées [3].

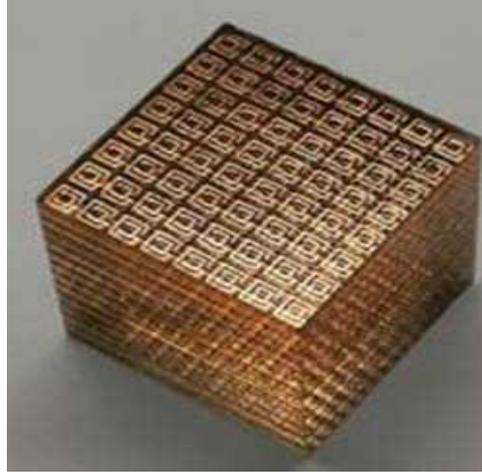
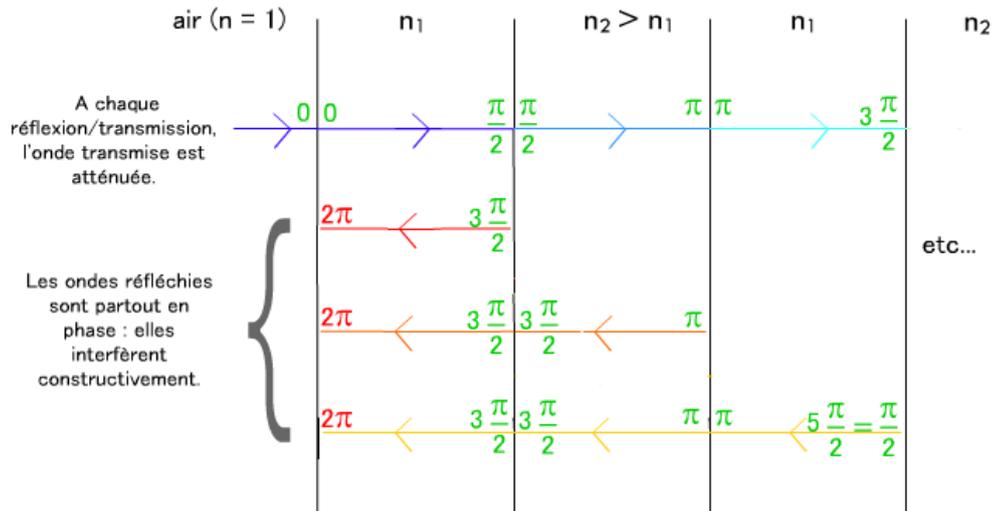


Figure II-2 un bloc formé avec les supports

#### **b) Les métamatériaux à bande interdite**

Les matériaux à bandes interdites photoniques (BIP en français, PBG Photonic Band Gap en anglais) sont des structures périodiques dans lesquelles la propagation des ondes pour certaines bandes de fréquences et certains angles d'incidence de l'onde excitatrice est interdite. Historiquement, nous trouvons la première utilisation des structures périodiques ou répétitives pour contrôler la propagation d'une onde aussi loin qu'au 19<sup>-ème</sup> siècle avec les travaux de Lord Rayleigh en 1887 [4]. Lorsque nous alternons une succession de couches diélectriques transparentes d'indices de réfraction différents, une lumière incidente à la surface de ces multicouches peut se trouver complètement réfléchi par des phénomènes d'interférences successives. La cause de ce phénomène : sur l'interface de chaque couche, la lumière est partiellement réfléchi, et si l'espacement entre chaque couche est périodique, les réflexions successives finissent par annuler la propagation de l'onde lumineuse au sein de ces couches. Le miroir de Bragg mis au point par William Lawrence Bragg est un parfait exemple de l'exploitation de ce phénomène en une dimension comme illustre la figure II.3. Le concept du contrôle de l'onde par des structures périodiques comme nous venons de le décrire émerge donc du domaine photonique, et l'on parlait alors de matériaux à bande interdite photonique (BIP), ou de cristaux photoniques. Le principe s'est ensuite rapidement étendu aux longueurs d'ondes supérieures, donnant lieu aux cristaux électromagnétiques, qui sont plus couramment appelés les matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE).



NB : Les déphasages sont donnés juste avant et juste après une interface.  
 Seules sont représentées les ondes issues de la réflexion de l'onde transmise à chaque interface. Chaque onde réfléchie se réfléchit bien sûr à son tour à chaque interface. et ainsi de suite. Le résultat reste le même

Figure II-3 principe de miroir de Brag

Les matériaux BIE sont des structures périodiques de matériaux diélectriques ou métalliques conçues pour modifier la propagation des ondes EM. L'équation de propagation d'ondes électromagnétiques dans de telles structures est tout à fait semblable à l'équation de Schrödinger qui décrit la fonction d'onde d'un électron dans un cristal solide. Cette similitude implique l'apparition de bandes interdites et permises pour les photons, par analogie avec les bandes de valence et de conduction pour les électrons. Les propriétés optiques de transmission, réflexion et de dispersion d'un matériau ainsi structuré se trouvent complètement modifiées. La périodicité de ces matériaux peut exister dans une, deux ou trois dimensions de l'espace [9] (figure II.4).

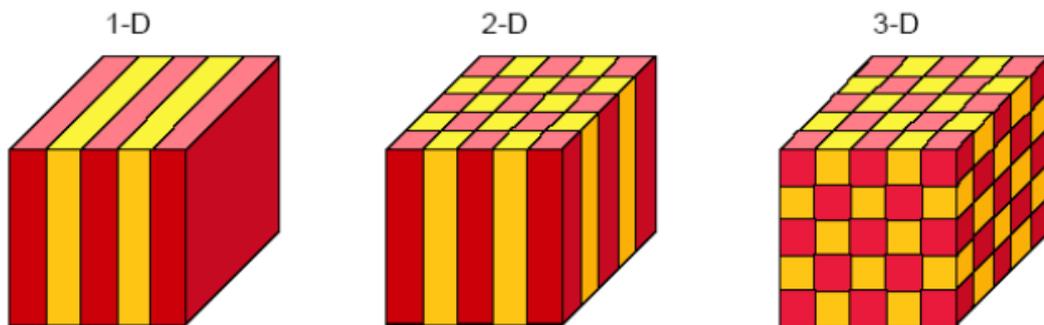


Figure II-4 Structures périodiques 1D, 2D, 3D

Les cristaux photoniques offrent la propriété d'interdire la propagation des ondes électromagnétiques si la fréquence est comprise dans une bande interdite. Cette bande interdite dépend des permittivités pour les matériaux BIP diélectriques, des dimensions et de la forme des volumes élémentaires, de la nature du réseau, de la périodicité, de l'angle

d'incidence et de la polarisation de l'onde EM incidente. Une autre caractéristique de ces structures périodiques est la faculté d'autoriser des modes de propagation dans la bande interdite si un désordre est localement introduit dans le réseau périodique. Ce désordre peut être obtenu par la modification de la constante diélectrique d'un ou de plusieurs volumes élémentaires.

### c) La surface haute impédance SHI :

Les surfaces à haute impédance (*High-impedance surfaces* ou HIS en anglais) sont généralement des structures périodiques fixées ou imprimées sur un plan de masse. Elles possèdent des propriétés très intéressantes d'un point de vue électromagnétique, car elles n'autorisent la propagation des ondes électromagnétiques le long de leur surface que pour certaines bandes de fréquences.

Lorsque on parle de la classification des plans réflecteurs SHI, il existe deux types, le premier est les matériaux à bande interdite BIE qui ont alors la capacité de jouer un rôle de filtre fréquentiel, de filtre spatial ou de miroirs à très forte réflectivité. Concernant le deuxième type est les conducteurs magnétiques artificiels AMC (proposés par Sievenpiper en 1999 [2]) (CMA en anglais) qui sont des cellules avec un motif métallique, répliquées sur un substrat diélectrique avec plan de masse (Figure II.5) et ont des caractéristiques remarquables. Alors qu'un conducteur métallique réfléchit les ondes et impose un déphasage de  $\pi$ , les conducteurs magnétiques n'introduisent pas de déphasage. Il devient alors possible de positionner l'antenne au plus proche de ce nouveau réflecteur. L'antenne unidirectionnelle est alors de faible épaisseur.

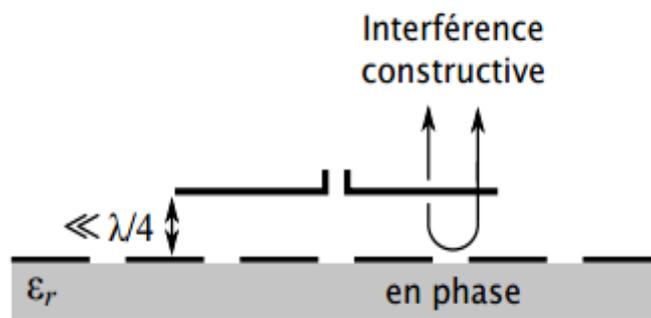


Figure II-5 conducteur magnétique artificiel CMA

Les SHI présentent la propriété très importante de résonance de leur impédance de surface. Cette résonance se traduit par le passage à zéro de la phase du coefficient de réflexion. En effet, à la résonance, les ondes réfléchies par une SHI ne subissent aucun déphasage. Ces surfaces se comportent donc comme des conducteurs magnétiques artificiels. Dans ces conditions, la phase du coefficient de réflexion est comprise entre  $-90$  et  $90^\circ$ . Une deuxième caractéristique importante d'une SHI est la suppression des ondes de surfaces.

Nous présentons ci-dessous deux types de SHI, les surfaces corruguées et la surface de Sievenpiper [2] :

- **Les surfaces corruguées**

Une surface corruguée (ou un barreau métallique corrugué) est une couche de métal dans laquelle des fentes ont été découpées périodiquement et transversalement à la direction de propagation (la figure II.6). Si la dimension est suffisamment grande et le nombre de fentes par longueur d'onde est grand, alors la structure se comporte comme une surface haute impédance. Grâce à ces deux hypothèses, il est possible de déterminer l'impédance de l'onde se propageant suivant la direction Oz en calculant le rapport entre le champ électrique et le champ magnétique [9].

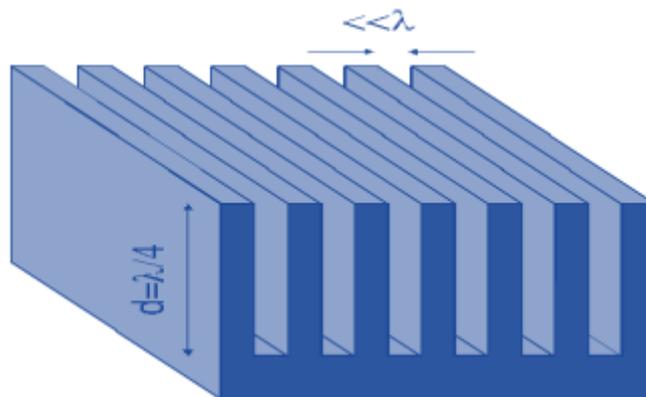


Figure II-6 Surface corruguée

- **Surface Haute Impédance de Sievenpiper « surface champignon ».**

Les surfaces à haute impédance ont été introduites par D. Sievenpiper et autres dans le but de supprimer les ondes de surface d'antennes de type "patch", et ainsi augmenter leur rendement. En effet un "patch" est une antenne plaquée sur un plan de masse, cette antenne émet des pertes.

Une autre propriété tout à fait intéressante, découlant de la haute impédance, est qu'une onde incidente arrivant sur une telle surface se verrait totalement réfléchie (coefficient de transmission nul :  $t = 0$ ) avec un coefficient de réflexion  $r = 1$ . Ainsi, contrairement à un plan de masse classique (pour lequel  $r = -1$ ), l'onde électromagnétique réfléchie ne serait plus déphasée de  $180^\circ$  par rapport à l'onde incidente mais serait en phase avec cette dernière.

Cette nouvelle géométrie peut être considérée comme une extension des surfaces corruguées dans laquelle les motifs, de dimensions très faibles vis à vis de la longueur d'onde, font apparaître des éléments localisés de type inductif et capacitif. La figure II.8 montre la géométrie de la structure.

Les surfaces haute impédance présentées par Sievenpiper\* peuvent être considérées comme un arrangement bidimensionnel 2D de surfaces pouvant être utilisées pour modifier les propriétés électromagnétiques de surfaces métalliques, d'épaisseur beaucoup plus petite que le quart de la longueur d'onde, pour remplir une variété de fonctions. Elles sont typiquement construites comme des saillies sur une plaque métallique, de dimensions inférieures à la longueur d'onde, de forme 'champignon', connectées à un métal à travers un substrat diélectrique par des vias verticaux en métal, comme le montre la figure II.7. [9]

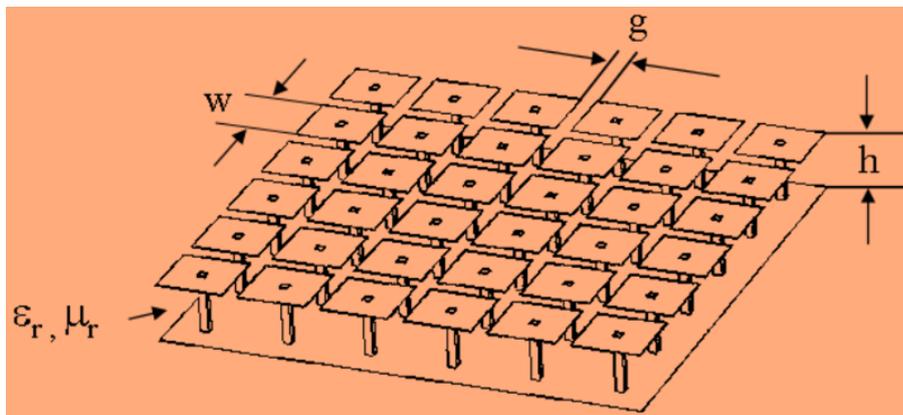


Figure II-7 Structure de Sievenpiper

Sievenpiper [2] propose d'empiler différentes couches métalliques pour augmenter la valeur de la capacité équivalente de surface. Les propriétés électromagnétiques de ce réseau peuvent être modélisées par un circuit résonant de type LC parallèle.

La vue en coupe de la structure nous aide à comprendre son fonctionnement comme la montre la figure II.8. L'élément capacitif est lié à l'écartement entre les patches métalliques

alors que l'effet inductif est introduit par la présence des vias reliant les patches au plan de masse.

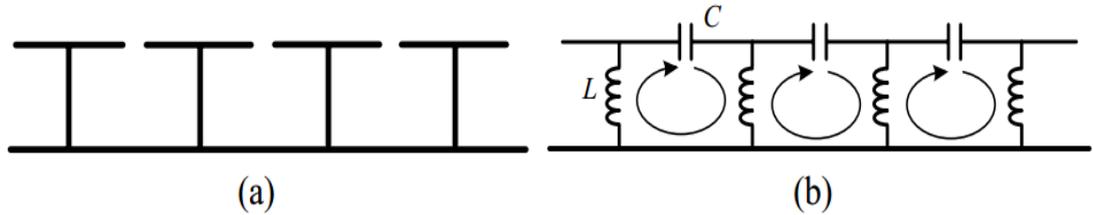


Figure II-8 (a) Section de la surface champignon (b) circuit équivalent

En adoptant cette représentation simplifiée, l'impédance de la surface est équivalente à celle du circuit résonant :

$$Z = \frac{Z_L Z_c}{Z_L + Z_c} = \frac{jLw}{1 - LCw^2} \quad (2.1)$$

$w$  : pulsation

Sievenpiper décrit le calcul de  $L$  et  $C$  et indique que les valeurs sont d'autant plus importantes que la longueur du via est grande et que l'écart entre les patches est faible. Cependant, le gap ne peut atteindre des dimensions très petites. La capacité équivalente est donnée par :

$$C = \frac{w(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{2w}{g} \right) \quad (2.2)$$

En F-par unité de surface

$w$  : la longueur du via

$\varepsilon_1$  Et  $\varepsilon_2$  permittivité du milieu de part et d'autre du réseau. Dans l'analyse du paragraphe suivant  $\varepsilon_1 = 1$ , et  $\varepsilon_2 = \varepsilon_r$

L'inductance équivalente de surface est donnée par :

$$L = \mu_0 \mu_r h \quad \text{En H/par unité de surface} \quad (2.3)$$

La fréquence de résonance de la structure est définie par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

La surface est haute impédance pour cette fréquence  $f_0$ . Cette fréquence de résonance se situe au milieu de la première bande interdite et conduit à un déphasage nul des ondes réfléchies. Pour cette fréquence, la surface est vue comme un matériau parfaitement magnétique interdisant la propagation d'ondes de surface. La bande interdite est définie lorsque la phase du coefficient de réflexion au niveau de la surface varie entre  $+90^\circ$  et  $-90^\circ$ , zone blanche sur la figure II.9. La zone blanche correspond à une réflexion en phase des ondes, alors que les zones orangées correspondent à des réflexions en opposition de phase [9].

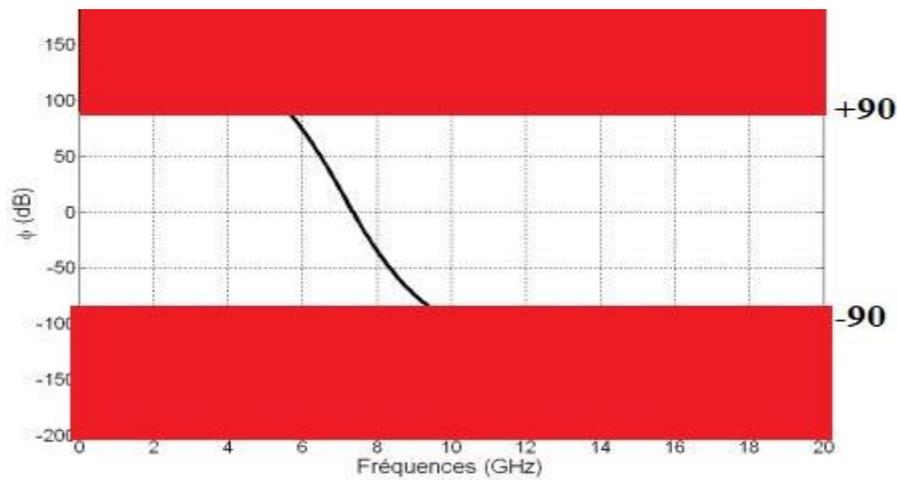


Figure II-9 Exemple de diagramme de la phase du coefficient

### II.2.3 Applications des métamatériaux électromagnétiques

Plusieurs applications ont été développées tout d'abord dans le domaine de l'optique, puis dans le domaine électromagnétique, Nous montrons sur la figure II.10 un résumé des applications des métamatériaux. Parmi toutes les applications potentielles des métamatériaux, nous nous intéressons aux surfaces haute impédance en tant que réflecteur pour les antennes.

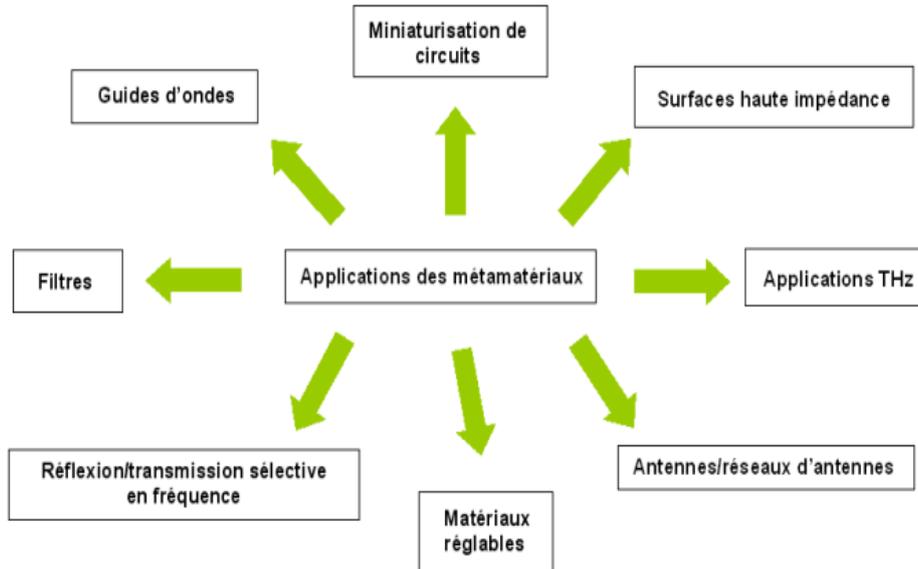


Figure II-10 Applications des métamatériaux

Depuis l'invention de la structure 'Mushroom' par Sievenpiper, le domaine d'électromagnétisme a connu une grande révolution dans la miniaturisation des antennes avec l'ajout d'une valeur précieuse de côté performance tel que le gain et la directivité.

#### II.2.4 Les travaux antennaires à base de SHI

Le premier travail qu'on va citer c'est celui de [10] qui consiste en la conception d'antennes fonctionnant dans la bande L et qui s'étale de 1 à 2 GHz. L'objectif de cette étude est de réduire la taille de l'antenne en utilisant les surfaces hautes impédances et d'élargir la bande passante pour pouvoir couvrir toute la bande L avec une antenne imprimée monopole.

L'antenne conçue est constituée d'un monopole de longueur  $l=90\text{mm}$  et de largeur  $w=30\text{mm}$  sur un substrat de permittivité relative  $\epsilon_r=1$  (le vide) déposé sur des SHI sans vias métalliques (de  $4 \times 4$  cellules carrées ( $l_{\text{SHI}}=w_{\text{SHI}}=80\text{mm}$ ) espacées de  $S_{\text{SHI}}=5\text{mm}$ ), placées sur un substrat (d'une épaisseur  $H=20\text{mm}$ ). Le tout est empilé sur plan de masse carré de côté  $400\text{mm}$  comme le montre la figure II.11. L'étude a montré que l'utilisation de SHI a permis d'élargir la bande de fréquence de fonctionnement avec une amélioration de 4.84% (9.87% autour de 1.62GHz avec un coefficient de réflexion de -40.43dB). De plus, 50% de réduction de dimension (sans SHI  $L=180\text{mm}$   $W=30\text{mm}$  avec SHI  $L=90\text{mm}$   $W=30\text{mm}$ ) avec une augmentation remarquable des performances comme le gain de l'antenne qu'il est augmenté avec 0.695dB. L'inconvénient de l'antenne imprimée, c'est sa bande de fréquence étroite.

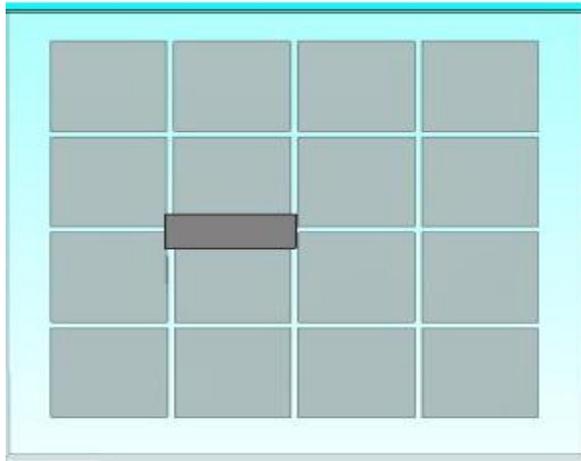


Figure II-11 Structure de l'antenne avec SHI en 2D.

Ensuite, les travaux de Mélusine Pigeon [11] ont consisté en la miniaturiser les antennes GNSS (*Global Navigation Satellite System*) en utilisant la surface haute impédance. Mélusine Pigeon a conçu une antenne spirale d'Archimède capable de couvrir toute la bande GNSS entre 1.17GHz et 1.575GHz. Cette antenne alimentée par un Balun large bande, à base d'une SHI (voir la figure II.13) pour miniaturiser le dispositif complet en épaisseur de 55mm à 25mm. L'antenne spirale d'Archimède est réalisée sur du verre-époxy de 0,8 mm avec  $\epsilon_r = 4$ . Ces dimensions sont  $c=6$  mm,  $s=2$  mm,  $r1=6$ mm et  $r2=60$ mm. Une photo de la spirale réalisée avec les axes de coupe pour les diagrammes de rayonnement est donnée en Figure II. 12.

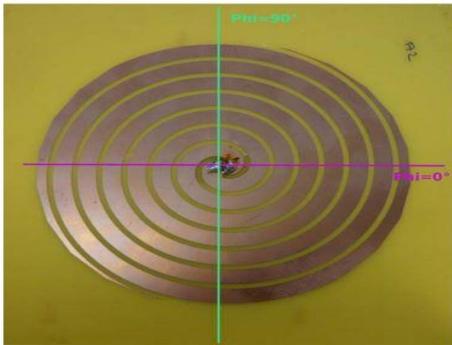


Figure II-12 Photo de la spirale réalisée

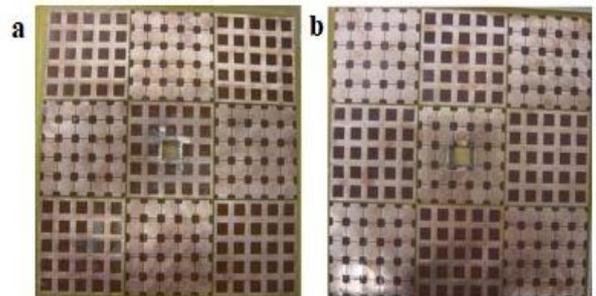


Figure II-13 Photo de la feuille de kaptan de 25 µm sur laquelle sont imprimées les deux couches de la surface périodique a) couche supérieure b) couche inférieure

La bande passante des bandes de la SHI avec la spirale est donc de 9% sur la bande et est plus étroit pour la bande haute (2.5%). La structure fonctionne aussi en polarisation RHCP pour une antenne large bande couvrant les bandes de la SHI. Pour la spirale dont les courants rayonnants suivant 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

Après la simulation de l'antenne avec la SHI, Mélusine Pigeon a trouvé que l'épaisseur a diminué de 53%, le coefficient de réflexion varie entre 1.2 GHz et 1.7 GHz de (-10 dB) à (-20 dB), et le gain total reste toujours inférieur à 10 dB.

On peut citer aussi Les travaux de Marcio Silva Pimenta [8] d'antenne monopôle sur plan SHI à deux spirales carrées superposées (la figure II.14). Ce monopôle est alimenté par une ligne micro ruban coplanaire 50 Ohms et fonctionne dans la bande du système GPS (1.21GHz-1.57GHz). Cette antenne réalisée, sur un substrat fin d'épaisseur 0, 127 mm, de permittivité relative  $\epsilon_r = 2,2$  avec une polarisation linéaire. Cette antenne monopôle est positionnée à une distance  $h$  du plan SHI bi-bande à motifs spirales carrées de 3\*3 cellules .

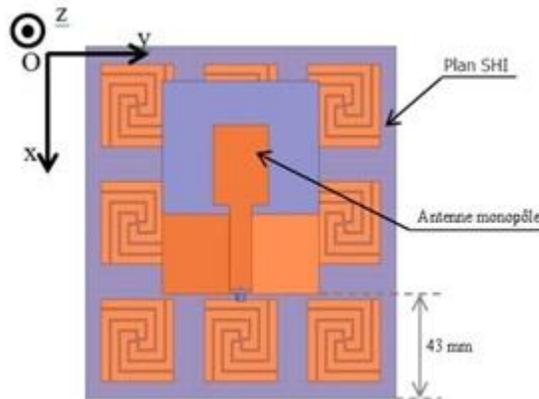


Figure II-14 Antenne monopôle sur SHI bibande à deux spirales carrées superposées,

L'antenne présente un avantage de couvrir deux bandes de systèmes GPS (bande 1.21GHz et 1.57GHz) avec un gain max doublé (2.5dB à 5dB).

Parmi les travaux antenneaire il existe l'antenne de KANANE [1]de type ruban sur une surface SHI conventionnelle. L'antenne patch de KANANE est composée d'une piste ruban métallique de longueur  $L=\lambda_{1.3\text{GHz}}/2$  alimentée par un conducteur coaxial a son extrémité et placée sur une structure métamatériaux SHI de Sievenpiper [2] (voir la Figure II.15). Le substrat

utilisé est du ROHACELI 31HF de permittivité  $\epsilon_r$  égale à 1.046(proche de l'air), et de hauteur  $h = \lambda_{1.3\text{GHz}} / 42.7 = 5.4\text{mm}$ . L'antenne assure une bonne miniaturisation mais pas pour les basses fréquences car pour ces fréquences nous sommes obligés d'augmenter la taille et le nombre des cellules.

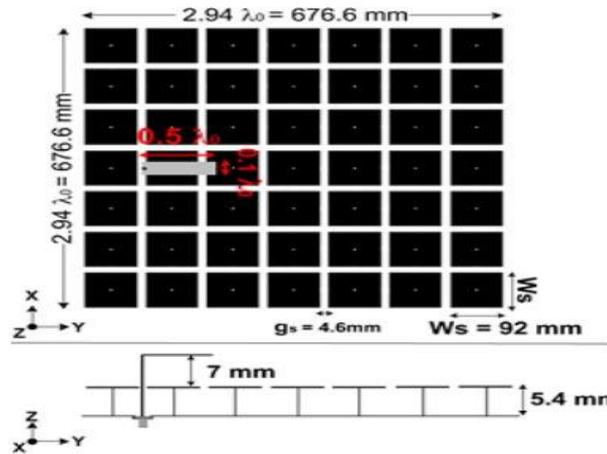


Figure II-15 Géométrie de l'antenne de type ruban au-dessus de la structure SHI simple couche SC-SHI avec le substrat ROHACELL 31HF

Houcine Kanane a fait aussi la conception de l'antenne DC-SHI à substrat Rogers RT 5880 LZ [1]. Dans le but de réaliser un prototype de l'antenne finale (voir la figure II.16) à base de métamatériau mettant en œuvre la structure double couches décalées DC-SHI, Houcine a choisi comme substrat diélectrique, le Rogers RT 5880 LZ de permittivité diélectrique relatives  $\epsilon_r=1.96$ , de tangente de pertes  $\tan\delta = 0.0019$ . Deux épaisseurs ont été utilisées:  $h=127$  mm pour l'élément rayonnant (piste ruban) et  $h=2.54$  mm pour la structure métamatériau DC-SHI décalées.



Figure II-16 Prototype de l'antenne métamatériau fabriquée

L'avantage de la DC-SHI double-couche décalées par rapport à la SC-SHI monocouche est qu'elle permet d'abaisser la fréquence de résonnance, donc de réduire les dimensions des cellules élémentaires et d'élargir la bande passante.

Après la conception de cette antenne, Hocine KANANE a trouvé que le coefficient de réflexion varie entre -11 dB et -12 dB pour la bande de fréquence 1.2 GHz-1.5 GHz, pour le gain max dans le plan H les valeurs varient de 2 dB jusqu'à 8 dB et pour le gain max dans le plan E les valeurs varient de 4 dB jusqu'à 9 dB entre 1.35 GHz et 1.517 GHz.

Les travaux de de l'auteur de [13] , ont consisté en une antenne réseau sur SHI. Considérons une antenne damier placée à  $\lambda/4$  à 8.5GHz d'un réflecteur à haute impédance, Ce réflecteur est composé de motifs carrés métalliques ( $w = 1. \text{mm}$ ) périodiques ( $P = 1.16 \text{ mm}$ ) imprimés sur un diélectrique ( $h = 0.762 \text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 10.35$ ) terminé par un plan de masse. Le réflecteur se comporte comme un CMP à la fréquence  $f_r = 17 \text{GHz}$  La cellule élémentaire de l'antenne complète modélisée avec HFSS est représentée sur la Figure II.17.

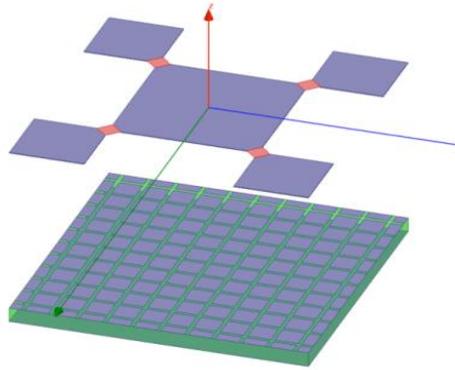


Figure II-17 Cellule élémentaire de l'antenne damier sur un réflecteur à haute impédance

Le module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne sur le réflecteur à haute impédance donne 2 fréquences de fonctionnement 8.5 GHz et 17 GHz.

Fabrice linot a fait une modification sur la SHI pour permettre déplacer la fréquence de résonance et donc autoriser l'apparition de la seconde bande passante. Dans ce but, une SHI composée de motifs carrés est dimensionnée pour obtenir le comportement d'un CMP à la fréquence de 13GHz.les résultats obtenus par Fabrice analytiquement et numériquement sont très concordants. Seul un faible décalage en fréquence est observé au niveau de la deuxième résonance. On y voit qu'à la fréquence de résonance de la SHI un faible écart en fréquence est observé entre les deux modèles.

### II.3 Conclusion

Le chapitre 2 présente les différentes classes de métamatériaux, les matériaux à indice négatif, les métamatériaux à bande interdite (BIE) et les surface à haute impédance SHI Ces structures artificielles ont apporté des développements dans plusieurs domaines de l'électromagnétisme et des télécommunications. Dans ce mémoire, on s'intéresse aux surfaces à haute impédances appliquées aux antennes pour leur vertu de compacité et de haute directivité. D'autre part, on présente 6 antennes à base de SHI qui sont simulées ou réalisées dans les dernières années comme l'antenne patch qui fonctionne dans la bande L mais n'a pas la possibilité de couvrir toute la bande, et une autre antenne sur un réflecteur SHI bi-bandes qui couvre les bandes L1 et L2 du système GPS ,une antenne spirale d'Archimède qui couvre une large bande mais le principe de ce dernier est compliqué et reste difficile à comprendre , la quatrième antenne présente la surface SHI conventionnelle de Sievenpiper.

## *CHAPITRE 3*

# **Conception et simulation d'une antenne bi-bandes à double polarisation en utilisant une surface haute impédance**

### **III. CHAPITRE 3 : Conception et simulation d'une antenne bi-bandes à double polarisation en utilisant une surface haute impédance**

#### **III.1 Introduction**

Dans ce chapitre, on va d'abord présenter le logiciel de simulation électromagnétique utilisé qui est CST Microwave Studio. Ensuite, on va concevoir une antenne bi-bande à double polarisation qui couvre les 2 bandes du système GPS (1.227 et 1.575 GHz). On présentera un motif de surface haute impédance bi-bandes c'est-à-dire que la phase du coefficient de réflexion s'annule dans les 2 bandes du GPS. Enfin l'ensemble de la structure (Antenne + SHI) sera étudié afin d'annuler le couplage entre les 2 ports.

#### **III.2 Conception et simulation d'une antenne bi-bandes à double polarisation en utilisant une surface haute impédance**

##### **III.2.1 Antenne bi-bande à double polarisation**

L'antenne est un patch sous forme de H, alimentée avec deux ports positionnés de manière à ce que la structure soit symétrique comme le montre la figure III.1. L'élément rayonnant est gravé sur un substrat bas coût de type FR4, de taille  $120 \times 120 \text{ mm}^2$ , d'épaisseur 1.6 mm, de permittivité 4.3 avec des pertes  $\tan \delta = 0.019$ . Les dimensions du plan de masse sont  $120 \times 120 \text{ mm}^2$ . La géométrie et les dimensions sont présentées sur la figure III.1 avec  $W_a=60\text{mm}$ ,  $s_1=17.8\text{mm}$ ,  $s_2=14\text{mm}$ ,  $x=11\text{mm}$  et  $y=11\text{mm}$ .

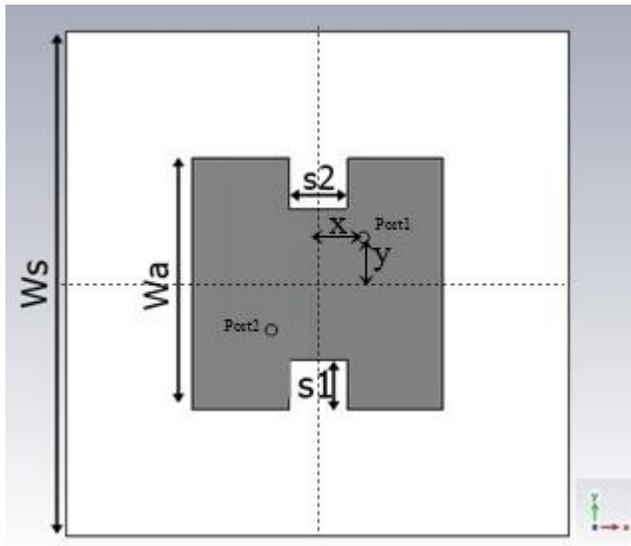


Figure III-1 Géométrie de l'antenne proposée.

Les coefficients de réflexion aux ports 1 et 2 sont obtenus après simulation de l'antenne avec le solveur « Transient » de CST Microwave Studio (voir l'annexe-A-) est présenté sur la Figure III.2. L'objectif est d'obtenir un module du coefficient de réflexion inférieur à -10 dB dans les bandes correspondant au système GPS. En effet, l'antenne proposée fonctionne dans les deux bandes : 1213-1235MHz et 1566-1584MHz. Deux résonances à 1.225GHz et 1.576GHz sont observées. De plus, on observe que les 2 coefficients sont identiques dû à la symétrie de la structure. Les impédances aux deux fréquences de résonances présentent des

parties réelles respectives de  $41.78 \Omega$  et  $38.27 \Omega$ , proche de l'impédance  $50 \Omega$ . comme les montre les figure III.3 et III.4.

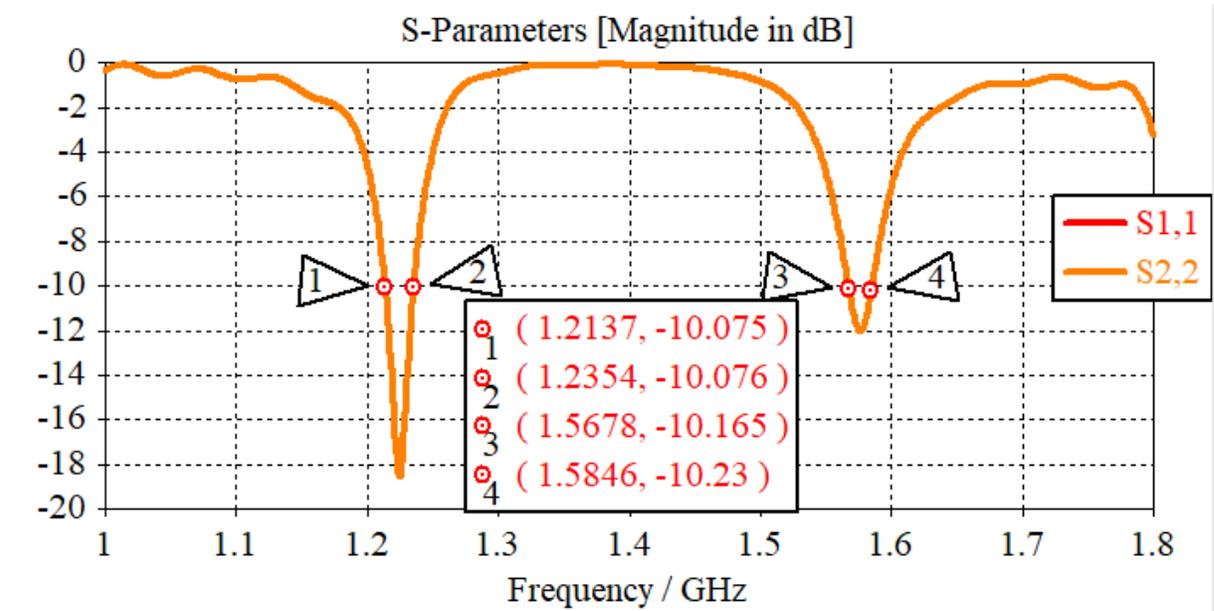


Figure III-2 Variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et  $s_{22}$  de l'antenne en fonction de la fréquence.

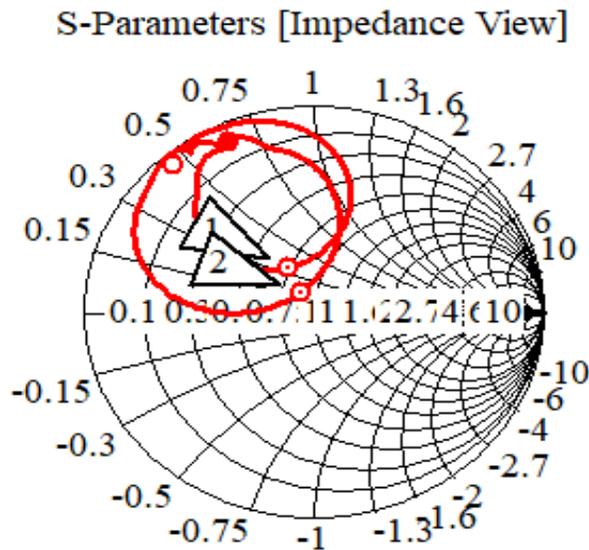


Figure III-3 Variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en fonction de l'impédance

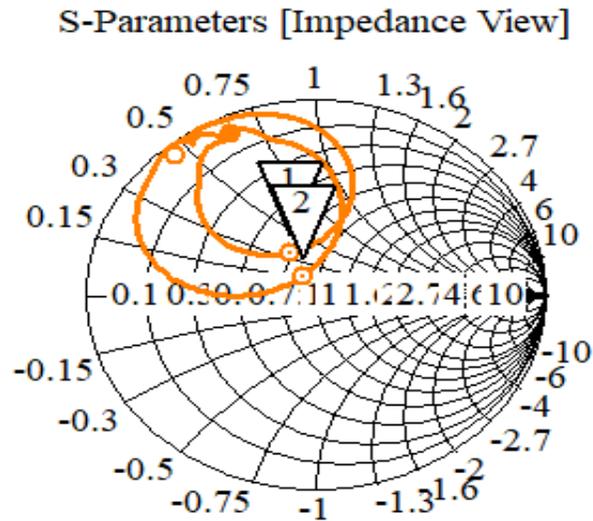


Figure III-4 Variation du coefficient de réflexion  $S_{22}$  de l'antenne en fonction de l'impédance

Les Figures III.5 et III.6 montrent l'amplitude maximale des densités de courant sur l'antenne aux deux fréquences de résonances 1.225 MHz et 1.576 GHz, aux 2 ports. Une forte concentration des courants est observée sur les deux fentes excitées à 1.225GHz. A 1.576 GHz, les courants sont plus forts sur les deux côtés du patch.

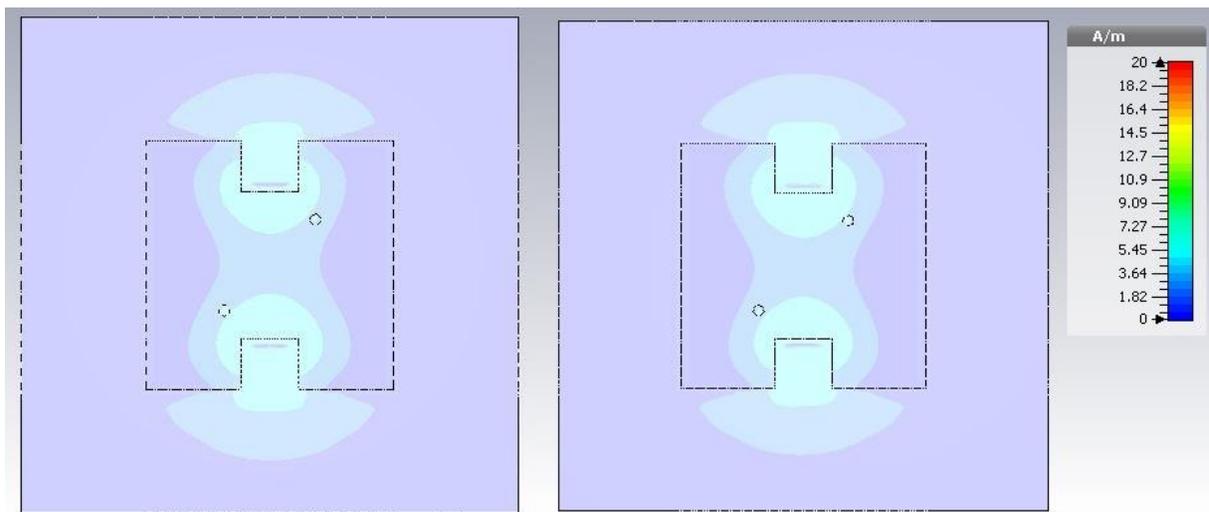


Figure III-5 l'amplitude maximale des densités de courant sur l'antenne  $f=1227$  -a) port1 b) port2

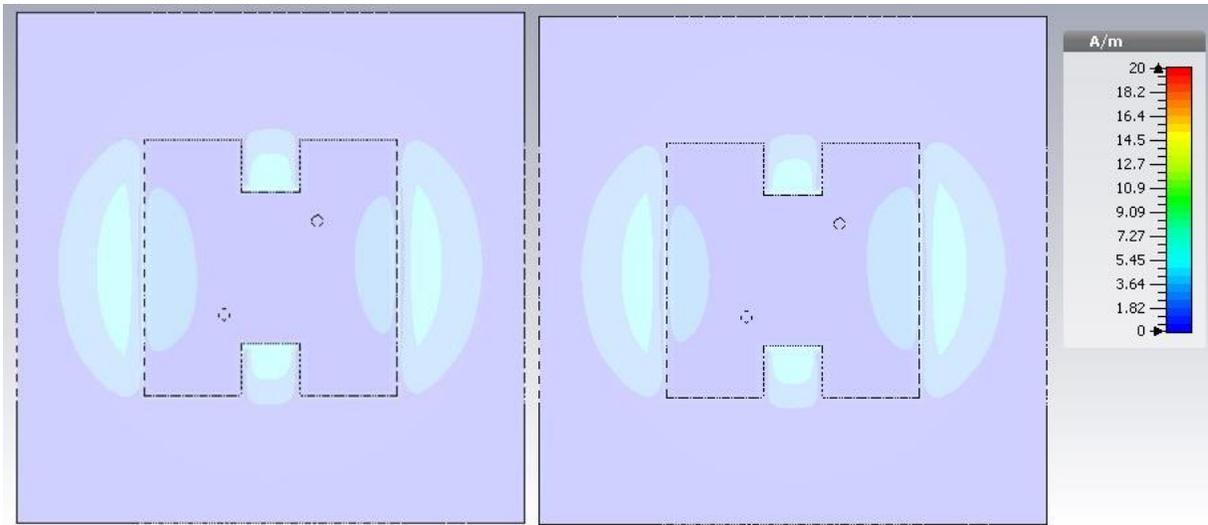


Figure III-6 l'amplitude maximale des densités de courant sur l'antenne  $f=1.575$  -a) port1 b) port2

Les paramètres pouvant influencer significativement les niveaux d'adaptation des deux bandes sont étudiés dans cette partie.

### III.2.1.1 Influence de la longueur d'antenne $W_a$

Afin d'étudier l'impact de la variation de la dimension de l'antenne  $W_a$ , on fait varier  $W_a$  de 50 à 65 mm. L'augmentation de ' $W_a$ ' de 50 à 65 mm engendre un décalage des deux bandes ( $1227 \pm 10 \text{ MHz}$  -  $1575 \pm 10 \text{ MHz}$ ) vers les basses fréquences comme l'illustre la figure (III.7).

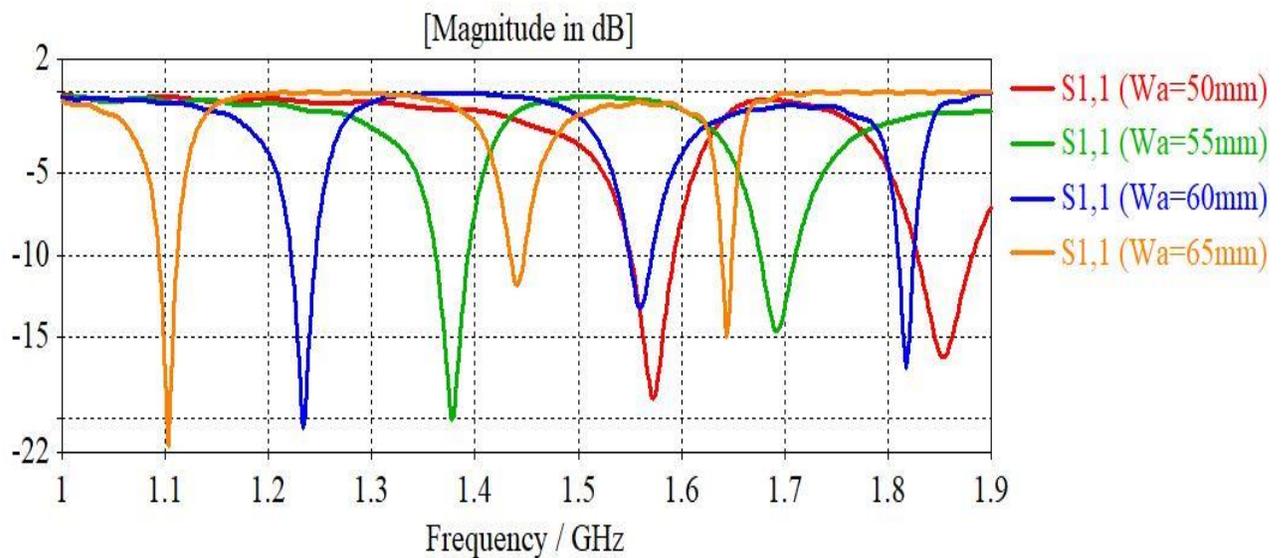


Figure III-7 influence de la variation de la largeur de l'antenne

### III.2.1.2 Influence de la position du point d'alimentation

Cette partie évalue l'influence de la variation de la position des connecteurs 'x et y' sur le fonctionnement de la structure. On fait varier la position des 2 ports de la même manière afin de conserver la symétrie de l'antenne. Les figures (III.8) et (III.9) donnent les paramètres S pour de valeurs de x et y variant de 9 mm à 13 mm. Concernant le port 1, lorsque x augmente, le niveau d'adaptation de la bande haute s'améliore alors qu'il se dégrade pour la bande basse. Pour le port 2, lorsque y augmente, le niveau d'adaptation de la bande haute se dégrade alors qu'il s'améliore pour la bande basse. Par conséquent, un compromis a été fait afin d'avoir la meilleure adaptation dans les 2 bandes. Ceci est obtenu pour une position du port à  $x=11$  et  $y=11$ .

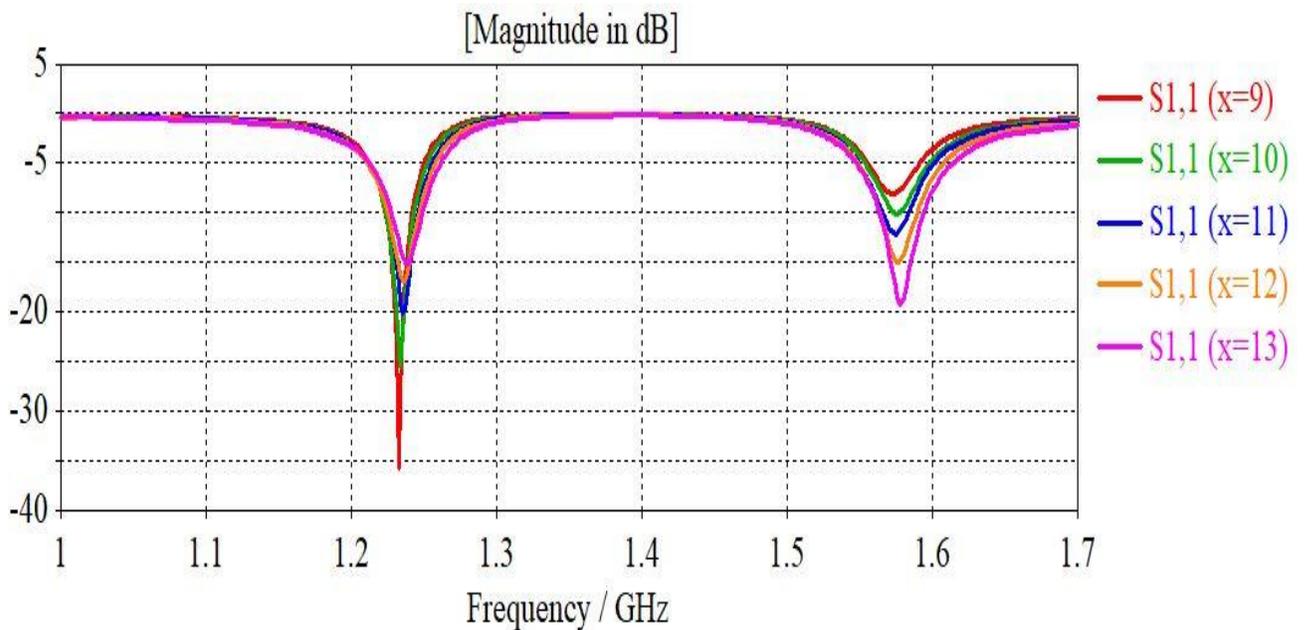


Figure III-8 influence de la variation de la position du point d'alimentation(x)

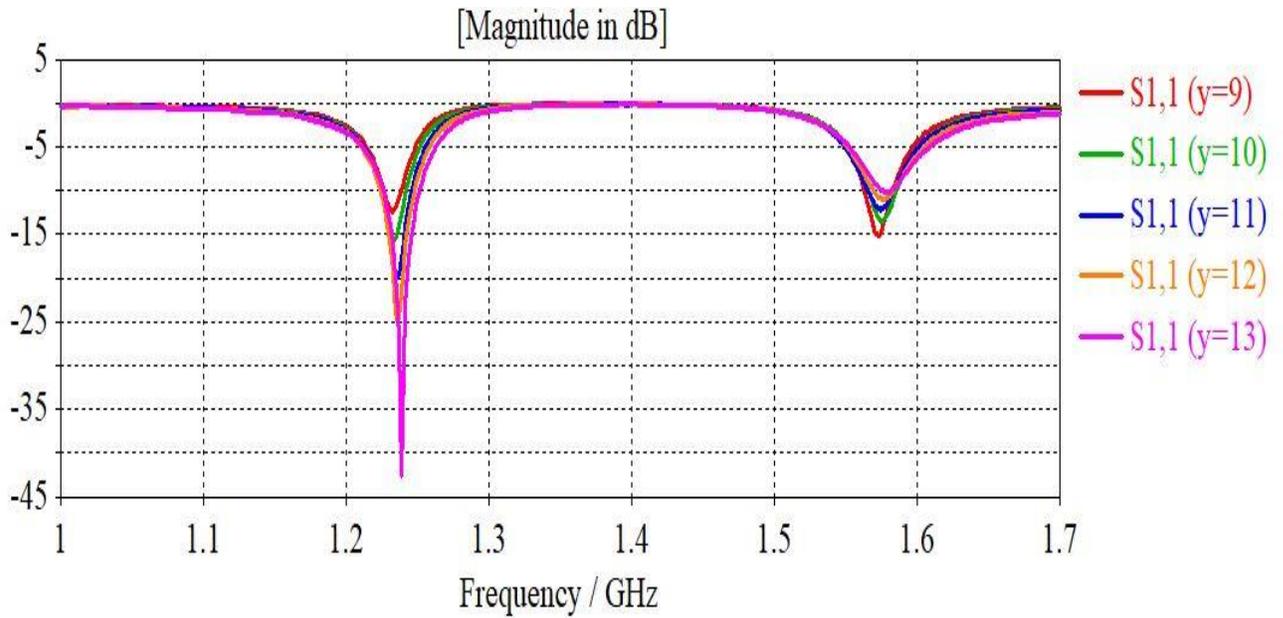


Figure III-9 influence de la variation de la position du point d'alimentation( $y$ )

### III.2.1.3 Influence de la longueur de la fente S2

Afin d'étudier l'impact de la variation de la dimension de la fente, on fait varier  $s_2$  de 12 à 16 mm. On remarque que les deux fréquences de résonance se rapprochent avec l'augmentation de ' $s_2$ ' de 12 à 16 mm comme l'illustre la figure (III.10). de plus , on n'observe aucun effet sur le niveau d'adaptation sur les deux bandes de fréquences.

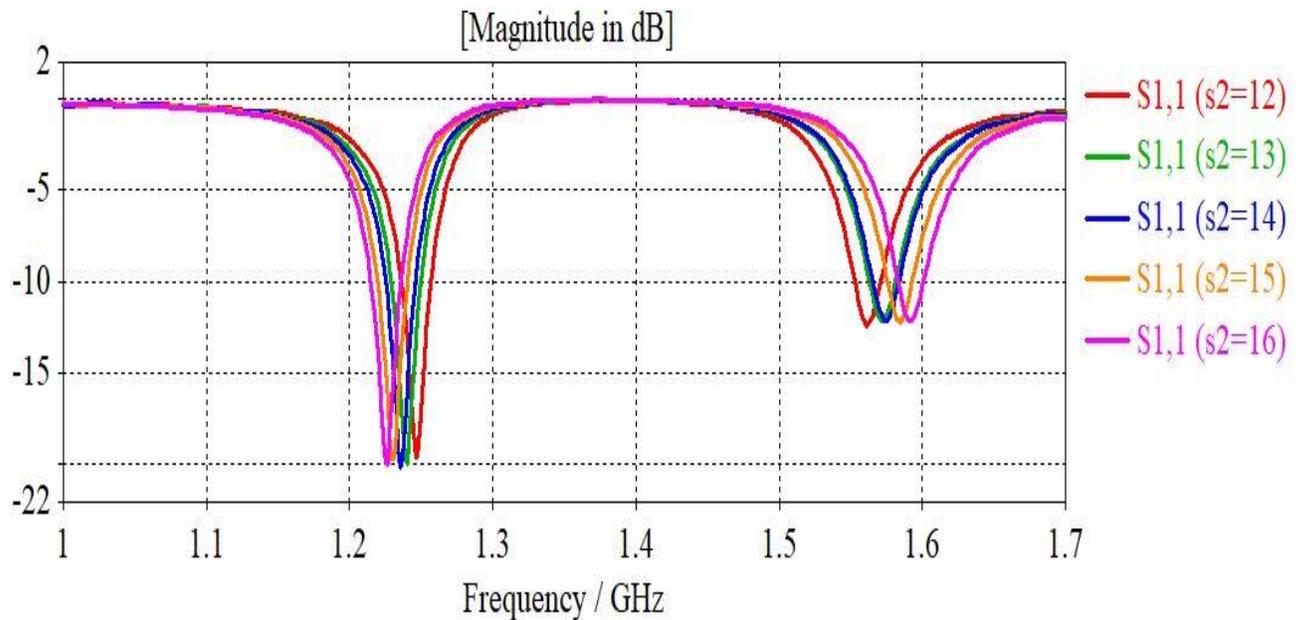


Figure III-10 influence de la variation de la longueur de la fente

### - Effet de largeur de la fente S1

Afin d'étudier l'impact de la variation de la dimension de la fente, on fait varier  $s_1$  de 10 à 14 mm. On remarque que la bande basse se décale vers les basses fréquences avec l'augmentation de  $S_1$  comme l'illustre la figure (III.11). Aucun changement n'est observé sur la bande haute.

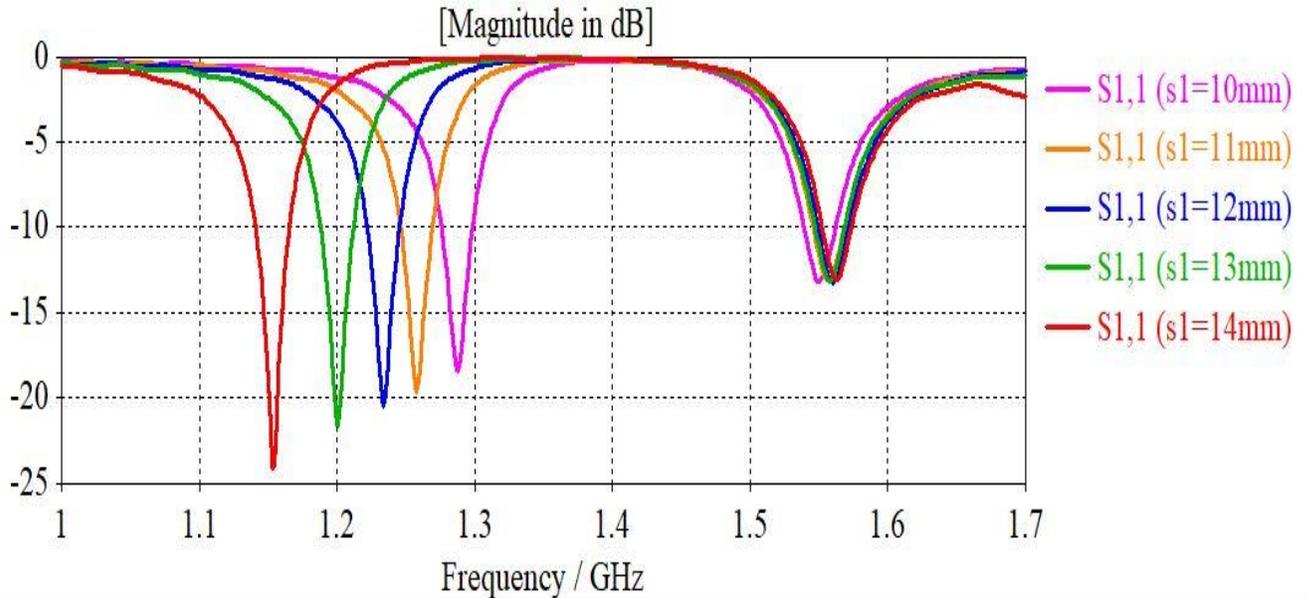


Figure III-11 influence de la variation de la largeur de la fente

Les Figure III.12 et Figure III.13 présentent le gain réalisé en trois dimensions de chaque antenne aux fréquences respectives 1.225 GHz et 1.576 GHz (fréquences centrales des bandes de fonctionnement). Pour chacune des fréquences, les diagrammes issus des deux antennes sont hémisphériques, ce qui répond au besoin du système GPS. Le gain maximal réalisé pour les deux antennes aux fréquences 1.225 GHz et 1.576 GHz est respectivement -1.020 dB et 3.081 dB.

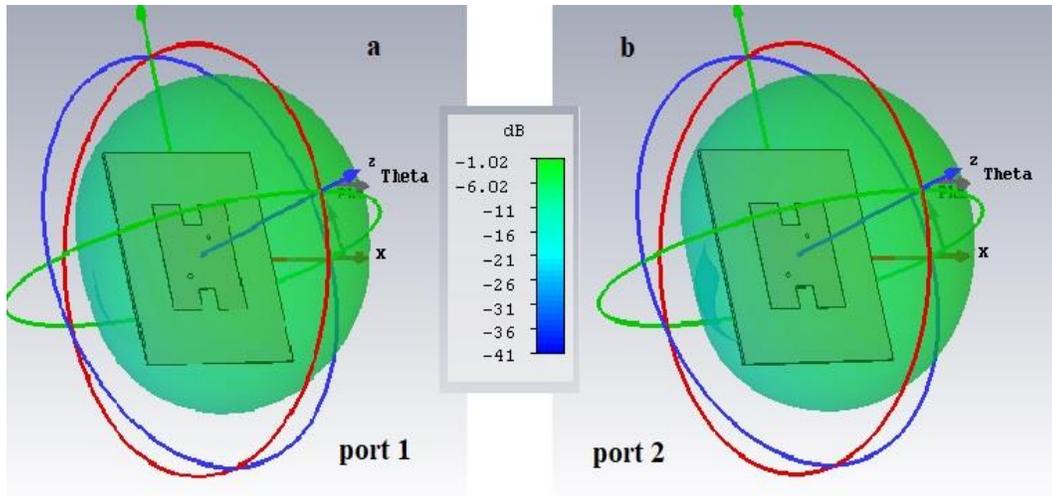


Figure III-12 Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne  $f=1.227$

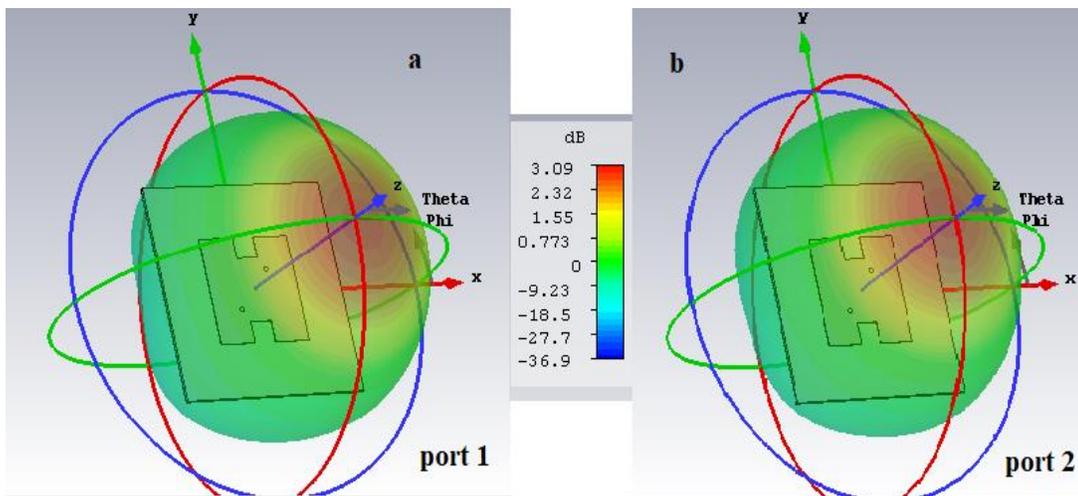


Figure III-13 Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne ( $f=1.575$ )

On présente également les coefficients transmission ( $S_{12}$  et  $S_{21}$ ) sur les Figure III.14 , III.15. Ces coefficients vont nous permettre de quantifier la puissance qui passé du port1 au port 2 lorsque le port 1 est alimenté et le port 2 chargé sur  $50 \Omega$  et vis versa. Ceci nous permet de voir le couplage qui existe entre les ports d'alimentation. L'objectif est d'avoir un minimum de couplage. L'antenne bi-bandes conçue présente un couplage de - 1 dB à 1.225 GHz et de -2 dB à 1.576 GHz.

Afin de diminuer le niveau de couplage, une surface à haute impédance est insérée entre l'antenne et le plan de masse.

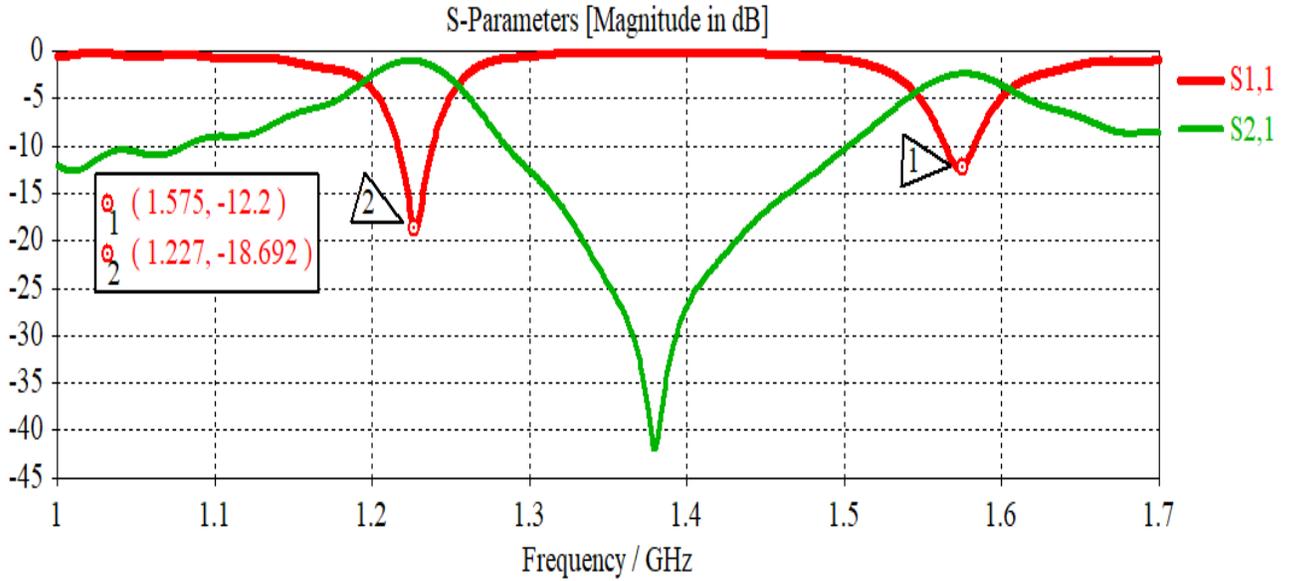


Figure III-14 le paramètre  $s_{1,1}$ ,  $s_{2,1}$  en fonction de fréquence

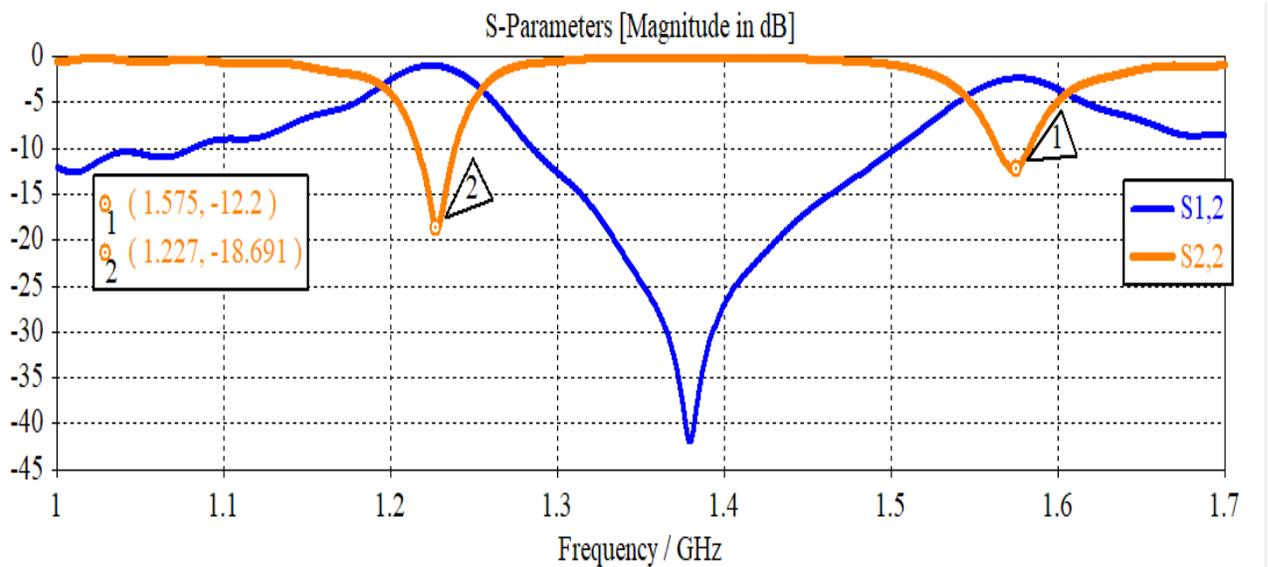


Figure III-15 les paramètres  $s_{1,2}$ ,  $s_{2,2}$  en fonction de fréquence

### III.2.2 Motif d'une cellule bi-bandes de la HIS

Cette cellule composée d'un pavé carré sur lequel est gravé deux fentes boucle comme la montre la figure III.16. Les dimensions de la cellule SHI sont :45mm x45mm . Cette cellule est dimensionnée pour les fréquences GPS (1227±10MHz et 1575±10MHz). On utilise comme substrat le FR4 de permittivité = 4.3 avec une épaisseur de 1.6mm. La plus grande boucle permet d'une phase de coefficient de réflexion nulle à la fréquence 1.229 GHz et la plus petite boucle permet d'une phase de coefficient de réflexion nulle à la fréquence 1.572 GHz.

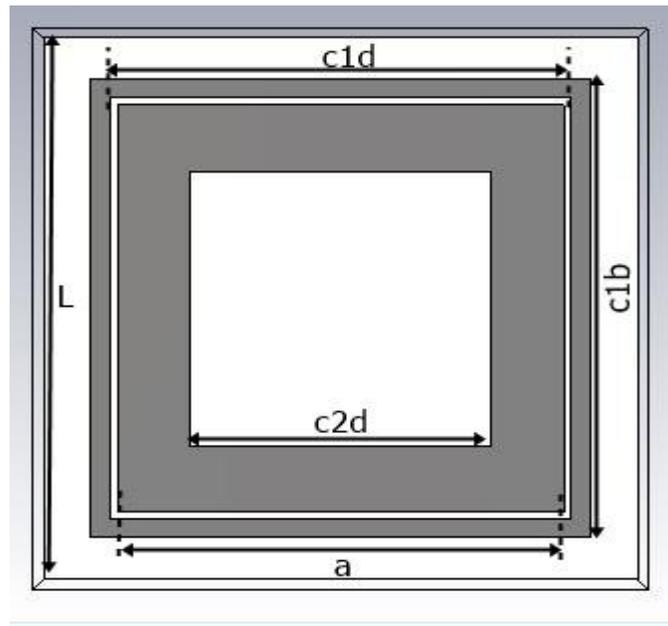


Figure III-16 Cellule SHI 2 anneaux carré bi-bande. Valeur des paramètres  $L=45\text{mm}$   $C1b=38\text{mm}$ ,  $C1d=35\text{mm}$ ,  $a=33.8\text{mm}$ ,  $c2d=22.9\text{mm}$

Pour dimensionner la SHI, il faut définir les conditions aux limites appropriées pour introduire un mode TEM (onde plane) dont le trièdre direct est formé par les champs E et H. Un seul élément de la structure infinie est considéré. L'orthogonalité des champs est obtenue des conditions aux limites électriques selon un axe de part et d'autre de la cellule et des conditions aux limites magnétiques selon l'axe perpendiculaire. La phase du coefficient de réflexion de la structure est alors déterminée uniquement pour une incidence normale. Le logiciel CST permet de préciser ces conditions aux limites comme le montre la figure III.17.

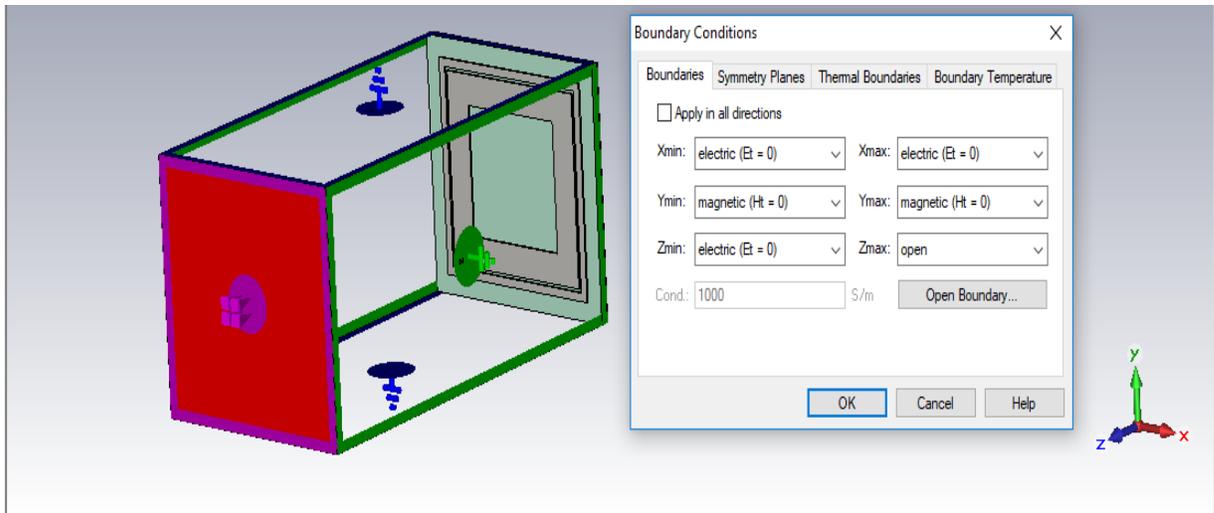


Figure III-17 Conditions aux limites d'une structure (en couleur mauve)

On met pour  $X_{min}$  et  $X_{max}$  :  $E_t=0$  pour avoir le champ électrique horizontal comme illustré sur la figure III.18.a).

$Y_{min}$  et  $Y_{max}$  :  $H_t=0$  pour avoir le champ magnétique vertical comme illustré sur la figure III.18.b).

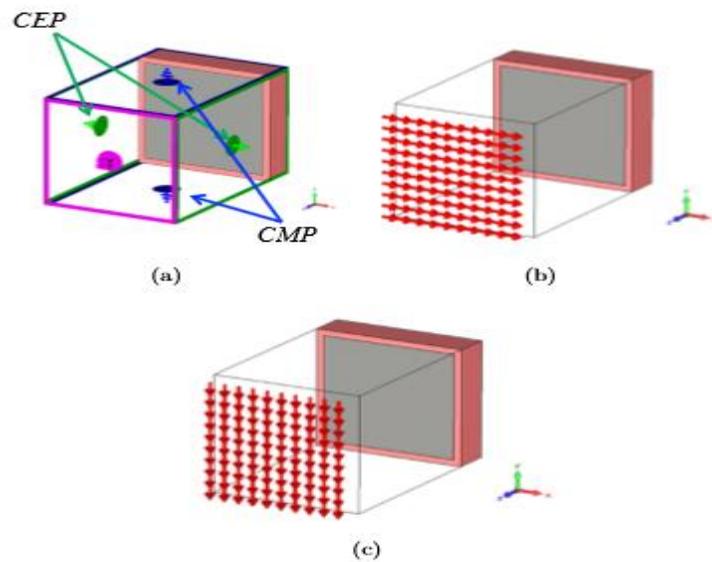


Figure III-18 Conditions aux limites d'une structure

Une fois, les conditions aux limites établies, la structure est placée à une distance assez éloignée de la source pour être dans la zone du champ lointain :

$$D \geq \frac{2 \times a^2}{\lambda}$$

Pour considérer comme un champ lointain

- $D$  : distance par rapport à la cellule en m.
- $a$  : la plus grande dimension de l'antenne exprimée en m.
- $\lambda$  : longueur d'onde

Pour obtenir une onde plane, il faut mettre en  $X_{min}$ ,  $X_{max}$  et  $Z_{min}$  un mur électrique. En  $Y_{min}$  et  $Y_{max}$ , un mur magnétique et en  $Z_{max}$  un vide, comme montre la figure III.17. Après simulation de la cellule HIS, on trace le diagramme de phase présenté sur la figure III.19.

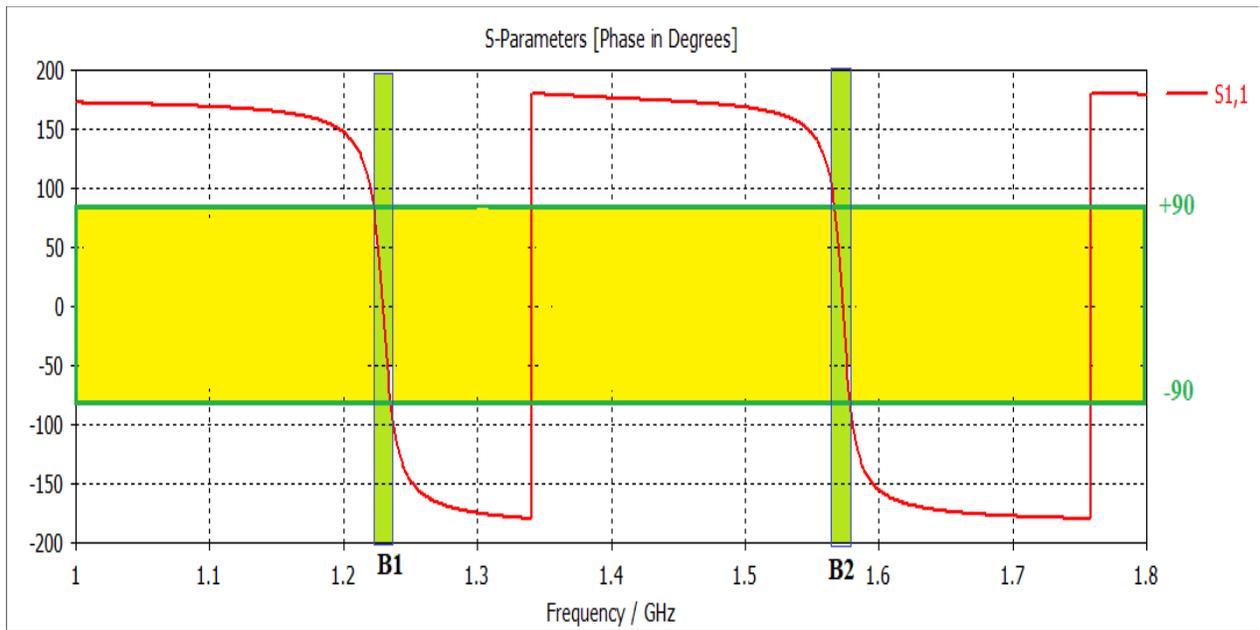


Figure III-19 Phase du coefficient de réflexion pour la cellule bi-bandes proposée

Le diagramme de phase montre que la structure à haute impédance présente une phase comprise entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  dans les bandes de fréquences 1.221-1.236 GHz et 1.566-1.579GHz et que la fréquence qui correspond aux déphasages nul dans les 2 bandes de fréquences est respectivement 1.227 GHz et 1.575 GHz donc des largeurs de bandes relatives de 1.2 % et 0.8%.

### III.2.3 Simulation de l'antenne avec la SHI

#### III.2.3.1 Antenne avec SHI

Dans un premier temps, on dépose l'antenne conçue sur la SHI de 6x6 cellules comme la montre la figure III-20. Toutes les dimensions de la structure (Antenne + HIS) sont conservées, Les deux faces des deux substrats sont présentées sur la figure III-21. Aussi la position des deux ports à travers la SHI est présentés sur la figure III-22

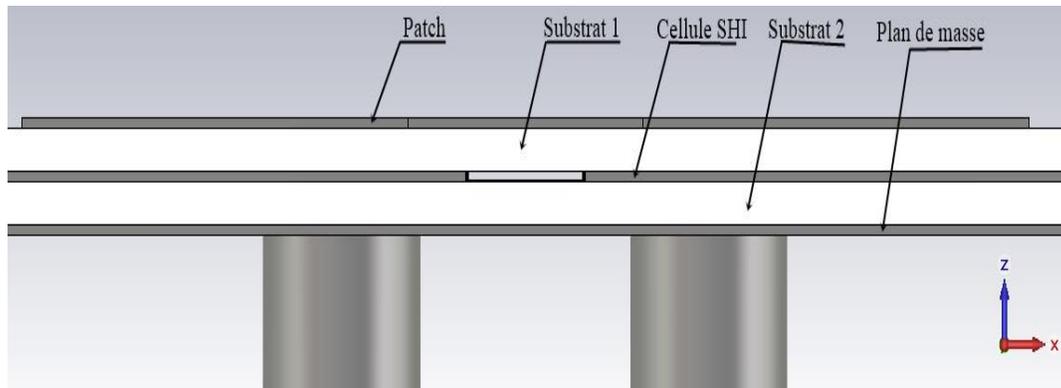


Figure III-20 Géométrie de l'antenne vue de bottom

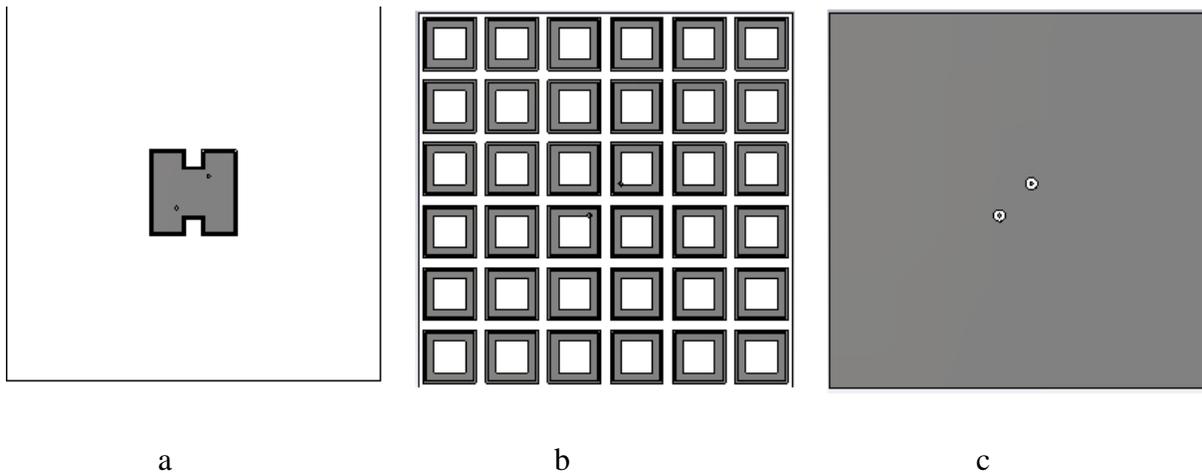


Figure III-21 Géométrie de l'antenne avec SHI 6x6 : a) vue de face substrat 1 -b) vue de face substrat 2 -c) vue de derrière du substrat

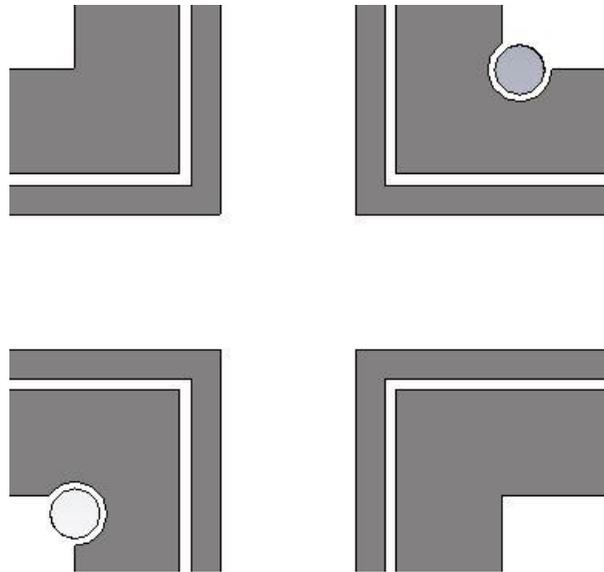


Figure III-22 la position des ports dans la SHI

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont présentés sur la figure III-23.

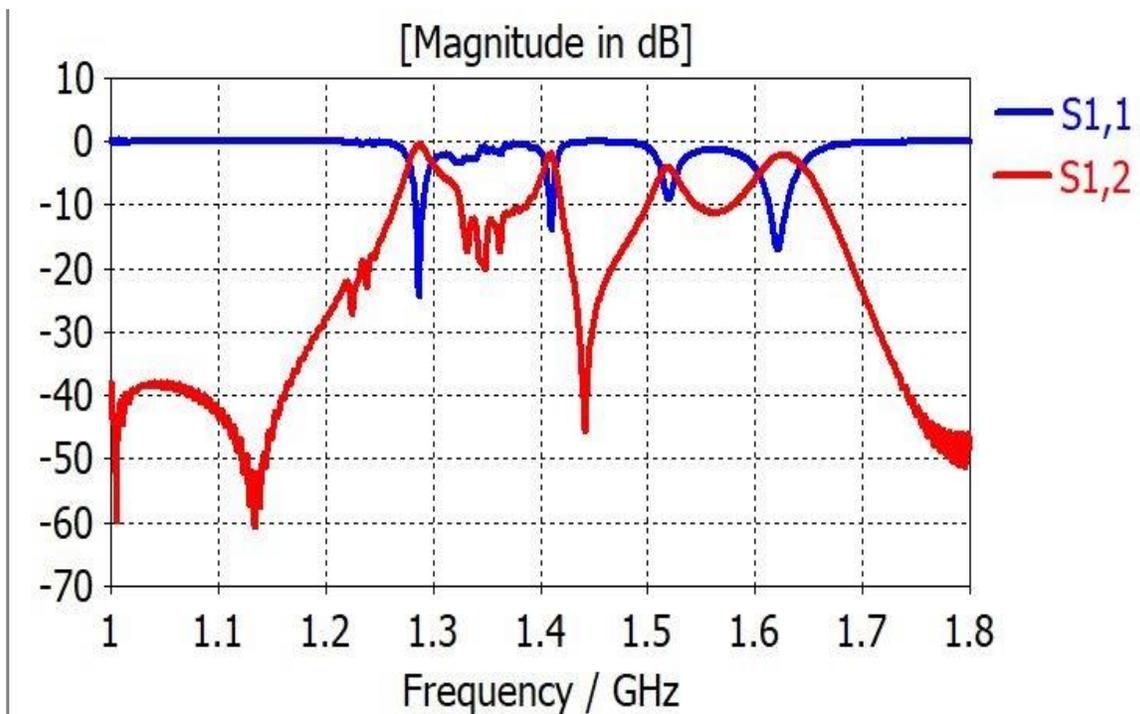


Figure III-23 les paramètres  $s_{1,1}$ ,  $s_{1,2}$  en fonction de fréquence

On observe une modification de coefficient de réflexion. En effet, l'apparition de deux fréquences de résonances supplémentaires à 1.28 GHz et 1.52 GHz. De plus on a un décalage des bandes GPS vers les hautes fréquences. Cette modification est due à la forte interaction entre l'antenne et la SHI. Plusieurs publications ont montré que pour réduire cette interaction il faut espacer l'antenne de la SHI [11]. Pour cette raison on va introduire une couche d'air entre l'antenne et la SHI.

Une étude paramétrique sur la variation de l'épaisseur de la couche d'air et la position des port a été effectué.pour une couche d'air de 15 mm et une position des port  $x=11$  , $y=12$  . On obtient une amélioration de l'isolation entre les deux ports supérieur à 6 dB (voir figure III-24) aux fréquences de résonances comme le montre la figure III-25 .Cependant les 2 bandes de fréquences GPS se sont décalées : la bande basse s'est décalée vers les hautes fréquences, et la bande haute vers les basses fréquences.

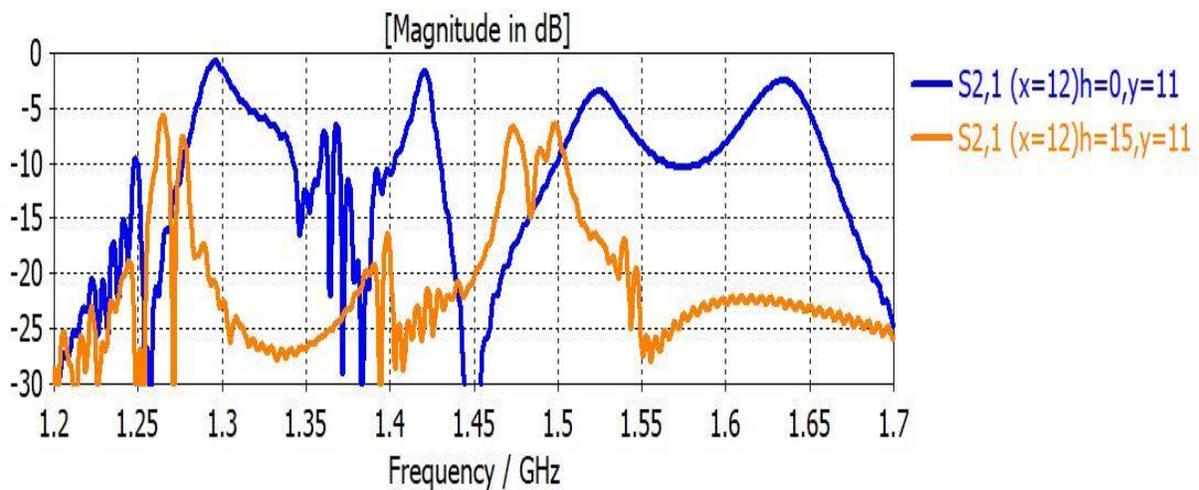


Figure III-24 la variation du paramètre  $S_{21}$  en fonction de fréquence

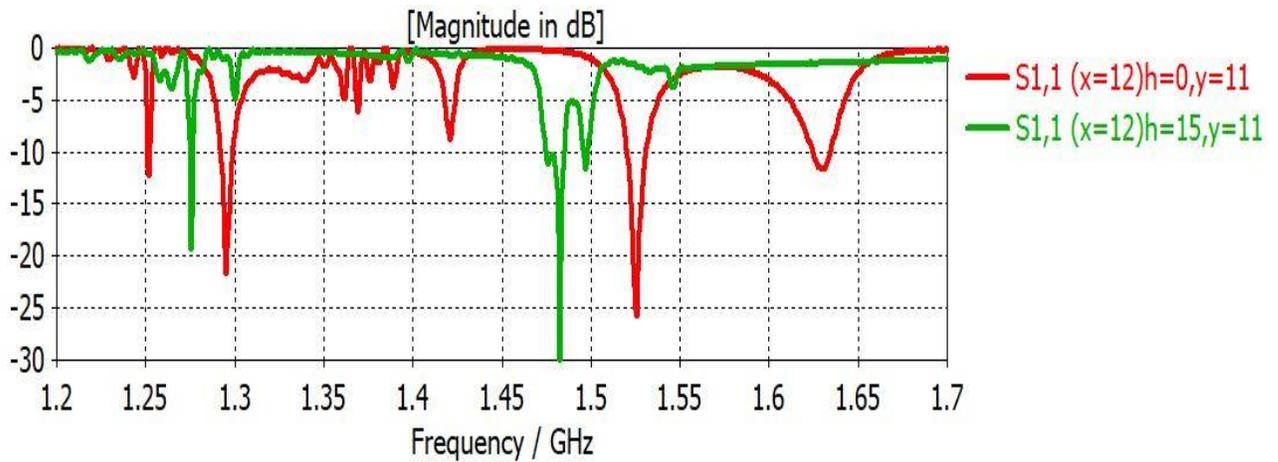


Figure III-25 la variation du paramètre  $S_{11}$  en fonction de fréquence

La figure III-26 montre les coefficients de réflexion de la structure avec une épaisseur de 15 mm et une position du connecteur  $x=11$ ,  $y=12$ . Les bandes de fonctionnements obtenues sont 1.274-1.2766MHz et 1.474-1.484 GHz. L'isolation dans la bande basse est supérieur à -6 dB et supérieur à -7 dB pour la bande haute .

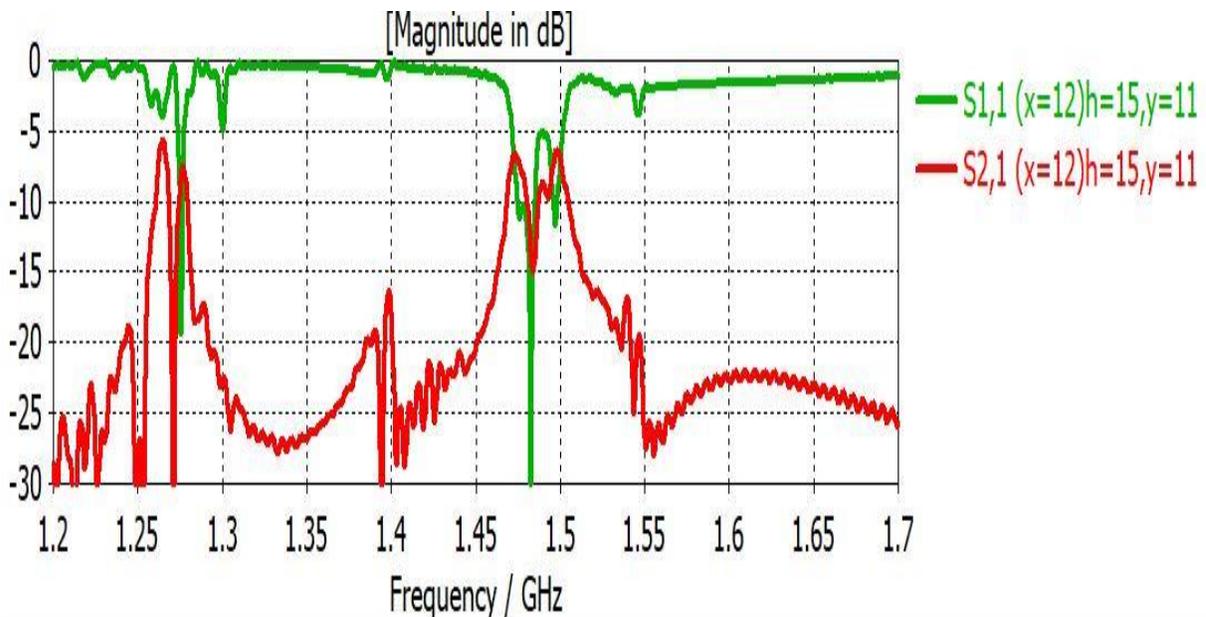


Figure III-26 la variation des paramètres  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  en fonction de fréquence

Un redimensionnement de la structure est nécessaire pour couvrir les bande GPS.

Les Figure III-27-- III-30 présentent le gain réalisé en trois dimensions de chaque antenne aux fréquences respectives 1.275 GHz et 1.484 GHz (fréquences centrales des bandes de fonctionnement). Le gain maximal à la fréquence 1.275 GHz est de -3.27 dB pour le port 1 et 8.02 dB pour le port 2 et à la fréquence 1.484 GHz est de 0.318 dB pour le port 1 et de -1.41 dB pour le port 2.

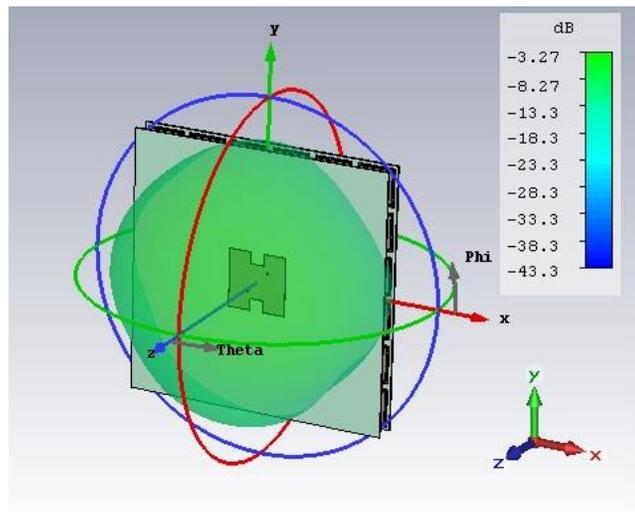


Figure III-27 diagramme de rayonnement pour 1.275 GHz port 1

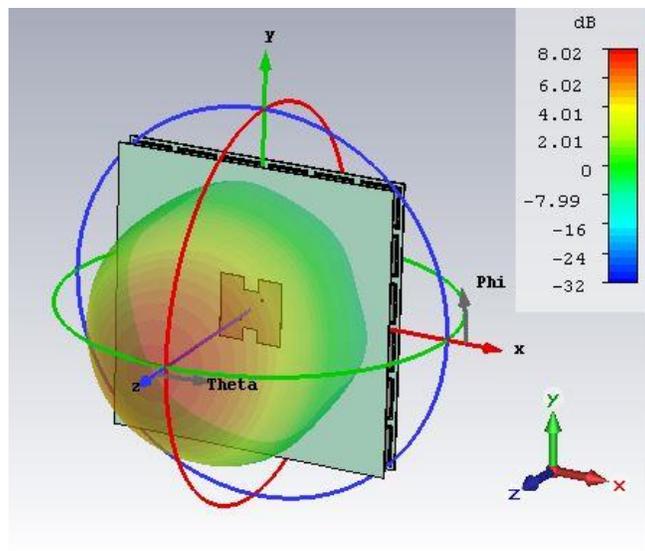


Figure III-28 diagramme de rayonnement pour 1.275 GHz port 2

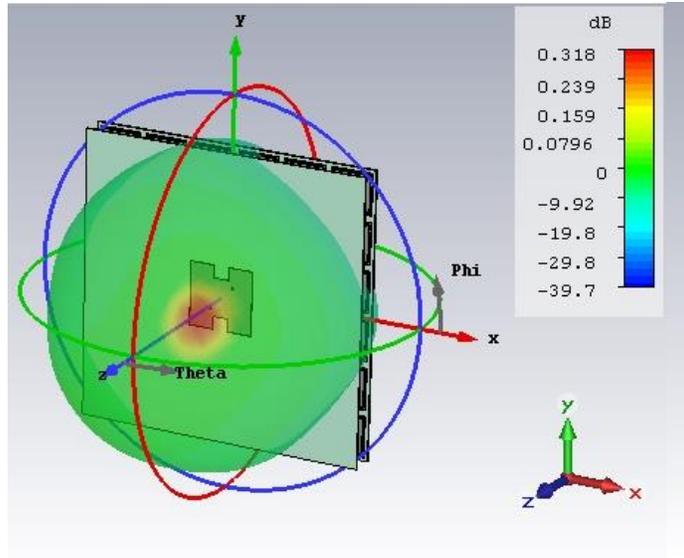


Figure III-29 diagramme de rayonnement pour 1.484 GHz port 1

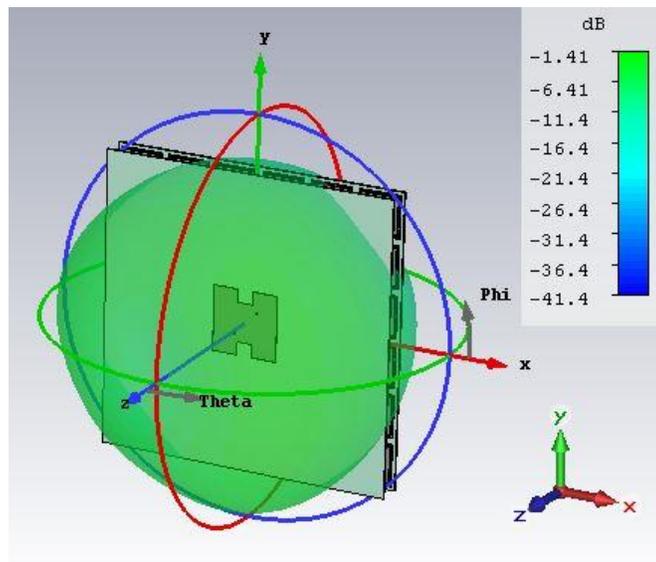


Figure III-30 diagramme de rayonnement pour 1.484 GHz port 2

### III.3 Conclusion

L'inconvénient que présente cette structure est le couplage élevé entre les ports d'alimentation. Pour cette raison, on a utilisé les surfaces hautes impédances afin de diminuer ce couplage. Il a été remarqué que le couplage est toujours présent. Cependant, l'introduction de la couche d'air a permis une forte isolation dans les 2 bandes de fréquences.

## *Conclusion générale*

L'état de l'art nous a permis d'identifier les besoins actuels des systèmes de navigation aéroportés. En effet, après avoir étudié les principaux systèmes, notamment les antennes qu'ils utilisent, on a pu voir les besoins du système GPS en termes de précision requise pour les phases d'atterrissage des aéronefs. Le système GPS n'est pas encore utilisé de manière fiable à bord de l'avion dont notre intérêt à contribuer à améliorer ce système.

Pour cette raison, nous avons proposé de concevoir une antenne bi-bande à double polarisation couvrant les bandes GPS  $1227\pm 10\text{MHz}$  et  $1575\pm 10\text{MHz}$ . Une étude paramétrique a été réalisée afin de comprendre au mieux le fonctionnement de l'antenne et de choisir les dimensions permettant les meilleures performances de l'antenne. La simulation de cette structure a permis le fonctionnement dans les bandes 1217-1237MHz and 1565-1585MHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Les bandes relatives sont (1.2% et 0.8 %).

L'inconvénient que présente cette structure est le couplage élevé entre les ports d'alimentation. Pour cette raison, on a utilisé les surfaces hautes impédances afin de diminuer ce couplage. Il a été remarqué que le couplage est toujours présent. Cependant, l'introduction de la couche d'air a permis une forte isolation dans les 2 bandes de fréquences.

Comme suite à ce travail, une optimisation de la structure est nécessaire. Aussi, il serait primordial de faire une réalisation afin de valider les résultats de simulation. D'autre part, puisque le système GPS nécessite une polarisation circulaire, il faudra alimenter les 2 ports avec un déphasage de  $90^\circ$  en utilisant un coupleur.

## *Bibliographie*

- [1] K. Hocine, «ETUDE DES METAMATERIAUX POUR ANTENNES INTEGREES SOUMISES A DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES,» université mouloud MAMMERRI, TIZI-OUZOU (doctorat), 2015.
- [2] AIRBUS, *AIRCRAFT CHARACTERISTICS AIRPORT AND MAINTENANCE PLANNING A330*, FRANCE, 1993-2017.
- [3] ILS. [En ligne]. Available: <https://www.lavionnaire.fr/RadioNavILS.php>.
- [4] DME. [En ligne]. Available: <https://www.lavionnaire.fr/RadioNavDME.php>.
- [5] V. Veselago, «The Electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ,» *SOVIET PHYSICS USPEKHI*, pp. vol. 10, No. 4, 1968.
- [6] D. F. Sievenpiper, «High-Impedance Electromagnetic Surfaces,» UNIVERSITY OF CALIFORNIA, 1999.
- [7] Metamateriaux. [En ligne]. Available: <http://physique.unice.fr/sem6/2006-2007/PagesWeb/Metamateriaux/presentation.html>.
- [8] L. Rayleigh, «On the maintenance of vibrations by forces of double frequency, and on the propagation of waves through a medium endowed with a periodic structure.,» *Philosophical Magazine*, p. 24 :145–159, 1887.
- [9] S. Ludovic, «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,» l'École Nationale Supérieure des Télécommunications(doctorat), 2006.
- [10] M. L. Mustapha, «Conception des antennes en bande L à base de métamatériaux,» Université Ziane Achour de Djelfa(magister), 2014.
- [11] M. Pigeon, «Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature,» Institut National Polytechnique de Toulouse(doctorat), 2011.
- [12] M. S. Pimenta, «Antennes souples à base de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels pour les standards de systèmes de géolocalisation,» UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS, 2013.
- [13] F. Linot, «Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante,» TELECOM ParisTech(doctorat), 2011.

## Annexe-A-

- **Présentation du simulateur CST Microwave Studio**

Le logiciel Microwave Studio (MWS) de Computer Science Technology (CST) est un logiciel de simulation électromagnétique de structures en 3-Dimensions. Nous utilisons la méthode temporelle (Transient solver) du logiciel Microwave Studio. Elle est basée sur la technique des intégrales finies (FIT : Finite Integration Technique), pour déterminer les solutions aux problèmes électromagnétiques régis par les équations de Maxwell sous formes intégrales. En ce qui concerne la technique FIT, cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace, identique à celle de la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain). Le logiciel MWS maille la structure en utilisant des éléments volumiques parallélépipèdes, permettant la description en 3-D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. Il permet aussi de décrire les dispositifs hyperfréquences, tels qu'ils ont été réalisés en pratique, par un empilement des couches de matériaux avec ses propres caractéristiques (permittivité et tangente de pertes dans le cas d'un semiconducteur et conductivité électrique dans le cas d'un métal à pertes).

Microwave Studio offre une interface graphique facile à utiliser, présentée sur la figure L'outil inclut les primitives d'objet comme des cubes, sphères, etc.

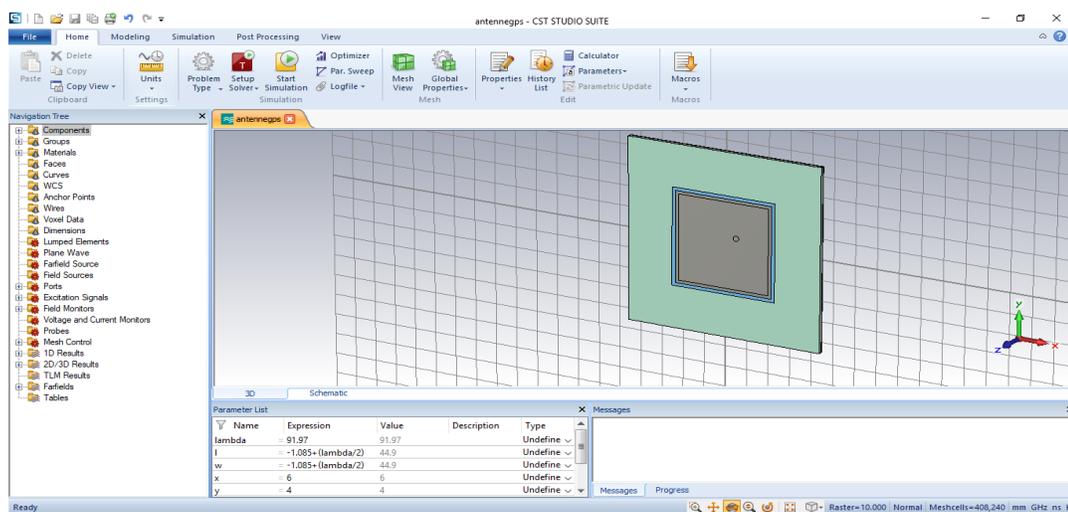


Figure 0-1 Interface graphique du MWS.