

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد حطاب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

BOUKELTOUM Othmane

&

SSEMUJU Mark

pour l'obtention du diplôme de Master en Electronique spécialité Télécommunication
& Réseaux.

Thème

**Etude et simulation de la polarisation circulaire pour une
antenne GNSS plane**

Proposé par : Dr.DJEBARI Mustapha

Année Universitaire 2012-2013

Remerciements

D'abord, nos premiers remerciements iront tout particulièrement à nos parents qui n'ont jamais cessé de nous soutenir dans les projets que nous entreprenons. Un grand merci à vous ...

Ce travail n'aurait jamais pu aboutir sans la confiance de notre promoteur Mr. DJEBARI Mustapha. On le remercie également pour tous ses encouragements, ses conseils avisés et ses propositions pertinentes qui nous ont permis de gagner un temps précieux et aidé à progresser dans nos travaux de mémoire. Qu'il trouve ici le témoignage de toute notre gratitude.

Nous exprimons nos profondes reconnaissance à Mr Sami HEBIB qui n'a jamais hésité à nous consacrer de son temps, nous guider, nous conseiller, nous transmettre les connaissances appropriées et nous aider à interpréter les différents résultats obtenus au fur et à mesure de l'avancement de ce mémoire.

On ne terminera pas nos remerciements sans avoir une pensée sympathique pour notre camarades et amis du master réseau et télécommunication.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à tous ceux que j'aime

A mon père et à ma chère mère à qui je dois tout

A mon frère mohamed

A mon frère Salah

A ma sœur Rabia

A ma sœur merieme

A ma sœur Whiba

A mon frère abderrahmen

A mon frère zaki

Et bien sur les gosses Aymane ,Imene ,akrame merci merci merci
merci

B .ATHMANE

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à:

-toute ma famille qui m'a toujours soutenu et encouragé malgré la distance qui nous sépare.

-tous les enseignants qui m'a guidé et transmis leurs connaissances tout au long de ma vie estudiantine.

- tous mes amis qui m'ont encouragé et motivé dans mes études.

Mark

ملخص:

هذا المشروع يهدف الى تصميم و إنشاء هوائي مسطح دائري الإستقطاب متعدد الترددات قادر على استقبال ترددات نظام GNSS.

النتائج المحاكاة بواسطة برنامج CST أظهرت نتائج جيدة و أثبتت فعالية الهوائي مما يؤكد صحة الفرضيات.

كلمات المفاتيح: GNSS, هوائي دائري الإستقطاب, استقطاب دائري.

Résumé: Nous avons proposé une antenne planaire multi bande en polarisation circulaire pour fonctionner dans trois bandes de GNSS.

Cette antenne présente des bonnes performances d'après les résultats obtenus avec le logiciel de simulation CST (Computer simulation Technology).

Mots clés :Antennes; polarisation circulaire ; Multi bandes; GNSS ; CST.

Abstract: We have designed a multiband planar antenna with circular polarization to operate in three GNSS bands.

This antenna shows good performance according to the results obtained from the computer simulation program CST (Computer Simulation Technology).

Keywords: Antennas; circular polarization; multiband; GNSS; CST.

Listes des acronymes et abréviations

Coax	coaxiale
EM	Electromagnétique.
CST	Computer Simulation Technology.
GLONASS	Global Orbiting Navigation Satellite System.
GNSS	Global Navigation Satellite System.
GPS	Global Positioning System.
GSM	Global System for Mobile Communications.
LHCP	Left Hand Circular Polarization
MEO	Medium Earth Orbit
MGS	Master Ground Station
MS	Monitoring Station.
RHCP	Right Hand Circular Polarization
RF	Radiofréquence.
TOS	Taux d'onde stationnaire.
URSS	Union des républiques socialistes soviétiques.
UTC	Coordinated Universal Time
VSWR	Voltage standing wave ratio.
WLAN	Wireless Local Area Network

Liste des Symboles

dB	décibels
f_r	fréquence de résonance
E	Champ électrique.
H	Champ magnétique.
GHz	Gigahertz (10^9 Hertz)
S_{11}	Coefficient de réflexion (pertes de retour)
$\tan \delta$	tangente de perte
h	hauteur de substrat
P_A	Puissance d'alimentation.
P_R	Puissance rayonnée.
θ	Thêta.
φ	Phi.
λ	longueur d'onde
λ_0	longueur d'onde dans espace libre
λ_g	longueur d'onde guidée
ϵ_0	permittivité de l'espace libre
ϵ_r	permittivité relative de milieu
ϵ_{eff}	permittivité effective de milieu
μ_r	perméabilité magnétique
μ_0	perméabilité de espace libre
Ω	Ohms

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Systèmes et antennes GNSS.....	3
1.1 Introduction	3
1.2 Composantes principales du système GNSS	4
1.2.2 Segment de contrôle.....	5
1.2.3 Segment sol/ Utilisateurs.....	5
1.3 Constellations opérationnelles	6
1.3.1 Système (GPS)	6
1.3.2 GLONASS	6
1.4 Constellations en voie de réalisation	7
1.4.1 Galileo de l'Union européenne	7
1.4.2 Système chinois de navigation COMPASS.....	8
1.5 Applications du GNSS	8
1.6 Catégories des récepteurs	8
1.7 Les caractéristiques des antennes GNSS.....	9
a Diagramme de rayonnement.....	9
b Directivité.....	10
c Gain	10
d Fréquence de résonance.....	11
e Taux d'ondes stationnaires(TOS)	11
f Bande passante.....	11
g La polarisation de l'antenne.....	12
1.7.1 Conclusion	12
1.8 L'antenne patch micro ruban.....	12
1.8.1 Les applications des antennes imprimées	12
1.8.2 Les caractéristiques basiques.....	13
1.8.3 Avantages et inconvénients	15
1.8.4 Les techniques d'alimentation	16

a	Ligne d'alimentation micro ruban.....	16
b	Ligne d'alimentation coaxiale	17
c	Alimentation par ouverture couplé	18
d	Alimentation à couplage de proximité.....	19
1.9	Principe de fonctionnement	20
1.10	Influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques d'antenne.....	23
1.10.1	Caractéristique du substrat diélectrique	23
1.10.2	Largeur W du patch.....	24
1.10.3	Longueur L du patch.....	25
1.11	Conclusion.....	26
Chapitre 2	Les antennes à polarisation circulaire.....	27
2.1	Introduction	27
2.2	Polarisation d'une antenne.....	27
2.2.1	La polarisation linéaire.....	28
2.2.2	La polarisation circulaire	29
2.3	Les différentes techniques générant la polarisation circulaire.....	31
2.3.1	Les antennes naturellement à polarisation circulaire.....	31
a	Antenne hélice	32
b	Antenne hélice conique	32
c	Les antennes spirales	33
2.3.2	Les techniques pour générer la polarisation circulaire.....	33
a	Antenne imprimée à deux accès.....	33
b	Antenne imprimée à deux ou quatre éléments (les réseaux séquentiels).....	34
c	Antenne imprimée à un seul accès	35
2.4	Conclusion.....	36
Chapitre 3	Conception et simulation.....	37
3.1	Introduction	37
3.2	Cahier des charges	37
3.3	Choix de l'outil de simulation.....	39
3.4	Première Partie: Rappel de l'antenne multi bande.	40
3.4.1	Introduction	40

3.4.2	Caractéristiques d'antenne multi bande.....	40
a	Géométrie de l'antenne.....	40
b	Dimensions optimales de l'antenne multi bande	41
c	Coefficient de réflexion.....	41
d	Diagramme de rayonnement et directivité de l'antenne.....	42
e	Rapport Axial.....	42
3.5	Deuxième Partie: Nouvelle conception de l'antenne.....	43
3.5.1	Conception d'une antenne carrée	43
3.5.2	Etude paramétrique de l'antenne.....	45
a	Etudes paramétriques de la ligne d'alimentation.....	45
b	Etude de l'effet de la longueur L_p	46
c	Etude de l'effet de la largeur W_g	46
d	Etude de l'effet de la longueur L_g	47
3.5.3	Configuration optimale de l'antenne carrée.....	47
3.5.4	Conclusion.....	49
3.6	Insertion des fentes et troncations de l'antenne de référence.....	50
3.6.1	Influence paramétrique des différents paramètres.....	51
a	Etude de l'effet de la longueur de la languette L_2	51
b	Etude paramétriques de l'effet des tronques.....	52
3.6.2	Configuration optimale de l'antenne carrée.....	53
a	Coefficient de réflexion S_{11}	54
b	Taux d'onde stationnaire	55
c	Distribution des courants de surface	55
d	Rapport axial	56
3.6.3	Conclusion.....	57
3.7	Troisième Partie : Conception d'une antenne patch alimenté par un coaxiale.....	58
3.7.1	Etude paramétrique :.....	60
a	Etudes paramétriques de la position d'alimentation.....	60
b	Etude de l'effet de la longueur L_p	61
c	Etude de l'effet de la largeur W_g	62
3.7.2	Configuration optimale de l'antenne carrée.....	62
3.7.3	Conclusion.....	65
3.8	Insertion des fentes et troncation de l'antenne.....	65

3.8.1	Introduction	65
3.8.2	Etude paramétrique.....	67
a	Etude paramétrique de a (longueur d'encoche).....	67
b	Etude paramétrique d'une permittivité diélectrique ϵ_r	68
3.9	Coefficient de réflexion, Taux d'onde stationnaire,diagramme de rayonnement, Rapport axial et Distribution des courants de surface de l'antenne patch	69
a	Coefficient de réflexion.....	69
b	Taux d'onde stationnaire	70
d	Distribution des courants de surface	71
e	Rapport axial	73
	Conclusion générale.....	76

Liste des figures

Figure 1.1 : Illustration des différents segments constitutifs d'un système GNSS.....	4
Figure 1.2 : Satellite GPS.....	6
Figure 1.3 : Satellite GLONASS.....	7
Figure 1.4 : Satellite GALILEO.....	7
Figure 1.5 : Les différentes formes du diagramme de rayonnement.....	10
Figure 1.6 : Structure d'une antenne patch micro ruban.....	14
Figure 1.7 : Les formes communes de patch micro ruban.....	14
Figure 1.8 : Ligne d'alimentation micro ruban.....	17
Figure 1.9 : L'antenne patch alimentée par la ligne d'alimentation coaxiale.....	18
Figure 1.10 : Alimentant à aperture couplée.....	18
Figure 1.11 : Alimentant à proximité couplée.....	19
Figure 1.12 : Modèle de la cavité à fuite.....	21
Figure 1.13 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale).....	22
Figure 1.14 : Ligne microruban et les lignes de champs électriques.....	24
Figure 1.15 : Vue supérieure de l'antenne et vue cote de l'antenne.....	25
Figure 2.1 : Les différents types de polarisation [11].....	28
Figure 2.2 : Polarisation linéaire d'une onde.....	29
Figure 2.3 : Rotation d'une onde électromagnétique.....	30
Figure 2.4 : Onde elliptique.....	31
Figure 2.5 : Antenne hélice.....	32
Figure 2.6 : Antenne hélice conique.....	33
Figure 2.7 : Exemple d'antenne à double excitation.....	34
Figure 2.8 : Sous réseaux en polarisation circulaire [22].....	35
Figure 2.9 : Antennes à un accès.....	36
Figure 2.10 : Antennes à un accès, alimentées par sonde coaxiale.....	36
Figure 3.1 : Positionnement par défaut des composants en CST.....	39
Figure 3.2 : Dimensions optimales de l'antenne multi bande.....	40
Figure 3.3 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne multi bande.....	41
Figure 3.4 : Diagramme de rayonnement de l'antenne.....	42
Figure 3.5 : Diagramme du rapport axial.....	42
Figure 3.6 : Dimensions pour l'antenne patch simple (1.176 GHz).....	44
Figure 3.7 : Dimensions de l'antenne de référence.....	44
Figure 3.8 : Calcul de la Largeur de la ligne d'alimentation W_f	45
Figure 3.9 : Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur L_p (mm).....	46
Figure 3.10 : Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la largeur W_g (mm).....	46
Figure 3.11 : Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur de masse L_g (mm).....	47

Figure 3. 12: Module du coefficient de réflexion de l'antenne simulée.....	48
Figure 3. 13: Taux d'onde stationnaire de l'antenne simulée.	48
Figure 3. 14: Diagramme de rayonnement de l'antenne de référence.....	49
Figure 3. 15: Evolution de l'antenne multi bande en fonction du coefficient de réflexion.....	51
Figure 3. 16: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur L_2 ..	52
Figure 3. 17: Evolution du rapport axial de l'antenne sans tronques.....	52
Figure 3. 18: Dimensions optimales de l'antenne à polarisation circulaire.....	53
Figure 3. 19: Module du coefficient de réflexion de l'antenne simulée.....	54
Figure 3. 20: Taux d'ondes stationnaires de l'antenne simulée.	55
Figure 3. 21: Distribution de courant électrique pour différentes phases.	56
Figure 3. 22: Rapport axial de l'antenne simulée.	56
Figure 3. 23: Comparaison du rapport axial de l'antenne à polarisation circulaire et à polarisation linéaire.	57
Figure 3. 24: Dimension pour l'antenne patch simple (1.176 GHz).....	59
Figure 3.25: Géométrie de l'antenne patch carré.	60
Figure 3. 26: Détermination de la position pour insertion de l'alimentation.....	61
Figure 3. 27: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur L_p ..	61
Figure 3. 28: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la largeur W_g . ..	62
Figure 3. 29: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.	63
Figure 3. 30: Taux d'onde stationnaire de l'antenne carré simulée.....	63
Figure 3. 31: Impédance d'entrée sur l'abaque de Smith de l'antenne carré.....	64
Figure 3. 32: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch carré (1.176 GHz).	64
Figure 3. 33: Patch carré à encoches à polarisation circulaire à droite.....	66
Figure 3. 34: Etude de variation de la longueur d'encoche (a).....	68
Figure 3. 35: Résultats de variation de ϵ_r , constant diélectrique du substrat.	69
Figure 3. 36: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence	69
Figure 3. 37: Taux d'ondes stationnaires de l'antenne.....	70
Figure 3. 38: Diagramme de rayonnement de l'antenne.	71
Figure 3. 39: Distribution de courant électrique pour différentes phases.	71
Figure 3. 40: Le rapport axial simulé.....	73
Figure 3. 41 : Le diagramme de rayonnement.....	73

Liste des tableaux

Tableau 1. 1: Quelques applications des antennes micro rubans et leurs fréquences.	13
Tableau 1. 2 : Comparaison de différentes techniques d'alimentation.	20
Tableau 1. 3: Quelques substrats utilisés dans le domaine des hyperfréquences.	23
Tableau 3. 1: Les bandes de fréquence du système GNSS en MHz.	38
Tableau 3. 2: Dimensions optimales de l'antenne multi bande en mm.	41
Tableau 3. 3: Paramètres optimales de l'antenne simulée en mm.	48
Tableau 3. 4: Valeurs de différentes dimensions de l'antenne à encoches	54
Tableau 3. 5: Valeurs de différentes dimensions de l'antenne patch	59
Tableau 3. 6: Valeurs de différentes dimensions de l'antenne patch carré à encoches à polarisation circulaire adroit.	66

Introduction générale

Depuis les années 2000, la navigation par satellites est devenue une technologie accessible à tous. Tous les systèmes de géo localisation et navigation par satellites sont regroupés sous le sigle GNSS (Global Navigation Satellite System) que nous introduisons dans le premier chapitre. Nous nous intéressons dans ce travail 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 navigation 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, drones ou être-humains). Les contraintes aérodynamiques des applications visées impliquent la conception d'antenne multi bande de faible épaisseur et des structures naturellement fines.

L'intérêt pour les structures antennaire multi-bandes naturellement fines ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne. Cependant la précision ou la qualité des applications requises 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 multi-bandes en polarisation circulaire car la polarisation circulaire est faiblement dépolarisée au niveau de l'ionosphère.

Dans un premier temps, on fait un rappel sur l'antenne multi bande en polarisation linéaire fonctionne dans toutes les bandes de GNSS (de l'année passée), après nous

proposons deux techniques pour qu'on puisse le rendre en polarisation circulaire, la troncation et l'insertion des fentes.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres;

Le premier chapitre est une introduction sur le système GNSS, d'abord on était intéressé par la définition de ce système et ses trois composantes principales, la composante spatiale, la composante de contrôle et la composante de sol (utilisateurs), après on a montré les deux constellations opérationnelles (GPS et GLONASS) et les constellations en voie de réalisation telle que GALILEO et COMPASS. Après, on a cité quelques applications de ce système et les caractéristiques générales pour les récepteurs (antennes) GNSS. Ensuite un aperçu sur les antennes patchs.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la polarisation circulaire des antennes, on a commencé par une définition de la polarisation en générale et les différents types de polarisations existant telle que linéaire et circulaire. Après, on a présenté brièvement les antennes qui sont naturellement en polarisation circulaire et à la fin on a cité quelques techniques utilisés pour modifier la polarisation linéaire des antennes patchs en polarisation circulaire.

Le troisième est un chapitre de conception et simulation où on a suivi un cahier des charges qui sera présenté dans l'introduction. On a commencé dans une première partie par un rappel sur l'antenne de l'année passée et les résultats obtenus. Dans une deuxième partie l'objectif est d'avoir une antenne multi bande à polarisation circulaire fonctionne dans toutes les bandes de GNSS et pour cela, on appliqué deux techniques à la fois, la troncation et l'insertion des fentes dans l'antenne. Les résultats obtenus de simulations sont discutés après, et on conclure par une comparaison entre les résultats qu'on a obtenus et celles de l'année passée.

Dans la troisième partie on a un objectif d'avoir les mêmes résultats de la partie deux c'est-à-dire une antenne multi bande à polarisation circulaire mais cette fois par un autre type d'alimentation (alimentation coaxiale).

Chapitre 1 Systèmes et antennes GNSS

1.1 Introduction

GNSS est l'acronyme de Global Navigation Satellite System, qui peut être défini comme un ensemble "de systèmes de positionnement et de navigation basés sur des repères dans l'espace, destinés à offrir dans le monde entier, par n'importe quel temps, de manière passive, des données tridimensionnelles de position, vitesse et temps". Le GNSS permet aux receveurs de déterminer leur position, longitude, latitude et altitude, en utilisant des signaux qui sont transmis par radio depuis des satellites, par conséquent, l'indication précise du temps est une des composantes de base de la navigation satellitaire. Les satellites sont équipés d'horloges atomiques qui sont extrêmement précises et qui marquent le Temps Universel Coordonné (Coordinated Universal Time, UTC). Le GNSS, malgré son appellation qui ne se réfère qu'à la navigation, est donc utilisé aussi pour obtenir le positionnement et la mesure du temps.

Les systèmes GNSS sont composés de trois parties: des satellites qui orbitent autour de la terre; des stations de contrôle et de monitoring sur la surface; des récepteurs ou receveurs utilisés par les utilisateurs équipé d'une antenne qui peut capter les ondes envoyées par les satellites, et pour le GNSS l'antenne la plus répandue aux exigences de ce système c'est bien que le patch car il présente des avantages comme on va voir dans ce chapitre .

Actuellement, les composantes spatiales du GNSS consistent en deux constellations: le GPS (Global Positioning System) des Etats-Unis et le (GLONASS) de la Fédération de Russie .Dans un futur proche d'autres systèmes similaires seront opérationnels: deux d'entre eux sont projetés pour avoir une couverture globale, c'est-à-dire le système Galileo de l'Union européenne et le système chinois de navigation COMPASS.

1.2 Composantes principales du système GNSS

Le système GNSS est composé de trois segments principaux : la constellation des Satellites, le réseau de contrôle et de surveillance et le récepteur.

La constellation de satellites étant l'ensemble des satellites en orbite qui fournissent les signaux de mesure et les données aux utilisateurs.

La composante de contrôle est responsable de la surveillance et de la maintenance des satellites dans l'espace, l'intégrité des signaux transmis et la maintenance de la configuration orbitale des satellites. Cette composante met à jour les corrections de l'horloge des satellites, les éphémérides ainsi que d'autres paramètres essentiels à la détermination de la position de l'utilisateur.

Le récepteur effectue la navigation et la synchronisation.

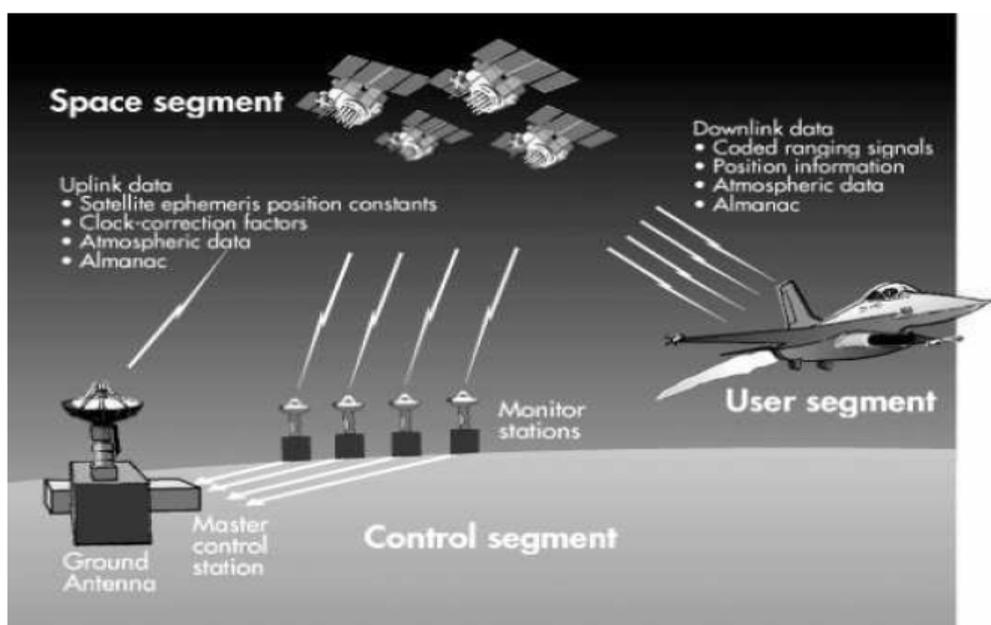


Figure 1. Illustration des différents segments constitutifs d'un système GNSS

1.2.1 Segment spatial

Constitué des satellites émetteurs en orbite autour de la terre. Pour le système GPS (Américain), ce segment est constitué à l'origine de 24 satellites répartis suivant 4 plans orbitaux. La période orbitale de chaque satellite de la constellation est d'environ 12 heures à une altitude d'environ 20000 Km. Ainsi ce système a été conçu pour permettre à l'utilisateur d'être en vue d'au moins 6 satellites en tout point du globe.

Les autres systèmes tels que GLONASS (Russe), Galileo (Européen) ou COMPASS (Chinois) possèdent des constellations différentes (nombre de plans orbitaux, nombre de satellites, fréquences d'émission...) mais ils fonctionnent sur le même principe.

1.2.2 Segment de contrôle

L'infrastructure au sol du système GNSS, ou ce qu'on appelle la composante de Contrôle, a pour fonctions principales de contrôler les satellites au cours de leur durée de vie, de maintenir leurs positions dans les orbites, de surveiller l'état de santé de ces satellites, ainsi que l'état de leurs panneaux solaires et le niveau des batteries. Cette composante doit également activer les satellites de remplacement pour assurer la disponibilité du système en cas de faillite, mettre à jour l'horloge interne du satellite, ainsi que d'autres indications dans le message de navigation au moins une fois par jour. Ces mises à jour sont d'autant plus fréquentes qu'une précision est nécessaire. En plus, elle doit calculer les données que les satellites doivent diffuser aux récepteurs et d'opérer l'ensemble du système. Cette infrastructure comprend plusieurs éléments déployés sur le globe, notamment les suivants :

- La station de contrôle principale, ou MGS (Master Ground Station) ;
- Les stations de surveillance, ou MS (Monitoring Station) ;
- Les antennes au sol.

1.2.3 Segment sol/ Utilisateurs

Le segment utilisateur constitué d'un récepteur GNSS. Cet équipement permet à l'utilisateur de poursuivre et recevoir simultanément les signaux de chaque satellite visible. Il permet d'obtenir avec précision son positionnement (coordonnées et temps) ainsi que sa vitesse. Les performances du récepteur s'améliorent avec l'augmentation du nombre de satellites visibles de la constellation.

1.3 Constellations opérationnelles

1.3.1 Système (GPS)

Le GPS (**Global Positioning System**) (figure 1.2) est un système de navigation et de positionnement par satellite développé par les Etats-Unis, il est le premier système à avoir été mis en place et est le seul à être opérationnel sur l'ensemble de la planète, Son développement commença dans les années 70 mais le système ne fut pleinement opérationnel que dans les années 90 lorsque la constellation initialement prévue fut atteinte [1].



Figure 1.2:Satellite GPS.

Le GPS est composé de 30 satellites dont 6 de secours, orbitant à une altitude de 20200 km selon six plans orbitaux avec un parcours est égale 12 heures.

1.3.2 GLONASS

Le GLONASS (**Figure 1.3**) est l'équivalent russe du GPS américain lancé au cours de l'année 1980, le but est d'être pleinement opérationnel dans les années 90. La chute de l'URSS a entraîné son déclin mais, en 2001, la Russie s'est engagée à restaurer le système.



Figure 1. 3 Satellite GLONASS.

GLONASS est composé de 3 plans orbitaux et de 24 satellites orbitent à une altitude de 19100km avec un parcours de 11 heures et 18 minutes et depuis décembre 2011 pour la première fois la constellation GLONASS couvre 100% de la surface de la planète.

1.4 Constellations en voie de réalisation

1.4.1 Galileo de l'Union européenne

Galileo (figure 1.4) est le futur système de navigation européenne, sera composé d'une constellation de 30 satellites, orbitant, sur trois différents plans orbitaux, à environ 23.200 km de la terre. GALILEO devrait être pleinement opérationnel en 2014 avec un parcours de 14 heures et 6 minutes et qui sera sous contrôle strictement civil, contrairement aux autres systèmes existants.



Figure 1. 4 Satellite GALILEO.

1.4.2 Système chinois de navigation COMPASS

Le système **COMPASS** est un projet chinois, d'origine militaire et sous contrôle opérationnel militaire, le système doit comporter 30 satellites en orbite MEO et 5 géostationnaire avec une période de rotation égale à 12 heures et 36 minutes mais avec seulement 5 satellites qui sont opérationnel à une couverture limité.

1.5 Applications du GNSS

Quelques applications [2] du GNSS:

- Le GNSS est spécialement connu pour être le plus rapide et le plus précis système utilisé par les marins pour naviguer, mesurer la vitesse, et déterminer la position dans le monde entier.
- Le GNSS permet l'accès à des informations précises concernant la position, la route et la vitesse, pour un trafic routier ou maritime plus efficient, qui permet d'économiser le temps et le carburant.
- Le GNSS aide les pêcheurs à retourner dans les endroits où ils ont localisé du poisson.
- amélioration des informations sur les voies, le trafic et les senseurs des trains
- Les applications du GNSS permettent aux aéromobiles de voler dans les routes préférées d'un point de navigation à l'autre, sans que les points de navigation doivent dépendre d'une infrastructure au sol; cela est spécialement important dans les zones où les aides à la navigation au sol ou les équipements de surveillance sont insuffisants.
- La mesure du temps fournie par les GNSS est appliquée à plusieurs activités économiques, comptent sur un *timing* précis pour la synchronisation, le cryptage et l'efficienne opérationnelle.
- Les sociétés bancaires utilisent le GNSS pour fixer l'heure des transactions d'affaires, ce qui offre un système fidèle et précis pour les enregistrer et en garder la traçabilité.

1.6 Catégories des récepteurs

Les catégories de récepteurs sont aussi variées que les domaines d'applications. On peut citer :

- Les récepteurs grand public ;
- Les récepteurs certifiés pour les transports ;
- Les récepteurs de qualité géodésique ;

– Les récepteurs militaires.

1.7 Les caractéristiques des antennes GNSS

Les antennes sont devenues les éléments de base dans les liaisons radioélectrique. Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures caractéristiques. Ces caractéristiques sont essentiellement liées à la forme du rayonnement dans l'espace.

Une antenne peut être caractérisée par : Le coefficient de réflexion (Γ) ou S11, densité de puissance (P_r), gain en puissance et directivité, ouverture, Impédance d'entrée, diagramme de rayonnement, la bande passante, polarisation de l'onde rayonnée. Dans notre étude on s'intéresse principalement à la largeur de bande et la polarisation de l'antenne.

Pour les récepteurs des systèmes GNSS où on doit avoir des antennes assurer une bonne réception des signaux, la meilleure solution est d'utiliser l'antenne patch que sera bien détaillé.

a Diagramme de rayonnement

Les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. Il est important de noter que le diagramme de rayonnement n'a de sens que si l'onde est sphérique.

On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$, qui varie entre 0 et 1 selon la direction. Celui-ci peut se représenter sous différentes formes (Fig.1.5).

En général, le diagramme de rayonnement d'une antenne est représenté dans les plans horizontaux ($\theta = 90^\circ$) et verticaux ($\varphi = \text{constante}$), ou bien dans les plans E et H.

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)}$$

Puissance rayonnée dans une direction quelconque

Puissance rayonnée max.

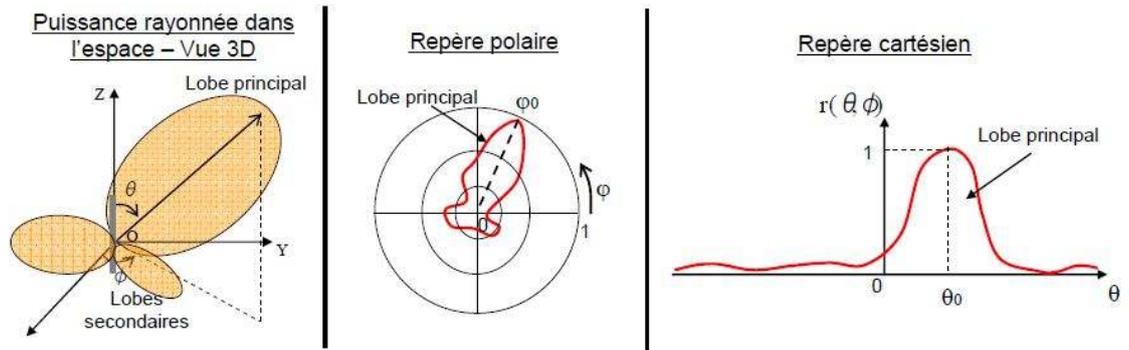


Figure 1. 5:Les différentes formes du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie mais peut aussi varier avec la fréquence. Hormis les antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace. Dans ce cas, la fonction caractéristique de rayonnement est égale à 1 quel que soit la direction considérée. En général, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites. Dans ces directions, l'énergie rayonnée est perdue donc on cherche à les atténuer.

b Directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (1.1)$$

c Gain

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) . Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \Rightarrow G = 4\pi \frac{P(\theta_0, \varphi_0)}{P_A} \quad (1.2)$$

Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou 0 dB. Le gain est généralement exprimé en dB ou en dBi car une antenne isotrope est utilisée comme référence. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dBd, lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence.

***d* Fréquence de résonance**

En réalité, la fréquence de résonance se déplacerait à cause de l'entourage d'antenne, donc la conception des éléments sera de 5 MHz "haute", une fois le radôme est installé, la fréquence sera décalée vers le bas à la fréquence de fonctionnement. En outre, la fréquence de décalage peut résulter de différentes tailles de plan de masse pour les antennes micro ruban.

***e* Taux d'ondes stationnaires(TOS)**

Le taux d'onde stationnaires(TOS) est très important pour les antennes GNSS parce que les signaux reçus des satellites sont généralement très faible et les réflexions sont indésirables sur la ligne de transmission reliant l'antenne et le récepteur GNSS. Une valeur de TOS inférieur à 2:1 est considéré comme acceptable pour la plupart des applications GNSS.

***f* Bande passante**

La largeur de bande ou bande passante d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel les performances de l'antenne présente les caractéristiques requises.

Pour connaître la largeur de bande d'une antenne relativement au rayonnement, on trace le coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence. On admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10 dB, la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur [3].

g La polarisation de l'antenne

La polarisation d'une onde dépend de la géométrie et de la polarisation électrique de l'antenne émettrice. Dans les applications du GNSS, les signaux transmis par satellites ont une polarisation circulaire pour minimiser les fluctuations de puissance du signal dues aux effets de propagation et de l'orientation plate-forme de l'utilisateur.

1.7.1 Conclusion

Dans cette partie on a mentionné le système GNSS et ces composantes principales, segment spatial, segment de contrôle, et segment sol ou utilisateur après les constellations opérationnelles GPS et GLONASS, et qui sont en voie de réalisation telle que le Galileo et Compass. Après, on a cité quelques applications et les caractéristiques générales de l'antenne GNSS.

1.8 L'antenne patch micro ruban

Les antennes micro rubans sont une extension de la ligne de transmission micro ruban proposée en 1952 par Grieg et Engelmann [4]. Les premiers travaux concernant un élément rayonnant à micro ruban ont été apparus avec Deschamps en 1953 [5]. Quelques années plus tard Gutton et Baissinot [6] ont breveté une antenne basée sur micro ruban. La recherche a stagné pour une période de 15 ans, et en 1970, le développement des antennes micro rubans a été réanimé par Munson et Howell [7].

Les antennes imprimées ou micro rubans, dite aussi patches sont des éléments rayonnants planaires qui sont réalisées par gravure d'un circuit imprimé.

De par leur technologie de fabrication, ceux-ci peuvent être intégrés au plus près des circuits électroniques en occupant un volume réduit et se conformant à différents types de surface.

1.8.1 Les applications des antennes imprimées

Les domaines [8] d'utilisation privilégiés des antennes micro rubans sont: les télécommunications spatiales, le téléguidage des missiles, la navigation aérienne ou

terrestre, applications soumises à des critères sélectifs d'aérodynamiques et à des limitations de poids, de volume et d'épaisseur, la surveillance de locaux ou carrefours routiers, la régulation du trafic routier. Elles sont également utiles pour la communication entre mobiles et dans des nouveaux domaines tels que la médecine ou le téléphone mobile.

Le tableau 1.1 suivant illustrent quelques applications:

Applications	Fréquences
Positionnement Global par Satellite (GPS)	1575 MHz et 1227 MHz
Bip sonore	931-932 MHz
Téléphone cellulaire	824-849MHz et 869-895 MHz
Système de communication personnel	1.85-1.99 GHz et 2.18-2.20 GHz
Système Mobil Global (anglais : GSM)	890-915 MHz et 935-960 MHz
Réseaux à Région locale sans Fil (anglais : WLAN)	2.40-2.48 GHz et 5.4 GHz
Vidéo cellulaire	28 GHz
Transmission Directe par Satellite (anglais : DBS)	11.7-12.5 GHz
Radar anticollision	60 GHz, 77GHz et 94 GHz
Réseaux d'ordinateurs à région large	600 GHz
Autre : Missiles, Avions et bateaux, Spatial, Biomédical...	

Tableau 1. 1: Quelques applications des antennes micro rubans et leurs fréquences.

1.8.2 Les caractéristiques basiques.

Dans sa forme plus fondamentale, une antenne patch micro ruban est constituée d'un patch rayonnant sur un côté d'un substrat diélectrique qui présente un plan de masse de l'autre côté comme le montre la **figure 1.6**. Le patch est généralement conçu en utilisant des matériaux conducteurs tels que le cuivre ou l'or et peut prendre n'importe quelle forme possible. Le patch rayonnant et les lignes d'alimentation sont généralement gravés sur le substrat diélectrique (cas d'alimentation par ligne de transmission).

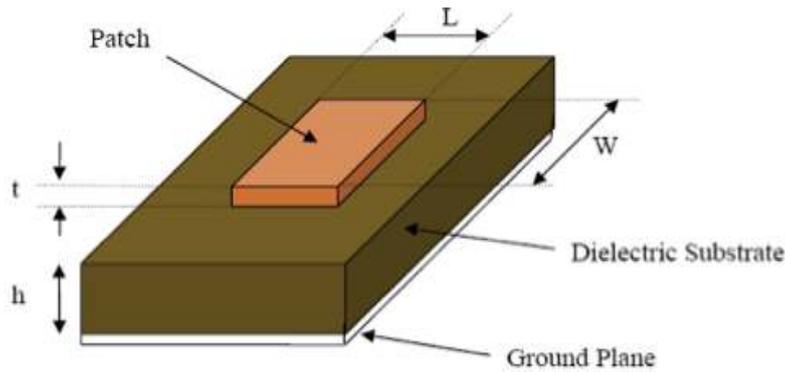


Figure 1. 6: Structure d'une antenne patch micro ruban.

Afin de simplifier l'analyse et la prévision des performances, le patch est généralement carré, rectangulaire, circulaire, triangulaire, et elliptique ou une autre forme commune comme le montre la **figure 1.7**, mais pour la simplicité d'analyse et de fabrication, les plus utilisées sont de forme rectangulaire, circulaire, dipôle (ruban) et carré, et ces formes ont une faveur en terme de caractéristique de rayonnement car elles ont une faible polarisation croisée. Pour un patch rectangulaire, la longueur L du patch est généralement ; $0.3333\lambda_0 < L < 0.5\lambda_0$ où λ_0 est la longueur d'onde en espace libre [9]. Le patch est très fin tel que $t \ll \lambda_0$ (où t est l'épaisseur du patch). La hauteur h du substrat diélectrique est généralement $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$. Le constant diélectrique du substrat (ϵ_r) est typiquement dans la gamme de $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ [9]. L'antenne patch est conçue de telle sorte que son diagramme de rayonnement est normal au patch (radiateur de bordure).

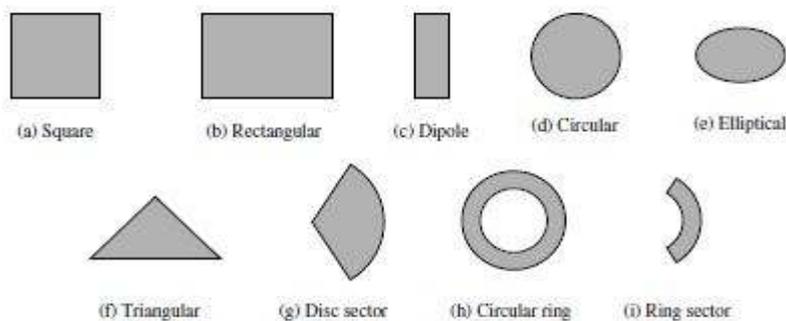


Figure 1. 7: Les formes communes de patch micro ruban.

Les antennes patchs micro ruban rayonnent principalement à cause des champs frangeants entre les bords du patch et le plan de masse. Pour une bonne performance de l'antenne, un substrat diélectrique d'épaisseur importante ayant une faible constante diélectrique est préférable, car cela permet une meilleure efficacité, large

bande passante et un meilleur rayonnement [12]. Cependant, une telle configuration conduite à une antenne de grande taille. Afin de concevoir une antenne patch micro ruban compact, les substrats ayant des constants diélectriques plus élevées doivent être utilisées, qui sont moins efficace et donne une bande passante plus étroite. Ainsi, un compromis doit être réalisé entre la dimension de l'antenne et la performance d'antenne.

1.8.3 Avantages et inconvénients

Les antennes patch micro ruban deviennent plus en plus populaires pour des différentes applications à cause de leur structure de faible profil. Par conséquent, ils sont extrêmement compatibles pour les antennes intégrées dans des appareils sans fil portatifs tels que les téléphones cellulaires, téléavertisseurs, etc. La télémétrie et les antennes de communication sur les missiles doivent être minces et conforme et sont souvent sous la forme d'antenne patch micro ruban. Un autre domaine où elles sont utilisées avec succès est en communication par satellite. Certains de leurs avantages principaux discutés par [9] sont donnés ci-dessous:

- Elles ont des poids légers et faible volume,
- Faible coût de fabrication, d'où, peut être fabriqué en grandes quantités,
- Supporte à la fois la polarisation linéaire ainsi que circulaire,
- Capable d'opérer en double ou triple fréquence,
- Mécaniquement robuste lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides.
- Elles sont conformes à la surface plane et non plane.
- Peut être facilement intégré avec des circuits intégrés micro-ondes (Micro-wave Integrated Circuits (MICs)),

Certains de leurs inconvénients majeurs discutés par [9] sont donnés ci-dessous:

- Bande passante étroite, (qui est un avantage pour des applications dans les systèmes de sécurité gouvernementaux),
- Faible efficacité,
- Faible Gain,
- Faible capacité de gestion de la puissance,
- Excitation des ondes surfaciques.

Des antennes patch micro ruban ont un très haut facteur de qualité d'antenne (Q). Il représente les pertes associées à l'antenne, où un grand Q conduit à une bande passante étroite et une faible efficacité. Q peut être réduite en augmentant l'épaisseur du substrat diélectrique. Mais, si l'épaisseur augmente, une fraction importante de la puissance totale fournie par la source entre dans une onde de surface. Cette contribution à l'onde de surface peut être considérée comme une perte de puissance non désirée car elle est finalement dispersée au niveau des virages de diélectrique et cause la dégradation des caractéristiques de l'antenne. D'autres problèmes tels qu'une faible gain et faible capacité de gestion de la puissance peuvent être réglés en utilisant une configuration réseau d'éléments.

1.8.4 Les techniques d'alimentation

Antennes patch micro ruban peuvent être alimentées par différentes méthodes. Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories: - contactant et non contactant. Dans la méthode contactant, la puissance RF est directement alimentée au patch rayonnant à l'aide d'un élément de liaison comme une ligne micro ruban. En régime non-contactant, le couplage de champ électromagnétique est fait pour transférer la puissance entre la ligne micro ruban et le patch rayonnant [12]. Les quatre techniques d'alimentation les plus populaires utilisés sont les lignes micro rubans, sonde coaxiale (les deux en régime-contactant), couplage d'ouverture et couplage de proximité (les deux en régime non-contactant).

a Ligne d'alimentation micro ruban

Dans ce type de technique d'alimentation, un ruban conducteur est relié directement au bord du patch micro ruban comme la montre la **figure 1.8**. Le ruban conducteur est petit en largeur par rapport au patch et ce genre d'alignement présente l'avantage car la ligne peut être gravée sur le même substrat pour former une structure plane.

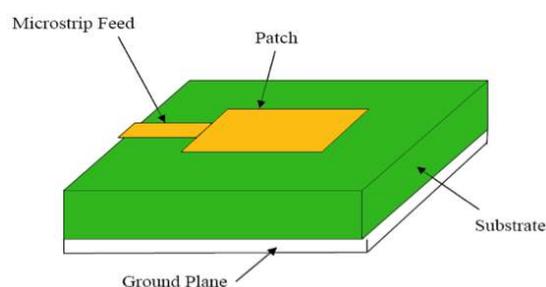


Figure 1. 8: Ligne d'alimentation micro ruban.

Le but de la coupe d'insertion dans le patch est pour adapter l'impédance de la ligne d'alimentation au patch sans la nécessité d'un élément d'adaptation supplémentaire. Ceci est réalisé en contrôlant correctement la position d'insertion. Il s'agit donc d'un système d'alimentation facile, car il offre une facile méthode de fabrication et simple en modélisation ainsi que l'adaptation d'impédance. Le rayonnement de la ligne d'alimentation conduit au polarisée croisé indésirable. Et en augmentant l'épaisseur du substrat, les ondes de surface et le rayonnement falsifié augment aussi, ce que limite la bande passante, typiquement entre 2 et 5%. Donc, la modélisation et l'alimentation de la ligne doivent être bien étudiées pour éviter ce problème, qui est l'inconvénient de ce type de technique d'alimentation.

b Ligne d'alimentation coaxiale

L'alimentation par la ligne d'alimentation coaxiale ou sonde est une technique très courante utilisée pour alimenter l'antenne patch micro ruban. Comme le montre la **figure 1.9**, le conducteur interne du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique et est soudée au patch rayonnant, tandis que le conducteur externe est connecté au plan de masse.

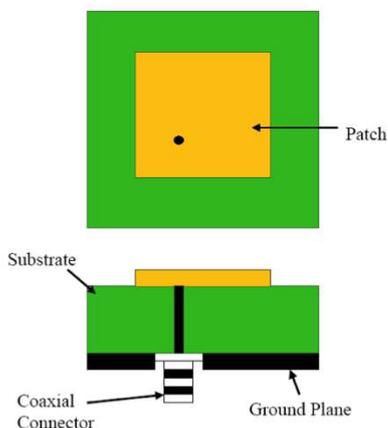


Figure 1. 9: L'antenne patch alimenté par la ligne d'alimentation coaxiale.

Le principal avantage de ce type d'alimentation est que l'alimentant peut être placé à n'importe quel emplacement désiré à l'intérieur du patch afin de correspondre avec son impédance d'entrée. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et présente un faible rayonnement falsifié. Cependant, un inconvénient majeur est qu'il fournit une bande étroite et il est difficile à modéliser car un trou doit être foré dans le substrat et les connecteurs s'étendent jusqu'à au dehors du plan de masse, ce qui ne rend pas complètement planaire pour des substrats d'épaisseur ($h > 0.02\lambda_0$). En outre, pour des substrats plus épais, la longueur de la sonde augmentée rend l'impédance d'entrée plus inductive, conduisant à des problèmes d'adaptation [9]. Alors, pour un substrat diélectrique épais, qui fournit une large bande passante, la ligne d'alimentation micro ruban et ligne coaxial d'alimentation souffre de nombreux inconvénients principalement la polarisation croisée due aux asymétries qui gênent des modes d'ordre plus élevé [9].

Les techniques d'alimentation sans contact qui sont discutées ci-dessous, résolvent ces problèmes.

c Alimentation par ouverture couplé

Dans ce type de technique d'alimentation, le patch rayonnant et la ligne d'alimentation micro ruban sont séparés par le plan de masse comme le montre la **figure 1.10**. C'est le modèle le plus difficile à fabriquer parmi tous les quatre, mais il est facile à modéliser et a peu de radiation falsifiée. Le couplage entre le patch et la ligne est fait par le slot ou une ouverture dans le plan de masse.

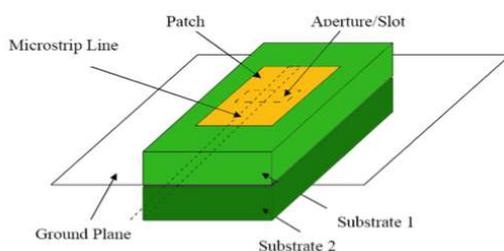


Figure 1. 10: Alimentant aperture couplée.

L'aperture de couplage est généralement centrée sous le patch, ceci permet d'avoir moins de polarisation croisée à cause de la configuration symétrique. La somme de couplage de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et la location de l'aperture. Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, la radiation indésirable sont minimisé. Généralement, un diélectrique avec une constante diélectrique élevé est utilisé pour le substrat de bas et le substrat de haut est de sorte qu'il est de large épaisseur et un petit constant diélectrique pour optimiser la radiation du patch [12]. Les paramètres du substrat électrique, la largeur de l'alimentant, et la taille de fente et la position peut être utilisé pour optimiser le design. L'adaptation typique est faite par contrôlant la largeur de l'alimentant et la longueur de fente [9]. L'inconvénient majeur de cette technique d'alimentation est qu'il est difficile à fabriquer à cause de ses couches multiples, qu'augmentent aussi la taille d'antenne. Cette technique donne aussi une bande étroite.

d Alimentation à couplage de proximité

Ce type de technique d'alimentation est aussi appelé le régime de couplage électromagnétique. Comme le montre la **figure 1.11**, deux substrats diélectriques sont utilisés de telle sorte que la ligne d'alimentation est comprise entre les deux substrats et le patch rayonnant est sur le dessus du substrat supérieur. Le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'il élimine le rayonnement falsifié par la ligne d'alimentation et fournit une bande passante très élevée (jusqu'à 13%) [12], à cause de l'augmentation d'épaisseur de l'antenne patch micro ruban. Ce régime offre également deux choix entre deux différents milieux diélectriques, l'un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances individuelles.

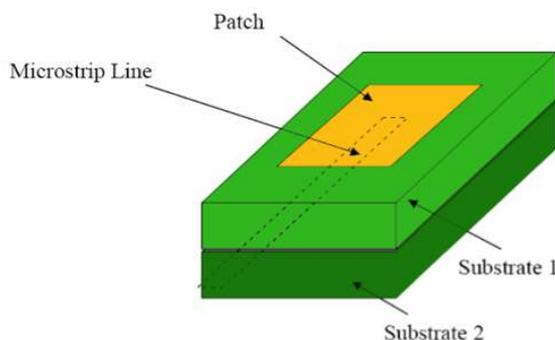


Figure 1. 11: Alimentant à proximité couplée.

Le couplage peut être obtenu en contrôlant la longueur de la ligne d'alimentation et le rapport de largeur à la ligne du patch. L'inconvénient majeur de ce système d'alimentation est qu'il est difficile de fabriquer à cause de deux couches diélectriques qui ont besoin d'alignement correspondant. En outre, il y a une augmentation de l'épaisseur de l'antenne.

Caractéristiques	Ligne d'alimentation micro ruban	Alimentant Coaxial.	Aperture couplé	Proximité couplé.
Radiation falsifiée par l'alimentant.	Beaucoup.	Beaucoup.	Moins.	Minimum.
Facilité de fabrication.	Facile.	Besoin de Soudage.	Besoin d'alignement.	Besoin d'alignement.
L'adaptation de l'impédance.	Facile.	Facile.	Facile.	Facile.
Réalisabilité	Un peu bien.	Mal à cause de soudage.	Bien.	Bien.
Bande Passante (achevé avec une adaptation d'impédance).	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau 1. 2 : Comparaison de différentes techniques d'alimentation.

1.9 Principe de fonctionnement

La connaissance de la répartition du champ électromagnétique en zone de champ proche de l'aérien permet de comprendre le fonctionnement de ce dernier. On adopte en général dans un premier temps une méthode approchée, la **méthode de la cavité**, pour simplifier le problème. La **figure 1.12** présente la structure d'une antenne plaquée telle qu'elle est modélisée dans cette approximation.

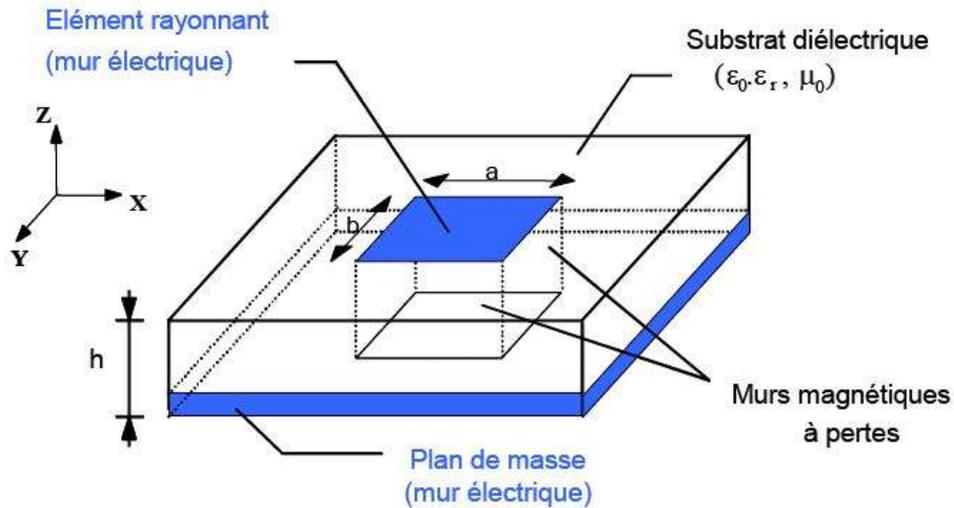


Figure 1. 12: Modèle de la cavité à fuite

On assimile la structure à une cavité limitée par deux « murs électriques » horizontaux (l'élément rayonnant et le plan de masse) et des « murs magnétiques » transversaux à pertes.

Cette cavité amasse de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences (appelées fréquences de résonance) auxquelles se rapportent des configurations particulières de champs, nommées modes. Les conditions aux limites de la structure nous mènent à des modes de type TM_{mnp} (avec $p=0$ dans le cas de substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement λ_0).

Les pertes dans les parois transversales reflètent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Ce phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des arêtes de l'élément rayonnant (*figure 1.13*).

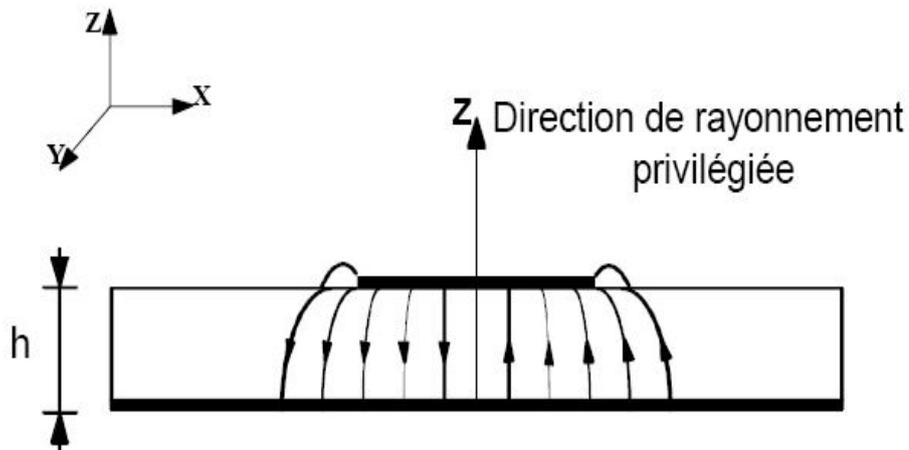


Figure 1. 13: Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale).

Prenons pour exemple le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimensions (L, w). Le champ E_z s'exprime alors par la formule suivante:

$$E_z(x,y) = E_0 \cos\left(\frac{m\pi}{L} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w} y\right) \quad (1.3)$$

On peut alors déduire de cette expression toutes les composantes du champ.

Les fréquences de résonance quant à elles sont obtenues à l'aide de la formule suivante

$$f_{mn} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{w}\right)^2} \quad (1.4)$$

avec :

c, la vitesse de la lumière dans le vide

ϵ_r , la permittivité du substrat diélectrique

$f_{m,n}$ fréquence de résonance

m et n modes de cavités, entier > 0

L, longueur du patch

w, largeur du patch

On obtient ainsi une approche simplifiée du fonctionnement des antennes plaquées et de certaines de leurs caractéristiques. Il est néanmoins à noter que cette démarche ne tient pas compte de l'influence des ondes de surface et laisse supposer qu'aucun rayonnement ne peut être obtenu en dehors des bords rayonnants de la structure et à d'autres fréquences que celles de résonance de la cavité.

1.10 Influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques d'antenne

1.10.1 Caractéristique du substrat diélectrique

Les résonateurs micro rubans rayonnent principalement en raison des champs marginaux entre le bord du patch et le plan de masse, pour la bonne performance du résonateur. Un substrat diélectrique épais ayant une faible constante diélectrique est souhaitable, puisque ceci fournit une meilleure efficacité, une largeur de bande passante plus grande et un meilleur rayonnement mais avec un encombrement accru du résonateur.

Le substrat sert de support mécanique aux conducteurs, il influe les propriétés électriques du résonateur via ses paramètres constitutifs permittivité diélectrique ϵ_r et perméabilité magnétique μ_r ; pour la plupart des applications courantes $\mu_r = 1$.

Il est cependant très important de noter que l'époxy est un substrat extrêmement répandu et peu cher ce qui lui confère donc un intérêt immense notamment pour notre application.

Matériau	ϵ_r à 10 GHz	$\Delta\epsilon_r/\epsilon_r$	$\tan \delta$ à 10 GHz (pertes)
RT/DUROÏD 5880	2,2	$\pm 1 \%$	0,0009
RO 3003	3,0	$\pm 1,33\%$	0,0013
FR4 VERRE EPOXY	4,3	$\pm 1,5 \%$	0,025
ALUMINE (Al ₂ O ₃)	9,8	$\pm 1 \%$	0,0003

Tableau 1. 3: Quelques substrats utilisés dans le domaine des hyperfréquences.

Le tableau 1.3 résume quelques modèles de substrats.

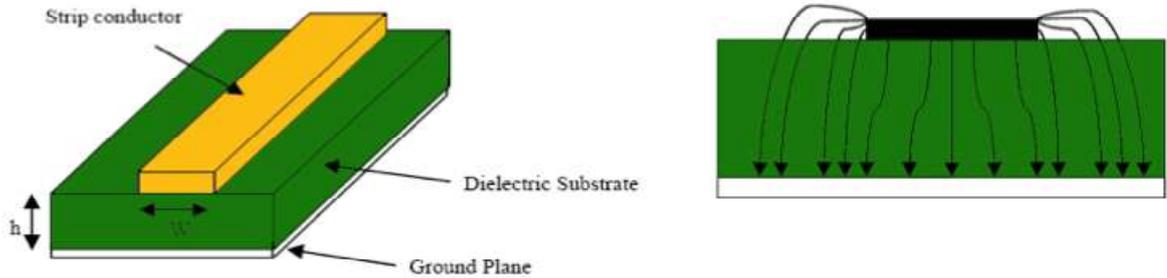


Figure 1. 14:Ligne microruban et les lignes de champs électriques

L'onde électromagnétique se propage à la fois dans l'air et dans le diélectrique avec deux milieux de constante diélectrique différente comme le montre la **figure 1.14**, la plupart des lignes de champ électrique réside dans le substrat et parties de quelques lignes dans l'air. En conséquence, cette ligne de transmission ne peut pas soutenir un pur électrique-magnétique-transversal (EMT) mode de transmission, puisque les vitesses de phase serait différent dans l'air et le substrat. Au lieu de cela, le mode dominant de propagation serait le mode quasi-EMT. Par conséquent, un constant diélectrique effective (ϵ_{reff}) doit être obtenue afin de tenir compte de la frange et la propagation d'onde dans la ligne. La valeur de (ϵ_{reff}) est un peu moins de la valeur de (ϵ_r) parce que les champs frangeants autour de la périphérie du patch ne sont pas confinés dans le substrat diélectrique, mais sont également répartis dans l'air comme le montre la figure 1.14 ci-dessus. L'expression de (ϵ_{reff}) est donnée par Balanis [9]

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (1.5)$$

1.10.2 Largeur W du patch

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de résonateur. Par contre, elle joue un rôle pour l'impédance d'entrée du résonateur et la bande passante à ses résonances.

Pour permettre un bon rendement du résonateur, une largeur W pratique est :

$$W = \frac{c}{2f_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1.6)$$

Où le terme f_{01} représente la fréquence du mode fondamentale du résonateur.

1.10.3 Longueur L du patch

La longueur du patch détermine les fréquences de résonance du résonateur. Il ne faut surtout pas oublier de retrancher la longueur ΔL correspond aux extensions des champs.

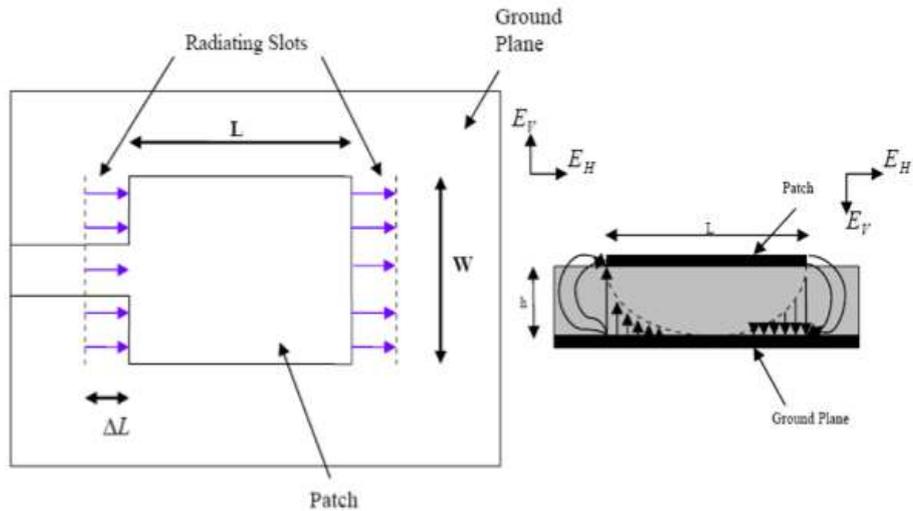


Figure 1.15: Vue supérieure de l'antenne et vue cote de l'antenne.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (1.7)$$

La longueur effective L_{eff} du patch devient

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (1.8)$$

Pour une fréquence de résonance f_{01} , la longueur effective est donnée par [9] :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_{01}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.9)$$

$$\text{Alors } L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (1.10)$$

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des systèmes de navigation par satellites (GNSS) et ses composantes principales.

Les constellations opérationnelles (GPS et GLONASS), et qui sont en voie de réalisation telle que le Galileo et Compass sont discutés et on a donné les caractéristiques générales de l'antenne GNSS.

Après on a montré le rôle et l'évolution technologique des patches et leur principes de fonctionnement, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

Finalement, quelques techniques d'alimentation et l'influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques d'antenne telle que la largeur du patch et la longueur étaient présentés.

Chapitre 2 Les antennes à polarisation circulaire

2.1 Introduction

La plupart des systèmes de communications mobiles par satellites, qu'ils soient géostationnaires, sur des orbites basses ou elliptiques, requièrent des antennes à polarisation circulaire possédant de plus un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel en azimut.

L'intérêt de la polarisation circulaire réside dans une faible dépolarisation de l'onde lors de la traversée de l'ionosphère (effet Faraday) et une détection plus aisée des réflexions liées aux trajets multiples.

Dans ce chapitre, nous étudierons dans un premier temps la définition générale de la polarisation d'une antenne. Puis, nous présentons les différentes techniques générant la polarisation circulaire.

2.2 Polarisation d'une antenne.

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde transmise ou rayonnée par cette antenne. Quand la direction de la polarisation n'est pas spécifiée, la polarisation est considérée comme étant dans la direction du maximum de gain. En pratique, la polarisation de l'énergie rayonnée varie avec la direction en provenance du centre de l'antenne, ce qui implique que les différentes parties d'un diagramme peuvent avoir une polarisation différente. La polarisation de l'onde rayonnée par l'antenne dans une direction spécifique à un point donné dans le champ lointain est définie comme la polarisation de l'onde localement plane qui est utilisée pour représenter l'onde rayonnée à ce point [10]. À n'importe quel point du champ lointain d'une antenne, l'onde rayonnée peut être représentée par une onde plane dont l'intensité du champ électrique est la même que celle de l'onde et dont la direction de propagation est la direction principale de l'antenne. Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique.

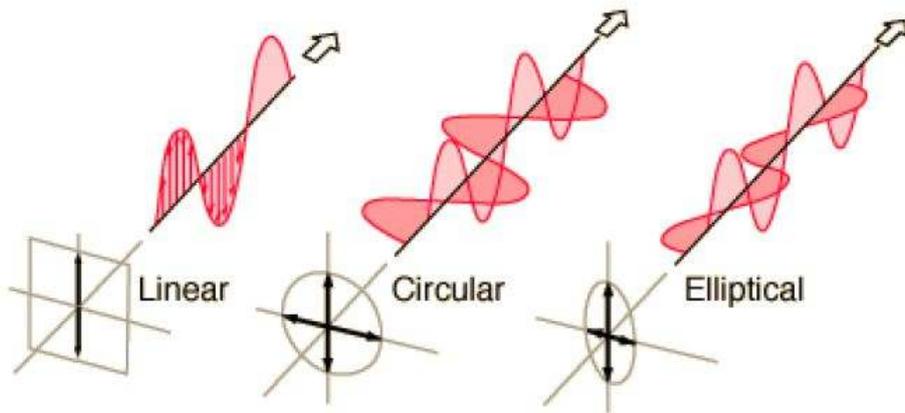


Figure 2.1: Les différents types de polarisation [11]

Le champ instantané d'une onde plane, se propageant suivant l'axe des z négatifs, peut être écrit ainsi :

$$E(z, t) = \hat{a}_x E_x(z, t) + \hat{a}_y E_y(z, t) \quad (2.1)$$

où \hat{a}_x et \hat{a}_y sont les vecteurs unitaires.

$$\text{Or } E(x, y, z, t) = \text{Re}(E(x, y, z)e^{j\omega t}) \quad (2.2)$$

où ω est la pulsation.

$$\text{Donc } E_x(z, t) = \text{Re}(E_x e^{j(\omega t + kz)}) = \text{Re}(E_{x0} e^{j(\omega t + kz + \varphi_x)}) = E_{x0} \cos(\omega t + kz + \varphi_x) \quad (2.3)$$

$$\text{Et } E_y(z, t) = \text{Re}(E_y e^{j(\omega t + kz)}) = \text{Re}(E_{y0} e^{j(\omega t + kz + \varphi_y)}) = E_{y0} \cos(\omega t + kz + \varphi_y) \quad (2.4)$$

où E_{x0} et E_{y0} sont respectivement les amplitudes maximales des composantes x et y .

2.2.1 La polarisation linéaire

Pour obtenir une onde polarisée linéairement, la différence de phase entre les deux composantes doit être

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi, \quad n=0, 1, 2, 3... \quad (2.5)$$

Une onde est linéairement polarisée en un point donné dans l'espace si le vecteur du champ électrique (ou magnétique) à ce point est toujours orienté sur la même ligne droite à chaque instant.

C'est le cas si le vecteur du champ (électrique ou magnétique) possède :

- Seulement une composante, ou

- Deux composantes linéaires orthogonales qui sont en phase ou déphasé de 180° (ou multiples de 180°).

Une onde électromagnétique polarisée linéairement peut être soit horizontale, soit verticale. Un exemple typique est montré sur la figure 2.2.

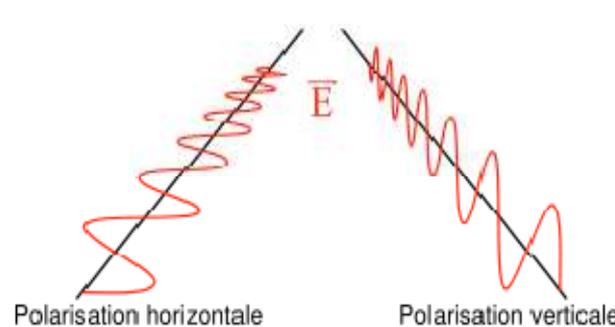


Figure 2. 2: Polarisation linéaire d'une onde

Une onde électromagnétique quelconque se propage sous la forme d'une onde elliptique dont les deux axes de symétrie représentent l'axe majeur pour la plus grande et l'axe mineur pour l'autre.

La polarisation introduit un paramètre appelé le rapport axial (RA) qui est le rapport entre l'axe majeur et l'axe mineur de l'onde électromagnétique qui se propage. Le **taux d'ellipticité** ou rapport axial est utilisé pour caractériser une polarisation.

$$RA = \frac{\text{axe majeur}}{\text{axe mineur}} \quad (2.6)$$

Le Rapport axial est plus habituellement exprimé en dB.

La polarisation linéaire est dite horizontale si RA tend vers 0.

Elle est dite verticale si RA tend vers l'infini.

2.2.2 La polarisation circulaire

Une onde électromagnétique est circulairement polarisée en un point donné dans l'espace si le vecteur du champ électrique (ou magnétique) en ce point décrit un cercle en fonction du temps. Le sens de rotation est toujours déterminé pour un observateur qui voit l'onde s'éloigner devant lui. Si l'extrémité du vecteur tourne dans le sens des aiguilles d'une montre alors nous sommes dans le cas d'une polarisation circulaire droite. Si l'extrémité du vecteur tourne dans le sens contraire des aiguilles d'une montre ou sens trigonométrique alors nous sommes dans le cas d'une polarisation circulaire gauche.

La polarisation circulaire peut être obtenue aux conditions suivantes :

les amplitudes des deux composantes soient les mêmes et que la différence de phase soit de 90° ou multiple de $\frac{\pi}{2}$

D'où

$$|E_x| = |E_y| \Rightarrow E_{x0} = E_{y0} \quad (2.7)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, \dots \text{ sens des aiguilles d'une montre} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, \dots \text{ sens trigonométrique} \end{cases}$$

En général, on considère que l'antenne fonctionne en polarisation circulaire tant qu'elle présente un rapport axial RA inférieur à 3 dB (formule 2.6 et Fig. 2.4). Si le RA est égale à 1, ce qui signifie que $OA = OB$ alors l'antenne présente une polarisation circulaire pure.

$$RA = \frac{\text{axe majeur}}{\text{axe mineur}} = \frac{OA}{OB} < 3 \text{ dB} \Rightarrow \text{polarisation circulaire}$$

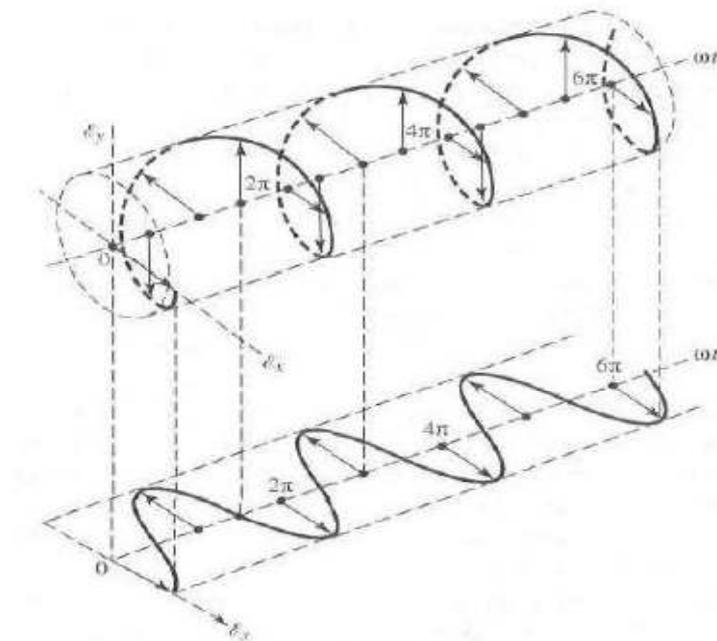


Figure 2. 3: Rotation d'une onde électromagnétique

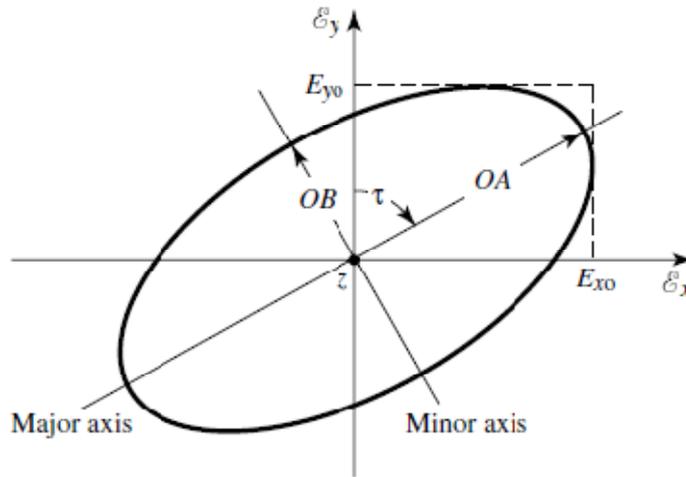


Figure 2. 4: Onde elliptique

Dans notre cas, seule la polarisation circulaire nous intéresse. Les différentes notions pour quantifier une polarisation circulaire sont son taux d'ellipticité (rapport axial), son sens de rotation ainsi que son diagramme de rayonnement en polarisation circulaire.

Dans les différentes applications présentées au cours de ce mémoire, le taux d'ellipticité que nous nous sommes imposés est de 3 dB au maximum.

Dans la plupart des cas, il est très difficile d'obtenir une polarisation circulaire parfaite, le terme de polarisation elliptique est alors employé. De même que pour la polarisation circulaire, la polarisation elliptique est considérée comme la somme des deux ondes planes dont les champs électriques ne sont pas de même amplitudes mais sont perpendiculaires et déphasés de $\pm \pi/2$ ou dont les champs sont de mêmes amplitudes mais de déphasage différent de $\pm \pi/2$. Les sens de polarisation, droite ou gauche, ont la même définition que pour la polarisation circulaire.

2.3 Les différentes techniques générant la polarisation circulaire.

On commence par la présentation des antennes qui sont naturellement en polarisation circulaire et après on va citer quelques techniques pour modifier la polarisation linéaire de ces antennes en polarisation circulaire.

2.3.1 Les antennes naturellement à polarisation circulaire.

Dans cette partie, nous allons présenter les antennes naturellement en polarisation circulaire tel que les antennes hélices et spirales [13].

a Antenne hélice

Les antennes hélices (**Fig. 2.5**) sont divisées en deux groupes :

- Les antennes radiales,
- Les antennes axiales.

Les antennes hélices radiales rayonnent principalement dans leur axe avec une polarisation circulaire.

Quand on veut une antenne à polarisation circulaire avec un fort gain, on s'intéresse aux antennes hélices axiales. C'est le pas de l'hélice S et son diamètre L par rapport à sa longueur d'onde λ qui déterminent le fonctionnement de l'antenne.

En général, la hauteur H est équivalente à λ , le pas S environ à $\lambda/4$ et le diamètre de l'enroulement est de l'ordre de $\lambda/3$. Cette antenne ne présente cependant pas un angle d'ouverture assez large. Beaucoup d'études ont été effectuées sur ce type d'antenne [14-15-16].

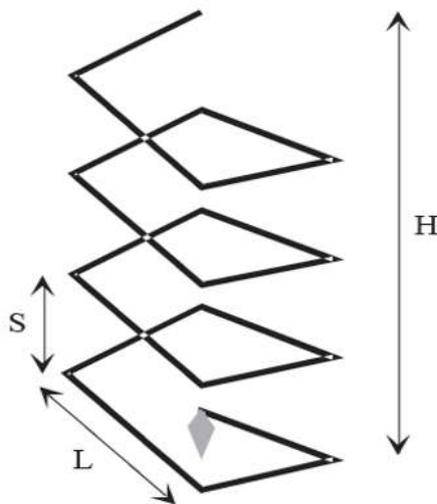


Figure 2. 5: Antenne hélice

b Antenne hélice conique

L'antenne hélice conique (**Fig. 2.6**) est l'enroulement d'un ou plusieurs conducteurs sous forme d'un cône. Elle permet d'obtenir une bande passante plus large par rapport aux autres antennes hélices. De même que l'antenne hélice simple, ce sont ses dimensions qui déterminent son fonctionnement et sa gamme de fréquence. La fréquence la plus basse est déterminée par le diamètre de la base du cône, alors que la fréquence la plus élevée est ajustée par la section du sommet du cône tronqué. Les

deux autres paramètres θ_0 et α déterminent directement le diagramme de rayonnement de l'antenne. Il existe également des antennes hélices enroulées sur une sphère ou demi-sphère [18].

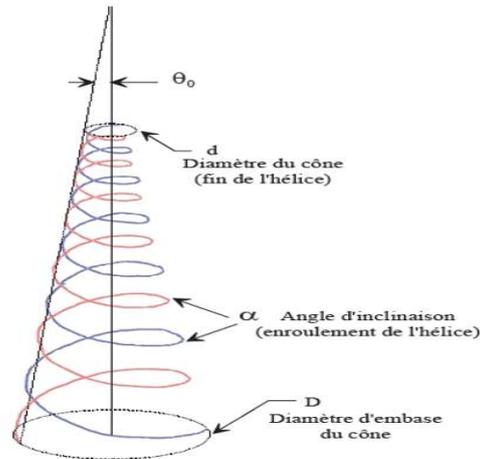


Figure 2. 6: Antenne hélice conique

c Les antennes spirales

Les antennes spirales, notamment les spirales planaires à deux branches, créent naturellement la polarisation circulaire orthogonalement au plan de la spirale. Leur forme plane et leur taille relativement réduite permettent une intégration aisée sur des surfaces existantes. De plus ces antennes ont l'avantage d'être large bande [19].

2.3.2 Les techniques pour générer la polarisation circulaire.

Dans cette partie on va citer quelques techniques utilisées pour générer la polarisation circulaire d'un patch.

On peut distinguer dans ce type d'antenne trois catégories [9]:

- Les antennes imprimées à deux accès,
- Les antennes imprimées à deux ou quatre éléments (les réseaux séquentiels),
- Les antennes imprimées à un seul accès.

a Antenne imprimée à deux accès

Dans ce cas, l'élément rayonnant est alimenté par deux points distincts symétriques par rapport à son centre mais positionnés sur les axes orthogonaux. Le rôle des deux alimentations est de générer deux champs de même amplitude en quadrature de

phase. Deux types de structure sont présentés : le coupleur hybride (- 3dB, 90°) et la ligne de compensation (offset line) (**Figure 2.7**).

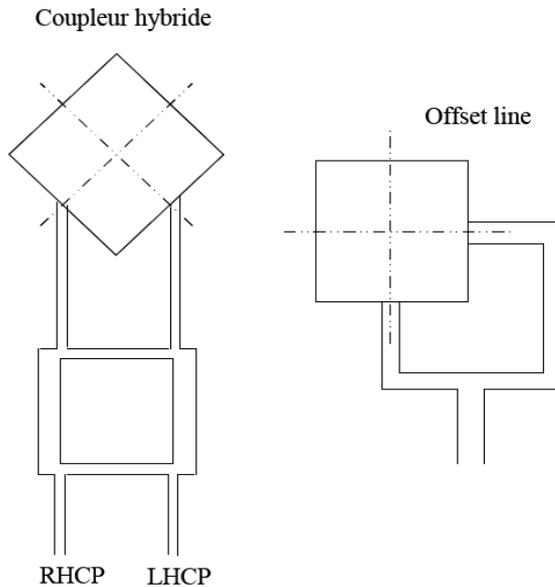


Figure 2. 7: Exemple d’antenne à double excitation.

En ce qui concerne le coupleur hybride, le sens de la polarisation peut être facilement changé du fait de ses deux entrées (RHCP Right Hand Circular Polarization ou LHCP Left Hand Circular Polarization). Sa large bande de fonctionnement n’altère en rien les performances de l’antenne imprimée. Son principal inconvénient est son encombrement.

Pour la ligne de compensation, l’ajout d’une ligne quart d’onde permet de créer un déphasage temporel de 90°. Le désavantage de ce type d’antenne est la faible bande passante dû à ce déphasage qui n’est valable que pour une faible largeur de bande [9].

b Antenne imprimée à deux ou quatre éléments (les réseaux séquentiels).

Dans un réseau plan, deux solutions sont proposées pour générer de la polarisation circulaire :

- les sous-ensembles du réseau sont polarisés linéairement et la polarisation circulaire est obtenue en les combinant en sous réseaux et en les déphasant temporellement et spatialement [20]. Cette technique permet soit de renforcer un sens de la polarisation circulaire par rapport à l’autre (Figure 2.8.a) soit de générer les deux sens de

polarisation circulaire plus les deux rectilignes en fonction des sous éléments alimentés (Figure 2.8.b).

Typiquement, avec cette solution une bande passante de 5 % en taux d'ellipticité peut être obtenue.

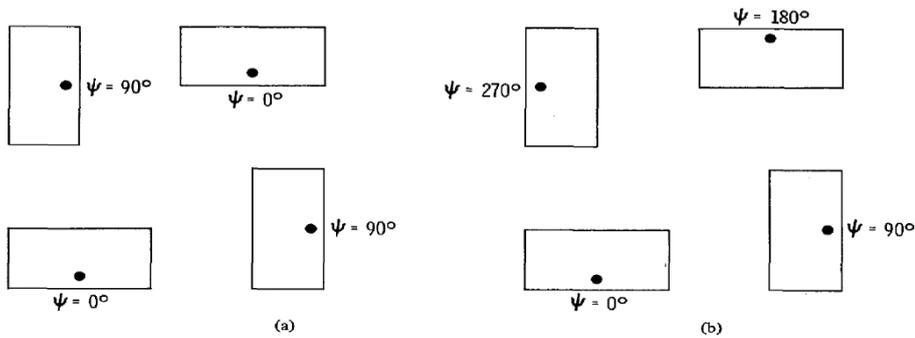


Figure 2. 8:Sous réseaux en polarisation circulaire [22].

(a) $0^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 90^\circ$ arrangement for narrow-band application,

(b) $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ arrangement for wide-band application.

Le principal défaut de ce type d'antennes est l'obtention du déphasage temporel entre les éléments qui est rendu possible par des lignes micro rubans.

- les réseaux dont les éléments constitutants sont eux-mêmes en polarisation circulaire. Pour ce faire, il est possible de mettre les différents types d'antennes déjà citées ou les antennes patchs modifiées géométriquement. Ce type d'antenne pourra proposer un gain élevé en fonction du nombre d'éléments mais surtout présenter une bande de fréquence, où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB, de l'ordre de 2%.

c Antenne imprimée à un seul accès

Lorsque nous utilisons un seul accès sur une antenne imprimée, l'alimentation doit être placée à une position précise en fonction de la géométrie particulière de l'antenne choisie.

Différents procédés permettent la génération de deux modes orthogonaux sur une antenne imprimée. On introduit des perturbations telles qu'une dissymétrie (coins coupés ou encoches).

Il est possible de créer des fentes ou des encoches dans l'aérien de base, de transformer des carrés en rectangles [23] ou des cercles en ellipses [24] comme illustré

sur la *figure 1.7*. Selon la position des perturbations, on obtient de la polarisation circulaire droite (**Right Hand Circular Polarization** ou **RHCP**) ou gauche (**Left Hand Circular Polarization** ou **LHCP**).

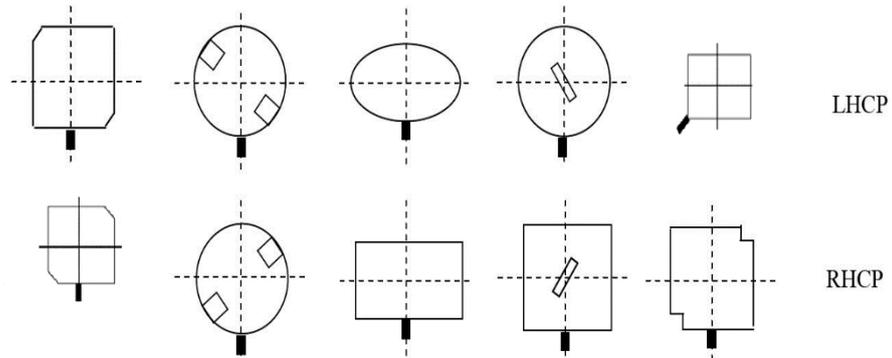


Figure 2. 9: Antennes à un accès.

Dans le cas d'une alimentation de type coaxiale placée sur l'axe des x ou y (**Fig. 2.10**), les structures rayonnantes bénéficient d'une simplicité de fabrication et d'un encombrement réduit. De nombreuses antennes existent [25] mais les plus conventionnelles sont les éléments carrés à encoches.

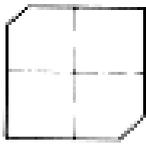


Figure 2. 10: Antennes à un accès, alimentées par sonde coaxiale

D'autres structures à une seule alimentation peuvent aussi générer de la polarisation circulaire :

- Le pavé carré ou circulaire avec une fente pratiquée à 45 °,
- Le pavé (carré ou circulaire) à ergots,
- Le pavé carré à 'spurs lines',
- Les pavés à nombre impair de cotés (triangle équilatéral, pentagone,...)

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord vu la définition de la polarisation d'une antenne et des différentes techniques générant la polarisation circulaire pour ces antennes.

Chapitre 3 Conception et simulation

3.1 Introduction

En premier lieu, notre objectif était de concevoir une antenne à polarisation circulaire fonctionnant dans trois bandes du système GNSS. Pour cela on s'est basé sur l'antenne de l'année passe [26,27] avec un nouvel cahier des charges.

Notre travail est composé en trois parties:

Le premier est un rappel sur les performances de l'antenne de l'année passe [26,27].

La deuxième partie est de changer la polarisation de cette antenne et le rendre en polarisation circulaire multi bande.

Dans la troisième partie l'objectif est de concevoir une antenne patch carré multi bande en polarisation circulaire alimenté par un coaxiale et faire une comparaison avec celle qui est alimenté par la ligne micro ruban.

3.2 Cahier des charges

Nous donnons ici les critères du cahier des charges concernant les spécifications notamment à propos des fréquences et la polarisation souhaitée. En résumé, le tableau 3.1 propose le cahier des charges généralement réclamé pour les bandes de fréquences du system GNSS [28] pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.

GNSS	POLARISATION	BANDES	PORTEUSES(MHz)	f_{min} [MHz]	f_{max} [MHz]
GPS	CP	L1	1575.42	1563	1587
		L2	1227.6	1215	1237
		L5	1176.45	1164	1191
GLONASS	CP	G1	1602	1593	1612
		G2	1246	1238	1255
		G3	1204.704	1198	1213
GALILEO	CP	E1	1575.42	1559	1591
		E6	1278.75	1260	1300
		E5a	1176.45	1164	1191
		E5b	1207.14	1191	1214

Tableau 3. 1: Les bandes de fréquence du système GNSS en MHz.

Impédance d'entrée : 50 Ω

Les exigences en gain sont :

- $\theta = 0^\circ$ 2,5 dBi.
- $30^\circ < \theta < 60^\circ$ -8 dBi.
- $60^\circ < \theta < 70^\circ$ -10 dBi.

Ce cahier des charge est différent de l'année passée car l'année passée ils ont un objectif de réaliser une antenne qui fonctionne en trois bandes du système GNSS en polarisation linéaire mais pour nous l'objectif est de changer la polarisation vers circulaire.

La difficulté était d'avoir la polarisation circulaire pour les trois bandes qui nécessite trois degrés de liberté en plus et comme ça l'antenne devient chargée et complexe, donc il nécessite des algorithmes très puissantes et prendre beaucoup de temps pour l'optimiser. Dans notre cas on n'a pas ses algorithmes au niveau de notre laboratoire.

Malgré ses difficultés, nous avons continué à étudier et modifier cette antenne manuellement pour le rendre en polarisation circulaire.

3.3 Choix de l'outil de simulation

Le logiciel utilisé pour la modélisation et la simulation de notre antenne est le CST MICROWAVE STUDIO version 2011 [29]. Nous avons choisi ce logiciel car l'utilisation d'un outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageuse en termes de temps de calcul pour la simulation d'antenne.

C'est un logiciel très puissant qui permet la conception de différentes structures et l'analyse électromagnétique dans la gamme des hautes fréquences. Il permet de tracer plusieurs paramètres tels que les paramètres S, l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement, l'axial ratio, la distribution de courant etc...

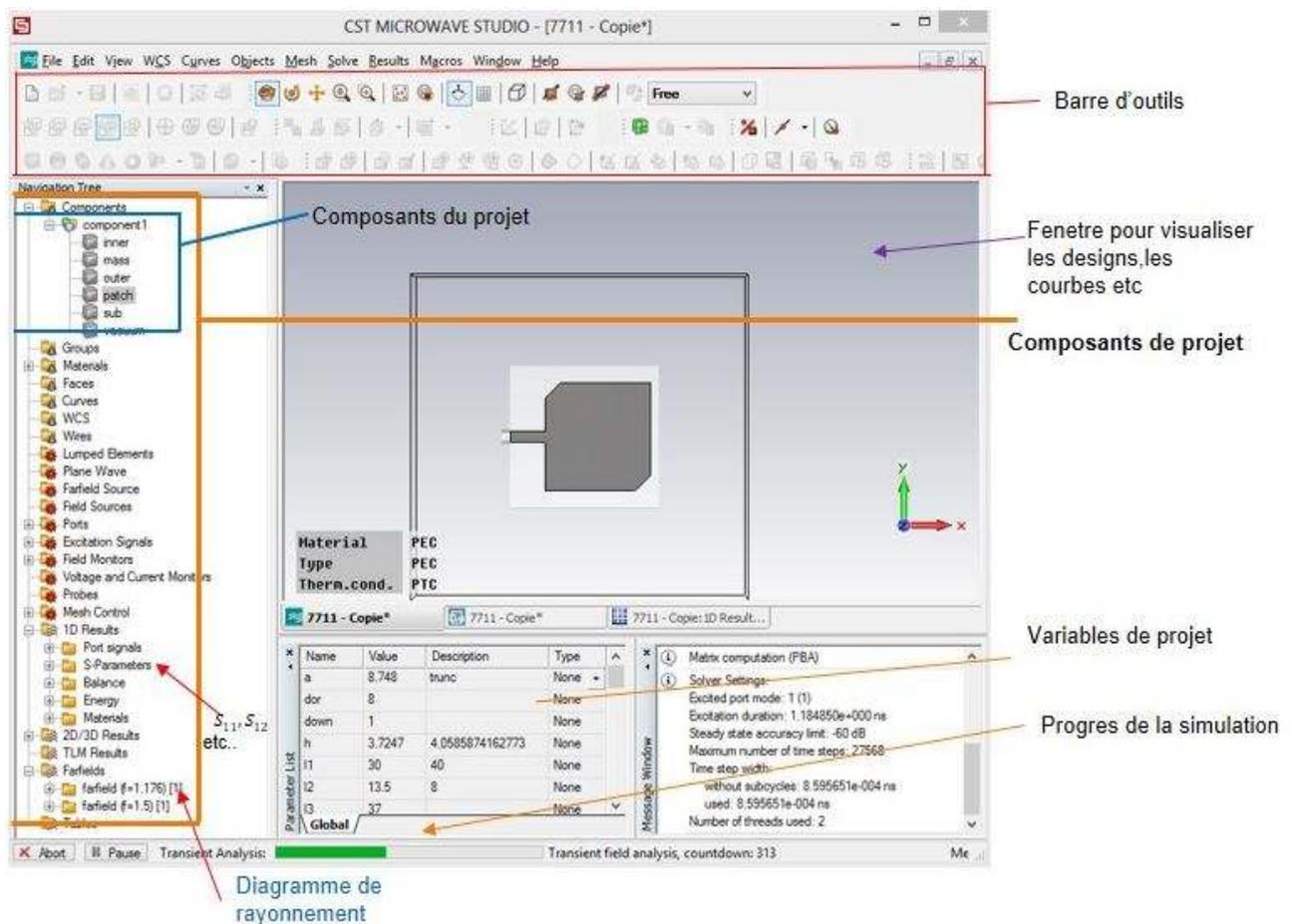


Figure 3. 1: Positionnement par default des composants en CST.

3.4 Première Partie: Rappel de l'antenne multi bande.

3.4.1 Introduction

Dans cette partie on commence par un rappel sur l'antenne multi bande qui était fait l'année passe. Cette antenne est polarisée linéairement et elle fonctionne dans les bandes de fréquences du système GNSS.

3.4.2 Caractéristiques d'antenne multi bande.

On va représenter l'antenne et ses différents caractéristiques EM.

a Géométrie de l'antenne.

La figure 3.2 représente la géométrie de l'antenne multi bande.

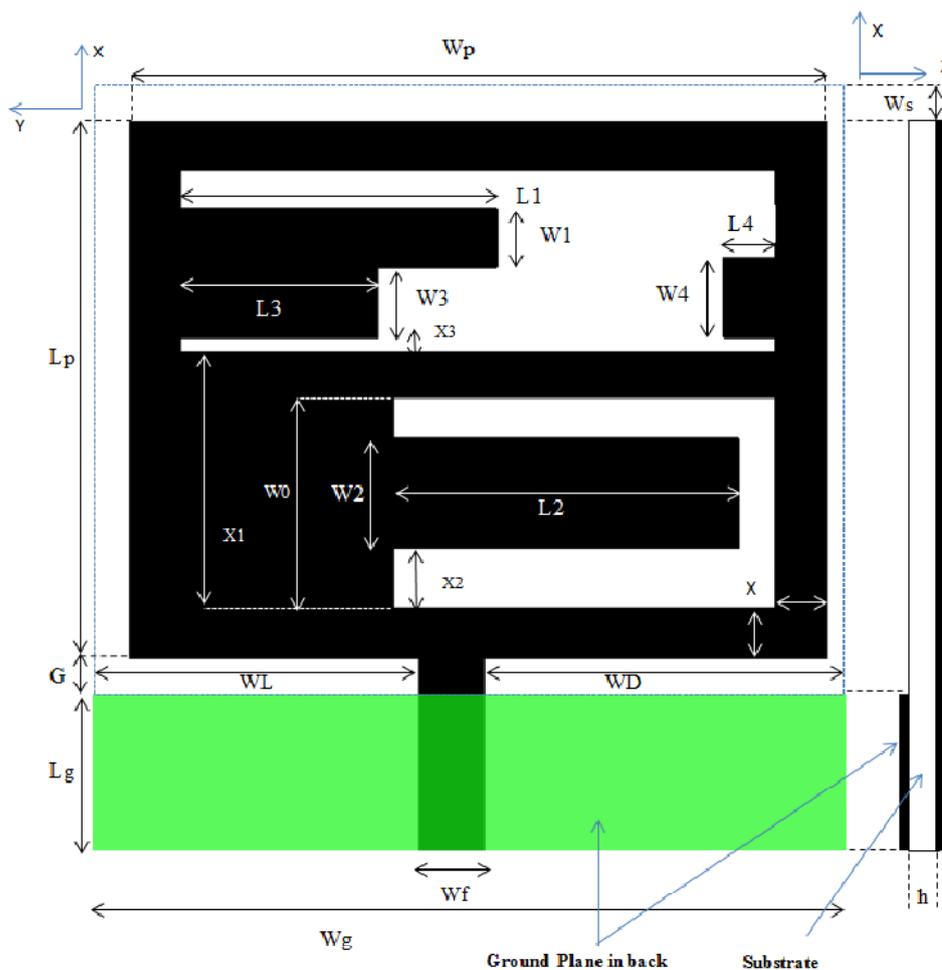


Figure 3. 2: Dimensions optimales de l'antenne multi bande.

b Dimensions optimales de l'antenne multi bande

L_p	W_p	L_g	W_g	W_L	W_D
53.59	72.69	12.43	75.88	42.94	37.94
W_f	h	G	W_s	$L1$	$L2$
6.35	1.6	3.72	6.8	30.74	33.48
$L3$	$L4$	W_0	X	$X1$	$X2$
19.5	5	21	5	25.59	6
$W1$	$W2$	$W3$	$W4$	L_f	
6	11	7	8	15.87	

Tableau 3. 2: Dimensions optimales de l'antenne multi bande en mm.

Les différentes dimensions optimales de l'antenne sont présentées dans le tableau 3.2ci-dessus.

c Coefficient de réflexion.

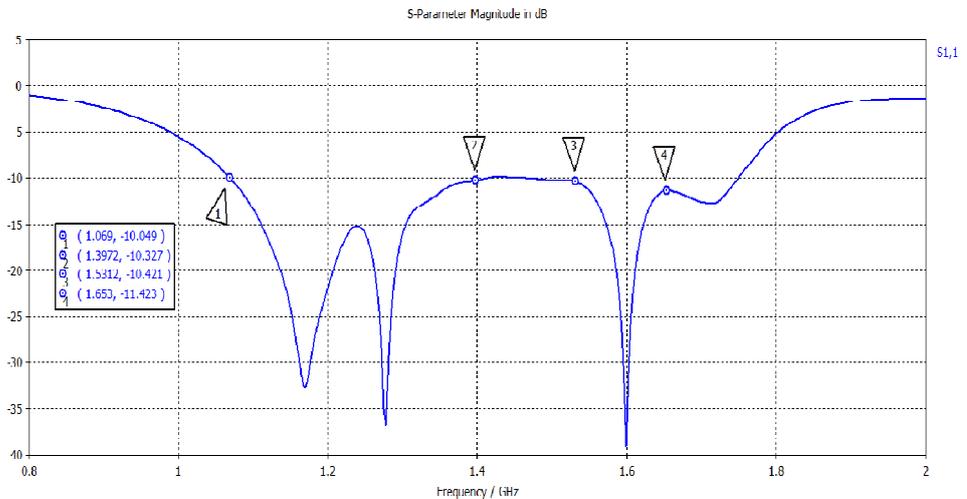


Figure 3. 3: Module du coefficient de réflexion de l'antenne multi bande.

Le coefficient de réflexion qui est représenté sur la figure 3.3 indique une bonne adaptation au moins de -10 dB sur les bandes de travail.

d Diagramme de rayonnement et directivité de l'antenne.

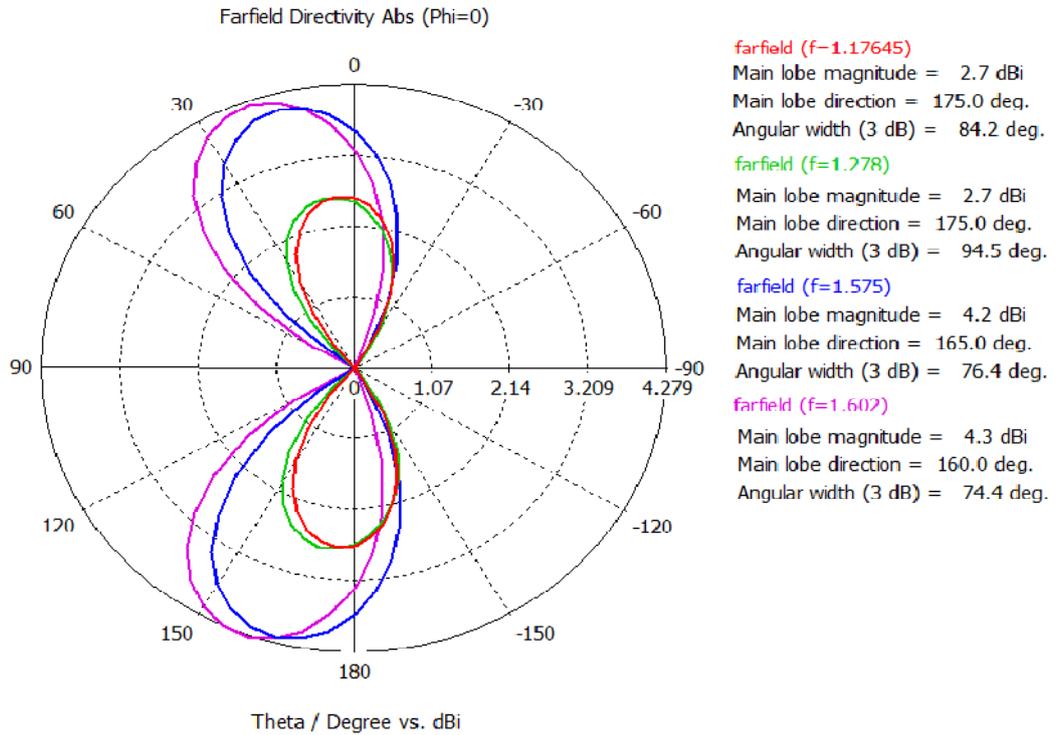


Figure 3. 4: Diagramme de rayonnement de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement (figure 3.4) présentent un lobe directif dans les deux sens de l'axe vertical et une directivité sans lobes secondaires pour toutes les fréquences.

e Rapport Axial

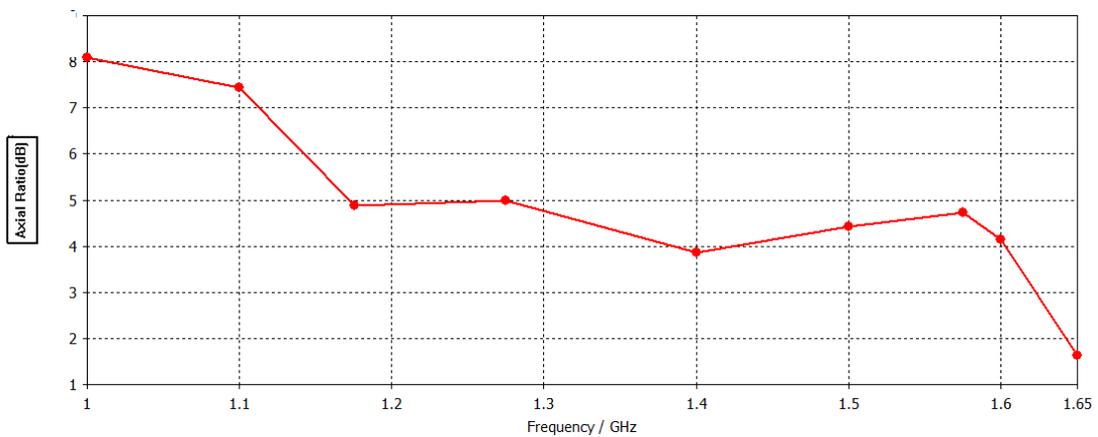


Figure 3. 5: Diagramme du rapport axial.

D'après la figure 3.5 on remarque que le rapport axial est supérieur à 3dB qui confirme que c'est une antenne en polarisation linéaire.

Dans ce rappel, nous avons montré que l'antenne fonctionne en multi bande et adapter sur trois bandes du system GNSS avec une polarisation linéaire.

3.5 Deuxième Partie: Nouvelle conception de l'antenne.

3.5.1 Conception d'une antenne carrée

Dans un premier temps, nous allons analyser le comportement d'une antenne carrée en fonction de sa longueur et sa largeur ($L=W$). Pour cela, les caractéristiques EM, module du coefficient de réflexion, gain, impédance d'entrée et VSWR sont calculés à l'aide de logiciel CST Microwave studio pour plusieurs paramètres.

Pour générer la polarisation circulaire on doit créer deux champs orthogonaux et avec un carrée on peut les avoir facilement au lieu du rectangle.

- Avant de commencer l'étude d'une antenne plus complexe, nous étudierons une antenne simple (**fig.3.7**) qui est un élément carré imprimé sur FR4 EPOXY avec une permittivité diélectrique $\epsilon_r = 4.3$ et une hauteur du substrat $h = 1.6$ mm. Nous avons choisi le FR4 EPOXY pour sa disponibilité.

Pour concevoir l'antenne mono-fréquence 1.176 GHz, nous utilisons les formules exposés précédemment dans le premier chapitre (équations 1.5-10).

Le calcul des dimensions d'une antenne patch simple est simplifié par l'utilisation d'un programme MATLAB qu'on a écrit (Annexe 1), on donnant les trois paramètres de base suivants :

- La fréquence de résonance $f_r = 1.176$ GHz.
- Le constant diélectrique du substrat (FR4 EPOXY), $\epsilon_r = 4.3$.
- La hauteur du substrat $h = 1.6$ mm.

Les résultats obtenus sont :

Grandeur	Valeur
h	1.600000e+00 mm
Epsrel	4.300000e+00
fr	1176000000 Hz
c	300000000000 mm/s
W	7.835397e+01 mm
Epsreleff	4.128741e+00
DeltL	7.461068e-01 mm
Leff	6.277333e+01 mm
L	6.128111e+01 mm
Lg	1.225622e+02 mm
Wg	1.567079e+02 mm

Figure 3. 6: Dimensions pour l'antenne patch simple (1.176 GHz).

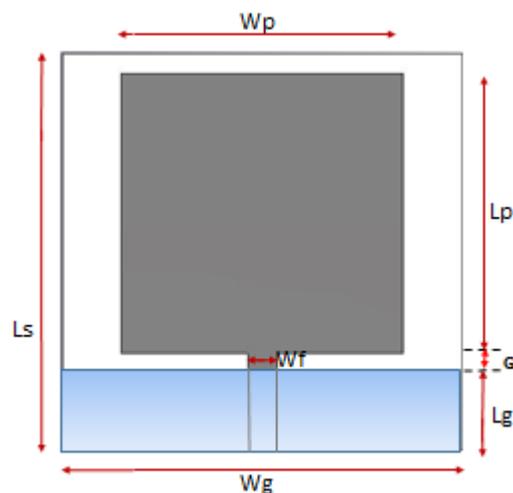


Figure 3. 7: Dimensions de l'antenne de référence.

L'antenne est alimentée par une ligne de transmission de type micro ruban. Cette ligne est excitée avec un port "waveguide port" défini par le logiciel CST Microwave Studio (figure 3.7)

3.5.2 Etude paramétrique de l'antenne

Nous effectuons les différentes études paramétriques qui nous permettront de mieux connaître le fonctionnement de l'antenne. Le but ici est d'analyser tous les paramètres de l'antenne.

Ces résultats seront présentés sous deux formes :

L'amplitude du coefficient de réflexion S_{11} en dB et l'impédance d'entrée de l'antenne.

a Etudes paramétriques de la ligne d'alimentation

La ligne ayant une impédance caractéristique de 50 Ohms et le calcul de la largeur de la ligne d'alimentation a été faite à l'aide de calculateur d'impédance (figure 3.8) du logiciel CST Microwave-studio.

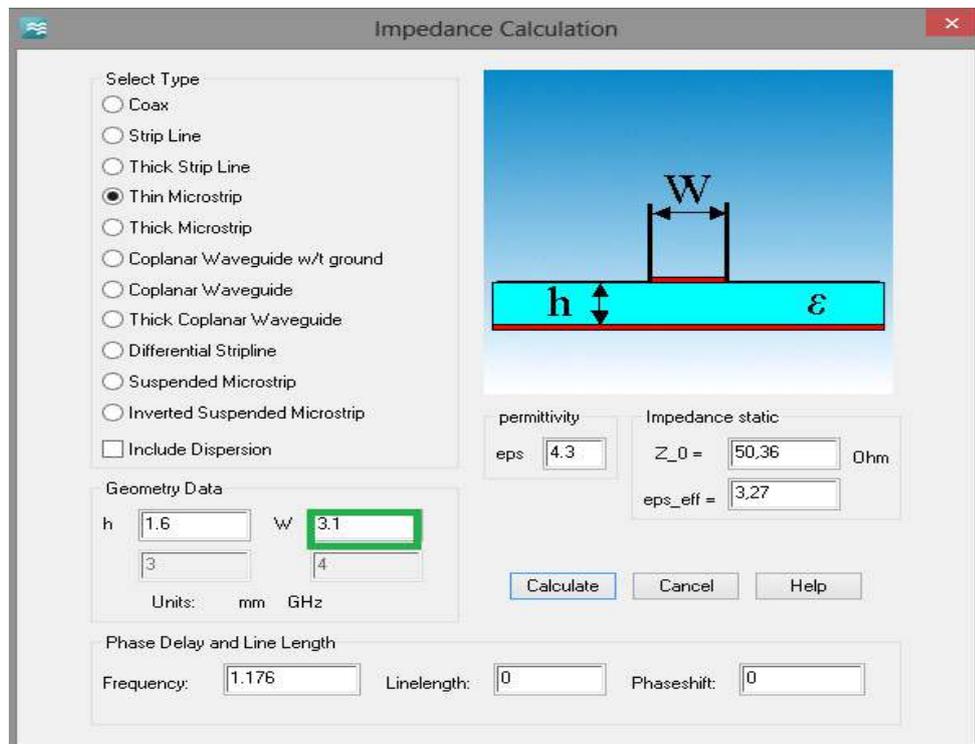


Figure 3. 8: Calcul de la Largeur de la ligne d'alimentation W_f .

Pour adapter la ligne d'alimentation à une impédance caractéristique de 50 Ohms, il doit avoir la longueur égale à $\lambda_g/4$ où λ_g est la longueur d'onde guidée pour une fréquence de résonance $f = 1.176$ GHz et une permittivité diélectrique $\epsilon_r = 4.3$.

b Etude de l'effet de la longueur L_p

Pour faire cette analyse, on varie la longueur du patch L_p et on fixe les autres dimensions. La figure 3.9 représente le coefficient de réflexion de l'antenne simulée.

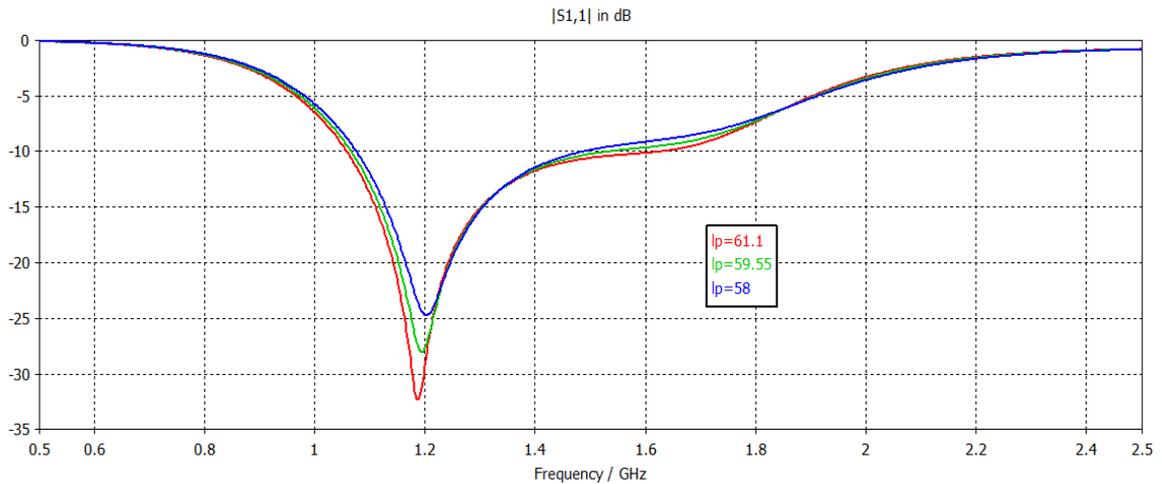


Figure 3. 9: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur L_p (mm).

Nous remarquons sur la figure 3.9 que la longueur du patch n'influe pas seulement sur l'adaptation mais aussi sur la bande passante. Plus la longueur de l'antenne est grande, plus la bande passante est large et vice versa.

c Etude de l'effet de la largeur W_g

Pour cette partie de l'étude, la largeur du plan de masse W_g va être variée. La figure 3.10 représente le coefficient de réflexion de l'antenne simulé.

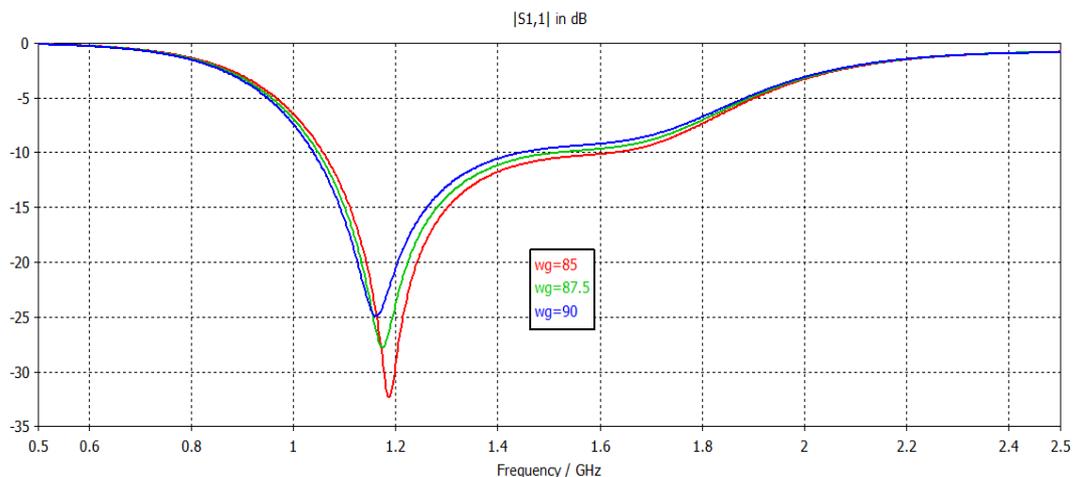


Figure 3. 10: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la largeur W_g (mm).

Nous constatons que la largeur du plan de masse W_g influe sur l'adaptation et la bande passante de l'antenne.

d Etude de l'effet de la longueur L_g .

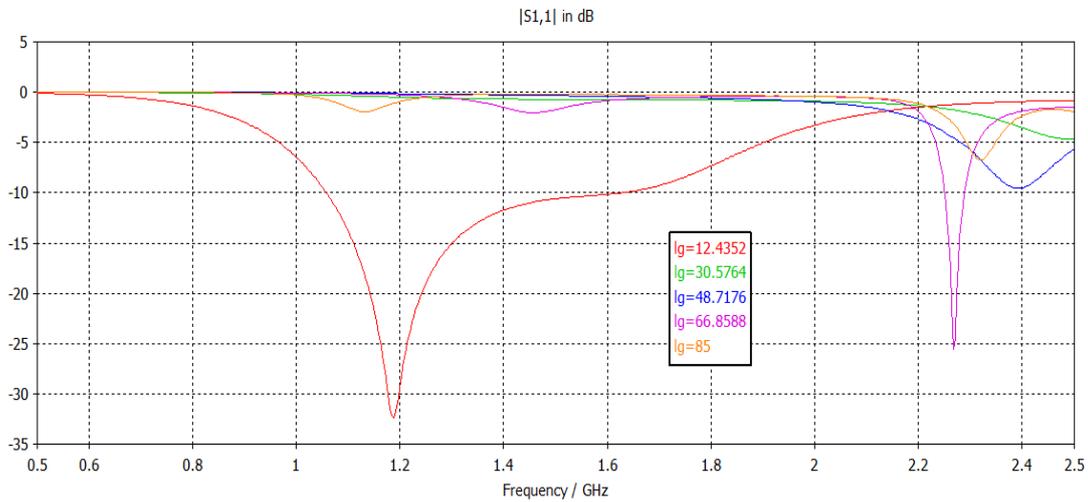


Figure 3. 11: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur de masse L_g (mm).

La figure 3.11 montre l'évolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur de masse. En comparant ces résultats, nous remarquons l'influence des dimensions du plan de masse sur l'adaptation de l'antenne. Lorsque la valeur de L_g augmente l'adaptation diminue.

3.5.3 Configuration optimale de l'antenne carrée.

Après ces études, l'objectif est de choisir les valeurs géométriques les plus favorables pour lesquels on obtient des résultats qui satisfont le cahier des charges et dont les dimensions sont les plus faibles possibles. Dans un premier temps, on s'intéresse à régler la fréquence de résonance parce qu'elle conditionne principalement la taille de l'antenne. On s'occupera ensuite de l'amélioration de l'adaptation de l'antenne et la bande passante.

Concernant la ligne d'alimentation, la longueur est de l'ordre de $\lambda_g/4$.

Les valeurs qui peuvent être retenues se trouvent dans le tableau 3.3.

Dimension	Lg	Wg	Lp	Wp	ls	G	Wf	Lf
Valeur (mm)	12.4	85	61.1	61.1	85	3.7	3.1	16.1

Tableau 3. 3: Paramètres optimaux de l'antenne simulée en mm.

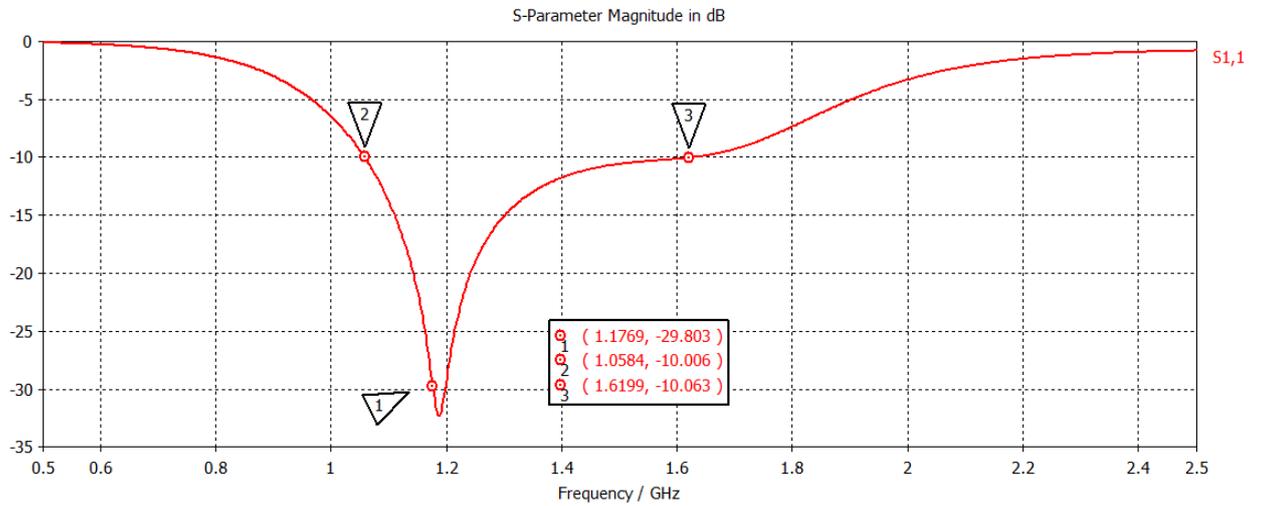


Figure 3. 12: Module du coefficient de réflexion de l'antenne simulée.

La figure 3.12 montre que l'antenne a été adaptée pour résonner à une fréquence de résonance de 1.1769 GHz avec un coefficient de réflexion $S_{11} < -10$ dB.

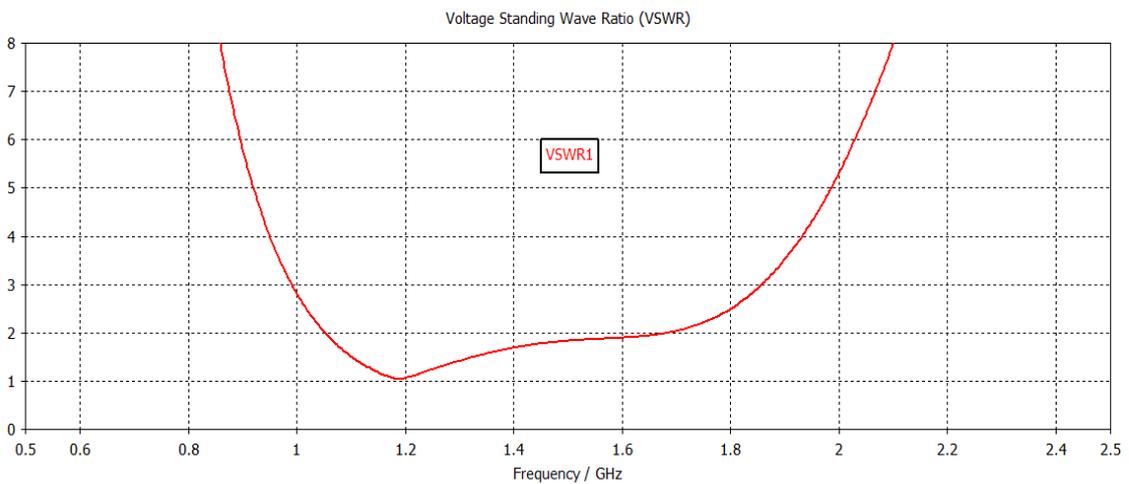


Figure 3. 13: Taux d'onde stationnaire de l'antenne simulée.

La figure 3.13 représente le taux d'onde stationnaire TOS (VSWR) de l'antenne simulée. Elle fait objet d'une bonne adaptation sur notre fréquence de résonance.

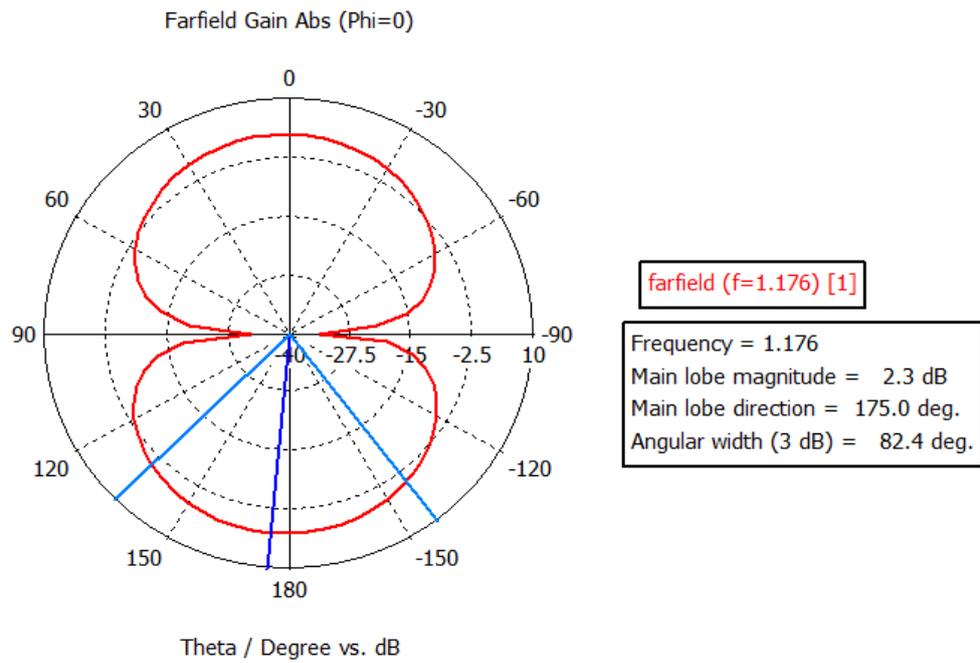


Figure 3. 14: Diagramme de rayonnement de l'antenne de référence.

Le diagramme de rayonnement (figure 3.14) présente un lobe directif dans les deux sens de l'axe vertical avec un gain maximal de 2.3 dB.

3.5.4 Conclusion

Cette antenne sera l'élément de référence pour la conception de l'antenne multi bande en polarisation circulaire.

3.6 Insertion des fentes et troncations de l'antenne de référence.

Plusieurs techniques classiques permettent d'ajouter une ou plusieurs résonances supplémentaires sur une antenne, notamment l'utilisation d'éléments parasites et la création de fentes. En s'inspirant de ces méthodes, nous allons élargir la bande passante et développer d'autres résonances proches.

En général, les caractéristiques radioélectriques des antennes imprimées sont très sensibles aux dimensions de l'antenne et à la permittivité du substrat. Les résultats tels que le coefficient de réflexion, le rapport axial et le gain en polarisation circulaire sont directement liés à la taille des différents paramètres. De ce fait, la polarisation circulaire obtenue par perturbation de la géométrie est très difficile à maintenir. C'est pourquoi, dans cette étude paramétrique, nous nous sommes concentrés sur la variation des bandes de fréquences et sur la variation du rapport axial ou du gain. En effet lorsque nous modifions la dimension d'un paramètre, même de l'ordre de 0,1 mm, il est toujours nécessaire de réajuster la taille des coins coupés et la largeur et la longueur des fentes pour conserver la polarisation circulaire en multi bande. Dans cette étude, dans la mesure du possible nous ferons varier plusieurs paramètres à la fois. Cependant il peut arriver que la variation d'un paramètre entraîne automatiquement une légère variation d'un autre paramètre.

Nous allons couper les deux coins opposés de l'antenne pour créer une dissymétrie dans sa géométrie (**Figure 3.15**). Cette géométrie particulière permet de créer deux modes orthogonaux c'est-à-dire deux champs électriques equi-amplitude et déphase de 90 degrés.

Cette excitation des deux modes combinés avec la modification des fentes génèrent la polarisation circulaire en multi bande.

Remarque: Nous allons insérer des fentes et couper les deux coins opposés de l'antenne au même temps. (La technique de troncation est détaillée en annexe 2)

On change les dimensions de l'élément rayonnant pour conserver le même fonctionnement d'antenne.

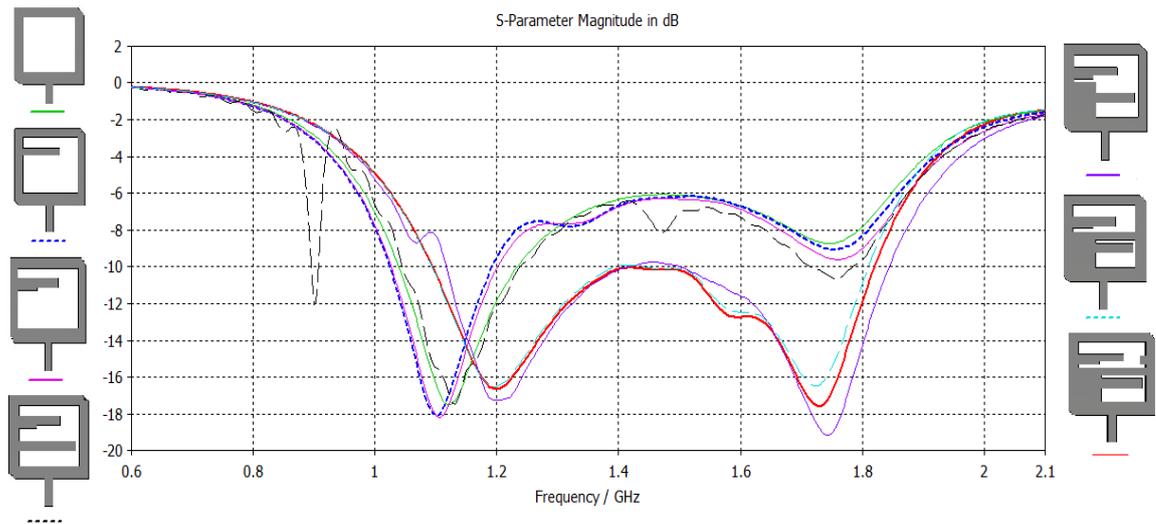


Figure 3. 15: Evolution de l'antenne multi bande en fonction du coefficient de réflexion.

La figure 3.15 représente l'évolution du coefficient de réflexion en fonction des fentes et des tronques insérés dans l'élément rayonnant de l'antenne.

L'ajout d'une fente permet de créer des nouvelles résonances et d'élargir la bande passante.

3.6.1 Influence paramétrique des différents paramètres.

Dans cette partie nous allons étudier l'influence des différents paramètres sur la performance de l'antenne. C'est-à-dire faire varier quelques paramètres pour une optimisation des différentes dimensions de l'antenne. Après, une étude sera menée sur l'effet des tronques sur sa performance.

a Etude de l'effet de la longueur de la languette L2

Nous allons varier la longueur de la languette L2.

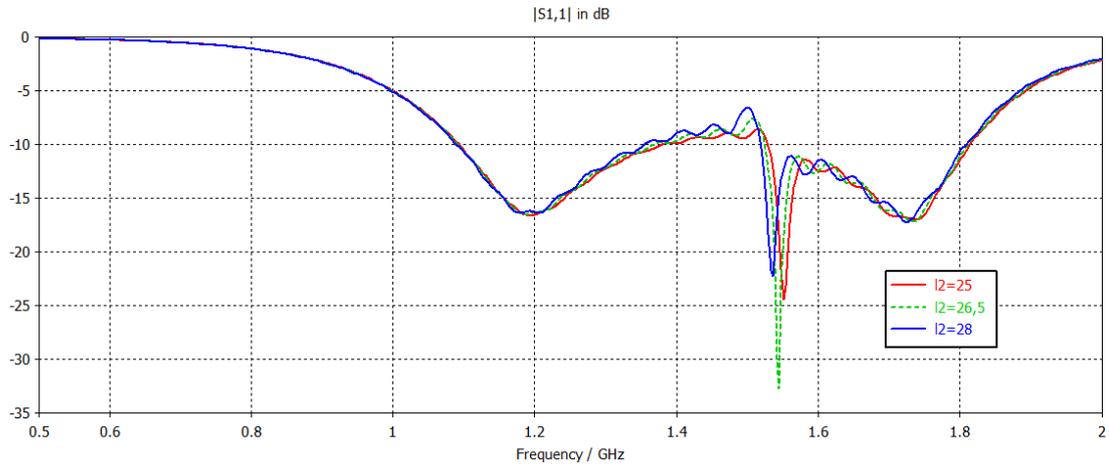
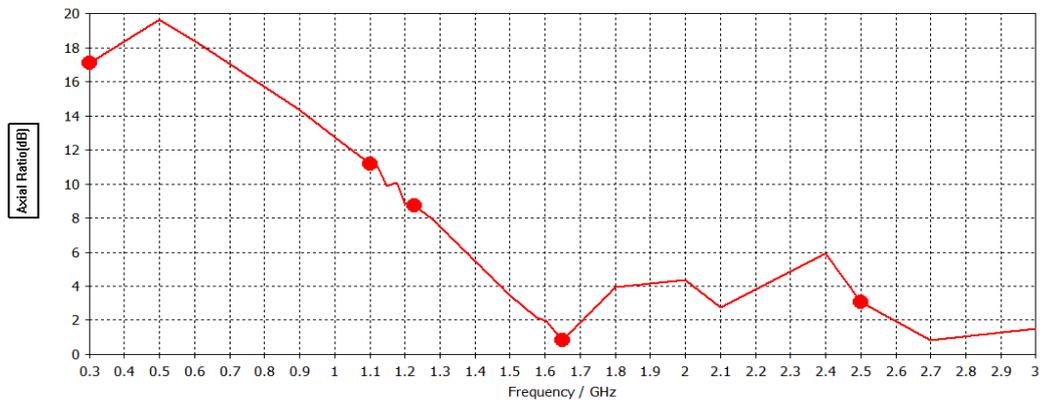


Figure 3. 16: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur L2.

La simulation de coefficient de réflexion à -10 dB pour différentes longueurs du paramètre L2 de l'antenne est présentée dans la figure 3.16. On observe que plus cette longueur diminue, la fréquence du travail de la deuxième bande se déplace très légèrement.

b Etude paramétriques de l'effet des tronques



Dans cette partie, on va simuler l'antenne sans les deux tronques.

Figure 3. 17: Evolution du rapport axial de l'antenne sans tronques.

Avec plusieurs simulations et expériences, il a été constaté que les deux tronques sont les paramètres les plus influents sur la création de la polarisation circulaire. Le rapport axial (figure 3.17) est au-dessus de 3 dB pour toutes les fréquences du GNSS donc l'antenne est linéairement polarisée.

3.6.2 Configuration optimale de l'antenne carrée.

Après plusieurs démarches, nous avons conçu une antenne (fig 3.18) multi bande polarisée circulairement d'après le rapport axial (fig.3.22) qui respecte toutes les contraintes imposées par le cahier des charges.

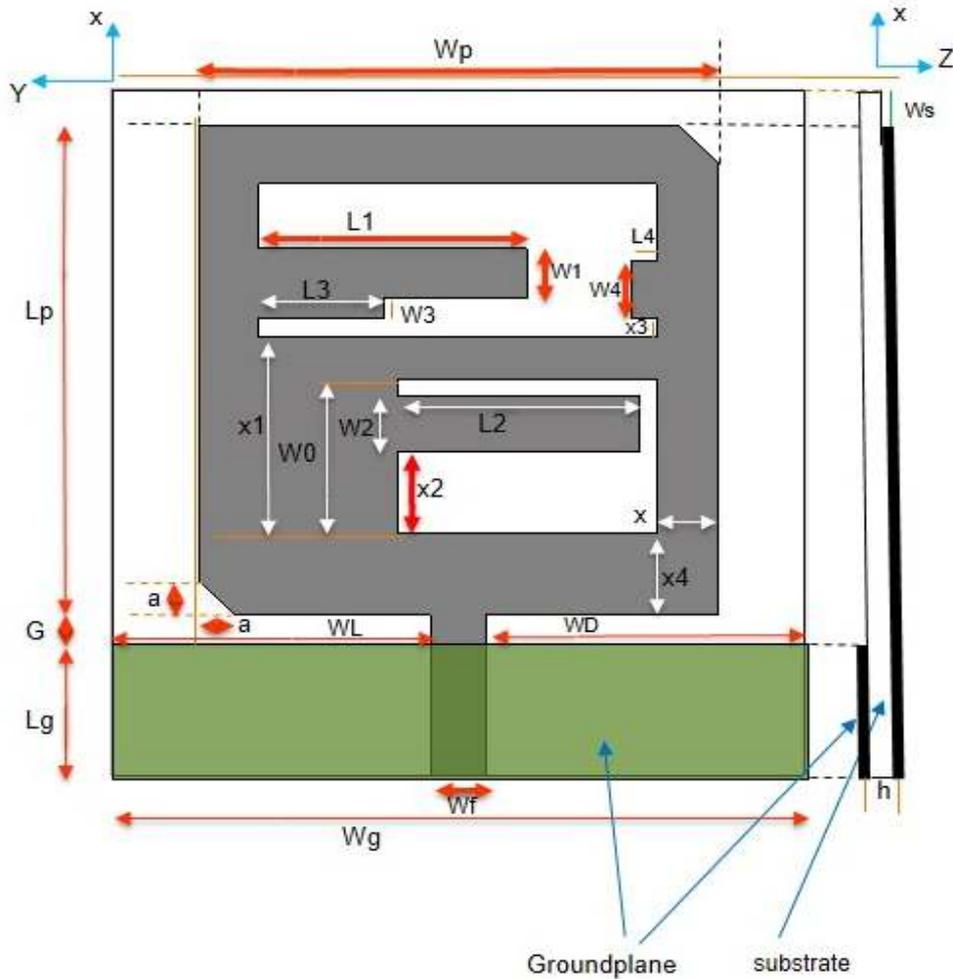


Figure 3. 18: Dimensions optimales de l'antenne à polarisation circulaire.

La figure 3.18 représente la géométrie de l'antenne finale multi bande qui est polarisée circulairement. Les valeurs des différentes dimensions de cette antenne sont représentées dans le tableau ci-dessous (tableau 3.4). Les valeurs sont obtenues après optimisation.

Lp	Wp	Lg	Wl	Wd	Wg	Wf	h	X4
60	60	12.43	36.83	36.83	80	6.35	1.6	10
G	Ws	L1	L2	L3	L4	Lf	X1	x
3.73	4.28	32	28	15	4	15.87	20	7
X2	X3	W1	W2	W3	W4	a	W0	
9.40	3	6	8	3	8	4.43	19	

Tableau 3. 4: Valeurs de différentes dimensions de l'antenne à encoches (en mm).

Nous allons tracer le coefficient de réflexion, taux d'onde stationnaire, le rapport axial et la distribution des courants de surface

a Coefficient de réflexion S₁₁

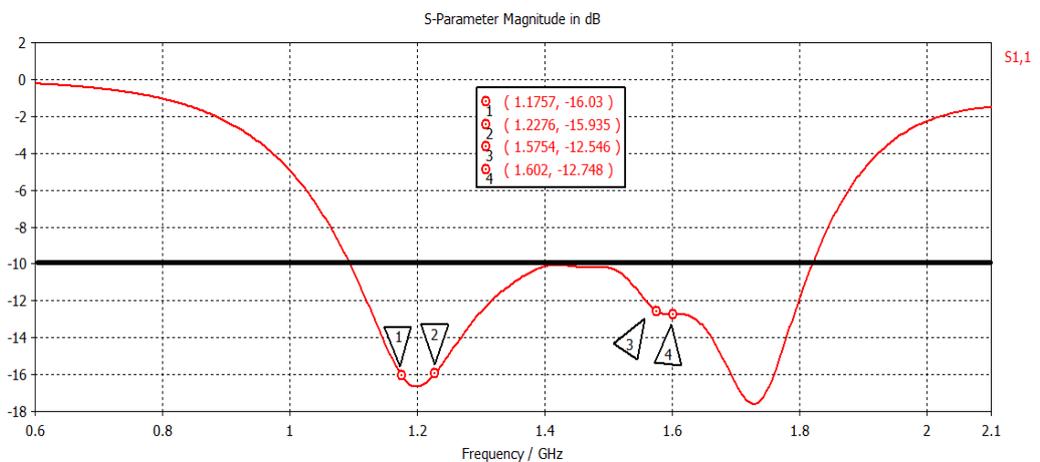


Figure 3. 19: Module du coefficient de réflexion de l'antenne simulée.

La figure 3.19 montre que le coefficient de réflexion S₁₁ < -10 dB alors l'antenne est bien adaptée pour toutes les fréquences exigées par le cahier de charge.

b Taux d'onde stationnaire

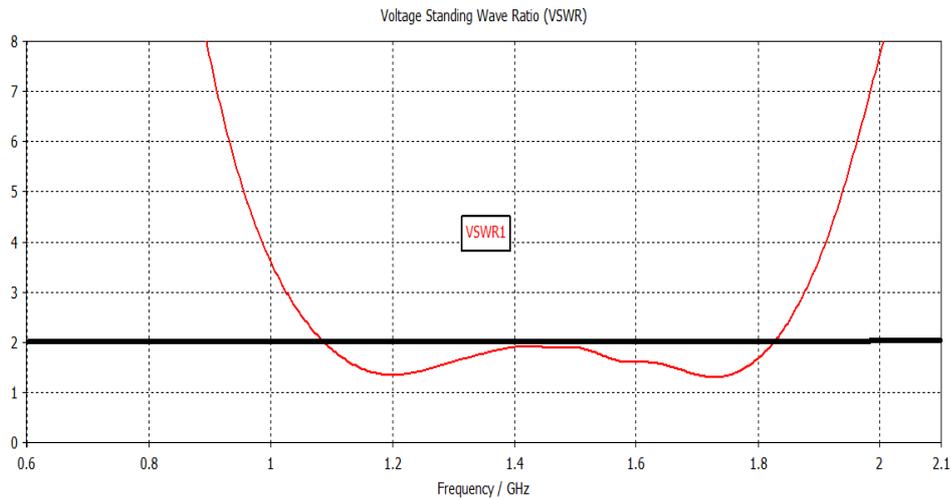


Figure 3. 20: Taux d'ondes stationnaires de l'antenne simulée.

Le taux d'ondes stationnaires de l'antenne représenté sur la figure 3.20 montre que les valeurs maximum du TOS est moins de 2 ($TOS < 2$) à toutes les fréquences de résonances.

c Distribution des courants de surface

La polarisation circulaire est générée à partir de la création de deux modes d'amplitude égaux qui sont en opposition de phase par $\frac{\pi}{2}$.

Les distributions de courant de l'antenne sont illustrées dans la figure 3.21. La direction des courants de surface sur les fentes et coins coupés de l'antenne est présentée à 1.575 GHz avec le changement de phase de 0° à 270° .

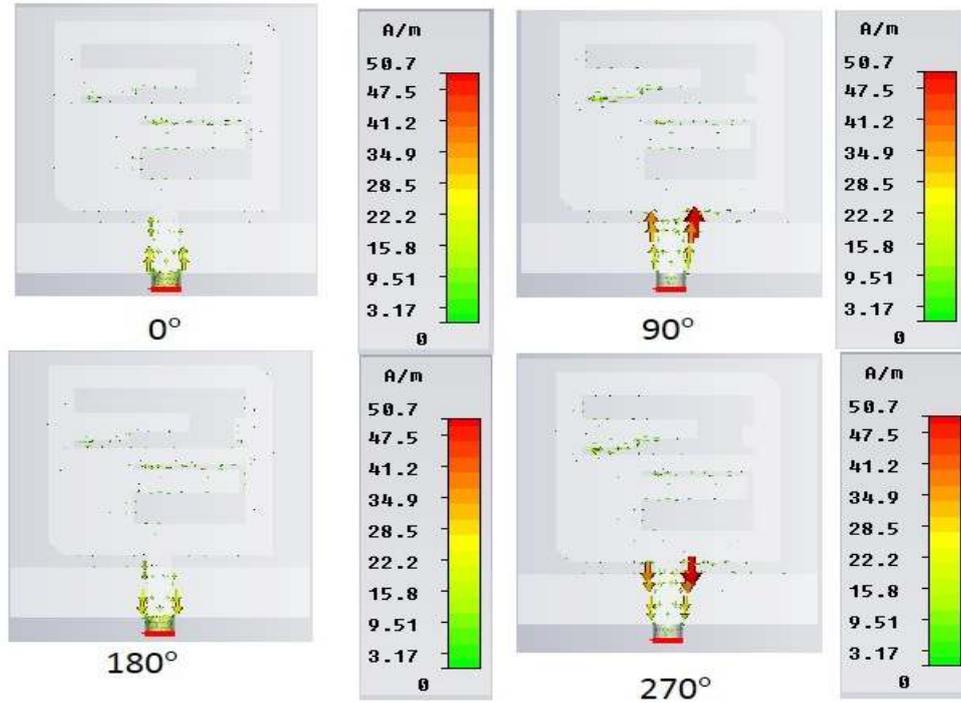


Figure 3. 21: Distribution de courant électrique pour différentes phases.

D'après la figure 3.21, on remarque que la distribution de courant surfacique en 90° et 270° sont égale en amplitude et opposée en phase et même pour 0° et 180°.

d Rapport axial

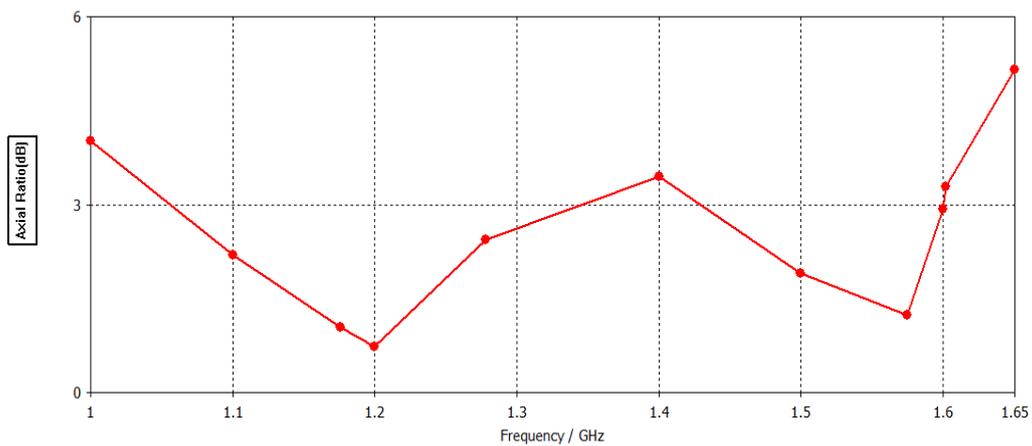


Figure 3. 22: Rapport axial de l'antenne simulée.

La figure 3.22 montre le rapport axial d'antenne simulée. On constate que le rapport axial est au-dessous de 3 dB dans les trois bandes de fréquences du system GNSS.

3.6.3 Conclusion.

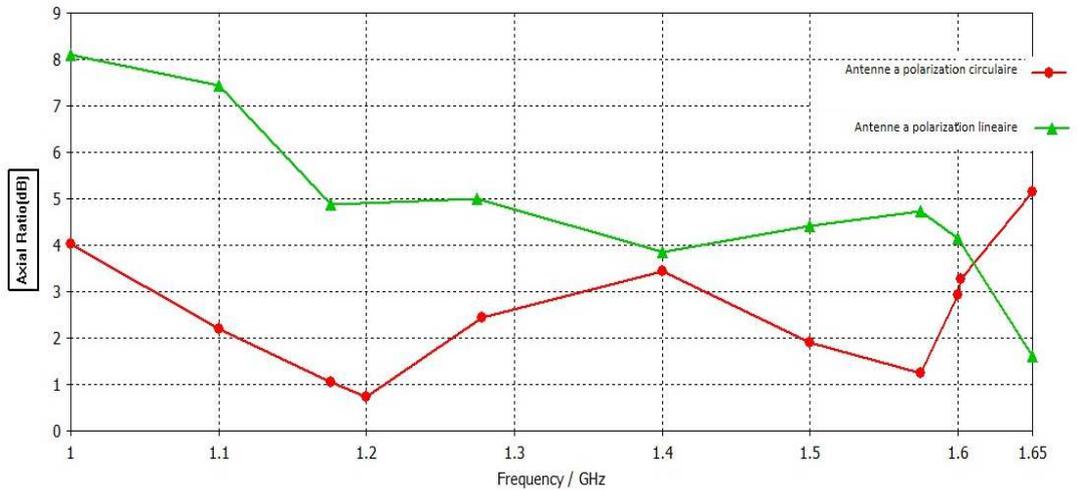


Figure 3. 23: Comparaison du rapport axial de l’antenne à polarisation circulaire et à polarisation linéaire.

D’après la figure 3.23, on remarque que le rapport axial de notre antenne (en rouge) est inférieur à 3 dB pour les trois bandes de GNSS donc on conclue que l’antenne est polarise circulairement.

Nous avons trouvé la polarisation circulaire dans les trois bandes de fréquence GNSS malgré sa difficulté.

3.7 Troisième Partie : Conception d'une antenne patch alimenté par un coaxiale.

Pour mettre en œuvre notre travail nous allons procéder à une comparaison entre l'antenne multi bande polarisée circulairement alimenté par une ligne micro ruban et une antenne patch multi bande polarisé circulairement et alimenté par un coaxiale.

On a choisi l'alimentation par câble coaxial parce qu'elle est facile à adapter (fig.3.25).

Nous proposons de mettre tout d'abord les principaux paramètres de dimensionnement de cette antenne patch alimenté par un coaxiale suivant les caractéristiques désirées.

Cette antenne sera constituée d'un élément carrée avec les encoches alimentées par un coaxiale. Un premier travail sur la géométrie d'antenne carrée linéairement polarisée est présenté.

Finalement l'antenne est modifiée pour générer la polarisation circulaire. Nous avons commencé par l'antenne mono bande qui fonction à la fréquence de résonance de 1.176 GHz.

Nous avons utilisé les mêmes paramètres comme présente dans la fig.3.6:

- La fréquence de résonance $f_r = 1.176 \text{ GHz}$.
- Le constant diélectrique du substrat (FR4 EPOXY), $\epsilon_r = 4.3$.
- La hauteur du substrat $h = 1.6 \text{ mm}$.

Les résultats obtenus sont;

Grandeur	Valeur
h	1.600000e+00 mm
Epsrel	4.300000e+00
fr	1176000000 Hz
c	300000000000 mm/s
W	7.835397e+01 mm
Epsreleff	4.128741e+00
DeltL	7.461068e-01 mm
Leff	6.277333e+01 mm
L	6.128111e+01 mm
Lg	1.225622e+02 mm
Wg	1.567079e+02 mm

Figure 3. 24: Dimension pour l'antenne patch simple (1.176 GHz).

Les dimensions de l'antenne sont données dans le tableau suivant, tableau 3.5. Les dimensions étaient obtenues après optimisation.

Dimension	Lg	Wg	Lp	Wp	h	ϵ_r	xc	yc
Valeur (mm)	120	120	60	60	1.6	4.3	10	0

Tableau 3. 5: Valeurs de différentes dimensions de l'antenne patch

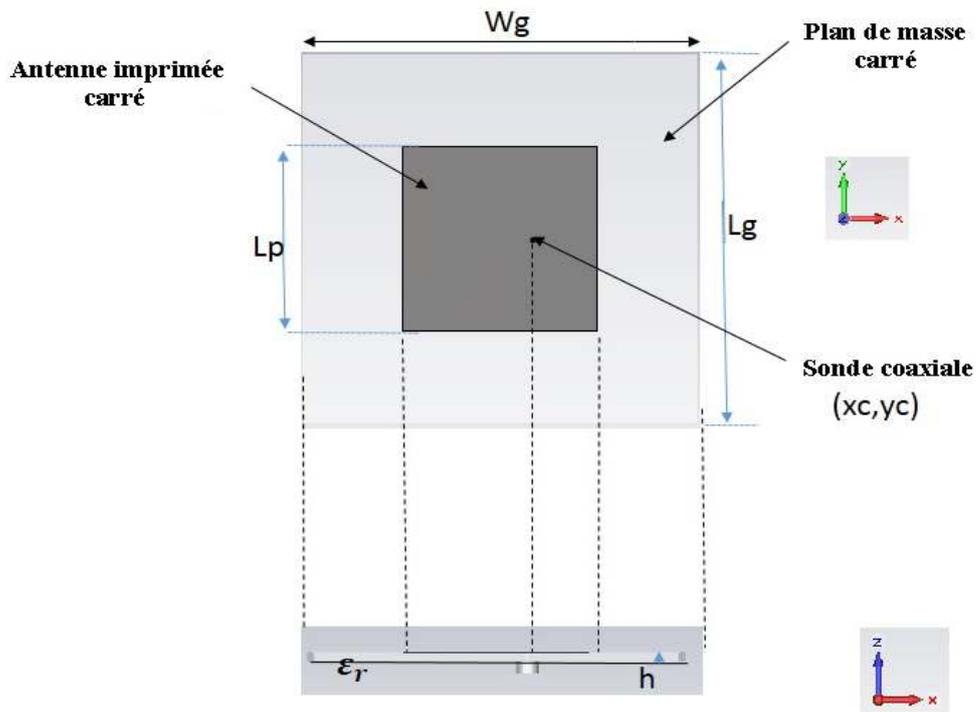


Figure 3.25: Géométrie de l'antenne patch carré.

La position de l'alimentation sur le patch est fixée à un point où l'impédance d'entrée de l'antenne est égale à l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale, soit 50 Ohms afin d'assurer l'adaptation à la fréquence de résonant 1.176 GHz.

3.7.1 Etude paramétrique :

Nous effectuons une étude paramétrique qui nous permettra de mieux connaître le fonctionnement de l'antenne. Cette étude nous permettra de dimensionner correctement l'élément rayonnant pour qu'il fonctionne à une fréquence $f = 1.176$ GHz avec une polarisation linéaire. On s'est basé sur le patch imprimé déjà vu précédemment (Chapitre 1).

Le but ici est d'analyser tous les paramètres de l'antenne.

a Etudes paramétriques de la position d'alimentation.

Pour bien connaître le point (x_c, y_c) où l'alimentation de l'antenne doit être insérée, on fait varier la position de la sonde selon la direction des x pour trouver la valeur minimale de S_{11} . La **figure 3.26** montre des résultats de la simulation.

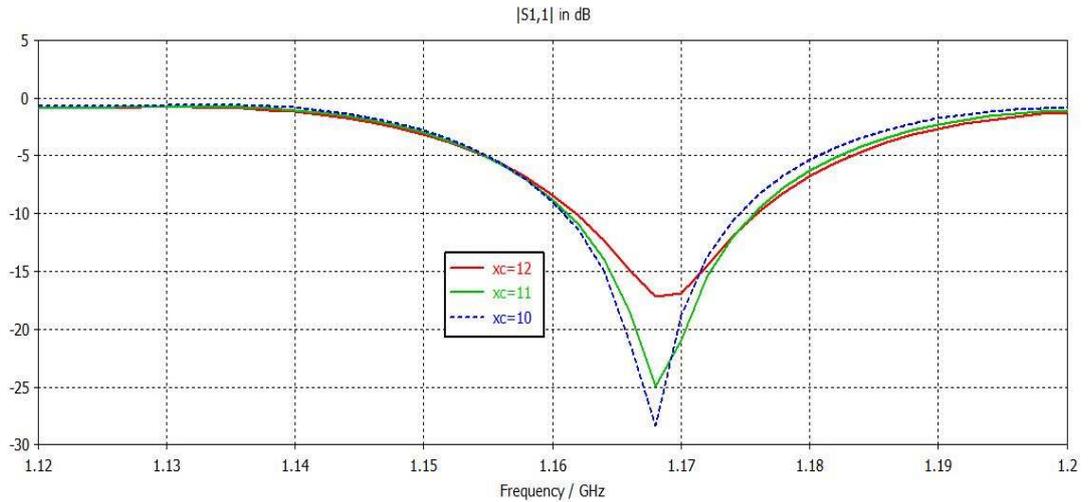


Figure 3. 26: Détermination de la position pour insertion de l'alimentation.

D'après la figure 3.26, le point (10,0) correspond à -28.621 dB donne la valeur minimale de S_{11} c'est-a-dire le plus adaptée.

b Etude de l'effet de la longueur L_p

Pour faire cette analyse, on varie la longueur du patch L_p et on fixe les autres dimensions.

Notre L_p (mm)= $x_{pmax} * 2$.

La figure 3.27 représente le coefficient de réflexion de l'antenne simulé.

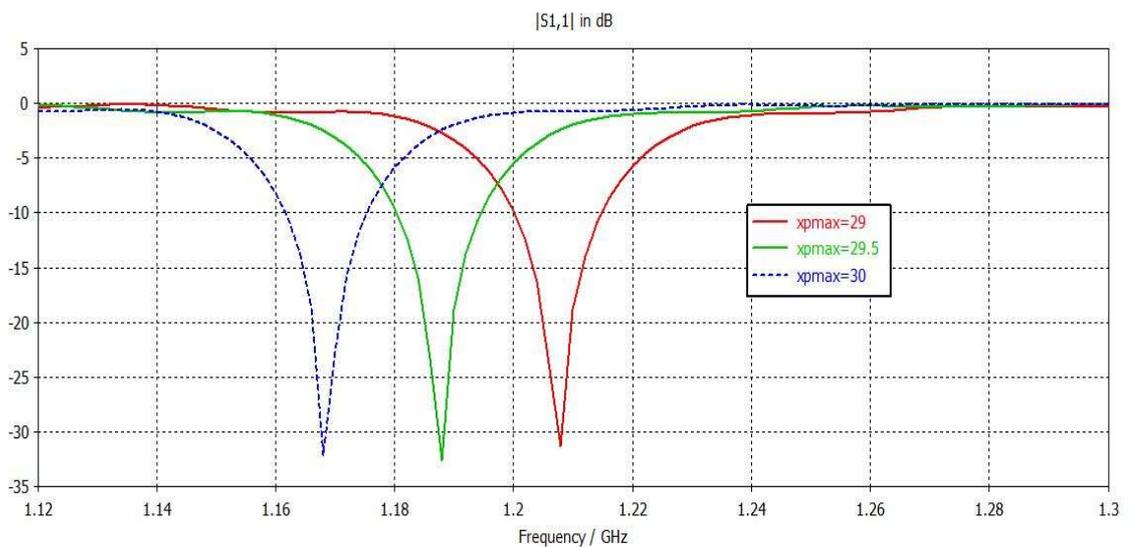


Figure 3. 27: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la longueur L_p

D'après l'allure des courbes on trouve que la longueur du patch n'influe que sur la fréquence de résonance. Plus la longueur de l'antenne est petite, plus la fréquence de résonance est élevée et vice versa.

c Etude de l'effet de la largeur W_g

Nous allons varier la largeur du plan de masse (ground plane).

W_g (mm) = $x_{smax} * 2$. La figure 3.28 représente le coefficient de réflexion de l'antenne simulée.

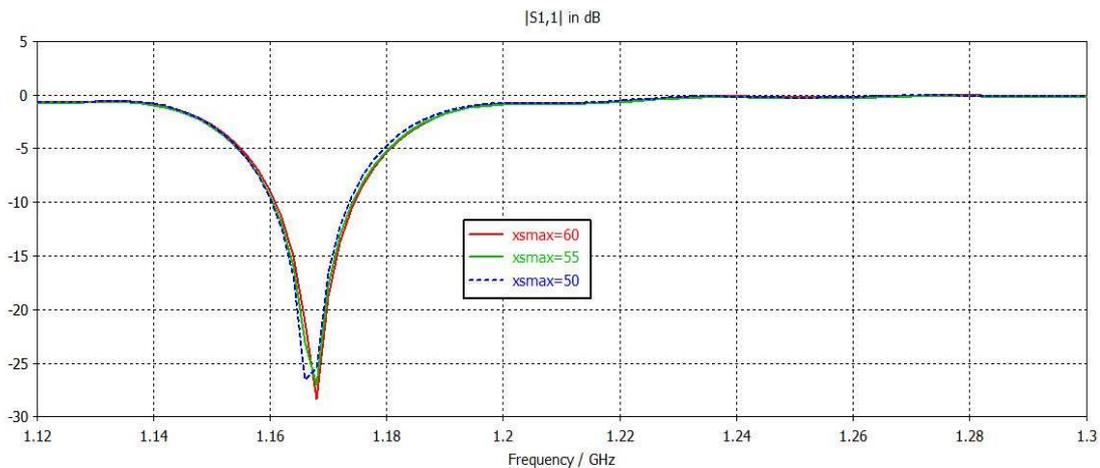


Figure 3. 28: Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la largeur W_g .

Il est évident d'après l'allure des courbes que la largeur du plan de masse W_g influe sur l'adaptation et la bande passante de l'antenne.

En comparant ces résultats, nous remarquons l'influence des dimensions du plan de masse sur le coefficient de réflexion.

3.7.2 Configuration optimale de l'antenne carrée

A partir des études paramétriques menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres importants affectent les performances d'adaptation de l'antenne. Une antenne optimisée peut donc prendre les valeurs illustrées dans le tableau 3.5.

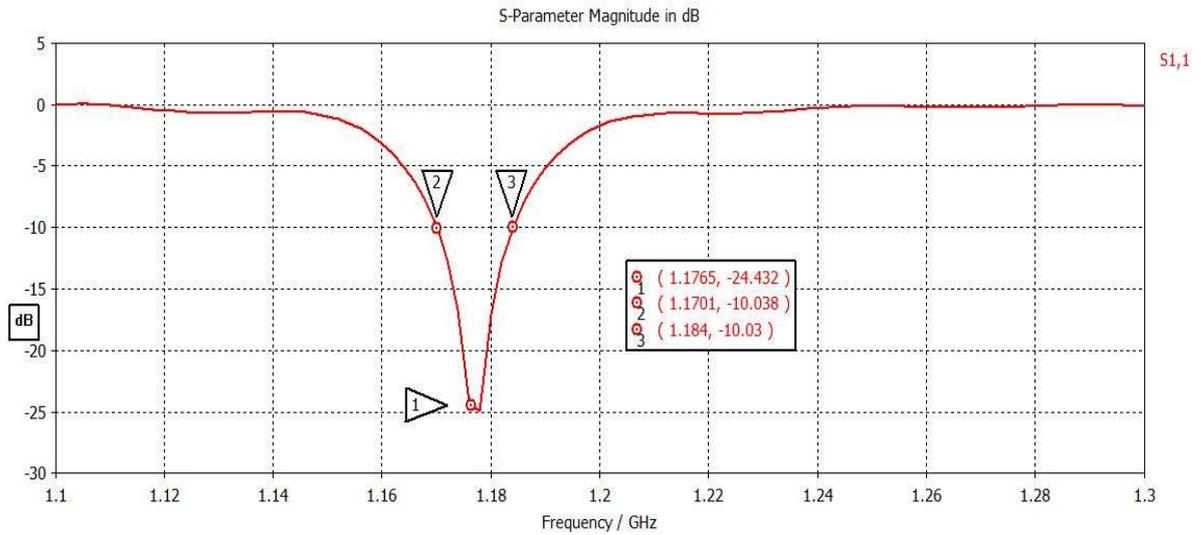


Figure 3. 29: Coefficient de réflexion S₁₁ en fonction de la fréquence.

Lorsqu'e on trace le coefficient de réflexion S₁₁, on trouve que l'antenne a été adaptée pour résonner à une fréquence centrale de 1.1765 GHz avec une largeur de bande de 14 MHz et un coefficient de réflexion S₁₁ < -10 dB.

La bande passante est étroite mais utilisable autour de la fréquence de travail 1.176 GHz.

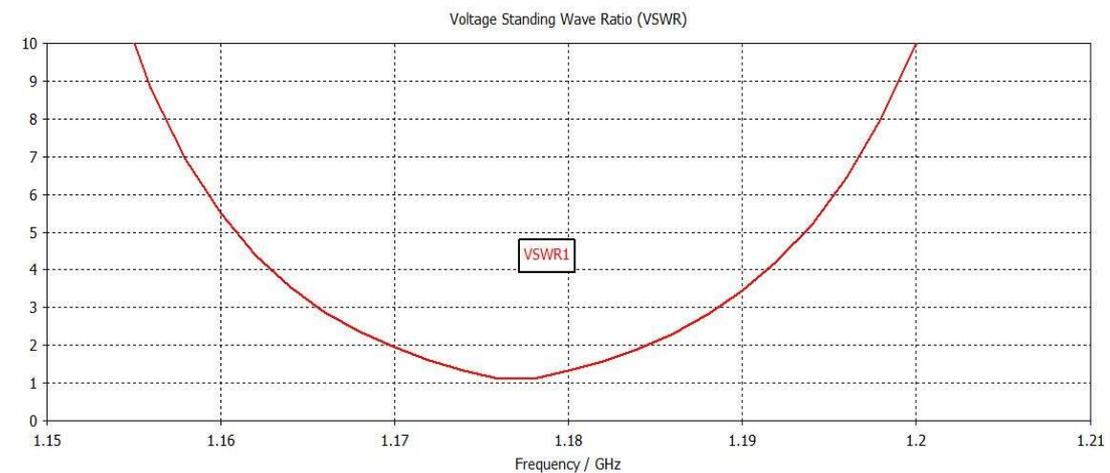


Figure 3. 30: Taux d'onde stationnaire de l'antenne carré simulée.

La figure 3.30 représente le taux d'onde stationnaire TOS (VSWR) de l'antenne simulée. Elle fait objet d'une bonne adaptation sur notre fréquence de résonance (1.176 GHz)

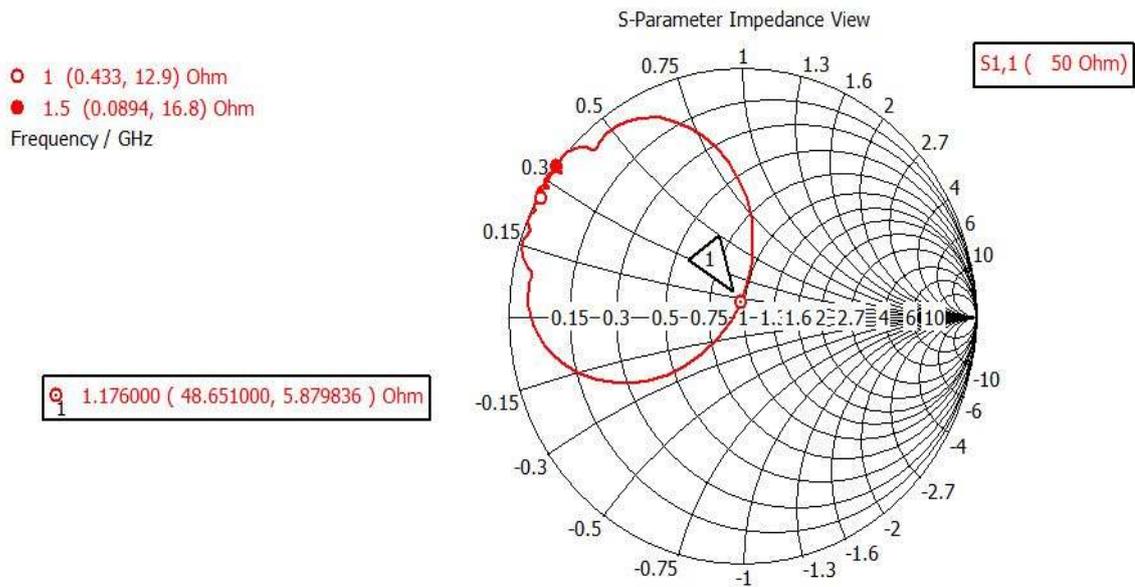


Figure 3. 31: Impédance d'entrée sur l'abaque de Smith de l'antenne carré.

D'après la figure 3.31 (le diagramme de Smith), on remarque que l'antenne présente une adaptation d'impédance suffisante assez bonne.

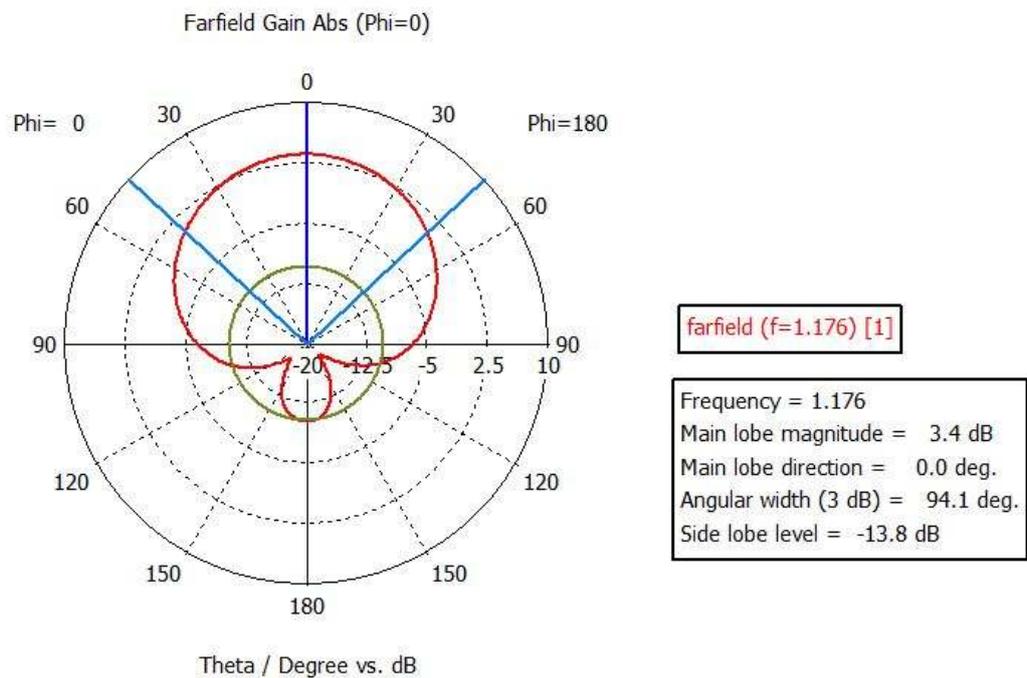


Figure 3. 32: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch carré (1.176 GHz).

D'après ce diagramme, on constate que le diagramme de rayonnement présente un lobe directif en sens vertical avec un gain maximal de 3.4 dB et un lobe arrière de -13.8 dB dB.

3.7.3 Conclusion

Maintenant que l'antenne mono bande peut fonctionner avec la fréquence de résonance de 1.176 GHz, en modifiant la géométrie de l'antenne de telle sorte à générer la polarisation circulaire. Donc on va utiliser les mêmes techniques qu'on utilise avant.

3.8 Insertion des fentes et troncation de l'antenne.

3.8.1 Introduction

L'élément de base de notre projet étant un patch carré, nous coupons les deux coins opposés pour créer la polarisation circulaire, une première étude a donc consisté à l'analyse de cet élément particulier. Différents paramètres permettent de gérer la qualité de la polarisation circulaire, l'adaptation ou encore le gain de l'antenne. Afin d'optimiser notre antenne, nous avons donc effectué une étude paramétrique des différents critères.

D'après la technique de modification du patch carré présentée en annexe 2 (équation 3.1)

On obtient alors $\Delta S = 76.53 \text{ mm}^2$ et $a = 8.748/2 = 4.374 \text{ mm}$ (voir figure 3.33).

Les valeurs de L_{pet} obtenues ci-dessus ont été calculées à partir de modèles approximatifs qui ne tiennent pas compte de la présence de fentes venant modifier le comportement de la cavité. Nous les avons quand même utilisées comme valeurs de départ pour effectuer une première itération.

Lors de ce processus itératif, nous avons tenté d'optimiser les paramètres de l'antenne afin d'obtenir une bonne impédance d'entrée ainsi qu'un bon rapport axial.

Ce dernier est largement contrôlé par la valeur de a . Il est par contre difficile de prévoir le comportement de l'antenne en fonction de la valeur de ce paramètre puisque les phénomènes de perturbations sont difficiles à analyser.

Les dimensions de l'antenne patch carré à encoches sont données dans le tableau suivant, tableau 3.6. Les valeurs sont obtenues après optimisation.

Dimension	Lg	Wg	Lp	Wp	h	ϵ_r	xc	yc	a
Valeur (mm)	120	120	60.1	60.1	1.6	4.3	10.2	0	4.4309

Tableau 3. 6: Valeurs de différentes dimensions de l'antenne patch carré à encoches à polarisation circulaire adroit.

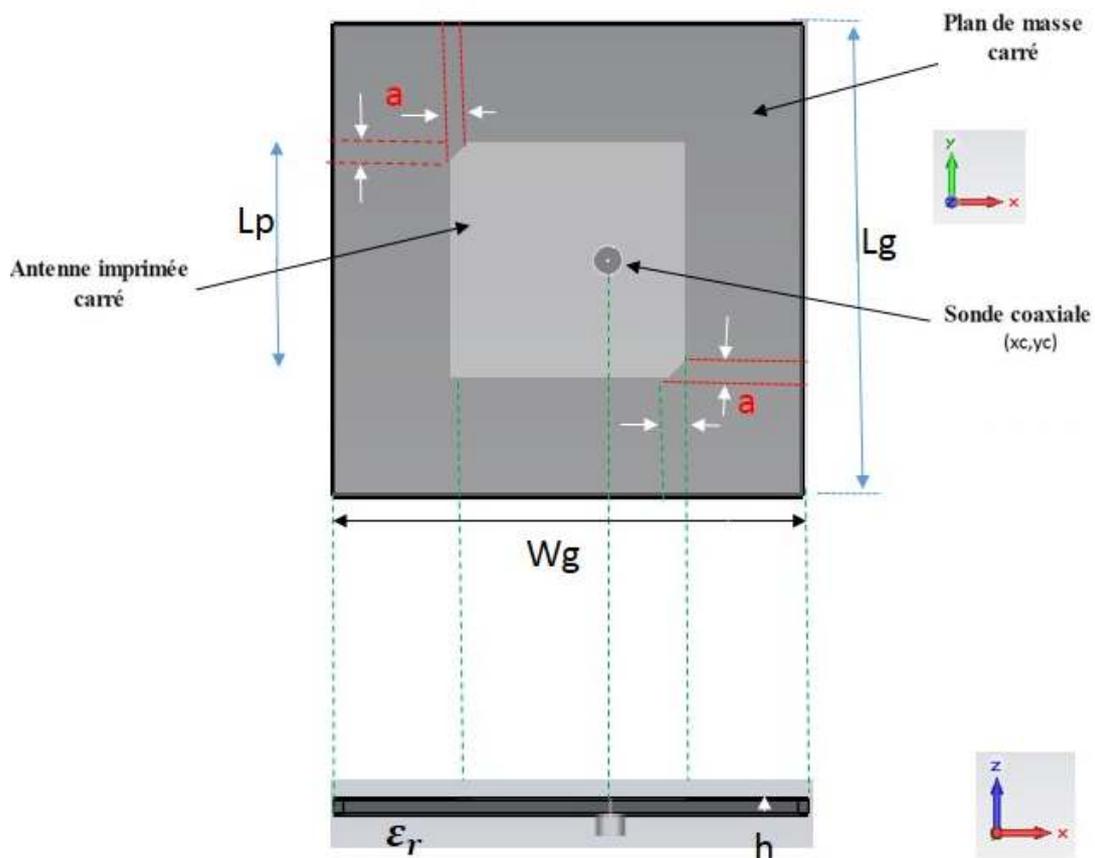


Figure 3. 33: Patch carré à encoches à polarisation circulaire à droite.

Pour générer la polarisation circulaire, nous tronquons les deux coins opposés de l'antenne pour créer une dissymétrie dans sa géométrie (**Fig. 3.33**). Cette géométrie particulière permet de créer de champs électriques car deux modes orthogonaux sont excités. Dans cette configuration pour être en polarisation circulaire à droite, la sonde doit être placée à **10,2 mm** du centre de l'antenne suivant l'axe des x. Dans le cas où la sonde coaxiale est placée suivant l'axe des y, nous obtenons une polarisation circulaire

à gauche. Le fait d'avoir coupé ces coins, diminue le chemin parcouru par les courants de surface, entraînant une augmentation de la fréquence de résonance. Pour rétablir cette fréquence de résonance à notre fréquence de résonance, il est nécessaire d'augmenter la taille de l'élément rayonnant. Nous passons ainsi de 60 mm à 60,1 mm. Les coins coupés sont des triangles isocèles dont les deux côtés mesurent 4.4309 mm.

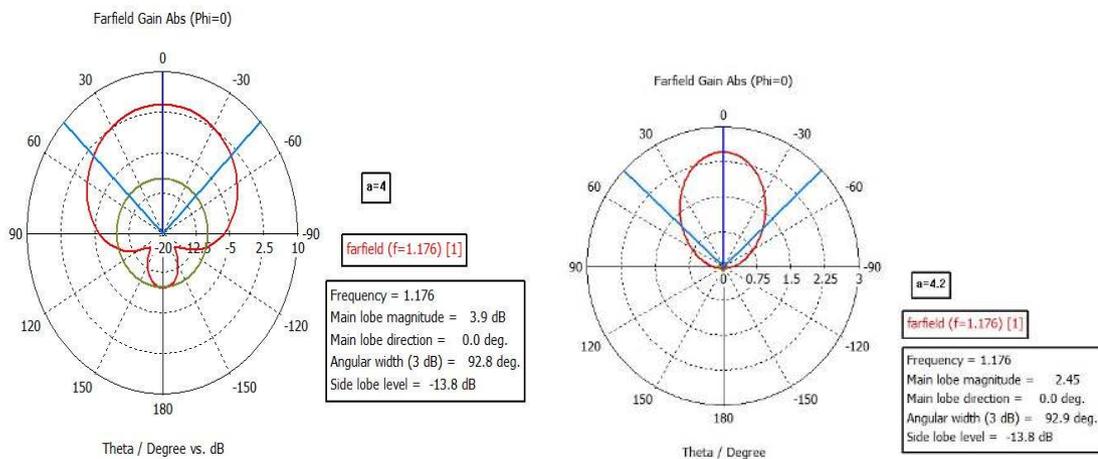
3.8.2 Etude paramétrique.

Pour étudier l'influence des dimensions géométriques sur le fonctionnement de l'antenne patch carré à encoches, nous avons fait une étude paramétrique et les résultats sont présentés dans ce qui suit.

a Etude paramétrique de *a* (longueur d'encoche)

Pour comprendre l'influence de la longueur d'encoche (*a*), on fait une étude paramétrique sur la variation de *a*. Nous nous intéressons aux diagrammes de rayonnement simulés des gains dans le plan azimutal pour la fréquence de résonance (**1.176 GHz**).

Les résultats obtenus sont montrés ci-dessous.



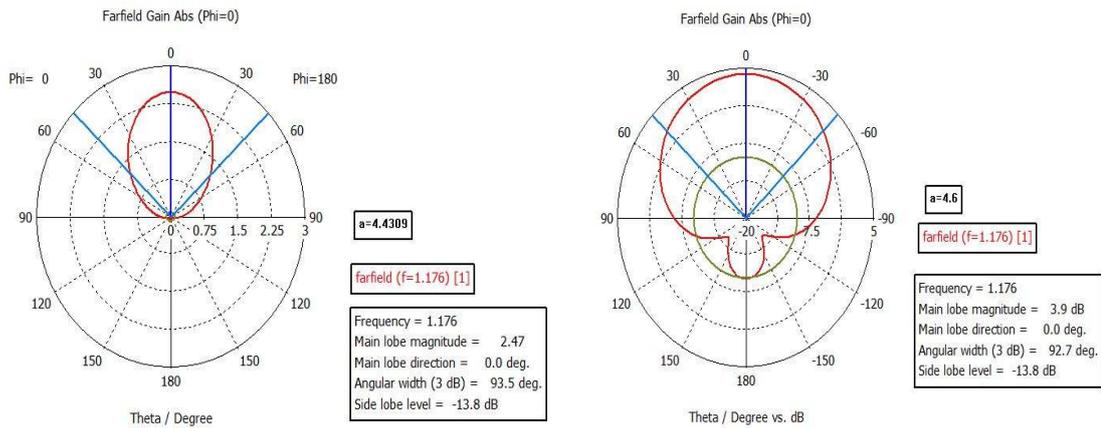
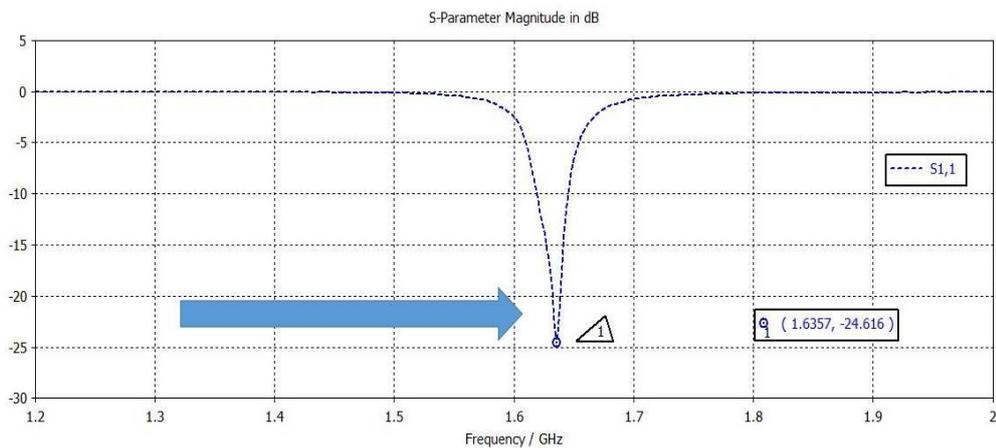


Figure 3. 34: Etude de variation de la longueur d’encoche (a)

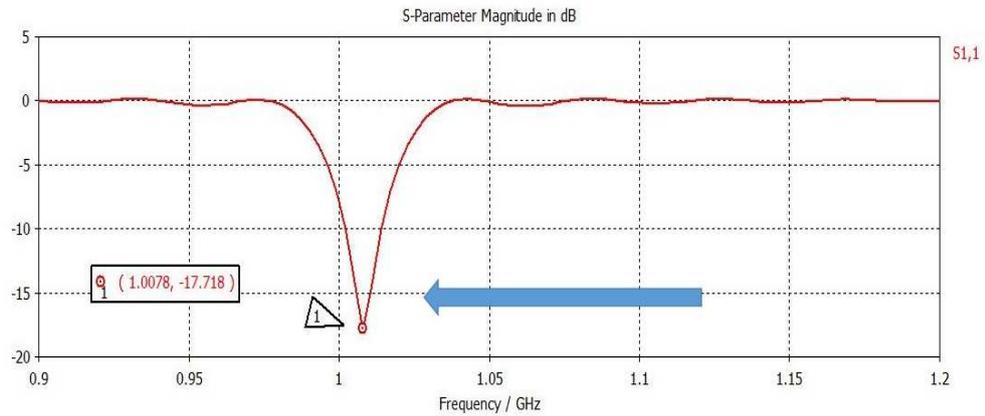
La figure 3.34 montre les diagrammes de rayonnement des différentes valeurs de a . Nous comparons les diagrammes de rayonnement des gains. En comparant ces résultats, nous remarquons l’influence de la longueur d’encoche sur le gain de l’antenne. Lorsque la valeur de a est 4.2 ou 4.4309, on a la polarisation circulaire. On préfère de prendre $a=4.4309$ car il donne le gain le plus élevé.

b Etude paramétrique d’une permittivité diélectrique ϵ_r .

L’influence de la variation de la permittivité du substrat ϵ_r est illustrée par les figures 3.35.a et b. On constate que la fréquence de résonance augmente avec la diminution de la permittivité.



-a- Rogers RT5880 ($\epsilon_r = 2.2$), $\tan \delta=0.0009$



-b- Arlon AR 600($\epsilon_r = 6$), $\tan \delta = 0.0035$

Figure 3. 35: Résultats de variation de ϵ_r , constant diélectrique du substrat.

Deux substrats de permittivités différentes ont été utilisées, le Rogers RT5880 ($\epsilon_r = 2.2$) **fig.3.35.a**, et Arlon AR 600($\epsilon_r = 6$) **fig.3.35.b**. Les tangentes de pertes des deux substrats ont été nécessaires afin de tenir compte des pertes dans les diélectriques, et les résultats confirment bien la théorie présente dans le chapitre 1.

3.9 Coefficient de réflexion, Taux d'onde stationnaire, diagramme de rayonnement, Rapport axial et Distribution des courants de surface de l'antenne patch

a Coefficient de réflexion

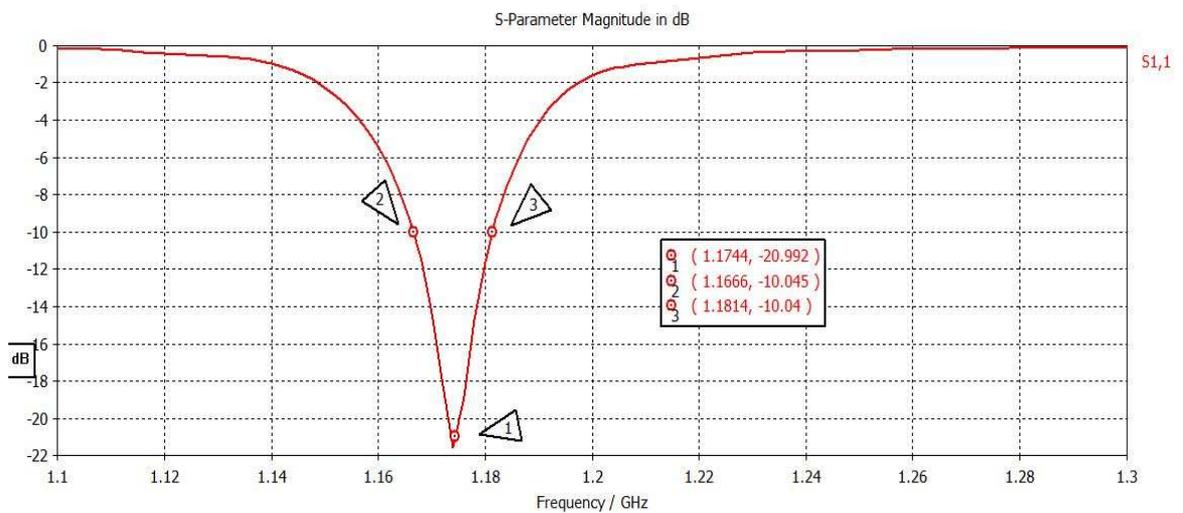


Figure 3. 36: Coefficient de réflexion S₁₁ en fonction de la fréquence

D'après la simulation, cette antenne présente une bonne adaptation. Nous obtenons un coefficient de réflexion S_{11} égal à -20,992 dB à la fréquence de résonance 1.1744 GHz (**Fig. 3.36**). Nous obtenons une bande passante pour un S_{11} inférieur à -10 dB de 14.8 MHz.

b Taux d'onde stationnaire

Le taux d'ondes stationnaires est représenté sur la figure 3.37 ci-dessous.

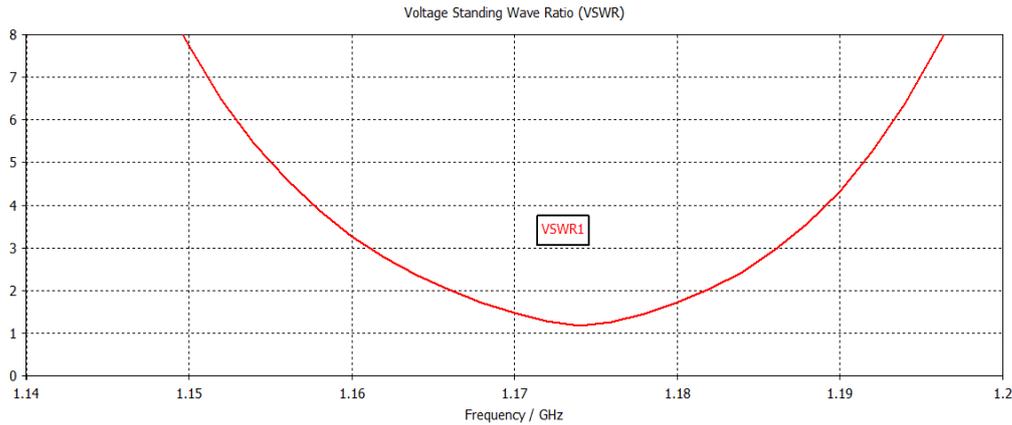


Figure 3. 37: Taux d'ondes stationnaires de l'antenne.

La figure 3.37 montre le taux d'onde stationnaire(TOS) de l'antenne. L'adaptation est bonne à notre fréquence de résonance.

c Diagramme de rayonnement

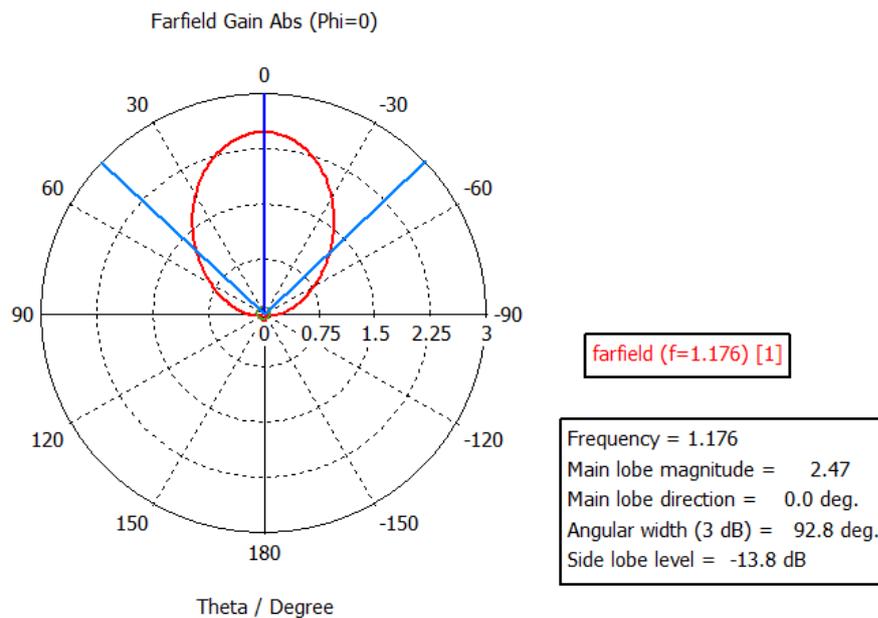


Figure 3. 38: Diagramme de rayonnement de l'antenne.

La figure 3.38 montre que le diagramme de rayonnement présente un lobe directif en sens vertical avec un gain maximal de 2.47 dB.

d Distribution des courants de surface

Les distributions de courant de l'antenne simulées du côté patch carrée sont illustrées dans la figure 3.39. La direction des courants de surface sur l'antenne et le point d'alimentation coaxiale est présentée à 1.176 GHz avec le changement de phase de 0 à 270 degrés.

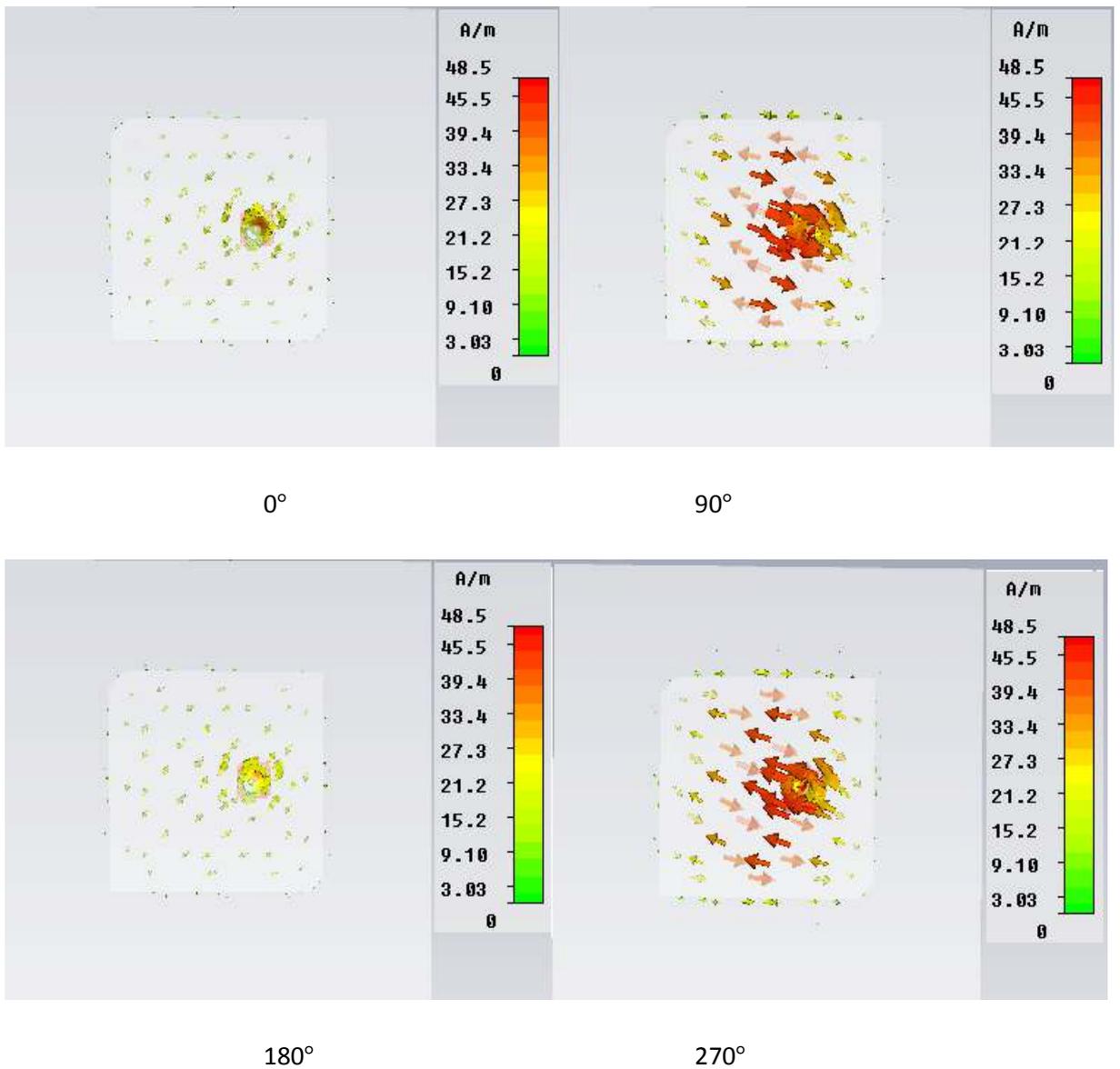


Figure 3. 39: Distribution de courant électrique pour différentes phases.

On remarque que la distribution de courant surfacique en 90° et 270 degrés sont égaux en amplitude et opposée en phase et même pour 0° et 180 degrés.

e Rapport axial

La **Figure 3.40** représente le rapport axial simulé dans le plan azimutal à la fréquence de résonance (1.176 GHz) pour $\theta=0^\circ$. Nous remarquons un rapport axial $RA < 3\text{dB}$ pour la fréquence de résonance donc cette antenne est polarisée circulairement.

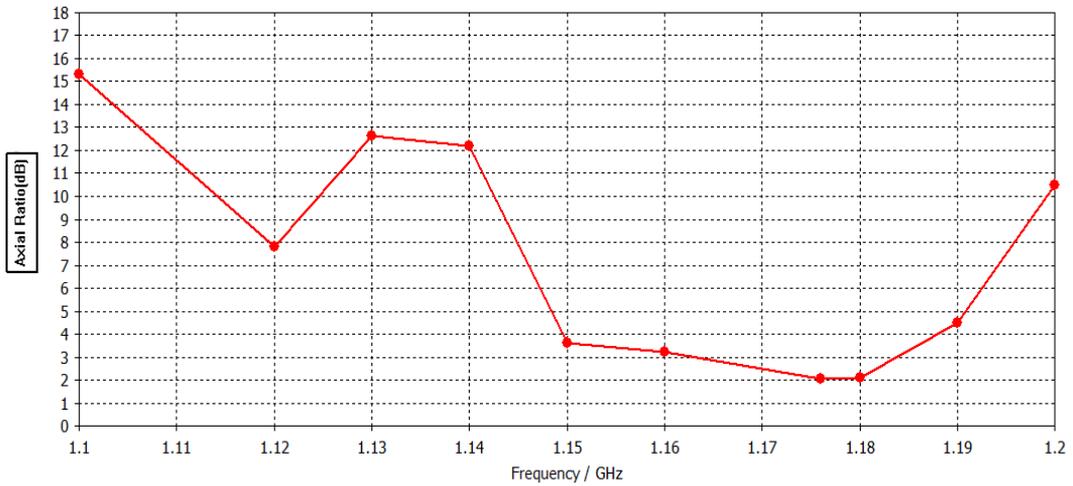


Figure 3. 40: Le rapport axial simulé

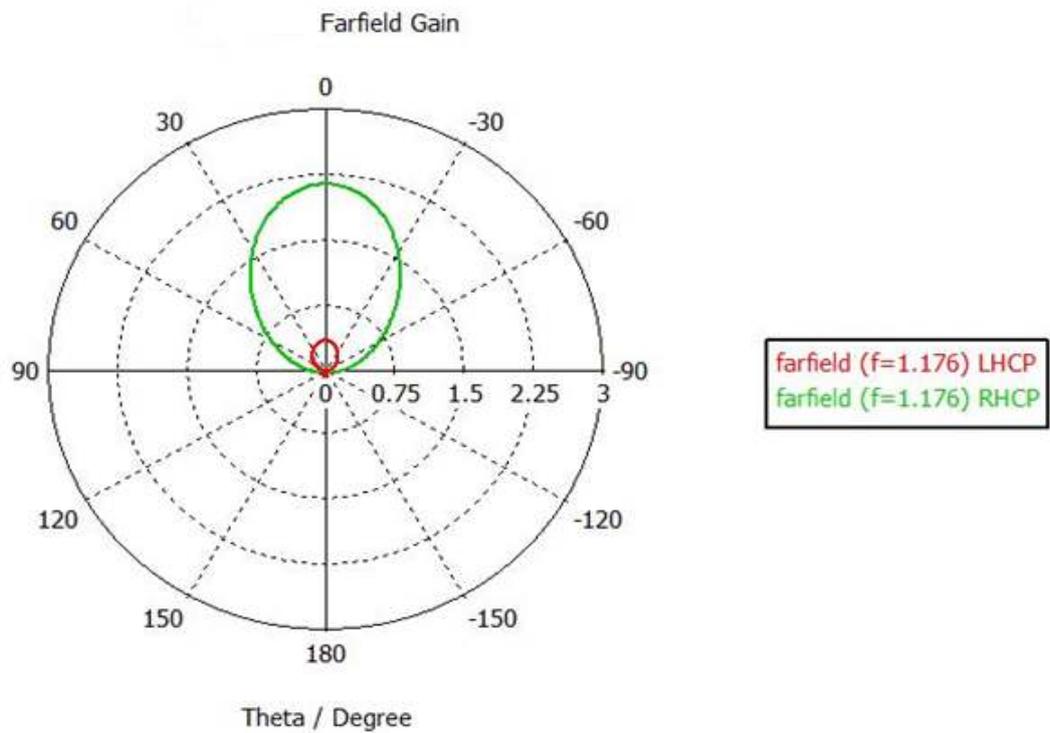


Figure 3. 41 : Le diagramme de rayonnement.

Le diagramme de rayonnement (figure 3.41) présente les gains pour le LHCP (Left Hand Circular Polarization) et RHCP (Right Hand Circular Polarization) pour la fréquence de résonance. On trouve que l'antenne est circulairement polarisée droit car la magnitude de RHCP est plus élevée que celle de LHCP.

Nous venons de constater les performances d'une antenne simple à élément rayonnant carré aux coins opposés tronqués. Ceux-ci permettent de générer la polarisation circulaire en créant une dissymétrie dans la géométrie de l'antenne. Pour que l'antenne puisse fonctionner dans la bande adéquate de la fréquence de résonance (1.17645 GHz), nous avons agrandi très légèrement la surface de l'élément rayonnant.

On remarque une bande passante en polarisation circulaire très étroite. Il est difficile d'obtenir une bande passante assez large à partir d'éléments rayonnants imprimés.

3.9.2 CONCLUSION

Dans ce chapitre, après un rappel sur l'antenne multi bande dans la première partie, nous avons modifié la géométrie de l'antenne pour générer la polarisation circulaire en deuxième partie.

Dans la troisième partie, nous avons commencé l'étude d'un patch carré alimenté par une coaxiale.

Conclusion générale

Dans ce projet de fin d'études on a présenté une conception d'antenne micro ruban multi-bande en polarisation circulaire rependement aux critères de cahier des charges exiger par le système GNSS. La conception de telle antenne ouvre de nouvelle perspective dans le domaine de radionavigation. Elle permet d'assurer un maximum de service en un minimum d'encombrement.

Dans le cadre de ce travail, nous avons conçu une antenne plane micro ruban multi bande en polarisation circulaire fonctionnant dans toute les bandes de système GNSS.

Le premier chapitre, a permis de décrire le système GNSS, ces constellations, ces composantes, leur principe de fonctionnement ainsi que ces applications et les caractéristiques des antennes de réception de ce système. Par la suite l'étude a été menée sur des notions de bases et des généralités sur les antennes.

Dans le deuxième chapitre nous avons vu un aperçu sur la polarisation des antennes en générale et les différents types de polarisations existant telle que linéaire et circulaire. Après, on a présenté bravement les antennes qui sont naturellement en polarisation circulaire et à la fin on a cité les techniques utilisés pour modifier la polarisation linéaire des antennes patchs en polarisation circulaire.

En fin dans le troisième chapitre, on a présenté une conception de l'antenne multi bande en polarisation circulaire et on a essayé de comprendre l'influence des différentes paramètres d'antenne sur ses performances ainsi que sur sa polarisation. Dans un second temps on a changé le type d'alimentation afin de faire la comparaison entre les deux.

Bibliographie

- [1] Kaplan et Hegarty, « Understanding GPS applications and principles »,2006.
- [2] 'Un instrument sur la responsabilité civile pour les services du Système Global de Navigation Satellitaire (GNSS)': une étude préliminaire, 2010
- [3] Maurice Bellanger, « Les Antennes : Théorie, conception et application », DUNOD, page 110, 2009.
- [4] Grieg, D.D. and H.F. Engelmann, 'A new transmission technique for the Kilomegacycle range', Proc. IRE, Vol. 40, pp. 1644 - 1650.
- [5] Deschamps, G.A.: 'Microstrip microwave antennas', 3rd USAF Simp. Antennas, University of Illinois, Urbana, IL, 1953.
- [6] Gutton, H. and G. Baissinot: 'Hat aerial for ultra-high frequencies', French Patent no. 703113, 1955.
- [7] R.E. Munson, ' Conformable microstrip antennas and microstrip phased arrays', I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, January 1974.
- [8] K. R. Carver and J. W. Mink: 'Microstrip antenna technology'. IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP- 29, pp. 2-24, Jan.1981.
- [9] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design," John Wiley & Sons, New Jersey, 2005. ISBN: 0-471-66782-X
- [10] IEEE Standards Board, "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas", IEEE Std 145-1993, Mayo 1993.
- [11] Rosu, Julian, "Small Antennas for High Frequencies", Yo3dac - Va3iul.

<" <http://www.qsl.net/va3iul/>">

- [12] S K Behera, "Novel Tuned Rectangular Patch Antenna As a Load for Phase Power Combining" Ph.D Thesis, Jadavpur University, Kolkata.
- [13] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka
« Antennas for all applications »
- [14] H. Nakano, and H. Mimaki
« Radiation from a short helical antenna backed by a cavity »
Electronics Letters, 13th April 1995, Vol. 31, No. 8
- [15] P. Erätuuili, P. Haapala, and P. Vainikainen
« Dual frequency wire antennas »
Electronics Letters, 6th June 1996, Vol. 32, No. 2
- [16] Ze-Hai Wu, and Edward K. N. Yung
« Axial mode elliptical cross-section helical antenna »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 10, October 2006
- [17] James M. Tranquilla, and Steven R. Best
« A study of the Quadrifilar Helix Antenna for Global Positioning System (GPS) Applications » IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 38, No. 10, October 1990
- [18] H. T. Hui, K. Y. Chan, E. K. N. Yung, and X. Q. Shing
« Coaxial-feed axial mode hemispherical helical antenna »
Electronics Letters, 11th November 1999, Vol. 35, No. 23
- [19] J.D. Dyson, "The equiangular spiral antenna," IEEE Trans. Antennas and Propagation, pp.181-187, April 1959
- [20] S. SOLIGNAC
"Etude de l'élargissement de la bande passante de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Conception et réalisation de réseaux en bande C et Ka."
Thèse de doctorat- n°69-98 - Université de Limoges- 15 décembre 1998

- [21] HAXEISHI, **M.** et YOSHIDA, S. (1981). A Design Method of Circularly Polarized Rectangular Microstrip Antenna by One-Point Feed. *Electronics and Communications in Japan*, 64B, 46-54.F
- [22]. J. Huang, "A Technique for an Array to Generate Circular Polarization with Linearly Polarized Elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-34, No. 9, pp. 1113–1124, September 1986.
- [23] Y.T. Lo - W. F. Richards, "Perturbation approach to design of circularly polarised microstrip antenna", *Electronics Letters* – vol. 17 – n°11 – pp.383-385, May 1981
- [24] S.A. Long - L.C. Shen - D.H. Schaubert - F.G. Farrar, "An experimental study of circularly - polarized elliptical printed – circuit antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* – Vol. AP-29 – n°1 – pp.95-99, January 1981
- [25] Chih-Yu Huang « Microstrip antenna with lossy patch »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 18, No. 3, June 20 1998
- [26] ABDELHADI Amine & HAROUN Imene: "Conception et réalisation d'une antenne multi bande pour le système GNSS", thèse de master, 2012, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, Algeria.
- [27] Mustapha Djebbari, Amine Abdelhadi, "Compact Multi-band Rectangular slotted Antenna for Global Navigation Satellite Systems (GNSS)", 2012 24th International Conference on Microelectronics (ICM).
- [28] Gustavo Adolfo Sotelo Bazán: 'DESIGN OF A CIRCULARLY POLARIZED PATCH ANTENNA FOR SATELLITE MOBILE COMMUNICATIONS IN L-BAND', thèse d'ingénieur, Ecole technique supérieure, 2010, Espagne.

URL

<http://www.antenna-theory.com/>

[29] <http://www.cst.com/>

ANNEXE 1: Un programme écrit en MATLAB permet de calculer les dimensions d'une antenne patch.

% Programme pour la determination de la geometrie d'une antenne patch.

% Etant donne les paramettre des base, soit

% (h) : L'epaisseur du substrat.

% (Epsrel) : La permitivite relative du substrat.

% (fr) : La frequence de resonnance.

% Pour chaque antenne patch, ces paramettres sont predefinies (toujours).

% On calcule des parramettres en utilisant les commandes qui suit;

% Lecture et definition des paramettre predefinie

clear all;

fprintf('\n\n'); % Pour avoir l'espace

fprintf('Ce programme nous permettrons a calculer les paramettres de dimensionement d-une\n\n');

fprintf('===== Antenne Patch Microruban ===== \n\n');

fprintf('DONNEZ LA FREQUENCE DE RESONANCE DE VOTRE ANTENNE EN HERTZ (GHz) : \n');

fr = input(''); % Lecture de la frequence de resonnance

fprintf('DONNEZ LE CONSTANT DIELECTRIQUE DU SUBSTRAT : \n');

Epsrel = input(''); % Lecture du constant dielectrique du substrat

fprintf('DONNEZ LA HAUTEUR DU SUBSTRAT EN (mm) : \n');

h = input(''); % Lecture de la hauteur du substrat

fr = fr * 10^9; % Conversion en Hertz.

c = 1000*3*10^8; % Vitesse de la lumiere en mm/s.

% Calcule de reste des paramettres.

% 1. Calcule de la largeur d'un patch.

W = c/((2*fr)*sqrt((Epsrel + 1)/2));

% 2. Calcule du constant de directivite relatif effectif.

Epsreleff = ((Epsrel + 1)/2) + ((Epsrel - 1)/(2*sqrt(1 + 12*(h/W))));

% 3. Calcule de la longueur ajouter par l'effet de fringing.

$\Delta L = 0.412 * h * (((\epsilon_{sreleff} + 0.3) * ((W/h) + 0.264)) / ((\epsilon_{sreleff} - 0.258) * ((W/h) + 0.8)))$;

% 4. Calcule de la longueur effectif du Patch.

$L_{eff} = c / (2 * f_r * \sqrt{\epsilon_{sreleff}})$;

% 5. Calcule de la longueur actuel.

$L = L_{eff} - 2 * \Delta L$;

% 6. Longueur de la longueur du ground plane.

$L_g = 2 * L$;

% 7. Calcule de la largeur du ground plane.

$W_g = 2 * W$;

% Affichage des resultats et confirmation avant sasie.

fprintf('\n\n'); % Pour avoir l'espace

```
disp('=====');
disp('=====');
disp('===          Grandeur          =====          Valeur          ===');
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '===          h          =          ', h, ' mm          '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '===          Epsrel          =          ', Epsrel, '          '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '===          fr          =          ', fr, ' Hz          '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '===          c          =          ', c, ' mm/s          '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '===          W          =          ', W, ' mm          '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '===          Epsreleff          =          ', Epsreleff, '          '));
disp('=====');
disp('=====');
```

```

disp(sprintf('%s%d%s', '==== DeltL = ', 'DeltL,' mm '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '==== Leff = ', 'Leff,' mm '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '==== L = ', 'L,' mm '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '==== Lg = ', 'Lg,' mm '));
disp('=====');
disp('=====');
disp(sprintf('%s%d%s', '==== Wg = ', 'Wg,' mm '));
disp('=====');
disp('=====');

```

Annexe 2 : Description de la technique de la troncation.

Principe

La modification du patch carré (dont la fréquence de résonance est notée f_r) permet de créer deux modes dégénérés en quadrature spatiale et temporelle à deux fréquences proches (notées f_{r1} et f_{r2}). On peut évaluer par des formules approchées la taille des encoches permettant d'obtenir la meilleure adaptation.

La fréquence de résonance des modes orthogonaux est calculée *en* fonction de la surface de l'antenne non tronquée (S) et de la surface totale tronquée (ΔS). La relation entre tous ces paramètres est donnée par [21] :

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| Q_0 = \left| \frac{\Delta S}{S} \right| \frac{f_r}{\Delta f} = \left| \frac{\Delta S}{S} \right| \frac{f_r}{f_{r2} - f_{r1}} = \frac{1}{2} \quad (3.1)$$

Où Q_0 est le facteur de qualité de la cavité.

A l'équation (3.1), puisque le modèle de [21] n'est valide que pour les petites perturbations

(ΔS petit), on ne peut choisir un facteur de qualité trop faible. Nous avons choisi de prendre

$\Delta f = 0.05$ GHz.