



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

Université Abou bakr Belkaid-Tlemcen
Département de Génie Electronique et Electrique
Laboratoire De Télécommunication



THESE DE MAGISTER DE TELECOMMUNICATION

Présenté par

Mr. KEBBAB RADHWANE

Thème :

CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE EN TECHNOLOGIE IMPRIMEE

Soutenu en 2010 devant le jury:

| | | |
|------------|-----------------------|---------------------------------|
| Président | Mr. F. T. BENDIMERAD | Prof. à L'Université de Tlemcen |
| Examineurs | Mr. S. M. MERIAH | M. C. à l'Université de Tlemcen |
| | Mme. F. Z. BENMANSOUR | M. C. à l'Université de Tlemcen |
| Encadreur | Mr. N. BOUKLI-HACENE | M. C. à l'Université de Tlemcen |

Année Universitaire 2009-2010

Remerciements

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Télécommunication du Département de Télécommunication de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaid-Tlemcen.

Nos premiers mots de reconnaissance vont à monsieur N. BOUKLI HACENE, Maitre de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaid qu'il trouve ici l'expression de nos sincères remerciements d'avoir bien voulu accepter d'encadrer ce mémoire et de nous avoir dirigé avec patience et intérêt pendant ce travail. Nous lui exprimons notre profonde gratitude pour tous ses conseils, son aide précieuse, son dévouement pour le travail et toutes les ressources qu'il a mis à notre disposition.

Cela fut un grand privilège pour nous d'avoir Monsieur F. T. BENDIMERAD, Professeur à l'Université Abou Bekr Belkaid, comme président du jury. Qu'il trouve ici nos remerciements les plus sincères.

Nous tenons à exprimer notre gratitude à Monsieur S. M. MERIAH Maitre de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaid pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant de faire partie du jury.

Nous sommes très honorés que Madame F. Z. BENMANSOUR Maitre de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaid a accepté de porter un regard critique sur ce travail, nous la remercions vivement.

Nous exprimons également notre reconnaissance à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail et nous ont aidé et soutenu pendant cette période et que nous ne pouvons énumérer, ainsi que toute notre sympathie à tous nos collègues du laboratoire de Télécommunication et des autres laboratoires.

Enfin, notre plus grande reconnaissance revient à nos parents pour leur soutien sans faille et leur patience à qui nous dédions ce document.

Résumé

L'ultra large bande exige des largeurs de bande de fonctionnement jusqu' à 100% plus grandes que la fréquence centrale de la bande passante. La transmission et la réception réussies d'une impulsion ultra large bande qui occupe le spectre entier de 3,1-10,6 GHz exigent une antenne qui possède une dispersion minimale et un taux d'onde stationnaire inférieur à 2 dans toute la bande

Ainsi l'objectif de cette thèse est la conception d'antennes possédant une très grande bande passante et réalisant un profil physiquement compact, planaire et s'approchant du modèle de rayonnement omnidirectionnel.

Deux structures à élément rayonnant sous forme respectivement d'un losange et rectangle ont été simulées à l'aide du logiciel électromagnétique ADS/MOMENTUM. Une étude de l'influence des différents éléments constituant l'antenne ULB est faite. Les résultats de simulation obtenus sont présentés et discutés.

Mots clés :

Antenne ULB, Antenne imprimée, Guide d'ondes coplanaire, Diagramme de rayonnement, Taux d'onde stationnaire, Efficacité.

Abstract

The Ultra Wide band requires operation bandwidths up to 100% larger than the bandwidth center frequency. The successful transmission and the reception of an impulse ultra wide band which occupies the whole spectrum of 3,1-10,6 GHz require an antenna which has a minimal dispersion and a standing-wave ratio lower than 2 in all the band

Thus, the objective of this thesis is the design of antennas having a very large bandwidth, carrying out a physically compact, planar profile, and approaching the model of omnidirectional radiation.

Two structures with radiation element in form respectively of a rhombus and rectangle were simulated using electromagnetic software ADS/MOMENTUM. A study of the influence of the various elements constituting UWB antenna is made. The results of simulation obtained are presented and discussed.

Key words:

UWB Antenna, Printed Antenna, coplanar waves Guide, Radiation Diagram, Standing-wave ratio, Efficiency.

ملخص

الهوائيات التي تتميز برقعة دبدبات كبيرة جدا تفرض رقعة للدبدبات قد تصل إلى ضعف التواتر المركزي للدببة. الإرسال و الاستقبال الذي يملك نبض للدبدبات كبير جدا و الذي يشغل الطيف بأكمله من 3.1 إلى 10.3 (GHz) يفرض الهوائيات التي تملك أقل تبدد و معامل موجات مستقر أصغر من 2 على كل المجال 3.1 إلى 10.3 (GHz). كذلك الهدف من وراء هذه الأطروحة هو صنع (اقتراح) هوائيات ذات حيز من الدبدبات كبير جدا والتي تحقق مقطع متماسك فيزيائيا مطبوع و يقتررب من إشعاع نموذجي في اتجاهات متعددة.

هيكليين ذوا عنصر اشعاعى على شكل معين و مستطيل قد تم درسهما بواسطة حبكة إعلامية ADS/MOMENTUM. دراسة أخرى حول تأثير العناصر المكونة للهوائي تم انجازها. النتائج المحصل عليها تم عرضها و مناقشتها.

الكلمات المفتاحية

هوائي دو دبدبات كبيرة، هوائي مطبوع، مرشد موجي موحد، رسم بياني للإشعاعات، معامل الموجات المستقر، الفاعلية.

TABLE DES MATIERES

| | |
|--|----|
| INTRODUCTION GENERALE | 1 |
| <i>Chapitre I : Antenne Imprimée et Concept de L'Ultra Large Bande</i> | |
| INTRODUCTION | 3 |
| I. 1. ANTENNE IMPRIMEE | 3 |
| I. 2. TECHNOLOGIES DES ANTENNES IMPRIMEES | 4 |
| I.2.1. Les matériaux diélectriques..... | 4 |
| I.2.2. Les matériaux conducteurs | 5 |
| I.2.3. Différentes formes d'antennes imprimées | 5 |
| I. 3. TECHNIQUES D'ALIMENTATION | 6 |
| I.3.1. Alimentation par ligne microruban | 7 |
| I.3.2. Alimentation par ligne coplanaire..... | 8 |
| I. 4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS | 8 |
| I.4.1. Avantage des antennes imprimées | 8 |
| I.4.2. Inconvénients des antennes imprimées | 9 |
| I. 5 TECHNIQUES D'ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE | 9 |
| I. 6. APPLICATION DES ANTENNES IMPRIMEES | 11 |
| I. 7. TECHNOLOGIE UTRA LARGE BANDE | 11 |
| I.7.1. Histoire et définition..... | 11 |
| I.7.2. Comparaison système ULB / Système à bande étroite | 13 |
| I.7.3. Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande..... | 14 |
| 1.7.3.1 Problème dû à la propagation par trajets multiples..... | 14 |
| 1.7.3.2 Communications protégées..... | 15 |
| 1.7.3.3 Capacité de la technologie ULB | 15 |
| 1.7.3.4 Simplicité relative des systèmes ULB..... | 15 |

| | |
|--|-----------|
| I.7.3.5 Inconvénients de l'Ultra Large Bande..... | 16 |
| I. 8 DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA..... | 16 |
| LARGE BANDE | |
| I.8.1. Applications liées aux communications | 16 |
| I.8.1.1 Applications sans fils WLAN..... | 16 |
| I.8.1.2 Communications en bande basse..... | 19 |
| I.8.2. Applications liées au radar | 20 |
| I.8.2.1 Quelques généralités..... | 20 |
| I.8.2.1.1 Comparaison entre radar à bande étroite et radar ULB | 20 |
| I.8.2.2 Radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR) | 21 |
| I.8.2.2.1 Détections de mines anti-personnelles..... | 21 |
| I.8.2.3 Applications d'aide au conduit..... | 21 |
| I.8.2.4 Applications de type "see through wall"..... | 22 |
| I.8.2.4.1 Détection de personnes | 22 |
| I.8.2.4.2 Applications médicales..... | 23 |
| I.8.3. Localisations et suivi..... | 24 |
| I.8.3.1 Localisation d'objet dans un entrepôt..... | 24 |
| I.8.3.2 Localisation de personnes | 24 |
| I. 9 CONCLUSION | 25 |

Chapitre II : Antennes Ultra Large Bande

| | |
|--|-----------|
| INTRODUCTION..... | 29 |
| II. 1. ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE | 29 |
| II.1.1. Les antennes spirales | 30 |
| II.1.1.1. Antenne à spirale logarithmique | 30 |
| II.1.1.2. Antenne spirale conique | 32 |
| II.1.1.3. Antenne à spirale d'Archimède..... | 33 |
| II.1.1.4. Antenne log-périodique..... | 34 |
| II.1.1.5. Antenne log périodique de forme quelconque | 35 |
| II.1.1.5.1. Antenne log périodique de forme circulaire | 35 |

| | |
|--|-----------|
| II.1.1.5.2. Antenne log périodique de forme trapézoïdale | 36 |
| II.1.1.6. Antenne LPDA (log periodic dipole array) | 37 |
| II. 2. ANTENNES OMNIDIRECTIONNELLE | 38 |
| II.2.1. Antennes biconiques et ses dérivées | 38 |
| II.2.1.1. Antenne biconique | 38 |
| II.2.1.2. Antenne discone | 40 |
| II.2.2. Dipôles/ monopoles électriques ultra large bande | 41 |
| II.2.2.1. Quelques généralités sur les dipôles électriques larges bande | 41 |
| II.2.2.2. Monopole circulaire (elliptique) | 42 |
| II.2.2.3. Le monopôle triangulaire | 44 |
| II.2.2.4. Le monopôle trapézoïdal | 45 |
| II.2.2.5. Monopôle carrée et losange | 46 |
| II.2.2.5.1. Monopôle sous la forme d'un losange | 46 |
| II.2.2.5.2. Monopôle carré | 49 |
| II. 3. CONCLUSION | 50 |

Chapitre III : Modèles Conçus et Résultats de Simulation

| | |
|--|-----------|
| INTRODUCTION | 53 |
| III. 1. OUTIL DE SIMULATION | 53 |
| III.1.1. Logiciel ADS | 53 |
| III.1.2. Logiciel MOMENTUM | 54 |
| III.1.3. Principe de fonctionnement et de simulation | 54 |
| III.1.3.1. Technique de maillage | 54 |
| III.1.3.2. Principe de superposition des couches | 55 |
| III.1.3.3. Compilation des substrats et génération du maillage | 56 |
| III.1.3.4. Paramètres de sortie | 56 |
| III.1.3.5. Caractérisation de l'élément étudié | 57 |
| III. 2. STRUCTURE DE VALIDATION | 57 |
| III. 3. ETUDE D'UN MONOPOLE LOSANGE ALIMENTE PAR CPW | 60 |

| | |
|---|-----------|
| III.3.1. Définition de la structure | 60 |
| III.3.2. Etude de la ligne d'alimentation | 61 |
| III.3.3. Largeur du guide d'ondes coplanaire..... | 63 |
| III.3.4. Longueur du guide d'ondes coplanaire | 64 |
| III.3.5. Largeur du conducteur central..... | 66 |
| III. 4. ETUDE DES PLANS DE MASSE LATERAUX | 69 |
| III.4.1. Largeur des plans de masse latéraux..... | 69 |
| III.4.2. Épaisseur des plans de masse latéraux..... | 72 |
| III. 5. DIMENSIONS DU MONOPOLE LOSANGE OPTIMISE | 75 |
| III.5.1. Adaptation de l'antenne | 76 |
| III. 6. CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT..... | 76 |
| III.6.1. Gain et directivité simulé | 80 |
| III.6.2. Efficacité de l'antenne | 81 |
| III. 7. ETUDE DU MONOPOLE RECTANGULAIRE | 83 |
| III.7.1. définition de la structure | 83 |
| III.7.2. Changement du plan de masse..... | 84 |
| III.7.3. Modification sur la ligne d'alimentation | 85 |
| III.7.4. Antenne rectangulaire optimisée | 86 |
| III.7.5. Caractéristique de rayonnement | 88 |
| III.7.5.1. Représentation du champ électrique en 2D et 3D | 88 |
| III.7.5.2. Gain et directivité simulé | 92 |
| III.7.5.3. Efficacité de l'antenne..... | 93 |
| III. 8. CONCLUSION | 95 |
| CONCLUSION GENERALE | 97 |
| ANNEXE | 99 |

Introduction Générale

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. Ses axes d'investigation sont principalement motivés par un besoin toujours grandissant en termes de débit de données mais restent freinés par un spectre de fréquences de plus en plus occupé. Dans ce contexte, l'utilisation des signaux ultra large bande pour transmettre l'information semble être une alternative très prometteuse

Suite à la parution en 2002 de la réglementation des émissions UWB aux Etats-Unis, les applications s'orientent vers les communications très hauts débits à courte portée. La capacité du canal UWB est utilisée pour atteindre de très hauts débits plutôt qu'un accès multi-utilisateurs étendu.

La technique UWB se distingue des systèmes traditionnels par différents atouts majeurs. D'une part, la largeur de bande occupée instantanément par le signal UWB conduit à une résolution temporelle très fine permettant d'envisager des applications de localisation et de communications basses ou hauts débits au sein d'un même appareil.

D'autre part, la très courte durée des impulsions émises assure une transmission robuste dans un canal multi-trajets dense. Enfin, la faible densité spectrale du signal permet au système UWB de coexister avec les applications existantes. La technique UWB se caractérise également par la possibilité d'une implémentation simple à faible consommation et faible coût.

De plus, la possibilité d'utiliser la bande UWB sans licence permet de produire et d'accéder au contenu librement et à moindre coût. Cela permet le développement d'un grand nombre d'applications impersonnelles telles que la transmission d'informations de machines à machines.

C'est dans ce cadre que la conception et l'étude du comportement d'antennes adaptées à ces systèmes prennent toute leur importance car celles-ci doivent répondre à chacun des challenges soulevés qu'elles affectent. Ainsi, l'antenne doit présenter un rendement optimal et des caractéristiques constantes sur une très large bande de fréquences mais conserver un coût limité. A cela s'ajoute bien entendu les problèmes d'intégration et donc le besoin de concevoir une structure d'encombrement minimal, sans toutefois détériorer ses performances.

Introduction Générale

Le manuscrit retraçant les différents points énumérés précédemment est constitué de trois chapitres

Le premier chapitre du mémoire est consacré à la présentation de la technologie des antennes imprimée ainsi que la technologie ULB et rappelant tout d'abord ses caractéristiques et quelques unes des principales applications qui peuvent tirer avantage de ses performances.

Le deuxième chapitre propose un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB existantes. On s'est intéressé à deux catégories d'éléments rayonnants possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences : les antennes indépendantes de la fréquence et les antennes élémentaires.

Le troisième chapitre est consacré à la conception et à l'étude de structures d'antennes adaptées aux systèmes de communication ULB. Les structures ont été simulées à l'aide du logiciel électromagnétique ADS/MOMENTUM. Après une validation de résultat obtenu par le logiciel sus-cité, une première conception d'une antenne planaire sous la forme d'un losange est alors proposée. Différentes études seront menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant et les plans de masse en vue d'adapter la structure à la bande de fréquence souhaitée. Une deuxième conception sur une antenne planaire rectangulaire est aussi proposée et qui suit la même étude que la première. Les résultats obtenus sont présentés et commentés.

INTRODUCTION

Ce chapitre se propose de présenter la technologie imprimée et ultra large bande de manière générale, tout d'abord en remontant brièvement à ses sources et en citant quelques un de ses pionniers. Il mettra en avant, par la suite, les caractéristiques intrinsèques qui en font une technologie si innovante et particulière et les nombreux domaines d'application pouvant tirer profit de ces performances.

En premier lieu on va d'abord définir l'antenne imprimée et ses caractéristiques

I. 1. ANTENNE IMPRIMÉE

Une antenne imprimée est une surface de métallisation, supportée par un matériau non conducteur, appelé substrat diélectrique, caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r , sa tangente de pertes $tg\delta$ et son épaisseur h . L'autre face du substrat est entièrement métallisée, appelée plan de masse (Figure I. 1).

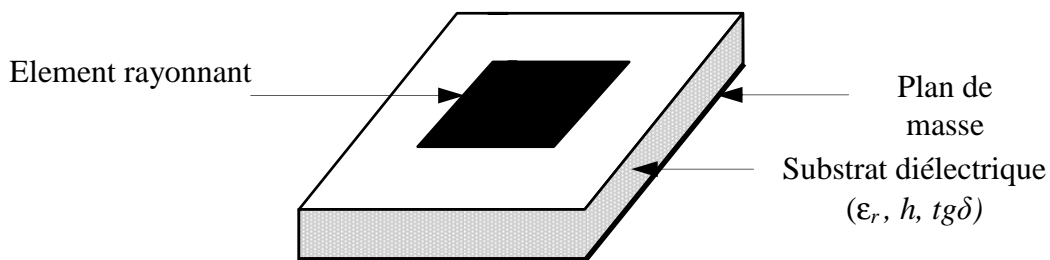


Figure I. 1: Antenne imprimée

Les dimensions de l'élément métallique sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde utilisée. Le rayonnement est directionnel dans un demi-espace si le plan de masse ou plan réflecteur est supposé infini. L'antenne imprimée se caractérise par les grandeurs suivantes :

- L'impédance d'entrée,
- La fréquence de résonance,
- La bande passante,
- Diagramme de rayonnement,

- La directivité,
- La polarisation (linéaire, circulaire ou elliptique),
- Le gain et le rendement.

La métallisation est alimentée par des générations de courants reliés à l'antenne par l'intermédiaire d'une liaison (ligne micro ruban, guide d'ondes coplanaire, ...) en un ou plusieurs points déterminés selon la polarisation désirée.

Pour une utilisation adéquate, il est indispensable de connaître les valeurs de toutes ces grandeurs. Le principal intérêt des antennes imprimées réside dans la possibilité d'en constituer des réseaux de plusieurs dizaines d'éléments, voire plusieurs centaines. Ces réseaux ont des performances largement supérieures à celles d'un élément isolé. De plus le balayage du faisceau principal peut se faire électroniquement.

I. 2. TECHNOLOGIES DES ANTENNES IMPRIMEES

I. 2. 1. Les matériaux diélectriques

Ces matériaux diélectriques sont utilisés comme substrat, comme protection ou comme couche intermédiaire. Les qualités qu'ils doivent avoir pour une utilisation en microruban sont [I-1] :

- Une résistance mécanique suffisante, car ils doivent souvent supporter la structure entière,
- Une conductivité thermique suffisante pour éviter un échauffement excessif,
- L'hydrophobie, car l'eau altère les performances du matériau,
- Des pertes diélectriques très faibles,
- Une dispersion faible,
- Une faible anisotropie et un comportement linéaire,
- Un usinage et une découpe faciles.

Il existe une grande variété de matériaux tels que les matériaux synthétiques (polystyrène...), les céramiques, les quartzs, les semi-conducteurs (Si, GaAs,...).

I. 2. 2. Les matériaux conducteurs

Dans une structure imprimée, les conducteurs se présentent sous la forme de ruban très mince découpé suivant différentes géométries. Les matériaux couramment employés sont le cuivre, l'argent, l'or ou l'aluminium du fait de la valeur de leur conductivité.

I. 2. 3. Différentes formes d'antennes imprimées

L'élément rayonnant conducteur est en général cuivré. Il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne imprimée (Figure I. 2). Il y a tout d'abord le dipôle micro ruban, qui attire par sa petitesse quelques applications. Cependant son exploitation reste limitée à cause de sa bande passante étroite. Le plus souvent rencontrées, sont les antennes rectangulaires. C'est la configuration la plus simple. Elle fonctionne aux modes fondamentaux TM_{11} de la cavité rectangulaire. Sa bande passante très étroite limite son domaine d'application. La polarisation du champ est rectiligne si l'antenne est excitée en un seul point, mais la question de la pureté de la polarisation, se pose. La recherche théorique et expérimentale est abondante sur ce sujet. Souvent on ajoute une couche supplémentaire de diélectrique, mais cela entraîne une diminution de la fréquence de résonance [I-2]. La bande passante peut être élargie en augmentant l'épaisseur du substrat [I-3], mais cela induit une diminution du rendement, à cause du phénomène des ondes de surface dont il faut tenir compte lors de l'analyse. Dans la littérature, il existe des formules simples donnant les valeurs approchées de la fréquence de résonance, de l'impédance d'entrée, du diagramme de rayonnement et du rendement [I-4].

Quant à l'antenne circulaire, ses performances sont comparables à celle de l'antenne rectangulaire. Généralement elle est utilisée à la fréquence du mode TM_{01} ou TM_{10} de la cavité cylindrique.

L'utilisation de la forme triangulaire a également été prise en considération par certains auteurs [I-5]. L'élément triangulaire présente des caractéristiques de rayonnement semblables à celles du rectangle. En plus de cela, il a été établi que les éléments triangulaires déposés d'une certaine façon, permettent au constructeur de réduire de manière considérable le couplage entre éléments adjacents du réseau.

On trouve également d'autres formes plus complexes et plus difficiles à analyser. Elles résultent souvent de la combinaison de deux formes simples et sont utilisées dans certaines applications particulières.

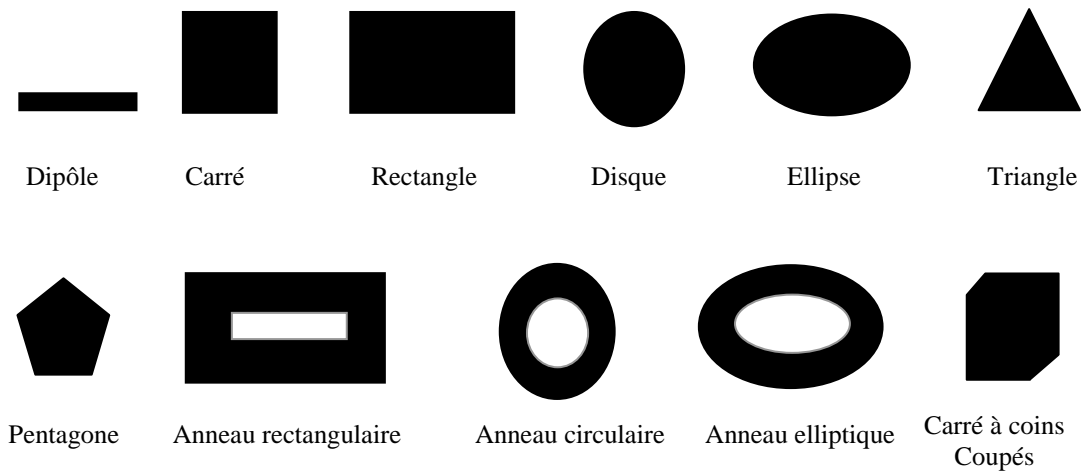


Figure I. 2: Différentes formes d'antennes imprimées

I. 3. TECHNIQUES D'ALIMENTATION [I-6]

L'alimentation est l'étape la plus importante et la plus délicate dans la fabrication d'une antenne imprimée.

L'alimentation peut modifier les caractéristiques de rayonnement. Elle pourra être soit centrée, soit arbitraire par rapport à la forme de l'élément.

Il existe une large variété de mécanismes d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner.

Les plus couramment utilisées sont :

- Alimentation par ligne micro ruban,
- Alimentation par câble coaxial,
- Alimentation par fente,
- Alimentation par couplage,
- Alimentation par ligne coplanaire.

Dans notre travail on s'intéresse à l'alimentation par guide d'ondes coplanaire.

I. 3.1. Alimentation par ligne microruban

La ligne d'alimentation est imprimée sur le même substrat de l'antenne (Figure I. 3). La largeur de la ligne influe sur l'impédance d'entrée. Cette largeur peut être calculée par les formules données par [I-7] Telle que :

$$\frac{W}{h} = \frac{1}{\left[\exp\left(\frac{A}{8}\right) - \frac{1}{4\exp(A)} \right]} \quad \text{Pour } \frac{W}{h} \leq 1.3 \quad (\text{I. 1})$$

Avec :

$$A = Z_0 \frac{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{h} \right) \quad (\text{I. 2})$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \cdot \left[(B-1) - \ln(2B-1) \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \cdot \epsilon_r} \cdot \left[\ln(B-1) + 0.93 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right] \quad \text{Pour } \frac{w}{h} \geq 1.3 \quad (\text{I. 3})$$

Avec:

$$\mathbf{B} = \frac{59.95\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I. 4})$$

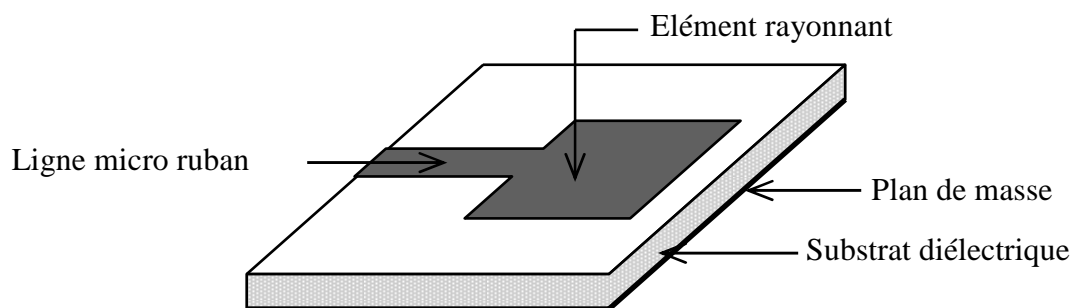


Figure I. 3: Alimentation par ligne microruban

I. 3. 2. Alimentation par guide d'ondes coplanaire

Le guide d'ondes coplanaire est une ligne de transmission efficace largement utilisée qui présente l'avantage de placer la ligne d'alimentation au même niveau que le plan de masse. Il est constitué d'un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux, déposé sur la même face d'un substrat diélectrique.

De part sa géométrie, le mode de propagation est principalement TEM, en partie dans le substrat. Le signal se propage donc entre le conducteur central et les plans de masse équipotentiels.

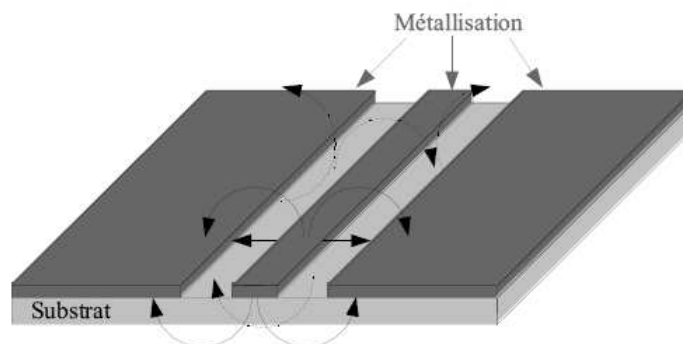


Figure I. 4: Guide d'ondes coplanaire (CPW)

I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS [1-8]:

Les antennes imprimées ont une structure plane. On peut donc exploiter tous les avantages de la technologie des circuits imprimés. Celles-ci présentent alors de nombreux avantages par rapport aux antennes conventionnelles.

I.4.1. Avantage des antennes imprimées

- Un faible poids,
- Une faible épaisseur,
- Un coût réduit dans le cas d'une réalisation en grande série,
- Elles peuvent être polarisées linéairement ou circulairement (droite ou gauche) par simple changement de la position d'alimentation,

- Possibilité d'intégration des éléments actifs, directement sur le même substrat (oscillateurs, amplificateurs, modulateurs....),
- Un encombrement réduit (conditions d'utilisation sur les systèmes embarqués) et compatibilité aisée,
- En raison de leur faible coût et encombrement, on peut facilement les associer en réseau afin d'améliorer leur gain.

I. 4. 2 Inconvénients des antennes imprimées

Toutefois, comme rien n'est jamais parfait, nous pouvons citer quelques inconvénients.

- Bande passante très étroite,
- Faible gain dû aux pertes et faible rendement dû à la concentration des champs sur les parois métalliques,
- Effet de couplage parasite entre les éléments (excitation d'ondes de surface guidées),
- Rayonnement parasite de l'alimentation,
- Puissance supportable plus faible vis à vis aux antennes classiques,
- Pureté de polarisation difficile à obtenir.

La bande passante est un paramètre très important pour la transmission à très grande débit, surtout dans l'essor des nouveaux systèmes multimédia et mobile.

Pour cela on s'est penché à la conception des **antennes ayant une très large bande passante (antenne ULB)**.

Avant d'entamer la technique ultra large bande, on commence à citer quelques techniques pour élargir la bande passante et quelques applications des antennes imprimées

I. 5 TECHNIQUES D'ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE

Différentes techniques ont été envisagées pour élargir la bande passante et stabiliser le diagramme de rayonnement. On peut citer pour augmenter la bande passante du monopole, l'utilisation d'un court-circuit [I-9], le décalage de l'alimentation [I-10], l'utilisation des encoches [I-11], et la technique de l'évasement symétrique [I-12].

Toutes ces méthodes se basent sur le même effet physique, à savoir le fait d'ajouter des modes supplémentaires à la structure.

Des méthodes existent aussi pour stabiliser le diagramme de rayonnement du monopole carré, par exemple :

- ajouter un second élément rayonnant, identique au précédent, perpendiculaire à l'élément rayonnant principal [I-13]
- une méthode consiste à utiliser trois monopoles rectangulaires pliés [I-14], espacés de 120°

Le tableau ci-dessous récapitule les avantages et les inconvénients des différentes méthodes permettant d'élargir la bande passante d'un monopole (exemple : rectangulaire).

| | Avantages | Inconvénients |
|-----------------------------------|---|--|
| Court-circuit | <ul style="list-style-type: none"> ❖ Diminution de 50% de la taille ❖ Fort courant sur le court-circuit | <ul style="list-style-type: none"> ❖ Diminution de l'efficacité à bande passante identique ❖ instabilité du diagramme rayonnement |
| Décalage De l'alimentation | 129 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial | instabilité du diagramme de rayonnement |
| Encoches | 169 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial | instabilité du diagramme de rayonnement |
| Evasement symétrique | 169 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial | Instabilité du diagramme de rayonnement |
| Monopole croisé | Stabilité du diagramme de rayonnement | <ul style="list-style-type: none"> ❖ Difficulté de fabrication ❖ 111 % de bande passante / 169% pour monopole à évasement symétrique |
| Monopole à 3 plaques | <ul style="list-style-type: none"> ❖ Stabilité du diagramme de rayonnement ❖ 122% de bande passante contre 68% pour le monopole initial | Difficulté de fabrication |

Tableau I. 1: Avantages et inconvénients des méthodes d'amélioration de la bande passante d'un monopole large bande.

I. 6. APPLICATION DES ANTENNES IMPRIMEES

Pour un utilisateur, la principale qualité des antennes imprimées reste leur faible volume et leur discrétion. Grâce à leur conformabilité, elles perturbent très peu l'aérodynamisme des véhicules terrestres ou aériens sur lesquels elles sont montées.

L'aviation civile et militaire a des besoins spécifiques et bien souvent la sécurité en vol dépend d'un composant crucial qui est l'antenne. La technologie des antennes imprimées a été introduite dans les systèmes de communication, de navigation et d'atterrissage.

L'antenne à balayage électronique constitue une application typique des réseaux d'antennes imprimées aux systèmes de télédétection ou RADAR, et concurrence les antennes classiques à balayage mécanique car elle ne connaît pas les problèmes d'usure mécanique. Mais en revanche, son coût de fabrication est nettement plus élevé.

Les antennes imprimées ont été montées sur des missiles comme système de guidage. Dans les applications de guidage et de télédétection, la qualité importante de l'antenne est d'avoir une bonne directivité, par contre pour les systèmes de communication la bande passante est nécessairement large.

La sécurité routière et le confort des passagers peuvent être améliorés à l'aide de systèmes RADAR utilisant des antennes imprimées placées sur des véhicules, pour connaître la distance entre les véhicules par temps de brouillard, la vitesse, et l'état de la route pour les systèmes à suspension active.

I. 7. TECHNOLOGIE UTRA LARGE BANDE

I. 7. 1 Historique et définition

Durant les 3 dernières décennies, pour faire face à l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission d'informations, on a essentiellement cherché à réduire la largeur de bande nécessaire pour transmettre ces informations avec un taux d'erreurs acceptable. Ce n'est que récemment

- Une dizaine d'années – que le concept d'ultra large bande a retrouvé un intérêt principalement suscité par le développement des transmissions à courte distance.

Si le terme "ultra large bande" est relativement récent - une dizaine d'années- le concept lui-même est par contre bien plus ancien :

- La grande majorité des techniques de transmission actuelles utilisent des modulations avec porteuses (Bluetooth ...). Dès la fin du 19ème siècle, Heinrich Hertz – avait eu l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques. C'était la base de la technique Ultra large bande
- Dans les années 60, Ross et Bennett [I-15] étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel. Dans leur publication, apparaissent pour la première fois, des applications liées à cette nouvelle technique : les communications et les radars
- Dans les années 1970-1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms : technologie "sans porteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnelle". C'est en 1989 que le terme ultra large bande apparaît dans une publication du ministère de la Défense aux Etats-Unis.

Les travaux concernant cette technologie sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires)

- En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'ultra large bande est levée : La recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.
- En 2002, la FCC (Fédéral Communication Commission) [I-16], l'organisme de régulation des communications américain, réglemente l'Ultra large bande : Elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz pour la bande haute)

Définition :

La définition de l'Ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante. Un signal est dit ultra large bande si :

- sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB)
- Sa bande passante relative est supérieure à 0.2 :

$$BP_{relative} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (I.5)$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites hautes et basses du spectre de signal, fréquences prises à -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

La plupart des concepteurs de systèmes ULB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante à -10 dB supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système). Un exemple pratique est un système radio centré à 2 GHz, de bande passante à -10 dB de 1.6 GHz.

I.7.2 Comparaison système ULB / Système à bande étroite

Les caractéristiques de la technique ultra à large bande (ULB) diffèrent largement de celles des techniques classiques. En effet, cette technique transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1 ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB.

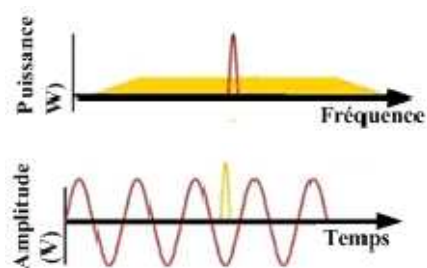


Figure I. 5: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande Étroite et d'un signal ULB.

Depuis février 2002, la FCC a alloué le spectre de 3.1-10.6 GHz pour l'utilisation de l'ULB sans licence.

Le masque spectral de puissance de l'ULB représenté sur la figure I.6 est défini pour permettre une densité spectrale de puissance très faible (DSP maximale :-41.3 dBm/MHz) sur toute la bande de fréquences de l'ULB. Cette puissance très faible sur

une très large bande passante permet à d'autres systèmes à bande étroite de coexister avec l'ultra large bande. Ces caractéristiques ont présenté une myriade d'occasions et de défis aux concepteurs dans une grande variété de domaines comprenant la conception de circuit et de système RF mais aussi la conception d'antenne.

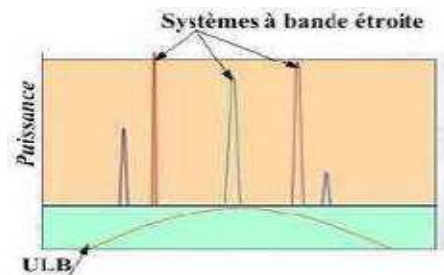


Figure I. 6 : Comparaison entre la DSP d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.

1.7.3 Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande

Par rapport aux autres systèmes de transmission classique, l'ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables :

1.7.3.1 Problème dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques. Dans le cas des communications ultra larges bandes, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique. Comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple)

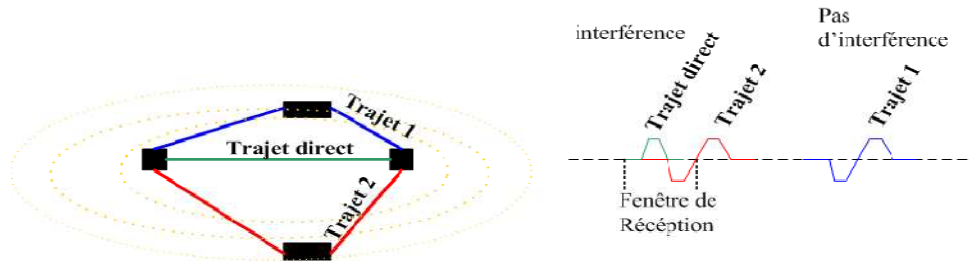


Figure I. 7 : Propagation par trajets multiples

1.7.3.2 Communications protégées :

Les signaux ULB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car ils utilisent une grande largeur de bande et peuvent être produits sous forme de bruit. (DSP très faible). Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques.

1.7.3.3 Capacité de la technologie ULB

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante :

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (I.6)$$

Où **B** désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit.

De cette formule (I.6), on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante ; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB.

1.7.3.4 Simplicité relative des systèmes ULB :

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie ULB, l'information en bande de base peut moduler directement les impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale. L'architecture de l'émetteur et du récepteur ULB devient alors très simplifiée : les systèmes ne comportent ni synthétiseur

à boucle à verrouillage de phase (PLL), ni mélangeur, ni oscillateur contrôlé par une tension (VCO) et encore moins un amplificateur de puissance. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes RF.

1.7.3.5 Inconvénients de l'Ultra Large Bande :

Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette nouvelle technique de communication tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences.

I. 8 DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB [I-15]

- Bande de fréquence <1 GHz : radar GPR et radar "see through wall"
- Bande 1.99-10.6 GHz : Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz : Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

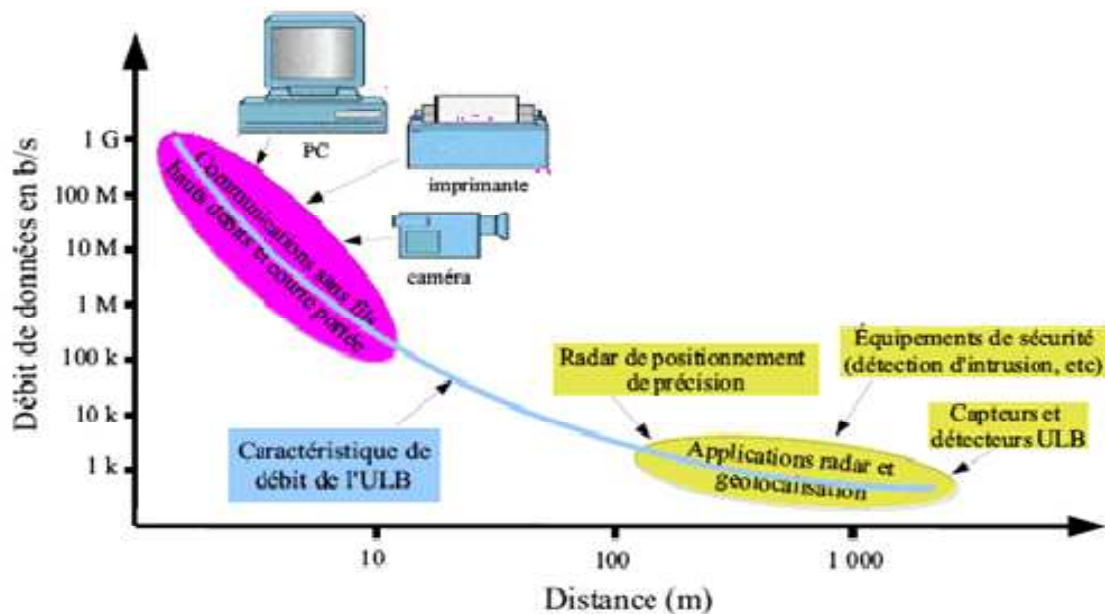


Figure I. 8 : Différentes applications de l'Ultra Large Bande.

1.8.1 Applications liées aux communications

1.8.1.1 Applications sans fils WLAN

L'une des applications qui a connu un grand développement après la libération de la bande de fréquences de 3.1-10.6 GHz par la FCC en 2002 concerne sans aucun doute les communications sans fils, à très hauts débits et à courtes portées.

La première application de l'ultra large bande pour les communications sans fils à haut débit (supérieur à 10 Mbps) est liée aux loisirs domestiques [I-17]. L'ULB permet de remplacer les câbles IEEE 1394 entre caméras numériques et PC par une connectique sans fil, d'effectuer des transferts à très haut débit entre plusieurs PC d'une même maison, ou entre un PC et certains périphériques (imprimante, scanners, disque de stockage) grâce au bus universel sans fil de très haut débit (bus : WUSB)

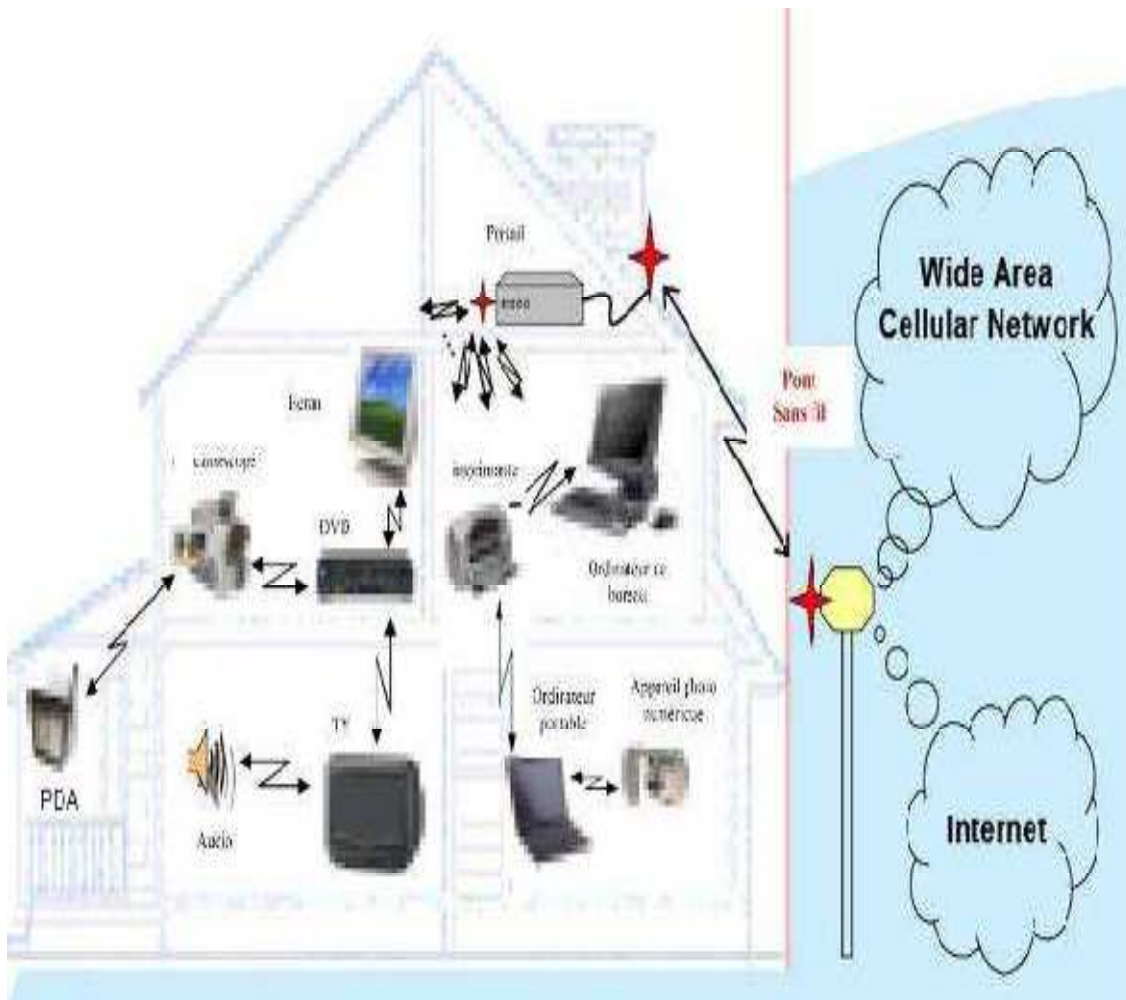


Figure I. 9 : Système de communications sans fils, à haut débit.

Pour des débits plus faibles, on peut envisager des portées un peu plus grandes (50 m) ce qui donne accès à un grand nombre d'applications [I-18]. On peut citer par exemple :

- quelques kbit/s pour les applications domestiques comme l'automatisation de la maison, les systèmes de sécurité ou d'autres services mettant en œuvre des réseaux de capteurs, des télécommandes.
- quelques centaines de kbit/s pour les téléphones sans-fil et les liaisons avec les périphériques (souris, clavier, oreillette) du PC,
- et jusqu'à 1 Mbit/s pour la télésurveillance

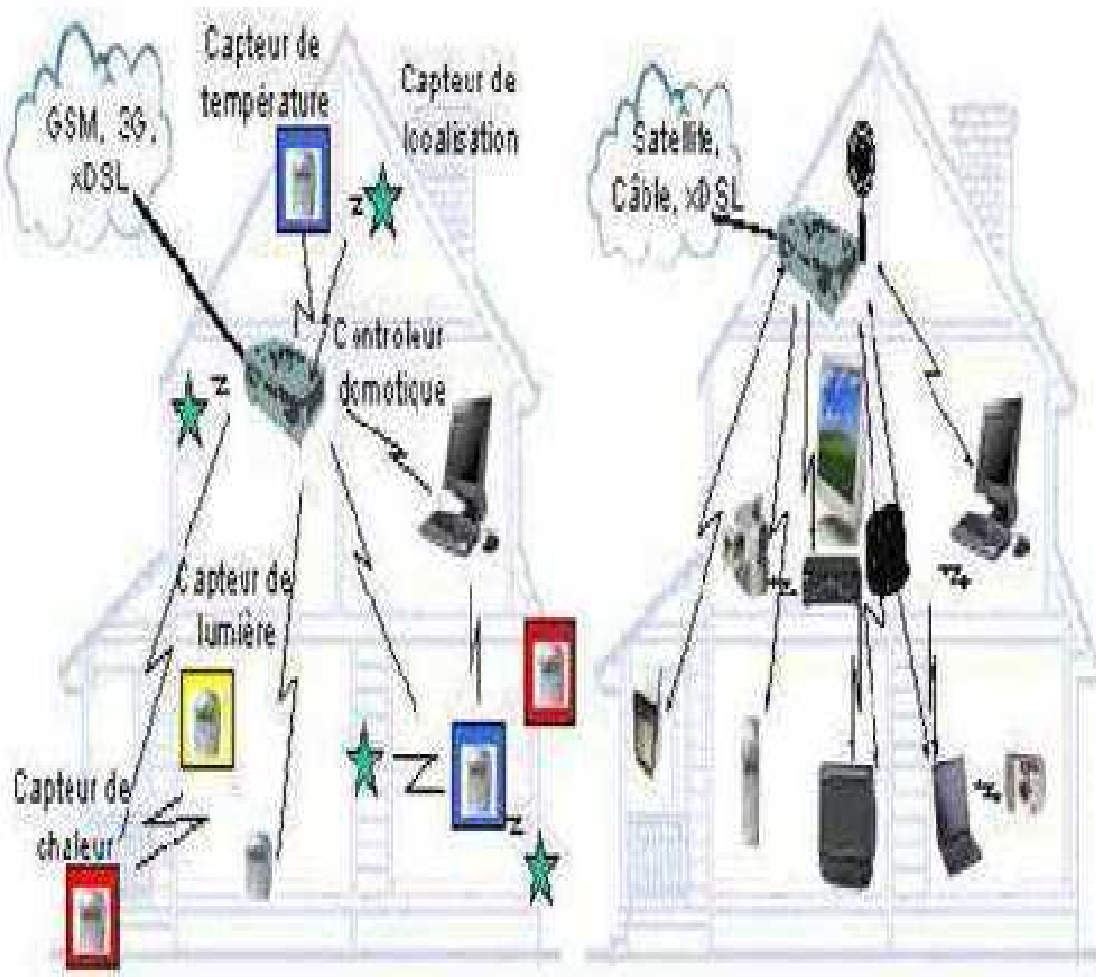


Figure I. 10 : Système de communication de proximité.

A côté de ces applications de communications en bande haute, il existe d'autres applications de communications dans la partie basse du spectre (0.03-2 GHz) décrites ci-dessous.

1.8.1.2 Communications en bande basse

On considère dans cette partie (0.03-2 GHz) les communications entre plusieurs utilisateurs.

Au cours des dernières années, les développements ont été guidés par la nécessité d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en préservant une bande passante élevée pour chaque utilisateur. Les données à transmettre vont de l'audio à faible débit binaire (par exemple, 1/10 de kbps pour la voix CVSD) à la vidéo en temps réel (plusieurs Mbps Les applications dites tactiques (portée de l'ordre du km) et les applications dites stratégiques (portée > 100 km), exigent une faible probabilité de détection (LPD).

Deux systèmes de communications, fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes, ont été commercialisés [I-19] :

Le premier, le système DRACO, (figure I.11) fonctionne dans la bande VHF/UHF du spectre :

C'est un système de communication mobile prévoyant un fonctionnement sans fil dans un environnement tactique. Sa distance d'opération est importante, pouvant s'étendre sur plusieurs kilomètres, DRACO supporte des voix (ou données) cryptées mais aussi des données non cryptées



Figure I. 11 : Système DRACO.

Le second système est le système ORION, (figure I.12) qui fonctionne dans la bande L (1-2 GHz) du spectre avec 27% bande passante. Il peut fonctionner soit dans un environnement tactique (assez courte portée) soit dans un environnement stratégique.

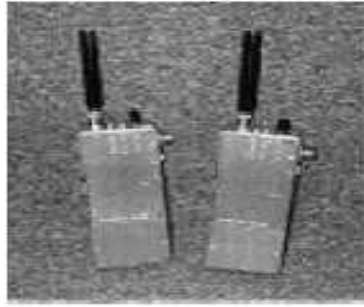


Figure I. 12 : Système ORION.

1. 8. 2 Applications liées au radar

1.8.2.1 Quelques généralités

Un radar est traditionnellement défini par sa résolution ΔR :

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (I.7)$$

Où B est la bande passante du radar et c la vitesse de la lumière.

1.8.2.1.1 Comparaison entre radar à bande étroite et radar ULB [I-20] :

Les radars traditionnels à bande étroite ont de nombreux inconvénients : Avec un radar traditionnel, il est impossible d'émettre et de recevoir en même temps des informations, ce qui implique que l'on a très souvent des zones aveugles de plusieurs centaines de mètres. De plus, comme le radar traditionnel est un dispositif à bande étroite, sa résolution est faible.

Le radar ULB peut remplacer les radars à bande étroite et, du fait de sa très large bande passante, il a une meilleure résolution et il possède par ailleurs de nombreux avantages

- Capacités de pénétration des matériaux, des sols, des murs, de la végétation, de la neige (utilisation possible des radars en basse fréquence pour améliorer la pénétration)
- Amélioration de l'identification des cibles (diminution forte des zones aveugles)
- Système robuste par rapport aux perturbations.

1.8.2.2 Radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR)

Cette catégorie d'applications existe déjà depuis de nombreuses années, avec l'apparition des radars GPR dans les domaines tels que la détection de mines anti-personnelles ou la caractérisation des propriétés électriques du sol. La possibilité d'émettre un signal de durée très brève est très intéressante car la résolution d'un radar (ΔR) est directement proportionnelle à la bande passante du signal (B). La bande d'un radar GPR ULB est déterminée par plusieurs paramètres : la taille de l'objet, ses propriétés électriques, la profondeur de l'objet et bien évidemment les propriétés du sol (permittivité, pertes diélectriques et résistivité). Classiquement, la bande de fréquence opérationnelle est < 1 GHz.

1.8.2.2.1 Détections de mines anti-personnelles

Les radars ULB permettent d'éliminer les inconvénients des anciens radars utilisés pour détecter des mines anti-personnelles (AP) [I-21]. Avant l'arrivée de l'ULB, on détectait les mines AP à l'aide d'un radar à bande étroite opérant dans les fréquences basses du spectre. Le problème de ce type de radar est leur faible résolution ; l'utilisation de fréquences plus élevées permet d'augmenter cette résolution, mais la profondeur de pénétration devient très petite et les objets profonds ne sont plus détectés. On comprend bien l'avantage de l'ultra large bande qui permet d'avoir à la fois une très bonne résolution due à la très large bande utilisée et une profondeur de pénétration importante permettant de détecter des mines profondément enterrées (figure I.13).

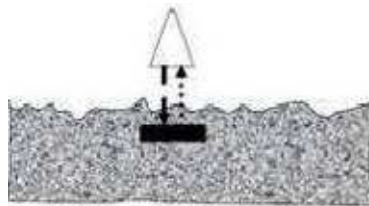


Figure I.13 : Principe de la détection de mines anti-personnelles grâce à un radar ULB.

1.8.2.3 Applications d'aide au conduit

Une autre application de l'utilisation de l'ULB en bande basse concerne la détection de véhicules à l'aide d'un radar ULB ; placé à une intersection ou à un carrefour [I-22], il permet de réguler le trafic. Les méthodes traditionnelles utilisées

pour repérer une voiture sont soit trop chères (radar à bande étroite) soit très sensibles aux conditions météorologiques (vidéo numérique). Le radar ULB quant à lui, est insensible aux particules liées à la météorologie (poussières, pluie, neige).

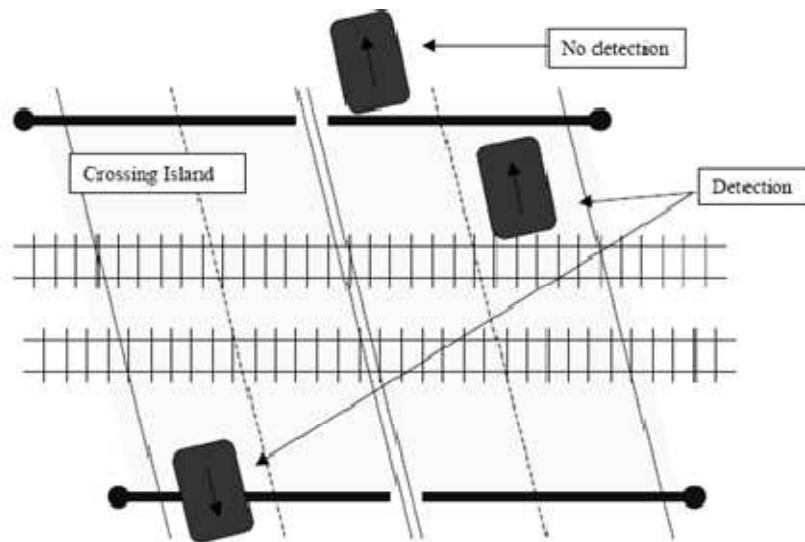


Figure I.14 : Détection de véhicules à une intersection.

Ce type de capteur est utilisé par les systèmes automatiques gérant la circulation dans les carrefours.

1.8.2.4 Applications de type "see through wall"

Deux applications sont particulièrement importantes : applications médicales (imagerie, cardiologie) et détection de personnes dans un environnement complexe.

1.8.2.4.1 Détection de personnes

Ces capteurs peuvent être utilisés dans les systèmes de sécurité soit pour détecter une présence dans un périmètre donné soit pour détecter des personnes ensevelies sous la neige ou dans les décombres d'un bâtiment [I-23].

Comme applications commerciales, on peut citer le système ALVA (Appareil de Localisation des Victimes d'Avalanche) qui permet de localiser assez précisément une victime ensevelie sous de la neige sans faire appel à un système GPS (figure I.15). L'appareil fonctionne en bande UHF et permet d'assurer la présence d'un seul trajet direct, car la neige ayant une résistivité élevée, est en principe facilement traversée par

les ondes électromagnétiques. Les erreurs sur les distances dues au canal de propagation sont faibles et l'erreur finale sur la position de la victime à secourir est restreinte.



Figure I. 15 : Détection de personnes ensevelie sous la neige par le système ALVA.

1.8.2.4.2 Applications médicales [I-24] :

- Les radars ULB sont utiles dans les hôpitaux et à domicile, où ils peuvent mesurer à distance les battements cardiaques et respiratoires et autres paramètres vitaux du patient.
- Une autre application importante du radar ULB dans le domaine médical concerne l'obstétrique : le radar ULB est utilisé par exemple pour contrôler l'évolution des grossesses.
- En imagerie médicale, le radar d'ULB permet de détecter, de façon non invasive, les mouvements, on peut ainsi voir des images du cœur, de la poitrine ou des poumons.

Il existe bien d'autres applications en médecine où les radars ULB sont utilisés. On peut citer entre autres la prévention d'apparition de cancer (poumon, etc.), la

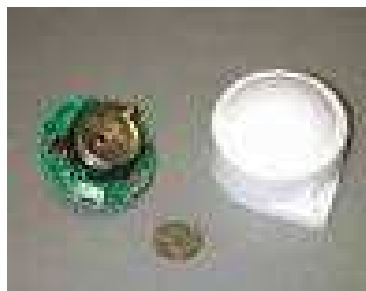
- surveillance respiratoire ou encore la surveillance du syndrome de la mort subite du nourrisson.

1.8.3 Localisations et suivi

Comme le GPS, l'Ultra large bande peut être utilisé pour localiser ou détecter un objet ou une personne

1.8.3.1 Localisation d'objet dans un entrepôt :

Traditionnellement, dans un entrepôt industriel, pour localiser un objet spécifique sur une palette spécifique dans un conteneur spécifique, on utilise la technologie d'identification par radiofréquences ou RFID. Mais cette technologie n'est pas robuste dans un environnement multi-trajet, ce qui peut causer des mauvaises lectures d'objets, des abandons d'objets et donc de nombreuses erreurs. Il faut ajouter aussi que cette technologie a une précision relativement faible (de moins de 30 cm). La technologie ULB est quant à elle beaucoup plus robuste dans un environnement complexe. Aujourd'hui il existe un système ULB de localisation commercial [I-25], fonctionnant dans la bande L, et qui est utilisé dans les hôpitaux (suivi de personnes) ou dans les industries (suivi d'un objet)



a



b

Figure I.16 : Système de localisation ULB, commercialisé (a) émetteur et (b) récepteur.

1.8.3.2 Localisation de personnes

L'ultra Large Bande, grâce à sa robustesse vis-à-vis d'un environnement complexe et grâce à sa très large bande passante (résolution spatio-temporelle très fine), peut être utilisée pour localiser et suivre des personnes à l'intérieur d'un bâtiment avec

une précision sur la trajectoire de la personne de l'ordre du mètre (dimension du bâtiment). Ce type de précision est inaccessible aux systèmes à base de GPS à l'intérieur d'un bâtiment.

I. 9. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, on a présenté la technologie des antennes imprimée ainsi que la technologie ULB et rappelant tout d'abord ses caractéristiques et quelques unes des principales applications qui peuvent tirer avantage de ses performances.

- [I-1] Carver. K. R & Mink. J. W, 'Microstrip Antennas Technology', IEEE-trans. AP, vol 29, n^o:1, June 1981, p.2-24.
- [I-2] Alexaopoulos N. G., Jackson D. R., 'Fundamental Superstrate (cover) effects on printed circuit antennas', IEEE-trans. AP, vol. 32, n^o:7, July. 1983, p.550-557.
- [I-3] Shaubert D. H, Pozar D. M & Adrian A., 'Effects of Microstrip antenna substrate thickness and permittivity: comparison of theories with experiment', IEEE-trans. AP, vol.37, n^o:6, June 1989, p.677-782.
- [I-4] Dubost G., 'Forme analytique du rendement d'une antenne plaque rectangulaire à la résonance demi-onde imputable à l'onde de surface du mode dominant TM_{01} ', Annales des Télécommunications, vol. 45, n^o:7-8, 1990, p.429-436.
- [I-5] Dahele J. S & Lee K.F, 'On the resonant frequencies of the triangular patch antennas', IEEE-trans. Antenna and propagation, AP-35, pp.100-101, 1987.
- [I-6] Robert. B. 'Etude des réseaux d'antennes microruban et de leurs structures d'alimentation' rapport de stage de DEA, Université de Nice-Sophia Antipolis, Juin 1990.
- [I-7] James. J.R, Hall. P. S. & Wood. C. 'Microstrip antenna theory and design'. IEEE Electromagnetic waves series 12, Ed.P.Peregrinus, Stevenage, UK 1981.
- [I-8] Abri. M., 'Analyse et synthèse de réseau d'antennes imprimées multibande à l'aide de modèles équivalents', Thèse de magister, Université Abou Bakr Belkaid Tlemcen Juin 2004.
- [I-9] M. J. Ammann, L. E. Doyle, "Small Planar Monopole covers Multiband BRANs", *European Microwave Conference*, pp. 1-4, October 2000.
- [I-10] M. J. Ammann and Zhi Ning Chen, "An Asymmetrical feed arrangement for improved impedance bandwidth of planar monopole antennas", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 40, No. 2, pp. 156-158, January 2004.
- [I-11] Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong, Chia-Lun Tang, "Ultra wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2-11 GHz band", *Microwave and Optical technology letters*, Vol.45, No. 2, pp. 124-126, April 2005.

- [I-12] M. A Peyrot-Solis, H. Jardon-Aguilar, "Ultra wideband planar monopole antenna for operation in the 3-20 GHz band", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 97-100, June 2005.
- [I-13] M. J. Ammann, R. Sierra Cordoba, M. Uzelac, J. A. Evans, and A. T. chwarzbacher, "On pattern stability of the crossed planar monopole", *Microwave and Optical technology letters*, Vol.40, No. 4, pp. 294-296, February 2004.
- [I-14] K.-L. Wong, Y.-W. Chi and C.-H. Wu, "Wideband tri-plate monopole antenna", *Electronics letters*, Vol. 40, No. 24, pp. 1517-1519, November 2004.
- [I-15] L. Bennett G.F. Ross, "Time domain electromagnetics and its applications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.
- [I-16] *FCC 1st Report and Order on Ultra-Wideband Technology*, February. 2002.
- [I-17] P.K Pietrzy, "Ultra wideband radio: an introduction to the breakthrough wireless technology", *Proceedings National Conference on Radio Communication, Radio and Television*, June 2003.
- [I-18] D. Porcino, W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead", *IEEE communications magazine*, Vol.41, issue 7, pp. 66-74, July 2003.
- [I-19] R. J. Fontana, "Recent system Applications of short-pulse Ultra-wideband (UWB) Technology", *IEEE transactions on Microwave Theory and techniques*, Vol.52, No.9, pp. 2087-2104, September 2004.
- [I-20] A.G. Yarovoy, L.P; Lighart, "UWB radars: recent technological advances and applications", *IEEE radar conference*, pp. 43-48, April 2007.
- [I-21] B. Scheers, M. Piette, A Vander Vost, "The detection of AP mines using UWB GPR", Scheers, *Second international conference on Detection of Abandoned Land Mines*, pp. 50-54, October 1998.
- [I-22] G.P. Pochanin, "Problems and promising lines of development of UWB ground penetrating radiolocation", *IEEE Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, pp. 61-66, September 2004.
- [I-23] L. Ya. Immoreev, S.V Samkov, "Ultra wideband radar for remote detection and measurement of parameters of the moving objects on small range", *IEEE Second*

International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, pp. 214-216, September 2004.

[I-24] E.M Staderini, "UWB radars in medicine", *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, Vol.17, issue 1, pp. 13-18, January 2002.

[I-25] R.J. Fontana, E. Richley, J. Barney, "Commercialization of an ultra wideband precision asset location system", *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies*, pp. 369-373, March 2003.

INTRODUCTION

Nous allons, dans ce chapitre, présenter les différents types d'antennes ULB qui sont communément utilisées. Ces antennes ont été classées selon certaines propriétés: particularités géométriques ou spécificité du diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnelle ou directive). Toutes ces antennes possèdent naturellement une bande passante assez élevée. Il existe plusieurs façons de réaliser une antenne ayant une bande passante très large. La première d'entre elles consiste à utiliser des géométries particulières. Ces antennes sont appelées antennes indépendantes de la fréquence : leur géométrie permet d'avoir une bande passante d'une décade. Concernant les antennes omnidirectionnelles, il existe deux grandes catégories d'antennes présentant naturellement une bande passante élevée: les antennes biconiques et leurs dérivées et les antennes monopoles large bande.

II. 1. ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE

Les antennes indépendantes de la fréquence sont connues depuis longtemps et ont été définies par Rumsey en 1957 [II. 1]. Ce sont des antennes qui sont entièrement définies par leurs dimensions angulaires. Les performances de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée) sont indépendantes de la fréquence. Pour ce type d'antenne, si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur X, les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur X.

L'expression générale de leur forme géométrique peut se mettre sous la forme suivante:

$$r = e^{a(\varphi+\varphi_0)} F(\theta) \quad (\text{II. 1})$$

Où r , θ , φ sont les coordonnées sphériques, a et φ_0 deux constantes et F une fonction ne dépendant que de θ .

Théoriquement, ces antennes présentent une bande passante infinie. Cependant, en pratique leur bande passante est finie à cause des dimensions finies de l'antenne.

On présentera dans ce paragraphe plusieurs antennes indépendantes de la fréquence couramment utilisées en étudiant leur comportement fréquentiel (diagramme

de rayonnement et adaptation) et leur comportement en régime impulsionnel: les antennes spirales et les antennes log-périodiques font partie de ce groupe d'antennes.

II. 1. 1. Les antennes spirales

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1959 [II. 2]. Il existe trois types de spirales: spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.

II. 1. 1. 1. Antenne à spirale logarithmique

L'antenne spirale équiangulaire ou logarithmique fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles. Son équation en coordonnées polaires (ρ , θ) peut s'écrire sous la forme:

$$\rho = ke^{a\theta} \quad (\text{II. 2})$$

Où k et a sont deux constantes

Pour que l'antenne ait une impédance constante, sur toute la gamme de fréquences, il faut que la largeur de la partie rayonnante de l'antenne demeure proportionnelle à la longueur des brins. De plus, si on souhaite que l'antenne garde une structure symétrique, l'antenne doit être constituée de deux brins identiques, chacun de ces brins formant deux spirales de même centre

L'antenne spirale logarithmique est donc régie par 4 équations, deux pour chaque conducteur:

Le premier conducteur a pour équation:

$$\rho_1 = ke^{a\theta}, \quad \rho_2 = ke^{a(\theta-\delta)} = k\rho_1 \quad (\text{II. 3})$$

Où :

$$k = e^{-a\delta} = \frac{\rho_1}{\rho_2} < 1$$

Le second conducteur a pour équation :

$$\rho_3 = ke^{a(\theta-\pi)}, \quad \rho_4 = ke^{a(\theta-\pi-\delta)} = k\rho_3 \quad (\text{II. 4})$$

Du fait de la géométrie de la structure, la polarisation du signal rayonné est circulaire. Aux fréquences où la longueur des conducteurs est très petite par rapport à la longueur d'onde, la polarisation est linéaire. Si la fréquence augmente (longueur des brins augmente), la polarisation du champ devient elliptique puis circulaire.

La figure II. 1) a montre une représentation pratique de l'antenne logarithmique.

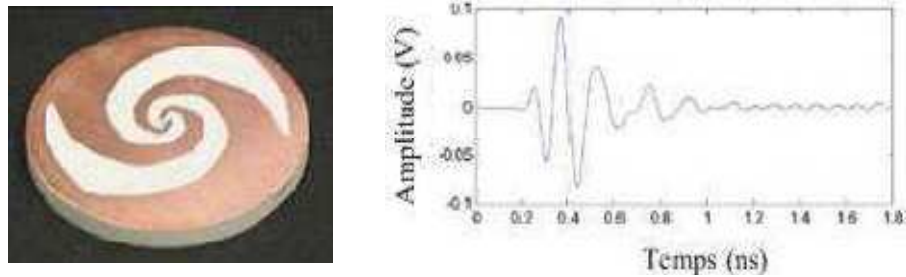


Figure II. 1: Antenne spirale logarithmique et son impulsion rayonnée

dans le plan E [II-3]

Théoriquement, elle possède une bande passante infinie. Mais l'antenne spirale logarithmique couvre une bande passante de quelques octaves car ses dimensions géométriques sont finies. La fréquence haute d'adaptation est limitée par l'espace entre les deux conducteurs (espaces relativement faibles par rapport à la longueur d'onde. A titre d'exemple, pour un $ROS < 2$, une bande passante de 0.4- 3.8 GHz peut être atteinte [II. 3].

On alimente cette antenne au milieu de la structure de telle sorte que les deux conducteurs soient en opposition de phase. Les doublets ainsi produits tout au long de la structure créent des champs maximaux dans les directions normales au plan de l'antenne, ce qui implique que la spirale logarithmique possède un rayonnement bidirectionnel avec un gain de 4 dBi.

Par ailleurs, plus la fréquence est basse, plus les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées de l'alimentation et donc du centre de l'antenne, et inversement, plus la fréquence est élevée, plus les parties participant au rayonnement se trouvent rapprochées du centre de l'antenne. Ce comportement, caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence montre que le centre de phase varie en fonction de la fréquence et que par conséquent cette antenne est dispersive. Pour le montrer, il suffit d'exciter cette antenne avec une impulsion (première dérivée d'une gaussienne) et de voir sa réponse à cette impulsion.

II. 1. 1. 2. Antenne spirale conique

Cette antenne est une forme dérivée de la précédente [II. 4]: En effet, il suffit, pour la réaliser, d'imprimer les spirales sur un cône en matériau diélectrique servant de support pour le dessin.

L'antenne spirale conique est régie par un ensemble d'équations:

$$\rho = \rho_1 e^{\varphi b}, \text{ avec } b = \frac{\sin \theta_0}{\tan \alpha} \quad (\text{II. 5})$$

$$h = \frac{\rho_2}{\tan \alpha'} \quad (\text{II. 6})$$

$$t = \frac{\ln\left(\frac{\rho_2}{\rho_1}\right) \tan \alpha}{2\pi \sin \theta_0} \quad (\text{II. 7})$$

Où α est l'angle d'enroulement, t le nombre de tours, h la hauteur du cône et θ_0 l'angle du demi-cône. ρ_1 et ρ_2 constituent respectivement le rayon du sommet et de la base.

La polarisation du champ est circulaire pour un demi-angle du cône inférieur à 60° . Si l'angle dépasse 60° , la polarisation devient elliptique.

Une représentation pratique de l'antenne spirale conique est présentée sur la figure II. 2



Figure II. 2: Antenne spirale conique.

Théoriquement, elle possède une bande passante infinie, mais en pratique, du fait de ses dimensions finies, elle couvre une bande passante de quelques octaves. La

bande passante est uniquement limitée par les dimensions des rayons externes de la spirale. Contrairement à l'antenne précédente qui avait un rayonnement bidirectionnel, cette antenne a un rayonnement unidirectionnel, le maximum du champ étant orienté selon l'axe du cône.

A chaque fréquence, seule une partie des brins de l'antenne rayonne. La distance à l'alimentation de ces brins correspond à une longueur d'onde, ce qui signifie que le centre de phase de cette antenne n'est pas constant en fonction de la fréquence, et par conséquent, cette antenne, comme la précédente est dispersive, Mais comme l'antenne est à trois dimensions, le centre de phase va varier très fortement le long de l'axe du cône; par voie de conséquence, cette antenne sera plus dispersive que l'antenne logarithmique, comme on peut le voir sur la figure II. 3 où l'on a excité l'antenne avec la première dérivée de la gaussienne.

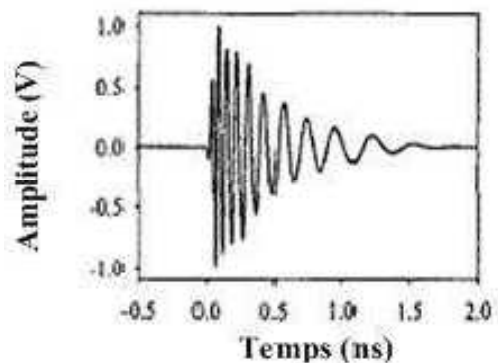


Figure II. 3: Impulsion rayonnée par la spirale conique dans le plan E [II-5]

II. 1. 1. 3. Antenne à spirale d'Archimède

L'antenne spirale d'Archimède est formée de deux spirales emboîtées et est régie par les expressions suivantes [II. 6] :

$$r = r_0 + ct \quad (\text{II. 8})$$

$$\varphi = t + k\pi \quad (\text{II. 9})$$

où c est une constante et k , r deux réels, t est l'angle

Elle fait aussi partie des antennes indépendantes de la fréquence, même si elle n'est pas totalement définie par ses angles.

Une représentation pratique de l'antenne logarithmique est montrée sur la figure II.4.

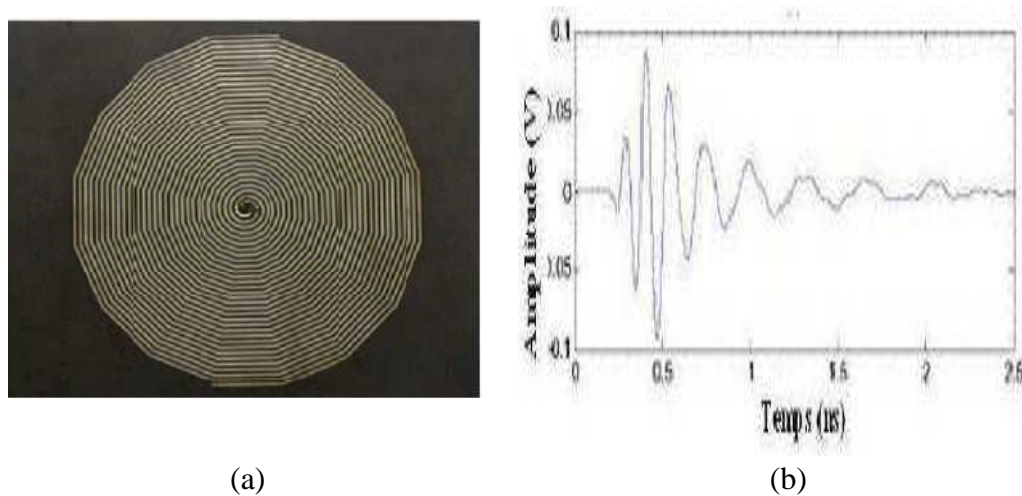


Figure II. 4: Antenne spirale d'Archimède et son impulsion rayonnée dans le plan E [II-3]

Ce type d'antenne est plus utilisé que les antennes à spirale logarithmique car, à performance égale (même bande passante), cette structure est plus compacte que la spirale logarithmique: L'étalement linéaire des brins de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne équiangulaire. Ses spécificités ressemblent beaucoup à celles des types d'antennes à spirales que l'on a vues précédemment. Sa bande passante est de plusieurs octaves et est limitée par les rayons externes de la spirale, sa polarisation est circulaire et son diagramme de rayonnement bidirectionnel.

Comme toutes les antennes spirales, cette antenne est dispersive: son centre de phase varie en fonction de la fréquence, comme on peut le voir sur la figure II.4, qui représente l'impulsion rayonnée, si on excite l'antenne avec une impulsion du type première dérivée de la gaussienne.

II. 1. 1. 4. Antenne log-périodique

Les antennes log périodique ont été conçues pour la première fois par Duhamel et Isabelle en 1959 [II. 7]. Elles s'appuient sur le principe d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences mais de façon périodique et non répétitive comme c'est le cas des antennes que l'on a vues précédemment. Ainsi, si une structure rayonnante est transformée en une autre structure identique par la multiplication de ses dimensions par t , toutes les

deux présentent les mêmes performances (adaptation et diagramme de rayonnement), l'une à la fréquence f et l'autre à la fréquence f/τ . En répétant cette transformation N fois les performances sont les mêmes aux fréquences $f_0 \cdot \tau^N$ où f_0 est la fréquence de référence et ont une période de répétition de $\log(\tau)$ en fonction de $\log(f)$, d'où leur appellation. Leur principe est donc bien analogue aux antennes dites indépendantes de la fréquence.

Dans la suite de ce paragraphe, on va examiner plusieurs antennes de ce type couramment utilisées, la plus connue étant l'antenne « log periodic dipole array » (LPDA).

II. 1. 1. 5. Antenne log périodique de forme quelconque

II. 1. 1. 5. 1. Antenne log périodique de forme circulaire

Une représentation de l'antenne log périodique circulaire est présentée sur la figure II.5

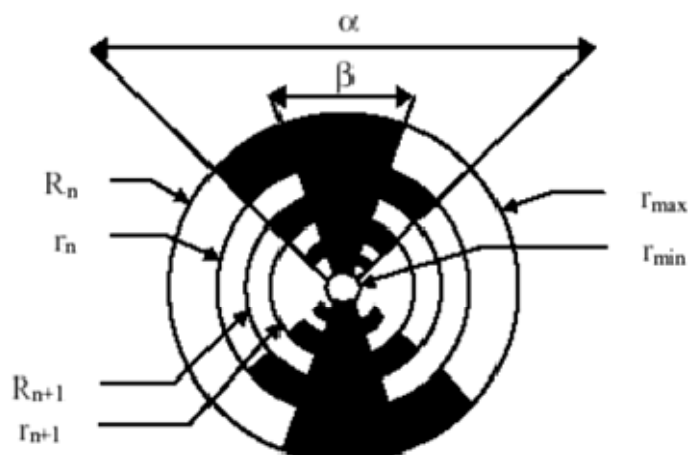


Figure II. 5: Antenne log-périodique circulaire.

Cette antenne de forme circulaire est déterminée par les relations suivantes :

❖ $r = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n}$ qui définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne

❖ $x = \frac{r_n}{R_n}$ qui définit la largeur des dents

❖ a et b définissent la longueur des dents

- ❖ Γ_{\min} et Γ_{\max} limitent les extrémités de la structure

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves. La fréquence basse d'adaptation est fixée par la dimension de la plus longue des dents ($\lambda/4$ à cette fréquence) et la fréquence haute d'adaptation est reliée à la dent de plus petite dimension. La conséquence immédiate de ceci est que l'antenne est dispersive, comme pour les autres antennes indépendantes de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement est bidirectionnel. Il est symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant la normale à ce plan et des minima dans ce plan. L'ouverture dépend fortement du rapport de périodicité. Le gain vaut typiquement 4 dBi. La polarisation est linéaire avec des ouvertures identiques dans les plans E et H.

II. 1. 1. 5. 2. Antenne log périodique de forme trapézoïdale

L'antenne log périodique de forme trapézoïdale est un autre exemple d'antenne log périodique. Cette antenne se déduit aisément de la précédente.

Une représentation de l'antenne trapézoïdale est présentée sur la figure II.6:

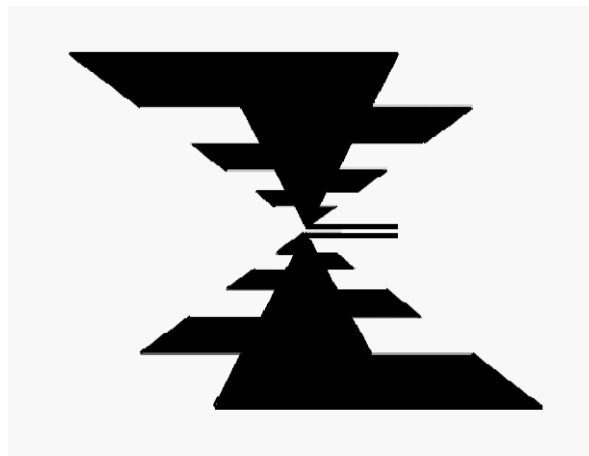


Figure II. 6: Antenne log-périodique de forme trapézoïdale.

Cette antenne étant plus facile à construire que la précédente, est plus couramment utilisée que l'antenne de forme circulaire. Elle possède exactement les mêmes caractéristiques: diagramme de rayonnement bidirectionnel, bande passante de plusieurs octaves, antenne dispersive.

II. 1. 1. 6. Antenne LPDA (log periodic dipole array)

Une autre antenne de type log périodique est l'antenne dipôle log périodique [II. 8]. Cette antenne se déduit aisément de la précédente (l'angle β vaut 0).

Une représentation pratique de l'antenne logarithmique est montrée sur la figure II.7.



Figure II. 7: Réalisation pratique de l'antenne LPDA et de son alimentation.

De la même façon que pour les autres antennes log périodique, le rapport de périodicité t est le rapport entre deux longueurs de dipôles consécutifs. Les dipôles sont connectés alternativement par une ligne de transmission centrale symétrique qui peut être croisée pour éviter le rayonnement arrière, comme le montre la figure II.7.

Les fréquences haute et basse d'adaptation sont déterminées par les longueurs des éléments du réseau les plus basses et les plus hautes respectivement. L'antenne est alimentée au sommet et l'on peut définir deux types de zone: la zone de transition et la zone active. La zone de transition est la zone où les champs se propagent le long de la ligne de transmission centrale depuis le sommet jusqu'aux dipôles de longueur $l/4$. La zone active est la zone où l'on a des forts courants : ceux sont eux qui participent au rayonnement de l'antenne La zone active ou encore le centre de phase s'éloigne du point d'alimentation de l'antenne à mesure que la fréquence diminue: le centre de phase varie fortement avec la fréquence.

L'antenne est donc dispersive: Une impulsion typique, rayonnée par ce type d'antenne est présentée sur la figure II.8 (excitation par une impulsion de type première dérivée de la gaussienne).

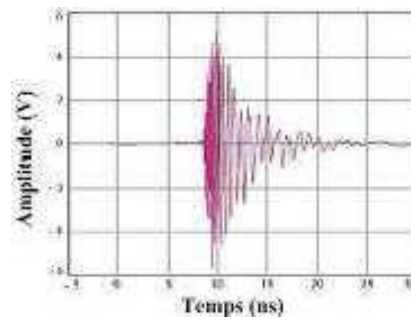


Figure II. 8: Impulsion rayonnée par la LPDA dans la direction du lobe [II-9]

Le rayonnement de l'antenne est unidirectionnel avec des maxima dans la direction suivant son sommet, la polarisation est linéaire et le gain maximal typique d'une antenne LPDA est de 5 à 10 dBi.

Dans les prochains paragraphes, on étudiera les comportements d'antennes qui ont naturellement une très large bande passante, par exemple les antennes biconiques ou les cornets qui possèdent une bande passante d'une décade au minimum. On décrira deux grandes familles d'antennes ULB : les antennes omnidirectionnelles et les antennes directives.

II. 2. ANTENNES OMNIDIRECTIONNELLES

On peut obtenir des antennes ayant naturellement à la fois une très large bande passante et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Ces antennes sont une évolution directe des monopoles et des dipôles de base (doublet d'Hertz). On sait que plus un dipôle est épais, plus grande est sa bande passante. A partir de cette simple constatation, de nombreuses antennes large bande ont été conçues. On peut distinguer deux catégories d'antennes large bandes omnidirectionnelles: les antennes biconiques et les antennes monopoles/ dipôles large bandes.

II. 2. 1. Antennes biconiques et ses dérivées

II. 2. 1. 1. Antenne biconique

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par Schelkunoff [II. 10]. Le concept de l'antenne biconique est basé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais offre une bande passante plus grande que s'il est construit avec un fil fin. Ce

concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus importante en utilisant des conducteurs évasés. On forme ainsi la structure biconique montrée sur la Figure II.9. L'antenne biconique peut être analysée comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était évasée jusqu'à l'infini. L'antenne biconique infinie agit comme un guide pour une onde sphérique. On peut montrer qu'il n'existe qu'un seul mode TEM pour une antenne biconique infinie.

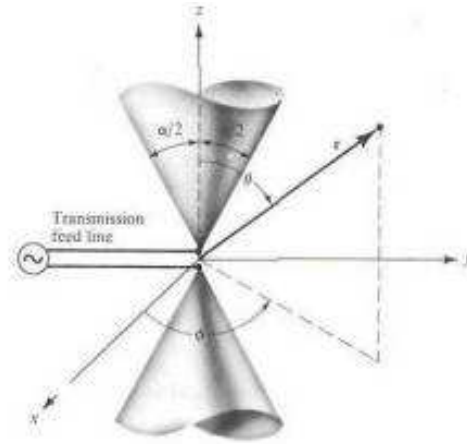


Figure II. 9: Antenne biconique infinie.

On peut montrer [II. 10] que la tension entre deux points symétriques de chaque cône à une distance r de l'origine s'écrit

$$V(r) = 2\eta H_0 \cdot r \cdot e^{-jkr} \cdot \ln \left[\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (\text{II. 10})$$

Avec η l'impédance d'onde du vide.

De la même façon, on peut montrer que le courant à la surface des cônes peut s'écrire à une distance r de l'origine

$$I(r) = \int_0^{2\pi} H_\varphi r d\varphi = 2\pi H_0 e^{-jkr} \quad (\text{II. 11})$$

D'où l'on déduit aisément l'impédance caractéristique de la ligne de transmission et donc de l'impédance d'entrée d'une antenne biconique.

$$Z_c = \frac{V(r)}{I(r)} = Z_{in} = 120 \ln \left[\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (\text{II. 12})$$

On remarque que dans le cas d'une antenne biconique infinie, l'impédance d'entrée est purement réelle. En pratique, l'antenne biconique est tronquée, ce qui entraîne que l'impédance d'entrée n'est plus purement réelle. En effet, lorsque les cônes sont tronqués, une partie de l'énergie est réfléchi en bout d'antenne. L'antenne biconique finie peut-être considérée comme un guide d'onde se terminant par une charge. Cette discontinuité implique que l'on n'a plus affaire à un mode TEM pur : d'autres modes supérieurs existent. Par ailleurs, ce tronçage des cônes permet une augmentation du rapport d'ondes stationnaires et donc une diminution de la bande passante par rapport au cas infini. Ce type d'antenne, dont une réalisation pratique est montrée sur la figure II.10, peut être utilisé en compatibilité électromagnétique (CEM) ou pour mesurer un diagramme de rayonnement.



Figure II. 10: Réalisation pratique de l'antenne biconique finie.

L'antenne biconique finie possède une bande passante de plus 100 %, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel perpendiculaire à l'axe des cônes et un nul électrique le long de l'axe des cônes. La polarisation est linéaire et un gain maximum typique pour ce type d'antenne est de 4 dBi.

II. 2. 1. 2. Antenne discone

Une autre dérivation de l'antenne biconique infinie est l'antenne discone [II. 11]. Cette antenne est formée d'un cône et d'un plan de masse qui peut être circulaire ou rectangulaire qui remplace le second cône de l'antenne biconique.

Une représentation graphique est présentée à la figure II.11

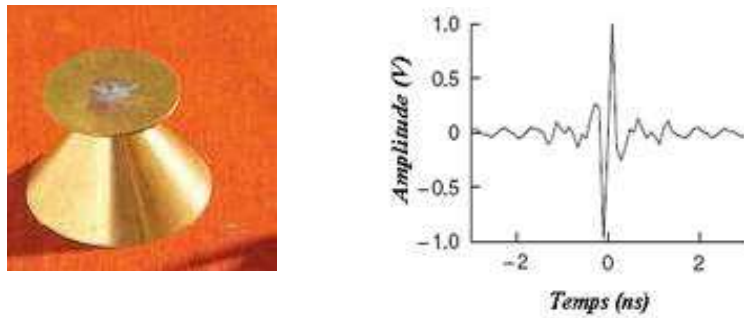


Figure II. 11: Antenne discone et son impulsion rayonnée dans le plan H.

L'antenne est alimentée par un câble coaxial dont l'âme central est connectée directement au sommet du cône et dont la masse est reliée au plan de masse circulaire. Les paramètres gouvernant la structure sont la dimension du plan de masse et l'espacement entre le plan de masse et le cône. Le plan de masse agit principalement sur les diagrammes de rayonnement et sur l'adaptation en hautes fréquences. Si on règle correctement ces deux paramètres, l'antenne possède une bande passante de plus de 150 % (par exemple, $ROS < 2$ de 3 à 14 GHz).

L'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal, et son gain est légèrement plus élevée que celui d'une antenne biconique finie du fait de l'utilisation d'un plan de masse fini.

Par ailleurs, cette antenne est peu dispersive, comme on peut le voir sur la figure II.11) où l'antenne est excitée par une impulsion du type première dérivée de la gaussienne. Une fidélité (ressemblance entre l'impulsion d'entrée et l'impulsion rayonnée) de 90 % peut être atteinte en pratique.

II. 2. 2. Dipôles/ monopoles électriques ultra large bande

II. 2. 2. 1. Quelques généralités sur les dipôles électriques larges bandes

Une autre catégorie d'antennes large bande est constituée par les monopoles plans ou dipôles. De nombreuses études ont été menées sur ce type d'antenne [II. 12] et différentes formes ont été conçues: carrée, circulaire, triangulaire ou elliptique. Toutes ces antennes présentent de nombreuses caractéristiques communes: une bande passante importante, une polarisation linéaire et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel

dans le plan azimutal. L'utilisation d'un plan de masse perpendiculaire à l'élément rayonnant présente un inconvénient majeur pour l'utilisation d'une telle antenne. En effet, la zone de l'alimentation du monopole est relativement fine, ce qui entraîne une certaine fragilité de l'antenne. En outre, pour une application commerciale, il est préférable de rendre planaire un monopole plan, c'est à dire d'utiliser un plan parallèle à la structure.

II. 2. 2. Monopole circulaire (elliptique)

C'est la première antenne large bande du type monopoles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda. (Figure II.12)



Figure II. 12: Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire (rayon 2.5 cm).

Le monopole circulaire plan est de forme circulaire avec un plan de masse de dimensions supérieures à une longueur d'onde maximale pour éviter les réflexions qui proviennent du plan de masse. L'élément peut être de forme elliptique [II. 13], cependant un fort rapport d'ellipticité dégrade la bande passante de l'antenne. L'antenne planaire de forme elliptique a été la première antenne large bande commercialisée.

Il est possible de calculer numériquement avec une bonne approximation la fréquence basse d'adaptation pour un ROS fixé à 2 en fonction des paramètres géométriques de l'antenne: ce calcul se fait de la même façon que pour un monopole cylindrique:

$$f_{low} = \frac{7.2}{l+r} \quad (\text{II. 13})$$

Où f_{low} est la fréquence basse exprimée en GHz, « l » la hauteur du monopole en cm et « r » son rayon équivalent en cm. Le rayon équivalent d'un monopole elliptique peut être déterminé à partir de la formule suivante:

$$2\pi r l = \pi a b \quad (\text{II. 14})$$

Où

« a » désigne le petit axe de l'ellipse et « b » le grand axe.

Habituellement, cette antenne a une bande passante de plus de 160 %. Pour un monopole circulaire de rayon 2.5 cm, la bande passante va de 1.17 à 12 GHz pour un ROS < 2 . Depuis quelques années, cette antenne est réalisée avec un plan de masse parallèle à l'élément rayonnant comme le montre la figure II.13).

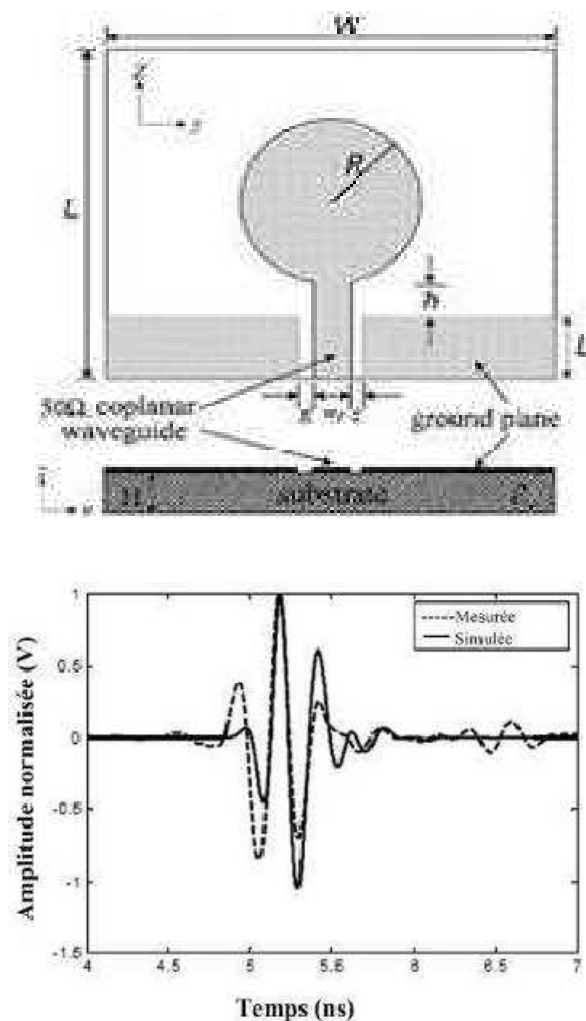


Figure II.13: Monopole planaire circulaire et son Impulsion rayonnée dans le plan H ($\theta=\pi/2$).

Dans cette configuration, certains auteurs ont commencé à étudier cette antenne d'un point de vue temporel et ont montré qu'elle était peu dispersive, comme illustrée sur la figure II.13 où l'antenne est excitée avec une impulsion de type première dérivée de la gaussienne [II. 14].

II. 2. 2. 3. Le monopôle triangulaire

Le monopôle triangulaire est version planaire de l'antenne conique et est constituée d'un triangle plat rayonnant monté sur un plan de masse. L'évolution de son comportement en fonction de ses dimensions suit globalement celle des structures triangulaires ou coniques (antenne biconique et discone). Cependant, une étude comparative de ce type d'antennes a été menée par Brown et Woodward [II-15], et met en avant quelques différences entre la structure plane et son équivalent à 3 dimensions, en termes d'adaptation et de rayonnement.

Ainsi l'augmentation de l'angle « α » au sommet du monopôle triangulaire diminue effectivement son impédance d'entrée, mais celle-ci reste tout de même bien élevée (de l'ordre de 50% pour $\alpha = 90^\circ$) que pour l'antenne conique correspondante. De plus, les variations d'impédance de l'antenne plane sont plus importantes. Ces variations auront pour effet de limiter la bande passante qui ne pourra être aussi importante que celle d'une antenne biconique, mais des valeurs de l'ordre de 120% sont tout de même atteignables.

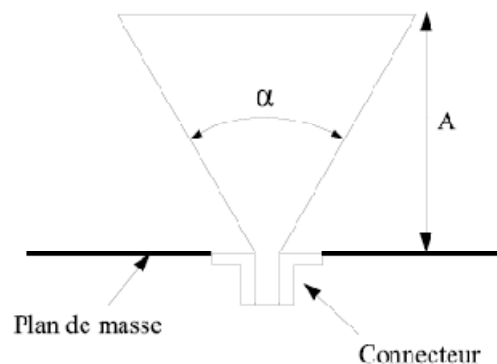


Figure II. 14 : Monopôle triangulaire

Une autre influence de l'angle au sommet est mise en lumière en [II-15]. En effet, plus celui-ci est important, plus la fréquence basse d'adaptation de l'antenne diminue, et ce phénomène s'amplifie pour les fortes valeurs de « α ». Augmenter cet angle présente donc double intérêt : baisser l'impédance d'entrée (et en diminue les

variations), ainsi que diminuer l'encombrement en hauteur « A » de l'élément rayonnant qui peut être inférieur à $\lambda/6$ pour des valeurs de « α » à 90° . Cependant, sa hauteur oblique restera équivalente à un quart de longueur d'onde.

En termes de rayonnement, le diagramme est à peu près omnidirectionnel dans le plan azimutal, même si l'absence de symétrie de révolution amène quelques variations dans ce plan par rapport au monopole conique. Ce phénomène est d'autant plus marqué que l'angle au sommet est important.

En élévation, comme toutes les structures sur plan de masse, les directions dans le demi-espace contenant le triangle rayonnant sont privilégiées. Ce comportement est surtout sensible à haute fréquence, lorsque l'antenne est électriquement plus grande.

II. 2. 2. 4. Le monopôle trapézoïdal

Le monopole trapézoïdal est proposé comme étant une variation d'un monopole carré dont on fait varier les largeurs L_1 et L_2 de l'élément rayonnant. En effet, le monopole carré présente un caractère large bande assez limité [II-16] (de l'ordre d'une octave) soit une bande passante de 66 %.

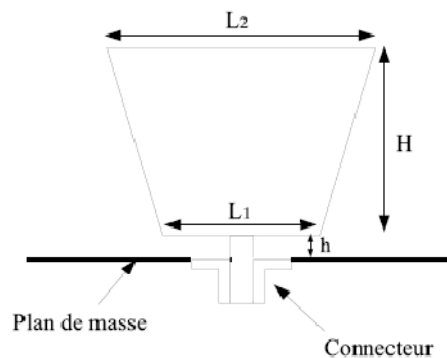


Figure II. 15 : Monopôle trapézoïdal

Une étude a été menée en [II-17] et montre que les meilleurs résultats en terme de largeur de bande passante sont obtenus pour des valeurs de L_1 inférieures à L_2 , notamment lorsque $L_1 = 0.75 * L_2$ où une bande passante relative supérieure à 80 % est obtenue en alimentant la structure par un câble coaxial d'impédance caractéristique de 50Ω . Cependant, d'après [II-17] et pour des valeurs trop faibles de L_1 , l'impédance d'entrée de l'antenne augmente assez fortement.

Concernant le dimensionnement de l'antenne, la hauteur H du trapèze en fonction de la fréquence d'adaptation la plus basse est de l'ordre de $\lambda/5$ pour les structures possédant la plus large bande passante. A mesure que L1 est raccourcie, l'encombrement H en hauteur diminue (jusqu'à $\lambda/6$) puisque les longueurs des cotés du trapèze augmentent, rallongeant ainsi les longueurs électriques de l'antenne. Une nouvelle formule est proposée en [II-17] pour dimensionner l'antenne en fonction de sa limite basse d'adaptation.

II. 2. 2. 5. Monopôle carré et losange

Ceux sont les deux types que nous avons choisi à étudier. L'un est alimenté par un guide d'onde coplanaire où le plan de masse et la ligne d'alimentation sont intégrés dans la même face que l'élément rayonnant et l'autre est alimenté par le même type de ligne où les plans de masse sont trapézoïdaux.

II. 2. 2. 5. 1. Monopôle sous la forme d'un losange

Avant de présenter notre structure d'étude, il convient de définir une structure de référence dimensionnée théoriquement [l'antenne triangulaire] qui possède presque les mêmes facteurs d'adaptation que notre antenne (l'angle au sommet « α », la hauteur « H » et la longueur oblique).

❖ Détermination de l'angle au sommet « α »

Afin de déterminer la valeur de l'angle au sommet « α » des triangles (losange), la formule suivante a été utilisée pour déterminer l'impédance d'entrée « Z » de l'antenne biconique infinie [II-10]

$$Z_c = \frac{V(r)}{I(r)} = Z = 120 \ln \left[\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (\text{II. 15})$$

Soit :

$$\alpha = 4 \tan^{-1} \left[\frac{1}{\exp\left(\frac{Z}{120}\right)} \right] \quad (\text{II. 16})$$

Pour avoir une impédance de 50Ω il faut choisir un angle au sommet égal à 133.7°

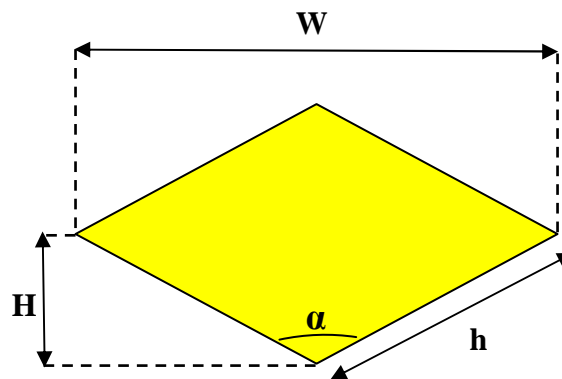


Figure II.16 : schéma de base de l'antenne losange étudié

La formule précédente (II.15 et II.16) ne peut réellement servir de référence puisqu'elle s'applique normalement aux antennes biconiques. Or, il a été montré expérimentalement par Brown et Woodward [II-15], que lors du passage d'une version conique d'un monopole à son équivalent triangulaire de même dimension, la valeur ainsi que les variations de l'impédance d'entrée augmentaient visiblement. Ce fait doit donc logiquement être applicable aux versions dipolaires de ces structures. De plus, cette formulation a été calculée pour le cas idéal où l'antenne était infinie et n'était donc traversé que par une onde progressive, ce qui n'est pas le cas ici. Cependant, elle permet tout de même d'obtenir un ordre de grandeur de l'angle à appliquer à l'antenne pour que son impédance d'entrée soit proche de 50Ω .

❖ **La hauteur « H » de triangle :**

Les triangles seront donc tronqués à partir d'une certaine distance H de leur point d'alimentation de manière à limiter la taille de l'antenne. De cette longueur dépendra la limite basse d'adaptation de l'antenne triangulaire. Sur ce point également il existe peu de bibliographie explicite et précise disponible concernant le dimensionnement des triangles. De plus, les différentes formules proposées (II.15), (II.16) pour calculer les dimensions des structures de forme avoisinantes ne donnent pas forcément des résultats concordants.

Ainsi, une formule permettant de calculer la fréquence basse d'adaptation d'un monopole trapézoïdal sur plan de masse en fonction de ses dimensions est proposée en

(II.17). Il s'agit d'une modification d'une équation déjà existante, et qui donne de meilleurs résultats lorsque le coté le plus haut du trapèze est de taille supérieur à sa base, ce qui est le cas pour un triangle qui représente un cas particulier où la base est de longueur nulle. Il est donc proposé la relation :

$$F = \frac{75}{\sqrt{H^2 + \left(\frac{2 \max(L_2, L_1) - L_2 - L_1}{2}\right)^2} + h + \frac{L_2}{2\pi}} \quad (\text{II. 17})$$

Dans cette relation F est la fréquence exprimée en GHz, et les dimensions de l'antenne sont en mm.

Dans notre cas, la hauteur h correspondant à la distance entre l'élément rayonnant et le plan de masse est considérée comme nulle, de même que L_1 qui représente la longueur du coté inférieur du trapèze.

Donc, en considérant que l'angle « α » est fixé à 133.6^0 , il existe la relation suivante entre la hauteur d'un triangle et sa largeur :

$$L_2 = 2H \cdot \tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (\text{II. 18})$$

D'où :

$$H = \frac{75}{F \left(\sqrt{1 + \left(\tan\frac{\alpha}{2}\right)^2} + \frac{\tan\frac{\alpha}{2}}{\pi} \right)} \quad (\text{II. 19})$$

La fréquence basse d'adaptation à 3 GHz est obtenue pour une hauteur :

$$H = 7.62 \text{ mm}$$

Afin de pouvoir calculer la hauteur H de l'antenne, on passe à calculer L_2 .

II. 2. 2. 5. 2. Monopôle carré

De nombreuses études ont été menées depuis la première utilisation du monopole circulaire en 1992 et de nombreux travaux ont été réalisés afin d'utiliser le monopole carré sous sa forme planaire pour des applications ultra large bande.

La structure de base de l'antenne est montrée dans la figure ci-dessous :

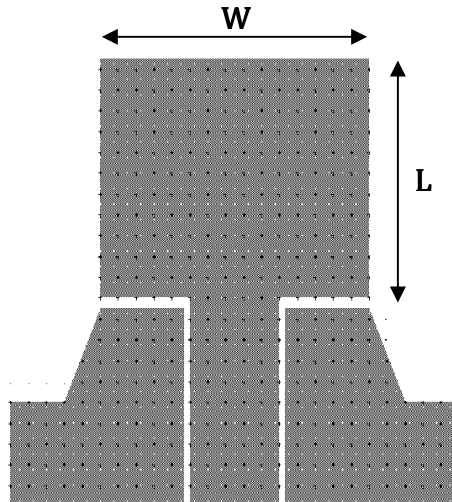


Figure II. 17 : Schéma de base de l'antenne carrée étudiée

L'étude paramétrique de cette antenne est connue depuis longtemps [II.18] et montre que la fréquence basse d'adaptation est principalement déterminée par la hauteur du monopole et que les autres paramètres jouent essentiellement sur la fréquence haute.

Les formules ci-dessous présentent les dimensions initiales de notre antenne :

$$\frac{L}{W} = \dots \tag{II. 20}$$

$$\dots \tag{II. 21}$$

Où

$$\dots \tag{II. 22}$$

$$\Delta L = h \times 0.412 \frac{(\varepsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\varepsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \quad (\text{II. 23})$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{for } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (\text{II. 24})$$

II. 3. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté un état de l'art sur les antennes Ultra Large Bande, ensuite une formulation de base de notre étude relative à l'antenne losange et l'antenne triangulaire.

Nombreuses sont les techniques d'alimentation conçues pour les antennes imprimées. Dans notre cas on a choisit la technique coplanaire pour pouvoir mettre la ligne et l'élément rayonnant dans le même plan.

Dans le chapitre suivant, on présente les résultats de simulations des structures conçues à l'aide du simulateur électromagnétique ADS/MOMENTUM.

- [II.1] V.H. Ramsey, "Frequency independent antennas", *IRE International Convention Record* Vol. 5, pp. 114-118, March 1957
- [II.2] J. D Dyson, "The equiangular spiral antennas", *IRE on antennas and propagation*, pp. 181-187, 1959.
- [II.3] Y. Zhang, A.K. Brown, "Archimedean and equiangular slot spiral antennas for UWB communications", *European Microwave conference*, pp. 1578-1581, September 2006.
- [II.4] J. D Dyson, "The characteristics and design of the conical log-spiral antenna", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.13, issue 4, pp. 488-499, July 1965.
- [II.5] T.W Hertel, G.S. Smith, " On the dispersive properties of the conical spiral antenna and its use of pulsed radiation", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.51, No. 7, pp. 1426-1432, July 2003.
- [II.6] J. Kaiser, "The Archimedean two-wire spiral antennas", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.8, issue 3, pp. 312-323, May 1960.
- [II.7] R.H DuHamel and DE Isabell, "Broadband Logarithmically periodic antenna structure, *IRE International Convention Record*, Vol. 5, Part 1, pp 119–128, March 1957.
- [II.8] DE Isabell, "log periodic dipole Arrays", *IRE transactions on antennas and propagation*, vol.8, issue 3, pp. 260-267, May 1960.
- [II.9] J. A.N, Noranha, T. Bielawan C.R. Anderson, D.G. Sweeny, S. Licul, W. A. Davis, "Designing antennas for UWB systems, *Microwaves and RF*, pp. 53-61, June 2003.
- [II.10] C.A Balanis, "Antenna Theory analysis and design", Second Edition, Chapter 2, Wiley.
- [II.11] N. P. Agrawall, G. Kumar, K.P. Ray, "New wideband monopole antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.1, pp. 248-251, July 1997.
- [II.12] X. Qing, Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, "UWB characteristics of disc cone antenna", *IEEE international Workshop on antenna technology*, pp. 91-100, March 2005.
- [II.13] H.G. Schantz, "Planar elliptical element ultra wideband dipole antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 3, pp. 44-47, July 2002.
- [II.14] L. Guo, J Liang, C. G. Parini, X Chen, " A time domain study of CPW-fed Disk Monopole for UWB applications, *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*, Vol.1, December 2005.
- [II.15] G. H. Brown, O. M. Woodward, "Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas", *RCA review*, pp425-452, Dec.1952
- [II.16] N. P. Agrawall, G. Kumar, K. P. Ray, "Wide-Band Planar Monopole Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, N^o2, Feb. 1998.

[II.17] Z. N. Chen, Y. W. M. Chia, "Impedance Characteristics of Trapezoidal Planar monopole Antennas", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 27, N^o2, Oct. 2000.

[II.18] K. P. Ray, P. V. Anob, R. Kapur, Girish Kumar, "Broadband planar rectangular monopole antennas", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 28, No. 1, pp. 55-59, January 2001.

INTRODUCTION

Après l'étude des technologies et des antennes utilisées en Ultra Large Bande qui ont fait l'objet du premier et du deuxième chapitre de ce mémoire, on s'est consacré dans ce troisième chapitre à la conception et à l'étude des structures d'antennes adaptées aux systèmes de communication ULB.

Un premier travail sur une antenne planaire sous forme d'un losange sera alors proposé. Différentes études seront menées sur la ligne d'alimentation, l'élément rayonnant et les plans de masse en vue d'adapter la structure à la bande de fréquence souhaitée. Ainsi un deuxième travail sur une antenne planaire rectangulaire sera proposé et qui suit la même étude que la première.

Avant de passer à l'étude de notre antenne, il est indispensable de présenter le logiciel de simulation utilisé.

III. 1. OUTIL DE SIMULATION

L'objet de ce travail de thèse était de concevoir des antennes ultra large bande en technologie imprimée afin de bénéficier à la fois d'un encombrement minimum et d'une large bande passante. De plus, toujours dans un souci d'intégration, on a préféré également d'alimenter cette structure par des lignes coplanaires ce qui permettrait alors de pouvoir placer le circuit d'alimentation sur le même substrat que l'antenne. Dans ce contexte et dans un premier temps, le logiciel commercial de simulation électromagnétique ADS (Advanced design system) pour étudier ces structures est présenté.

III. 1. 1. Logiciel ADS [III.1]

Ce logiciel peut être utilisé de deux manières différentes :

Soit en employant la méthode nodale (lois des courant – tension de Kirchhoff). Celle-ci offre une simulation rapide des circuits complexes comportant des éléments localisés (selfs, capacités...), distribués représentés par des circuits équivalents (cas des lignes micro rubans) et actifs (transistors...). Cette méthode permet d'optimiser les circuits afin d'obtenir les caractéristiques souhaitées. Elle est bien adaptée lorsque les schémas équivalents des circuits sont valables, il faut donc rester très prudent aux

➤ fréquences millimétriques. En effet, cette méthode ne prend pas en compte les interactions électromagnétiques, telles que le couplage entre éléments.

➤ Soit en employant la méthode des moments qui fait appel à la résolution des équations de Maxwell en trois dimensions suivant une formulation intégrale. Celle-ci fait intervenir les courants surfaciques induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne microruban ou antenne plaque par exemple). Néanmoins, l'utilisation de cette méthode est limitée, car elle impose une homogénéité des substrats des circuits à analyser, le nombre de couches étant illimité. Ainsi, la modélisation de trous métallisés, de ponts à air ou de substrats inhomogènes, n'est pas rigoureuse voire parfois impossible avec cette méthode, et repose sur des modèles simplifiés. C'est pourquoi cette méthode est qualifiée de $2D^{1/2}$. Ce logiciel a été appelé *MOMENTUM* par *Hewlett-Packard*.

III. 1. 2. Logiciel MOMENTUM

MOMENTUM est un simulateur électromagnétique $2D^{1/2}$ qui permet à la fois une analyse de circuit et une analyse électromagnétique. En effet, il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites.

MOMENTUM peut être alors utilisé lorsque les modèles de circuit n'existent pas ou lorsque les modèles ne sont plus valables.

Cependant quelques conditions sont nécessaires pour utiliser ce type de logiciels :

- Les substrats doivent être homogènes et isotropes et de dimensions transverses infinies.
- Plan de masse de dimensions infinies.

III. 1. 3. Principe de fonctionnement et de simulation

III. 1. 3. 1. Technique de maillage

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelé méthode des moments. Par cette technique, les conducteurs sont maillés, divisés en éléments simples triangulaires ou rectangulaires. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées.

Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème.

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne micro ruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (Fonction Edge Mesh du logiciel) (Figure III.1), pour représenter de façon précise le courant, tout en minimisant le temps de calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage efficace.

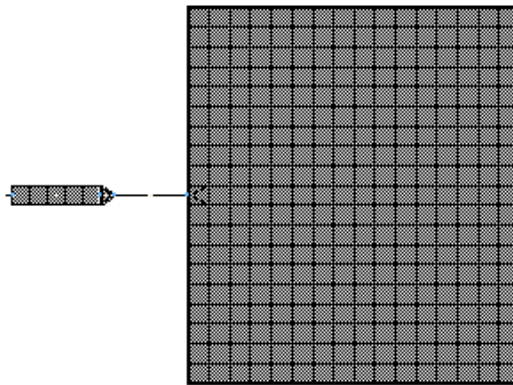


Figure III.1 : Exemple de maillage généré par **Momentum** et par la fonction **Edge**

De plus, les nouvelles versions de Momentum génèrent maintenant automatiquement le maillage des arcs.

III. 1. 3. 2. Principe de superposition des couches

Bien qu'il ne soit pas un logiciel 3D, Momentum permet cependant de simuler des structures volumiques, si les conditions énoncées au début de ce paragraphe sont respectées. Les éléments (strip ou hole) sont alors superposés et les différentes couches peuvent être reliées entre elles par des vias. On définit l'ordre des couches c'est-à-dire leur positionnement par rapport aux substrats mis en jeu.

Il est donc important de noter ici que ce logiciel n'est pas adapté lorsqu'on cherche à étudier une antenne alimentée par sonde coaxiale. Pour simuler un tel dispositif, il faut insérer une ligne micro ruban sous le plan de masse et relier l'élément rayonnant à la ligne par un via, ce qui souvent s'éloigne de la structure initialement souhaitée.

Par contre, lors d'une excitation par fente dans le plan de masse, Momentum convient parfaitement. En effet la ligne micro ruban sous le plan de masse et l'antenne sont définies en tant que STRIP et l'ouverture dans le plan de masse en tant que HOLE. Ainsi, la fente, de très petites dimensions par rapport à celles de l'antenne, peut être correctement maillée, sans pour autant augmenter ni le volume ni le temps de calcul, ce qui est souvent le cas avec un logiciel 3D.

III. 1. 3. 3. Compilation des substrats et génération du maillage

Une fois les éléments dessinés et le positionnement des différentes couches sont effectués, on réalise une compilation des substrats dans la bande des fréquences utile, qui, par l'intermédiaire des fonctions de **Green**, va déterminer les caractéristiques sur tout le volume (soit à l'infini). Ces données pourront être sauvegardées et être ainsi réutilisées chaque fois que l'on se trouve dans les mêmes conditions d'utilisation.

La dernière étape avant la compilation est donc la génération automatique du maillage de la structure, généralement calculé à la plus haute fréquence.

III.1. 3. 4. Paramètres de sortie

La technique numérique employée permet d'exprimer une équation intégrale, directement déduite des équations de Maxwell, sous forme matricielle. Les paramètres de sortie du logiciel sont :

- Les paramètres [S] aux accès physique du dispositif. Ils prennent en compte l'ensemble des interactions pouvant intervenir entre les métallisations du dispositif.
- Un ensemble de grandeurs directement déduit des valeurs de champs sur les conducteurs.

III. 1. 3. 5. Caractérisation de l'élément étudié

MOMENTUM utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul si le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée **Adaptive Frequency Sampling**, est un algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et interpole les données. Des détails sur d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres [S]

évoluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres.

Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. Pour des lignes micro ruban, les portes d'accès permettent de déterminer tous les paramètres S_{ij} en module et phase.

Dans le cas d'antennes imprimées, en plus des paramètres [S], des visualisations de courants animées, un abaque de Smith (ou un tracé séparé des impédances), ainsi que les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. MOMENTUM simule les circuits conçus avec des conditions aux limites ouvertes ou fermées. Ces accès sont générés automatiquement et ne demandent pas de temps de calcul supplémentaires ou une augmentation en place mémoire

III. 2. VALIDATION DE RESULTATS [III.2]

Afin de valider nos résultats de simulation, nous avons étudié une structure déjà réalisée [III-1]. Le résultat obtenu avec ADS/MOMENTUM est comparé à ceux obtenus avec CST Microwave Studio et l'expérience.

L'antenne proposée [III-1] est constituée d'un élément rayonnant rectangulaire avec deux steps, une fente (slot) rectangulaire et un plan de masse partial, comme le montre la figure III. 2. Le substrat utilisé est le FR4 de permittivité relative $\epsilon_r=4.4$ et d'une épaisseur égale à 1.6 mm.

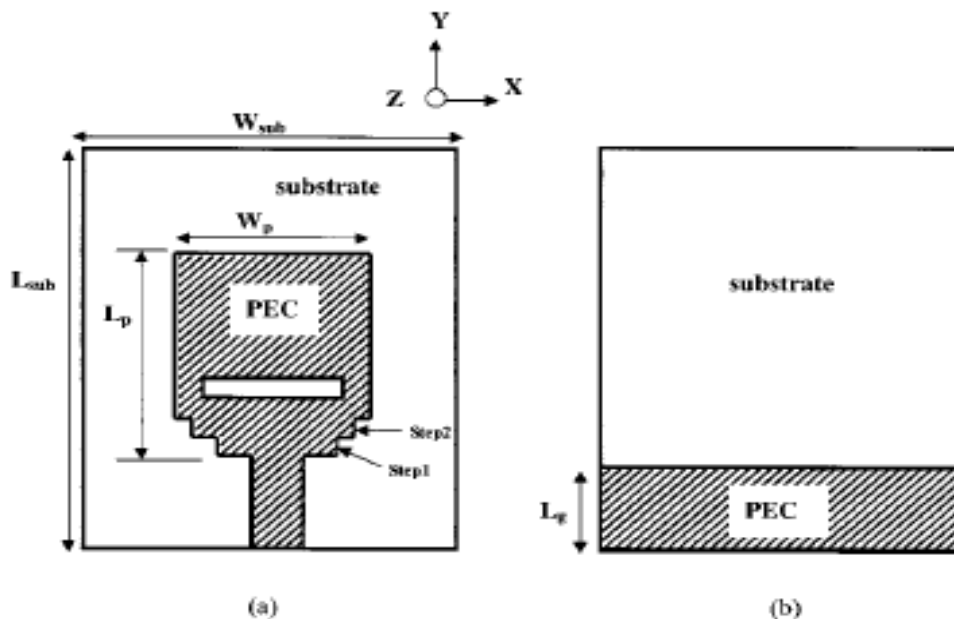


Figure III. 2 : Géométrie de l'antenne ULB proposé, (a) vue de face, (b) vue arrière

Les dimensions proposées par le concepteur sont regroupé dans le tableau (III-1) :

| W_p | L_p | W_{sub} | L_{sub} | Step1 | Step2 | fente | L_g |
|-------|-------|-----------|-----------|-------|--------|--------|-------|
| 15 | 14.5 | 30 | 35 | 9x1 | 12x1.5 | 11x0.5 | 11.5 |

Tableau III.1 : Différentes dimensions de la structure.

Remarque : Les dimensions sont en mm.

La hauteur de la fente, la largeur de la ligne d'alimentation et sa longueur ne sont pas données par le concepteur. Nous avons alors choisi nos propres dimensions qui sont respectivement 15.5 mm, 1.8 mm et 11.5 mm.

La figure (III.3) montre la structure réalisée par ADS/MOMENTUM.

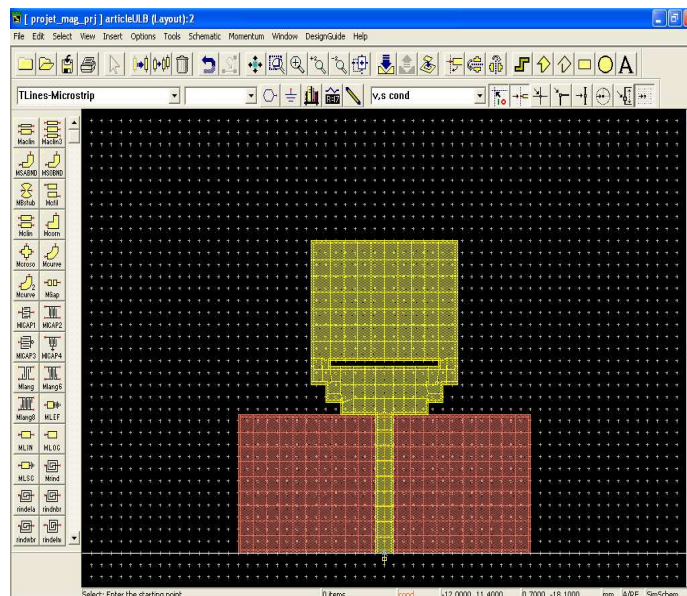


Figure III. 3 : Géométrie de l'antenne ULB réalisé par ADS/MOMENTUM

Les résultats du coefficient de réflexion obtenu par le logiciel **CST Microwave studio** et notre logiciel de simulation **ADS/MOMENTUM** sont présentés dans les figures III.4 et III.5 respectivement.

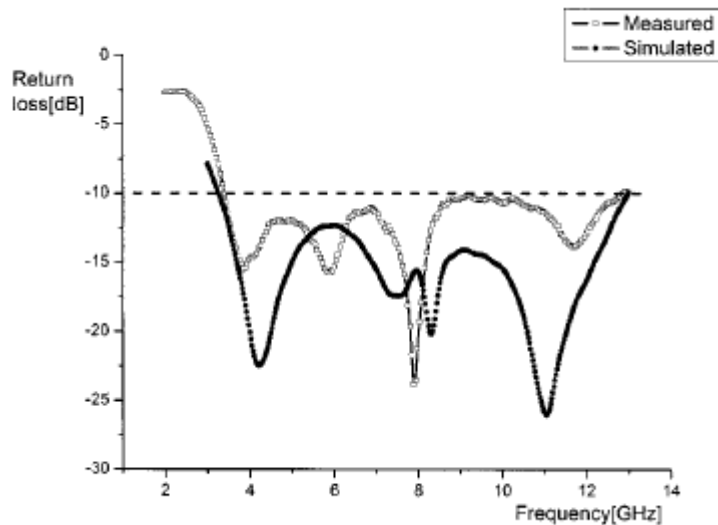


Figure III. 4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [III-1]

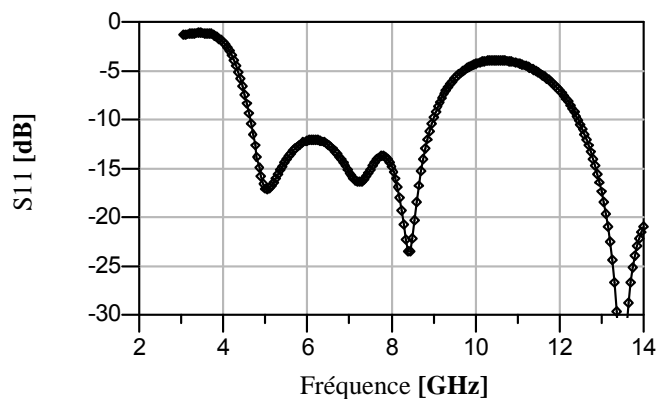


Figure III. 5 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence simulé par le logiciel ADS/MOMENTUM

D'après le résultat montré ci-dessus, on remarque qu'il y a une très bonne concordance entre le résultat obtenu par le logiciel ADS/MOMENTUM et le résultat mesuré du concepteur dans la bande se trouvant aux alentours entre 4 et 8GHz.

III. 3. ETUDE D'UN MONOPOLE LOSANGE ALIMENTÉ PAR CPW

III. 3. 1. Définition de la structure

L'élément de base de l'antenne est une bande conductrice de forme d'un losange, de dimensions a , H et W_1 déposé sur un substrat diélectrique de constante diélectrique $\epsilon_r=4.4$ et d'épaisseur $h=1.6mm$ et une ligne d'alimentation sur la même face qui est une guide d'ondes coplanaire (figure III.6).

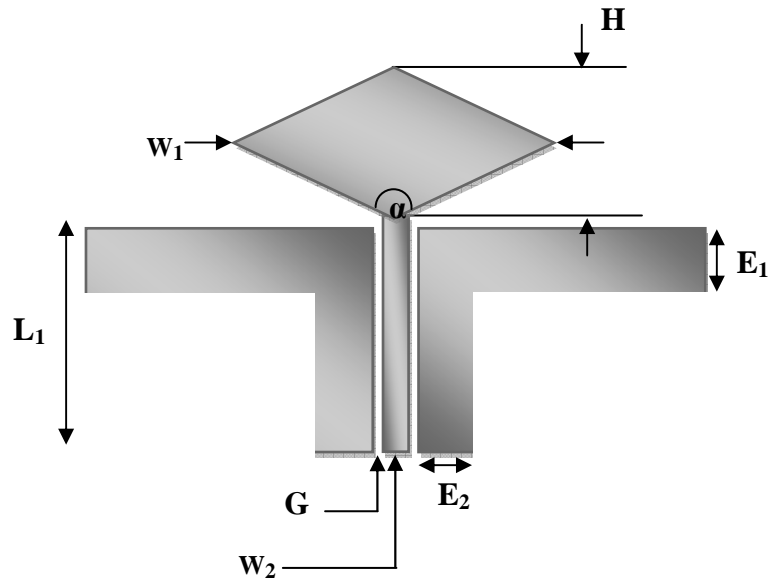


Figure III.6 : Antenne losange alimenté par guide d'ondes coplanaire

III. 3. 2. Etude de la ligne d'alimentation

Avant de passer à la structure optimisée de l'antenne, il est indispensable d'étudier et d'adapter la ligne d'alimentation. Pour cela, on fait varier les différents paramètres qui constituent le guide d'ondes coplanaire.

Les différents paramètres de la ligne coplanaire CPW sont :

- ✓ La largeur guide d'ondes coplanaire
- ✓ La longueur du guide
- ✓ La largeur du ruban central et la fente entre le conducteur centrale et le plan de masse

Le schéma ci-dessous montre les différents paramètres de la ligne CPW [III. 3] :

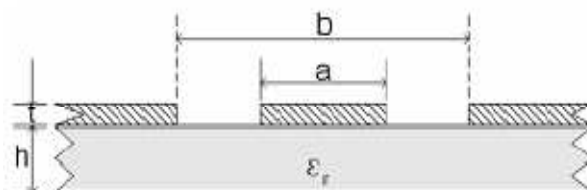


Figure III.7 : Structure générale d'une ligne

Remarque : Dans notre étude a correspond à W_2

$$Z_0 = \frac{30.\pi K(k'_t)}{\sqrt{\varepsilon_{eff,t}} K(k_t)} \quad (\text{III. 1})$$

$$\varepsilon_{eff,t} = \varepsilon_{eff} - \frac{\varepsilon_{eff}-1}{\frac{(b-a)/2}{0.7t} \times \frac{K(k)}{K'(k)} + 1} \quad (\text{III. 2})$$

Où :

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - K(k')K(k_1)}{2.K(k).K(k'_1)}$$

$$k_t = \frac{a_t}{b_t}, \quad k'_t = \sqrt{1 - k_t^2}$$

$$k = \frac{a}{b}, \quad k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a_t}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b_t}{4h}\right)}, \quad k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2}$$

$$a_t = a + \frac{1.25t}{\pi} \left[1 + \ln\left(\frac{4\pi a}{t}\right) \right]$$

$$b_t = b - \frac{1.25t}{\pi} \left[1 + \ln\left(\frac{4\pi a}{t}\right) \right]$$

III. 3. 3. Largeur du guide d'ondes coplanaire

Le guide d'ondes coplanaire est tout d'abord dimensionné pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω . Ainsi le ruban central W_2 et la largeur G des fentes entre le ruban central et les plans de masse sont fixés en fonction du substrat choisi et de son épaisseur (formule III.1 et III.2). Cependant, afin de donner à l'antenne la géométrie désirée, la largeur des plans de masse de la ligne doit être diminuée, et ce sans perturber son fonctionnement. Pour cela deux études sont menées : l'une sur le coefficient de réflexion de la ligne en fonction de la largeur de ses plans de masse coplanaire et l'autre sur la répartition des courants sur celle-ci.

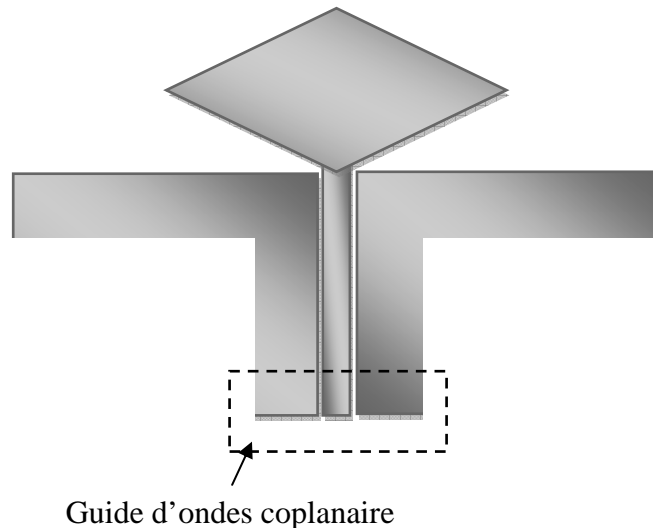


Figure III.8 : Antenne losange alimentée par guide d'ondes coplanaire

L'étude menée sur l'adaptation du guide d'ondes coplanaire en fonction de la largeur des plans de masse montre que le coefficient de réflexion de la ligne n'est pas perturbé par cette variation (la largeur des plans de masse n'est pas incluse dans la formule caractéristique de la ligne coplanaire).

Afin de visualiser une éventuelle perturbation des courants sur la ligne, il apparaît que ces densités de courant sont importantes aux abords des fentes guidant l'onde électromagnétique, mais décroissent rapidement à mesure que l'on s'en éloigne, comme on peut le voir dans la figure III. 9.

Ainsi il est possible de diminuer la largeur totale du guide en utilisant des plans de masse plus étroits sans perturber les courants et donc sans désadapter le guide d'ondes coplanaire. Ces résultats confirment ceux obtenus en termes de coefficient de réflexion.

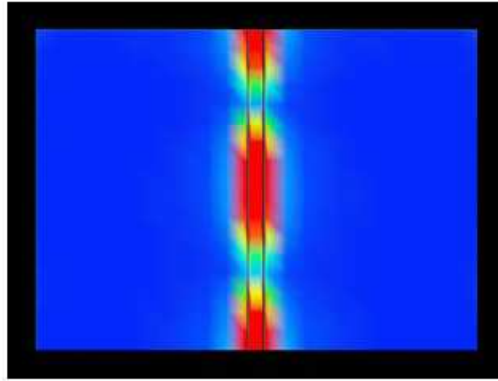


Figure III.9 : Répartition du courant

Les plans de masse coplanaires ont donc été fixés à 6 mm de largeur pour le reste de l'étude paramétrique de l'antenne. Cette dimension permet de minimiser l'encombrement en largeur de la ligne d'alimentation, sans perturber, ni l'impédance, ni la répartition des courants à sa surface. En effet, la troncature est effectuée à une distance du ruban central où les densités de courants à ces fréquences peuvent être considérées comme nulles.

III. 3. 4 Longueur du guide d'ondes coplanaire

L'effet de la longueur de la ligne d'alimentation sur l'adaptation de l'antenne en termes de stabilité de l'impédance d'entrée a été étudié. Le but étant d'obtenir une structure la moins encombrante possible. L'étude a donc été menée dans le sens d'une diminution de la longueur de la ligne d'alimentation. Elle met également en lumière le fait que le guide d'ondes coplanaire contribue aux performances de l'antenne, et ne se comporte donc pas comme une simple ligne d'alimentation.

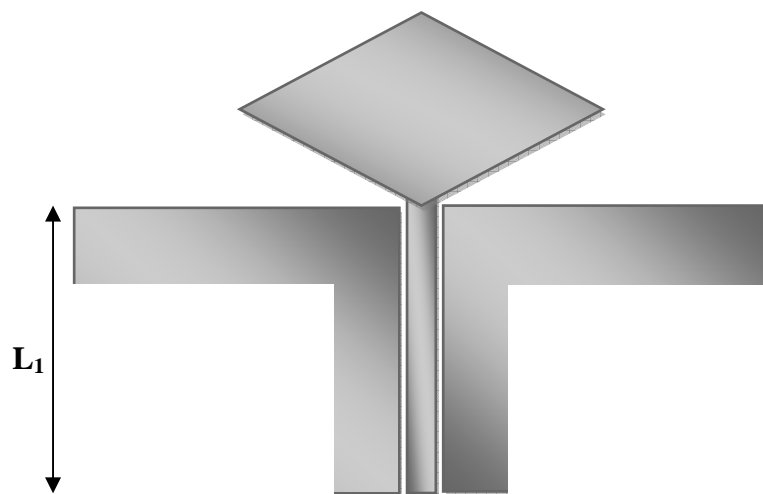
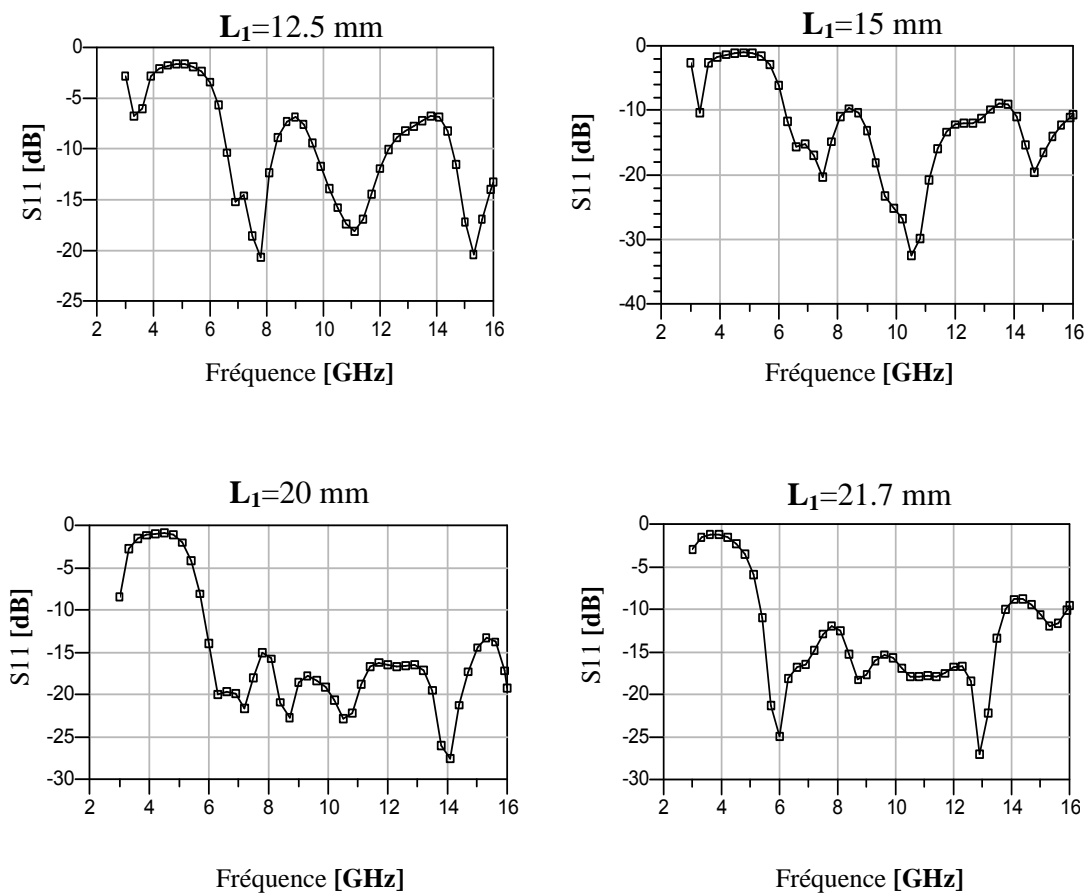


Figure III.10 : Longueur du guide d'ondes coplanaire

Sur la figure III. 11, on présente les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur de la ligne d'alimentation



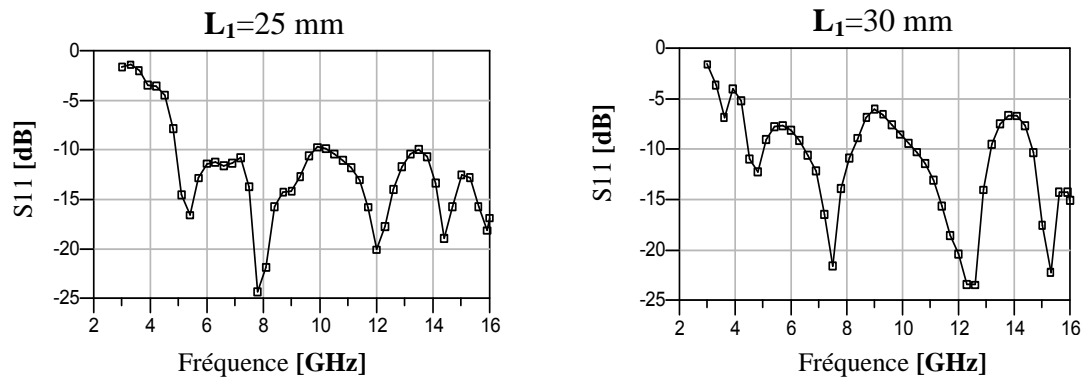


Figure III.11 : Influence de la longueur L_1 sur l'adaptation de l'antenne

Les résultats présentés ci-dessus montrent que le meilleur résultat est obtenu pour une longueur de guide d'ondes variant autour de 20 mm.

Le premier critère qui permet de penser que le guide d'ondes coplanaire ne peut être dissocié du comportement global de l'antenne est que sa longueur est inversement proportionnelle à la fréquence basse d'adaptation de l'antenne. Ainsi, lorsque la ligne est raccourcie de 1.25 à 3 cm, la hauteur totale de l'antenne diminue d'environ 25 %, et son adaptation débute à plus haute fréquence. En ce sens, l'effet du guide d'ondes se rapproche de celui d'une ligne. Les résonances rapprochées évitent de trop fortes remontées du coefficient de réflexion : l'antenne présente alors un comportement qui s'apparente plus à celui d'une antenne large bande qu'à celui d'une antenne à résonance multiple.

III. 3. 5 Largeur du conducteur central

L'effet de la largeur W_2 du conducteur central du guide d'ondes coplanaire sur l'impédance d'entrée de l'antenne a également été étudié. Afin de conserver une adaptation de cette ligne de transmission à 50 Ω , la largeur G de ses fentes a également été redimensionnée, ce qui montre une influence non négligeable de ce paramètre sur les performances d'adaptation de l'antenne.

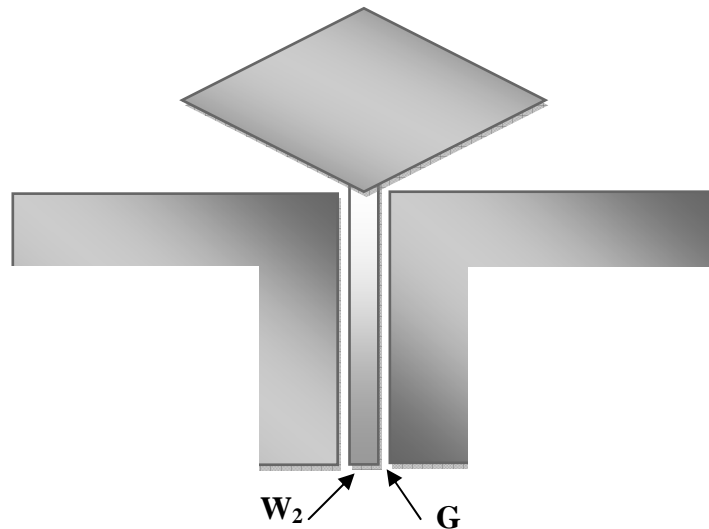


Figure III.12 : Largeur du conducteur central

La largeur W_2 du ruban central de la ligne est un paramètre relativement délicat à étudier isolément parce qu'il influe sur les dimensions du losange rayonnant en élargissant son sommet. Cet élargissement se répercute sur la hauteur H de l'élément rayonnant (losange). Il a été choisi dans cette étude de conserver l'angle d'ouverture « α » constant afin de ne pas fausser les résultats d'adaptation en changeant la valeur de l'impédance d'entrée du losange.

On peut dans un premier cas considérer que le ruban central excite un losange de dimension donnée. Ainsi, lorsque la largeur W_2 diminue, le losange est alimenté plus près du sommet, ce qui a pour effet d'augmenter la hauteur H .

Cependant, augmenter la hauteur « H » du losange peut fausser les données de l'étude car plusieurs paramètres varient. En effet, la hauteur du losange est un paramètre important qui conditionne les performances de l'antenne, et notamment sa fréquence basse d'adaptation.

Les figures III.13 montrent l'effet de la largeur « W_2 » du conducteur central sur les variations du coefficient de réflexion de la ligne en fonction de la fréquence en fixant « G » et inversement (on fixe le bon résultat qui a été obtenu pour « W_2 » et on fait varier la fente « G » entre le conducteur central et le plan de masse).

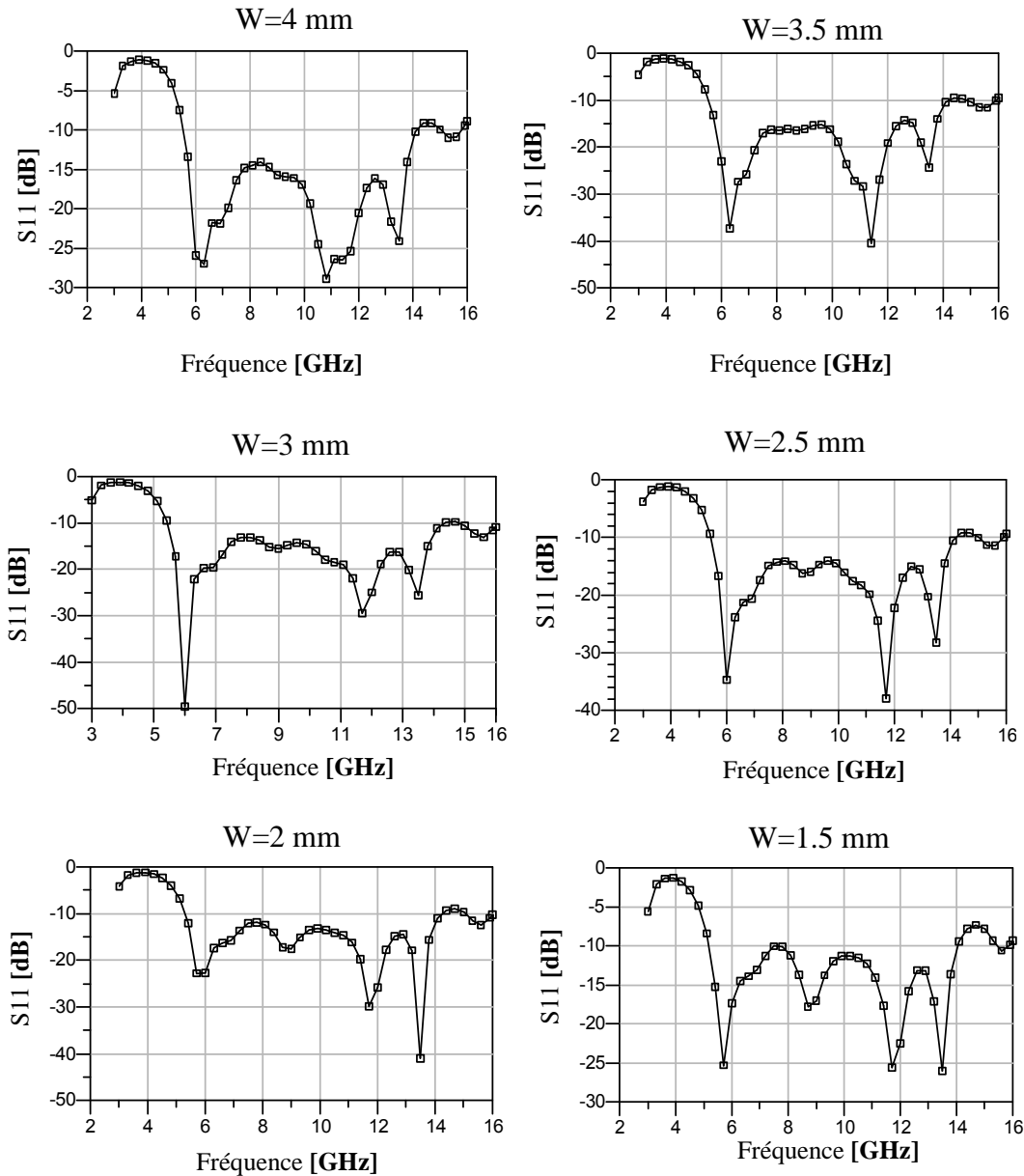


Figure III.13 : Influence du conducteur central de la ligne sur le coefficient de réflexion (la fente G est fixée)

D'après les résultats qu'on a obtenus, on remarque que l'influence de la largeur W_2 du conducteur central de la ligne coplanaire sur les variations du coefficient de réflexion est très claire mais reste insuffisante parce qu'on a laissé la largeur de fente G fixée. Pour cela, on a choisi le meilleur résultat obtenu qui est entre $W=3.5$ mm et $W=3$ mm et on fait varier la largeur de la fente (figure III.14).

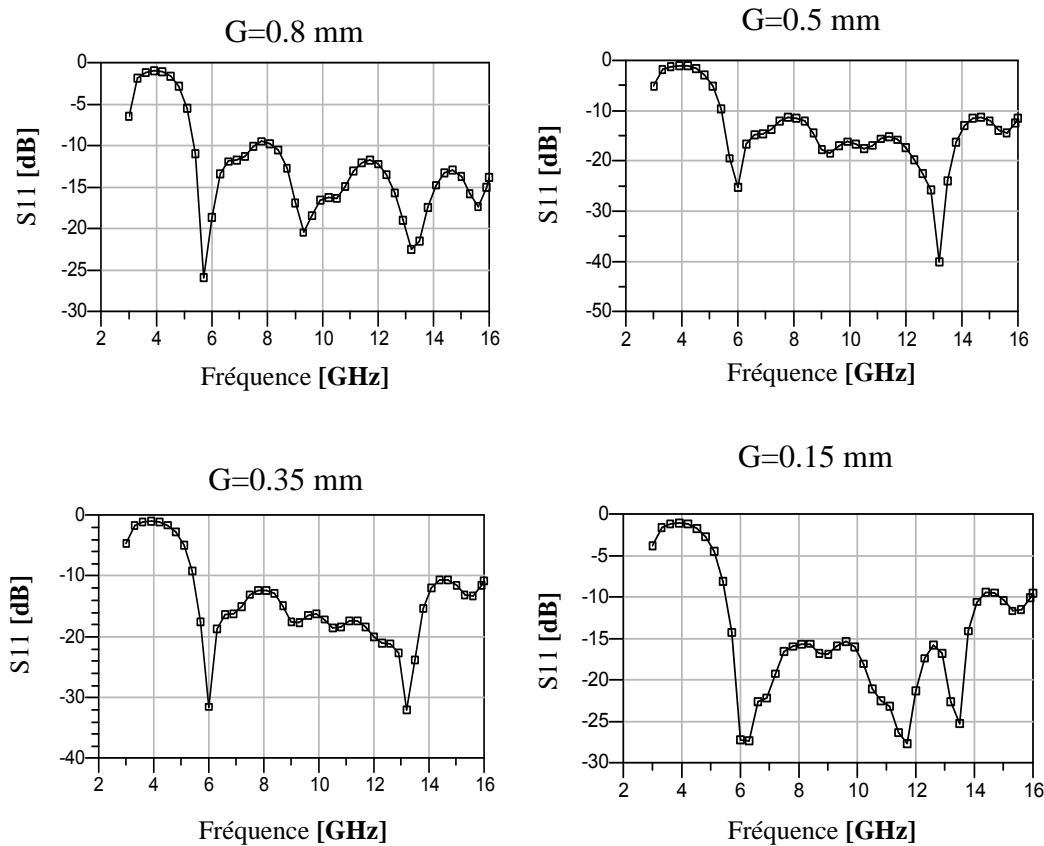


Figure III.14 : Influence du la fente G sur le coefficient de réflexion

D'après les résultats obtenus on a choisit une largeur du conducteur central W_2 égale à 3.2 mm (résultat obtenu théoriquement par les calculs) et une largeur de la fente $G=0.25$ mm (théoriquement on a obtenu 0.8 mm puis on a varié leur dimension pour obtenir un meilleur résultat)

III. 4. ETUDE DES PLANS DE MASSE LATÉRAUX

III. 4. 1. Largeur des plans de masse latéraux

Une étude a été menée afin de connaître l'influence de la largeur des plans de masse latéraux sur l'impédance d'entrée et l'adaptation de l'antenne. Dans cette étude, nous avons varié la largeur L des plans de masses latéraux de 40 à 60 mm pour voir son influence sur les performances de l'antenne.

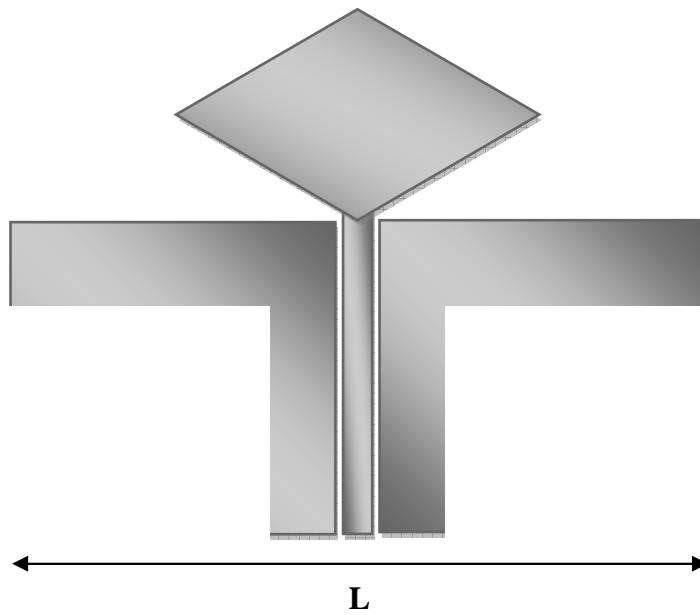
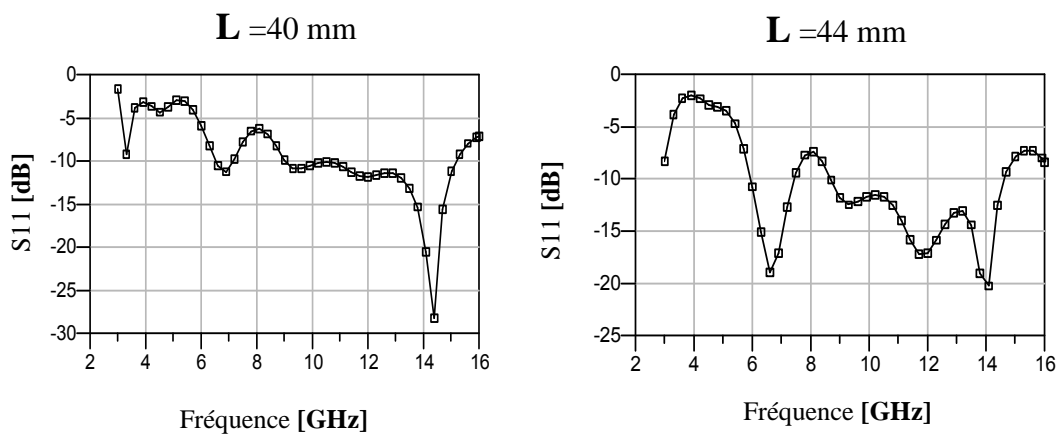


Figure III.15 : largeur des plans de masse latéraux

Il est à noter que les plans de masses latéraux ne puissent être réduits de manière importante. En effet, le plan de masse intervient dans le bon établissement des lignes de champ électrique entre celui-ci et le losange. Il ne peut donc être tronqué.

Sur la figure III.16, on présente les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du plan de masse latéral allant de $L=40$ mm à $L=60$ mm



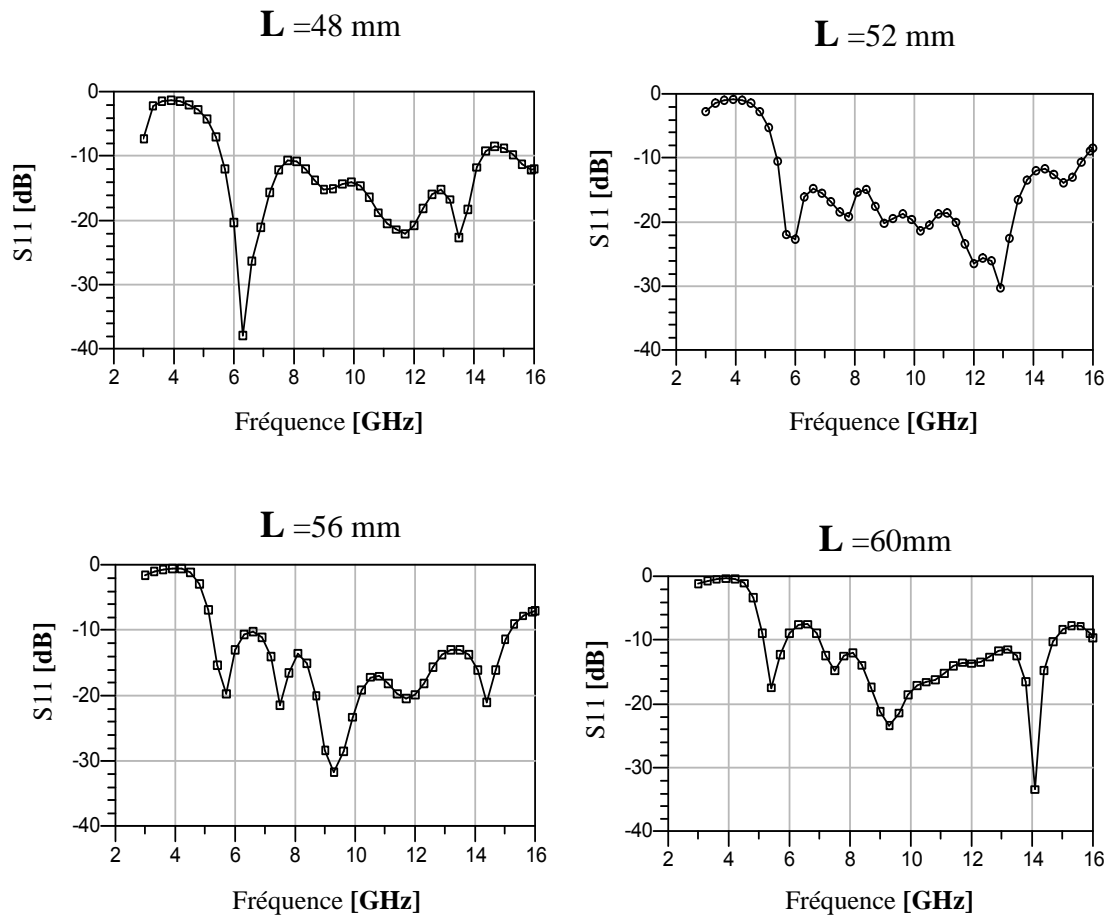


Figure III.16 : Influence de la largeur du plan de masse latéral sur le coefficient de réflexion

L'étude montre également que le plan de masse joue à certaines fréquences un rôle pouvant s'apparenter à une longueur résonnante, car l'augmentation de sa largeur :

- ✓ Diminue la fréquence du premier pic d'impédance,
- ✓ abaisse ses fréquences de résonnances en milieu de bande passante,
- ✓ N'altère les autres pics d'impédance qu'en amplitude.

L'augmentation de la largeur des plans de masses améliore donc à la fois la largeur de bande passante et la qualité d'adaptation en bas de bande, certainement parce qu'il s'agit de la dimension la plus grande constituant l'antenne.

L'effet de la largeur des plans de masses latéraux sur l'adaptation de l'antenne nécessitera donc des compromis. En effet, si le fait de rallonger ces excroissances améliore

l'adaptation à basses fréquences, et accentue certaines résonances, cela désadapte l'antenne en milieu de bande. En ce sens, une valeur optimale de « L » permet d'obtenir une adaptation relativement constante et acceptable sur une large bande passante. Dans le cas de notre étude, on a constaté de choisir une largeur intermédiaire parce que on remarqué que la meilleur des résultats est entre une largeur de 48 et 52 mm. Par conséquent, la largeur intermédiaire qui a été choisi est de 50 mm pour la suite de l'expérience.

Il est intéressant de noter que cette largeur correspond à 2 fois la largeur du losange rayonnant.

III. 4. 2. Épaisseur des plans de masse latéraux

L'effet de l'épaisseur « e » des plans de masses latéraux sur l'impédance d'entrée de l'antenne a également été étudié.

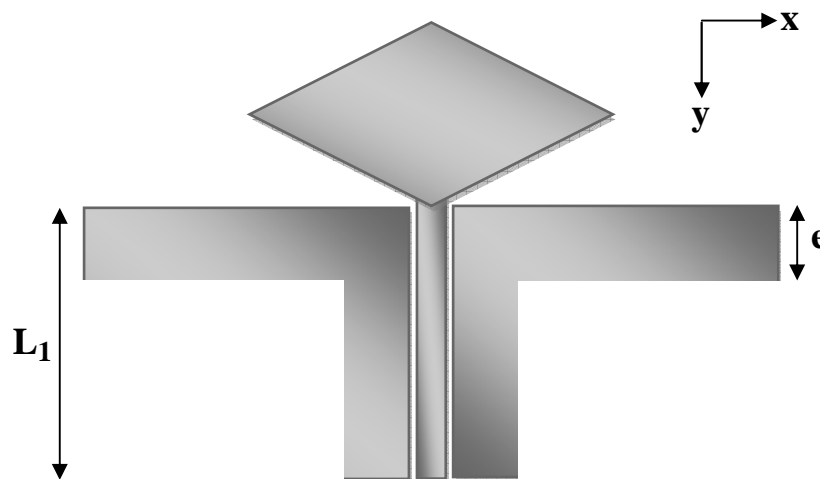


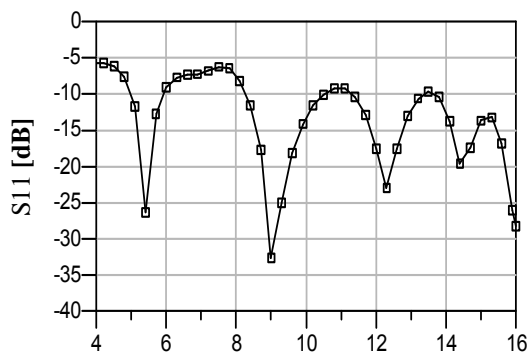
Figure III. 17 : Epaisseur « e » des plans de masse

Le travail a commencé sur une épaisseur « e » égale à « L_1 », ce qui représente donc un guide d'ondes coplanaire classique. Cette dimension a ensuite été diminuée jusqu'à une valeur de $e = 5.65$ mm.

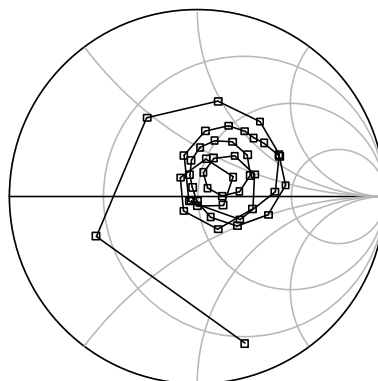
Une seconde étude a ensuite été menée autour de la valeur optimale trouvée.

Sur la figure III.18_a, on représente les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur « e ».

$$e = L_1 = 20 \text{ mm}$$

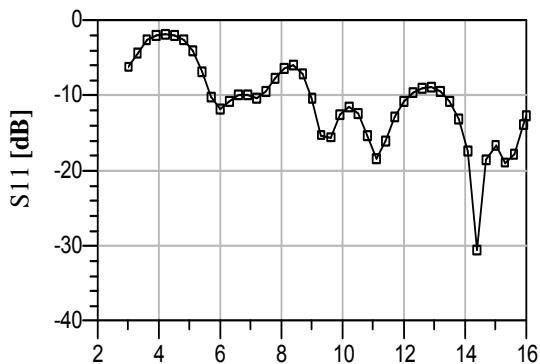


Fréquence [GHz]

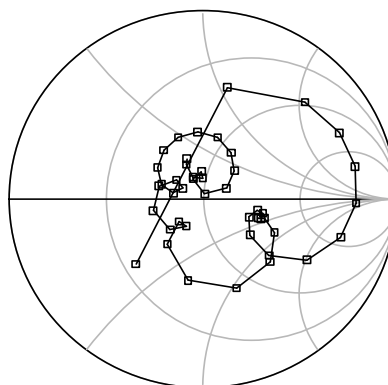


Lieux d'impédance d'entrée de l'antenne

$$e = 12.5 \text{ mm}$$

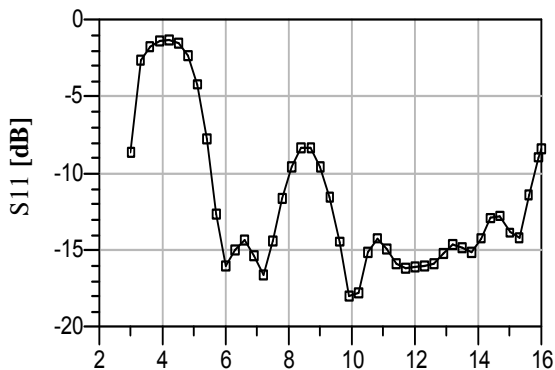


Fréquence [GHz]

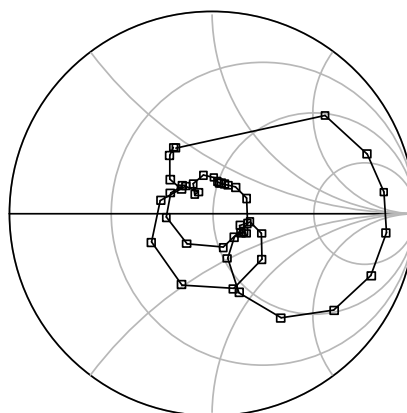


Lieux d'impédance d'entrée de l'antenne

$$e = 10 \text{ mm}$$



Fréquence [GHz]



Lieux d'impédance d'entrée de l'antenne

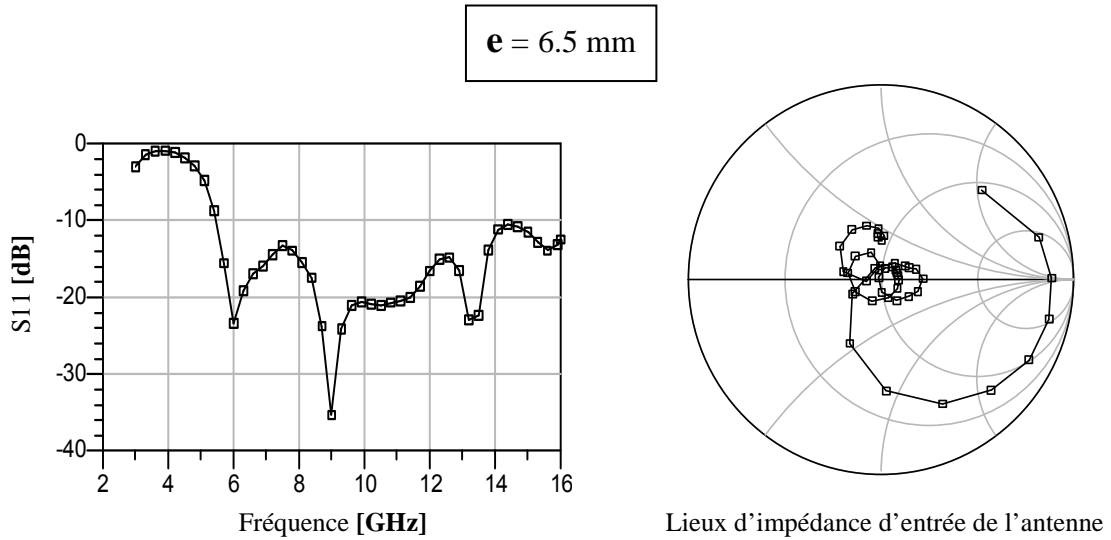


Figure III.18_a : Effet de l'épaisseur « e » sur l'adaptation de l'antenne

Afin de minimiser l'épaisseur « e » des plans de masse, on a fait une légère augmentation de l'épaisseur suivant « y », on a obtenu une très bonne adaptation du coefficient de réflexion notamment à la fréquence 6 GHz (figure III.18_b)

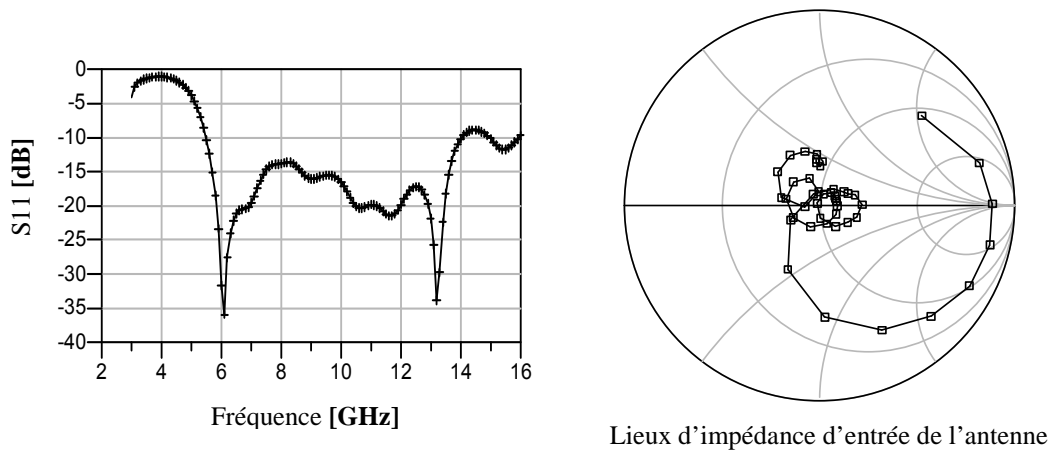


Figure III.18_b : Effet de l'épaisseur « e » sur l'adaptation de l'antenne après la variation suivant y

En regard des autres paramètres géométriques étudiés jusqu'ici, on peut remarquer que « e » influe peu sur le comportement de l'antenne si sa valeur est inférieure à « L_1 ». En revanche, il existe une nette différence en terme d'impédance d'entrée entre une alimentation par un guide d'ondes coplanaire classique lorsque « e » égal à « L_1 », et un guide d'ondes étroit suivi d'une excroissance d'épaisseur « e » inférieure à « L_1 ».

III. 5. DIMENSIONS DU MONOPOLE LOSANGE OPTIMISE

Une première antenne losange alimentée par guide d’ondes coplanaire dont les plans de masses et les dimensions ont été optimisés est présentée. Cette antenne possède un encombrement de 32 par 50 mm². Elle a été réalisée sur un substrat époxy d’épaisseur 1.6 mm et d’une permittivité relative de 4.4.

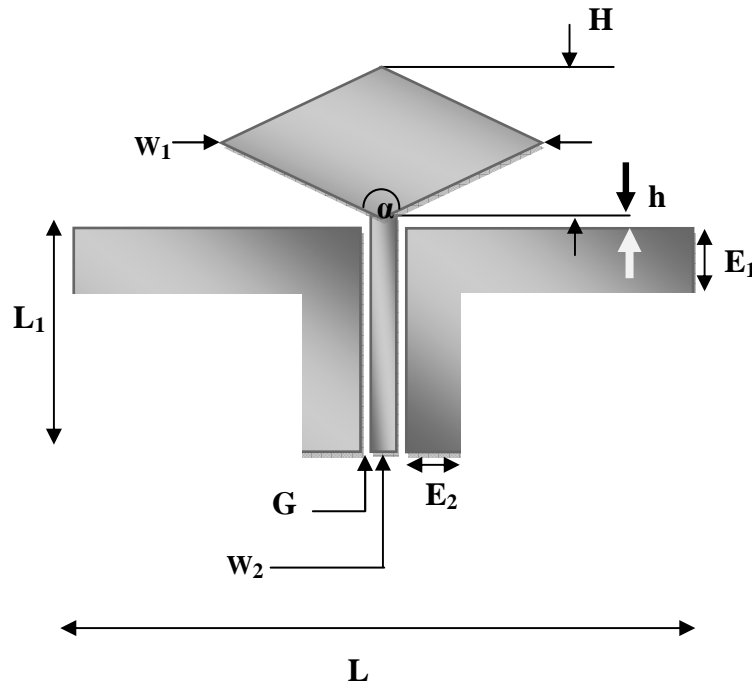


Figure III.19 : Antenne losange optimisée

Ses principales dimensions sont regroupées dans le tableau ci-dessus.

| losange | | | Guide d’onde | | | Plan de masse | | |
|------------------|-------|----|--------------|-------|-------|---------------|-------|-------|
| α | W_1 | H | G | L_1 | W_2 | L | E_1 | E_2 |
| 135 ⁰ | 28 | 12 | 0.25 | 20.5 | 3.2 | 50 | 7.5 | 5.75 |

Tableau III.2 : Dimensions de l’antenne losange optimisée

Remarque : Toutes les dimensions sont en **mm**

III. 5. 1 Adaptation de l’antenne

Le résultat présenté est obtenu avec un circuit d’alimentation de 50 Ω . En simulation, l’antenne est adaptée avec un rapport d’onde stationnaire inférieur à 2 sur une bande passante très large et la figure ci-contre montre ce résultat :

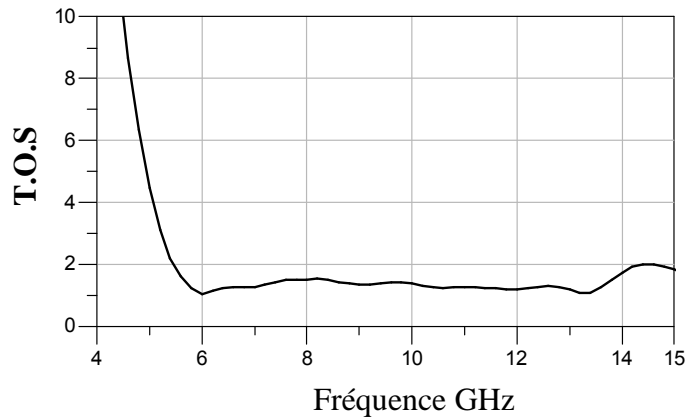


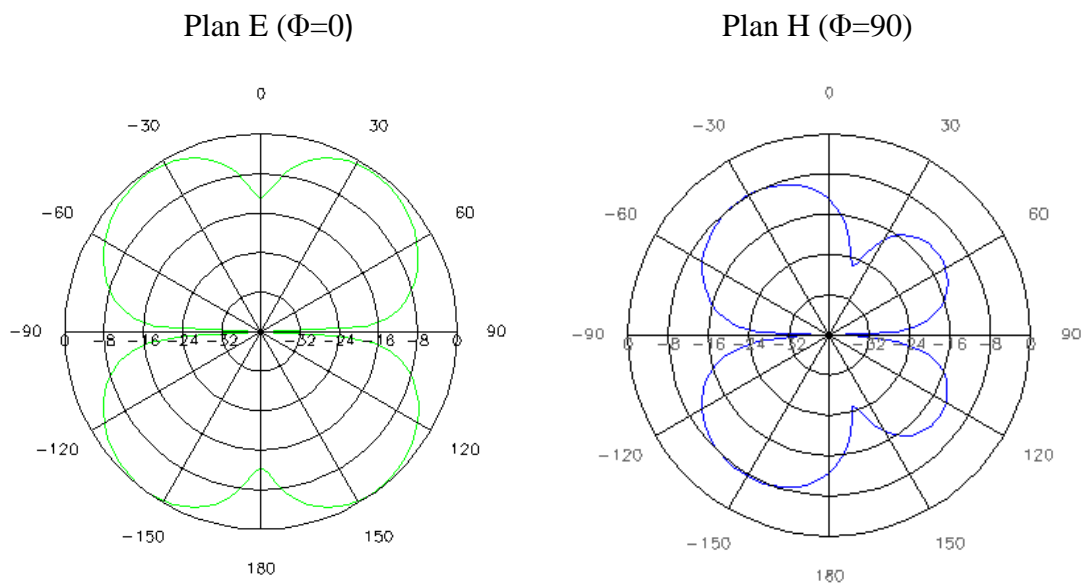
Figure III.20 : Taux d'onde stationnaire de l'antenne losange optimisée

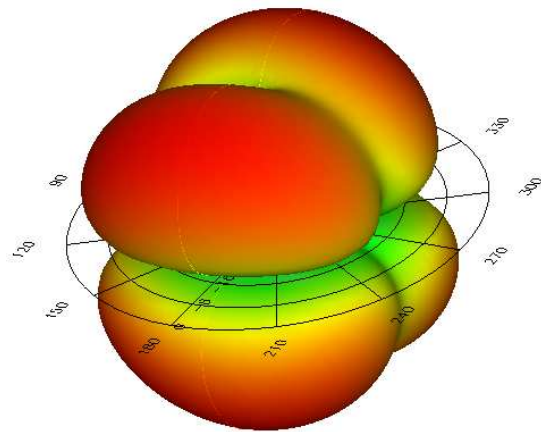
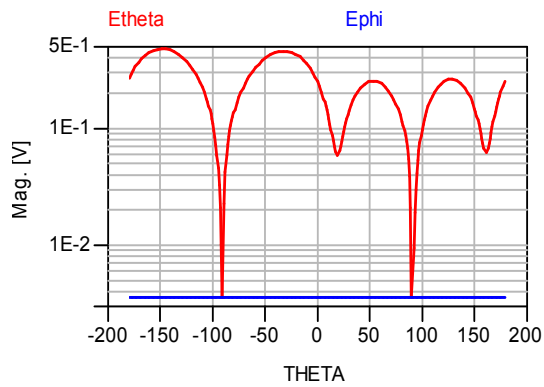
III. 6. CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole losange dans le **plan E** et dans le **plan H** aux fréquences : 5.5, 6, 10, 13.3 et 14.2 GHz.

De même une représentation du champ en 3D est tracée pour mieux voir le comportement du rayonnement de l'antenne dans l'espace.

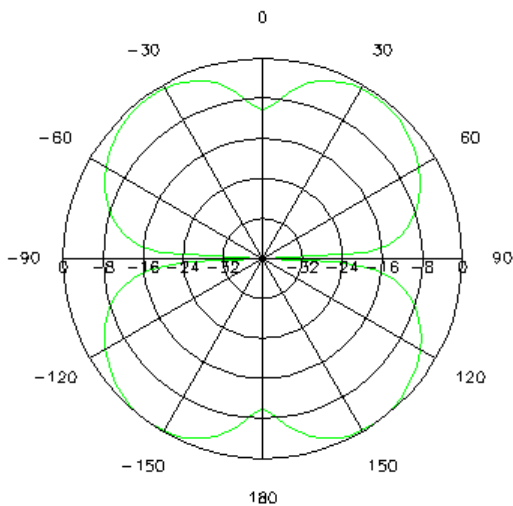
A la fréquence 5.5 GHz :



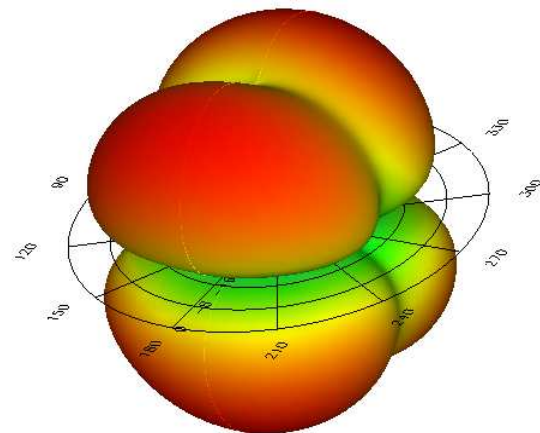
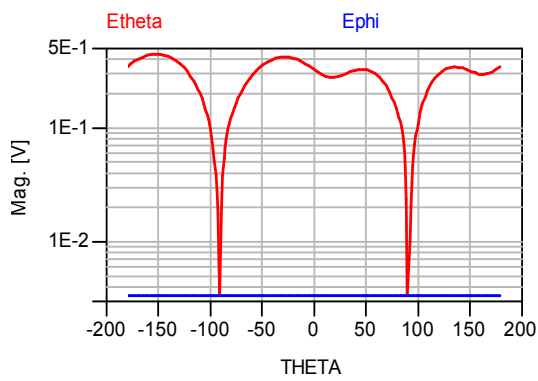
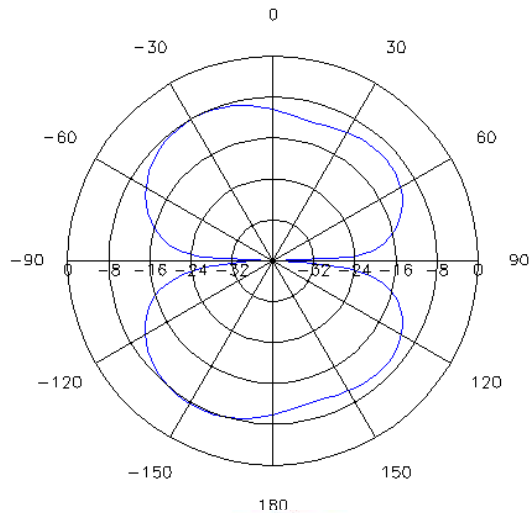


A la fréquence 6 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)

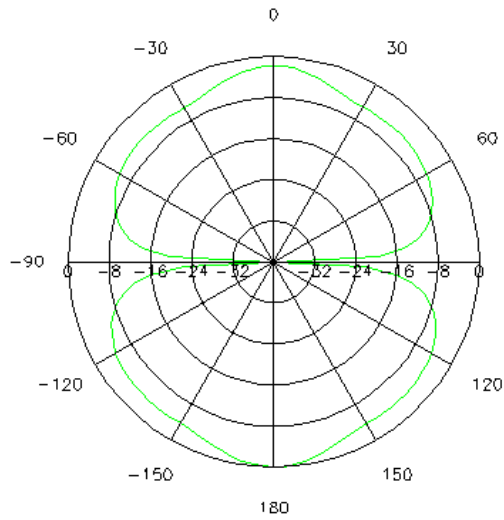


Plan H ($\Phi=90$)

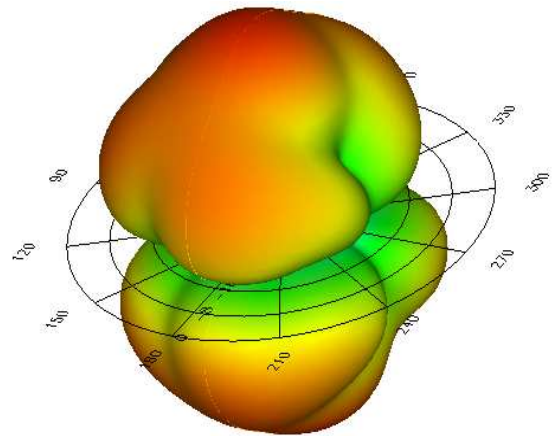
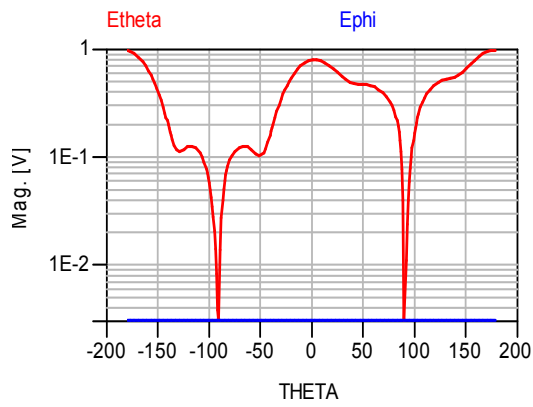
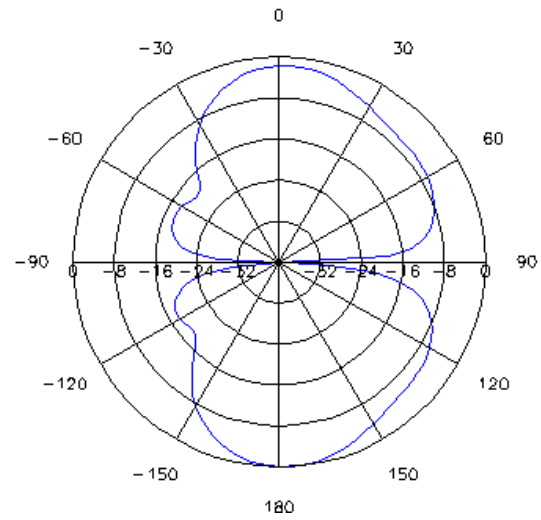


A la fréquence 10 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)

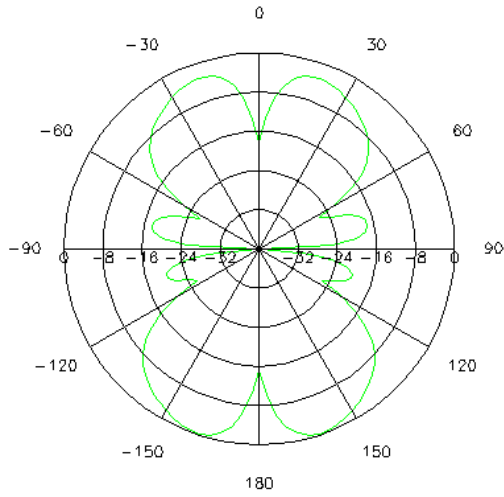


Plan H ($\Phi=90$)

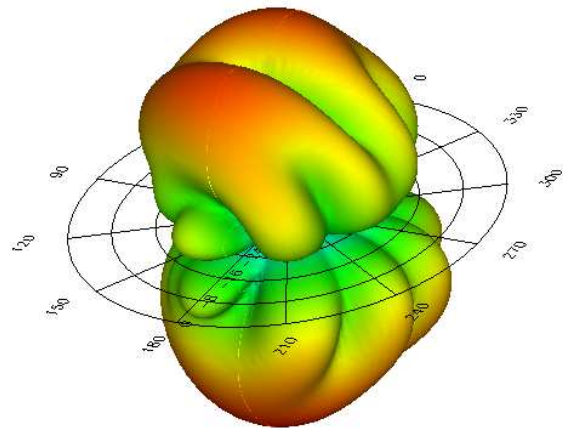
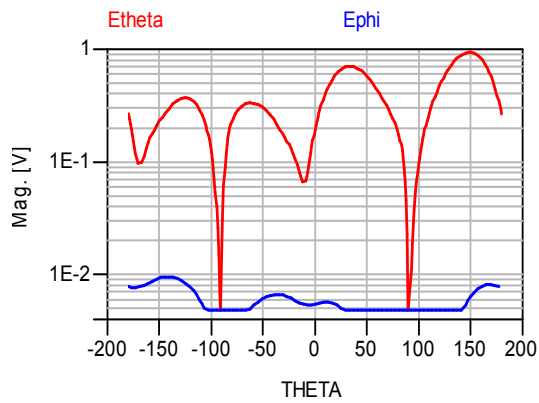
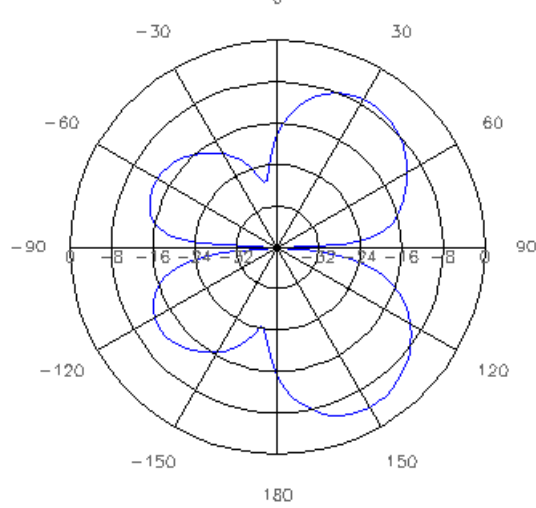


A la fréquence 13.3 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)

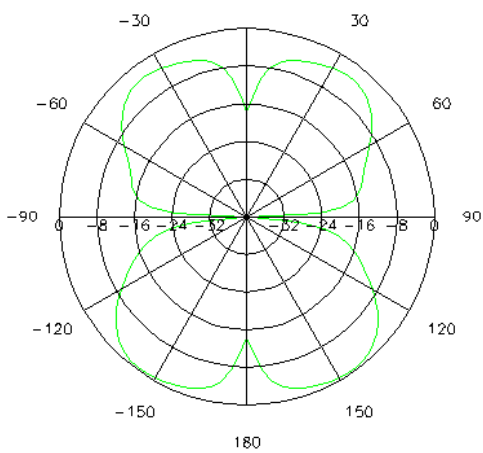


Plan H ($\Phi=90$)

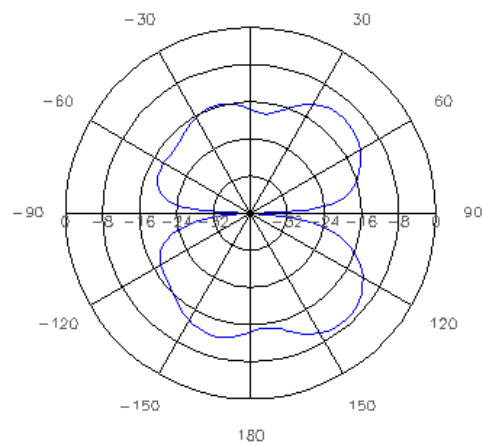


A la fréquence 14.2 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)



Plan H ($\Phi=90$)



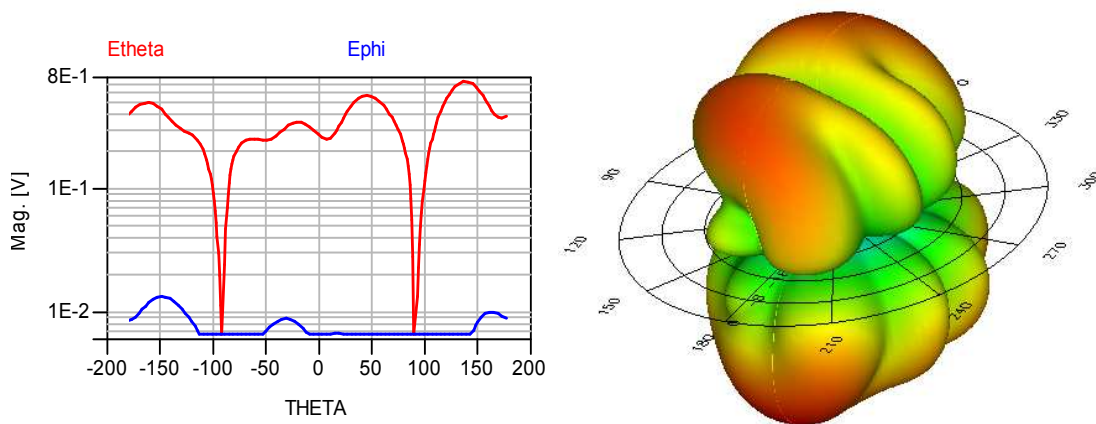
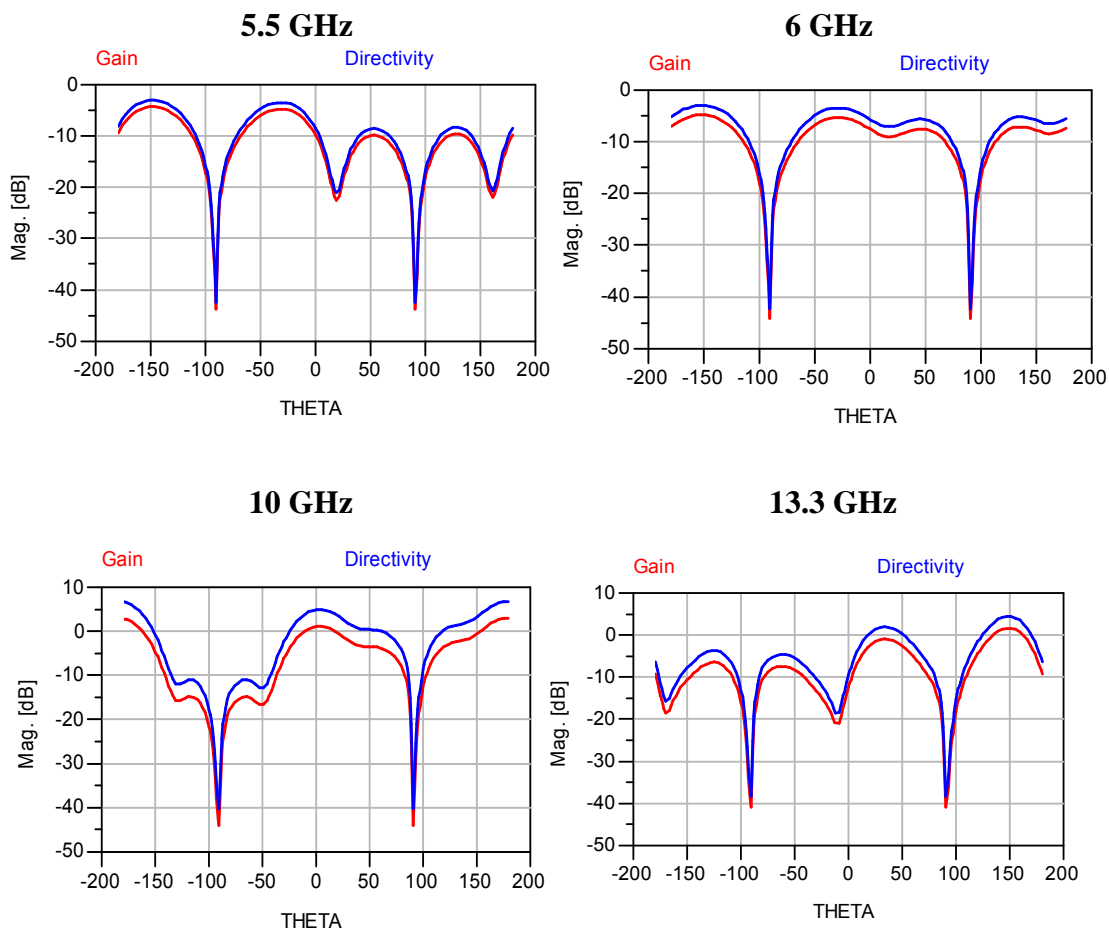


Figure III.21 : Représentation du champ en 2D et 3D

III. 6. 1. Gain et directivité simulé :

Les résultats du gain obtenus aux différentes fréquences sont représentés dans les figures III. 22 :



14.2 GHz

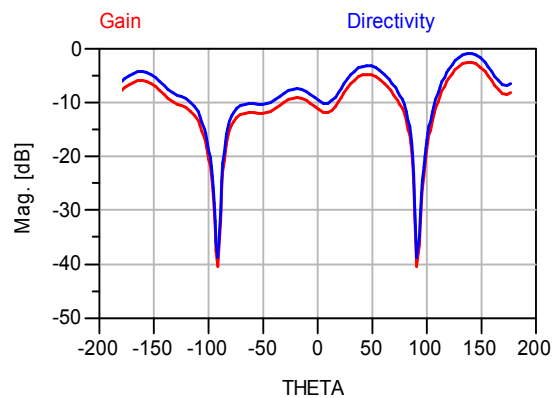
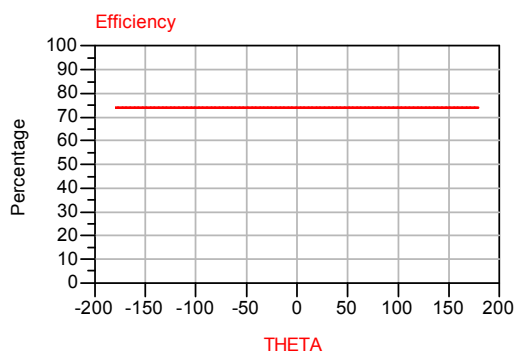


Figure III.22 : Représentation du gain pour différentes fréquences

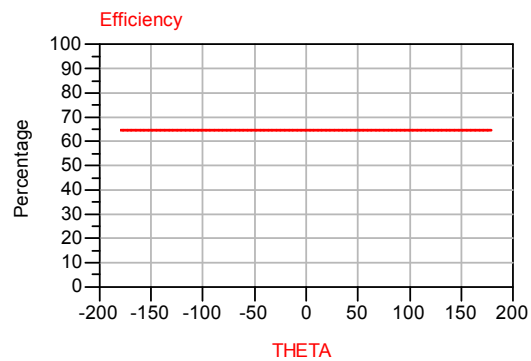
III. 6. 2. Efficacité de l'antenne

Les figures III. 23, représentent l'efficacité de l'antenne aux différentes fréquences :

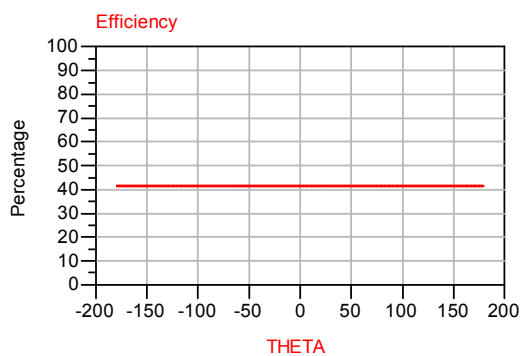
5.5 GHz



6GHz



10 GHz



13.3 GHz



14.2 GHz

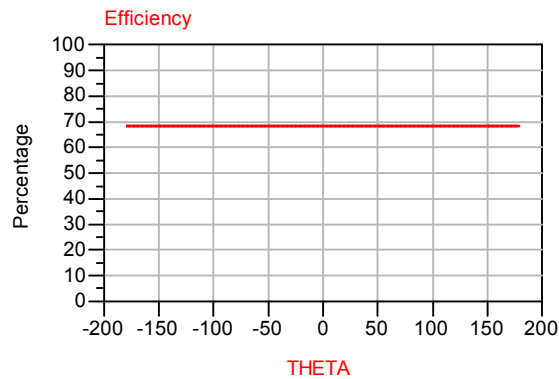


Figure III.23 : Représentation de l'efficacité de l'antenne pour différentes fréquences

Discussion :

D'après les résultats obtenus, on remarque que le rayonnement de l'antenne est en général de type dipolaire (ressemble au diagramme d'un dipôle) sauf à la fréquence 13.3 GHz où il présente des lobes secondaires. Le résultat présenté en 2D explicite parfaitement cette remarque.

La valeur du gain et de l'efficacité de l'antenne sont regroupée dans le tableau ci-dessous :

| | 5.5 GHz | 6 GHz | 10 GHz | 13.3 GHz | 14.2 GHz |
|--------------------|---------|-------|--------|----------|----------|
| Gain (dB) | 3.147 | 2.789 | 2.858 | 5.9 | 6.498 |
| Efficacités | 75 | 65 | 42 | 52 | 69 |

Tableau III.3 : Gain et l'Efficacité de l'antenne

Après avoir fait une moyenne sur toute la bande de fonctionnement de notre antenne avec un pas de 0.5 GHz, on a trouvé un **gain moyen de 3db** et une **efficacité moyenne de 50 %**.

III. 7. ETUDE DU MONOPOLE RECTANGULAIRE

III. 7. 1. définition de la structure

L'antenne initiale de notre étude est présentée sur la figure III. 24 (l'antenne a été dimensionnée théoriquement par la formule (II.20) et (II.21) du chapitre précédent).

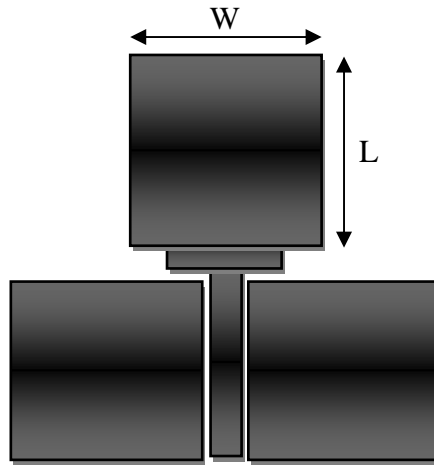


Figure III. 24 : Antenne de base de l'étude

L'élément de base de l'antenne est une bande conductrice de forme rectangulaire, de dimensions $W \times L$ déposé sur un substrat diélectrique de constante diélectrique $\epsilon_r = 4.4$ et d'épaisseur $h = 1.2 \text{ mm}$ et une ligne d'alimentation sur la même face qui est une guide d'ondes coplanaire.

L'étude de cette antenne rectangulaire suit les mêmes étapes que le monopole losange, sauf les plans de masse du guide d'ondes est de type trapézoïdal. De ce fait, on doit présenter les résultats finals directement après avoir montré les démarches les plus importantes de notre étude.

Le résultat de simulation pour le coefficient de réflexion (S11) est représenté dans la figure ci-dessus :

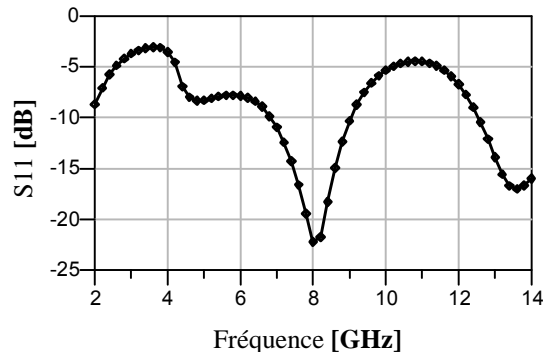


Figure III.25 : Coefficient de réflexion de l'antenne de base

D'après le résultat obtenu, on remarque que la bande passante est à la limite pour une antenne ultra large bande (25 %). Pour cela, on va apporter des changements sur l'antenne pour aboutir à une largeur de bande plus grande que 25%.

III. 7. 2. Changement du plan de masse

On choisit une forme trapézoïdale pour le plan de masse. Le masque de l'antenne modifiée ainsi que le résultat obtenu du coefficient de réflexion sont représentés respectivement dans les figures III.26 et III.27 :

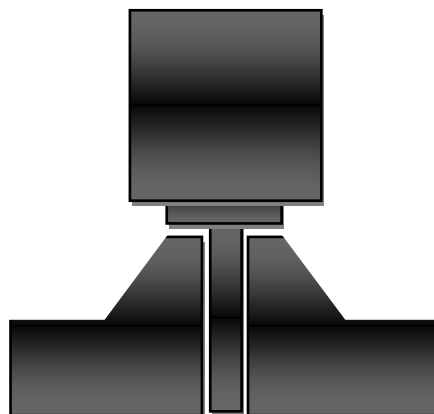


Figure III.26 : Masque de l'antenne avec modification de plan de masse

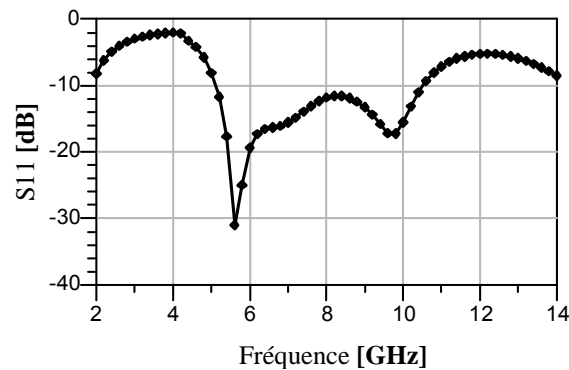


Figure III.27 : Coefficient de réflexion avec modification du plan de masse

Après le changement des plans de masse du guide d'ondes, on remarque qu'on a obtenu un résultat meilleur que le précédent, par contre on note une légère remontée du coefficient de réflexion autour de la fréquence 8.5 GHz (bande passante de 62%).

III. 7. 3. Modification sur la ligne d'alimentation

Après la modification du plan de masse du guide d'ondes, on a apporté un changement pour pouvoir alimenter le patch rectangulaire progressivement.

La figure III.28 montre le masque de l'antenne modifiée :

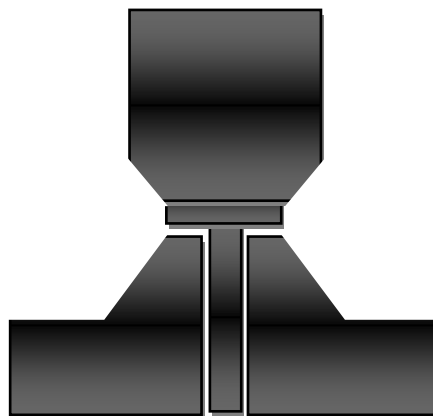


Figure III 28 : Antenne avec modification de plan de masse

Le résultat du coefficient de réflexion est représenté sur la figure III. 29 :

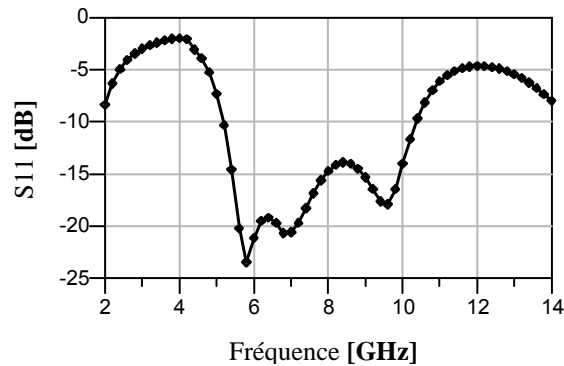


Figure III.29 : Coefficient de réflexion avec modification de la ligne d'alimentation

D'après le résultat obtenu, on remarque que la bande passante est environ de 5 GHz ce qui correspond à un pourcentage de 65 de la fréquence centrale de la bande.

III. 7. 4. Antenne rectangulaire optimisée

En apportant d'autres modifications à notre antenne, on a aboutit à une structure satisfaisante en terme de bande passante et moins encombrante ce qui met en évidence l'avantage des antennes imprimées par rapport à d'autres antennes.

Le masque de l'antenne optimisée avec les différentes dimensions sont présentées dans la figure III.30 :

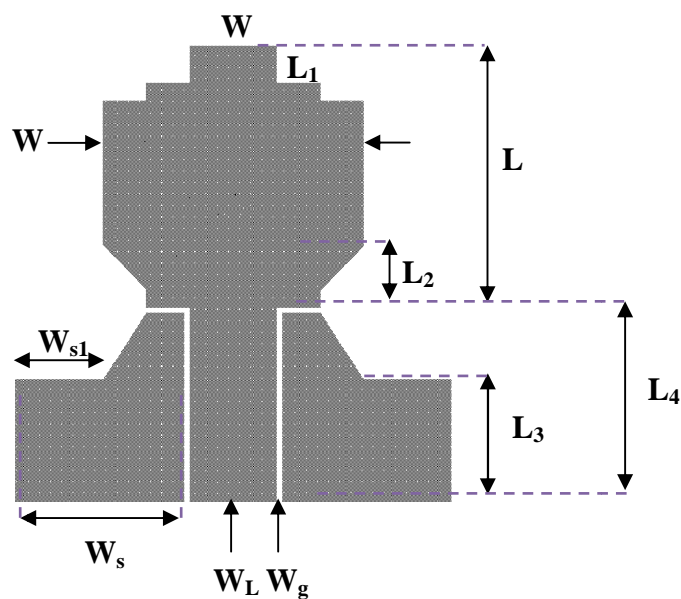


Figure III.30 : Masque de l'antenne rectangulaire optimisée

L'antenne rectangulaire est alimentée par guide d'ondes coplanaire dont les plans de masses et les dimensions ont été optimisés. Cette antenne possède un encombrement de 25 par 27.5 mm². Elle a été simulée sur un substrat époxy d'épaisseur 1.2 mm et de permittivité relative égale à 4.4. Ses principales dimensions sont regroupées dans le tableau ci-après :

| paramètres | W | W ₁ | W _s | W _{s1} | W _L | W _g | L | L ₁ | L ₂ | L ₃ | L ₄ |
|------------|----|----------------|----------------|-----------------|----------------|----------------|------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| valeur | 15 | 5 | 9.7 | 5 | 5 | 0.3 | 13.5 | 2 | 2.5 | 9 | 14 |

Tableau III.4 : Dimension de l'antenne rectangulaire optimisée

Remarque : Toutes les dimensions sont en **mm**

Les résultats présentés sont obtenus avec un circuit d'alimentation de 50 Ω. En simulation, l'antenne est adaptée avec un rapport d'ondes stationnaires inférieur à 2 sur une bande passante très large comme le montre la figure III.31 :

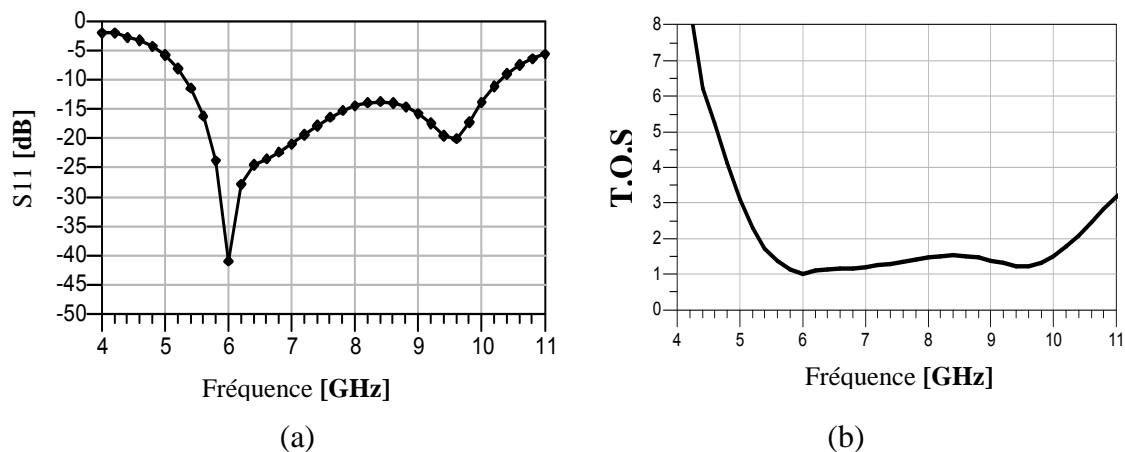


Figure III.31 : (a) Coefficient de réflexion de l'antenne.
(b) Taux d'onde stationnaire de l'antenne

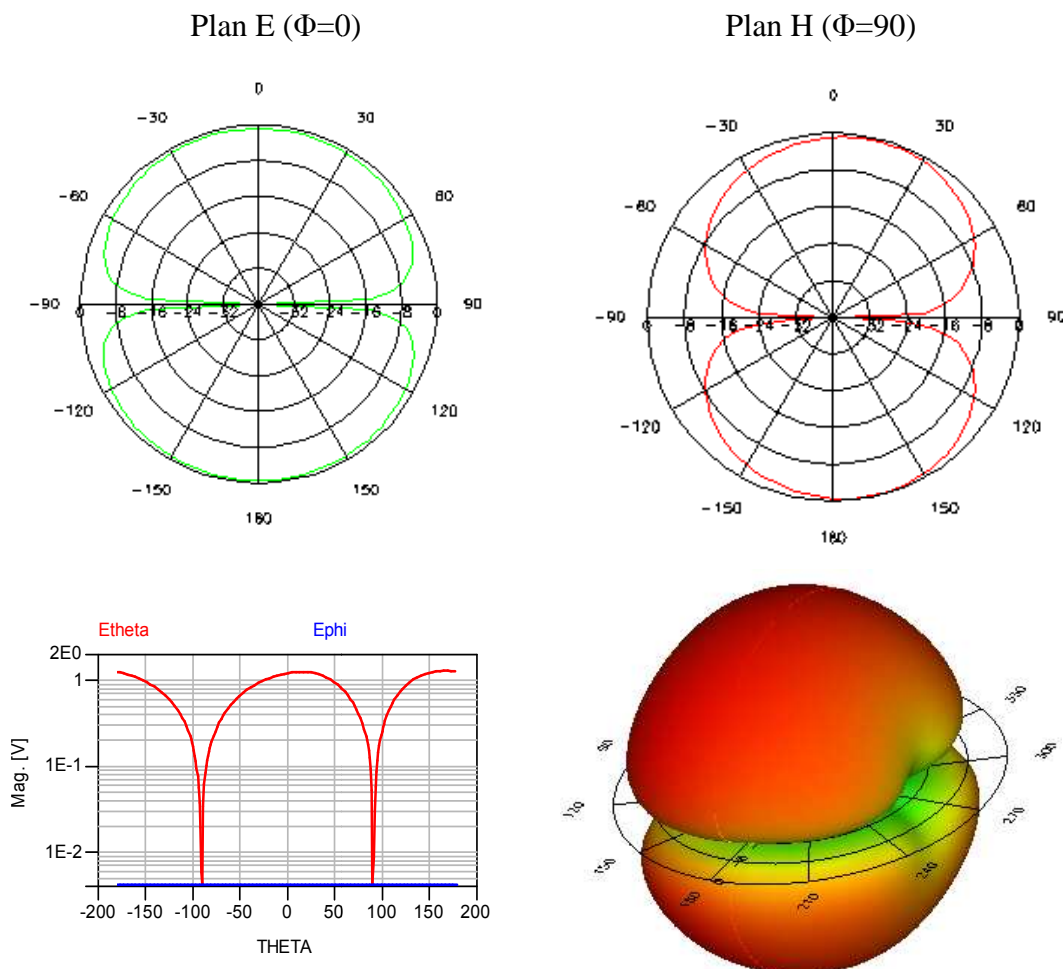
D'après le résultat du coefficient de réflexion, on remarque que l'antenne est adaptée sur une très large bande passante à savoir de **5.3 GHz** à **10.3 GHz** d'où un pourcentage de **64**

III. 7. 5. Caractéristique de rayonnement

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole losange dans le **plan E** et dans le **plan H** aux fréquences : 5.3, 6,7, 8.4, 9.5, et 10.3GHz, de même une représentation du champ en 3D est tracée pour mieux voir le comportement du rayonnement de l'antenne dans l'espace.

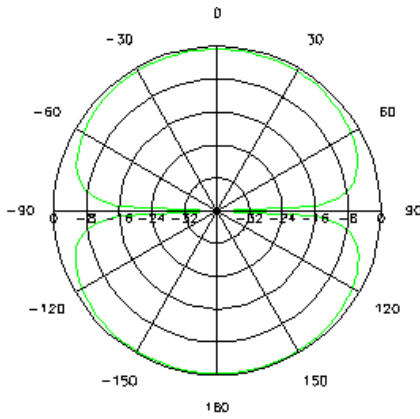
III. 7. 5. 1. Représentation du champ électrique en 2D et 3D

A la fréquence 5.3 GHz :

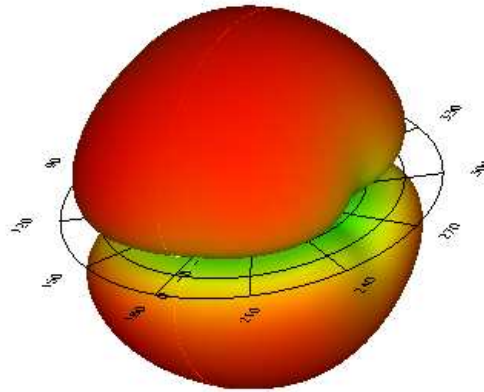
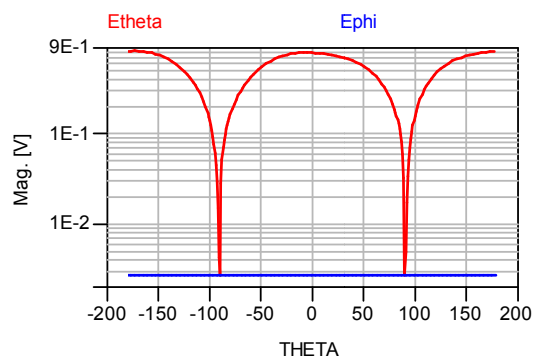
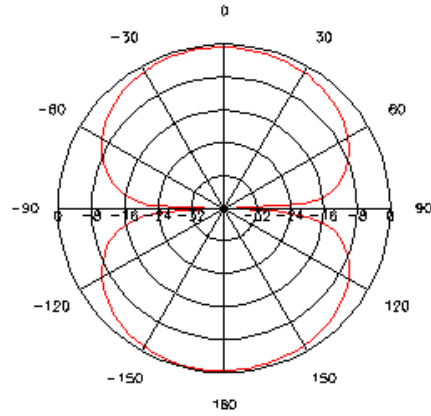


A la fréquence 6 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)

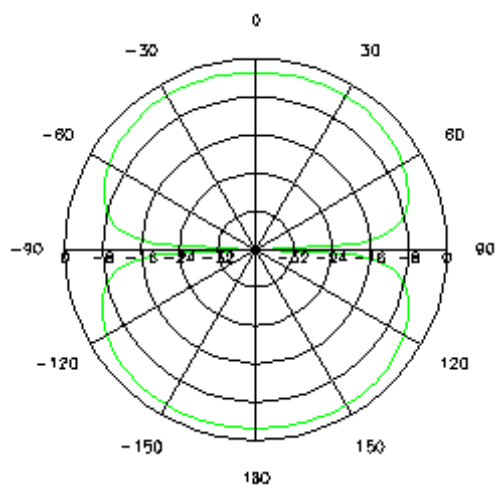


Plan H ($\Phi=90$)

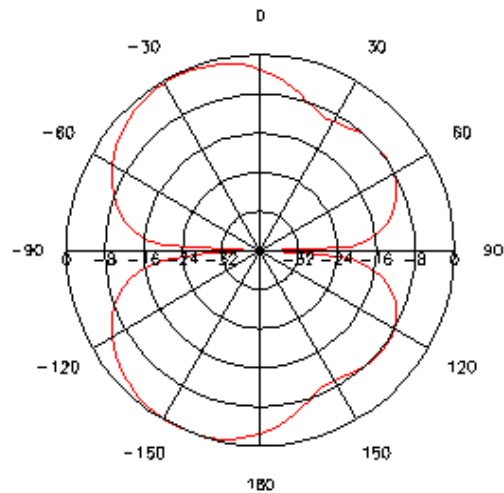


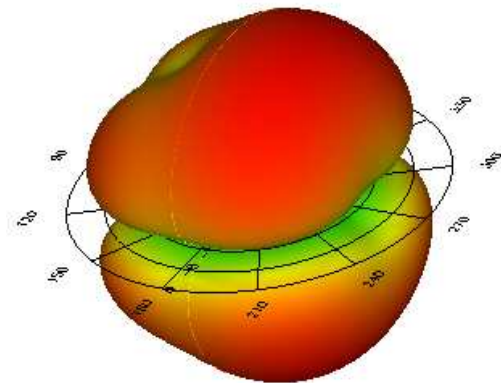
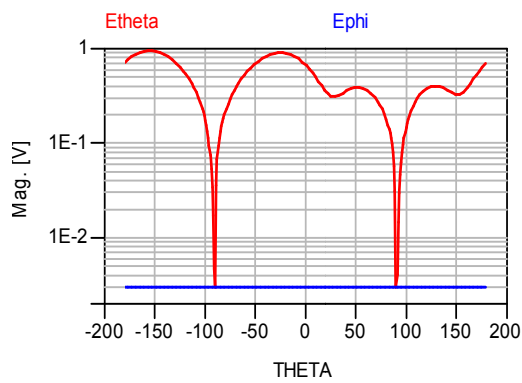
A la fréquence 7 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)



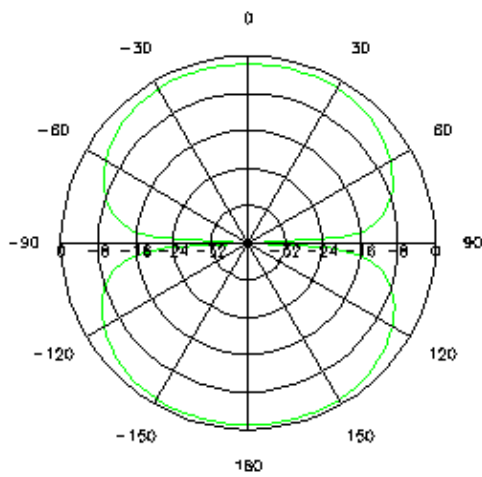
Plan H ($\Phi=90$)



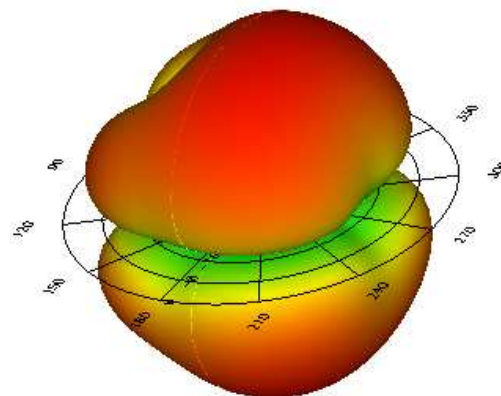
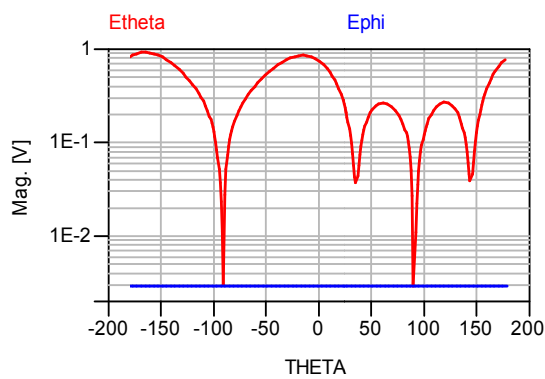
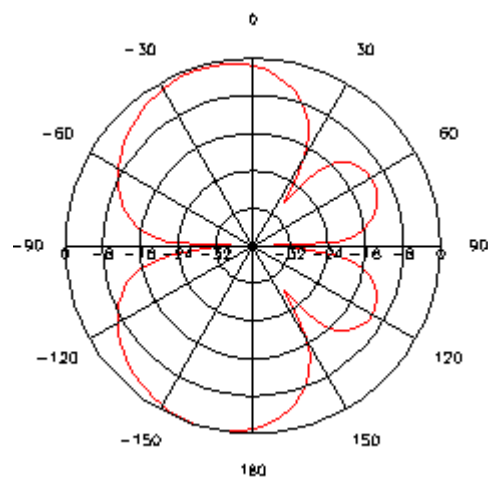


A la fréquence 8.4 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)

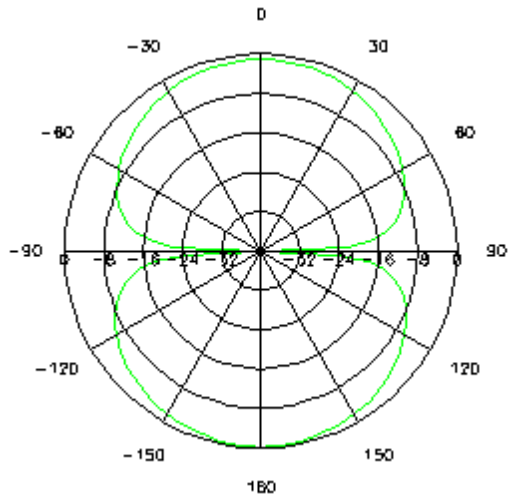


Plan H ($\Phi=90$)

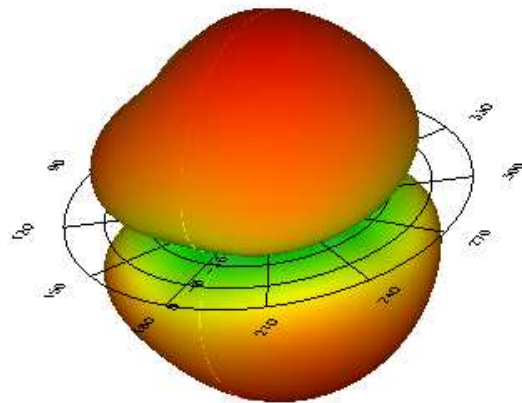
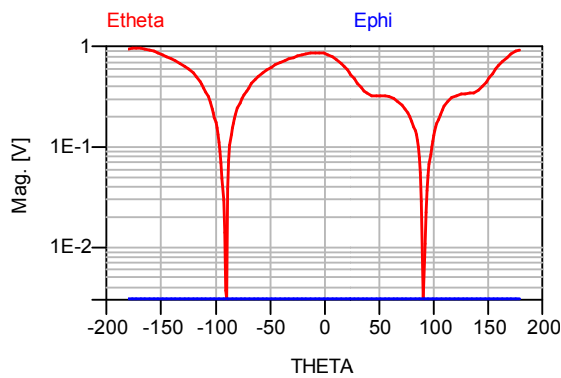
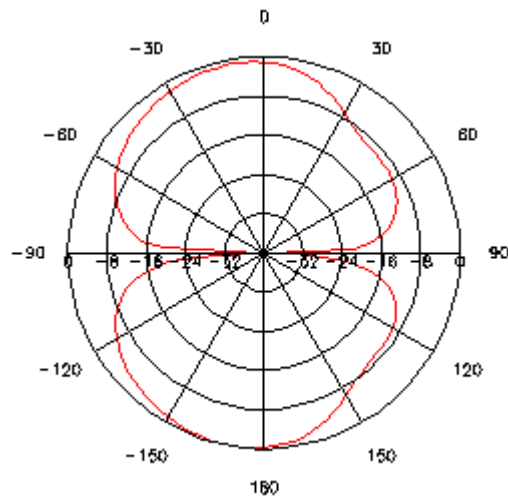


A la fréquence 9.5 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)

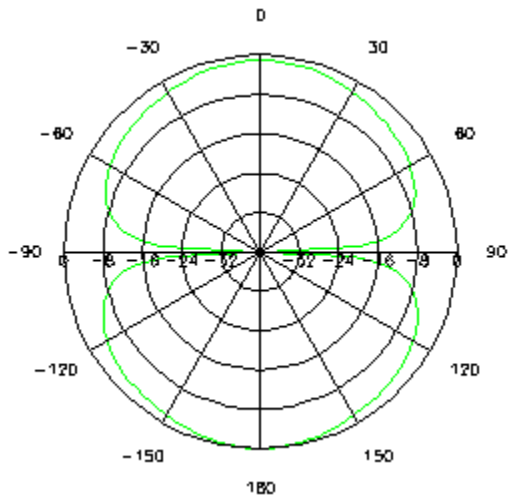


Plan H ($\Phi=90$)

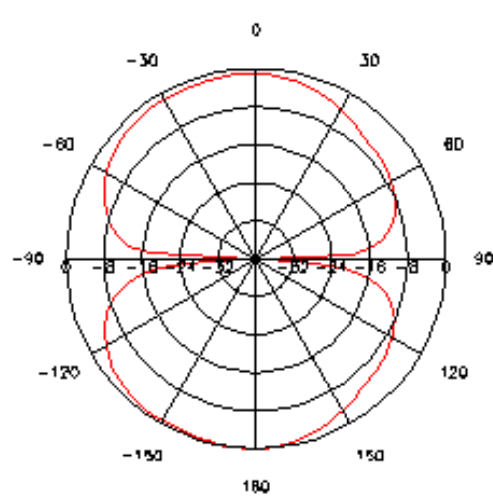


A la fréquence 10.3 GHz :

Plan E ($\Phi=0$)



Plan H ($\Phi=90$)



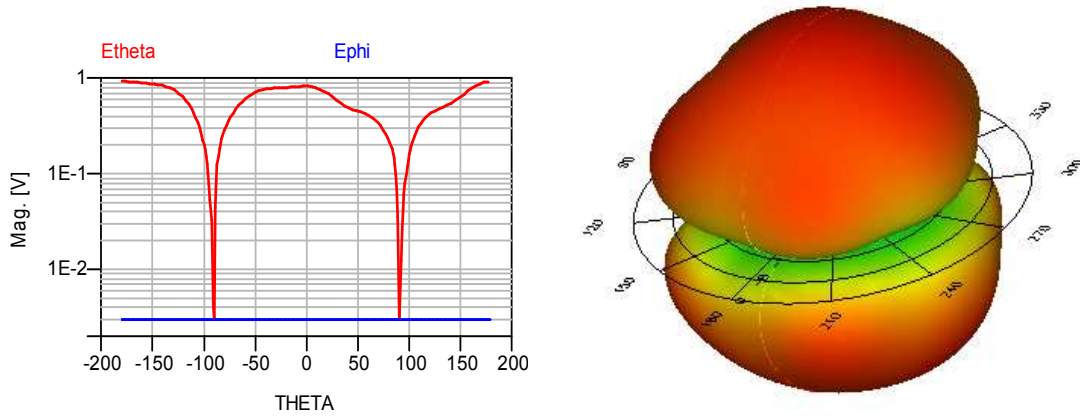
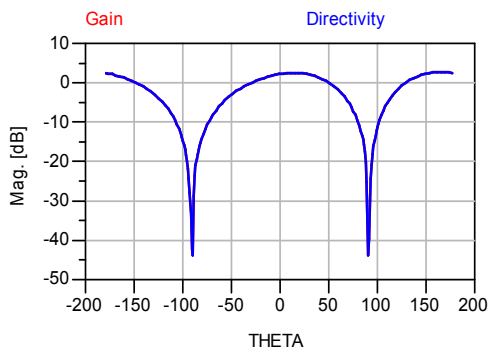


Figure III.32 : Représentation du champ en 2D et 3D

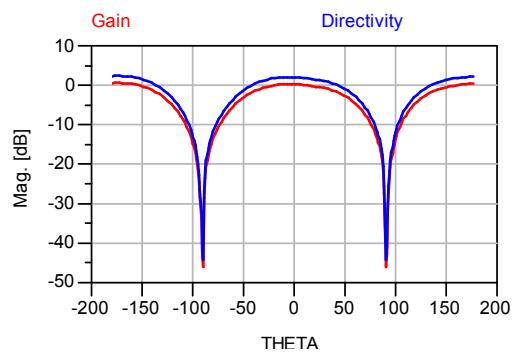
III. 7. 5. 2. Gain et directivité simulé :

Les résultats du gain et la directivité obtenus aux différentes fréquences sont représentés dans les figures III.33 :

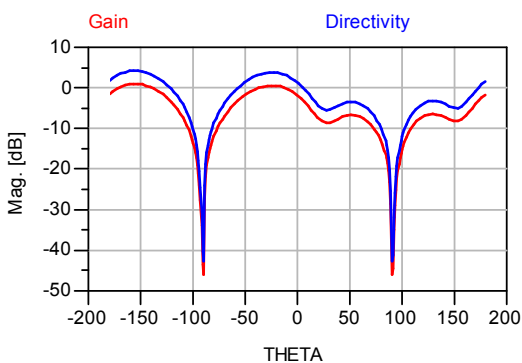
F= 5.3 GHz



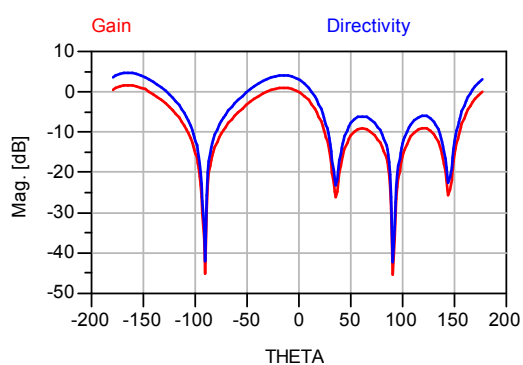
F= 6 GHz



F= 7 GHz



F= 8.4 GHz



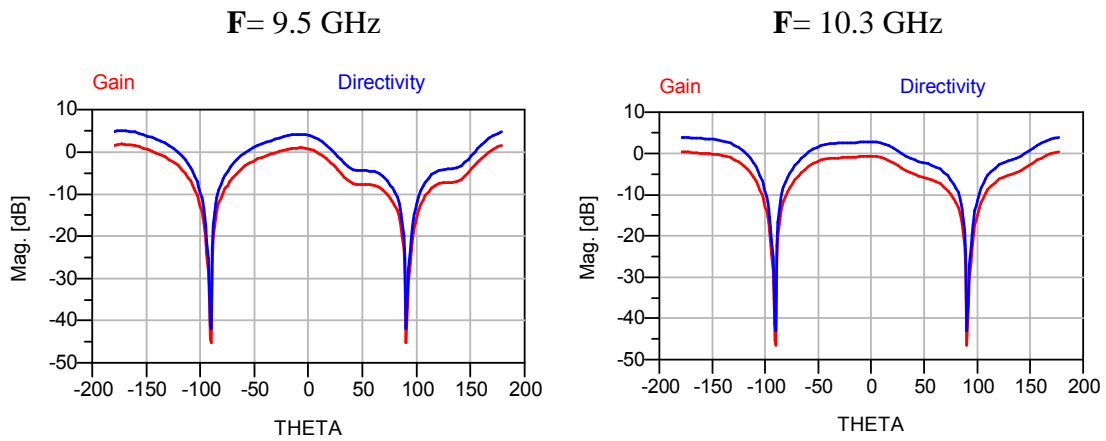
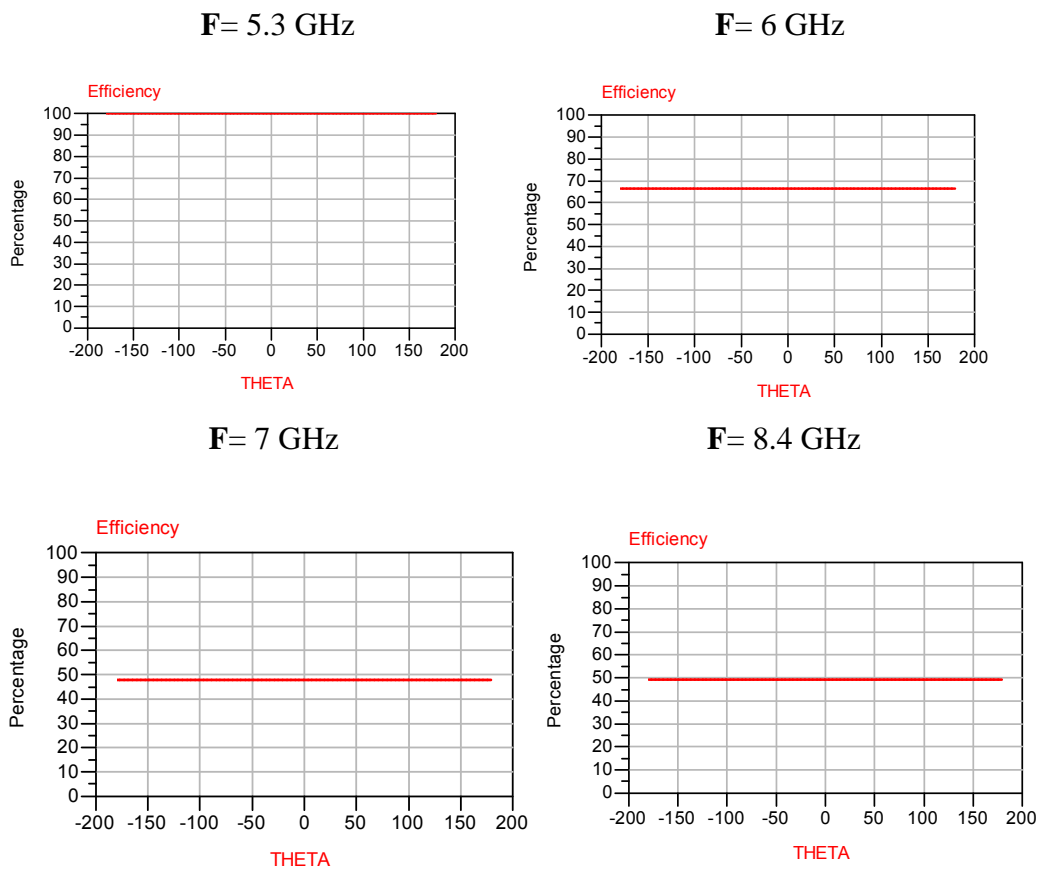


Figure III.33 : Représentation du Gain pour différentes fréquences

III. 7. 5. 3. Efficacité de l'antenne

Les figures III.34 on représente l'efficacité de l'antenne aux différentes fréquences :



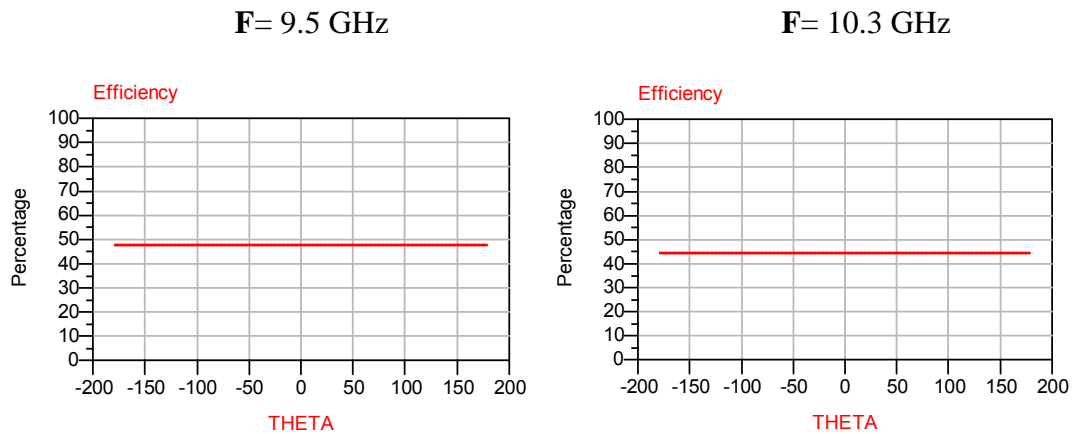


Figure III.34 : Représentation de l'efficacité de l'antenne rectangulaire pour différentes fréquences

Discussion:

D'après les résultats obtenus, on remarque que le diagramme de rayonnement de l'antenne est parfaitement dipolaire. Ceci est bien visible sur les tracés en 2D et 3D sauf à la fréquence 8.4 GHz où il présente des lobes secondaires au niveau du **plan H**.

La valeur du gain et de l'efficacité de l'antenne sont regroupée dans le tableau ci-dessous :

| | 5.3 GHz | 6 GHz | 7 GHz | 8.4 GHz | 9.5 GHz | 10.3 GHz |
|-------------------|---------|-------|-------|---------|---------|----------|
| Gain | 3.05 | 0.95 | 1 | 1.64 | 1.85 | 0.41 |
| Efficacité | 98 | 68 | 48 | 50 | 49 | 45 |

Tableau III.5 : Gain et Efficacité de l'antenne

Après avoir fait une moyenne sur toute la bande de fonctionnement de notre antenne avec un pas de 0.5 GHz, on a trouvé un **gain moyen** de **1.4dB** et une **efficacité moyenne** de **54 %**.

III. 8. CONCLUSION

Dans ce dernier chapitre, on a conçu et étudié des structures d'antennes adaptées aux systèmes de communication ULB.

Un premier travail sur une antenne planaire sous forme d'un losange a été proposé. Différentes études ont été menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant et les plans de masse en vue d'adapter la structure à la bande de fréquence souhaitée. Aussi le coefficient de réflexion, les diagrammes de rayonnement, le gain et l'efficacité ont été présentées.

Un deuxième travail sur une antenne planaire rectangulaire a été proposé en suivant la même démarche que le premier.

[III-1] Bidouo, D, "Contribution à l'étude d'antennes Fort Gain, Application dans le domaine millimétrique", Thèse de Doctorat Université de Limoges.

[III-2] Seok H. Choi¹, Jong K. Park¹, Sun K. Kim², and Jae Y. Park² " A New Ultra Wide-Band Antenna for UWB Applications" MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 40, No. 5, March 5 2004

[III-3] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, 1991,pp. 73-76.

Conclusion Générale

L'essor récent des communications Ultra Large Bande a nécessité des antennes spécialement adaptées à cette technologie qui est basée originellement sur la modulation de très brèves impulsions permettant l'émission de grands volumes de données tout en conservant une très faible densité spectrale de puissance. Son utilisation dans de nombreux laboratoires et industries, dans des domaines tels que le radar et la géolocalisation a permis en outre de valider sa faisabilité et d'acquérir des compétences et du savoir faire.

Les avancées en électronique des dix dernières années ont tout d'abord formé un contexte technologique favorable à la réalisation de ces systèmes, et ont permis d'envisager diverses techniques de codage de l'information.

L'ULB permet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et donc des couts limités. Sa largeur de bande importante lui confère en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples. Réciproquement, sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre travail de thèse. Il s'agit de concevoir et d'étudier des antennes planaire adaptées au système Ultra Large Bande.

Dans le premier chapitre on a présenté la technologie des antennes imprimées où on a cité les différentes formes que peut prendre une antenne imprimée, les différentes alimentations et les principales applications. Aussi la technologie ULB avec ses principales caractéristiques et applications a été présentée.

Dans le deuxième chapitre un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB a été présenté avec une formulation mathématique de base de notre étude.

Pour le dernier chapitre, il a été consacré à la conception et à l'étude d'une structure d'antenne planaire sous la forme d'un losange adapté sur une très grande bande passante environ de 8.5 GHz. Différentes études ont été menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant et les plans de masse en vue d'adapter la structure à la bande de fréquence souhaitée.

Un deuxième travail sur une antenne planaire rectangulaire est aussi proposé et qui suit la même étude que le précédent.

Comme perspectives à notre travail, on peut étendre l'étude à d'autres configurations d'antennes ULB avec d'autres types d'alimentations. De même qu'une optimisation des différents paramètres peut être aussi réalisée.

Ces travaux développés au sein du laboratoire de recherche de télécommunications nous ont permis d'approfondir et d'enrichir nos recherches, en particulier dans le domaine des antennes ULB, et nous espérons apporter notre contribution dans ce domaine.

Programme Matlab

I. détermination de l'impédance caractéristique du guide d'onde coplanaire :

```

% guide d'onde coplanaire
Pi = 3.14;
er = 4.4;
b = 4.55;
a = 3;
h = 1.6;
t = 10^(-10);
at = a + (((1.25*t)/pi) * (1 + (log((4*pi*a)/t))))
bt = b - (((1.25*t)/pi) * (1 + (log((4*pi*a)/t))))
k1 = (sinh((pi*at)/(4*h))) / (sinh((pi*bt)/(4*h)))
k1p = sqrt(1 - k1^2)
k = a/b
kp = sqrt(1 - k^2)
kt = at/bt
ktp = sqrt(1 - kt^2)
Eeff = 1 + ((er - kp*k1) / (2*k*k1p))
Eefft = Eeff - ((Eeff - 1) / (((((b-a)/2)*k) / (0.7*t*kp)) + 1))
Z0 = (30*pi*ktp) / ((sqrt(Eefft))*kt)

```

II. détermination de la largeur et la longueur de l'antenne :

```

% antenne rectangle
c = 3*10^(+8);
f = 3*10^(+9);
er = 4.4;
h = 1.6*10^(-3);
W = (c/(2*f)) * (sqrt(2/(er+1)))
Eeff = ((er+1)/2) + (((er-1)/2) * (1/sqrt(1+(12*(h/W)))))
dL = (h*0.412) * (((Eeff+0.3)*(W/h+0.264)) / ((Eeff-0.258)*(W/h+0.8)))
Leff = c / (2*f*sqrt(Eeff))
L = Leff - dL

```