



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



**UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMCCEN**

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE

LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS

**MEMOIRE**

Pour l'obtention du

**DIPLOME DE MAGISTER**

**EN**

**TELECOMMUNICATIONS**

**ZIANI KERARTI Djalal**

**ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES  
ULTRA LARGE BANDE**

Soutenu en 2011 devant le jury composé de :

<b>Mr. F.T. BENDIMERAD</b>	Prof, Université de Tlemcen	Président
<b>Mr. N. BENHAMED</b>	Prof, Université de Tlemcen	Examineur
<b>Mr. L. MERAD</b>	MA, Ecole préparatoire ST de Tlemcen	Examineur
<b>Mr. S.M. MERIAH</b>	Prof, Université de Tlemcen	Encadreur

---

# CHAPITRE I

---

Etat de l'art sur les antennes Ultra Large  
Bande

# Dédicace

---

*A mon très cher père, qui j'aurais aimé qu'il soit parmi nous, mais le bon Dieu en a décidé autrement.*

*« Allah yerahmo ».*

*Ma très chère mère pour son amour et ses encouragements.*

*A ma très chère sœur, et belle sœur.*

*A Adnan Adam et Mahdi*

*A mes frères et mon beau frère.*

*A tout ma famille et mes amis.*

*Djalal*

# Remerciements

---

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche mené au niveau du Laboratoire de Télécommunications (LTT), Département de Génie Electrique et Electronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, sous la direction de Monsieur **BENDIMRAD Fethi Tarik**, Professeur à l'Université de Tlemcen.

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur **MERIAH Sidi Mohammed**, professeur à l'Université de Tlemcen, pour m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail. Ses conseils et remarques constructifs étaient très bénéfiques pour mon travail. Son soutien permanent ainsi que sa disponibilité pour l'achèvement de ce travail m'ont été très favorables.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur **BENDIMRAD F.T**, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté d'assurer la présidence de mon jury de mémoire. J'aimerais lui manifester ma profonde gratitude pour sa disponibilité et son attention.

J'adresse aussi mes remerciements aux examinateurs de ce mémoire :

Je remercie vivement Monsieur **BENHAMED .N**, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de faire partie de ce jury.

Je remercie également Monsieur **MERAD .L**, Maitre assistant classe B à L'Ecole Préparatoire en Sciences et Techniques de Tlemcen, pour avoir accepté de faire partie de ce jury.

J'exprime par ailleurs toute ma sympathie à l'ensemble des membres du laboratoire LTT avec une mention spéciale à mes amis des deux formations MTC et EDTAS. Ce mémoire, n'aurait pu aboutir, sans la contribution et l'encouragement de certaines personnes que je tiens vivement à remercier : Melle SEKKAL. W, Melle MAROUF. Fz, Melle BOUCHNEK. Y, Melle FEROUANI. S, Mr. MIRAOUI .AF, Mr. SMAHLA, SABER ZENAGULA, ZAIER .M, ADDOU .A, BOUAZIZA .K, BOURICHE .A, et toute la KliK maghnifiK, Ainsi qu'à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.

Je garde enfin un remerciement chaleureux pour ma famille, qui m'a constamment soutenu et encouragé dans tous les instants de cette aventure, ainsi qu'à tous mes proches et mes amis.

# Résumé

---

L'essor récent des communications Ultra Large Bande a nécessité des antennes spécialement adaptées à cette technologie. Ce mémoire de magister explicite les besoins en éléments rayonnants caractérisés ainsi par les contraintes spécifiques liées à la conception d'antennes pour ces types de systèmes.

Deux antennes ULB de forme Diamant et Vivaldi TSA ont été étudiées et analysées. La modification des géométries de ces structures ainsi que leurs alimentations, améliore l'adaptation, élargie la bande passante et réduit l'encombrement. Ces antennes ULB sont alimentées par des lignes d'impédance adaptées à  $50 \Omega$ , avec des caractéristiques de rayonnement optimal, un faible encombrement et un coût limités. Les résultats simulés ont été validés par différentes méthodes numériques d'analyse à l'aide de deux logiciels CST et IE3D.

**Mots clés:** Antennes Ultra Large Bande, antennes Diamant, antennes Vivaldi, miniaturisation, Adaptation, Optimisation, Technique d'Intégration Finie, Méthode des Moments.

# Abstract

---

The recent use of Ultra Wide Band technology in telecommunication implies the study of appropriated antennas. This thesis presents the needs of efficient and characterized antennas but also the keys related to their conception.

Two structures Diamond and Vivaldi TSA are chosen for study and optimization. By changing geometries of these structures and their feeding techniques in order to confer a better matching over a wider bandwidth and a smaller overall size of the structure. These shapes allow a  $50 \Omega$  impedance matching, optimal radiation characteristics, a limited size and a low cost.

The simulated results were validated by different numerical methods of analysis using the two simulations software's, CST and IE3D.

**Keywords:** Ultra Wideband Antennas, Diamond Antennas, Vivaldi Antennas, Miniaturization, Adaptation, Optimization, Finite Integration Technique, Method of Moments.

## ملخص

---

الارتقاء الأخير في تكنولوجيا الاتصالات الواسعة النطاق ، أدى إلى احتياج هوائيات ملائمة لهذا الغرض. هذه المذكرة تشرح بماذا تتميز هذه الهوائيات و ما هي القيود المحددة في تصميمها لتتماشى مع هذه الأنظمة. صنفين من الهوائيات الواسعة النطاق تم اختيارهما كقاعدتين لدراستهما و تحس ين قدرتهما الهوائي الماسي و الفيالدي بعد التغيير في الشكل الهندسي للبنيتين و طريقة تغذيتهما ، تم تحسين أدائهما مما أدى إلى زيادة اتساع نطاق عملهما وتقليل المساحة الشاغرة لهما ، تتميز هذه الهوائيات بتغذية قيمتها  $Q_{250}$ ، خصائص إشعاع مثالية، وبأقل مساحه و تكلفة. تم التحقق من صحة نتائج المحاكاة العددية، بأساليب مختلفة من التحليل باستخدام البرنامجين IE3D و CST.

**كلمات البحث:** هوائيات النطاق العريض ، هوائيات الماس، هوائيات فيالدي، التصغير، الضبط، التحسين، تقنية التكامل المحدود، طريقة العزوم.

# Table des Illustrations

---

## Chapitre I

### Figures

Figure I-1 Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur [5].....	17
Figure I-2 avancements et projets de régulation des émissions ULB en communication dans le monde [5].....	17
Figure I-3 Densité spectrale de PIRE : systèmes ULB et autres systèmes radio [6]. .....	18
Figure I-4 Les différentes applications de l'Ultra Large Bande. [5].....	19
Figure I-5 Antenne spirale logarithmique.....	22
Figure I-6 Antennes spirales coniques [9] .....	24
Figure I-7 Antenne spirale d'Archimède .....	25
Figure I-8 les différents types d'antennes Log-périodique [9] .....	27
Figure I-9 Antenne biconique.....	30
Figure I-10 Antenne discône .....	31
Figure I-11 Antenne monopôle circulaire [6].....	32
Figure I-12 Le monopôle triangulaire .....	33
Figure I-13 Antenne papillon.....	34
Figure I-14 Quelques géométries d'antennes planaires .....	35
Figure I-15 antennes circulaire planaire CPW.....	36
Figure I-16 Les antennes à transition progressive .....	37

### Tableaux

Tableau I-1 Récapitulatif des caractéristiques des antennes ULB .....	39
---	----

## Chapitre II

### Figures

Figure II-1 : Antenne microruban de forme quelconque.....	46
Figure II-2 : Diverses géométries d'antennes patch et dimensions associées (vue de dessus) .....	46
Figure II-3 : La forme géométrique du patch Diamant.....	46
Figure II-4 : Antenne microruban alimentée par câble coaxial .....	47
Figure II-5 : Antenne rectangulaire alimenté par ligne microruban .....	48
Figure II-6 : Alimentation par couplage à travers une ouverture .....	48
Figure II-7 : Cas d'une alimentation par couplage électromagnétique.....	49
Figure II-8 : Alimentation par guide d'onde coplanaire .....	49
Figure II-9 Antenne à fente à transition progressive TSA (profil linéaire).....	53
Figure II-10 Différents profils des antennes à fente à transition progressive TSA.....	54



Figure II-11 Schémas des différents profils.....	55
Figure II-12 Techniques d'alimentations pour les TSA.....	56
Figure II-13 La transition de la ligne coaxiale vers la fente.....	56
Figure II-14 Le Circuit équivalent de l'alimentation par ligne coaxial. ....	57
Figure II-15 Détail de la transition ligne microruban/ligne à fente. ....	57
Figure II-16 le Circuit équivalent de l'alimentation par ligne microruban.....	58
Figure II-17 l'alimentation par une ligne radiale et une cavité de forme elliptique [8].....	58
Figure II-18 Antenne Vivaldi à fente conique.....	60
Figure II-19 Antenne Vivaldi antipodale .....	61
Figure II-20 Antenne Vivaldi antipodale Équilibrée .....	62

## Tableaux

Tableau II-1 les avantages et les inconvénients de différents techniques d'alimentation. ....	51
---	----

## Chapitre III

### Figures

Figure III-1 l'antenne Monopôle planaire « Diamant ».....	71
Figure III-2 Représentation en 3D de la structure de l'antenne Diamant .....	72
Figure III-3 Adaptation de la ligne d'alimentation .....	73
Figure III-4 Coefficients de réflexions S [1,1] de l'auteur [3] .....	74
Figure III-5 Coefficients de réflexions S [1,1] obtenus par FIT et MOM.....	74
Figure III-6 Variation des dimensions du substrat avec le facteur p .....	75
Figure III-7 Coefficient de réflexion S [1,1], pour différentes valeurs de p simulé sous CST.....	75
Figure III-8 Variation de la largeur du plan de masse G.....	76
Figure III-9 Coefficient de réflexion S [1,1], pour différentes valeurs de G simulés sous IE3D .....	77
Figure III-10 Coefficient de réflexion S [1,1], pour différentes valeurs de G simulés sous CST.....	77
Figure III-11 La variation de la forme du plan de masse.....	78
Figure III-12 Distribution du courant surfacique dans le plan de masse pour différentes fréquences .....	78
Figure III-13 Coefficients de réflexion S [1,1], pour différentes valeurs de F simulés sous CST .....	78
Figure III-14 Le coefficient de réflexion S [1,1], pour différentes valeurs de F simulés sous IE3D.....	79
Figure III-15 Arrondissement R au niveau du sommet de l'antenne.....	79
Figure III-16 S [1,1] pour différentes valeurs de R par la méthode FIT (CST) .....	80
Figure III-17 l'antenne Diamant ainsi Optimisée .....	81
Figure III-18 Coefficients de réflexions pour la nouvelle antenne optimisée.....	81
Figure III-19 Coefficients de réflexions pour la nouvelle antenne optimisée dans la bande [1-20 GHz].....	82
Figure III-20 le gain en fonction de la fréquence .....	82
Figure III-21 Diagrammes de rayonnement en 3D et 2D (polaire) .....	83
Figure III-22 la fente conique d'une antenne Vivaldi.....	84

Figure III-23 L'antenne de l'article [6] avec les différents paramètres géométriques .....	85
Figure III-24 Le Transformateur d'impédance linéaire de 50 à 100 $\Omega$ .....	86
Figure III-25 L'alimentation et la transition entre la ligne et la fente .....	86
Figure III-26 Le coefficient de réflexion S[1,1] en dB de l'article [6].....	87
Figure III-27 Les résultats de simulation avec deux méthodes FIT et MoM.....	87
Figure III-28 Ligne d'alimentation utilisée avec ces paramètres géométriques.....	88
Figure III-29 Coefficients de réflexion et de transmission S [1,1] et S [1,2] de la ligne d'alimentation .....	88
Figure III-30 Antenne Vivaldi minimisée définie comme nouvelle structure de référence .....	89
Figure III-31 Différents profils p pour l'antenne TSA .....	90
Figure III-32 Influence de la variation du profil p sur le coefficient de réflexion S [1,1] .....	90
Figure III-33 Variations du coefficient de réflexion S [1,1] pour différentes valeurs de « d ».....	91
Figure III-34 Variations du coefficient de réflexions S [1,1] pour différentes valeurs de « $\theta$ » .....	92
Figure III-35 Variations du Coefficient de réflexion S [1,1] pour différentes valeurs de « R » .....	93
Figure III-36 l'antenne Vivaldi TSA ainsi Optimisée .....	93
Figure III-37 Coefficients de réflexions pour la nouvelle antenne optimisée.....	94
Figure III-38 comparaison entre les dimensions de l'antenne miniaturisée et celle de l'article [6] .....	95
Figure III-39 le gain en fonction de la fréquence .....	95

## Tableaux

Tableau III-1 dimensions de l'antenne .....	71
Tableau III-2 dimensions du substrat .....	75
Tableau III-3 dimensions du plan de masse.....	76
Tableau III-4 géométrie de plan de masse.....	77
Tableau III-5 la forme de l'élément rayonnant.....	80
Tableau III-6 la position de la ligne d'alimentation .....	91
Tableau III-7 L'angle radial $\theta$ .....	92
Tableau III-8 rayon R du stub radial .....	92
Tableau III-9 les Figures en 2D et 3D du gain .....	96

# Table des matières

---

<b>Dédicace</b> .....	<b>i</b>
<b>Remerciements</b> .....	<b>ii</b>
<b>Résumé</b> .....	<b>iii</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>iv</b>
<b>ملخص</b> .....	<b>v</b>
<b>Introduction générale</b> .....	<b>11</b>
<b>I Chapitre I Etat de l'art sur les antennes Ultra Large Bande</b> .....	<b>13</b>
I.1 Introduction .....	14
I.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande .....	14
I.2.1 Histoire et définition .....	14
I.2.2 Caractéristiques de la technologie ULB.....	15
I.2.3 Réglementation des systèmes ULB.....	16
I.2.4 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande.....	18
I.3 Les antennes Ultra Large Bande (ULB).....	19
I.3.1 Critères classiques de performances .....	19
I.3.2 Antennes indépendantes de la fréquence .....	21
I.3.3 Les antennes ULB élémentaires .....	30
I.3.4 Les antennes à transition progressive.....	36
I.3.5 Récapitulatif des caractéristiques des antennes.....	38
I.4 Conclusion.....	40
<b>Bibliographie</b> .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>II Chapitre II Antennes ultra large bande microrubans et techniques de conception</b> .....	<b>44</b>
<b>Sommaire</b> .....	<b>44</b>
II.1 Introduction .....	45
II.2 Les antennes microrubans .....	45
II.2.1 Description .....	45
II.2.2 Différentes formes d'antennes microrubans .....	46
II.2.3 Techniques d'alimentation.....	47
II.2.4 Avantages et inconvénients des antennes microrubans .....	51
II.3 Les antennes à fente à transition progressive TSA.....	52
II.3.1 Caractéristiques des antennes TSA .....	52
II.3.2 Effets à prendre en compte pour la conception .....	53
II.3.3 Profils de la fente.....	54
II.3.4 Effet de profil sur l'antenne TSA .....	54
II.3.5 Techniques d'alimentations .....	55
II.4 Les antennes Vivaldi.....	58
II.4.1 Antenne Vivaldi à fente conique.....	59
II.4.2 Antenne Vivaldi antipodale .....	61
II.4.3 Antenne Vivaldi antipodale Équilibrée .....	62

II.5	Les méthodes numériques d'analyse utilisées.....	63
II.5.1	Méthode des moments .....	63
II.5.2	Technique d'intégration finie .....	64
II.6	Conclusion.....	65
	<b>Bibliographie .....</b>	<b>66</b>
<b>III</b>	<b>Chapitre III Simulations et résultats .....</b>	<b>69</b>
III.1	Introduction .....	70
III.2	Choix de l'outil de simulation.....	70
III.3	L'antenne monopôle planaire .....	71
III.3.1	Géométrie de base.....	71
III.3.2	Résultats de Simulations .....	73
III.3.3	Etude paramétrique.....	74
III.3.4	L'antenne Diamant Optimisée.....	80
III.4	L'antenne à fente à transition conique Vivaldi TSA.....	84
III.4.1	Introduction.....	84
III.4.2	Géométrie de base.....	85
III.4.3	Résultats de Simulations .....	86
III.4.4	La technique d'alimentation .....	88
III.4.1	Miniaturisation.....	89
III.4.2	Etude paramétrique.....	89
III.4.3	L'antenne Vivaldi Optimisée.....	93
III.5	Conclusion.....	97
	<b>Bibliographie .....</b>	<b>98</b>
	<b>Conclusion générale .....</b>	<b>99</b>
<b>IV</b>	<b>Annexe-A Présentation de CST MICROWAVE STUDIO .....</b>	<b>100</b>
IV.1	Qu'est-ce que CST MICROWAVE STUDIO? .....	100
IV.2	Le déroulement dans un projet.....	102
IV.3	Résultat de simulation .....	104
	<b>Bibliographie .....</b>	<b>106</b>
<b>V</b>	<b>Annexe-B Présentation d'IE3D de Zeland.....</b>	<b>107</b>
V.1	Introduction .....	107
V.2	Le dispositif automatique des cellules de bord ( <i>Automatic Edge Cell</i> ) [2] [3]:.....	107
V.3	Optimisation électromagnétique [2]:.....	108
V.4	Paramètres de sortie S, Y et Z : .....	109
V.5	Visualisation de la distribution de courant et le diagramme de rayonnement .....	110
	<b>Bibliographie .....</b>	<b>111</b>
<b>VI</b>	<b>Bibliographie générale.....</b>	<b>112</b>
<b>VII</b>	<b>Abréviations .....</b>	<b>115</b>

# Introduction générale

---

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. Ses axes d'investigation sont principalement motivés par un besoin toujours grandissant en terme de débit de données mais restent freinés par un spectre des fréquences de plus en plus occupé.

Le principe des communications radio utilisant la technique de l'Ultra Large Bande est aujourd'hui bien connu et les nombreuses études sur le sujet ont permis de définir et de réaliser des circuits électroniques spécifiques à ces applications. Cette technologie basée originellement sur la modulation de très brèves impulsions permet l'émission de grands volumes de données tout en conservant une très faible densité spectrale de puissance. Récemment, la FCC a défini les règles d'utilisations du spectre de fréquence dans la bande entre 3.1-10.6 GHz qui a donné un souffle supplémentaire aux activités de recherches et de développement. Cette allocation offre en plus l'avantage de la flexibilité car la réglementation n'impose pas de technique particulière de transmission à la différence des standards existants actuellement.

L'ULB promet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et des coûts limités. Sa nature impulsionnelle et sa largeur de bande lui confèrent en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples, ce qui la rend très adaptée à une utilisation en intérieur. 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 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. Ainsi, l'antenne doit présenter un rendement optimal et des caractéristiques constantes sur une très large bande de fréquence, 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.

Le but de ce mémoire de magister est d'étudier et de concevoir de nouvelles structures d'antennes Ultra Large Bande pour être utilisée dans les systèmes radar et imagerie médicale sur la bande 3.1-10.6 GHz. le manuscrit est structuré comme suite :

Le premier chapitre propose un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB existantes. Une partie est consacré à la présentation de la technologie ULB et ses principales caractéristiques ainsi que les différentes applications. Après, une étude sur les trois catégories d'éléments rayonnants possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de

fréquences : les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes ULB élémentaires et les antennes à transition progressive. Chaque catégorie possède des caractéristiques qui lui sont propres mais comprend des antennes dont les spécificités peuvent s'approcher du cahier des charges désiré. Les performances des antennes présentées seront donc regroupées et comparées.

Le deuxième chapitre de cette thèse est consacré à la présentation des deux catégories d'antennes planaires, les antennes monopôles imprimées et les antennes à fente à transition progressive (TSA). Nous commençons par un aperçu sur certaines formes et caractéristiques ainsi les techniques d'alimentations les plus utilisées citons aussi leurs avantages et inconvénients. Deux structures pourront alors être choisies comme bases d'étude pour ce travail de magister, l'antenne Diamant et l'antenne Vivaldi.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de ces deux types d'antennes, à l'aide de deux outils de simulations électromagnétiques, IE3D et CST, en comparant nos simulations avec d'autres auteurs. Ce travail permettra de comprendre le fonctionnement de ces deux types d'antennes ULB et de les dimensionner pour obtenir les caractéristiques souhaitées. Les problèmes limitant l'intégration de ces structures seront soulevés. Deux nouvelles géométries d'antenne ULB seront alors proposées afin de répondre au cahier des charges spécifié. Différentes études seront menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant et les plans de masse en vue d'adapter les structures à la bande de fréquence souhaitée, mais également dans une optique de miniaturisation et d'optimisation de leurs rayonnements.

# Chapitre I Etat de l'art sur les antennes Ultra Large Bande

## Sommaire

<b>Chapitre I Etat de l'art sur les antennes Ultra Large Bande .....</b>	<b>13</b>
I.1 Introduction.....	14
I.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande.....	14
I.2.1 Histoire et définition.....	14
I.2.2 Caractéristiques de la technologie ULB .....	15
I.2.3 Réglementation des systèmes ULB.....	16
I.2.4 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande .....	18
I.3 Les antennes Ultra Large Bande (ULB).....	19
I.3.1 Critères classiques de performances .....	19
I.3.2 Antennes indépendantes de la fréquence.....	21
I.3.3 Les antennes ULB élémentaires.....	30
I.3.4 Les antennes à transition progressive.....	36
I.3.5 Récapitulatif des caractéristiques des antennes .....	38
I.4 Conclusion.....	40
<b>Bibliographie .....</b>	<b>41</b>

## I.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des différentes antennes existantes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. En premier temps, nous faisons une généralité sur la technologie Ultra Large Bande (ULB), ainsi que sur ses principales caractéristiques. Les antennes indépendantes de la fréquence présentent la propriété d'être dimensionnées identiquement à toutes les fréquences. Leurs géométries possèdent en effet la particularité d'être étudiées afin de leur permettre de conserver des performances constantes sur plusieurs octaves. Certaines structures d'antennes élémentaires de forme évasée présentant également des caractères large bande seront décrites ensuite. Ces évolutions de simples dipôles utilisent la propriété selon laquelle leur largeur de bande passante est liée à leur épaisseur. On peut ainsi obtenir des antennes ULB dont le rayonnement est du type dipolaire. La dernière catégorie présentée serait les antennes à transition progressive. Ces structures s'appuient sur la stabilité d'impédance des lignes de transmission. Elles conservent ses caractéristiques en s'élargissant, pour adapter progressivement la structure d'alimentation à l'impédance de l'espace libre de propagation. Le comportement des antennes les plus caractéristiques et les plus éminents de chaque catégorie sera donc détaillé puis leurs performances seront comparées en vue d'une utilisation en communication ULB. Afin de mieux comprendre le comportement des antennes ULB qui seront classées en catégories, présentant chacune des spécificités bien précises, deux structures pourront alors être choisies comme bases d'étude pour ce travail de thèse.

## I.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

### I.2.1 Histoire et définition

Durant les trois 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. La grande majorité des techniques de transmission actuelles utilisent des modulations avec porteuses (*Bluetooth, Wifi ...*).

Si le terme "ultra large bande" est relativement récent, le concept lui-même est par contre bien plus ancien [1]:



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 [2] 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 apparaît des applications liées à cette nouvelle technique à savoir : les communications et les radars.

Dans les années 1970-1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous- systèmes de cette nouvelle technique. À 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 États-Unis. Les travaux concernant cette technologie se 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 (Federal Communication Commission) [3], [4], l'organisme de régulation des communications américaines, 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).

## I.2.2 Caractéristiques de la technologie ULB

La technologie ULB a plusieurs caractéristiques qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels :

Une large bande passante instantanée, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz ce qui rend l'ULB plus adaptée à l'augmentation de débit que les systèmes existants présentant des contraintes sur leur largeur de bande. En effet, la capacité d'un canal de transmission peut-être calculée selon le théorème de Shannon par :

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{B + N_0} \right) \quad (I-1)$$

Où  $C$  représente la capacité maximale du canal (bit/s),  $B$  la largeur de bande du canal (Hz),  $S$  la puissance du signal (W) et  $N_0$  la densité spectrale de puissance du bruit. Il est clair d'après équation (I-1) que la capacité maximale du canal de transmission croît linéairement avec la largeur de bande. Par ailleurs, cette capacité du canal ( $C$ ) est une indication sur le débit maximal

théorique. Pour un canal donné, comme on sait d'après la théorie de l'information, il est possible de transmettre des données à un taux d'erreur binaire inférieur à un certain seuil fixé, à condition que le débit de transmission de données reste inférieur à la capacité maximale du canal de transmission.

La grande largeur de bande offre à l'ULB une résolution temporelle supérieure à celle des systèmes conventionnels, pour des applications radar et de localisation précise. Cette résolution est typiquement de l'ordre de la nanoseconde (ULB en mode impulsionnel).

Une courte durée d'impulsions permet une grande robustesse face aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples dans un environnement dense. Cette courte durée permet l'exploitation d'un nombre supérieur de trajets.

Une faible densité spectrale de puissance qui permet la coexistence de l'ULB et des services existants. En effet, la large bande de fréquences des signaux ULB recouvre des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Les autorités de régulation ont alors imposé cette propriété aux signaux ULB afin de permettre la coexistence de l'ULB avec les services existants sans les perturber.

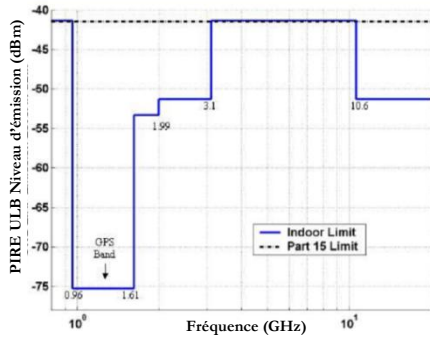
Comme conséquence à cette faible densité spectrale de puissance, les signaux ULB sont plus difficiles à détecter et les communications ULB sont mieux sécurisées. D'autre part, cette propriété limite la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres. Les applications visées par l'ULB sont donc des applications à courte portée et à haut débit, comme les réseaux *Ad Hoc* par exemple.

Une simple implémentation étant donné que l'ULB permet la transmission directe d'impulsions en bande de base sans porteuse.

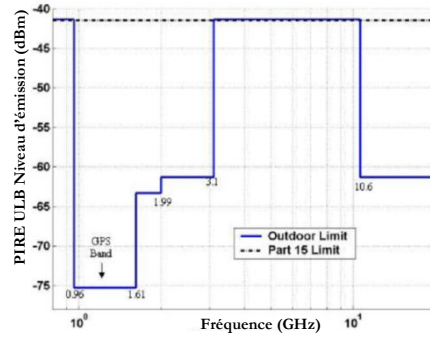
## I.2.3 Réglementation des systèmes ULB

### I.2.3.1 Réglementation aux USA

Les États-Unis ont été le premier pays à réglementer l'utilisation de l'Ultra large bande: En février 2002, la FCC a limité les niveaux d'émission des signaux ULB (PIRE=-41,3 dBm/MHz), pour un spectre de fréquences allant de 3.1GHz à 10.6 GHz [4]. La Figure I-1 représente le spectre d'émission imposé par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur.



ULB Emission limite pour Indoor systèmes



ULB Emission limite pour Hand-held systèmes

Figure I-1 Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur [5]

### 1.2.3.2 Les réglementations en cours dans le monde

Les États-Unis ont été les plus prompts à proposer une réglementation des systèmes ULB, ouvrant ainsi une formidable opportunité commerciale, et obligeant alors l'Europe et le reste du monde à étudier la question des limites d'émission et d'interférences avec les systèmes existants, sachant que les équipements ULB américains finiront tôt ou tard par être utilisés ailleurs.

En Europe, le département européen des standards de télécommunications (« *European Telecommunications Standards Institute* » (ETSI)) a proposé d'adopter des limites similaires à celles de la FCC, mais en préférant d'introduire des diminutions de niveau logarithmiques en limite de bande, plutôt qu'une succession de baisses significatives. Il en résulte une protection plus restrictive de 5 à 30 dB à certaines fréquences, mécontentant alors certaines sociétés concernées par l'ULB en Europe.

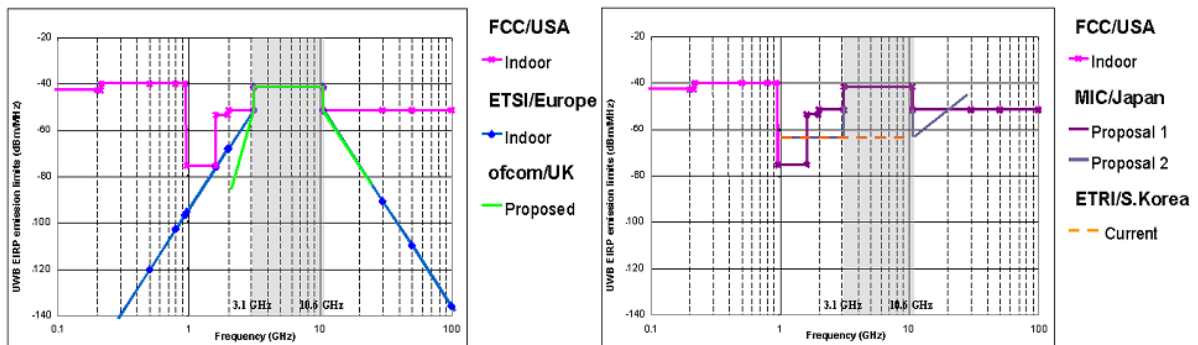


Figure I-2 avancements et projets de régulation des émissions ULB en communication dans le monde [5]

La Figure I-2 présente l'état d'avancement et projets de réglementations des émissions ULB au 5 mars 2005 [4] dans différents pays comme l'Angleterre, le Japon, la Corée et l'Europe en comparaison de la réglementation américaine.

La Figure I-3 situe les systèmes ULB par rapport à d'autres systèmes radio du point de vue de la densité spectrale de puissance émise.

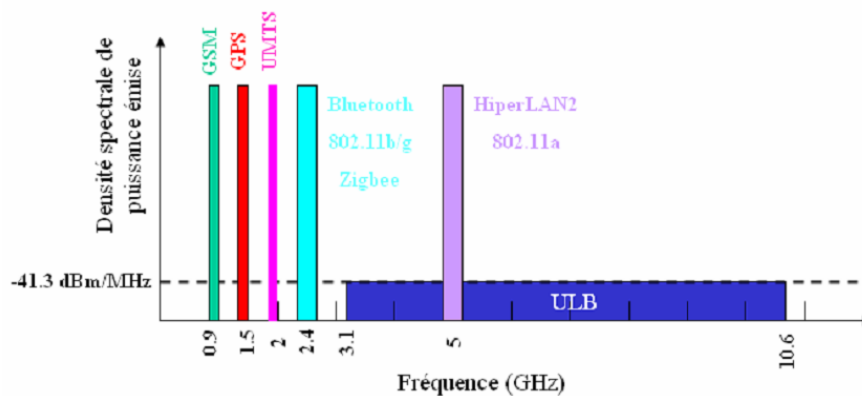


Figure I-3 Densité spectrale de PIRE : systèmes ULB et autres systèmes radio [6].

Pour conclure, précisons que le problème de la réglementation reste le point le plus épineux à surmonter par la technologie ULB, tant sur le plan politique que technique. La réglementation des systèmes ULB doit, par ailleurs, avoir obligatoirement une dimension internationale, ce qui est bénéfique, voire indispensable, pour les consommateurs souhaitant utiliser leurs appareils ULB transportables d'un continent à l'autre.

#### I.2.4 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

Il existe trois grandes catégories d'applications principales pour les systèmes ULB : la détection, la géolocalisation, et les communications sans fil [4] [7]. Les deux premières ne demandent pas un gros débit d'information, mais nécessitent une bonne précision sur de grandes distances et une robustesse aux trajets multiples, tandis que les communications sans fils peuvent tirer profit des très hauts débits à courte portée offerte par la technologie ULB (Figure I-4). Les bandes de fréquences pour ces applications sont :

- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules
- 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.

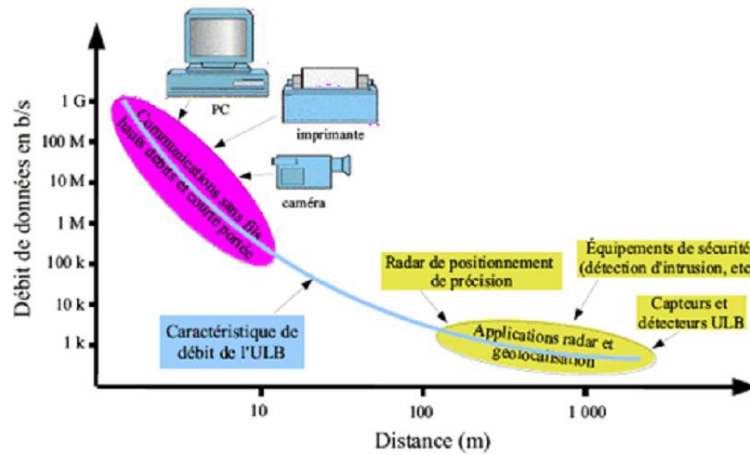


Figure I-4 Les différentes applications de l'Ultra Large Bande. [5]

## I.3 Les antennes Ultra Large Bande (ULB)

### I.3.1 Critères classiques de performances

Dans ce paragraphe nous présentons les critères classiques de performance d'antennes et les spécificités dans le contexte ULB.

**Bande passante :** La bande passante (BP) est définie comme étant tout simplement la différence entre les fréquences haute ( $f_{max}$ ) et basse ( $f_{min}$ ) d'utilisation de l'antenne. Il existe différentes façons d'exprimer la bande passante, comme par exemple la bande relative (BR) (relative à la fréquence centrale  $f_c$ ). Nous pouvons aussi exprimer la bande passante en pourcentage en multipliant la bande relative par 100. La fréquence centrale ( $f_c$ ) quant à elle, est définie le plus souvent comme étant la moyenne arithmétique des fréquences  $f_{max}$  et  $f_{min}$ . Une définition alternative de la fréquence centrale existe aussi. Selon cette définition, la fréquence centrale est calculée comme étant une moyenne géométrique et non pas arithmétique des fréquences  $f_{max}$  et  $f_{min}$ , elles sont normalement définies comme étant les fréquences limitant la bande de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne en terme d'impédance respecte un objectif fixé auparavant. Par exemple, un niveau de -10 dB en  $S_{11}$  est requis.

$$BP = f_{max} - f_{min} \quad (I-2)$$

$$BR = BP/f_c \quad (I-3)$$

$$BR\% = \frac{BP}{f_c} \cdot 100 \quad (I-4)$$

$$f_c = \frac{1}{2}(f_{max} + f_{min}) \quad (\text{Définition arithmétique}) \text{ (I-5)}$$

$$f_c = \sqrt{f_{max} \cdot f_{min}} \quad (\text{Définition géométrique}) \text{ (I-6)}$$

Dans le contexte d'antenne ULB, la définition la plus utilisée est celle de la FCC qui consiste à calculer la bande passante à -10 dB. Pour un système ULB, la FCC exige une bande passante supérieure à 500 MHz ou une bande relative supérieure à 0.2. Précisons que la FCC utilise la définition arithmétique de la fréquence centrale.

En pratique, un système ULB impose des spécifications sur l'adaptation de l'antenne mais aussi sur le gain, le diagramme de rayonnement, la distorsion et d'autres caractéristiques.

Par conséquent, la bande de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne respecte les spécifications exigées, définit sa bande passante d'utilisation.

**Diagramme de rayonnement, gain et directivité** : Le diagramme de rayonnement d'une antenne est une mesure de la distribution angulaire de l'énergie rayonnée ou reçue par cette antenne en champ lointain. Le diagramme de rayonnement le plus large est obtenu dans le cas d'une antenne isotrope, qui rayonne d'une manière uniforme dans toutes les directions.

La capacité d'une antenne à diriger l'énergie se traduit par la « directivité ». Le « gain » d'une antenne est directement proportionnel à sa directivité. Le rapport de proportionnalité entre ces deux grandeurs est le « rendement » de l'antenne.

Finalement, « l'aire équivalente » de l'antenne décrit sa surface effective de captation. Ce paramètre traduit la capacité de l'antenne à intercepter une partie d'une onde électromagnétique incidente. Dans le cas d'une antenne à bande étroite, le changement relativement négligeable de la fréquence le long de la bande d'utilisation de l'antenne, implique que ces paramètres sont essentiellement constants. On peut considérer ces paramètres comme de simples quantités algébriques dans le cas d'antennes à bande étroite.

Dans le contexte ULB, ceci n'est plus valide. Le gain et la surface équivalente de l'antenne sont fonctions de la fréquence. Rappelons l'expression de la surface effective d'une antenne ULB:

$$A_{Rx}(f) = c^2 \cdot \frac{G_{Rx}(f)}{4\pi f^2} \quad (\text{I-7})$$

**Distorsion** : La large bande passante d'une antenne ULB introduit une complication supplémentaire : la distorsion. Une des origines de cette distorsion est la dispersion, en d'autres termes le déplacement du centre de phase en fonction de la fréquence. La dispersion se traduit

par un étalement dans le temps de la forme d'onde rayonnée. La distorsion peut varier angulairement même pour des antennes de petites tailles.

### I.3.2 Antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence sont connues depuis longtemps, elles ont été créées par RUMSEY en 1957 [2]. 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 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  $X$ .

En partant de ce principe, si par une transformation continue les dimensions relatives d'une antenne se trouvent égales à toutes les longueurs d'onde, les propriétés de l'antenne sont conservées à toutes les fréquences. Il faut donc que l'antenne ne soit constituée que d'éléments pouvant se déduire les uns de autres par homothétie, et que sa structure soit donc définie uniquement par des angles et soit infinie.

Une autre condition est décrite dans BALANIS [3]. Elle exclut de cette définition les antennes dont la distribution de courant le long des cônes ne décroît pas en amplitude en s'éloignant du point d'alimentation. Or, pour dessiner une structure idéalement « infinie », il est normalement requis que le courant diminue avec la distance en se propageant sur l'antenne. Ainsi, lorsque celui-ci devient négligeable, la structure peut être tronquée et considérée comme infinie. Cette troncature fixe également la fréquence la plus basse rayonnée par l'antenne. Les antennes équiangulaires introduites par RUMSEY et Dyson [2] remplissent ces conditions, tandis qu'une antenne biconique par exemple qui pourrait également être décrite uniquement par des angles, ne peut être considérée comme indépendante de la fréquence.

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

$$r = e^{a(\varphi + \varphi_0)} \cdot F(\theta) \quad (I-8)$$

Où  $r, \theta, \varphi$  sont les coordonnées sphériques,  $a$  et  $\varphi_0$  deux constantes et  $F$  une fonction ne dépendant que de  $\theta$ .

#### I.3.2.1 Les antennes équiangulaires

Ce paragraphe présente quelques structures d'antennes équiangulaires indépendantes de la fréquence. Au lieu de rechercher une quelconque exhaustivité, on se contentera de présenter les

structures les plus connues et les plus utilisées, et nous détaillerons leurs fonctionnement tout en tenant compte les principales caractéristiques.

### I.3.2.1.1 L'antenne spirale logarithmique

L'antenne spirale logarithmique est une structures dont la géométrie peut être entièrement définie par des angles [8]. De plus, à chaque fréquence, seule une certaine région de l'antenne correspondant à une longueur d'onde participe au rayonnement, ce qui atténue fortement les courants au-delà de cette région. Elle remplit donc bien les conditions de dessin d'une antenne indépendante de la fréquence.

L'équation en coordonnées polaires  $(\rho, \theta)$  de la spirale logarithmique s'écrit [8][9]:

$$\rho(\theta) = \rho_0 \cdot e^{\alpha\theta} \quad (I-9)$$

Avec  $\rho_0$  rayon vecteur à l'origine,  $\alpha$  coefficient réglant l'expansion de la spirale.

Cette équation met bien en avant l'homothétie qui existe à une rotation près : si une portion  $P_0$  rayonne à une fréquence  $f_0$ , alors pour une fréquence  $f_1 < f_0$ , il y aura une portion  $P_1$  plus longue,  $P_1$  est de longueur homothétique  $f_1/f_0$  par rapport à  $P_0$ . Cette portion  $P_1$  rayonne à  $f_1$  exactement comme  $P_0$  rayonne à  $f_0$ . Cette propriété caractérise les antennes indépendantes de la fréquence.

Afin que l'antenne ait une impédance constante et indépendante de la fréquence, il faut également que la largeur de la partie rayonnante reste proportionnelle à la longueur des bras, et augmente donc au fur et à mesure qu'on s'éloigne du point d'alimentation de l'antenne situé au centre de la spirale. Dans ce but, le dessin des métallisations de l'antenne est formé par une bande limitée par deux spirales de même centre. (Figure I-5)

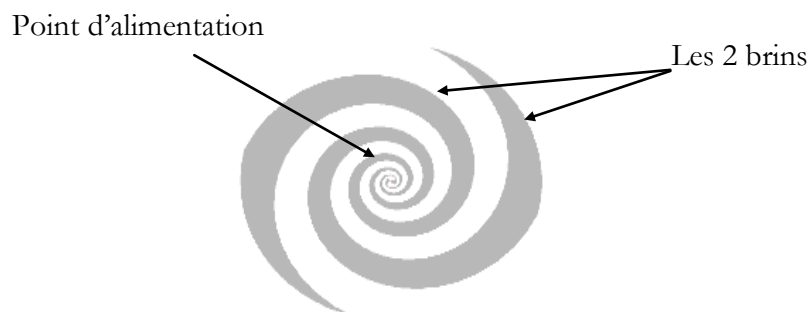


Figure I-5 Antenne spirale logarithmique



Ces deux spirales limitent donc la zone métallisée d'un brin de l'antenne dans le cas d'une structure imprimée ou la zone découpée dans une feuille de métal, et aussi dans le cas d'une antenne spirale à fente.

L'antenne spirale logarithmique, supposée de bande passante infinie, de même que les autres antennes indépendantes de la fréquence, affiche des bandes passantes atteignant facilement plusieurs octaves, mais tout de même limitées par les dimensions finies de la spirale réalisée. La limitation à hautes fréquences est fixée par l'écartement des points d'alimentation des deux brins qui doit être faible comparée à la longueur d'onde la plus courte (typiquement inférieure à  $\lambda/8$ ). Tandis que la limitation à basse fréquence est imputable à la longueur maximale des brins rayonnants. Leur taille est équivalente à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse pouvant être rayonnée par l'antenne [9].

**L'alimentation de l'antenne** se fait par le centre de la structure, les deux bras étant excités en opposition de phase. Les doublets ainsi créés tout le long des deux spirales créent des champs maximaux dans les directions normales au plan de la spirale, ce qui implique un rayonnement bidirectionnel, mais assez peu directif avec des gains typiques  $4dB$ . À une fréquence donnée, seule une partie de la spirale rayonne. La zone se trouvant plus au centre se comporte alors comme une ligne d'alimentation, tandis qu'au delà les courants diminuent fortement du fait du rayonnement de l'antenne. Plus la fréquence à rayonner est basse, plus les parties de la spirale participant au rayonnement sont alors éloignées du point d'alimentation (sur un cercle d'environ  $\lambda/\pi$  de diamètre) et donc du centre de l'antenne.

Du fait de sa structure, la polarisation du champ rayonné par l'antenne spirale logarithmique est circulaire sur toute sa bande passante, mais peut devenir elliptique voire linéaire en bas de bande puisqu'on s'approche des dimensions maximales de l'antenne. En effet, pour les fréquences aux quelles les longueurs de brins sont légèrement inférieures à  $\lambda$ , les courants n'ont pas été assez atténués suite au rayonnement et se réfléchissent donc en bout de structure. Cela crée une composante polarisée en sens inverse et, interférant avec le courant incident, amène à un rayonnement elliptique voire linéaire.

Enfin, cette structure est excitée symétriquement à l'aide d'un connecteur SMA, l'utilisation d'un symétriseur<sup>1</sup> également adaptateur d'impédance est très souvent requis. En effet, l'impédance d'entrée d'une antenne spirale logarithmique est typiquement de 75 à 100  $\Omega$  et varie selon l'épaisseur des bras et le substrat utilisé ; celle d'une antenne spirale à fente auto complémentaire

---

<sup>1</sup> Un symétriseur : convertie les signaux ou différentiel à des signaux qui sont asymétriques

est de  $188,5 \Omega$  conformément au principe de Babinet. Malheureusement, ce type de symétriseur large bande affecte parfois les performances des antennes en rajoutant des pertes et en limitant leur bande passante.

### I.3.2.1.2 L'antenne spirale conique

L'antenne spirale conique est la version à 3D de l'antenne spirale logarithmique. Son principe de fonctionnement équiangulaire est donc le même. L'antenne est dimensionnée identiquement sur une très large bande de fréquences. Ici, les spirales formant l'antenne sont imprimées sur un cône diélectrique qui sert également de support à la structure.

Les équations des deux bords internes et externes d'une spirale sur une surface conique sont décrites par les relations suivantes [8],[9]:

$$r_1(\phi) = r_1 \cdot e^{(\alpha \cdot \sin \theta_0) \phi} = r_1 \cdot e^{b\phi} \quad (I-10)$$

$$r_2(\phi) = r_2 \cdot e^{(\alpha \cdot \sin \theta_0) \phi} = r_1 \cdot e^{(\alpha \cdot \sin \theta_0)(\phi - \phi_0)} = r_1 \cdot e^{b(\phi - \phi_0)} \quad (I-11)$$

Avec  $\theta_0$  le demi-angle au sommet du cône.

De même que pour l'antenne spirale plane, la structure conique peut être constituée soit d'une seule spirale et donc nécessiter de l'utiliser conjointement avec un plan de masse (mais dans certains cas cette configuration diminue la bande passante), soit de deux brins de même centre imbriqués et excités en opposition de phase. La structure devient alors symétrique (Figure I-6).

Pour une structure symétrique, les équations des bords des spirales du second bras peuvent être déduites des équations précédentes mais décalées de  $180^\circ$ .

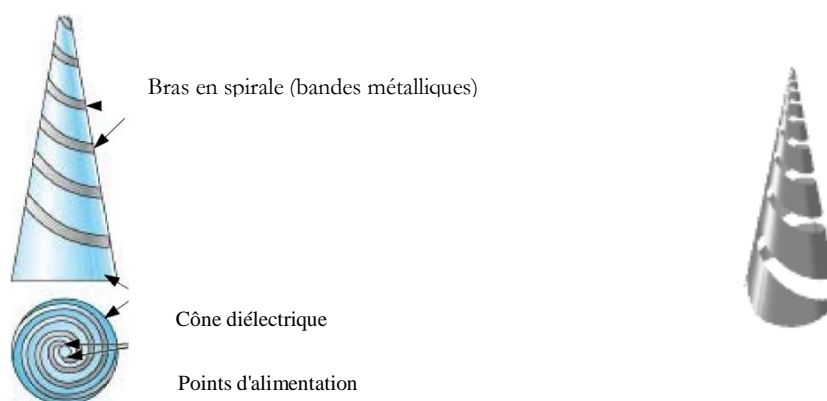


Figure I-6 Antennes spirales coniques [8]

La largeur de bande passante est uniquement limitée par les dimensions des rayons extrêmes de la spirale. De la même manière que pour l'antenne spirale logarithmique plane, à chaque fréquence, seule la partie des brins dont la distance par rapport au point d'alimentation équivaut à

une longueur d'onde rayonne. Le centre de phase de l'antenne change donc de position à chaque fréquence. Cependant, du fait de la structure conique de l'antenne à 3 dimensions, le centre de phase se déplace fortement le long de l'axe du cône et se rapproche de sa base à mesure que la fréquence à rayonner diminue, affectant alors les bonnes performances de l'antenne, notamment le gain [9], [5].

Une attention particulière est à porter à la technique d'alimentation au sommet de la spirale qui ne doit pas perturber le fonctionnement de l'antenne. Une pratique décrite en [3] consiste à enrouler le câble d'alimentation le long de la spirale. Au besoin, l'utilisation d'un « faux » câble, dont la masse sera reliée à l'âme centrale du coaxial alimenté, est possible pour préserver la symétrie de l'ensemble. Ainsi, un symétriseur n'est plus nécessaire à l'alimentation de la structure. Une autre technique, plus conventionnelle consiste à placer le circuit d'alimentation au sein du cône et de vérifier le bon alignement avec les extrémités des deux spirales.

Le rayonnement n'est plus bidirectionnel mais plutôt unidirectionnel dans la direction suivant le sommet du cône et est maximal selon cet axe. Le rayonnement arrière demeure mais diminue pour les structures dont l'angle d'ouverture  $\theta_0$  est faible. Un rayonnement réellement uni directionnel est donc obtenu au détriment d'un encombrement important. La polarisation du champ rayonné est toujours circulaire sur la quasi-totalité de la bande passante. Cependant, l'angle d'ouverture du cône ne doit pas être très grand (typiquement inférieur à  $120^\circ$ ), dans ce cas le rayonnement deviendrait elliptique.

L'impédance d'entrée de l'antenne spirale conique est constante sur de très larges bandes passantes, et présente une meilleure stabilité que la spirale plane.

### 1.3.2.1.3 L'antenne à spirale d'Archimède

L'antenne à spirale d'Archimède (Figure I-7) se présente sous la forme de deux spirales imbriquées autour d'un même centre d'expansion, imprimées sur un substrat plan servant de support à la structure.

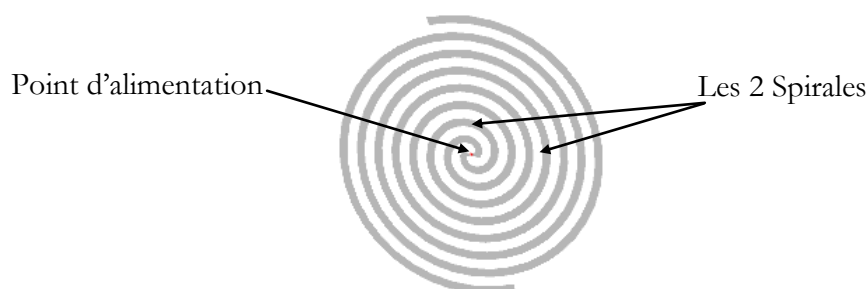


Figure I-7 Antenne spirale d'Archimède

Le brin de la spirale est décrit par l'équation [9]:

$$\rho(\theta) = \rho_0 \cdot \alpha\theta \quad (\text{I-12})$$

Où  $\rho_0$  est le rayon vecteur à l'origine et  $\alpha$  une constante décrivant l'expansion de la spirale.

D'après cette équation on voit que ce type d'antenne n'est pas défini uniquement par des angles, il s'éloigne donc légèrement du concept d'antennes indépendantes de la fréquence.

Ce type d'antenne est plus utilisé que les spirales logarithmiques, car l'étalement linéaire des bras de la spirale permet plus de tours par unité de surface que la géométrie logarithmique. Ainsi les brins sont beaucoup plus longs que ceux de la spirale logarithmique, et le rayonnement de l'antenne à différentes fréquences est davantage imputable à la circonférence du cercle proche de la longueur d'onde à rayonner que de la longueur des brins de la spirale. En ce sens, son fonctionnement se rapproche plus de celui d'une structure périodique que linéaire : pour chaque tour, le module du rayon vecteur augmente d'un pas de  $2\pi a$ .

Cette antenne présente des propriétés analogues à celles de la spirale logarithmique [9]. Ainsi, sa très large bande passante de plusieurs octaves est bornée par les dimensions extrêmes de la spirale, et l'encombrement de la structure est de l'ordre d'une longueur d'onde à la fréquence la plus faible. Du fait de son dessin auto complémentaire, son impédance d'entrée est théoriquement de  $188,5 \Omega$  (en réalité, son impédance varie typiquement de  $120$  à  $200 \Omega$ ).

Son rayonnement est le même que pour une antenne spirale logarithmique, à savoir bidirectionnel suivant les directions normales au plan de l'antenne, et de polarisation circulaire. Le centre de phase de l'antenne varie également avec la fréquence car la zone participant au rayonnement de l'antenne se trouve sur un anneau de diamètre d'environ  $\lambda/\pi$ . Il en découle un caractère dispersif de rayonnement de l'antenne comme décrite en [5].

### 1.3.2.2 Les antennes log-périodiques

Les antennes log-périodiques introduites en 1959 par DUHAMEL et ISBELL de l'université de l'Illinois s'appuient sur le concept d'antennes dimensionnées pour toutes les fréquences [6], mais apportent un caractère périodique plutôt que linéaire aux structures. En effet, les antennes indépendantes de la fréquence subissent un phénomène de répétition dans leur structure qui induit une répétition en fréquence de leurs caractéristiques. Cependant cette évolution idéalement linéaire (antennes équiangulaires), peut également être périodique : l'antenne est alors constituée d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions d'un facteur  $\tau = f_2/f_1$ . Ces éléments se répètent ainsi avec une période  $\ln(\tau)$  fonction du logarithme de la fréquence, d'où l'appellation d'antennes « log-périodiques ».

Leur principe est donc analogue à celui des antennes indépendantes de la fréquence, à la différence qu'elles ne sont pas entièrement définissables uniquement par des angles et ne répondent donc pas exactement à leurs définitions. En général, seule l'enveloppe des structures log-périodiques est définissable par un angle constant, mais les formes à l'intérieur de cet espace peuvent varier (dipôles, trapèzes, arcs de cercles, etc. ...). Bien que les performances de ce type d'antennes soient par définition périodiques en fréquence (impédance, rayonnement, etc.), les variations généralement observées sont relativement faibles, ce qui leur vaut d'être habituellement classées tout de même dans la catégorie des antennes indépendantes de la fréquence. Les différentes configurations de ce type d'antenne sont montrées dans la Figure I-8.

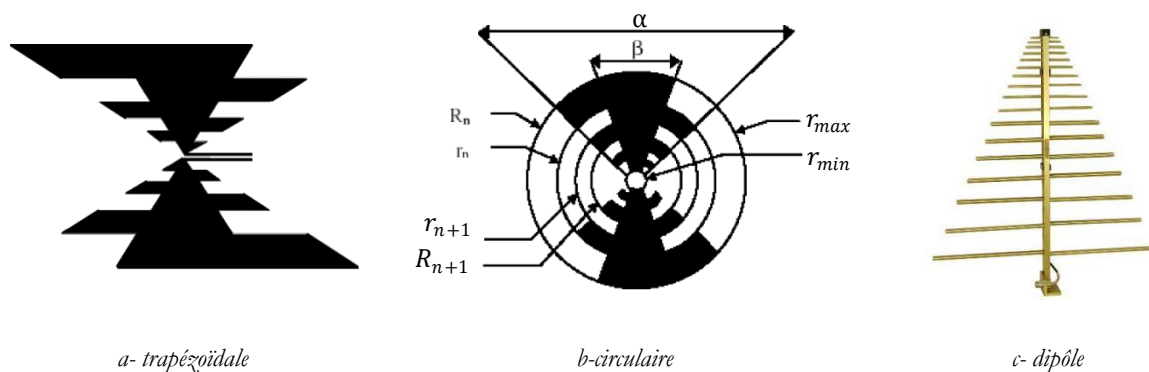


Figure I-8 les différents types d'antennes Log-périodique [9]

#### I.3.2.2.1 L'antenne log-périodique trapézoïdale

L'antenne log-périodique trapézoïdale n'est autre qu'une antenne log-périodique circulaire dont tous les bords (extrémités de l'antenne, forme des «dents») présentent un profil plat plutôt qu'incurvé (Figure I-8-a).

Il s'agit donc d'une géométrie plus facile à fabriquer, notamment pour la version filaire, dont les performances sont identiques à la version circulaire que ce soit en terme de bande passante (plusieurs octaves), de dimensionnement, ou de rayonnement toujours bidirectionnel en polarisation linéaire et dont la directivité est fonction du rapport de périodicité de la structure. Enfin, son alimentation est symétrique et son caractère est toujours dispersif.

### I.3.2.2.2 L'antenne log-périodique circulaire

Une antenne log-périodique circulaire (Figure I-8-b) est définie par plusieurs paramètres :

-Le rapport  $\tau$  définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne:

$$\tau = \frac{f_1}{f_2} = \frac{R_{n+1}}{R_n} \quad (\text{I-13})$$

-Le rapport  $\chi$  définit la largeur des dents:

$$\chi = \frac{r_n}{R_n} \quad (\text{I-14})$$

-Les angles  $\alpha$  et  $\beta$  définissent la longueur des dents ;

-Les rayons minimums et maximums ( $r_{min}$  et  $r_{max}$  limitent les extrémités de la structure).

La fréquence basse d'adaptation est fixée par la longueur de la plus longue des dents (environ  $\frac{\lambda}{4}$  à cette fréquence). Cela revient à peu près à un encombrement pour l'antenne de l'ordre de grandeur d'une longueur d'onde à la fréquence la plus basse, mais qui peut être diminuée en utilisant des substrats à forte constante diélectrique (il convient alors de faire un compromis encombrement/ efficacité/ bande passante). La fréquence haute d'adaptation est liée à la dent de plus petites dimensions selon la même relation. Comme pour les antennes équiangulaires, cela a pour conséquence que seule une partie de l'antenne dont les «dents» mesurent un quart de longueur d'onde contribue au rayonnement, et cette zone se rapproche du point d'alimentation de l'antenne à mesure que la fréquence augmente, ce qui amène un caractère dispersif à l'antenne.

Cette antenne est généralement réalisée avec deux brins symétriques comme en Figure I-8-b, ce qui implique l'emploi d'un symétriseur dans le circuit d'alimentation. La réalisation peut également être filaire car la distribution de courant sur la structure planaire est maximale sur les bords de celle-ci. Une structure filaire présente donc quasiment les mêmes performances. Généralement, cette antenne filaire est plutôt utilisée pour des applications en basses fréquences, et sa forme planaire en hautes fréquences.

### I.3.2.2.3 L'antenne dipôle log-périodique

L'antenne dipôle log-périodique correspond à une antenne log-périodique trapézoïdale dont l'angle  $\beta$  tendrait vers 0, ce qui réduit alors les triangles alimentant les dipôles parallèles en simples lignes [9]. Une autre différence concerne le diamètre des différents dipôles qui reste constant au lieu d'augmenter périodiquement ; seule leur longueur suit cette évolution. Cette approximation est acceptable pour que ses performances restent à peu près constantes jusqu'à des largeurs de

bande relatives de 130 %. Comme pour les autres structures log-périodiques, l'antenne est complètement caractérisée par son angle d'ouverture au sommet  $\alpha$ , qui fixe la taille des dipôles en fonction de leur éloignement du point d'alimentation. De même, son rapport de périodicité  $\tau$  indique le rapport entre deux longueurs successives de dipôles Equation (I-13).

Les dipôles successifs sont connectés alternativement à une ligne de transmission centrale symétrique, qui peut être croisée, afin d'éviter les interférences de rayonnement (rayonnement arrière notamment) entre dipôles successifs, en les déphase de  $180^\circ$  les uns par rapport aux autres. Un autre moyen plus commode d'alimentation est l'utilisation d'un câble coaxial qui court le long d'une des deux branches d'alimentation, tandis que son conducteur central est connecté à l'autre branche, cette technique présente l'avantage d'éviter l'utilisation d'un symétriseur.

Comme pour les autres structures log-périodiques, l'antenne est alimentée à son sommet, et l'énergie se propage le long des câbles d'alimentation jusqu'à atteindre des dipôles de dimensions  $\lambda/4$ . Avant ces zones, la tension reste constante le long de l'antenne. Il s'agit donc d'une région de transmission. La zone active est le lieu de forts courants qui contribuent au rayonnement de l'antenne, alors qu'au delà les courants et les tensions sont faibles. Ce comportement a donc deux conséquences :

- l'éloignement de la zone active de l'antenne (c'est à dire du centre de phase) du point d'alimentation à mesure que la fréquence à rayonner diminue,

- la limitation de la bande passante de l'antenne fixée par les dimensions de ses dipôles extrêmes.

Ce type d'antenne peut être réalisé soit à base de fils métalliques (Figure I-8-c), soit être imprimé sur un substrat. Elle peut être adaptée sur des bandes passantes de l'ordre de 5 octaves.

Cependant ses performances varient légèrement avec la fréquence, notamment en terme de rayonnement où la directivité augmente en haut de bande. Elle ne peut également pas être utilisée comme source d'un réflecteur ou d'une lentille du fait du déplacement de son centre de phase en fonction de la longueur d'onde du signal à rayonner.

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 est de 5-11 dBi et augmente avec  $\tau$  ou lorsque  $a$  diminue [5].

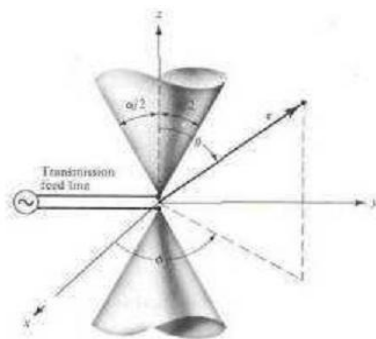
### I.3.3 Les antennes ULB élémentaires

On distingue deux grandes catégories dans les antennes élémentaires, les antennes volumiques qui ont des géométries tridimensionnelles (3D), et leurs dérivées bidimensionnelles (2D) ; dans ce second type on trouve souvent dans la littérature des formes imprimées sur un diélectrique où le plan de masse est parallèle à l'élément rayonnant, et des formes non imprimées qui possèdent un plan de masse perpendiculaire.

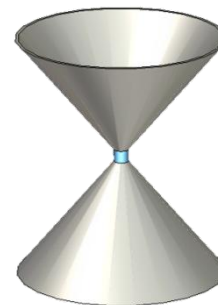
#### I.3.3.1 Les antennes volumiques (3D)

##### I.3.3.1.1 L'antenne biconique

Les antennes biconiques ont été inventées en 1943 par Schelkunoff [1]. 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 celle construite 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 I-9-a [3]. 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.



a- antenne biconique infinie [3]



b- antenne biconique finie

Figure I-9 Antenne biconique

En pratique, l'antenne biconique est tronquée (Figure I-9-b), En effet, lorsque les cônes sont tronqués, une partie de l'énergie est réfléchi en bout d'antenne et donc L'antenne biconique finie par être considérée comme un guide d'onde se terminant par une charge.

L'antenne biconique finie possède une bande passante plus de 100 %, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel [5]. La polarisation est linéaire et le gain maximum typique pour ce type d'antenne est de 4 dBi.



### I.3.3.1.2 Antenne discône

L'antenne discône est une antenne biconique dont un des cônes est remplacé par un plan de masse de dimensions infini par rapport à la longueur d'onde la plus basse Figure I-10. Ce plan de masse est généralement de forme circulaire ce qui fait que la structure totale de l'antenne est constituée d'un disque et d'un cône (d'où son appellation).

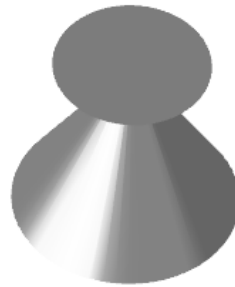


Figure I-10 Antenne discône

Bien qu'elle conserve une partie des caractéristiques de l'antenne biconique, le remplacement du deuxième cône par un plan de masse lui confère quelques particularités intéressantes. Tout d'abord, du fait que l'antenne soit un monopôle, son impédance d'entrée est divisée par deux par rapport à son dipôle équivalent, c'est à dire l'antenne biconique. Les dimensions du plan de masse doivent également être optimisées car celles-ci influent à la fois sur la bande passante et le rayonnement de l'antenne.

L'antenne est alimentée par un câble coaxial dont l'âme centrale 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 aura une bande passante de plus de 150 % (par exemple,  $ROS < 2$ , 3-14 GHz).

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

### I.3.3.2 Les monopôles plans

De nombreuses études ont été menées sur différentes formes de monopôles plans sur plans de masse infinis (ou pouvant être considérés comme tels). Les structures triangulaires et rondes, et dans une moindre mesure les carrées, présentent généralement de bonnes bases d'antennes à

caractère large bande et leur optimisation amène à des formes de monopôles très variées. Ces éléments rayonnants sont montés perpendiculairement au plan de masse, une étude [10] ayant montré que leur inclinaison (afin d'en limiter l'encombrement par exemple) réduisait considérablement leur bande passante.

### I.3.3.2.1 Le monopôle circulaire/elliptique

C'est la première antenne large bande du type monopôles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda. (Figure I-11)

L'antenne monopôle circulaire est constituée d'un disque plat rayonnant monté sur un plan de masse. Les dimensions de ce plan de masse doivent être au moins égales à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse d'adaptation de l'antenne afin d'éviter les réflexions. Cependant, des performances satisfaisantes peuvent également être obtenues avec un plan de masse de dimensions inférieures à une demi-longueur d'onde à la fréquence la plus basse [9]. L'écartement entre le disque et ce plan de masse est un paramètre à optimiser puisqu'il influe sur la largeur de bande de l'antenne.

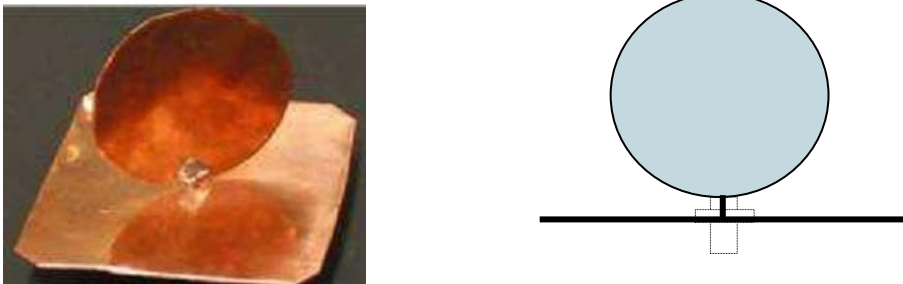


Figure I-11 Antenne monopôle circulaire [6]

L'élément peut être de forme elliptique, cependant un fort rapport d'ellipticité dégrade la bande passante de l'antenne, surtout si la plus grande dimension se trouve parallèle au plan de masse. Dans le cas où elle se trouve perpendiculaire au plan de masse, la bande passante diminue dans une moindre mesure mais présente tout de même un avantage puisque la fréquence de coupure baisse. Il est montré en [10] que cette fréquence peut être calculée de la même manière que pour un monopôle cylindrique, soit:

$$f = (30 \cdot 0,24) / (l + r) \quad (\text{I-15})$$

Avec  $f$  en GHz,  $l$  la hauteur du monopôle et  $r$  son rayon équivalent en cm. Le rayon équivalent est calculé de façon à ce que la surface de l'ellipse soit égale à celle d'un cylindre :

$$2 \pi r l = \pi a b \quad (\text{I-16})$$

Avec  $a$  le rayon minimal et  $b$  le rayon maximal de l'ellipse.

Ces formules impliquent un encombrement théorique pour l'élément rayonnant légèrement inférieur à  $\lambda/4$  en hauteur à la fréquence la plus basse. L'antenne planaire de forme elliptique a été la première antenne large bande commercialisée.

Le monopôle circulaire présente d'excellentes performances en terme de bande passante puisque celle-ci est de l'ordre de 160 %. De plus, son impédance d'entrée sur cette bande est d'environ  $50 \Omega$ , ce qui facilite son intégration avec les circuits d'alimentation et évite ainsi l'utilisation d'un adaptateur d'impédance.

Son rayonnement est quasi-omnidirectionnel en azimut sur toute la bande de fréquence couverte, mais privilégie le demi plan contenant le disque en élévation à mesure que la fréquence augmente. Les gains observés peuvent être supérieurs à 4 dB dans certaines directions.

### I.3.3.2.2 Le monopôle triangulaire

Le monopôle triangulaire est la version planaire de l'antenne conique et est constitué 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 (antenne papillon) ou coniques (antennes biconique et discone). Cependant, une étude comparative de ce type d'antennes a été menée par Brown et Woodward [11], et met en avant quelques différences entre la structure plane et son équivalent à 3 dimensions, en terme d'adaptation et de rayonnement.

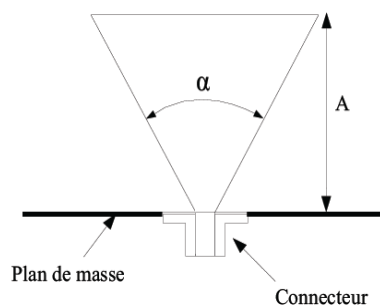


Figure I-12 Le monopôle triangulaire

Ainsi, l'augmentation de l'angle au sommet  $a$  du monopôle triangulaire diminue effectivement son impédance d'entrée, mais celle-ci reste tout de même bien plus élevée (de l'ordre de 50 % pour  $a = 90^\circ$ ) 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.

En terme de rayonnement, le diagramme est à peu près omnidirectionnel dans le plan azimutal, même si l'absence de symétrie de révolution impose quelques variations dans ce plan par rapport au monopôle 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  $\frac{1}{2}$  espace contenant le triangle rayonnant sont privilégiées. Ce comportement est surtout sensible aux hautes fréquences, lorsque l'antenne est électriquement plus grande.

Quelques variations autour du monopôle triangulaire ont été étudiées et testées. Le triangle inversé en particulier présente des performances intéressantes en terme de bande passante ; cette forme d'élément rayonnant prend en compte l'écartement entre le triangle et le plan de masse car ce paramètre influe beaucoup sur le comportement de l'antenne. Une optimisation de cette structure a été effectuée en [12] à l'aide d'algorithmes génétiques. L'antenne proposée possède une bande passante supérieure à 80 %.

### I.3.3.3 Les antennes monopôles planaires

Les antennes monopôles planaires sont généralement des dérivées des deux autres configurations volumiques et monopôle plan, elles sont moins encombrées et limitées en bande passante par rapport aux autres [10] [13] [14].

#### I.3.3.3.1 Antenne papillon (Bow-tee)

L'antenne papillon est une version planaire de l'antenne biconique (Figure I-13). Il s'agit d'une structure symétrique. Les courants sont principalement concentrés aux bords de la structure, ce qui permet d'utiliser des techniques de réalisation filaires lorsque l'application visée concerne des éléments exposés au vent. L'antenne papillon peut également être réalisée en fentes dans une plaque de métal ou sur substrat, ce qui permet d'obtenir une structure qui n'est plus symétrique [9], [10]. De cette façon, son alimentation peut être assurée par un câble coaxial sans utiliser ni symétriseur ni adaptateur d'impédance.



Figure I-13 Antenne papillon

L'antenne papillon présente de moins bonnes performances en terme de bande passante que l'antenne biconique, celle-ci étant limitée par la troncature de l'antenne. Cependant, son impédance d'entrée varie plus avec la fréquence que celle de l'antenne biconique finie de mêmes dimensions [3]. Il en découle une moins bonne qualité d'adaptation ainsi qu'une bande passante plus faible, mais qui peut tout de même atteindre des valeurs supérieures à 100%.

Le diagramme de l'antenne présente un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à celui de l'antenne. Les gains obtenus sont donc compris entre 0 et 3dB.

### I.3.3.3.2 Les antennes circulaire planaire

Les antennes ULB planaires imprimées sur les diélectriques sont plus pratiques à mettre en œuvre que les antennes monopôle planaires. Elles possèdent les mêmes paramètres géométriques ainsi les différentes formes géométriques peuvent être trouvées dans les deux configurations.

Grâce à leurs encombrements, les antennes monopôles planaires peuvent être facilement intégrées dans des circuits RF ainsi que des dispositifs ULB. La Figure I-14 montre des dessins typiques [14]

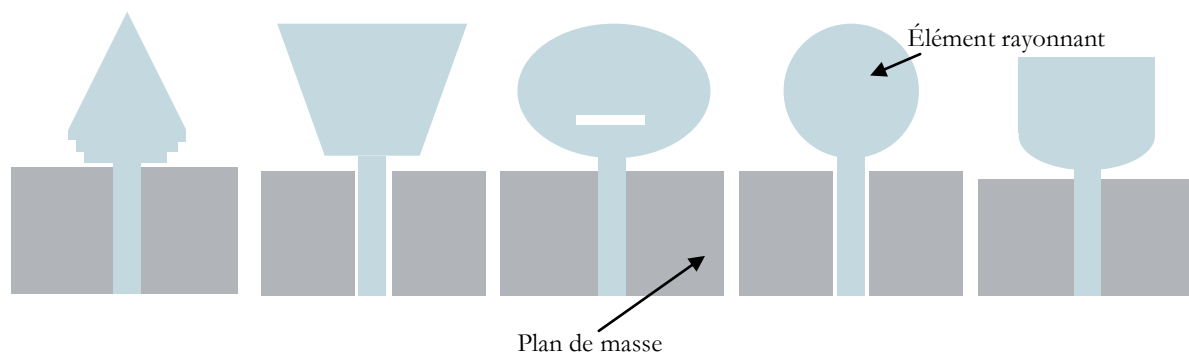


Figure I-14 Quelques géométries d'antennes planaires

Fondamentalement, les éléments rayonnants planaires sont gravés sur un substrat diélectrique, le plan de masse peut être coplanaire (CPW) avec les éléments rayonnants ou dans le cadre du substrat diélectrique. Les éléments rayonnants peuvent être alimentés par une ligne microruban ou par un câble coaxial. Le plan de masse peut être modifié pour améliorer la bande passante.

Une étude a été menée dans [13], d'une antenne circulaire du rayon  $r=12.5$  et gravée sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 3$  et de hauteur  $h=1.6$  mm, cette antenne est alimentée par une ligne coplanaire  $50 \Omega$ , (Figure I-15) avec un plan de masse de largeur  $L=10$ mm. Elle a donné une large bande passante de 140%, avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnelle.

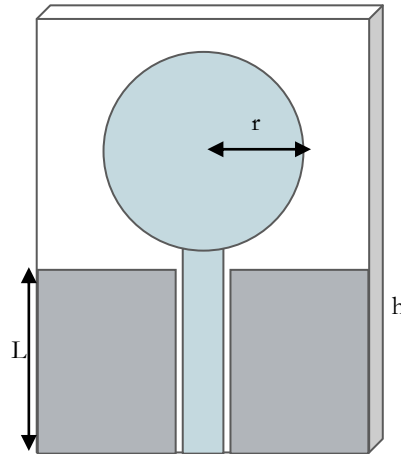


Figure I-15 antennes circulaire planaire CPW

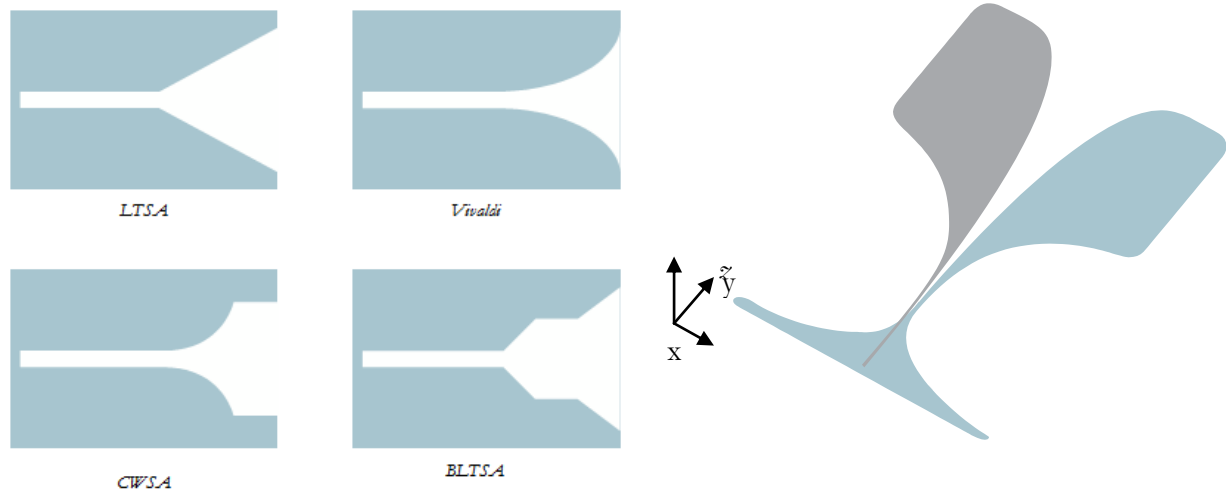
### I.3.4 Les antennes à transition progressive

Les antennes à fente à transition progressive ou *Tapered Slot Antennas* (TSA) sont les plus représentatives en technologie microruban. Elles ont été introduites en 1974 par Lewis et Gibson avec l'antenne Vivaldi. Elles sont généralement constituées d'une ligne à fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à une discontinuité finale (Figure I-16-a).

Le profil de ces ouvertures peut être de différentes formes suivant les spécifications de rayonnement souhaitées. Ainsi, les antennes Vivaldi ou ETSA présentent un profil de transition exponentiel ou elliptique et se caractérisent par une faible polarisation croisée. D'autres types de transitions ont été étudiés comme l'antenne à fente à transition progressive linéaire (LTSA), à ligne brisée (BLTSA), ou exponentielle puis constante (CWSA). (Figure I-16-a)

Les antennes TSA sont adaptées sur une très large bande passante de 125%-170%. Leur diagramme de rayonnement est unidirectionnel dans le plan du substrat et présente un faible niveau de polarisation croisée. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes peuvent aller jusqu'à 10 dBi selon le type de profil.

Il existe plusieurs types d'antennes Vivaldi : parmi elles l'antenne Vivaldi antipodale [8][15] montrée à la Figure I-16-b. Cette antenne propose une transition à partir d'une ligne microruban permettant d'avoir une alimentation non symétrique qui peut être connectée à un câble coaxial. L'antenne est alors imprimée sur les deux faces du substrat.



a-Différents types d'antennes TSA

b-Vivaldi antipodal

Figure I-16 Les antennes à transition progressive

Originellement, les antennes TSA sont alimentées par une ligne à fente s'évasant progressivement, comme c'est illustré en (Figure I-16). Tant que l'onde se propage dans la fente étroite, dans un substrat de permittivité supérieure à celle de l'air, les champs restent confinés dans la fente et l'antenne se comporte comme une ligne de transmission très efficace. En élargissant la fente, puis en l'ouvrant à son extrémité, celle-ci devient alors une véritable antenne, rayonnant par cette ouverture un champ électrique parallèle au plan du substrat.

D'autres types d'alimentation sont également utilisés pour les antennes TSA. Certaines réalisations sont composées d'une transition à partir d'une ligne microruban qui offre l'avantage d'être une alimentation non symétrique qui peut être connectée à un câble coaxial. L'antenne est ainsi imprimée sur les deux faces du substrat (Figure I-16).

Le côté plan de masse de la ligne microruban se rétrécit rapidement afin de former une section à paire de rubans qui sert de transition et vient donc symétriser la structure. La partie rayonnante est ainsi constituée par la fente évasive formée entre les deux métallisations de part et d'autre du substrat. Ce type d'antenne est appelé Vivaldi antipodale.

Une dernière possibilité d'alimentation est la réalisation d'une antenne TSA à partir d'une ligne triplaque, la ligne microruban et son prolongement étant alors piégés entre deux épaisseurs de substrat comportant chacune un plan de masse métallique au dessin identique. Cette technique améliore la pureté de polarisation en symétrisant le champ électrique dans la fente, en le ramenant dans le plan du substrat.

Une des caractéristiques et des avantages des antennes ETSA provient du fait que leur partie rayonnante est bien séparée du circuit d'alimentation placé en amont. Elle peut donc être optimisée pour le rayonnement en affectant peu la qualité d'adaptation.

### I.3.5 Récapitulatif des caractéristiques des antennes

Afin de confronter ces besoins spécifiques aux capacités des antennes ULB présentées dans ce chapitre, leurs principales caractéristiques sont réunies dans un tableau (

Tableau I-1). Les performances des antennes sont regroupées en terme d'adaptation, d'encombrement, et de rayonnement suivant le cahier des charges spécifié. Cette mise en forme a pour but de synthétiser les données accumulées dans ce chapitre et de justifier le choix de la structure d'antenne qui sera retenue. De par son principe même, il implique une schématisation des caractéristiques et s'efforce à faire ressortir seulement le comportement global des antennes sans s'attacher aux détails particuliers.

Ainsi, concernant l'adaptation des antennes, les largeurs de bande affichées sont relatives et représentent des valeurs obtenues avec des antennes optimisées dans ce sens. De même l'impédance d'entrée des structures dépend soit du taux de périodicité pour les antennes log-périodiques soit de l'angle au sommet pour les antennes triangulaires ce qui rend délicat de donner une valeur précise. Dans ce cas, soit des fourchettes de valeurs, soit la valeur la plus proche de celle désirée (dans notre cas  $50 \Omega$ ) est donnée. Il faut noter également que dans le cas des antennes coniques et papillons, les impédances d'entrées fournies sont celles minimales obtenues par Brown et Woodward [11] pour des valeurs de  $\alpha$  de  $90^\circ$ . Il ne s'agit donc certainement pas de réelle limite inférieure, cette valeur pouvant encore être diminuée en augmentant  $\alpha$  davantage (cas (\*)).

Les dimensions des antennes sont exprimées en longueurs d'onde à la fréquence la plus basse d'adaptation. Pour les antennes indépendantes de la fréquence le taux d'expansion ou le rapport de périodicité influent sur les dimensions des structures. La taille indiquée alors est celle pour laquelle l'antenne est la plus petite.

De plus, pour toutes les antennes possédant un plan de masse, le fait que leur élément rayonnant soit de faible encombrement n'a pas été pris en compte en tant qu'avantage (cas (\*\*)). En effet, il est considéré que le plan de masse de dimensions généralement égales, voire supérieures à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse d'adaptation, empêche de qualifier la structure d'antenne comme étant électriquement petite.



Le tableau ci-dessous est donc la représentation des performances globales atteignables par ces antennes, afin de pouvoir mettre plus aisément en avant leurs avantages et inconvénients.

	ADAPTATION			DIMENSIONS		RAYONNEMENT		
	Bande passante	Impédance d'entrée ( $\Omega$ )	Ajustements	2D/3D	Taille	Diagramme	Polarisation	Dispersive
<b>Spirale logarithmique</b>	>150 %	75 à 100	Symétriseur Adaptateur d'impédance	2D	$2\lambda/\pi$	Bidirectionnel	Circulaire	Oui
<b>Spirale conique</b>	>150 %	Variable	Aucun	3D	Variable	Unidirectionnel	Circulaire	Oui
<b>Spirale d'Archimède</b>	>150 %	120 à 200	Symétriseur Adaptateur d'impédance	2D	$2\lambda/\pi$	Bidirectionnel	Circulaire	Oui
<b>Log périodique circulaire</b>	150 %	50 à 188	Symétriseur	2D	$\lambda$	Bidirectionnel	Linéaire	Oui
<b>Log périodique trapézoïdale</b>	150 %	50 à 150	Symétriseur	2D	$\lambda$	Bidirectionnel	Linéaire	Oui
<b>Dipôle log périodique</b>	130 %	50 à 100	Aucun	2D ou 3D	Variable	Unidirectionnel	Linéaire	Oui
<b>Biconique</b>	120 à 150 %	> 100	Symétriseur Adaptateur d'impédance	3D	$\lambda/2$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
<b>Discône</b>	150 %	> 80 *	Aucun	3D	$\lambda/4^{**}$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
<b>Papillon</b>	>100 %	> 100 *	Symétriseur Adaptateur d'impédance	2D	$\lambda/2$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
<b>Monopôle circulaire (planaire)</b>	>100 %	> 100 *	Aucun	2D	$\lambda/4$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
<b>Monopôle circulaire</b>	160 %	50	Aucun	3D	$\lambda/4^{**}$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
<b>Monopôle triangulaire</b>	120 %	50	Aucun	3D	$\lambda/4^{**}$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
<b>TSA's</b>	125 à 170 %	50	Aucun	2D	$> \lambda/2$	Unidirectionnel	Linéaire	Non

Tableau I-1 Récapitulatif des caractéristiques des antennes ULB .

## I.4 Conclusion

Un tour d'horizon des différentes familles d'antennes possédant des caractéristiques d'adaptation d'impédance sur de très larges bandes de fréquences a été présenté dans ce chapitre.

Concernant l'efficacité de l'antenne tout d'abord, celle-ci doit se montrer adaptée avec un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) inférieur à -10 dB sur toute la bande de fréquence WPAN (3.1-10.6 GHz), En terme de rayonnement celui ci doit être constant en fréquence, omnidirectionnel en azimut, et couvrir le maximum d'espace en élévation .

Enfin, le souci d'intégration au système de communication, l'antenne doit présenter un encombrement minimal ainsi que des dimensions réduites.

Dans ces conditions, nous avons choisi de retenir la solution des structures planaires en technologie imprimée, avec métallisation sur une seule face et une alimentation sur l'autre. Cette technologie présente un avantage de limiter considérablement les coûts de fabrication et un encombrement minime

Les Monopôles planaires et les antennes à transition progressive sont également des structures couvrant largement la bande WPAN en terme de bande passante (3.1-10.6 GHz). Elles se montrent en plus polarisées linéairement et possèdent de bonne qualité de rayonnement.

# Bibliographie

---

- [1] H. G. Schantz, "A Brief History of UWB Antennas," *IEEE UWBST Conference*, Brownsboro, 2003.
- [2] V. H. Rumsey, "frequency Independent Antennas," in , 1957, pp. 114-118.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design 2ed edition*. J.Wiley&Sons, 1997.
- [4] Z. N. C. a. M. Y. W. Chia, "Broadband Planar Antennas: Design and Applications," *John Wiley & Sons, Ltd*, pp. 180-190, 2006.
- [5] N. Fortino, "coception et caractérisation d'antennes imprimées pour les systèmes ULB impulsionnels," *thèse doctorat ,université de Nice-sophia Antipolis*, 2006.
- [6] L.BABOUR, "Etude et Conception d'antennes Ultra Large Bande Miniaturisees en Impulsionnel," *thèse doctorat , Institut Polytechnique de Grenoble*, 2009.
- [7] V.H.Rumsey, "frequency Independent Antennas," in , 1957, pp. 114-118.
- [8] R. S. K. P. C.LUXEY, "Antennes imprimées Techniques et domaines d'application E3311," *Techniques de l'Ingénieur*, pp. 1-9.
- [9] J.Roger, "Antennes techniques Traité d'Electronique E3284," *Techniques de l'Ingénieur*, pp. 45-46.
- [10] Z. N. Chen, "Experiments on Input Impedance of Titled Planar monopole Antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 26, N°3, Aug. 2003.
- [11] O. M. W. G.H.Brown, "Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas," *RCA review*, pp. 425-452, 1952.
- [12] R. R. L. A.Kerkhoff, "The Use of the Genetic Algorithm Approach in the Design of Ultra-Wideband Antennas," *IEEE Radio and Wireless Conference (RA WCON)*, Boston, Aug.2001..
- [13] M. D. O. M. B. & J. E. B.Allen, *Ultra Widbend Antennas And Propagation For*

*Communications, Radar and Imaging*. John Wiley & Sons, 2007.

- [14] Z. N. e. a. Cheng, "Planar antennas," *IEEE Microwave Magazine*, vol. Vol.7 issue 1, pp. 63-73, 2006.
- [15] W. C. K.F.LEE, "Advences in microstrip and printed antennas," *J. Wiley & sons*, pp. 433-513, 1997.

---

# CHAPITRE II

---

Antennes ultra large bande microrubans et  
techniques de conception

# Chapitre II Antennes ultra large bande microrubans et techniques de conception

## Sommaire

<b>II Chapitre II Antennes ultra large bande microrubans et techniques de conception .....</b>	<b>44</b>
<b>Sommaire .....</b>	<b>44</b>
II.1 Introduction .....	45
II.2 Les antennes microrubans .....	45
II.2.1 Description .....	45
II.2.2 Différentes formes d'antennes microrubans .....	46
II.2.3 Techniques d'alimentation .....	47
II.2.4 Avantages et inconvénients des antennes microrubans .....	51
II.3 Les antennes à fente à transition progressive TSA .....	52
II.3.1 Caractéristiques des antennes TSA .....	52
II.3.2 Effets à prendre en compte pour la conception .....	53
II.3.3 Profils de la fente .....	54
II.3.4 Effet de profil sur l'antenne TSA .....	54
II.3.5 Techniques d'alimentations .....	55
II.4 Les antennes Vivaldi .....	58
II.4.1 Antenne Vivaldi à fente conique .....	59
II.4.2 Antenne Vivaldi antipodale .....	61
II.4.3 Antenne Vivaldi antipodale Équilibrée .....	62
II.5 Les méthodes numériques d'analyse utilisées .....	63
II.5.1 Méthode des moments .....	63
II.5.2 Technique d'intégration finie .....	64
II.6 Conclusion .....	65
<b>Bibliographie .....</b>	<b>66</b>

## II.1 Introduction

Des travaux de recherches intenses dans le domaine des antennes ont abouti au développement de plusieurs types d'antennes, différents par leur fonctionnement, leur géométrie et leur technologie. Parmi ces antennes, nous citons les antennes monopôles planaires ou monopôles imprimés et les antennes à fente à transition progressive (TSA), dont la forme et les dimensions (légères et peu encombrantes) leur permettent d'être intégrées dans les modules d'émission ou de réception sur le même substrat.

Dans une première partie, le chapitre commence par un aperçu sur certaines caractéristiques des antennes microrubans, citons ainsi quelques avantages et inconvénients.

En seconde partie, les antennes à fente à transition progressive seront détaillées, ainsi leurs formes et techniques d'alimentation. Après une présentation globale de ces différentes structures, nous préciserons en particulier les antennes Vivaldi.

Après avoir étudié les caractéristiques principales de chaque type, deux nouvelles antennes seront proposée afin de répondre aux exigences du cahier des charges, dont fait l'objet notre sujet de magister.

## II.2 Les antennes microrubans

Le concept des antennes microrubans est apparu dans les années 1950 avec *G.A.Deschamps* [1], mais il faudra attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 1990 pour un véritable passage au stade industriel.

Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Elles sont aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences micro-ondes dans les systèmes de communication modernes.

### II.2.1 Description

En technologie microruban, une antenne microruban (Figure II-1) est constituée d'un patch métallique de forme arbitraire, gravé sur la face supérieure d'un matériau non conducteur appelé substrat diélectrique, caractérisé par sa permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) et sa tangente de perte ( $\tan \delta$ ). Tandis que l'autre face est souvent complètement ou partiellement métallisée formant le plan de masse [2].

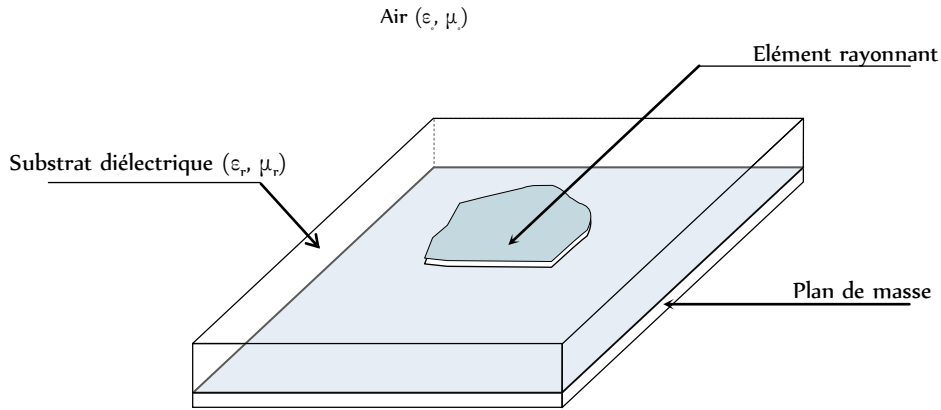


Figure II-1 : Antenne microruban de forme quelconque

## II.2.2 Différentes formes d'antennes microrubans

Le dépôt métallique peut se décliner en une variété de géométrie (Figure II-2), chacune ayant ses caractéristiques de rayonnement et de résonance. Nous pouvons trouver 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.

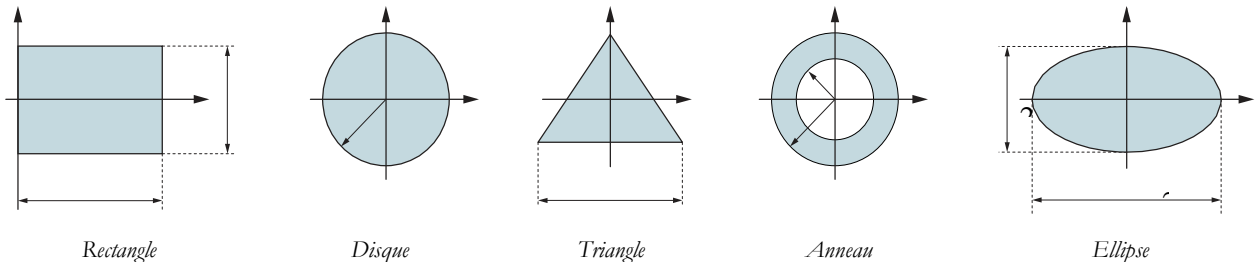


Figure II-2 : Diverses géométries d'antennes patch et dimensions associées (vue de dessus)

Dans une première partie de ce travail, le choix s'est porté à une forme triangulaire, avec une modification sur les des deux côtés, sous forme de quelques marches d'escaliers.

La géométrie finale à la forme Diamant coupé longitudinalement (Figure II-3).

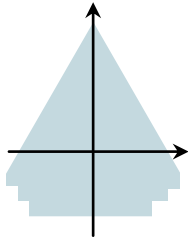


Figure II-3 : La forme géométrique du patch Diamant



## II.2.3 Techniques d'alimentation

L'étude d'une antenne microruban prend en compte non seulement la forme des éléments rayonnants mais aussi son alimentation. En effet, la manière dont l'énergie est fournie à l'élément rayonnant peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances.

La configuration de l'antenne microruban (c.à.d. sa forme) la plus appropriée à notre application étant choisie, l'étape suivante est de sélectionner le moyen de l'alimenter. Différents modes d'alimentation sont couramment employés. Ils peuvent être regroupés en deux grandes catégories [3] :

- Les alimentations par proximité (par ouverture dans le plan de masse, par coulage ou encore par fente) ;
- et les alimentations par contact (par sonde coaxiale ou ligne microruban).

Dans les exemples ci-après, nous allons décrire brièvement la réalisation de ces techniques d'excitation.

### II.2.3.1 Alimentation par contact

#### II.2.3.1.1 Alimentation par câble coaxial

Cette technique est très employée pour l'alimentation des antennes microruban. L'élément rayonnant est connecté à l'âme centrale d'un connecteur coaxial traversant le plan de masse et le substrat diélectrique. L'embase du connecteur (conducteur extérieur) est directement soudée au plan de masse [2] (Figure II-4).

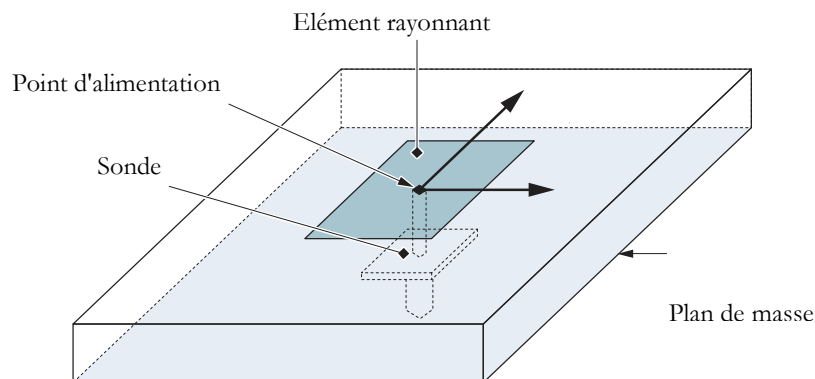


Figure II-4 : Antenne microruban alimentée par câble coaxial

#### II.2.3.1.2 Alimentation par ligne microruban

Ce type d'alimentation est sûrement le moins coûteux et le plus aisé (Figure II-5). En effet, l'élément rayonnant ainsi que la ligne qui l'alimente sont réalisés par procédé photolithographique sur le même substrat diélectrique, dont le point de jonction est sur l'axe de

symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance [2].

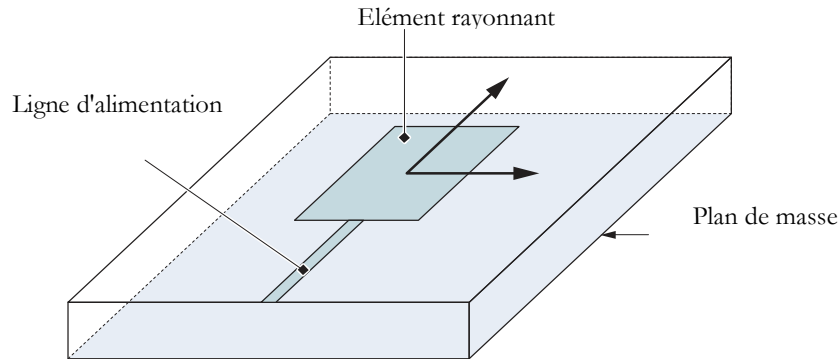


Figure II-5 : Antenne rectangulaire alimentée par ligne microruban

### II.2.3.2 Alimentation par proximité

#### II.2.3.2.1 Alimentation par fente

Dans cette technique et comme la représente la

Figure II-6, l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont complètement séparés par le plan de masse. Le couplage électromagnétique entre le pavé rayonnant et la ligne microruban s'effectue grâce à une fente, électriquement petite, ou à une ouverture effectuée dans le plan de masse [2].

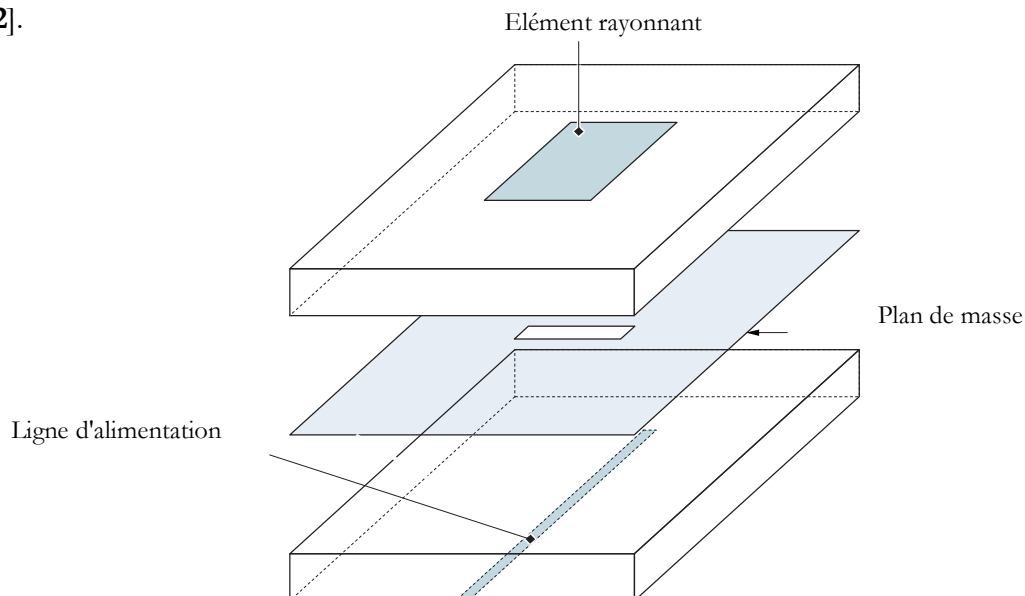


Figure II-6 : Alimentation par couplage à travers une ouverture

### II.2.3.2 Alimentation par couplage

Comme l'illustre la Figure II-7, l'alimentation par couplage, moins répandue, utilise le couplage direct d'une ligne microruban située entre l'élément rayonnant et le plan de masse positionnée entre deux couches de diélectriques, placés l'un au dessus de l'autre [2].

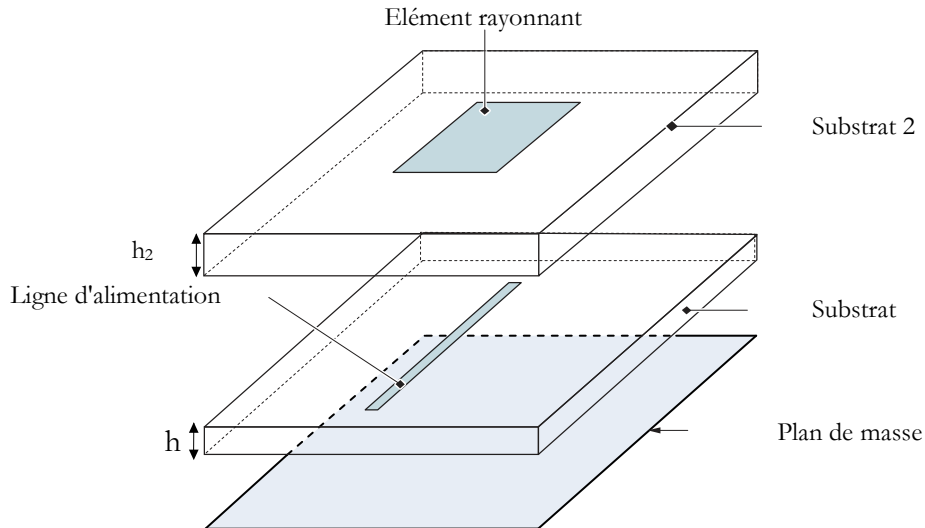


Figure II-7 : Cas d'une alimentation par couplage électromagnétique

### II.2.3.2.3 Alimentation par ligne coplanaire

Ce mode d'excitation permet d'avoir sur la même face inférieure d'un substrat la ligne d'alimentation et le plan de masse et sur sa face supérieure l'antenne microruban (Figure II-8). Le pavé est alors excité par couplage électromagnétique [2].

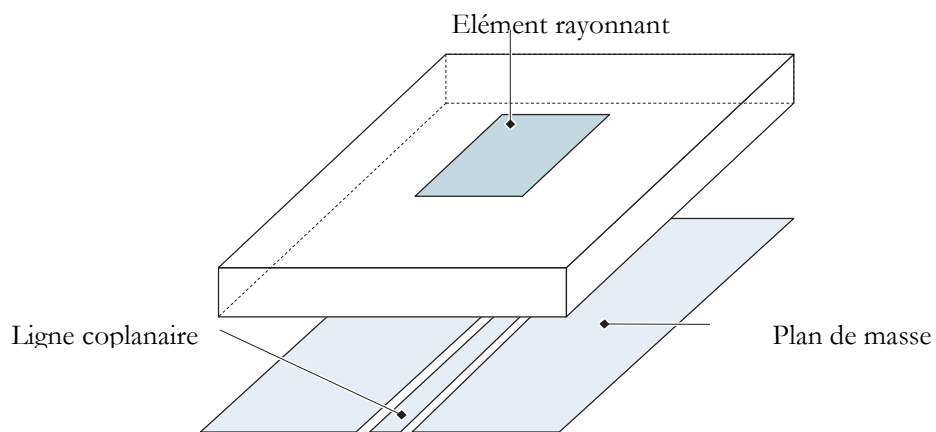


Figure II-8 : Alimentation par guide d'onde coplanaire

### II.2.3.3 Avantages et inconvénients de ces techniques d'alimentation

La technique d'alimentation par ligne microruban sera la mieux utilisée par la suite, puisqu'on peut facilement la graver en même temps que le patch. Le bon fonctionnement de l'antenne est basé sur l'adaptation de la ligne d'alimentation sur toute la bande de fréquences.

Les avantages et les inconvénients de chacune de ces techniques sont résumés dans le tableau suivant [2] [4] :

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<b>Alimentation par contact</b>		
Sonde coaxiale	<ul style="list-style-type: none"> <li>- pas de pertes par rayonnement de ligne</li> <li>- sélection possible d'un mode privilégié</li> <li>- obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde</li> <li>- prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur</li> <li>- technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- dans le cas de substrat épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde affecte la bande passante</li> <li>- partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte.</li> <li>- technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique.</li> <li>- difficile à exciter chaque élément d'un réseau seul.</li> </ul>
Ligne microruban	<ul style="list-style-type: none"> <li>- procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation</li> <li>- adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien</li> <li>- rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique</li> <li>- structure figée après gravure</li> </ul>
<b>Alimentations par proximité</b>		
par couplage	<ul style="list-style-type: none"> <li>- dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens</li> <li>- bande passante plus large par augmentation de la hauteur</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- deux couches de substrat requises</li> <li>- difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur</li> </ul>
Guide d'onde coplanaire	<ul style="list-style-type: none"> <li>- procédé technologique simple</li> <li>- facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante</li> <li>- faible rayonnement arrière</li> <li>- transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique</li> </ul>

Couplage par fente	<ul style="list-style-type: none"> <li>- réalisations du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes</li> <li>- séparation électromagnétique des deux couches</li> <li>- possibilité d'élargir la bande passante en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation)</li> <li>- intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions</li> <li>- rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément</li> </ul>
--------------------	---	---

Tableau II-1 les avantages et les inconvénients de différents techniques d'alimentation.

Une nouvelle catégorie d'antenne Ultra Large Bande sera présentée par la suite dans ce chapitre, cette dernière est aussi basée sur le même principe d'un patch gravé sur un substrat de faible épaisseur et permittivité relative.

## II.2.4 Avantages et inconvénients des antennes microrubans

La technologie de ces antennes microrubans est issue de celle des circuits imprimés ce qui leur confère certains avantages, tels que : le faible poids, leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes [5]. Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes microrubans dans les applications de la communication mobile.

D'une façon générale, les avantages des antennes microrubans résident dans le fait qu'elles soient [5][6] :

- Simples,
- robustes,
- non encombrantes,
- adaptées aux surfaces planes et non planes,
- à faible coût.

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants [6] :

- Faible efficacité,
- faible gain,
- impureté de la polarisation,
- bande relativement étroite par rapport aux autres,
- un rayonnement parasite de l'alimentation et des ondes de surface,
- et la modélisation théorique rigoureuse est particulièrement ardue [7].

## II.3 Les antennes à fente à transition progressive TSA

Les antennes à fente à transition progressive ou *Tapered Slot Antennas* (TSA) s'appuient sur l'idée qu'une antenne peut être vue comme une région de transition entre un guide d'onde ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Ainsi, ces antennes sont inspirées des lignes de transmission dont l'impédance caractéristique est constante sur une très large bande de fréquences [26]. Elles sont généralement formées d'une ligne adaptée au circuit d'alimentation de l'antenne, suivie d'une région de transition assimilable à une adaptation d'impédance qui augmente l'impédance caractéristique de la structure jusqu'à celle du vide. Cette forme évasive débouche sur une ouverture rayonnante adaptée à l'impédance du vide dont la géométrie est travaillée afin de minimiser les réflexions en bout de structure.

### II.3.1 Caractéristiques des antennes TSA

Les antennes à fente à transition progressive se composent d'une fente conique gravée sur un ruban fin du métal. Cela se fait soit avec ou sans substrat diélectrique [26].

#### II.3.1.1 Caractéristiques de rayonnement

Comme la TSA est une antenne à ondes progressives, la vitesse de phase et la longueur d'onde dans le guide ( $\lambda_g$ ), varient en fonction de la variation d'épaisseur ( $H$ ) ; la largeur et le profil de la courbe ont un impact direct sur le diagramme de rayonnement, la directivité et le niveau de polarisation croisée de l'antenne [26].

Afin d'obtenir un rayonnement effectif, la largeur de la fente à l'extrémité de l'antenne TSA doit mesurer au minimum une demi-longueur d'onde à la fréquence de fonctionnement la plus basse. Cependant, pour conserver une ouverture et un encombrement moindre tout en adaptant l'antenne à une fréquence plus basse, une augmentation des excroissances métalliques de la partie rayonnante de l'antenne est proposée. Cette modification permet d'élargir la bande passante de l'antenne vers les basses fréquences tout en conservant ses performances en haut de bande. Il faut noter toutefois que cette solution entraîne un rayonnement dipolaire en basses fréquences. L'intérêt de ces structures d'antennes réside dans l'absence de dimensions résonnantes. Leur rayonnement est unidirectionnel dans le plan du substrat est présente un faible niveau de polarisation croisée.

Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes sont compris entre 7 et 10 dB selon les types de TSA [26].

### II.3.1.2 Caractéristiques de la bande passante

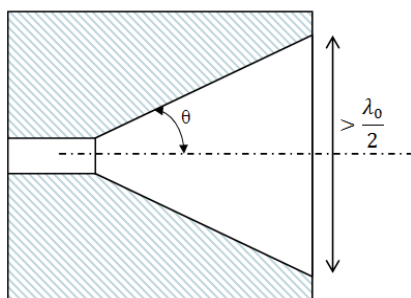
Les antennes TSA sont adaptées sur une très large bande passante de 125%-170%, en intervalle de fréquence allant du 2 GHz -90 GHz [26] [27], il est idéal pour le TSA d'avoir une parfaite adaptation d'impédance pour élargir la bande passante, cela dépend de la méthode d'alimentation choisie.

### II.3.2 Effets à prendre en compte pour la conception

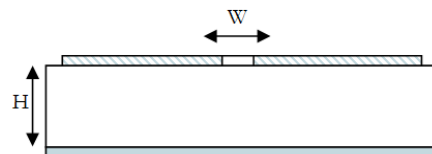
Les antennes à fente à transition progressive (TSA) sont obtenues par l'évasement progressif d'une ligne à fente, à la manière d'un cornet plat jusqu'à sa terminaison finale (une extrémité ouverte de la largeur généralement supérieure à  $\frac{\lambda_0}{2}$ ) [26], [27]. Cette ligne à fente évasée est inscrite dans une fine couche métallique pouvant être gravée sur un substrat diélectrique. En plus d'être facilement réalisable, l'intérêt de ce type d'antennes est de fournir des performances intéressantes que nous détaillerons par la suite.

- Aspect large bande.
- Grande flexibilité du diagramme de rayonnement.
- Permet d'obtenir un faisceau principal symétrique dans les deux plans principaux E et H.
- Gain élevé.
- Niveaux des lobes secondaires faibles.

Ces caractéristiques sont largement affecté par plusieurs paramètres tel que la longueur, la largeur et le profil de la fente. L'épaisseur et la permittivité relative du substrat diélectrique sont également importantes car ils contribuent à l'efficacité de l'antenne.



Vue de dessus d'une TSA



Vue de coupe transversale d'une TSA

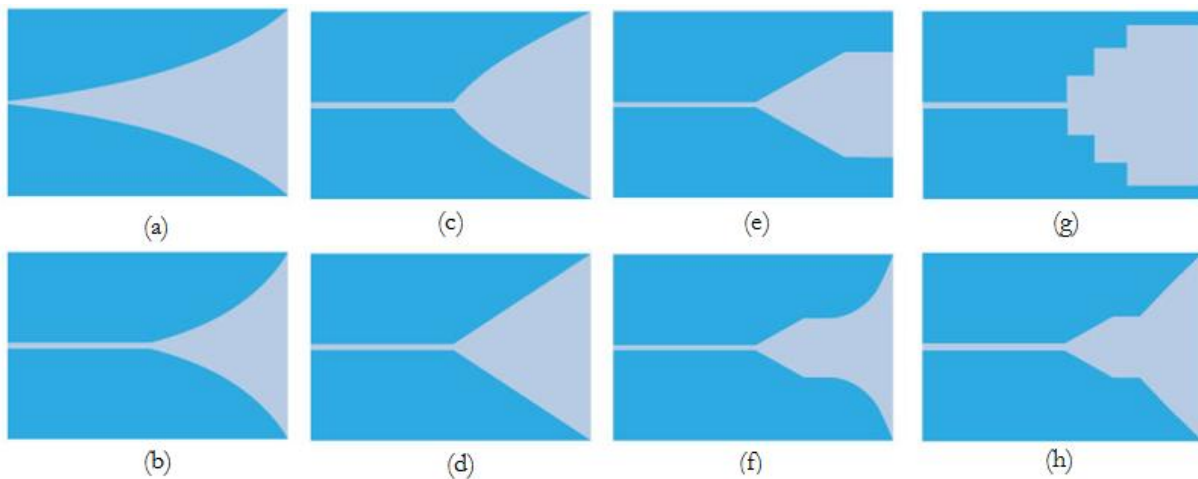
Figure II-9 Antenne à fente à transition progressive TSA (profil linéaire).

La Figure II-9(a, b) illustre la vue de dessus et la coupe transversale d'une ligne à fente sur un substrat diélectrique avec ces différents paramètres importants. La zone hachurée dans les deux figures représente l'élément rayonnant sur le substrat diélectrique après gravure.

Le profil linéaire dans la Figure II-9 est le plus simple, nous présenterons dans la suite différents configurations possibles.

### II.3.3 Profils de la fente

De nombreuses formes de profil existent pour l'évasement de la ligne à fente, la Figure II-10 montre différents exemples d'antennes planaires TSA avec des profils les plus communs. De tous ces types, seul le Vivaldi et profil linéairement effilé (Figure II-10-a,-d) ont été étudiés soigneusement au cours des dernières années.



(a)-Exponentiel/Vivaldi (b)- Tangentiel (c)- Parabolique (d)-Linéaire (e)- Linéaire-constant (f)- Constant-Exponentiel (g)- Escalier et (h)- ligne brisée

Figure II-10 Différents profils des antennes à fente à transition progressive TSA

### II.3.4 Effet de profil sur l'antenne TSA

Les antennes à fente à transition progressive avec un profil linéaire, exponentielle ou constant sont fréquemment rapportées et leurs journaux peuvent être facilement trouvés. Ce qui n'est pas le cas en ce qui concerne les effets de la courbure sur un profil conique.



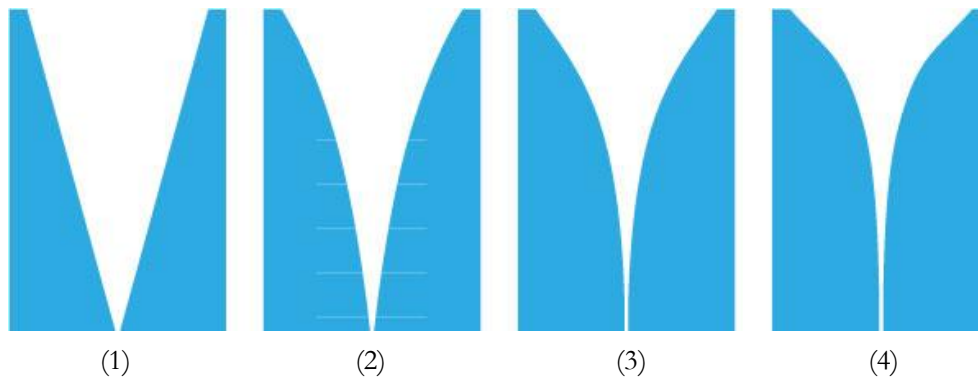


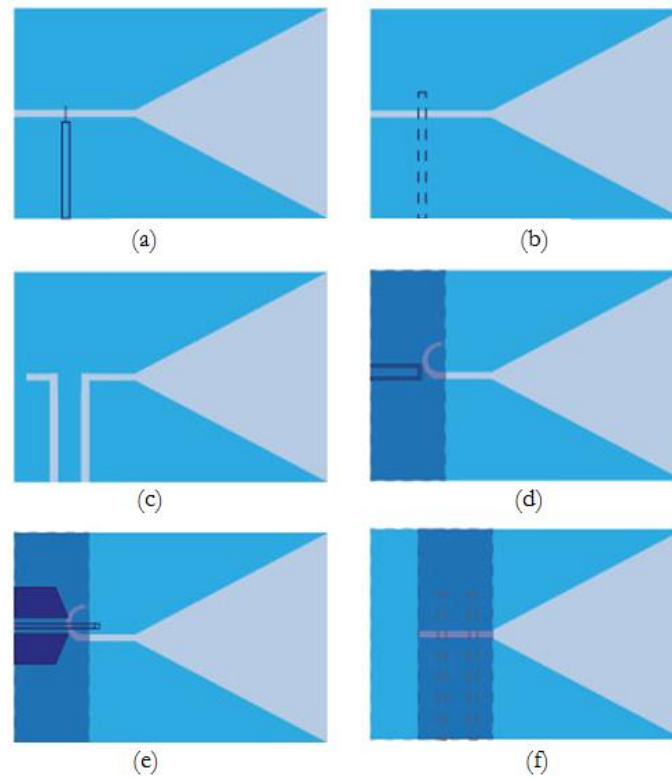
Figure II-11 Schémas des différents profils

La Figure II-11 illustre quatre TSA de même longueur et se terminant avec la même largeur de la fente, mais avec des profils différents, linéaire (1) et exponentielle (2,3 et 4), ont été fabriqués et testés sur le même type de substrat [26].

La polarisation est généralement améliorée avec la diminution du rayon de la courbure. Le plus important encore, la diminution du rayon de courbure réduit également la bande passante de l'antenne, et ce n'est pas idéal car dans notre travail nous cherchons à augmenter la bande passante, donc les antennes avec un profil exponentiel du type Vivaldi sont les mieux adaptées dans notre thème de recherche.

### II.3.5 Techniques d'alimentations

Généralement, une fente excite toujours un TSA. Afin de tester et de concevoir des circuits ligne à fente (slot line), il est nécessaire d'avoir des transitions entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. Ces transitions doivent être très compactes et ont des faibles pertes. Certaines techniques d'alimentation et leurs transitions sont présentées dans la Figure II-12 [26]. Les méthodes couramment utilisées sont l'alimentation par une ligne coaxiale et par ligne microruban. Ceux-ci seront illustrés et discutés dans les deux prochaines sous-sections.



– (a) lignes coaxiale – (b) ligne microruban – (c) CPW – (d) GCPW – (e) FCPW centre – (f) FCPW fente

Figure II-12 Techniques d'alimentations pour les TSA

### II.3.5.1 Alimentation par une ligne coaxiale

L'alimentation par câble coaxial produit un impact direct de couplage à travers la fente, la ligne coaxiale appliquée la plus utilisée est présentée dans la Figure II-13.

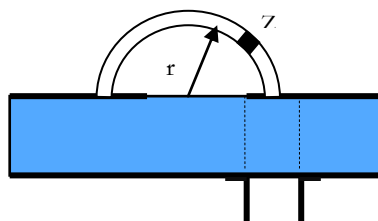


Figure II-13 La transition de la ligne coaxiale vers la fente.

La transition consiste une ligne coaxiale placée perpendiculaire à l'extrémité ouverte de la fente (stub). Le conducteur externe du câble est connecté électriquement au plan de masse, par contre le conducteur interne fait une forme semi-circulaire au dessus de la fente (Figure II-13). Le circuit équivalent de cette technique est présenté par W.C. K.F.Lee et J.B.Knorr [26] [10], est montré dans la Figure II-14.

Pour adapter un câble de  $50 \Omega$ , on a besoin d'une fente d'impédance a peu près de  $75 \Omega$ . En pratique c'est difficile d'avoir cette impédance, car les fentes d'impédances proche de  $100 \Omega$  ont une petite largeur, ce qui complique leurs fabrication.

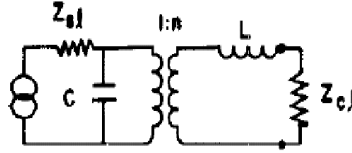


Figure II-14 Le Circuit équivalent de l'alimentation par ligne coaxial.

### II.3.5.2 Alimentation par une ligne microruban

La transition ligne microruban/ligne à fente est présentée sur la Figure II-15. La ligne à fente est gravée sur une face du substrat et croise de manière perpendiculaire une ligne microruban gravé sur la face opposée du substrat. La fonction de couplage  $C$  de la ligne microruban à la ligne à fente peut s'écrire sous la forme [26] :

$$C = \int E_s \wedge H_m \quad (\text{II-1})$$

Où  $E_s$  est le champ électrique de la ligne à fente et  $H_m$  le champ magnétique de la ligne microruban.

Ainsi pour que le couplage soit maximal, il faut que les deux lignes soient placées de manière perpendiculaire l'une par rapport à l'autre, et que dans le plan de croisement des deux lignes, le champ  $E_s$  et le champ  $H_m$  soient maximum.

Cette seconde contrainte implique qu'à la fréquence centrale de couplage entre les deux lignes, le plan d'intersection des deux lignes corresponde à un plan de circuit ouvert (CO) pour la ligne à fente et un plan de court-circuit pour la ligne microruban (CC). La ligne microruban dépasse ainsi de  $\lambda_m/4$  au-delà de la fente tout comme la fente dépasse de  $\lambda_s/4$  au-delà de la ligne microruban.

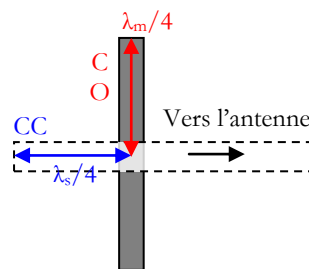


Figure II-15 Détail de la transition ligne microruban/ligne à fente.

La solution offrant le couplage optimal est toutefois limitatif au niveau de la bande fréquentielle d'utilisation. Afin d'élargir cette plage fréquentielle d'utilisation, une approche consiste à dégrader légèrement les conditions de couplages entre les lignes microruban et la ligne à fente avec des longueurs différentes de  $\lambda_m/4$  et  $\lambda_s/4$ . En effet, d'après la formule du couplage dans la transition ligne/fente, le couplage a encore lieu tant que l'un des deux champs  $E_s$  ou  $H_m$  n'est pas nul [26].

Un circuit équivalent peut modéliser la transition entre la ligne de transmission et la fente Figure II-16 [26].

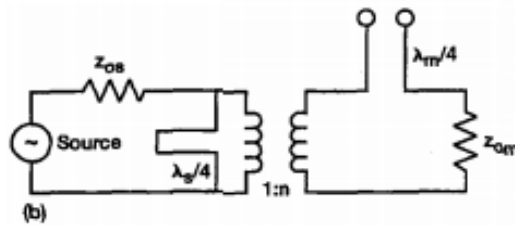


Figure II-16 le Circuit équivalent de l'alimentation par ligne microruban.

Où  $\lambda_s$  et  $\lambda_m$  sont respectivement la longueur d'onde de la fente et la ligne microruban.

Pour réaliser l'adaptation d'impédance correcte, parfois il est nécessaire d'utiliser un transformateur quart d'onde en plusieurs étages [26],[10],[11]. La bande passante est considérablement augmentée lorsque la ligne d'alimentation microruban se termine par une ligne ouverte radiale et la ligne à fente par une cavité de forme elliptique comme le montre la Figure II-17.

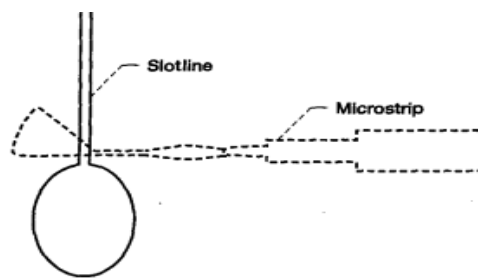


Figure II-17 l'alimentation par une ligne radiale et une cavité de forme elliptique [26]

## II.4 Les antennes Vivaldi

L'antenne Vivaldi appartient à cette famille des antennes TSA, Elle est simplement un cas particulier d'une antenne à fente à onde progressive possédant un profil de type exponentiel.

Le principe des antennes Vivaldi est donc basé sur le principe de fonctionnement d'une antenne de type fente rayonnante qui est membre de la famille des antennes à ondes progressives.

Il existe trois types fondamentaux de l'antenne Vivaldi, qui peut être utilisé pour concevoir la structure rayonnante. Ces types sont:

- Antenne Vivaldi à fente conique (*Tapered slot Vivaldi antenna*)
- Antenne Vivaldi antipodale (*Antipodal Vivaldi antenna*)
- Antenne Vivaldi antipodale Équilibrée (*Balanced Antipodal Vivaldi Antenna*).

### II.4.1 Antenne Vivaldi à fente conique

L'antenne Vivaldi à fente conique (*Tapered slot Vivaldi antenna*) est le concept original mis en place par Gibson en 1979 [12]. Il s'agit essentiellement d'une ligne de fente évasée, fabriqués sur une couche de métallisation unique et appuyé par un substrat diélectrique Figure II-18.

Le profil conique à une courbe exponentielle, l'évasement progressif d'une ligne à fente, à la manière d'un cornet plat jusqu'à sa terminaison finale (rupture du conducteur) à l'espace ouvert.

Suivant la règle pour le rayonnement des lignes à fente, Cette structure présente deux limites pour la bande de fréquences de l'antenne, la ligne à fente commence à rayonner nettement sous la condition donnée par la formule :

$$s_w = \frac{\lambda_0}{2} \quad (\text{II-2})$$

Où  $s_w$  est la largeur de la ligne à fente, Par conséquent, l'extrémité large du cône exponentielle définit à peu près la fréquence la plus basse possible qui est rayonnée par la structure tandis que la largeur de la ligne à fente à la gorge conique est l'introduction de la fréquence de coupure la plus haute [13].

D'autres limitations sont livrées avec la ligne à fente elle-même. Tout d'abord la ligne à fente est une ligne de transmission symétrique, donc il est nécessaire d'incorporer un transformateur symétrique (de transition), si la ligne d'alimentation doit être par ligne coaxiale, la conception d'un transformateur de transition symétrique pour l'ultra large bande est une tâche très compliquée à faire. Ce qui rend cette solution comme un inconvénient.

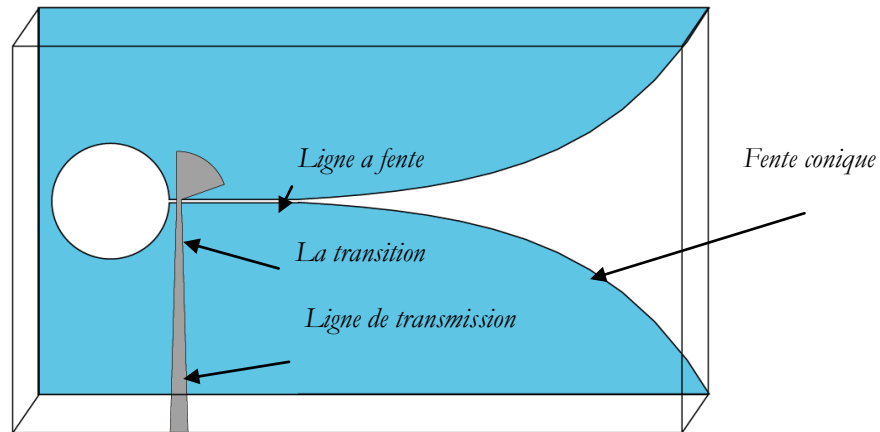


Figure II-18 Antenne Vivaldi à fente conique

La transition de la ligne de transmission vers la fente, comme le montre la Figure II-18, est principalement utilisée pour les antennes Vivaldi à fente conique, Il est possible de concevoir des transitions qui exploitent plus d'une décade de bande passante à l'aide des lignes a fentes  $50 \Omega$ , Le problème, est due a la difficulté de leurs fabrications sur un substrat de faible épaisseur et de faible constante diélectrique, pour cela ils sont remplacées par des lignes à haute impédance [13],[14].

Comme toute structure à fente conique, utilisant une onde progressive qui se propage le long du cône avec la vitesse de phase  $v_{ph}$ , Les antennes Vivaldi doivent tenir compte à la condition suivante

$$v_{ph} \leq C \quad (\text{II-3})$$

Afin de parvenir à un rayonnement longitudinal.

Si la vitesse de phase est supérieure à C, alors le faisceau principal du diagramme de rayonnement sera divisé et le rayonnement ne sera plus un rayonnement longitudinal. Un rapport de vitesse optimal a été défini dans [26]

$$p = \frac{c}{v_{ph}} = 1 + \frac{\lambda_0}{2L} \quad (\text{II-4})$$

Une plage optimale de l'épaisseur du diélectrique effective ( $t_{eff}$ ) normalisée à la longueur d'onde dans l'espace libre ( $\lambda_0$ ) à été identifiée dans [26]. La gamme optimale est d'environ  $0,003 \lambda_0$  à  $0,01 \lambda_0$  et l'épaisseur du diélectrique effective normalisée est définie dans la relation

$$\frac{t_{eff}}{\lambda_0} = (\sqrt{\epsilon_r} - 1) \frac{t}{\lambda_0} \quad (\text{II-5})$$

Où  $t$  est l'épaisseur du diélectrique réel, Cette règle est applicable pour toute structure conique dans la longueur de  $4 \lambda_0$  à  $10 \lambda_0$  [12] [33].

## II.4.2 Antenne Vivaldi antipodale

L'Antenne Vivaldi antipodale (*Antipodal Vivaldi antenna*) a été étudiée par W. Nester en 1985 et puis par E. Gazit en 1988 [16] (Figure II-19). Dans la configuration antipodale, l'antenne est créée sur un substrat diélectrique avec métallisation à deux faces. C'est une solution pour le problème d'alimentation liés à la conception originale de Gibson (Vivaldi à fente conique).

La partie d'alimentation est une ligne microruban, suivie par une bande équilibrée qui assure la transition. Cette dernière sert à alimenter les ailettes (les palmes) des formes exponentielles.

Ces ailettes (palmes) sont disposées de telle façon, que d'un point de vue perpendiculaire au plan du substrat, ils créent une forme évasée. Contrairement à la conception originale de Gibson, les ailettes ont également des bords extérieurs de formes linéaires qui peuvent influencer sur le rendement et le rayonnement de l'antenne. Habituellement, une courbure exponentielle est utilisée pour définir les bords extérieurs, mais les paramètres de la courbure peuvent différer des bords intérieurs. L'antenne Vivaldi antipode est illustrée dans la Figure II-19.

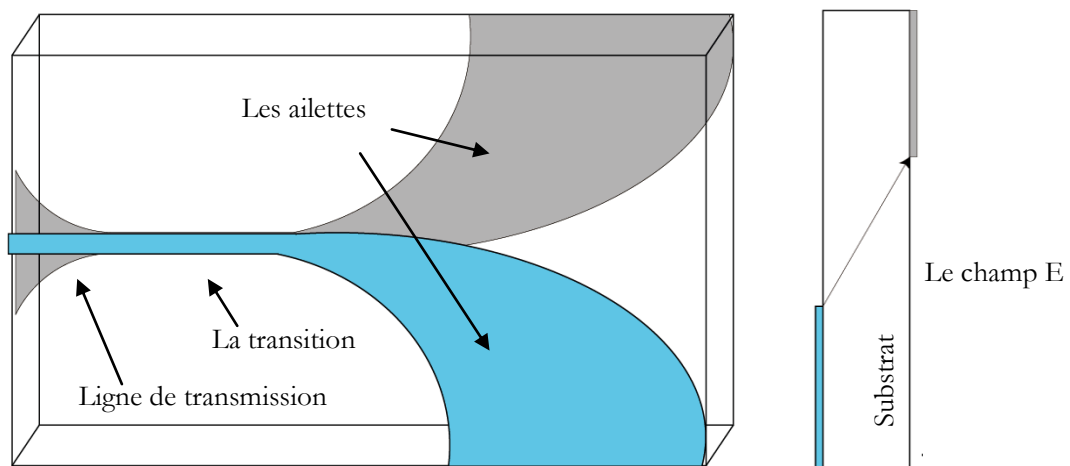


Figure II-19 Antenne Vivaldi antipodale

Cette conception est titulaire de nombreux avantages par rapport à la première structure avec une seule partie de métallisation. Premièrement, la transition entre la ligne de transmission et la ligne double est assez facile à concevoir et fabriquer.

La fréquence maximale de coupure est augmentée avec l'alimentation de la ligne double. Car il n'y a pas de limitation sur la largeur de la fente comme dans le cas de l'antenne Vivaldi à fente conique.

Le principal inconvénient de cette configuration est dans la polarisation croisée, observée en particulier pour des fréquences plus élevées. En dehors de la question de polarisation, les paramètres de rayonnement de cette configuration sont similaires à la conception originale de Vivaldi.

### II.4.3 Antenne Vivaldi antipodale Équilibrée

L'Antenne Vivaldi antipodale Équilibrée (Ou *Balanced Antipodal Vivaldi Antenna*). Une des dernières améliorations de la conception originale à été présentée par *Langley, Hall et Newham* en 1996 [17]. Cette conception est une évolution de la version antipodale. La création d'une structure triplaque (*stripline*) équilibrée en ajoutant une autre couche de métallisation, réduit la polarisation croisée. (Figure II-20)

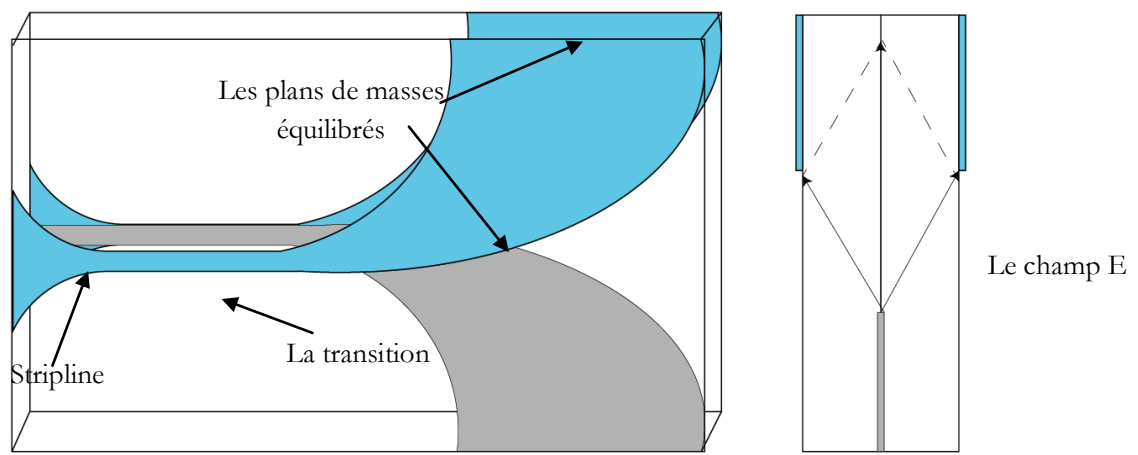


Figure II-20 Antenne Vivaldi antipodale Équilibrée

Cette configuration décrit la fonction de la troisième couche métallique, deux vecteurs du champ E avec des directions, de la plaque centrale vers les plans de masses donnent un vecteur résultant qui est parallèle à la métallisation. Une polarisation transversale typique de -20 dB est achevée en [16].

Un autre aspect positif de cette conception est le fait que la ligne d'alimentation est créée par une *triplaque*. Il s'agit de réduire le rayonnement de l'alimentation de l'antenne, donc pas de perturbation du diagramme de rayonnement causée par cette ligne d'alimentation dans le cas où elle est ouverte.



Il ya aussi quelques inconvénients dans la conception de cette antenne antipodale équilibrée. Naturellement, la construction de l'antenne est plus compliquée en raison de la structure *triplaque*.

La seule propriété particulière de cette antenne est la polarisation croisée, et les propriétés correspondant ne diffèrent pas par rapport à l'antenne antipodale. Pour une vaste gamme de fréquence, une Largeur de faisceau constant a été atteint, avec une directivité de plus de 10 dB.

## II.5 Les méthodes numériques d'analyse utilisées

Il existe beaucoup de méthodes numériques, dites aussi méthode rigoureuses, pour analyser les antennes microrubans. Elles sont issues des méthodes utilisées en électromagnétisme [18]:

- La méthode des moments (**MoM**);
- La méthode des éléments finis (**FEM**) ;
- La méthode des différences finies; (**FDTD**) ;
- La méthode de la matrice des lignes de transmissions (**TLM**).
- La Technique d'intégration finie (**FIT**).

Ces méthodes permettent d'obtenir des résultats très précis au détriment d'un temps de calcul très long car il s'agit de discrétiser le temps, le volume ou la surface à analyser selon la méthode utilisée, ce qui conduit à un très grand nombre d'inconnues. Les temps de calculs peuvent cependant être réduits si l'on possède des outils de calcul très puissants.

Dans notre thème de recherche nous utilisons deux méthodes, la méthode **MOM** et la méthode **FIT**. Que nous allons les présenter dans le paragraphe suivant.

### II.5.1 Méthode des moments

Parmi les méthodes d'analyse, les plus utilisées dans le domaine des antennes microrubans c'est la méthode des moments (**MoM**<sup>2</sup>) [18]. Il s'agit de résoudre les équations intégrales qui relient les courants inconnus sur le patch à l'excitation (qui est a priori connue) à l'aide des fonctions de Green relatives à la structure à analyser [19]. Cette résolution s'effectue soit dans le domaine spectral en utilisant les modes propres des géométries de patch concernées, soit dans le domaine spatial en discrétisant l'espace à l'aide de petits triangles, rectangles ou polygones, de dimensions de l'ordre de  $\lambda/10$  à  $\lambda/20$ . Une fois le courant calculé, on peut facilement déterminer l'impédance d'entrée du patch ainsi que les champs électriques et magnétiques rayonnés [20]. La méthode peut être étendue à des structures multicouches. Le principal avantage réside dans le fait

---

<sup>2</sup> MoM : Method of Moment

que seules les parties conductrices sont maillées. Un des principaux inconvénients original réside dans le fait que, les substrats et les plans de masse des antennes microrubans sont considérés comme infinis, ce qui génère des approximations notamment sur les diagrammes de rayonnement. De plus, il est délicat de modéliser des structures 3D avec des courants verticaux. Cependant, aujourd'hui de plus en plus de logiciels intègrent cette possibilité ainsi que la prise en compte de substrats et plans de masse finis, ce qui augmente le temps de calcul et qui rend cette méthode utilisable pour l'analyse de structures 2,5D voire 3D sous certaines conditions [21][22]. L'outil de simulation électromagnétique *Zeland IE3D* est basé sur cette méthode. (Annexe-B)

## II.5.2 Technique d'intégration finie

Le principe de la technique d'intégration finie (FIT<sup>3</sup>)[22] repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales :

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \iint_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II-6})$$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S \left( \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{S} \quad (\text{II-7})$$

$$\iint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_V \rho \, dV \quad (\text{II-8})$$

$$\iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (\text{II-9})$$

Le domaine de calcul doit être discrétisé suivant un maillage cubique pour développer les différentes équations sous formes matricielles pour chacune des faces des cubes. La résolution de ces systèmes matriciels permet de répondre à des problèmes statiques, temporels et aussi fréquentiels par transformée de Fourier. Comme pour la méthode FDTD, le volume de calcul doit être borné, ce qui implique d'utiliser des conditions absorbantes aux frontières pour étudier des systèmes ouverts. La FIT est utilisée par l'outil d'analyse électromagnétique 3D *Microwave Studio de CST* (Annexe-A) [22] qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale. L'entreprise allemande est aussi à l'origine du logiciel *MAFIA* en 1989. Aujourd'hui, elle en propose une version améliorée avec une interface graphique.

---

<sup>3</sup> FIT : Finite Integration Technique

## II.6 Conclusion

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à la présentation générale de deux catégories d'antennes ultra large bande, les antennes monopôle imprimées et les antennes à fente à transition progressive.

Pour la première catégorie, nous avons cité les techniques utilisées pour leur alimentation ainsi que leurs caractéristiques de base. Le choix d'une structure convenable à notre thème de recherche, s'est porté sur l'antenne en forme triangulaire modifiée pour atteindre la forme d'un Diamant, alimentée par une ligne microruban.

Dans une autre partie, une meilleure compréhension des caractéristiques et des considérations de conception pour une antenne à fente à transition progressive. Divers profils et techniques d'alimentation ont été décrits et illustrés pour donner au lecteur les différentes options tout en concevant une TSA. Les effets des profils sur l'antenne ont été également mis en évidence. Ainsi les deux techniques d'alimentations les plus communes, la ligne coaxiale et une ligne microruban, ont été expliqués.

Ces deux types d'antennes ultra large bande sont les plus appropriées dans notre étude, car ces antennes possèdent de bonne qualité d'intégration du fait de leurs encombrements en 2 dimensions (2D), un bon rapport de gain et un rayonnement directif idéal pour des applications en communications et en imagerie dans la technologie ULB. Leurs paramètres géométriques sont étudiés plus en détaille dans le chapitre suivant.

## Bibliographie

---

- [1] G.A.DESCHAMPS, *Microstrip microwave antennas 3rd USAF*. Symposium on Antennas, 1953..
- [2] R. S. G. K. A. P. C.LUXEY, *Antennes imprimées- Bases et principes E3310*. Technique de l'Ingénieur, Mai 2007.
- [3] R.BESANCON, *Thèse de Doctorat n° 47-97- Contribution de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka*. Université de LIMOGES, Décembre 1997.
- [4] A.OURIR, *Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications*. Paris sud: Université Paris Sud XI 91405 Orsay., 2006.
- [5] A.KUCHAR, *Rapport de Thèse - Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array*. Technic University of Wien, Mars 1996.
- [6] A.Constantine, *Antenna Theory, Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Second Edition 2005.
- [7] J.VAN, *Some remarks on green's dyadic for infinite space. Antennas and Propagation*. IEEE Transactions, Vol. 9, Issue 6, Nov 1961 pp. 563–566.
- [8] W. C. K.F.LEE, "Advances in microstrip and printed antennas," *J. Wiley & sons*, pp. 433-513, 1997.
- [9] J.Roger, "Antennes techniques Traité d'Electronique E3284," *Techniques de l'Ingénieur*, pp. 45-46.
- [10] J.B.KNORR, "Slot-Line Transitions," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, pp. 548-554, May 1974.
- [11] B.SCHUPPERT, "Microstrip / Slotline Transitions : Modeling and Experimental Investigation," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 36, no. 08, pp. 1272-1281, Aug. 1988.
- [12] P.J.Gibson, "The vivaldi aerial," *Proceedings of the 9th European Microwave Conference*, p. 101–105, 1979.
- [13] V. S. P. Piksa, "Small Vivaldi Antenna for UWB," *Radioelektronika*, 2005.
- [14] M. Z. D. S. S. a. A. H. O. N. T. S. L. ., S. E. H. T.A.Vu, "UWB Vivaldi Antenna for Impulse Radio Beamforming," *Dept. of Informatics, University of Oslo, Norway*, 2009.
- [15] C. A.Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design 2ed edition*. J.Wiley&Sons, 1997.

- [16] E.Gazit, "Improved design of the vivaldi antenna.," *IEE Proceedings*, p. 89–92, 1988.
- [17] P. S. L. H. J.D.SNewham, "Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays," *IEE Proc -Mmow Antennas Propag*, vol. 143, no. 2, pp. 97-102, Apr. 1996.
- [18] R.F.HARRINGTON, *Field Computation by Moment Methods*. Krieger Publishing Company, 1982 (1968).
- [19] D.M.POZAR, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 6, pp. 1191-1196, Nov. 1982.
- [20] M. D. D. M.C BAILEY, "Input Impedance of Microstrip Antennas," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 4, pp. 645-650, 1982.
- [21] E. H. N. P.TULYATHAN, "Analysis of Microstrip Antennas using Moment Methods," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 47-53, Jan. 1981.
- [22] M.NEY, "Simulation électromagnétique-Outils de conception E 1030," *Techniques de l'Ingénieur*, pp. 1-21.

---

# CHAPITRE III

---

Simulations et résultats

# Chapitre III Simulations et résultats

## Sommaire

<b>III. Chapitre III Simulations et résultats .....</b>	<b>69</b>
III.1 Introduction.....	70
III.2 Choix de l'outil de simulation.....	70
III.3 L'antenne monopôle planaire.....	71
III.3.1 Géométrie de base .....	71
III.3.2 Résultats de Simulations .....	73
III.3.3 Etude paramétrique .....	74
III.3.4 L'antenne Diamant Optimisée.....	80
III.4 L'antenne à fente à transition conique Vivaldi TSA.....	84
III.4.1 Introduction.....	84
III.4.2 Géométrie de base .....	85
III.4.3 Résultats de Simulations .....	86
III.4.4 La technique d'alimentation.....	88
III.4.1 Miniaturisation.....	89
III.4.2 Etude paramétrique .....	89
III.4.3 L'antenne Vivaldi Optimisée .....	93
III.5 Conclusion.....	97
<b>Bibliographie .....</b>	<b>98</b>

## III.1 Introduction

Ce chapitre se propose de mettre en lumière les principaux paramètres de dimensionnement des antennes choisies suivant les caractéristiques désirées. Nous commençons par des comparaisons avec d'autres auteurs et d'autres méthodes numériques de calculs, tout en validons la technique d'alimentation pour chaque antenne dans la bande WPAN [3,1-10,6].

Deux études paramétriques de chaque antenne seront présentées par la suite, afin de miniaturiser et optimiser les structures de bases. Ces nouvelles structures possèdent à la fois un caractère Ultra Large Bande et un faible encombrement.

## III.2 Choix de l'outil de simulation

Une des priorités de ce mémoire de magister était de concevoir des antennes Ultra Large Bande en technologie imprimée, afin de bénéficier à la fois d'un encombrement minime, et gardons les meilleures caractéristiques de l'antenne d'un point de vue bande passante et adaptation. Pour cela nous avons choisi deux outils de simulations avec deux méthodes de calculs différentes, le premier c'est l'outil CST *Microwave Studio* (Annexe-A) qui utilise la technique d'intégration finie (FIT) [1]; et le second outil c'est l'IE3D de *Zeland* (Annexe-B) avec la méthode des Moments (MoM) [2]. Ces deux méthodes sont détaillées dans (§ II-5).

En effet, IE3D permet de simuler des structures antennaires bidimensionnels et mêmes tris dimensionnels ayant des substrats de dimensions infinies ; par contre le CST utilise un substrat limité, défini comme un cube rempli d'une permittivité relative.

Une autre différence entre les deux simulateurs, est dans la technique de maillage utilisée, l'IE3D utilise une technique de maillage surfacique formée par des cellules généralement de formes triangles et/ou des rectangles, par contre, le CST *Microwave studio* utilise deux techniques de discrétisation : une discrétisation surfacique (cellules en 2D) et une discrétisation volumique (cellules en 3D).

L'objectif du maillage en cellule, consiste à calculer les densités de courants surfaciques électriques ou magnétiques pour chaque cellule, afin de calculer le champ total de toute la structure.

Une fois ces courants déterminés, les caractéristiques de la structure étudiée peuvent être visualisées sous différentes formes: paramètres [S], lieu d'impédance, diagramme de rayonnement à deux ou trois dimensions, représentation des densités de courants, etc...



### III.3 L'antenne monopôle planaire

#### III.3.1 Géométrie de base

Une nouvelle structure d'antenne Monopôle planaire a été proposée dans l'article [3], constituée d'un seul triangle rayonnant, possédant Cinq marches d'escaliers au niveau de la base, ce qui nous ramène à une forme Diamant coupée longitudinalement (Figure III-1).

Cet élément alimenté par une ligne microruban  $50 \Omega$  de largeur « k », et possédant un plan de masse au-dessous du substrat définit par « G ».

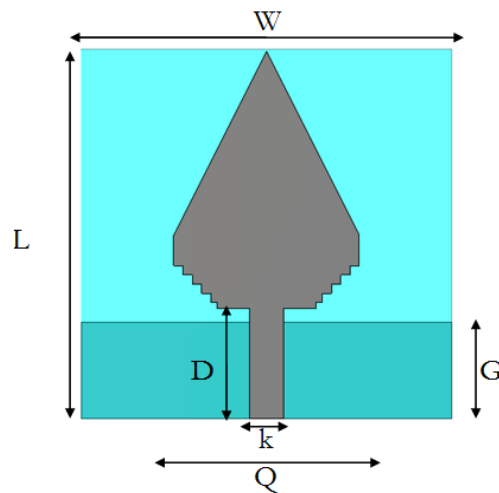


Figure III-1 l'antenne Monopôle planaire « Diamant »

Les paramètres géométriques de cette antenne « Diamant » sont représentés dans la Figure III-1, avec une dimension totale de  $30 \times 30 \text{ mm}^2$ . Les valeurs de ces paramètres sont mentionnés dans le tableau ci-dessous.

Paramètres	Dimensions (mm)
W	30
L	30
k	2.72
G	7.9
Q	15
D	9

Tableau III-1 dimensions de l'antenne

### III.3.1.1 Le Substrat utilisé

Le substrat utilisé pour la simulation de cette antenne est du type FR4 avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 4.5$  et une épaisseur  $h = 1.6 \text{ mm}$ . (Figure III-2).

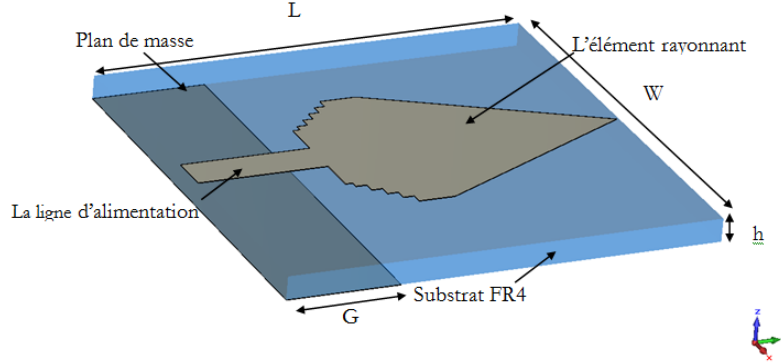


Figure III-2 Représentation en 3D de la structure de l'antenne Diamant

### III.3.1.2 Ligne d'alimentation

L'alimentation de l'antenne monopôle planaire « Diamant », est assurée par une ligne microruban d'une impédance caractéristique  $50 \Omega$ .

Dans [4], la formule de l'impédance caractéristique  $Z_c$  est représentée par les expressions suivantes (en  $\Omega$ ) :

Pour des lignes étroites ( $W/h < 3,3$ ) :

$$Z_c = \frac{119.9 \pi}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \times \left\{ \ln \left( 4 \frac{h}{W} + \sqrt{16 \left( \frac{h}{W} \right)^2 + 2} \right) - \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{\pi}{4} \right) \right\} \quad (\text{III-1})$$

Pour des lignes larges ( $W/h > 3,3$ ) :

$$Z_c = \frac{119.9 \pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{W}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln \left( \frac{e \pi^2}{16} \right)}{2\pi} \cdot \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi \epsilon_r} \times \left( \ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left( \frac{W}{2h} + 0.94 \right) \right) \right\}^{-1} \quad (\text{III-2})$$

Avec

$\epsilon_r$  : Permittivité du substrat

$W$  : La largeur de la ligne microruban

$h$  : La hauteur du substrat.

La ligne d'alimentation  $50 \Omega$  présentée dans la Figure III-3-a ainsi été simulé avec une largeur « k ». Les paramètres S associés à cette transition sont présentés en Figure III-3-b, et laissent

apparaître des niveaux en réflexion inférieurs à -23 dB sur une large bande fréquentielle de 3,1 à 12 GHz, pour des niveaux en transmission de -0.6 dB.

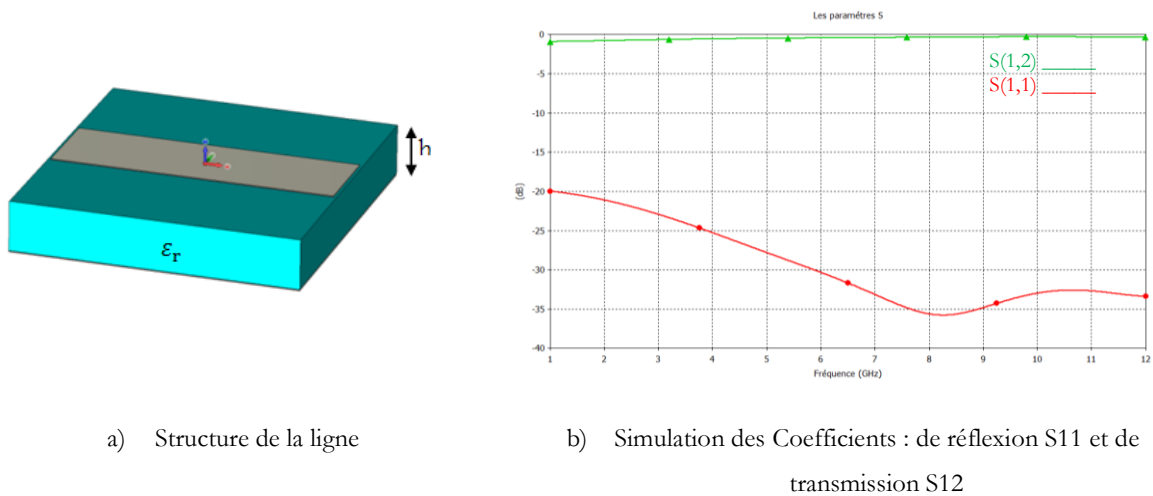


Figure III-3 Adaptation de la ligne d'alimentation

### III.3.2 Résultats de Simulations

Nous allons représenter pour cette antenne le coefficient de réflexion, qui va nous permettre de visualiser le niveau d'adaptation et la bande passante désirée.

Les marches d'escaliers sont conçues pour augmenter la longueur électrique de l'antenne, la simple raison est d'assurer une adaptation aux basses fréquences allant de 3 à 4 GHz.

La Figure III-4 présente les modules des coefficients de réflexions S [1,1] obtenu dans l'article [3] par mesure et par la méthode des éléments finis FEM (HFSS), tandis que la Figure III-5 illustre les résultats après simulations par deux autres méthodes numériques MOM (IE3D) et FIT (CST). L'avantage majeur d'utiliser différents simulateurs, c'est de trouver les résultats les plus réels (avec précision) avant de passer à la réalisation.

Plusieurs simulateurs électromagnétiques considèrent le substrat infini dans leurs calculs. L'IE3D utilise un substrat infini par défaut, ce qui annule les rayonnements parasites des ondes de surface. Contrairement au CST, nous utilisons pour définir le substrat, un cube bien limité, rempli par un diélectrique d'une permittivité relative  $\epsilon_r$ .

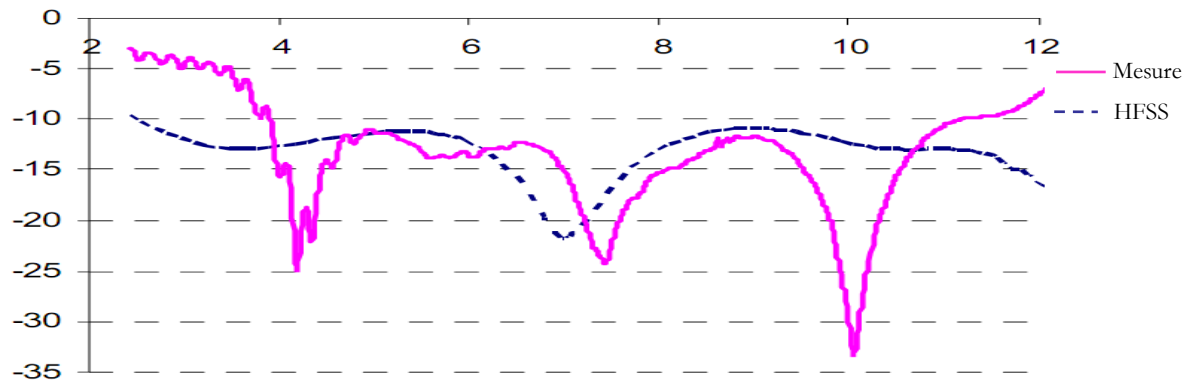


Figure III-4 Coefficients de réflexions  $S [1,1]$  de l'antenne [3]

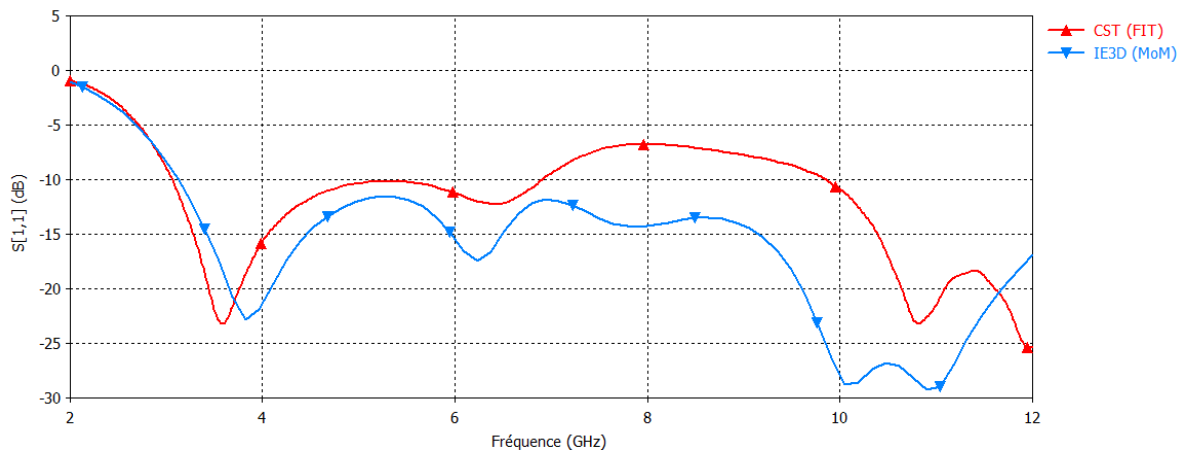


Figure III-5 Coefficients de réflexions  $S [1,1]$  obtenus par FIT et MOM

Une étude sous CST, sera menée par la suite pour voir l'influence des dimensions du substrat sur les caractéristiques de l'antenne.

### III.3.3 Etude paramétrique

Quelques paramètres définissant la géométrie de l'antenne Diamant seront modifiés, afin de constater leurs influences sur les performances de la structure, notamment en termes d'adaptation sur une large bande de fréquences. La base de l'étude sera celle définie dans les derniers paragraphes avec le même substrat donné dans III.3.1.1.

#### III.3.3.1 Effet de dimensions du substrat

Dans la partie précédente de simulation, nous avons constaté que les dimensions du substrat influent sur les caractéristiques d'adaptation de l'antenne, dans cette partie d'étude, nous essayons de varier les dimensions du substrat dans l'outil CST avec une variable notée « p » (Figure III-6). Les valeurs de simulations des dimensions du substrat sont données dans le tableau suivant :

Paramètre « p »	$L+p_1$	$L+p_2$	$L+p_3$	$L+p_4$
Dimension du substrat (mm <sup>2</sup> )	30 x 30	32 x 32	34 x 34	37 x 37

Tableau III-2 dimensions du substrat

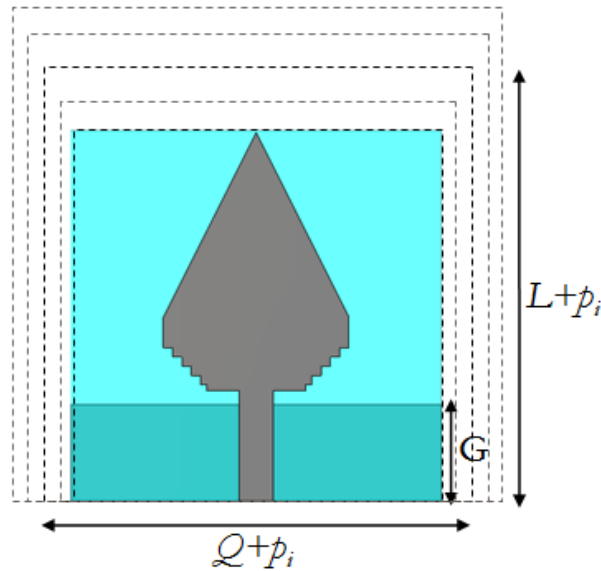


Figure III-6 Variation des dimensions du substrat avec le facteur  $p$

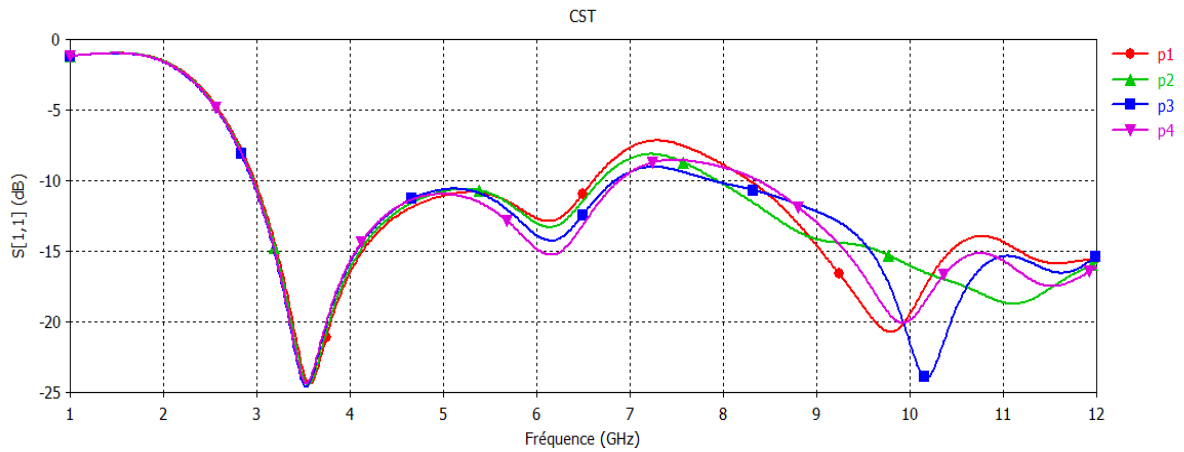


Figure III-7 Coefficient de réflexion  $S [1,1]$ , pour différentes valeurs de  $p$  simulé sous CST

D'après cette étude, nous constatons que l'adaptation s'améliore légèrement en augmentons les dimensions du substrat, ceci est due au faible rayonnement parasite causé par les ondes de surface. De ce faite, nous allons garder dans la suite de notre étude un substrat de dimension fixée à 30x30 mm<sup>2</sup>.

### III.3.3.2 Effet de la largeur du plan de masse

Afin d'étudier l'influence de la largeur du plan de masse sur les caractéristiques de l'antenne, nous allons faire varier la largeur du plan de masse noté par « G » (Figure III-8), et selon le tableau suivant :

Paramètre «G»	G <sub>1</sub>	G <sub>2</sub>	G <sub>3</sub>	G <sub>4</sub>
Dimension du substrat (mm)	7,9	8,1	8,25	8,4

Tableau III-3 dimensions du plan de masse

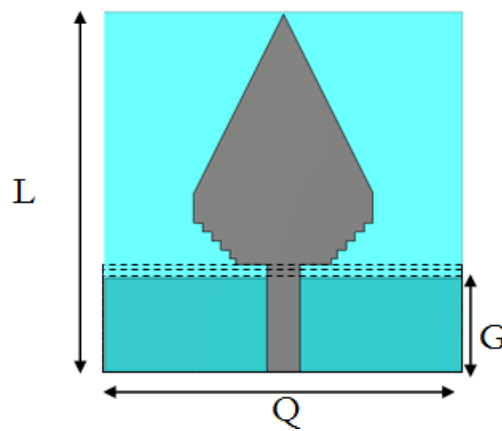


Figure III-8 Variation de la largeur du plan de masse G

L'influence de la géométrie du plan de masse sur l'adaptation de l'antenne varie selon la fréquence, l'adaptation s'améliore dans presque la totalité de la bande passante avec une augmentation légère dans la largeur G, par contre dans certaines bandes de fréquences, telles que [4,5-6,5] et [8,5-10,5] GHz, elle se détériore.

Le mieux c'est de trouver un compromis pour assurer une bonne adaptation sur une large bande passante.

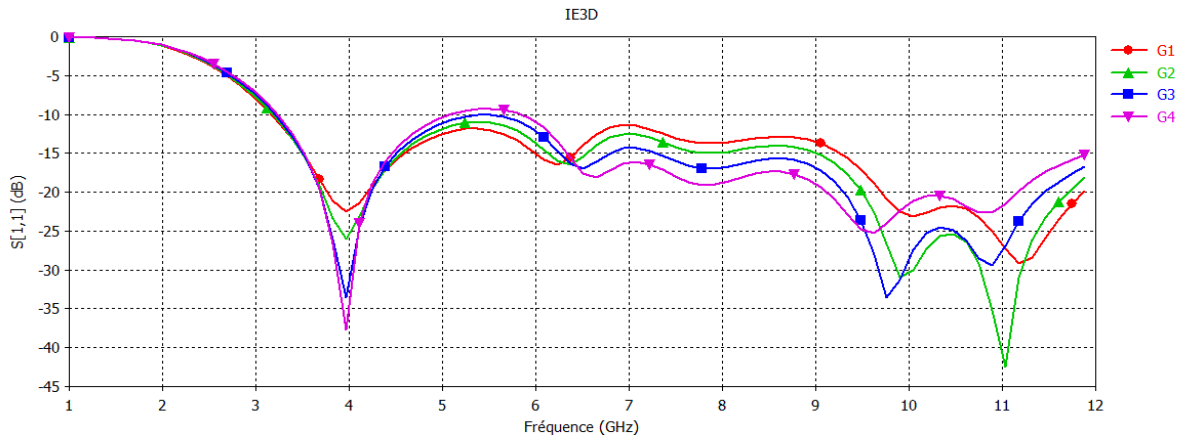


Figure III-9 Coefficient de réflexion  $S [1,1]$ , pour différentes valeurs de  $G$  simulés sous IE3D

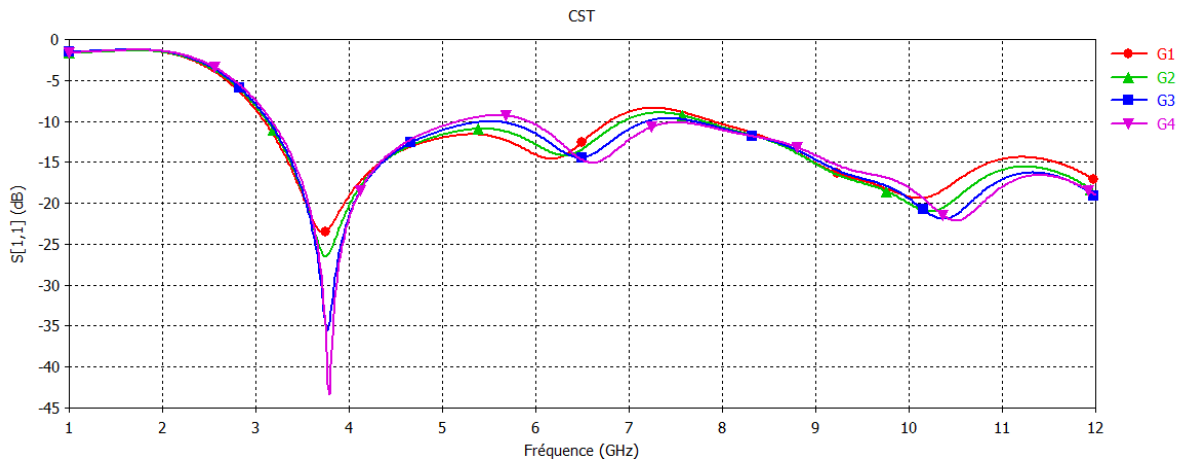


Figure III-10 Coefficient de réflexion  $S [1,1]$ , pour différentes valeurs de  $G$  simulés sous CST

### III.3.3.3 Variation de la géométrie du plan de masse

Nous allons arrondir les cotés du plan de masse et étudier alors son effet sur l'adaptation de l'antenne (Figure III-11). Notons que  $F$  représente le rayon de l'arc qui définit l'arrondissement aux deux cotés du plan de masse. Le Tableau III-4 donne les valeurs de  $F$  simulés.

Paramètre «F»	$F_1$	$F_2$	$F_3$	$F_4$	$F_5$
Dimension du substrat (mm)	0	4	7	12	15

Tableau III-4 géométrie de plan de masse

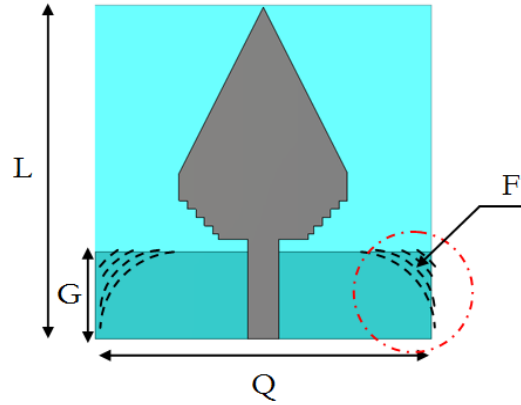


Figure III-11 La variation de la forme du plan de masse

Il est important de connaître la distribution des courants surfaciques afin que les modifications apportées, ne perturbe pas la structure initiale. La Figure III-12 illustre le courant surfacique pour quelques fréquences.

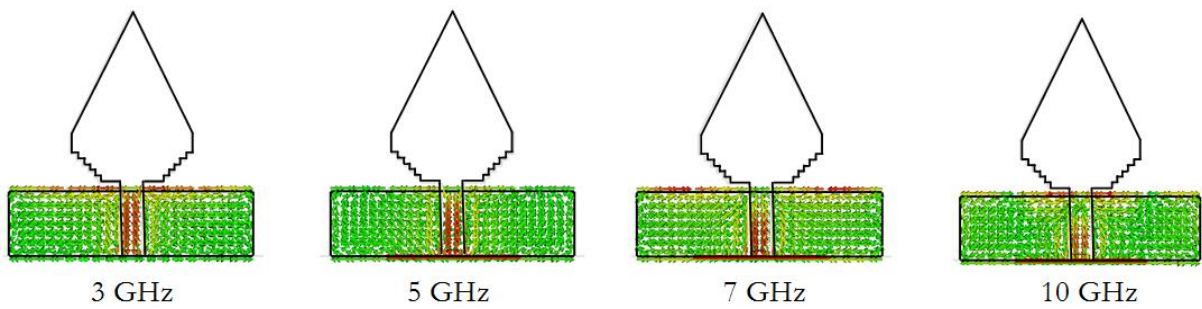


Figure III-12 Distribution du courant surfacique dans le plan de masse pour différentes fréquences

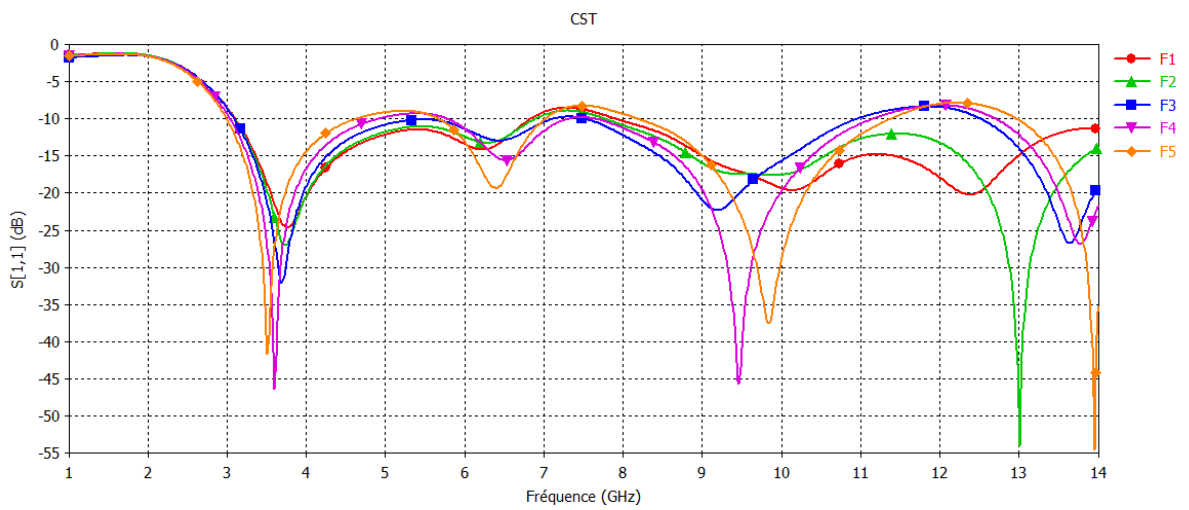


Figure III-13 Coefficients de réflexion  $S_{[1,1]}$ , pour différentes valeurs de  $F$  simulés sous CST



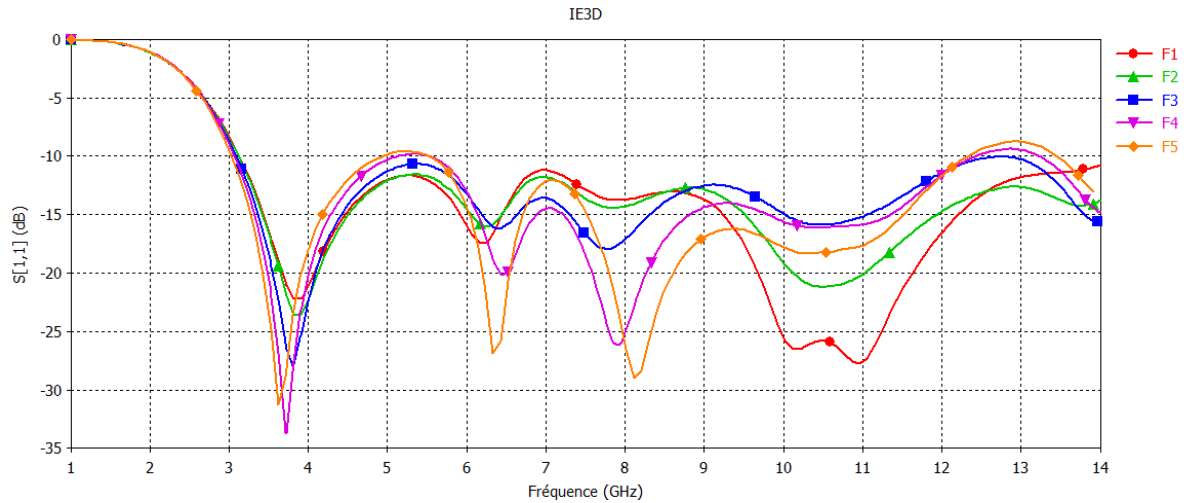


Figure III-14 Le coefficient de réflexion  $S [1,1]$ , pour différentes valeurs de  $F$  simulés sous IE3D

La forme du plan de masse influe sur l'adaptation de la ligne d'alimentation, donc sur l'adaptation de l'antenne. Après cette variation, nous remarquons que si on améliore les basses fréquences en risque de perturbées les hautes. Les meilleurs résultats sont entre  $F_3$  et  $F_4$ .

#### III.3.3.4 Variation de la forme de l'élément rayonnant

Nous nous sommes aussi intéressés dans notre étude à la miniaturisation de l'antenne Diamant, en agissant sur la géométrie de l'antenne en essayant de garantir un bon fonctionnement sur toute la bande de fréquences.

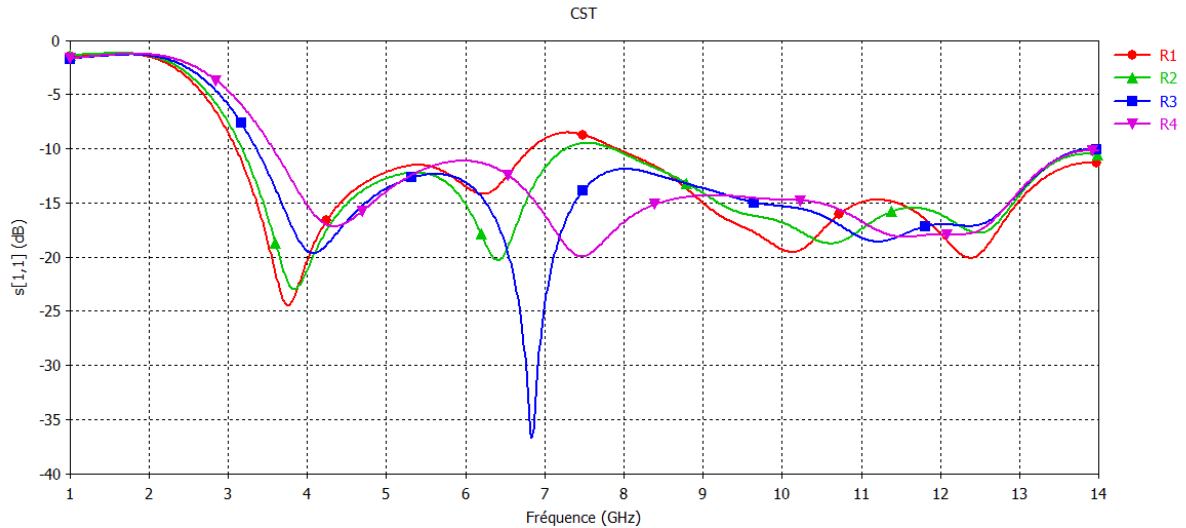
Le but de cette variation est de limiter les rayonnements parasites diffractés au niveau du bout de l'antenne par un arrondissement, défini par un arc de rayon  $R$ , ce paramètre varie de 0 mm à 6 mm par un pas de 2 (Tableau III-5).



Figure III-15 Arrondissement  $R$  au niveau du sommet de l'antenne.

Paramètre «R»	R <sub>1</sub>	R <sub>2</sub>	R <sub>3</sub>	R <sub>4</sub>
Dimension du substrat (mm)	0	2	4	6

Tableau III-5 la forme de l'élément rayonnant

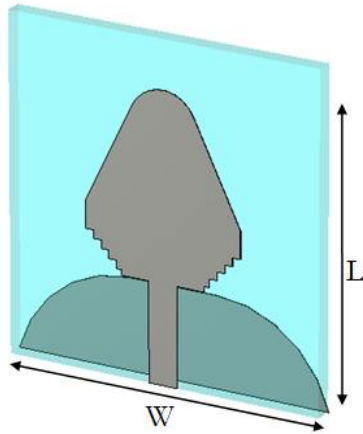
Figure III-16  $S_{[1,1]}$  pour différentes valeurs de R par la méthode FIT (CST)

Nous présentons dans la Figure III-16, les coefficients de réflexion de cette étude pour différentes valeurs de R simulés par l'outil CST. Nous remarquons qu'une adaptation est assurée sur une très large bande passante avec un rayon R<sub>3</sub> et un minimum d'encombrement vis-à-vis de la structure de base. En contre partie, cette modification réduit la longueur électrique de l'antenne, ce qui porte comme inconvénient, une légère variation de la fréquence de coupure à -10 dB.

### III.3.4 L'antenne Diamant Optimisée

À partir des études paramétriques menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres importants affectant les performances d'adaptation de l'antenne Diamant. Une antenne optimisée peut donc être présentée dans cette partie.

Dans le cadre de cette étude, nous voulions obtenir une bonne adaptation sur une large bande de fréquences, avec un minimum d'encombrement.



Paramètres	Dimensions (mm)
W	30
L	26
k	2.72
G	8.23
Q	15
F	12
R	4

Figure III-17 l'antenne Diamant ainsi Optimisée

L'antenne finale conclue à partir de notre étude paramétrique et représentée dans la Figure III-17, elle possède un plan de masse fini de largeur  $G = 8.23$  mm, avec la modification apportée aux deux cotés par un arrondissement de rayon  $F = 12$  mm.

Dans l'autre face du substrat, l'élément rayonnant alimenté par une ligne  $50 \Omega$ , est modifier au niveau de son bout d'un rayon  $R = 4$  mm, tout en garantissons le minimum d'encombrement.

Les résultats obtenus des coefficients des réflexions sont représenté dans la Figure III-18 qui nous donne une comparaison entre les deux outils de simulations CST et IE3D pour la structure optimisée et la structure avant optimisation (Initiale).

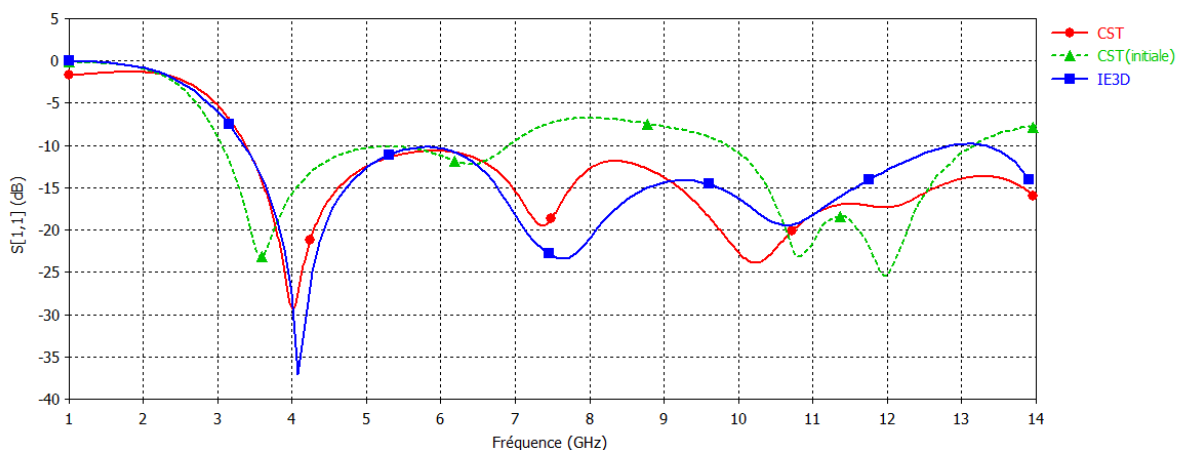


Figure III-18 Coefficients de réflexions pour la nouvelle antenne optimisée

La Figure III.19 représente une simulation jusqu'à 20 GHz, avec un temps de calcul bien plus important que dans la première simulation. La bande passante obtenue par cette nouvelle antenne ULB, est de 140%.

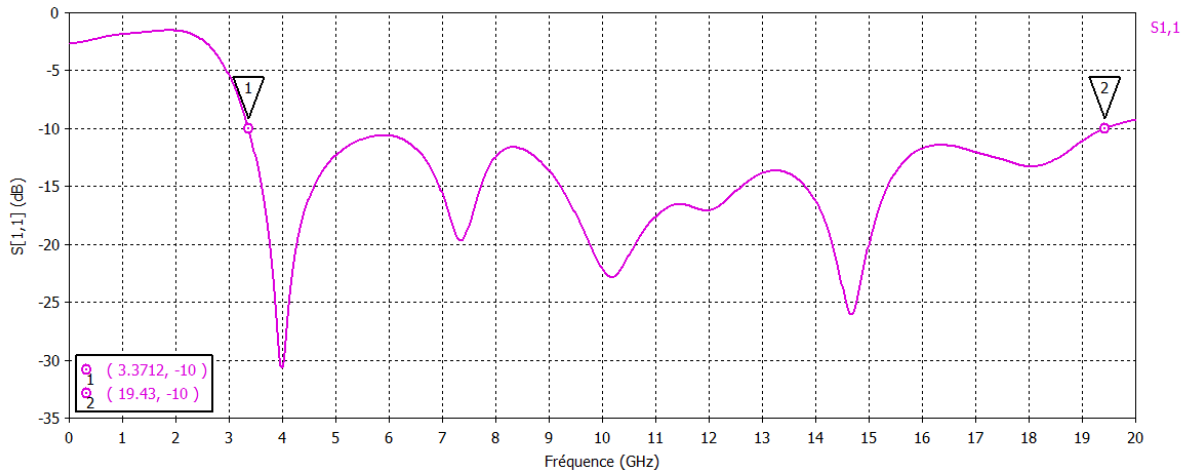


Figure III-19 Coefficients de réflexions pour la nouvelle antenne optimisée dans la bande [1-20 GHz]

Les dimensions de l’antenne optimisée sont plus petites que ceux de l’article [3]; elles sont de 26x30 mm. Le Tableau III-5 montre les différents résultats de gain, et de directivité obtenue pour quelques fréquences réparties sur toute la bande de fréquences 3, 5, 7 et 10 GHz. Cette structure présente un gain presque constant à partir de la fréquence centrale vers les hautes fréquences, un maximum de gain est obtenu à 7 GHz. Avec un rayonnement plus directif dans cette partie de la bande.

La Figure III-21 présente quelques diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences.

F (GHz)	Gain (dB)	$E_{max}$ (V/m)	directivité
3	1.439	5.505	1.732
5	1.828	7.19	1.978
7	2.448	8.432	2.498
10	2.408	8.476	2.540

Tableau III-5 : Gain, champs  $E_{max}$  et la directivité a plusieurs fréquences

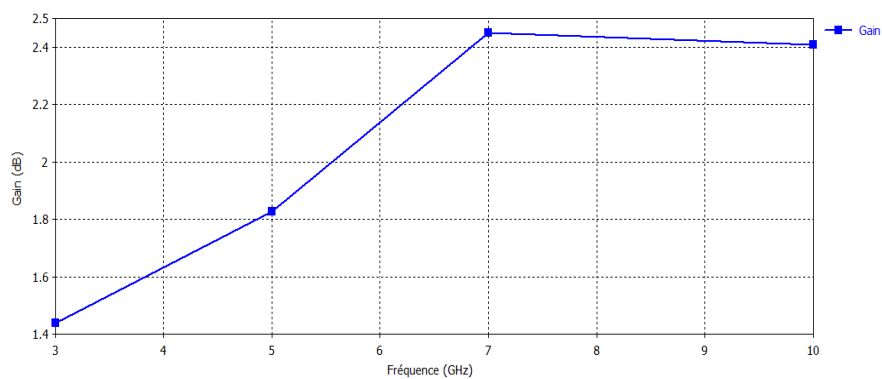
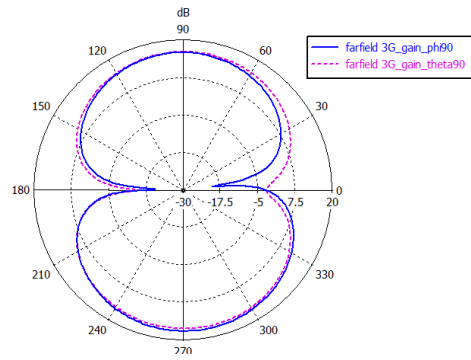
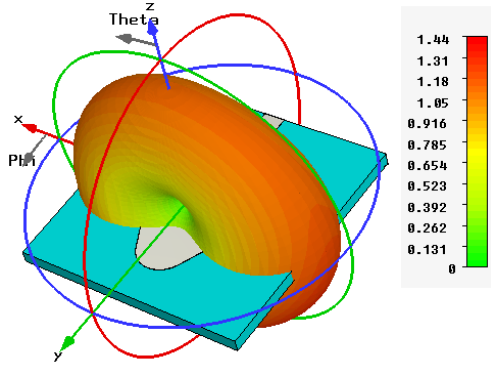
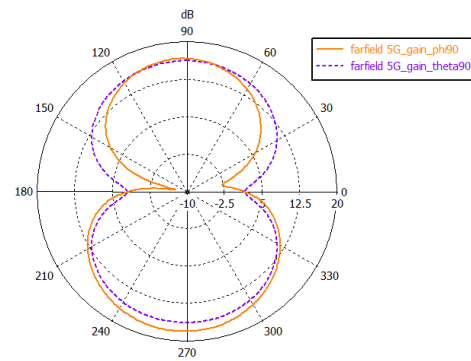
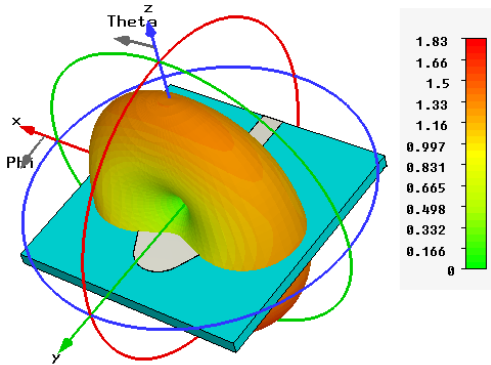


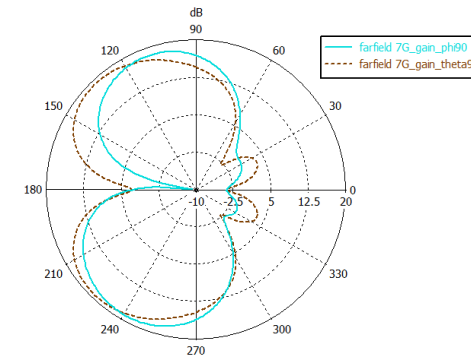
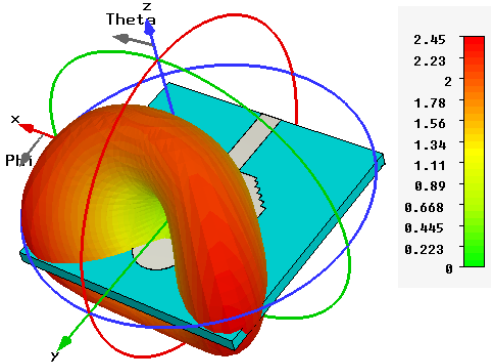
Figure III-20 le gain en fonction de la fréquence



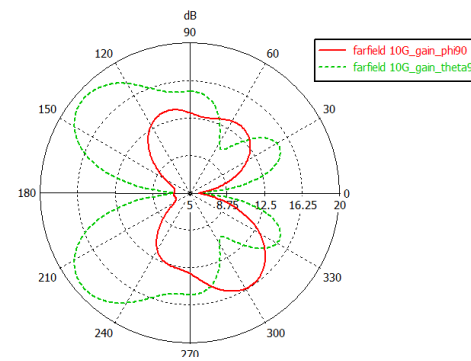
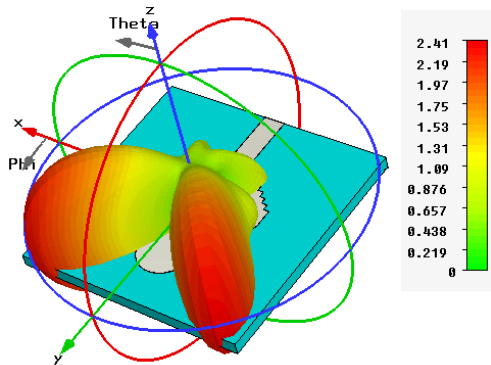
3 GHz



5 GHz



7 GHz



10 GHz

Figure III-21 Diagrammes de rayonnement en 3D et 2D (polaire)

## III.4 L'antenne à fente à transition conique Vivaldi TSA

### III.4.1 Introduction

L'antenne Vivaldi a été largement utilisée dans les systèmes ULB et principalement dans des applications radar et imagerie médicale, la description de son comportement et de son dimensionnement en fonction des caractéristiques désirées ne sont que peu détaillés.

L'antenne Vivaldi possède un profil d'une courbe exponentielle dans le plan x-y, défini par [5]:

$$y = C_1 e^{P x} + C_2 \quad (\text{III-3})$$

Où  $P$  est le coefficient de la courbure exponentiel et  $C_1$ ,  $C_2$  sont définis par :

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{P x_2} - e^{P x_1}} \quad (\text{III-4})$$

$$C_2 = \frac{y_1 e^{P x_2} - y_2 e^{P x_1}}{e^{P x_2} - e^{P x_1}} \quad (\text{III-5})$$

Avec  $(x_1, x_2)$  et  $(y_1, y_2)$  définis les coordonnées de l'antenne.

Où les coordonnées « y » représentent la longueur d'écartement du profil par rapport au milieu de la fente rayonnante alors que les coordonnées « x » correspondent à la longueur du profil.

La représentation graphique d'une antenne Vivaldi avec ces variables peut être vue dans la Figure III-22 :

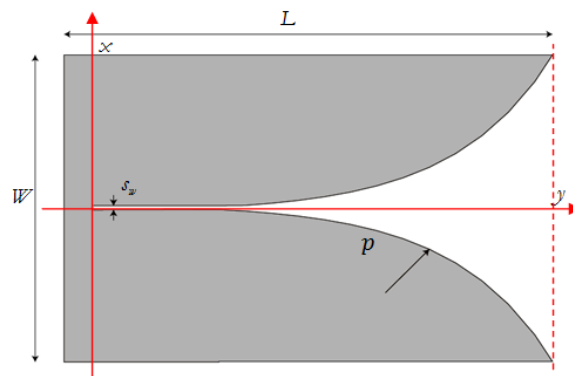


Figure III-22 la fente conique d'une antenne Vivaldi

D'après la Figure III-22 nous remarquons que la moitié de la forme conique peut être obtenue par une simple symétrie par rapport à l'axe des x.

Les paramètres «  $C_1$  » et «  $p$  » sont des constantes qui permettent d'ajuster l'ouverture de l'antenne en fonction de la longueur (Figure III-22). Ceci a pour conséquence d'agir directement sur la largeur et la forme du faisceau principal.

Une antenne à fente à transition conique du type Vivaldi a été étudiée dans l'article [6], par M. P. Piska et M. V. Sokol. Nous essayons par la suite de faire une comparaison avec cet article afin de valider les résultats obtenus.

### III.4.2 Géométrie de base

#### III.4.2.1 Profil conique

La nouvelle antenne optimisée par l'article [6] a une dimension total de 120 x 110 mm<sup>2</sup> (Figure III-23), ces dimensions sont obtenus en utilisant l'équation II-2.

Le profil exponentiel est donné par l'équation suivante :

$$f(x) = 0.057 e^{(0.07 x)} + 0.0474 \quad (\text{III-6})$$

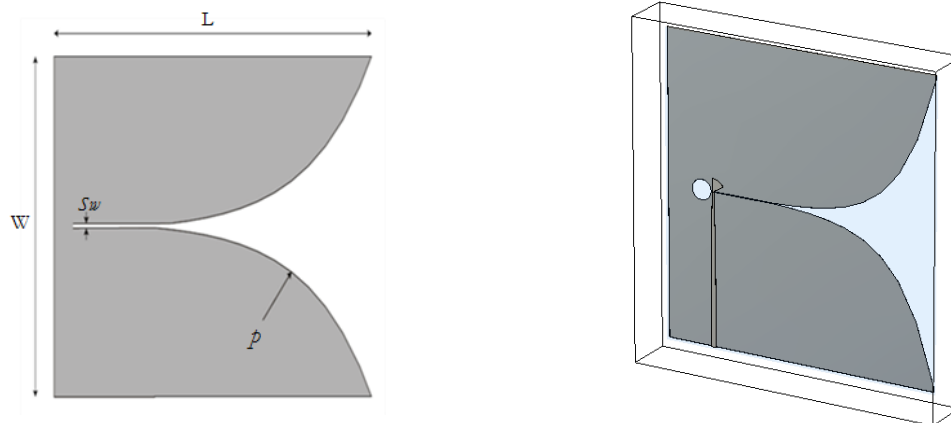


Figure III-23 l'antenne de l'article [6] avec les différents paramètres géométriques

Où  $p$  représente le profil de la courbe exponentiel, et  $Sw$  la largeur de la ligne à fente.

#### III.4.2.2 La technique d'alimentation

Nous nous sommes intéressé à la transition ligne microruban/ligne à fente ; afin d'alimenter l'antenne qui fonctionne dans la bande de fréquences des applications Ultra Large Bande, plus précisément dans la bande 3.1-10.6 GHz, La transition est montrée dans la Figure III-25.



Figure III-24 Le Transformateur d'impédance linéaire de 50 à 100  $\Omega$

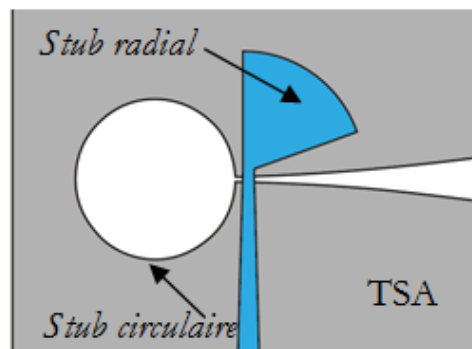


Figure III-25 L'alimentation et la transition entre la ligne et la fente

La ligne d'alimentation utilisée a une forme d'un transformateur d'impédance linéaire 50 vers 100  $\Omega$  (Figure III-24).terminer par un stub radial, et la transition elle se fait entre le stub et la ligne a fente.

#### III.4.2.3 Substrat utilisé

La conception de cet antenne Vivaldi a été faite sur un substrat de faible permittivité diélectrique, et plus proche de celle de l'air. Le substrat choisit dans l'article [6] est le plus «transparent» possible. Dans ce but, l'épaisseur du substrat est de  $h = 0.76$  mm avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 2.52$  et un facteur de dispersion  $\tan\delta = 0.0019$ . Le même substrat sera utilisé pour la suite de cette étude.

### III.4.3 Résultats de Simulations

On représente dans la Figure III-26 les tracés du module du coefficient de réflexion, mesuré en décibels, en fonction de la fréquence obtenu par M. P. Piska et M. V. Sokol. [6].

En contre partie, on illustre par la Figure III-27 les résultats de simulation effectuée à partir des deux méthodes de calcul *FIT et MoM*, en utilisant les deux logiciels CST et IE3D.



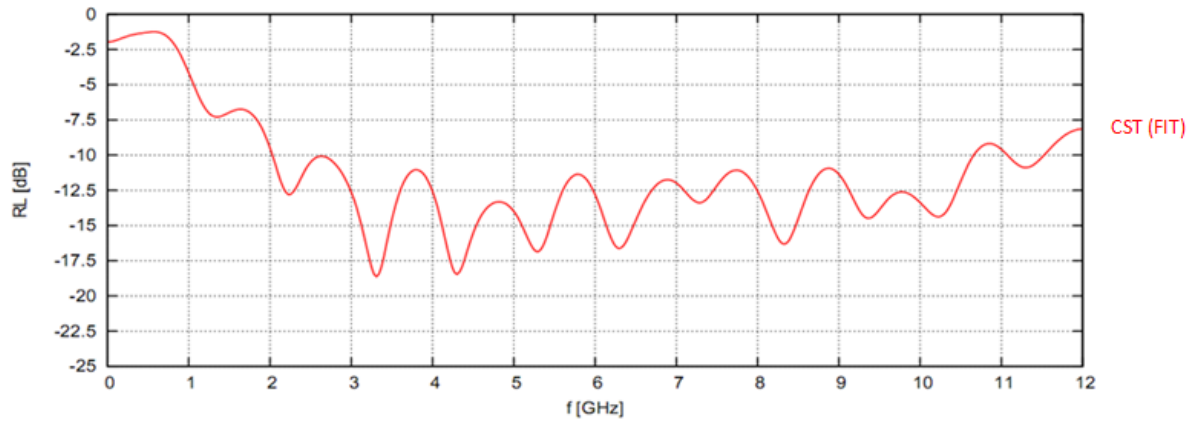


Figure III-26 Le coefficient de réflexion  $S[1,1]$  en dB de l'article [6]

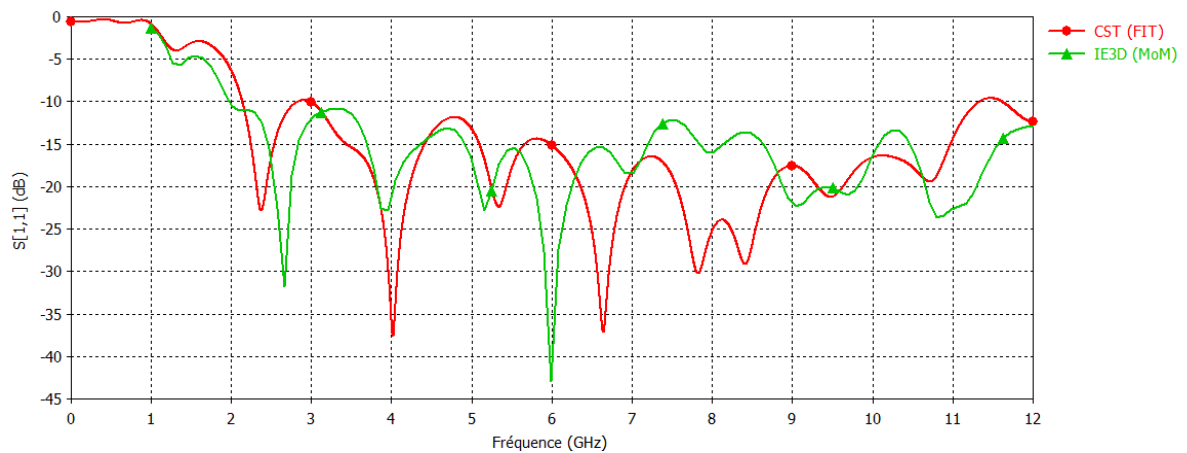


Figure III-27 Les résultats de simulation avec deux méthodes FIT et MoM

D'après les résultats de l'article[6], le coefficient de réflexion montre une bonne adaptation le long de la bande 2,03 à 10,65 GHz avec un niveau inférieur à -10 dB, donc une bande passante de 135.9 %.

Dans notre simulation avec la même méthode de calcul FIT, nous avons atteint une bande passante de 136.43% (2,14 à 11,33 GHz), avec un bon niveau d'adaptation dans toute cette bande.

Nous remarquons qu'avec le même outil de simulation (CST) et la même méthode utilisée (FIT), on arrive à deux résultats comparable mais avec des niveaux d'adaptation différents. Cette différence peut être due à plusieurs facteurs, tels que :

- Performances de la machine de calcul,
- Version de l'outil de simulation,
- Nombre de cellules pour le maillage,
- Dimensions des ports...

### III.4.4 La technique d'alimentation

Nous utilisons pour alimenter l'antenne Vivaldi un transformateur d'impédance linéaire  $50 \Omega$  vers  $100 \Omega$ . Cette ligne se termine par un stub radial défini par un angle  $\theta$  et un rayon  $R$ , et la fente par un stub circulaire de diamètre  $D$  (Figure III-28).

Il a été montré dans [7] que le maximum de couplage est réalisé lorsque l'impédance de la ligne microruban  $Z_m$  est égale à environ 90% de l'impédance de la ligne à fente  $Z_s$ ; la ligne microruban d'excitation a ainsi été adaptée en conséquence pour ramener une impédance de  $50 \Omega$  à son entrée.

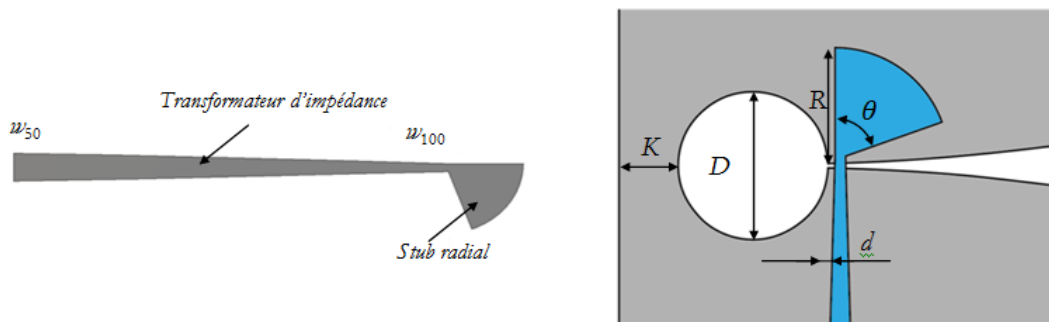


Figure III-28 Ligne d'alimentation utilisée avec ces paramètres géométriques

Le transformateur d'impédance de la Figure III-28 est simulé avec les dimensions optimisées. Les paramètres S associés à cette transition sont présentés dans la Figure III-29, et laissent apparaître des niveaux en réflexion inférieurs à  $-20$  dB sur une large bande fréquentielle de 3,4 à 12 GHz pour des niveaux en transmission de  $-0.4$  dB.

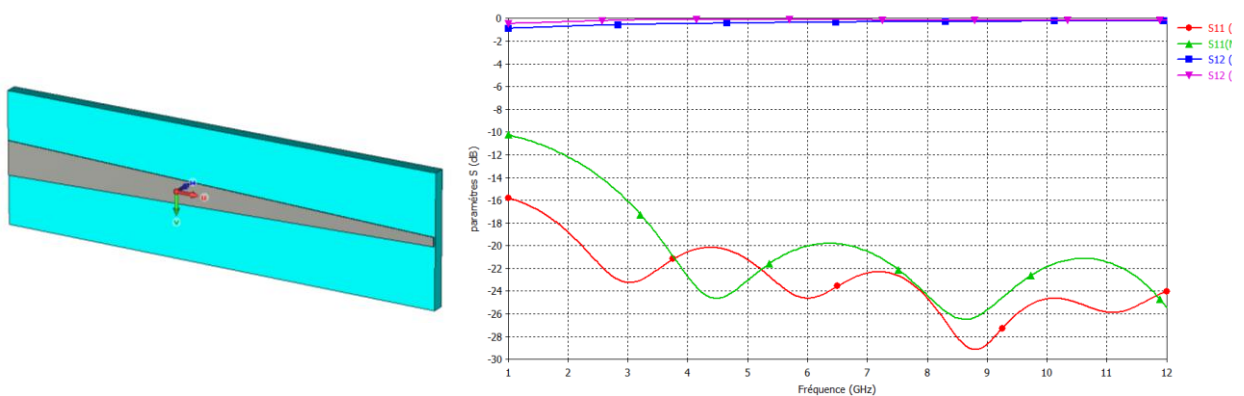


Figure III-29 Coefficients de réflexion et de transmission  $S [1,1]$  et  $S [1,2]$  de la ligne d'alimentation

### III.4.1 Miniaturisation

Avant de commencer l'étude paramétrique de l'antenne Vivaldi à fente conique, il convient de définir une structure de référence, dimensionnée théoriquement pour couvrir le cahier de charges, du moins en termes d'adaptation dans la bande [3,1-10,6], avec les mêmes caractéristiques du substrat déjà utilisé dans paragraphe §III.4.2.3. Notre antenne Vivaldi de référence se base sur les études des articles [6] et [8].

Afin d'atteindre les performances souhaitées, nous allons faire varier les paramètres géométriques de base de la structure tel que la partie rayonnante (Figure III-23) et les paramètres de la technique d'alimentation (Figure III-28).

L'antenne ainsi miniaturisée est illustrée dans La Figure III-30, avec un volume global occupé de 60 x 58 x 0.76 mm<sup>3</sup>.

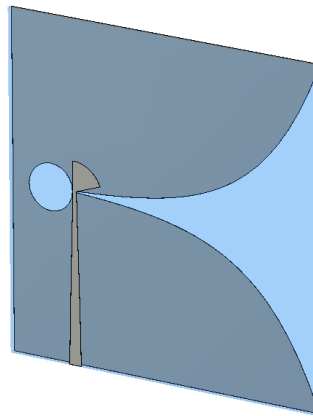


Figure III-30 Antenne Vivaldi miniaturisée définit comme nouvelle structure de référence

### III.4.2 Etude paramétrique

#### III.4.2.1 Effet du profil conique

Tout d'abord, nous allons nous intéresser au profil exponentiel défini par le facteur « p » qui est un paramètre propre aux antennes du type Vivaldi TSA.

Nous avons étudié le comportement de l'antenne pour des profils différents afin de bien mettre en évidence le rôle joué par ce facteur. (Figure III-31)

Les simulations sont faites avec les mêmes caractéristiques du substrat et la même technique d'alimentation définie auparavant.

Par la suite, l'outil de simulation utilisé sera le CST, il possède un générateur de maillage plus puissant, puisque ce type d'antenne nécessite un nombre de cellules bien plus importants que l'autre type (monopole planaire), à cause de la forme conique de son profil.

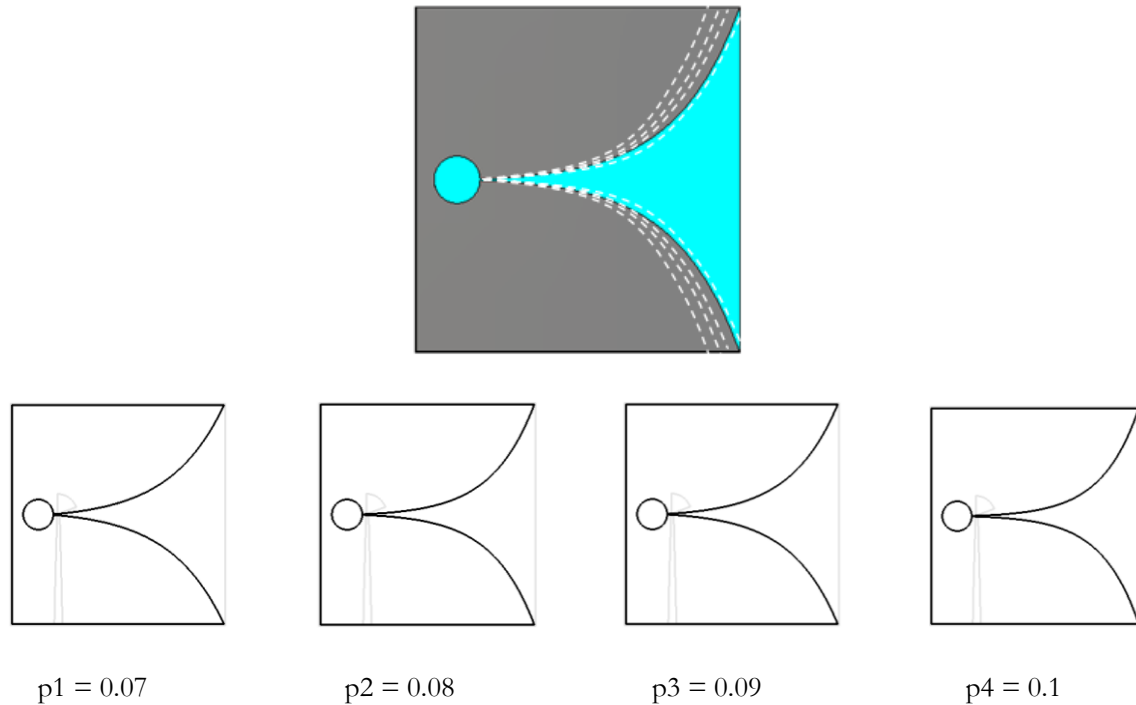


Figure III-31 Différents profils  $p$  pour l'antenne TSA

La Figure III-32 représente les tracés du module du coefficient de réflexion, simulé en décibels, en fonction de la fréquence obtenue par la méthode *FIT* pour différentes valeurs du profil «  $p$  ».

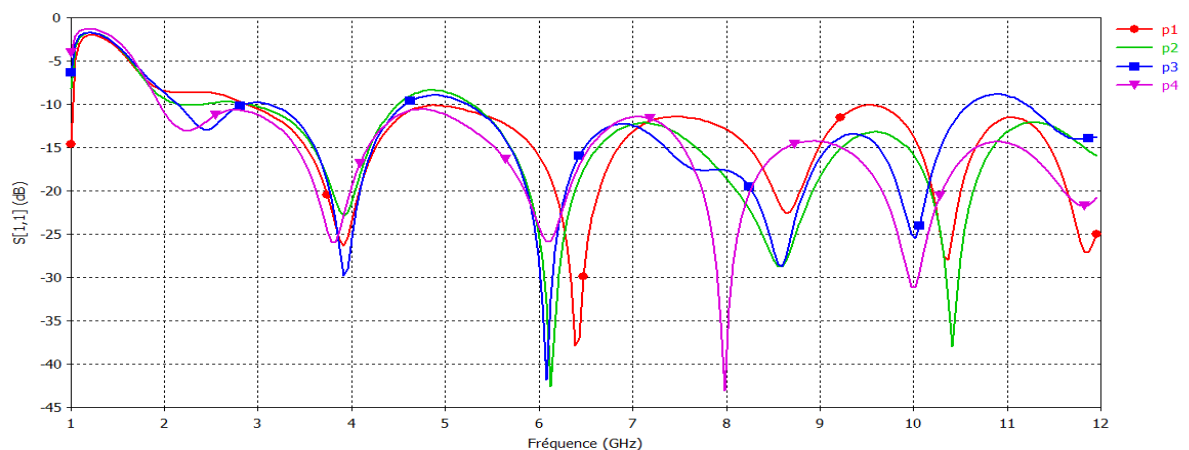


Figure III-32 Influence de la variation du profil  $p$  sur le coefficient de réflexion  $S [1,1]$

Suite à ces résultats (Figure III-32), on peut en déduire que l'augmentation du paramètre  $p$  peut améliorer l'adaptation et la bande passante.

La Figure III-32 nous montre qu'on peut améliorer les résultats trouvés dans l'article [6] de M. P. Piska et M. V. Sokol. Cette amélioration est bien sur dans les limites indiquées par l'ouverture de l'antenne et la largeur de ligne à fente  $Sw$ . La bande passante trouvée dans [6] est de 135%, et peut atteindre dans notre cas les 140% en utilisant un profil  $p_3$ , ou  $p_4$ .

#### III.4.2.2 Effet de la position de la ligne d'alimentation

La position de la ligne d'alimentation sera aussi variée pour différentes valeurs afin de trouver la meilleure position, cette variation est paramétrée par le paramètre « d » (Tableau III-6).

Paramètre «d»	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$	$d_5$
Valeurs en (mm)	0	1	2	3	4

Tableau III-6 la position de la ligne d'alimentation

L'impacte de cette variation sur la bande passante sera montré dans la Figure III-33 qui présente le module de coefficient de réflexion pour différentes valeurs de « d » à partir de l'extrémité de la fente.

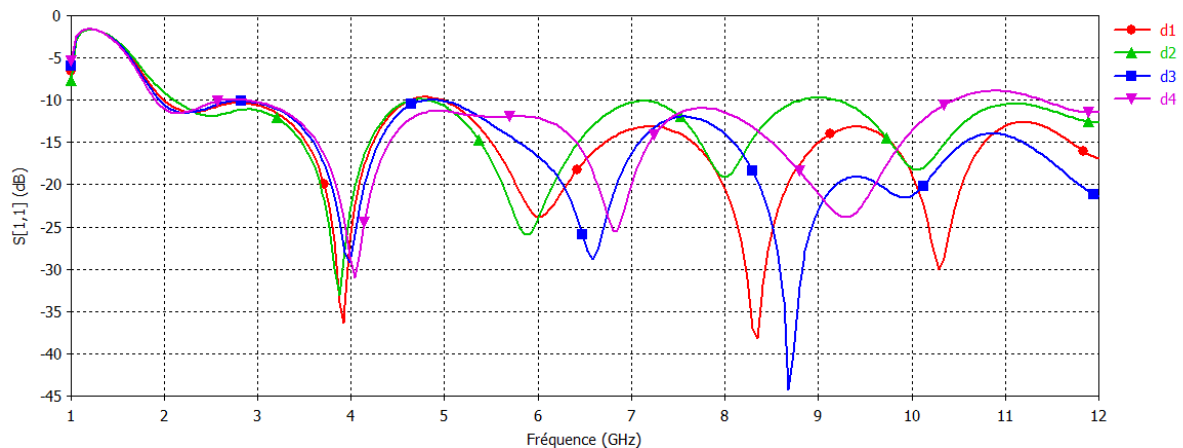


Figure III-33 Variations du coefficient de réflexion  $S [1,1]$  pour différentes valeurs de « d ».

Nous remarquons que cette variation n'a pas une grande influence sur les basses fréquences, par contre, une désadaptation à partir de la fréquence centrale jusqu'aux hautes fréquences de la bande. Cette désadaptation est peut être causée par la mauvaise transition entre la fente et la ligne d'alimentation.

#### III.4.2.3 Effet de l'angle radial Téta

L'adaptation de cette antenne sera essentiellement assurée par une meilleure transition entre la ligne d'alimentation et la fente ; le transformateur d'impédance déjà étudiée dans un paragraphe précédent, nous a montré un très bon fonctionnement sur toute la bande des fréquences, afin de

trouver les géométries optimales du stub radial, nous avons varié par la suite ses différents paramètres, tel que l'angle  $\theta$  et le rayon R.

Nous commençons par le paramètre  $\theta$ , avec différentes valeurs données dans le tableau ci-dessous.

Paramètre « $\theta$ »	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$
Valeurs en °	30	45	60	70	90

Tableau III-7 L'angle radial  $\theta$

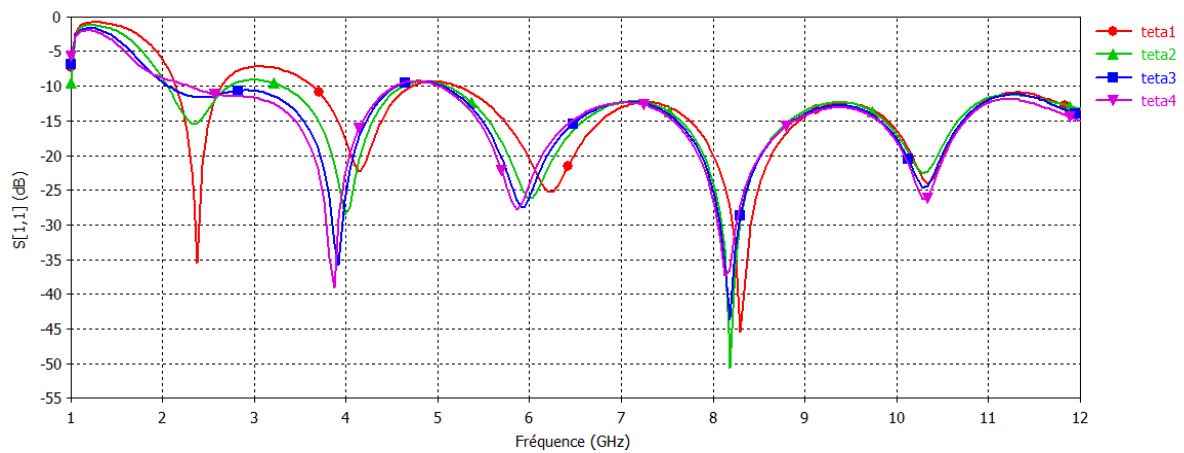


Figure III-34 Variations du coefficient de réflexions  $S [1,1]$  pour différentes valeurs de «  $\theta$  ».

Les résultats obtenus dans la Figure III-34, montrent que la meilleure transition ligne / fente est obtenue avec un angle entre 60 et 70 du stub radiale.

#### III.4.2.4 Effet du rayon

Faisons varier maintenant le rayon du stub « R », la Figure III-35 montre les différents résultats du coefficient de réflexion pour chaque valeur de R (Tableau III-8).

Paramètre «R»	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_4$
Valeurs en (mm)	3	4	5	6

Tableau III-8 rayon R du stub radial

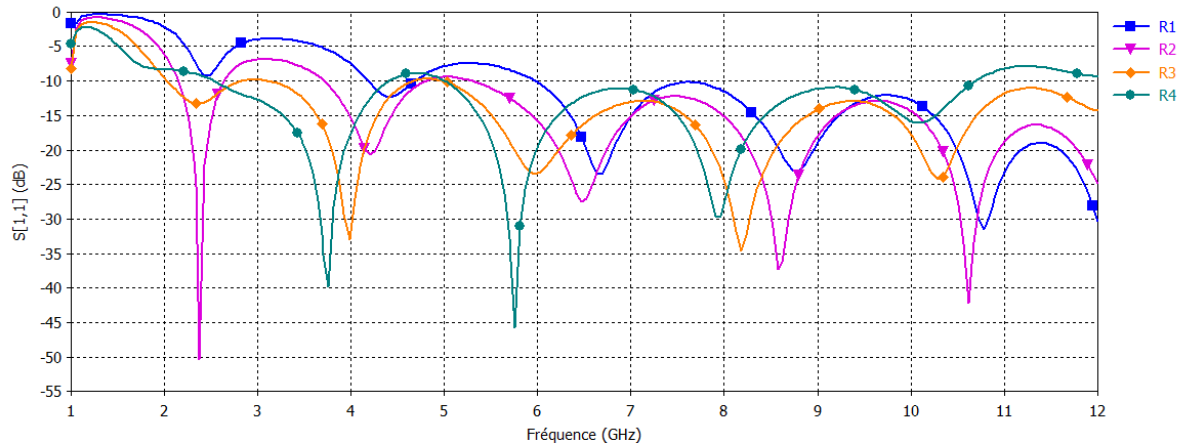


Figure III-35 Variations du Coefficient de réflexion  $S [1,1]$  pour différentes valeurs de « R ».

Les résultats de simulations sont montrés dans la Figure III-35. Nous constatons que pour des valeurs basses de  $R$ , on n'a pas réellement une bonne adaptation à cause de la mauvaise transition entre la ligne et la fente, avec des pics décalés vers les basses fréquences.

### III.4.3 L'antenne Vivaldi Optimisée

La précédente partie, relative à l'étude de l'antenne Vivaldi, a permis de mettre en évidence le rôle des paramètres critiques sur les différents caractéristiques de l'antenne, nous pouvons déduire une antenne Vivaldi optimisée dans cette partie fonctionnant dans la bande fréquentielle [3.1-10] GHz, avec des niveaux d'adaptation qui restent en dessous de -10 dB.

La Figure III-36 nous montre la géométrie finale de l'antenne.

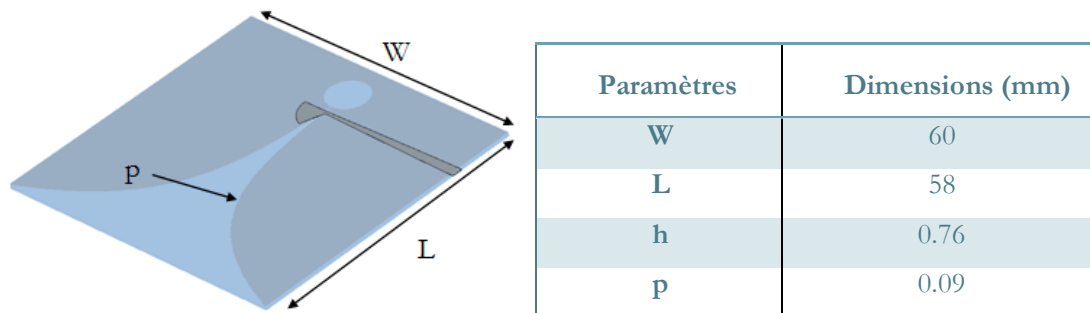


Figure III-36 l'antenne Vivaldi TSA ainsi Optimisée

Nous gardons les mêmes paramètres du substrat utilisé dans la structure de base, avec une permittivité relative faible de  $\epsilon_r = 2.52$  et un facteur de dispersion  $\tan\delta = 0.0019$ , l'épaisseur du substrat  $h = 0.76 \text{ mm}$ .

Le premier paramètre à fixer c'était le profil de la fente conique, nous avons choisi un profil qui contient une longueur électrique plus grande que celle de l'article [6], avec un facteur  $p=0.09$  au lieu de 0.07.

Une fois le meilleur profil retrouvé, il est possible d'améliorer les paramètres de l'antenne par un ajustement dans les paramètres d'alimentation.

Pour assurer la bonne transition entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant, trois facteurs essentiels sont fixés d'après les études précédents, la position de la ligne « d », l'angle «  $\theta$  » et le rayon « R » du stub radial.

La position de la ligne a était optimisée pour atteindre une valeur  $d=0.006 \lambda$  (mm), ainsi le stub radiale est fixé à un angle ouverture de  $70^\circ$ , et concernant le rayon R, le choix est fixé sur  $R=5$  mm environ  $\lambda/20$ .

Les résultats obtenus des coefficients de réflexions sont ainsi représenté dans la Figure III-37 qui nous donne une comparaison entre les deux outils de simulations CST et IE3D pour la structure optimisée et la structure initiale de l'article [6]. Et d'un point de vue géométries, les dimensions des deux antennes sont montrées dans la Figure III-38.

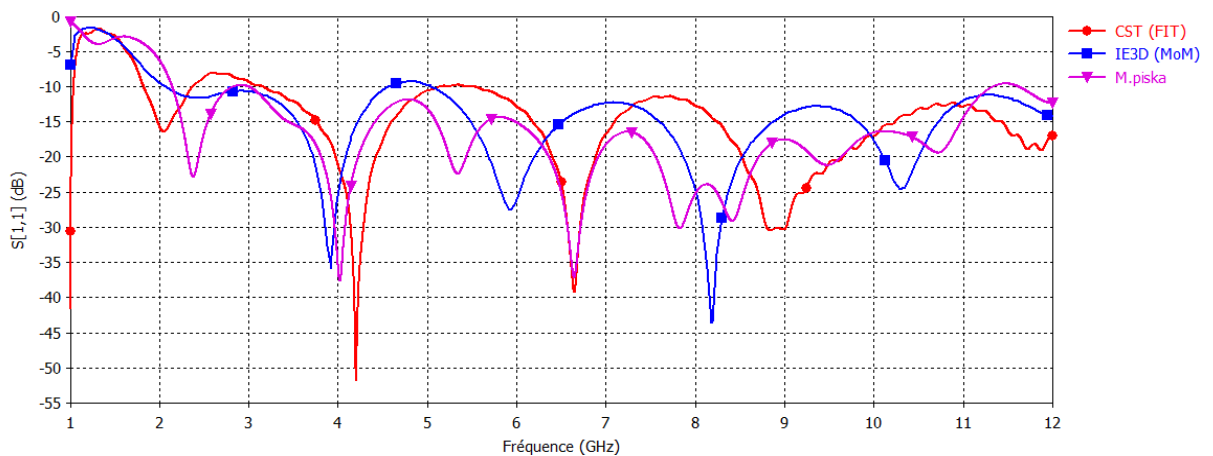
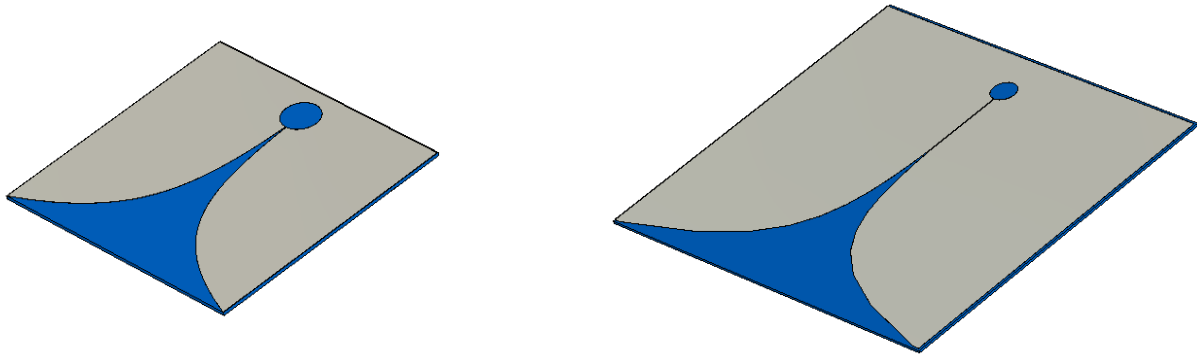


Figure III-37 Coefficients de réflexions pour la nouvelle antenne optimisée

Le nombre de cellules pour cette nouvelle antenne miniaturisée est de 371.523 *meshcells*, presque la moitié de l'antenne initiale étudiée comme base d'étude, elle nécessite environ trois heures pour la simulation.





a- La nouvelle antenne miniaturisée

b- Antenne de l'article [6]

Figure III-38 comparaison entre les dimensions de l'antenne miniaturisée et celle de l'article [6]

Cette antenne occupe une surface de  $60 \times 58 \text{ mm}^2$  pour une épaisseur de  $0.76 \text{ mm}$  et offre un gain maximal de  $6.2 \text{ dB}$  à  $5 \text{ GHz}$ . Ces résultats sont donnés dans le Tableau III-9 pour trois autres fréquences  $3$ ,  $7$  et  $10 \text{ GHz}$ . Les figures qui correspondent à ces résultats sont données en 2D et 3D.

Remarquons d'après les résultats de ces diagrammes, que l'antenne Vivaldi présente un gain plus directif dans les différentes fréquences choisies, avec un maximum de directivité au tour de la fréquence de  $5 \text{ GHz}$ . Le rayonnement directionnel est fortement recommandé dans l'imagerie médicale.

F (GHz)	Gain (dB)	$E_{\max}$ (V/m)	directivité
3	1.106	5.370	3.102
5	6.2	13.04	7.157
7	3.809	10.59	4.880
10	3.672	10.34	4.512

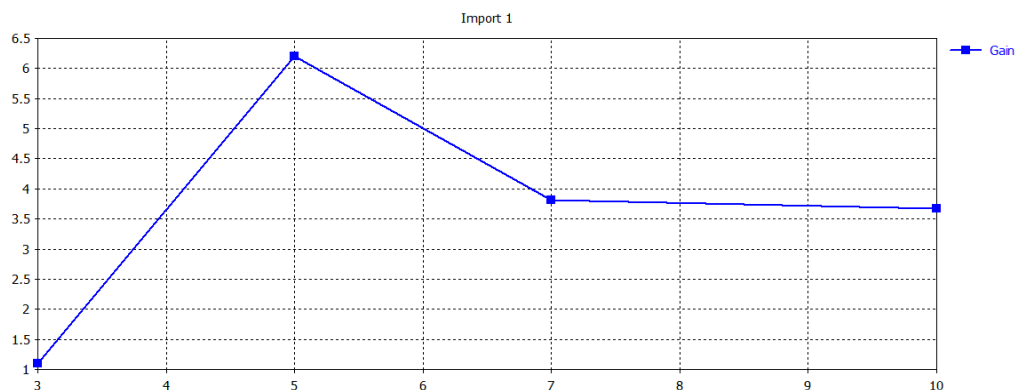
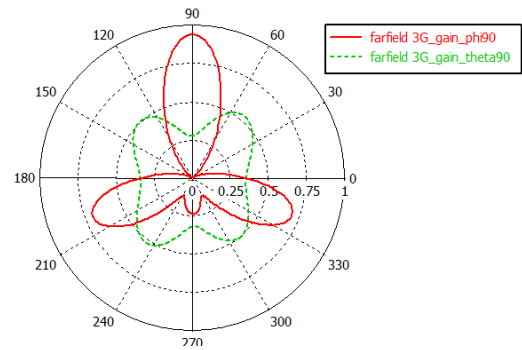
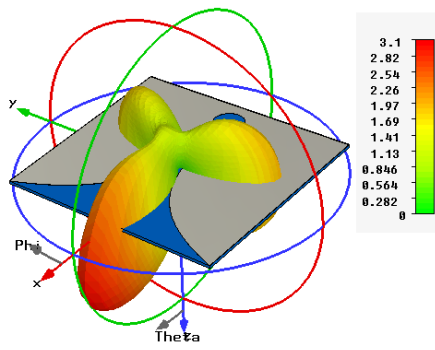
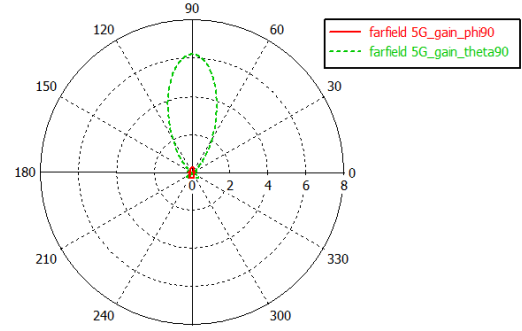
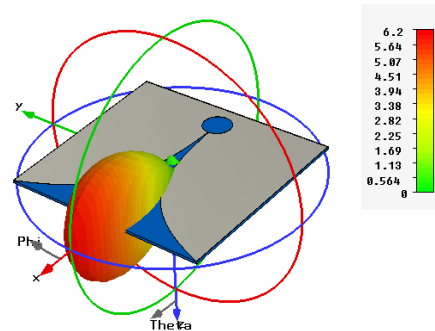
Tableau III-9 Résultats du gain,  $E_{\max}$  et de la directivité pour les fréquences  $3$ ,  $5,7$  et  $10 \text{ GHz}$ 

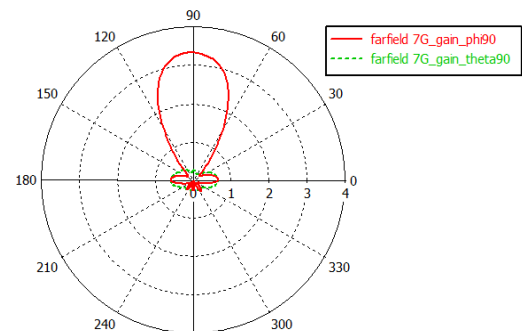
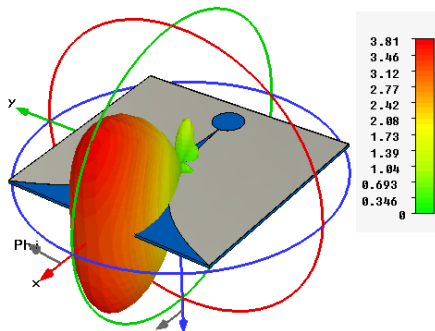
Figure III-39 le gain en fonction de la fréquence



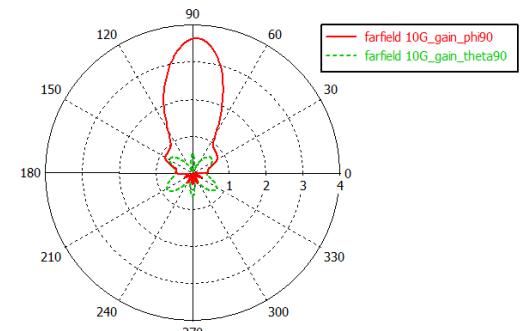
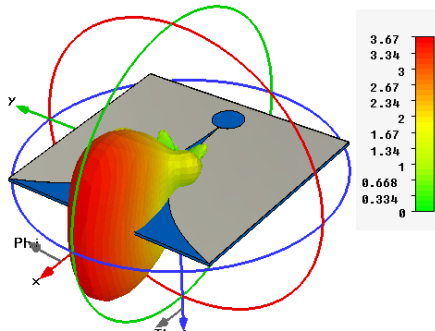
3 GHz



5 GHz



7 GHz



10 GHz

Tableau III-9 les Figures en 2D et 3D du gain

### III.5 Conclusion

Nous avons présenté dans notre étude deux antennes qui appartiennent à deux différentes catégories des antennes ULB, l'antenne Diamant et l'antenne TSA Vivaldi.

Cette étude a permis de mettre en évidence le rôle des paramètres critiques de ces deux antennes sur leurs performances et ainsi de concevoir des antennes fonctionnant dans la bande fréquentielle [3-10.6] GHz.

Dans la première antenne « Diamant », une modification au niveau du son bout, nous a donné un meilleur résultat .Elle agit à la fois sur l'adaptation de l'antenne, et aussi sur son encombrement.

Pour les antennes Vivaldi du type TSA, parmi les facteurs les plus importants pour ces antennes est le profil exponentiel, ainsi la technique d'alimentation peut être modifiée pour améliorer la transition ligne/fente. Après une étude paramétrique sur ces facteurs, nous avons obtenu une antenne Vivaldi optimisée qui répond au cahier des charges en termes de largeur de bande, facilité de fabrication et un coût minimum. Cependant, son encombrement de 60 par 58 mm<sup>2</sup>, et son adaptation à 50  $\Omega$  restent des contraintes trop importantes qui nuisent à son intégration dans un système de communication ULB.

## Bibliographie

---

- [1] "C. D. S. Computer Simulation Technology (CST).  
<http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>.
- [2] M. IE3D, *Manuel IE3D Version 14*. zeland software.
- [3] S. N. P. I.Hossain, "A Diamond Shaped Small Planar Ultra Wide Band (UWB) Antenna for Microwave Imaging Purpose," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2007.
- [4] J. J. Ps.Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus, 1989.
- [5] W. C. K.F.LEE, "Advences in microstrip and printed antennas," *J. Wiley & sons*, pp. 433-513, 1997.
- [6] V. S. P. Piksa, "Small Vivaldi Antenna for UWB," *Radioelektronika*, 2005.
- [7] R. G. I. J. B. K.C.Guфта, *Microstrip lines and Slotlines*. Artech House, 1979.
- [8] J. N. M. M. P.Černý, "Optimization of Tapered Slot Vivaldi Antenna for UWB Application," *Faculty of Electrical Engineering*, 2007.

# Conclusion générale

---

Les travaux exposés dans ce mémoire de magister s'inscrivent dans le domaine de la conception d'antennes pour systèmes ultra large bande dans un spectre de fréquence WPAN allant de 3,1 à 10,6 GHz, qui est destinée principalement à des applications en communications et en imagerie microondes.

Dans un premier temps, nous avons présenté la technologie ULB, ainsi qu'un état de l'art sur les antennes ULB possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. Deux antennes ont été alors choisies dans notre étude, l'antenne planaire Diamant et l'antenne à transition conique Vivaldi TSA.

Ces antennes possèdent de bonne qualité d'intégration du fait de leurs encombrements en 2 dimensions (2D), un bon rapport de gain et un rayonnement directif idéal pour des applications en communications et en imagerie dans la technologie ULB.

Afin d'effectuer notre étude, nous avons fait appel à deux logiciels de conception basés sur différentes méthodes d'analyses, la méthode des moments MoM et la méthode Intégrale Finie FIT. Les résultats obtenus, nous ont permis d'identifier les paramètres géométriques importants affectant l'adaptation, en particulier l'influence de l'élément rayonnant.

Deux nouvelles structures d'antennes microrubans miniaturisées et optimisées ont été alors proposées dans notre travail de conception d'antennes ULB, et feront l'objet par la suite à des communications internationales.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir de ce travail :

- Etudier plus en détails les deux autres types d'antennes telles que : l'antenne Vivaldi antipodale et antipodale équilibrée ;
- Extension de notre étude à d'autres structures planaires tel que les antennes monopoles et les antennes Bow-tee ;
- Et enfin, nous pourrions passer à la conception de réseaux d'antennes microrubans ULB.

# Annexe-A Présentation de CST MICROWAVE STUDIO



## IV.1 Qu'est-ce que CST MICROWAVE STUDIO?

CST MICROWAVE STUDIO est un logiciel complet pour l'analyse et de conception électromagnétique dans la gamme haute fréquence. Il simplifie l'insertion des structures en fournissant un solide en 3D pour modélisé a la fin chaque élément « ou Component ». (Figure IV-1)

Après cette modélisation, une procédure entièrement automatique de maillage est appliquée avant que la simulation est lancée.

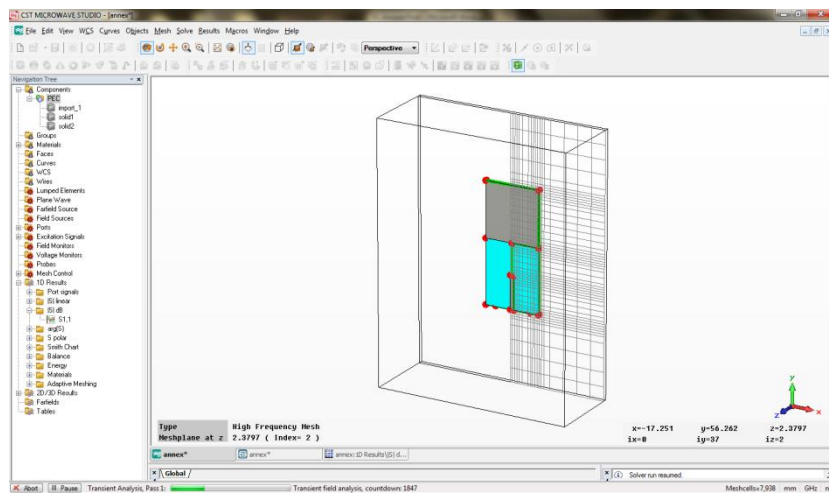


Figure IV-1 l'interface principale de CST MICROWAVE Studio

CST MICROWAVE STUDIO fait partie de la suite CST Design Studio [1] et offre un certain nombre de solveurs différents, pour différents domaines d'applications. Étant donné qu'aucune de ces méthodes ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'applications, le logiciel contient quatre techniques de simulations différentes (*transient solver*, *frequency domain solver*, *integral equation solver*, *eigenmode solver*) pour mieux répondre à leurs applications particulières.

Le solveur le plus flexible est le « *transient solver* » ou solveur transitoire, permettant de faire la simulation d'une large bande de fréquences simultanément dans la même tentative de calcul. (Contrairement a un grand nombre de simulateurs où solveurs qui utilisent l'approche par pas de fréquence).

Il est basé sur la technique d'intégration finie (FIT) (§ II.5.2), présenté en électrodynamique plus de trois décennies.

Le calcul des dérivées spatiales et temporelles s'effectue grâce à l'approximation dite des différences centrées. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs électriques et l'autre grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques. Ainsi chaque composante de champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la maille élémentaire sur la Figure IV-2

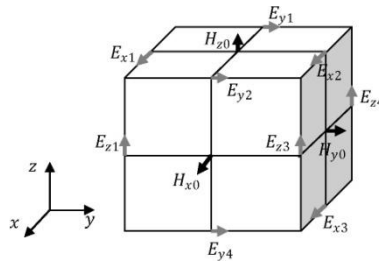


Figure IV-2 Maille élémentaire d'une simulation FTT

Ce formalisme implique d'une part un maillage parallélépipédique et d'autre part que la taille mémoire nécessaire et le temps de calcul d'une simulation FTT, sont directement dépendants du volume borné de la structure simulée, de la dimension de la maille élémentaire et donc du pas spatial choisi.

Il est donc possible par ce logiciel de calculer des champs électriques, des champs magnétiques, mais aussi les paramètres S d'un dispositif et de visualiser en trois dimensions les champs rayonnés par ce dernier.

Les points importants pour la réalisation d'une simulation exploitable sont principalement le réglage du maillage lequel est déterminé par la maille élémentaire, le réglage de la précision de convergence du calcul ainsi que le choix des ports pour l'injection du signal d'excitation de la structure.

Le choix du maillage est primordial et peut s'il est mal réglé donner des résultats complètement erronés. Plus le pas est petit, meilleur sera le résultat de simulation mais au détriment d'un temps de calcul plus long. Pour exemple, un ordinateur possédant un processeur à deux cœurs, simulera pendant une durée de 5h pour la résolution de 3 millions de points de maillage. Dans la plupart de nos cas, les points de maillage n'excéderont pas 1 million. Les simulations, suivant le dispositif étudié, dépasseront parfois les 3h.

Le signal d'excitation du CST simulé peut être injecté via deux types de ports, un port « *waveguide* », ou un port « *discrete ports* ». Le port noté « *waveguide* » correspond à l'injection d'une onde électromagnétique dont l'impédance dépend des dimensions du port et dont la polarisation peut être choisie. Le port noté « *discrete ports* » est semblable à une source de tension permettant l'injection d'un signal haute fréquence. La polarisation de l'onde injectée n'est pas réglable, au contraire de l'impédance du port. Ce dernier port peut être utilisé tant que sa dimension reste négligeable devant la longueur d'onde du signal injecté.

Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels que les connecteurs, les filtres, les lignes de transmissions les antennes et d'autres types.

Nous présenterons par la suite un exemple en utilisant le « *transient solver* » pour définir les différents étapes avant la simulation

## IV.2 Le déroulement dans un projet.

Après le lancement du CST DESIGN ENVIRONMENT, choisir de créer un nouveau projet CST MICROWAVE STUDIO (Figure IV-3). Vous serez invité à sélectionner un modèle pour une structure qui est la plus proche de votre intérêt (Figure IV-4), Mais vous pouvez également partir de zéro par l'ouverture d'un projet vide.

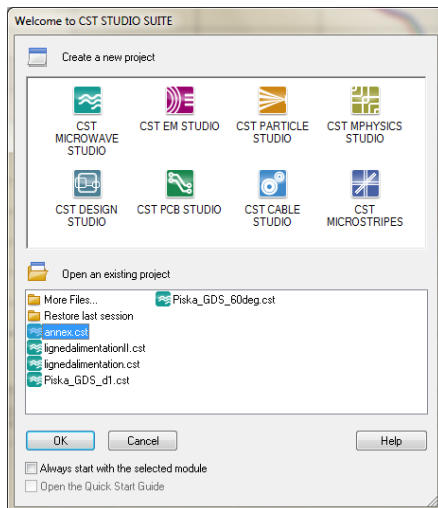


Figure IV-3 Les différents simulateurs dans CST Studio Suite

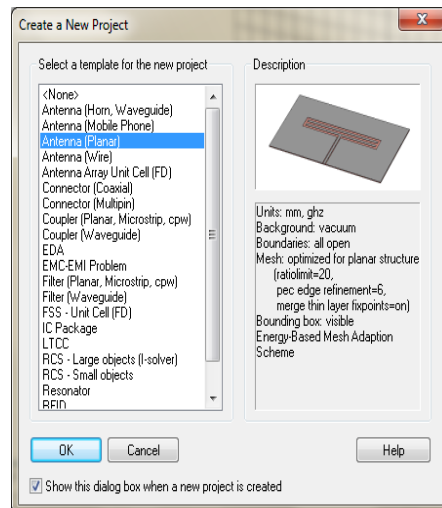


Figure IV-4 Les modèles ainsi que ces descriptions

Une caractéristique intéressante du système d'aide en ligne est le guide de démarrage rapide « Quick Start Guide » dans le menu Help → Quick Start Guide.



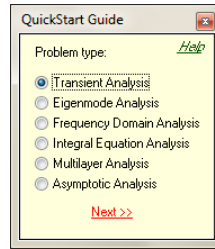


Figure IV-5 la fenêtre de Quick Start Guide

Le « Quick Start Guide » exécute une animation montrant l'emplacement de l'entrée désiré menu liées afin de définir les étapes essentiels à suivre dans un projet.

- **Définir les unités**

Choisissez les paramètres qui font définir les unités des dimensions, fréquences, temps et température pour votre problème le plus confortable.

Définir le matériel du fond « Background Material »

Chaque type d'application à ces propres caractéristiques et un matériel du fond est différent d'un type a un autre, par exemple pour les antennes (structure rayonnante), le fond est considéré comme un espace ouvert «open ».

- **Dessiner la structure**

Pour la modélisation de la structure d'antenne, un certain nombre de différents outils de conception géométrique pour des géométries typiques tels que les planches, les cylindres, les sphères, etc. Ces formes peuvent être ajoutées ou se croisent à l'aide des opérateurs booléens pour construire des formes plus complexes.

- **Définir la gamme de fréquences**

Vous pouvez spécifier la gamme de fréquence en choisissant Solve → Frequency dans le menu principale. Les réglages de fréquence sont importants parce que le générateur de maillage ajustera le raffinement de maillage (échantillonnage spatial) à la gamme de fréquences spécifiée.

- **Définir les Ports**

Chaque structure d'antenne a besoin d'une source d'énergie à haute fréquence d'excitation des ondes électromagnétiques désiré.

Vous pouvez définir le port tel que Guide d'onde où une source de courant ou de tension par un port discret en choisissant Solve → Waveguide Port (ou bien Discret Port) .

La définition correcte des ports est très importante pour obtenir des résultats précis des paramètres S.

- **Définir les conditions aux limites et les plans de symétries**

Vous pouvez, préciser certaines conditions aux limites pour chaque plan ( $x_{min}$ ,  $x_{max}$ ,  $y_{min}$ , etc), en choisissant Solve → Boundary conditions .Si la structure est symétrie, il est préférable de définir les plans de symétries afin de réduire le temps de simulation. (Figure IV-6)

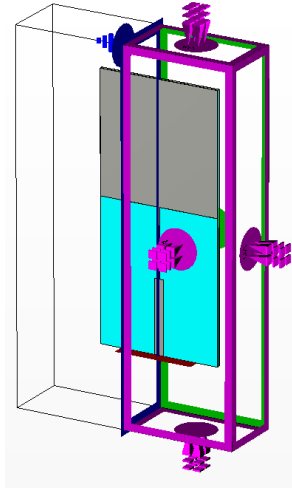


Figure IV-6 les conditions aux limites d'une structure (en mauve) ainsi le plan de symétrie (en bleu)

- **Démarrez la simulation**

Après avoir défini tous les paramètres nécessaires, vous êtes prêt à commencer votre première simulation. Démarrer la simulation en choisissant le solveur transitoire « transient solver » dans le menu Solve → Transient Solver.

### IV.3 Résultat de simulation

Après l'exécution avec succès d'une simulation, vous serez en mesure d'accéder aux résultats des différentes calculs et récupérer les données de sortie obtenus dans la partie *1D Results*.



Figure IV-7 Différents états d'une structure maillée et non maillée

Nous avons simulées une structure d'un patch carré avec CST, Où le cahier de charge est obtenu à partir de l'article [48]. Les différents graphes que nous pouvons visualiser telle que le coefficient de réflexions l'abaque de Smith et d'autres paramètres sont représentés ci-dessous.

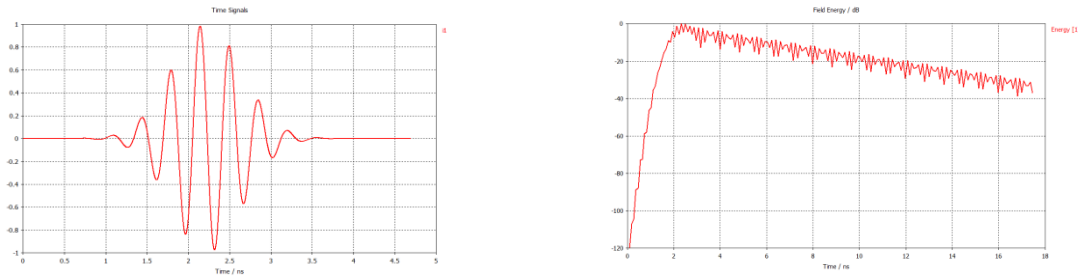


Figure IV-8 l'impulsion du signal excité ainsi le flux d'énergie

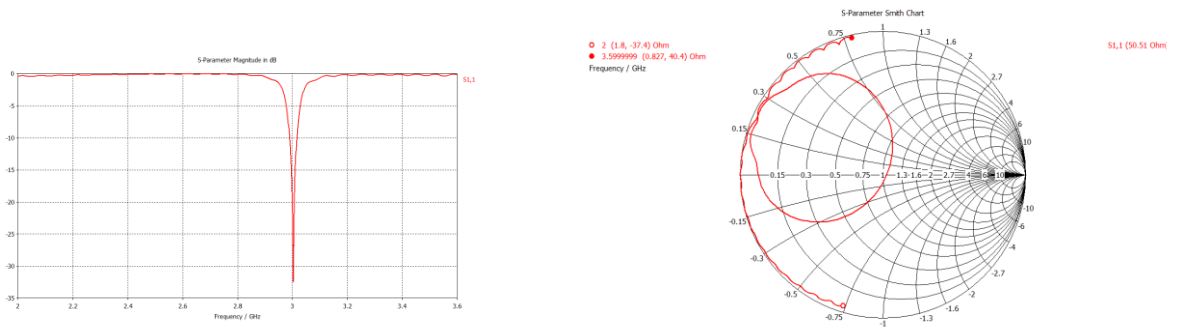


Figure IV-9 le coefficient de réflexion S11 en dB et l'abaque de SMITH

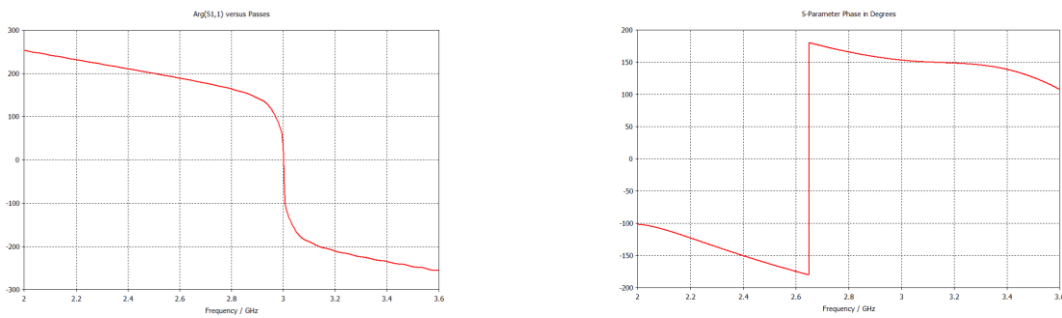


Figure IV-10 l'argument et la phase pour le port de l'antenne

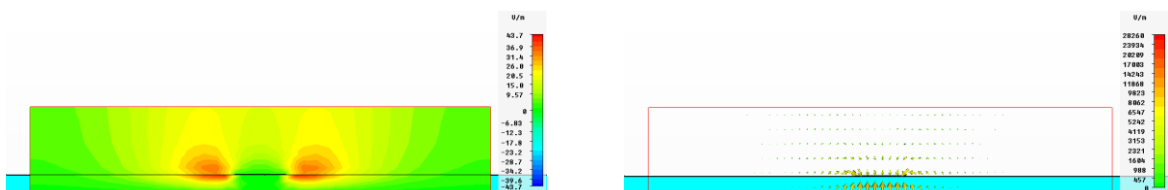


Figure IV-11 le champ électrique dans le port

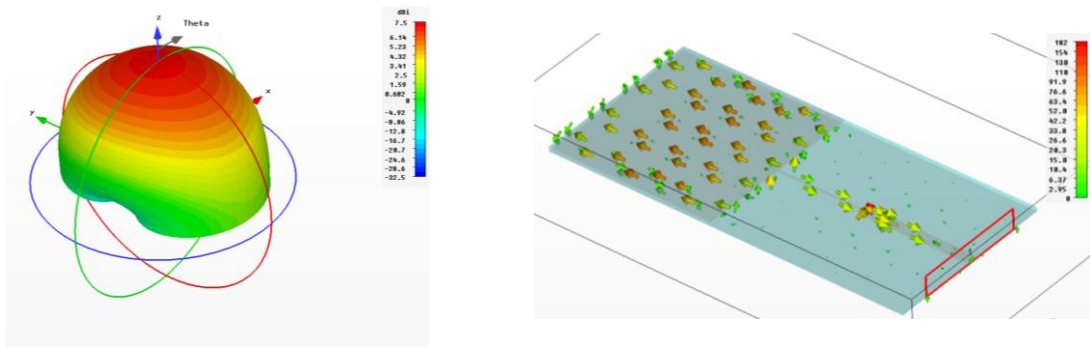


Figure IV-12 le diagramme de rayonnement et le courant surfacique à la fréquence de résonance 3GHz

## Bibliographie

---

[1] ". C. D. S. Computer Simulation Technology (CST).

<http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>.

[2] J. J. & P. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus, 1989.

# Annexe-B Présentation d'IE3D de Zeland



## V.1 Introduction

IE3D de Zeland est un simulateur full-wave basé sur la méthode des moments (MOM), il peut calculer la distribution du courant sur des structures 3D et multi-couches.

Depuis son introduction officielle en 1993 à IEEE International Microwave Symposium (IMS IEEE 1993), l'IE3D a été adopté comme une norme industrielle pour simulation électromagnétique 3D. Beaucoup de progrès ont été réalisés dans l'IE3D par la suite. [1]

L'IE3D est devenu l'outil de simulation électromagnétique Le plus polyvalent. Il est facile à utiliser, efficace et précis ; Il est très largement utilisé pour la conception de MMIC, RFIC, circuits LTCC, circuits hyperfréquences/millimétriques, interconnexion et packaging de CI, circuits HTS, antennes planaires, antennes filaires et autres antennes RF/Wireless. [2]

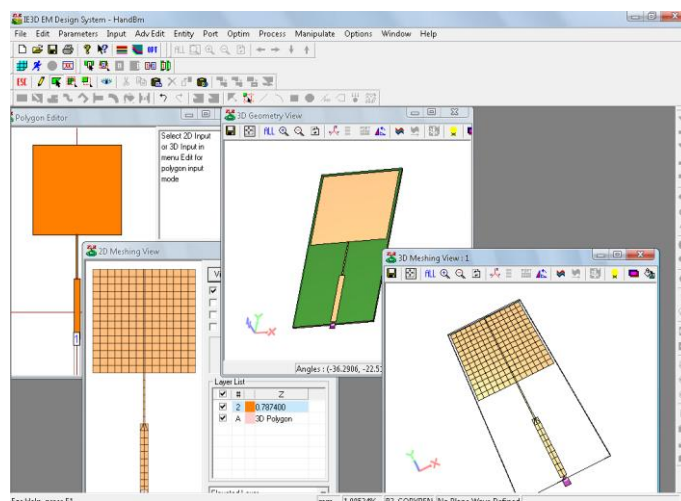
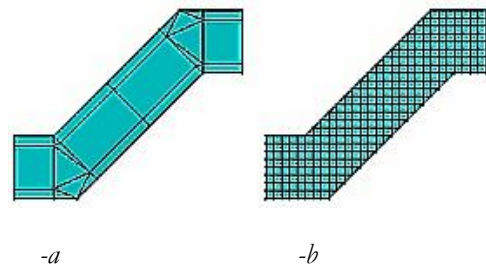


Figure V-1 Différentes fenêtres de l'IE3D

## V.2 Le dispositif automatique des cellules de bord (*Automatic Edge Cell*) [2] [3]:

D'ans l'IE3D les structures ou les conducteurs sont "maillés", divisés en éléments simples triangles ou rectangles. 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.

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne microruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (*Automatic Edge Cell*).



-a : Le maillage non-uniforme avec des cellules rectangulaires et triangulaires dans l'IE3D donne des résultats de grande précision avec un minimum de cellules

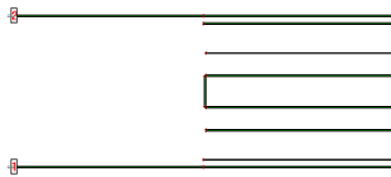
-b : Le maillage uniforme dans d'autres simulateurs crée le grand nombre des cellules même pour les structures simples.

Figure V-2 le maillage automatique

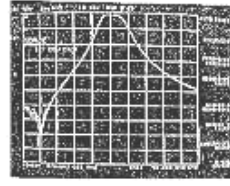
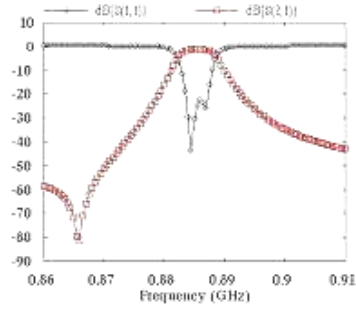
### V.3 Optimisation électromagnétique [2]:

Dans l'IE3D, on peut définir la forme d'un circuit comme des variables d'optimisation. L'optimiseur intégré pourra optimiser la forme d'une structure pour avoir le meilleur résultat. Plusieurs algorithmes d'optimisation sont présents. par Exemple (*GeneticEM*) :

Exemple d'une optimisation qui utilise un algorithme GeneticEM d'un filtre épingle à cheveux (hair-pin).



-a : filtre Hair-Pin



-b : La réponse du filtre Simulée

-c : Les mesures du filtre

Figure V-3 Optimisation d'un Filtre

### V.4 Paramètres de sortie S, Y et Z :

Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. Pour des lignes microruban, les ports d'accès permettent de déterminer tous les paramètres  $S_{ij}$ ,  $(Y_{ij}, Z_{ij})$  en module/phase, partie réel/imaginaire et en dB.

Nous avons simulées une structure d'un patch carré avec IE3D. Les différents graphes que nous pouvons visualiser telle que l'abaque de Smith, le VSWR (dB) et d'autres paramètres sont représentés ci-dessous.

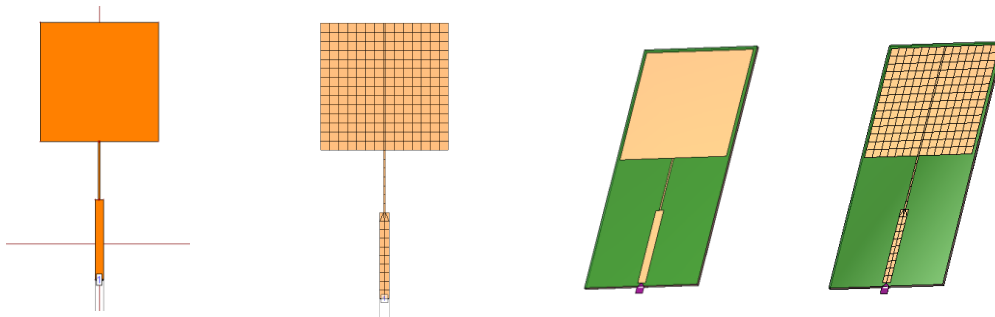


Figure V-4 différents états d'une structure maillée et non maillée en 2D & 3D

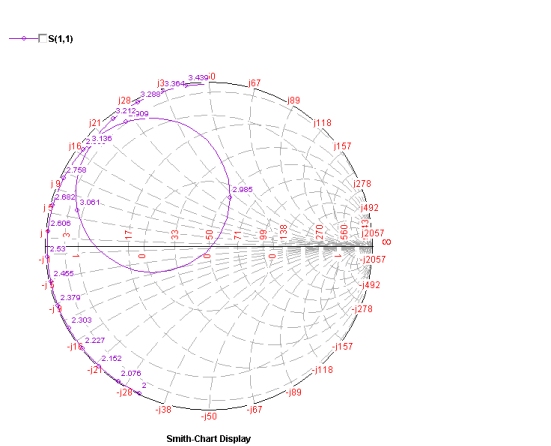


Figure V-5 Abaque de Smith (Smith-chart)

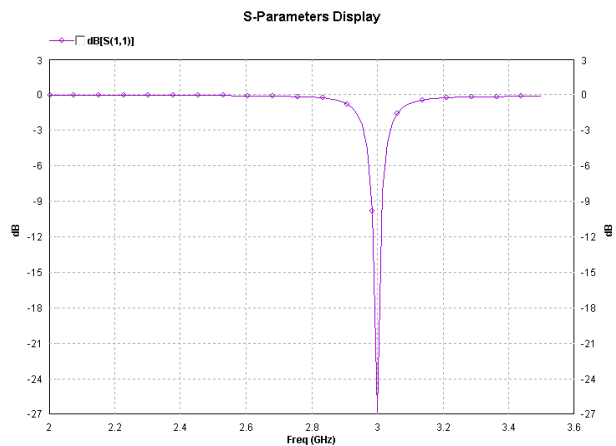


Figure V-6 coefficient de réflexion S11 en dB

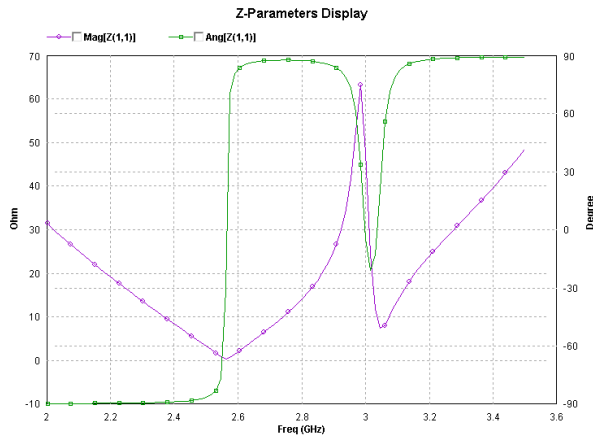


Figure V-7 paramètres Z11 (module/phase)

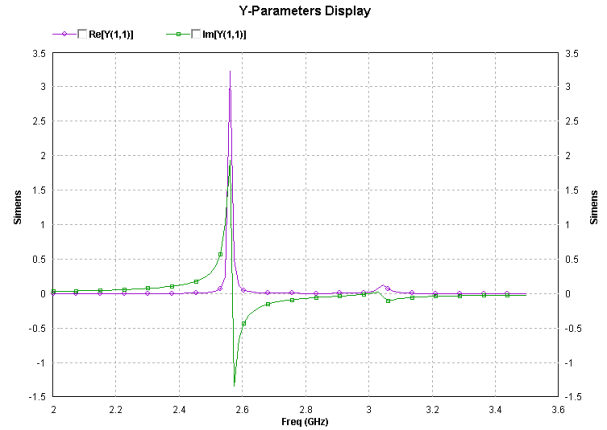


Figure V-8 paramètres Y11 (Réel/Imaginaire)

## V.5 Visualisation de la distribution de courant et le diagramme de rayonnement

On peut aussi visualiser la distribution de courant des structures après simulation ainsi que le diagramme de rayonnement en 2D et en 3D.

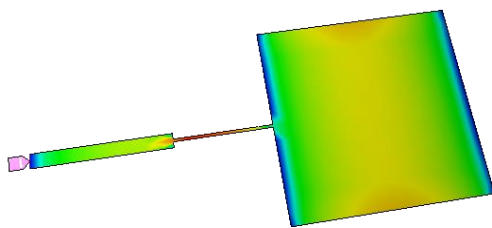


Figure V-9 la distribution de courant

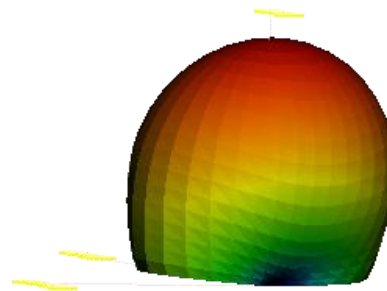


Figure V-10 le diagramme de rayonnement 3D

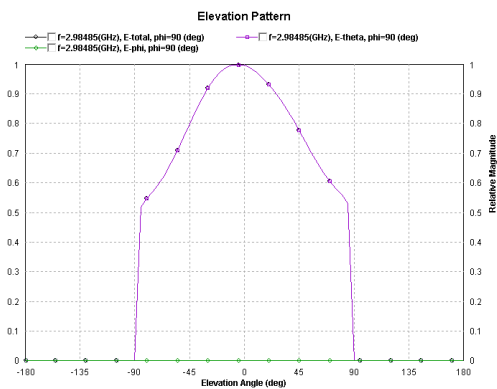


Figure V-11 le diagramme de rayonnement 2D (cartésienne)

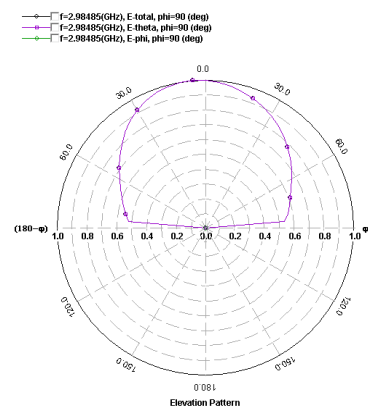


Figure V-12 le diagramme de rayonnement 2D (Polaire)



# Bibliographie

---

- [1] M. IE3D, *Manuel IE3D Version 14*. zeland software.
- [2] ctssystems.
- [3] zeland software.inc.
- [4] J. J. & P. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus, 1989.

# Bibliographie générale

---

## CHAPITRE I

- [1] H. G. Schantz, "A Brief History of UWB Antennas," *IEEE UWBST Conference.Brownsboro*, 2003.
- [2] V. H. Rumsey, "requency Independant Antennas," in , 1957, pp. 114-118.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design 2ed edition*. J.Wiley&Sons, 1997.
- [4] Z. N. C. a. M. Y. W. Chia, "Broadband Planar Antennas: Design and Applications," *John Wiley & Sons, Ltd*, pp. 180-190, 2006.
- [5] N. Fortino, "coception et caractérisation d'antennes imprimées pour les systèmes ULB impulsionnels," *thèse doctorat ,université de Nice-sophia Antipolis*, 2006.
- [6] L.BABOUR, "Etude et Conception d'antennes Ultra Large Bande Miniaturisees en Impulsionnel," *thèse doctorat , Institut Polytechnique de Grenoble*, 2009.
- [7] V.H.Rumsey, "requency Independant Antennas," in , 1957, pp. 114-118.
- [8] R. S. K. P. C.LUXEY, "Antennes imprimées Techniques et domaines d'application E3311," *Techniques de l'Ingénieur*, pp. 1-9.
- [9] J.Roger, "Antennes techniques Traité d'Electronique E3284," *Techniques de l'Ingénieur*, pp. 45-46.
- [10] Z. N. Chen, "Experiments on Input Impedance of Titled Planar monopole Antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 26, N°3, Aug. 2003.
- [11] O. M. W. G.H.Brown, "Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas," *RCA review*, pp. 425-452, 1952.
- [12] R. R. L. A.Kerkhoff, "The Use of the Genetic Algorithm Approach in the Design of Ultra-Wideband Antennas," *IEEE Radio and Wireless Conference (RA WCON)*, Boston, Aug.2001..
- [13] M. D. O. M. B. & J. E. B.Allen, *Ultra Widbend Antennas And Propagation For Communications,Radar and Imaging*. John Wiley & Sons, 2007.
- [14] Z. N. e. a. Cheng, "Planar antennas," *IEEE Microwave Magazine*, vol. Vol.7 issue 1, pp. 63-73, 2006.
- [15] W. C. K.F.LEE, "Advences in microstrip and printed antennas," *J. Wiley & sons*, pp. 433-513, 1997.

## CHAPITRE II

- [1] G.A.DESCHAMPS, *Microstrip microwave antennas 3rd USAF*. Symposium on Antennas, 1953..
- [2] R. S. G. K. A. P. C.LUXEY, *Antennes imprimées- Bases et principes E3310*. Technique de l'Ingénieur, Mai 2007.
- [3] R.BESANCON, *Thèse de Doctorat n° 47-97- Contribution de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka*. Université de LIMOGES, Décembre 1997.
- [4] A.OURIR, *Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications*. Paris sud: Université Paris Sud XI 91405 Orsay., 2006.
- [5] A.KUCHAR, *Rapport de Thèse - Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array*. Technic University of Wien, Mars 1996.
- [6] A.Constantine, *Antenna Theory, Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Second Edition 2005.
- [7] J.VAN, *Some remarks on green's dyadic for infinite space. Antennas and Propagation*. IEEE Transactions, Vol. 9, Issue 6, Nov 1961 pp. 563–566.
- [8] W. C. K.F.LEE, "Advances in microstrip and printed antennas," *J. Wiley & sons*, pp. 433-513, 1997.
- [9] J.Roger, "Antennes techniques Traité d'Electronique E3284," *Techniques de l'Ingénieur*, pp. 45-46.
- [10] J.B.KNORR, "Slot-Line Transitions," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, pp. 548-554, May 1974.
- [11] B.SCHUPPERT, "Microstrip / Slotline Transitions : Modeling and Experimental Investigation," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 36, no. 08, pp. 1272-1281, Aug. 1988.
- [12] P.J.Gibson, "The vivaldi aerial," *Proceedings of the 9th European Microwave Conference*, p. 101–105, 1979.
- [13] V. S. P. Piksa, "Small Vivaldi Antenna for UWB," *Radioelektronika*, 2005.
- [14] M. Z. D. S. S. a. A. H. O. N. T. S. L. , S. E. H. T.A.Vu, "UWB Vivaldi Antenna for Impulse Radio Beamforming," *Dept. of Informatics, University of Oslo, Norway*, 2009.
- [15] C. A.Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design 2ed edition*. J.Wiley&Sons, 1997.
- [16] E.Gazit, "Improved design of the vivaldi antenna.," *IEE Proceedings*, p. 89–92, 1988.
- [17] P. S. L. H. J.D.SNewham, "Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays," *IEE Proc -Mmw Antennas Propag*, vol. 143, no. 2, pp. 97-102, Apr. 1996.
- [18] R.F.HARRINGTON, *Field Computation by Moment Methods*. Krieger Publishing Company, 1982 (1968).
- [19] D.M.POZAR, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 6, pp. 1191-1196, Nov. 1982.
- [20] M. D. D. M.C BAILEY, "Input Impedance of Microstrip Antennas," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 4, pp. 645-650, 1982.

- [21] E. H. N. P.TULYATHAN, "Analysis of Microstrip Antennas using Moment Methods," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 47-53, Jan. 1981.
- [22] M.NEY, "Simulation électromagnétique-Outils de conception E 1030," *Techniques de l'Ingénieur*, pp. 1-21.

### CHAPITRE III

- [1] "C. D. S. Computer Simulation Technology (CST).  
<http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>.
- [2] M. IE3D, *Manuel IE3D Version 14*. zeland software.
- [3] S. N. P. I.Hossain, "A Diamond Shaped Small Planar Ultra Wide Band (UWB) Antenna for Microwave Imaging Purpose," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2007.
- [4] J. J. Ps.Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus, 1989.
- [5] W. C. K.F.LEE, "Advences in microstrip and printed antennas," *J. Wiley & sons*, pp. 433-513, 1997.
- [6] V. S. P. Piksa, "Small Vivaldi Antenna for UWB," *Radioelektronika*, 2005.
- [7] R. G. I. J. B. K.C.Gufta, *Microstrip lines and Slotlines*. Artech House, 1979.
- [8] J. N. M. M. P.Černý, "Optimization of Tapered Slot Vivaldi Antenna for UWB Application," *Faculty of Electrical Engineering*, 2007.

### Annexe-A

- [1] ". C. D. S. Computer Simulation Technology (CST).  
<http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>.
- [2] J. J. & P. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus, 1989.

### Annexe-B

- [1] M. IE3D, *Manuel IE3D Version 14*. zeland software.
- [2] ctssystems.
- [3] zeland software.inc.
- [4] J. J. & P. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus, 1989.

# Abréviations

---

<b>BP</b>	Band Passante.
<b>BTSA</b>	Broken Linearly TSA
<b>CPW</b>	Coplanar Waveguide.
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology.
<b>CWSA</b>	Constant Width Slot Antenna
<b>ETSA</b>	Exponentially TSA
<b>ETSI</b>	European Telecommunications Standards Institute.
<b>FCC</b>	Federal Communication Commission.
<b>FDTD</b>	Finite-Difference Time-Domain (La méthode des différences finies).
<b>FEM</b>	Finite Element Method (La méthode des éléments finis).
<b>FIT</b>	Finite integration technique (La technique d'intégration finie).
<b>GPR</b>	Ground-penetrating radar
<b>LTSA</b>	Linearly TSA
<b>MoM</b>	Method of Moment (La méthode des moments).
<b>PIRE</b>	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente EIRP.
<b>ROS</b>	Rapport d'Onde Stationnaire.
<b>SMA</b>	SubMiniature Type A.
<b>TLM</b>	Transmission Line Matrix (La méthode de la matrice des lignes de transmissions).
<b>TSA</b>	Tapered Slot Antennas.
<b>ULB</b>	Ultra Large Bande.
<b>UWB</b>	Ultra Wideband.
<b>WPAN</b>	Wireless Personal Area Network.

---

**Résumé:** L'essor récent des communications Ultra Large Bande a nécessité des antennes spécialement adaptées à cette technologie. Ce mémoire de magister explicite les besoins en éléments rayonnants caractérisés ainsi par les contraintes spécifiques liées à la conception d'antennes pour ces types de systèmes.

Deux antennes ULB de forme Diamant et Vivaldi TSA ont été étudiées et analysées. La modification des géométries de ces structures ainsi que leurs alimentations, améliore l'adaptation, élargie la bande passante et réduit l'encombrement. Ces antennes ULB sont alimentées par des lignes d'impédance adaptées à  $50 \Omega$ , avec des caractéristiques de rayonnement optimal, un faible encombrement et un coût limités. Les résultats simulés ont été validés par différentes méthodes numériques d'analyse à l'aide de deux logiciels CST et IE3D.

**Mots clés:** Antennes Ultra Large Bande, antennes Diamant, antennes Vivaldi, miniaturisation, Adaptation, Optimisation, Technique d'Intégration Finie, Méthode des Moments.

---

**Abstract:** The recent use of Ultra Wide Band technology in telecommunication implies the study of appropriated antennas. This thesis presents the needs of efficient and characterized antennas but also the keys related to their conception.

Two structures Diamond and Vivaldi TSA are chosen for study and optimization. By changing geometries of these structures and their feeding techniques in order to confer a better matching over a wider bandwidth and a smaller overall size of the structure. These shapes allow a  $50 \Omega$  impedance matching, optimal radiation characteristics, a limited size and a low cost.

The simulated results were validated by different numerical methods of analysis using the two simulations software's, CST and IE3D.

**Keywords:** Ultra Wideband Antennas, Diamond Antennas, Vivaldi Antennas, Miniaturization, Adaptation, Optimization, Finite Integration Technique, Method of Moments..

---

**ملخص:** الارتقاء الأخير في تكنولوجيا الاتصالات الواسعة النطاق ، أدى إلى احتياج هوائيات ملائمة لهذا الغرض. هذه المذكرة تشرح بماذا تتميز هذه الهوائيات و ما هي القيود المحددة في تصميمها لتتماشى مع هذه الأنظمة.

صنفين من الهوائيات الواسعة النطاق تم اختيارهما كقاعدتين لدراستهما و تحس ين قدرتهما الهوائي الماسي و الفيالدي بعد التغيير في الشكل الهندسي للبنيتين و طريقة تغذيتهما ، تم تحسين أدائهما مما أدى إلى زيادة اتساع نطاق عملهما وتقليل المساحة الشاغرة لهما ، تتميز هذه الهوائيات بتغذية قيمتها  $50\Omega$ ، خصائص إشعاع مثالية، وبأقل مساحه و تكلفة. تم التحقق من صحة نتائج المحاكاة العددية، بأساليب مختلفة من التحليل باستخدام الأدوات IE3D و CST.

**كلمات البحث:** هوائيات النطاق العريض ، هوائيات الماس، هوائيات فيالدي، التصغير، الضبط ، التحسين، تقنية التكامل المحدود، وطريقة العزوم.

---