



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electronique
Laboratoire des Dispositifs de Communications
et de Conversations Photovoltaïques (LDCCP)



Thèse de Doctorat en Electronique

Option : Télécommunications

Présentée par :

BITCHIKH Mounira

Magistère en Electronique, de l'Ecole Militaire Polytechnique

Intitulé

Les Antennes Ultra Large Bande dans le Domaine des Communications Mobiles

Soutenu publiquement le 20/03/2014 devant le jury composé de :

Président :	Mr BELOUHRANI Adel	Professeur	ENP
Rapporteur :	Mr AKSAS Rabia	Professeur	ENP
Examineurs :	Mr TRABELSI Mohamed	Professeur	ENP
	Mr HAMZA Abdelkrim	Maître de conférences /A	USTHB
	Mr BERBAR Tarik Bouziane	Maître de conférences /A	USTHB
	Mme CHERBI Lynda	Maître de conférences /A	USTHB
Invités :	Mr AZRAR Arab	Professeur	UMBB
	Mr KIMOUCHE Hocine	Maître de conférences /A	EMP

ENP 2014

ملخص

الموضوع الوارد في هذه الأطروحة يتخصص في دراسة وتصميم الهوائيات الواسعة النطاق، خصوصا مثنىة و ثلاثية الشكل. بعد تقديم لمحة نظرية عن هذا المفهوم ، النظريات الرقمية و كذلك تقنية القياس، عدة نماذج معروفة و أخرى معدلة تم تصميمها. هذه النماذج بينت من خلال دراستها تطابق ممتاز بين النتائج الرقمية و نتائج القياسات المخبرية، كذلك أعطت خصائص و مميزات نوات حزم واسعة الاستعمال في مجال الاتصالات اللاسلكية WLAN ، WIMAX ، WPAN .

كلمات مفتاحية

الهوائيات الواسعة النطاق، تكنولوجيا ميكروريبو، الاتصالات اللاسلكية، IE3D.

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude et la conception des antennes Ultra Large Bande, en particulier de forme octogonale et triangulaire. Après avoir introduit le concept de l'ultra large bande, les méthodes de conception et de réalisation, plusieurs prototypes d'antennes de formes octogonales et triangulaires classiques et modifiées ont été simulés. Ceux donnant la bande passante, jugée optimale, ont été réalisés en technologie imprimée. Les résultats expérimentaux corroborent ceux obtenus par simulation et caractérisent bien un fonctionnement ultra large bande, nécessaire aux applications sans fil tels que les standards WPAN, WIMAX et WLAN.

Mots Clés

Antennes Ultra Large Bande, Technologie microruban, Communications sans fil, IE3D.

Abstract

The work presented in this thesis concerns a study and design of an Ultra-Wideband antenna, in particular the octagonal and triangular shape. After having introduced the concept of the Ultra-Wideband, the method of moments and the realization techniques of antennas, several prototypes of traditional and modified octagonal and triangular form antennas were simulated. Those giving a bandwidth optimal were realized in microstrip technology. The experimental results corroborate those obtained by simulation and characterize an Ultra-Wideband behavior, necessary for wireless applications such as WPAN, WIMAX and WLAN.

Key word

Ultra-Wideband antennas, Microstrip Technology, Wireless Communications, IE3D.

Remerciements

Ce travail de recherche a été réalisé au laboratoire des Dispositifs de Communications et de Conversations Photovoltaïques (LDCCP) - Équipe : Télécommunications, de l'École Nationale Polytechnique, sous la direction du Professeur **Rabia AKSAS** à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour la confiance qu'il m'a témoigné tout le long de ma thèse de doctorat. Ainsi, que pour ses remarques et toutes ses recommandations qui m'ont été d'une grande utilité.

Je tiens à remercier, le Professeur **Adel BELOUHRANI**, qui m'a fait l'honneur d'accepter de présider le jury.

J'exprime mes remerciements au Professeur **Mohamed TRABELSI**, de l'ENP, Monsieur **Abdelkrim HAMZA**, Maître de conférences à l'USTHB, Monsieur **Tarik Bouziane BERBAR**, Maître de conférences à l'USTHB et Madame **Lynda CHERBI**, Maître de conférences à l'USTHB, pour avoir accepté de juger cette thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur **Arab AZRAR**, pour son aide lors de la rédaction de mes deux publications.

Tous les travaux de cette thèse n'auront jamais été accomplis au sein de l'École Militaire Polytechnique sans l'aide de Monsieur **Hocine KIMOUCHE**, que je remercie infiniment.

Je remercie également Monsieur **Farid GHANEM** à qui j'ai beaucoup de respect et une énorme estime, pour son soutien permanent, ainsi que pour ses précieux conseils.

Enfin, il me serait impossible de terminer ces remerciements sans adresser une pensée au commandant **ZOUAOUCHA** pour son aide précieuse lors de la réalisation des prototypes.

Dédicaces

*Je dédie ce travail à la source de tendresse que sont
mes très chers parents*

*Tout en étant convaincue que mon succès est une récompense pour tous
leurs sacrifices, qu'ils trouvent ici l'expression de ma plus profonde gratitude.*

À mes frères et sœurs

À Malak, Rihem, Nazim et Lina

À tous ceux qui m'aiment.

Mouni

Sommaire

Introduction générale.....	02
 CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES ULB	
1.1. Introduction.....	05
1.2. La technologie ultra large bande.....	05
1.2.1. Historique et définition.....	05
1.2.2. Réglementation.....	07
1.2.3. Caractéristiques.....	10
1.2.4. Applications.....	11
1.3. Les antennes ultra large bande	13
1.3.1. Antennes indépendantes de la fréquence.....	14
1.3.2. Antennes omnidirectionnelles.....	17
1.3.3. Antennes directives.....	22
1.4. Conclusion.....	24
Bibliographie Chapitre 1.....	25
 CHAPITRE 2 : TECHNIQUES DE CONCEPTION ET DE REALISATION DES ANTENNES ULB	
2.1. Introduction.....	31
2.2. Techniques de simulation.....	31
2.2.1. Méthodes d'analyse.....	31
2.2.1.1. Méthodes Analytiques.....	32
2.2.1.2. Méthodes Numériques.....	33
2.2.2. Outils numériques commerciaux de simulation.....	36
2.3. Techniques de réalisation.....	38
2.3.1. Introduction.....	38
2.3.2. Historique.....	38
2.3.3. Description des antennes microruban.....	39
2.3.4. Caractéristiques des antennes imprimées.....	40
2.4. Conclusion.....	44
Bibliographie Chapitre 2.....	45

CHAPITRE 3 : CONCEPTION DE NOUVELLES ANTENNES ULB

3.1. Introduction.....	49
3.2. Etude de l'antenne octogonale.....	49
3.2.1. Simulation de l'antenne octogonale.....	50
3.2.1.1. Influence des dimensions de la structure proposée.....	54
3.2.1.2. Influence du changement du substrat diélectrique.....	58
3.2.1.3. Influence du changement de la forme proposée.....	59
3.2.1.4. Structure CPW.....	65
3.2.2. Réalisation et mesure de l'antenne octogonale.....	69
3.3. Étude de l'antenne triangulaire.....	73
3.3.1. Simulation de l'antenne triangulaire.....	73
3.3.1.1. Influence des dimensions de la structure proposée	77
3.3.1.2. Influence du changement du substrat diélectrique	81
3.3.1.3. Influence du changement de la forme proposée	81
3.3.1.4. Structure CPW	87
3.3.2. Réalisation et mesure de l'antenne triangulaire	89
3. 4. Conclusion.....	91
Bibliographie Chapitre 3.....	92
Conclusion générale.....	94
Annexe 1 : Les standards sans fil.....	97
Annexe 2 : Généralités sur les antennes.....	100
Annexe 3 : Mécanismes de rayonnement d'une antenne rectangulaire microruban.....	105

Liste des Figures

Fig. 1.1 Systèmes ULB et autres systèmes radio.....	07
Fig. 1.2 Spectre d'émission imposé par la FCC aux USA	08
Fig. 1.3 Spectre d'émission imposé par L'ETSI en Europe	09
Fig. 1.4 Spectre d'émission imposé en Asie	10
Fig. 1.5 Applications de l'ULB en fonction des débits et de la distance.....	13
Fig. 1.6 Les 3 formes d'antennes ultra large bande indépendantes de la fréquence de type « spirale ».....	15
Fig. 1.7 Les 3 formes d'antennes ultra large bande indépendantes de la fréquence de type « log- périodique ».....	16
Fig. 1.8 Les 2 formes d'antennes ultra large bande omnidirectionnelles de type « biconique».....	17
Fig. 1.9 Antenne Circulaire imprimée.....	18
Fig. 1.10 Antenne omnidirectionnelle de forme Elliptique.....	19
Fig. 1.11 Antenne Rugby-Ball.....	19
Fig. 1.12 Antenne Rectangulaire.....	20
Fig. 1.13 Antenne Triangulaire.....	20
Fig. 1.14 Antenne à encoches.....	21
Fig. 1.15 Antenne ultra large bande à sous bande coupée.....	21
Fig. 1.16 Quelques géométries d'antennes ultra large bande omnidirectionnelles en technologie imprimée	22
Fig. 1.17 Les différents profils des antennes TSA.....	23
Fig. 1.18 Antennes ultra large bande directives.....	24
Fig. 2.1 Lignes de champ électrique dans le substrat diélectrique.....	32
Fig. 2.2 Antenne imprimée classique.....	39
Fig. 2.3 Antenne imprimée à plusieurs formes.....	40
Fig. 2.4 Antenne imprimée : (a) structure microruban - (b) structure CPW.....	40
Fig. 2.5 Alimentation par ligne microruban.....	42
Fig. 2.6 Alimentation par coaxiale.....	43
Fig. 2.7 Alimentation par couplage électromagnétique.....	43
Fig. 2.8 Alimentation couplée par ouverture.....	44
Fig. 3.1 Géométrie des antennes : (a) antenne octogonale microruban ; (b) antenne octogonale proposée.....	50
Fig. 3.2 Coefficient de réflexion	51

Fig. 3.3 Impédance d'entrée	52
Fig. 3.4 Rapport d'onde stationnaire dans la bande [2-14] GHz	52
Fig. 3.5 Rapport d'onde stationnaire	53
Fig. 3.6 Distribution du courant surfacique.....	53
Fig. 3.7 Comportement du gain	54
Fig. 3.8 Diagramme de rayonnement en 2D.....	54
Fig. 3.9 Coefficient de réflexion (variation de W_c et L_c).....	55
Fig. 3.10 Coefficient de réflexion : (a) variation de W_{oct} ; (b) variation de L_{oct}	56
Fig. 3.11 Coefficient de réflexion: (a) variation de W_{ligne} ; (b) variation de L_{ligne}	57
Fig. 3.12 Coefficient de réflexion : (a) variation de W_{plan} ; (b) variation de L_{plan}	58
Fig. 3.13 Coefficient de réflexion (variation de d).....	58
Fig. 3.14 Coefficient de réflexion pour les 3 types du substrat.....	59
Fig. 3.15 Antennes proposées avec les modifications au niveau de l'élément rayonnant.....	60
Fig. 3.16 Coefficient de réflexion.....	60
Fig. 3.17 Les antennes proposées avec les modifications au niveau de la ligne.	61
Fig. 3.18 Coefficient de réflexion	61
Fig. 3.19 L'antenne proposée avec les modifications au niveau du plan de masse	62
Fig. 3.20 Coefficient de réflexion	63
Fig. 3.21 Impédance d'entrée.	63
Fig. 3.22 Rapport d'onde stationnaire	64
Fig. 3.23 Comportement du gain	64
Fig. 3.24 Diagramme de rayonnement en 2D.....	65
Fig. 3.25 Forme du prototype octogonale (alimenté par guide d'onde coplanaire).....	66
Fig. 3.26 Coefficient de réflexion	66
Fig. 3.27 Prototype proposé en structure CPW.....	67
Fig. 3.28 Coefficient de réflexion	68
Fig. 3.29 Impédance d'entrée de l'antenne	68
Fig. 3.30 Rapport d'onde stationnaire	69
Fig. 3.31 Diagramme de rayonnement en 2D ($g = 0.5$ mm)	69
Fig. 3.32 Photographes des prototypes réalisés en technologie microruban	70
Fig. 3.33 Banc de mesure du coefficient S_{11} de l'antenne proposée	71
Fig. 3.34 Comparaison entre les simulations et les mesures du coefficient S_{11}	71
Fig. 3.35 Photographes des prototypes pour $g = 0.1$ mm et $g = 0.5$ mm	72
Fig. 3.36 Comparaison simulations-mesures : (a) $g=0.1$ mm ; (b) $g=0.5$ mm	72
Fig. 3.37 Géométrie des antennes : (a) antenne triangulaire microruban - (b) antenne triangulaire proposée	74
Fig. 3.38 Coefficient de réflexion	74

Fig. 3.39 Impédance d'entrée	75
Fig. 3.40 Rapport d'onde stationnaire dans la bande [2-14] GHz	76
Fig. 3.41 Rapport d'onde stationnaire.....	76
Fig. 3.42 Distribution du courant surfacique.....	76
Fig. 3.43 Comportement du gain	77
Fig. 3.44 Diagramme de rayonnement en 2D	77
Fig. 3.45 Coefficient de réflexion : (a) variation de W_{ligne} ; (b) variation d'alfa (α).....	78
Fig. 3.46 Coefficient de réflexion : (a) variation de W_{tr} ; (b) variation de L_{tr}	79
Fig. 3.47 Coefficient de réflexion : (a) variation de W_{plan} ; (b) variation de L_{plan}	80
Fig. 3.48 Coefficient de réflexion (variation de d).....	80
Fig. 3.49 Coefficient de réflexion pour les 3 types du substrat	81
Fig. 3.50 Les différentes modifications au niveau de l'élément rayonnant	82
Fig. 3.51 La comparaison du coefficient S_{11} pour les différentes modifications	82
Fig. 3.52 Géométrie de l'antenne b (fig. 3.50.b).....	83
Fig. 3.53 Coefficient de réflexion	83
Fig. 3.54 Impédance d'entrée	84
Fig. 3.55 Rapport d'onde stationnaire.....	84
Fig. 3.56 Comportement du gain	85
Fig. 3.57 Diagramme de rayonnement en 2D	85
Fig. 3.58 Diagramme de rayonnement en 3D	85
Fig. 3.59 Géométrie de l'antenne c (fig. 3.50.c).....	86
Fig. 3.60 Coefficient de réflexion	86
Fig. 3.61 Diagramme de rayonnement en 2D.....	87
Fig. 3.62 Diagramme de rayonnement en 3D.....	87
Fig. 3.63 Prototype proposé en structure CPW	87
Fig. 3.64 Coefficient de réflexion	88
Fig. 3.65 Impédance d'entrée et ROS de l'antenne ($g=0.3\text{mm}$).....	88
Fig. 3.66 Photographes des prototypes de forme triangulaire.....	89
Fig. 3.67 Banc de mesure du coefficient S_{11} de l'antenne proposée.....	89
Fig. 3.68 Comparaison entre les simulations et les mesures du coefficient S_{11}	90
Fig. A2.1 Antenne comme dispositif de couplage entre les ondes guidées et les ondes rayonnées.....	100
Fig. A2.2 Antenne en mode émetteur.....	101
Fig. A3.1 Antenne rectangulaire.....	105

Liste des tableaux

Tab. 1.1 Densités spectrales de puissance autorisée par la FCC aux USA.....	08
Tab. 1.2 Les applications de la technologie ULB.....	11
Tab. 1.3 Les différents types d'antennes ultra large bande.....	14
Tab. 3.1 Les bandes passantes pour les différentes dimensions des chanfreins.....	55
Tab. 3.2 La bande passante pour les différents substrats utilisés.....	59
Tab. 3.3 La bande passante pour les différentes formes d'antennes proposées.....	65
Tab. 3.4 La bande passante pour les différents substrats utilisés.....	81

Liste des abréviations

AMP	: Antenna Modeling Program.
BLR	: Boucle Local Radio.
BP	: Bande Passante.
CPW	: CoPlanar Waveguide.
CST	: Computer Simulation Technology.
DCS	: Digital Cellular System.
DECT	: Digital Enhanced Cordless Telephone.
ETSI	: European Telecommunications Standards Institute.
ETSA	: Exponential Tapered Slot Antenna.
FEM	: Finite Element Method.
FDTD	: Finite Difference Time Domain.
FCC	: Federal Communications Commission.
FEKO	: FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche.
FR4	: Flame Resistant 4.
FIT	: Finite Integral Technique.
GPR	: Ground Penetrating Radar.
GPIB	: General Purpose Interface Bus.
GSM	: Global System for Mobile Communication.
HFSS	: High Frequency Structure Simulator.
HiperLAN	: High Performance Local Area Network.
IDA	: Infocomm Developpement Authority.
IE3D	: Integrated Electromagnetic 3D.
IEEE	: Institute of Electrical Electronic Engineers.
IR	: Impulse Radio.
MoM	: Method of Moments.
MMS	: Multimédia Message Service.
ROS	: Rapport d'Onde Stationnaire.
RF	: Radio Frequency.
SNEC	: Super Numerical Electromagnetics Code.
SNR	: Signal-to-Noise Ratio.

TLM	: Transmission Line Matrix.
ULB	: Ultra Large Bande.
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System.
UWB	: Ultra Wide Band.
USA	: United States of America.
WECA	: Wireless Ethernet Compatibility Alliance.
Wi-Fi	: Wireless Fidelity.
WIMAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Access.
WMAN	: Wireless Metropolitan Area Network.
WLAN	: Wireless Local Area Network.
WPAN	: Wireless Personal Area Network.
WWAN	: Wireless Wide Area Network.

Liste des symboles

- C : Capacité maximale du canal (bit/s).
 BP : Bande passante du système (GHz).
 S_{11} : Coefficient de réflexion (dB).
 λ : Longueur d'onde (m).
 η : Rendement de l'antenne.
 α : Angle d'évasement (degré).
 ε_{eff} : Permittivité effective (F/m).
 Z_c : Impédance caractéristique (Ω).
 L_{eff} : Longueur effective de l'élément de rayonnement (m).
 E : Champ électrique (V/m).
 H : Champ magnétique (A/m).
 ε_r : Constante diélectrique du substrat.
 h : Épaisseur du substrat (mm).
 $\tan(\delta)$: Pertes diélectriques.
 P_r : Puissance active rayonnée par l'antenne (W).
 P_f : Puissance fournie par l'émetteur (W).
 P_{ray} : Puissance rayonnée de l'antenne (W).
 $U(\theta, \varphi)$: Intensité de rayonnement de l'antenne (W/m²).

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, le potentiel de la mobilité, de l'accès et du partage de l'information avec une grande vitesse entre les dispositifs portatifs s'est développé avec une rapidité spectaculaire. Aussi avec l'essor des systèmes embarqués et les téléphones portables, les applications sans fil ont connu récemment une formidable explosion.

Ces applications sans fil ont vu alors le jour, elles viennent d'occuper plusieurs domaines de notre vie quotidienne et se généralisent peu à peu, remplaçant progressivement les technologies câblées. Parmi ces applications, on peut citer : la norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) [1920-2170] MHz. On trouve aussi les réseaux sans fil WPAN (Wireless Personal Area Network) comme le ZigBee qui fonctionnent à 2.4 GHz et enfin les standards WLAN (Wireless Local Area Network) qui permettent de produire une couverture zonale à 5 GHz.

Cependant, ces applications, s'étalent sur plusieurs octaves et il est donc difficile de concevoir une structure unique réunissant les caractéristiques requises permettant d'être utilisées dans ces différents services. Ainsi, l'accès simultané à partir d'un même terminal à toutes ces fréquences est impossible avec une antenne classique.

Les différents systèmes de communication mis en place auront donc besoin d'antennes de plus en plus compactes, fonctionnant sur une ou plusieurs fréquences, permettant notamment d'assurer la compatibilité des différentes normes ou d'accéder à de nombreux services à partir du même appareil. Pour pallier à cette problématique, certains chercheurs ont proposé des antennes compactes qui font généralement appel à des structures rayonnantes spécifiques. C'est ainsi que la technologie s'oriente vers de nouveaux types d'antennes qui assurent les fonctionnalités pour plusieurs applications en même temps. Parmi ces antennes, appelées Antennes *Ultra Large Bande* (ULB), on peut citer des antennes assez anciennes telles que les antennes spirales, les antennes log-périodique, les antennes discônes.... Toutefois, ces antennes sont assez encombrantes. C'est la raison pour laquelle les dernières recherches sont plutôt orientées vers des structures miniatures basées sur la technologie imprimée.

L'objet de notre travail consiste à montrer comment à partir d'une antenne microruban classique, autrement dit une antenne à bande étroite, obtenir une antenne ULB. Pour cela, on présentera plusieurs transformations et nouvelles structures sur lesquelles on effectuera plusieurs simulations jusqu'à l'obtention du résultat désiré (antennes ULB). Notons que ces antennes doivent satisfaire différents critères (fonctionnement ultra large bande, diagramme de rayonnement omnidirectionnel, encombrement minimum...).

Pour remplir cette tâche, nous proposons en premier lieu un chapitre qui englobe et fournit une étude et un bagage théorique nécessaire afin de mener le projet à terme. Ce bagage théorique contiendra donc de la théorie de base sur la technologie ULB et les antennes ULB. La première partie est consacrée à la présentation de la technologie ULB, où l'on commence par l'histoire et la naissance, les différentes phases de son développement, ses réglementations dans certaines régions du monde, ses caractéristiques ainsi que ses différents avantages. On enchaîne avec la présentation des applications ciblées par cette nouvelle technologie, essentiellement dans le domaine de la transmission sans fil. La deuxième partie du chapitre propose un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB les plus connues. On va étudier et exposer les trois catégories d'antennes ULB : les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes omnidirectionnelles et les antennes directives. Nous allons nous intéresser beaucoup plus aux antennes ULB en technologie microruban. Dans cette optique, deux structures seront alors choisies comme base d'étude pour ce travail de thèse.

Dans le second chapitre, nous verrons les moyens numériques et expérimentaux qui sont mis à notre disposition pour concevoir et réaliser les antennes étudiées au cours de cette thèse. Nous exposons, au début, les différentes techniques et les outils commerciaux de simulation. Nous aborderons ensuite la technique de fabrication, et exposerons un aperçu historique sur les antennes microruban. Les avantages, les inconvénients vont être aussi discutés dans cette partie et nous terminerons par la présentation des différentes techniques d'excitation.

Le troisième chapitre sera consacré à la simulation ainsi que la réalisation de deux types d'antennes à l'aide de l'outil de simulation électromagnétique IE3D. La première partie est consacrée à une étude de l'antenne octogonale et la deuxième partie traite l'antenne triangulaire. Différentes études seront menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant, le plan de masse, le substrat utilisé ainsi que les différents paramètres de l'antenne en vue d'adapter les structures à la bande passante souhaitée, mais également dans une optique d'amélioration de leurs rayonnements. Les différents résultats de simulations, seront présentés et comparés aux mesures effectuées à l'aide d'un analyseur de réseaux au niveau de l'Ecole Militaire Polytechnique.

Nous terminerons enfin par une conclusion générale qui nous permettra de faire le bilan des travaux présentés dans cette thèse et d'évoquer les perspectives pour la continuité et l'amélioration de cet axe de recherche.

Pour aider le lecteur à bien utiliser ce travail, trois annexes ont été ajoutées à la fin de ce manuscrit.

Chapitre 1

État de l'art sur les antennes

ULB

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES ULB

1.1. Introduction

Durant ces dernières années, il y a eu un développement très marqué des systèmes de télécommunications sans fil. Des réseaux locaux aux téléphones portables, le marché demande de plus en plus des systèmes rapides et fiables. La technologie Ultra Large Bande (ULB) constitue une solution très encourageante pour répondre à ce type d'exigences.

Ce chapitre est consacré à la présentation des différentes antennes ultra large bande existantes. En premier lieu, nous donnons les notions générales de la technologie ULB, ses principales caractéristiques, ses réglementations, ainsi que ses nombreux domaines d'applications. Et dans un second, nous présentons les différents travaux et recherches élaborés dans le domaine des antennes Ultra Large Bande.

1.2. La technologie ultra large bande

1.2.1. Historique et définition

Les communications ULB font l'objet de beaucoup de recherches aujourd'hui, mais leur histoire a débuté il y a plus d'un siècle. Si le terme "Ultra Large Bande" est relativement récent, le concept lui-même est par contre bien plus ancien. La première étape, à l'origine de toutes les techniques de transmission sans fil, débuta quand Maxwell proposa en 1860 les lois de l'électromagnétisme en unifiant l'électrodynamique et le magnétisme en une seule et même théorie [1]. Quelques années plus tard en 1890, à partir des travaux de Branly, Marconi réalisait les premières applications à la télégraphie sans fil en utilisant des impulsions.

Cependant, dès la seconde guerre mondiale, la deuxième phase avait en fait démarré. Des impulsions de durée très courte étaient utilisées dans des systèmes de détection et pour des systèmes de communications sécurisées. Dans les années 70, de nombreux travaux concernant les systèmes de communication et du radar furent publiés, notamment par Harmuth. Parallèlement, en 1973, Gerald F.

Ross dépose le premier brevet sur un système de communications [2]. Ce brevet fut l'aboutissement de ses travaux en électromagnétisme dans le domaine temporel, démontrant ainsi la possibilité d'utiliser des formes d'ondes ULB pour des applications radar [3].

L'année 1974 marque le premier succès commercial d'un système ULB: le radar d'analyse de sol (Ground Penetrating Radar) qui reste aujourd'hui encore l'une des niches de la technologie ULB. En 1978, C. L. Bennett et G. F. Ross, des membres du centre de recherche Sperry aux États-Unis, publient un article intitulé « Time-Domain Electromagnetics and Its Applications » et proposent un état de l'art des travaux effectués durant les 20 dernières années dans le domaine ULB. Donc, jusqu'à la fin des années 70, l'ensemble de ces travaux a été particulièrement soutenu par le domaine militaire qui voyait en ULB un fort potentiel pour les applications de type radar [4].

Enfin, la troisième étape démarra avec la publication de plusieurs articles. Le premier article décrivant cette solution, connue sous le nom d'Impulse Radio (IR), est dû à P. Withington et Fullerton en 1992. Cet article a été suivi par des travaux académiques démarrés par Scholtz en 1993.

Et ce n'est qu'en 1997 que le terme ULB apparaît dans le titre d'un article consacré à l'IR [1]. En août 1998, la Federal Communications Commission (FCC) a fait paraître un avis d'information publique (Notice of Inquiry) afin d'évaluer la possibilité de permettre l'utilisation de systèmes employant l'ULB. Suite à cette publication, une centaine de réponses et commentaires ont été faits par les divers organismes et partenaires industriels impliqués de près ou de loin dans l'utilisation de l'ULB. A la suite de ces commentaires, la FCC aux Etats-Unis a adopté, en mai 2000, un avis de proposition de réglementation dans laquelle, elle reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'ULB dans de nombreux domaines.

L'évènement majeur de l'essor des communications ULB est probablement le 14 février 2002. Date de l'annonce de la publication du « First Report and Order » de la FCC, qui décide un masque de puissance autorisée pour trois différentes applications ULB. Où, elle a attribué finalement 7.5 GHz de spectre dans la bande [3.1-10.6] GHz à l'ULB, pour une densité spectrale de -41.3 dBm/MHz [5] et [6].

Finalement, la définition de l'Ultra Large Bande, donnée par la FCC en février 2002, est la suivante ; un signal est dit Ultra Large Bande si :

- sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB) ;
- sa bande passante relative est supérieure à 20%.

On rappelle que la bande passante relative est définie comme suit

$$BP_{relative} (\%) = 200 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (1.1)$$

f_{\max} et f_{\min} sont respectivement les fréquences maximales et minimales délimitant la bande passante absolue.

Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

1.2.2. Réglementation

Une des idées maîtresses de l'ULB est de cohabiter dans des bandes de fréquences déjà utilisées par d'autres systèmes de communications. Par conséquent, les dispositifs radio ULB, malgré leur niveau de puissance émise qui est extrêmement faible, pourraient être une source potentielle d'interférence avec les services radio actuels. Pourraient utiliser une partie du spectre fréquentiel déjà allouée à ces services (fig. 1.1) [6] et doivent donc prouver leur capacité de coexistence avec les autres services radio.

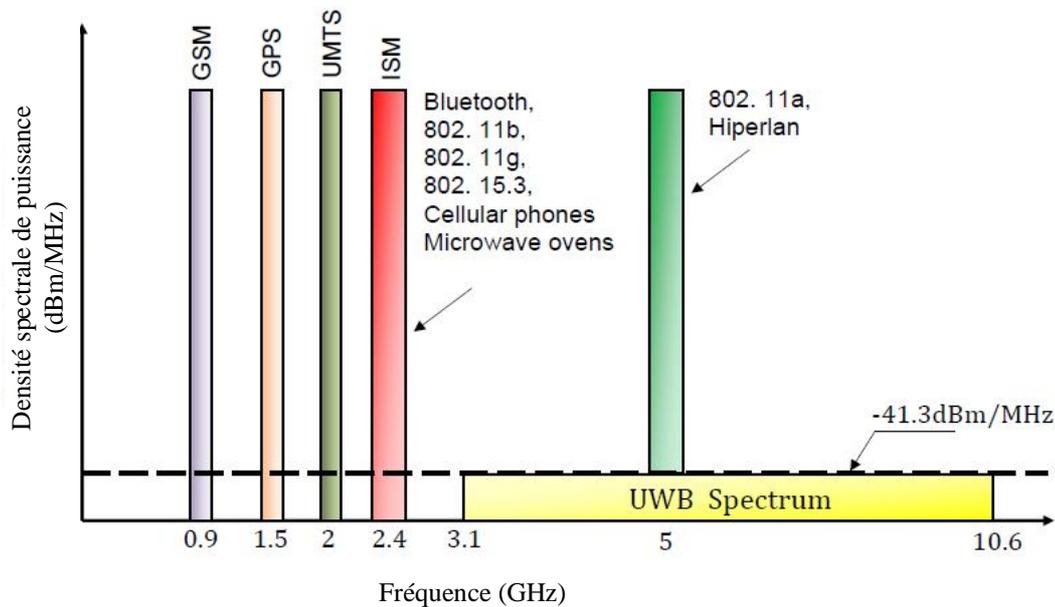


Fig. 1.1 Systèmes ULB et autres systèmes radio [6].

Dans ce paragraphe, on présente une description des travaux de la réglementation et la standardisation de l'ULB.

a- Réglementation aux USA

Les Etats-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 (-41.3 dBm/MHz) pour un spectre de fréquence allant de 3.1 GHz à 10.6 GHz [5], [7]. La figure 1.2 [8] représente le spectre d'émission imposé par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur aux USA.

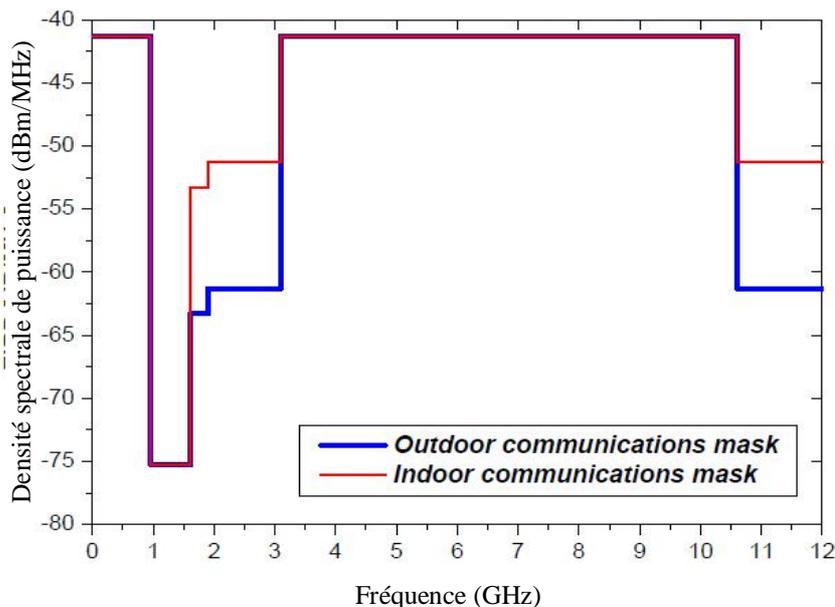


Fig. 1.2 Spectre d'émission imposé par la FCC aux USA [8].

Les densités spectrales de puissance, autorisées par la FCC pour les applications de transmission de données en intérieur et en extérieur, sont présentées dans le tableau 1.1.

Fréquence en GHz	densités spectrales de puissance (Systèmes intérieurs) en dBm/MHz	densités spectrales de puissance (Systèmes extérieurs) en dBm/MHz
0.960 – 1.610	-75.3	-75.3
1.610 – 1.990	-53.3	-63.3
1.990 – 3.1	-51.3	-61.3
3.1 – 10.6	-41.3	-41.3
> 10.6	-51.3	-61.3

Tab. 1.1 Densités spectrales de puissance autorisée par la FCC aux USA [8].

b- Réglementation en Europe

Les États-Unis ont été les plus rapides 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.

En juillet 2007, le Département Européen des Standards de Télécommunications (ETSI) a proposé des limites similaires à celle de la FCC pour les niveaux d'émissions des signaux ULB pour un spectre de fréquence allant de 6 GHz à 9 GHz [5]. Ces propositions européennes possèdent cependant une certaine flexibilité pour les bandes : [3.1-4.8] GHz dans la proposition d'octobre 2005 et [4.2-4.8] GHz dans celle de février 2006.

La figure 1.3 [9] montre l'état des spectres d'émissions pour les systèmes Ultra Large Bande en Europe:

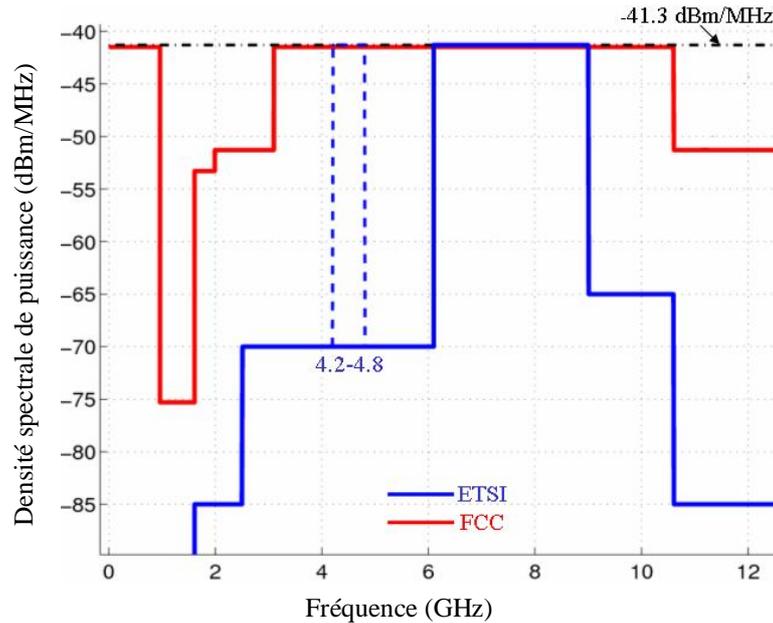


Fig. 1.3 Spectre d'émission imposé par L'ETSI en Europe [9].

c- Réglementation en Asie

En Asie, la réglementation de l'ULB a pris de l'avance surtout au Japon et à Singapour (fig. 1.4). Au Japon dès septembre 2002, le groupe de travail « Information and Communication Technology Sub-Council » a présenté ses premières investigations sur la technologie ULB au ministère des Télécommunications, afin de préparer la réglementation de l'ULB.

Début 2003, l'autorité Singapourienne « Infocomm Development Authority (IDA) » a créé une zone de recherche sur l'ULB, appelé « UWB friendly zone », qui permet de déployer des tests à Singapour avec des expérimentations utilisant des émissions de puissance de -35 dBm/MHz et une bande s'étalant de 2GHz à 10GHz [10].

Au Japon, en Août 2005, le ministère de l'intérieur et de la communication, en charge de la réglementation des télécommunications, a autorisé l'émission de signaux ULB sans licence. Cette autorisation concerne les bandes 3.4 - 4.8 GHz et 7.25 - 10.25 GHz avec les mêmes contraintes en puissance imposées par la FCC (- 41.3 dBm/MHz) [2].

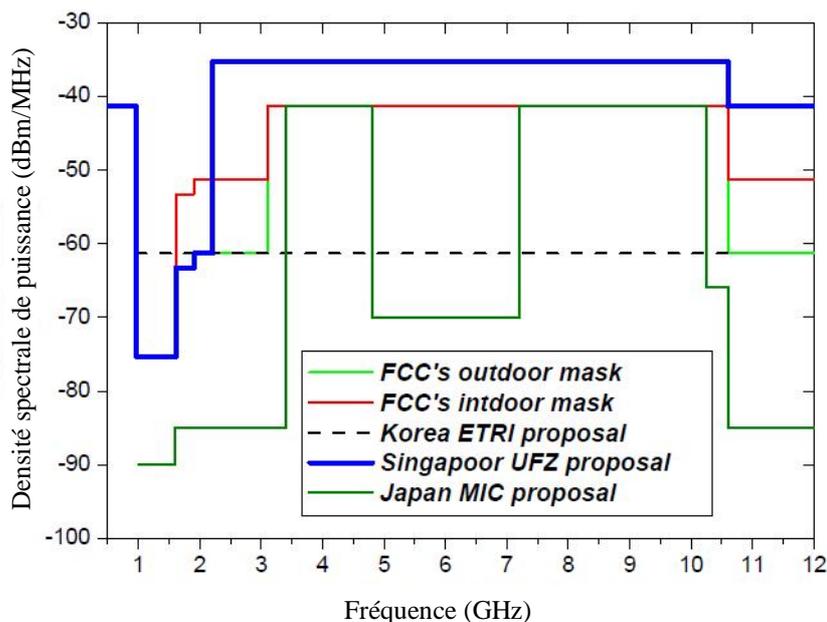


Fig. 1.4 Spectre d'émission imposé en Asie [8].

1.2.3. Caractéristiques

Par rapport aux autres systèmes de transmission classique, l'ultra large bande dispose d'une certaines caractéristiques intéressantes.

- Problème dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement du signal, dû à la propagation par trajets multiples, peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques [11]. Dans le cas des communications ultra large bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante. Comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivant avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique, de courte durée, permet l'exploitation d'un nombre supérieur de trajets permettant ainsi à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple).

- Communications protégées

Les signaux ULB sont plus discrets et potentiellement plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunication classiques, parce qu'ils occupent une grande largeur de bande, présentant ainsi une très faible densité spectrale de puissance [8].

- Capacité de la technologie ULB

En effet, la capacité d'un canal de transmission peut-être calculée selon le théorème de Shannon par :

$$C = BP.\log_2 (1+ SNR) \quad (1.2)$$

Où C représente la capacité maximale du canal (bit/s), BP désigne la bande passante du système (Hz), et SNR le rapport signal à bruit.

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

1.2.4. Applications

La technologie ULB est présentée comme une solution très intéressante pour un grand nombre d'applications (Tab. 1.2). En premier lieu, elle fut utilisée dans les radars. Puis, en suscitant un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle. Elle commence à servir certains systèmes tels que: Systèmes d'imagerie radar, Systèmes radar de véhicules et Systèmes de communications [5], [12] et [13]. Les deux premiers n'exigent pas un gros débit d'informations, mais nécessitent une bonne précision sur de grandes distances et une robustesse aux trajets multiples.

Applications	La bande de fréquence (GHz)
Systèmes de communications	3.1-10.6
systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (<i>Ground Penetrating Radar</i>)	3.1-10.6
Système d'imagerie à travers les murs	1.61-10.6
systèmes de surveillance	1.99-10.6
Systèmes d'imagerie médicale	3.1-10.6
systèmes radar de véhicules	22-29

Tab. 1.2 Les applications de la technologie ULB [12].

a- Systèmes d'imagerie radar

Cette catégorie d'applications comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR), d'imagerie de l'intérieur des murs et à travers les murs, d'imagerie médicale et d'imagerie de surveillance. Le signal ULB peut pénétrer dans le sol ou pénétrer dans un mur et même le traverser pour permettre de détecter ce qu'il cache, il permet aussi de mesurer les distances avec précision.

L'exploitation de ces systèmes est limitée à des bandes de fréquences particulières [1]:

- Au-dessous de 960 MHz : systèmes d'imagerie par GPR, d'imagerie de l'intérieur des murs.
- 1.99-10.6 GHz : systèmes de surveillance et d'imagerie à travers les murs.
- 3.1-10.6 GHz : systèmes d'imagerie par GPR, d'imagerie de l'intérieur des murs et d'imagerie médicale.

b- Systèmes radar de véhicules

Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, etc.... Les systèmes radar de véhicules peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule.

c- Systèmes de communications

L'une des applications qui a connu un grand développement, après la libération de la bande de fréquence de [3.1-10.6] GHz, concerne, sans aucun doute, les communications sans fil (voir annexe 1) [5], [14], à très hauts débits et à courtes portées (fig. 1.5) [11]. Cette catégorie présentera certainement la plus grande prolifération en raison de la possibilité d'utilisation massive des dispositifs ULB dans les immeubles à bureaux, les salles de réunion et de conférences et les endroits publics [15].

La première application de l'ultra large bande pour les communications sans fil à haut débit (supérieur à 10 Mb/s) est liée aux loisirs domestiques. L'ULB permet de remplacer les câbles entre caméras numériques et PC par une connexion sans fil. D'effectuer des transferts à très haut débit entre plusieurs PC d'une même maison, ou entre un PC et certains périphériques (imprimante, scanners, disque de stockage) grâce au bus universel sans fil de très haut débit.

Pour des débits plus faibles, on peut envisager des portées un peu plus grandes (50 m) ce qui donne aussi accès à un grand nombre d'applications.

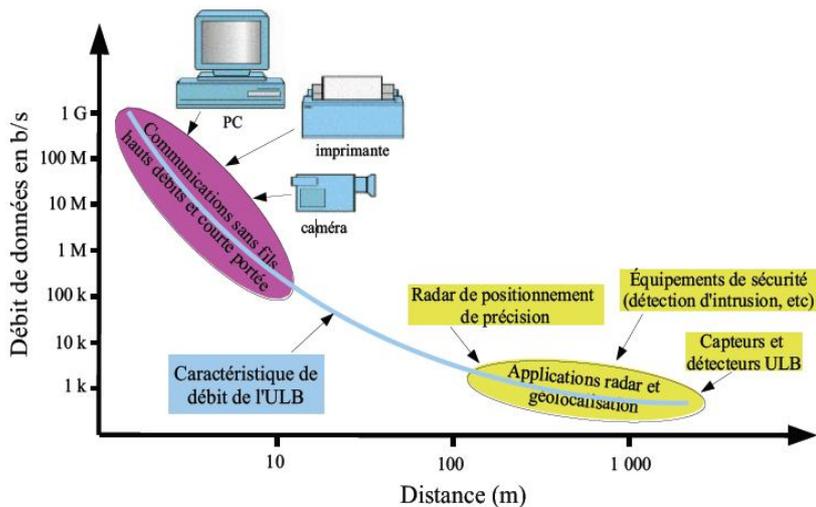


Fig. 1.5 Applications de l'ULB en fonction des débits et de la distance [11].

Enfin, l'historique de la technologie ULB, ses standardisations et leurs principales applications ont brièvement été présentées dans la section précédente. Il est indispensable maintenant de s'intéresser aux antennes ULB qui sont le principal sujet d'étude de cette thèse.

1.3. Les antennes ultra large bande

Généralement, les systèmes de télécommunications peuvent être décomposés en deux parties: une première partie sert au traitement des signaux électriques contenant les informations à transmettre. La seconde partie permet la transformation de ces signaux électriques en ondes électromagnétiques rayonnées dans l'espace (côté émission) et inversement (côté réception) [16]. Cette dernière fonction est réalisée par des dispositifs, appelés antennes (voir annexe 2), que l'on peut classer de différentes manières, selon leurs types, leurs géométries, leurs caractéristiques de rayonnement ou bien leurs utilisations. Dans notre travail, les antennes sont classées selon leur largeur de bande.

La largeur de bande (ou la bande passante) d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. La plupart du temps, on s'intéresse aux puissances transmises et reçues. Il est évident que la largeur de bande est la caractéristique principale qui distingue une antenne ULB des antennes usuelles. Dans le contexte d'antenne ULB, la définition la plus utilisée est celle de la FCC présentée précédemment.

De nombreux services radio mobiles se développent actuellement et attirent de plus en plus les utilisateurs. L'accès à ces services à partir d'un seul terminal nécessite l'utilisation d'antennes compactes, multi et/ou larges bandes. Parmi les antennes développées au cours de ces dernières années qui font l'objet de nombreux travaux de recherche et de développement, sont les antennes Ultra Large Bande.

Il existe 3 types d'antennes ultra large bande illustrés par le tableau 1.

Les antennes Ultra Large Bande		
Antennes Indépendantes de la fréquence	Antennes Omnidirectionnelles	Antennes Directives

Tab. 1.3 Les différents types d'antennes ultra large bande [14].

La diversité des antennes ULB est tellement vaste qu'il est impossible de faire un recensement complet des antennes existantes. Nous allons, dans cette partie, présenter les différents types d'antennes ultra large bande qui sont communément utilisés. On parlera aussi sur les diverses recherches et travaux réalisés.

Afin de mieux comprendre le comportement des antennes ultra large bande, qui seront classées en catégories, présentant chacune des spécificités bien précises. Seules les antennes microruban nous intéressent et deux structures pourront alors être choisies comme bases d'étude pour cette thèse.

1.3.1. Antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence sont connues depuis longtemps et ont été définies par Rumsey et Dyson en 1957 [16].

Elles possèdent des impédances d'entrée de l'ordre de 50 à 200 Ω . Elles présentent un rayonnement unidirectionnel ou bidirectionnel et elles peuvent être réalisées en technologie imprimée. Pour les applications ULB, ces antennes ont l'inconvénient d'être de taille assez importante [1], [17].

Les antennes spirales et les antennes log-périodique font partie de ce groupe d'antennes [11].

a- Les antennes spirales

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1959 [18], leur spectre est assez large. Les antennes spirales les plus connues et les plus utilisées aujourd'hui seront détaillées dans la suite: la Spirale équiangulaire (spirale logarithmique), la spirale conique et la spirale de type Archimède.

- Antenne à spirale logarithmique :

L'antenne spirale équiangulaire ou logarithmique fait partie des antennes indépendantes de la fréquence. L'impédance d'entrée de ce type d'antenne est typiquement de 75 à 100 Ω . La polarisation du signal rayonné est circulaire, mais aux fréquences où la longueur des conducteurs est très petite par rapport à la longueur d'onde, la polarisation est linéaire. Si la longueur des brins augmente, la polarisation du champ devient elliptique puis circulaire.

- Antenne spirale conique :

Cette antenne a une forme dérivée de la précédente. En effet, il suffit, pour la réaliser, d'imprimer les spirales sur un cône en matériau diélectrique servant de support.

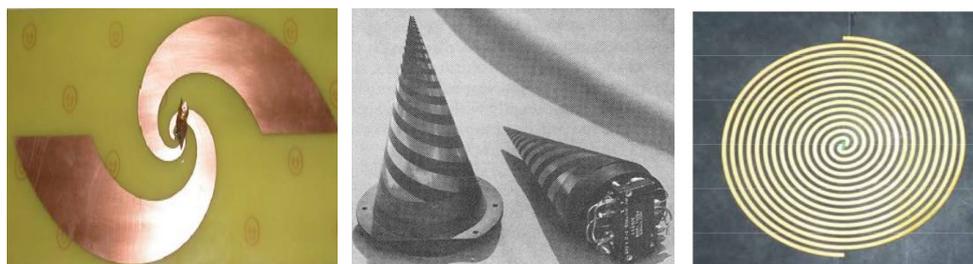
La polarisation du champ est circulaire pour un demi-angle du cône inférieur à 60° . Si l'angle dépasse 60° , la polarisation devient elliptique.

- Antenne à spirale d'Archimède :

L'antenne spirale d'Archimède est formée de deux spirales emboîtées, imprimées sur un substrat plan servant de support à la structure. Ses spécificités ressemblent beaucoup à celles des types d'antennes à spirales que l'on a vues précédemment [16].

En 1991, Johnson Wang invente et développe l'antenne spirale microruban [19]. Cette antenne présente une bande passante très large. Elle a été aussi étudiée avec ces différents types par Ludovic Schreider [20], dans la bande [100MHz - 1GHz].

La figure 1.6 montre une représentation pratique des antennes ultra large bande de type « spirale » indépendantes de la fréquence.



Antenne logarithmique

Antenne conique

Antenne d'Archimède

Fig. 1.6 Les 3 formes d'antennes ultra large bande indépendantes de la fréquence de type « spirale » [16].

b- Les antennes log-périodique

Les antennes log-périodique [16] ont été conçues pour la première fois par Duhamel et Isabell en 1959 [21]. Sont des antennes constituées par l'association de multiples dipôles élémentaires montés en parallèle. La fréquence haute de l'antenne est limitée par la dimension du plus petit brin et la fréquence basse par celle du plus grand [22].

Notons que ce type d'antennes se rapprochent d'une structure fractale et se déclinent sur une large bande de fréquence. Théoriquement, on peut imaginer une infinité de structures périodiques, on présentera brièvement, à travers cette section, quelques types de ces antennes tels que ; log-périodique de forme circulaire, de forme trapézoïdale et les antennes LPDA. Cette antenne a fait l'objet de plusieurs recherches [23].

- Antenne log-périodique de forme circulaire :

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves avec un diagramme de rayonnement bidirectionnel.

- Antenne log-périodique de forme trapézoïdale :

L'antenne log-périodique de forme trapézoïdale est un autre exemple d'antenne log-périodique circulaire dont tous les bords présentent un profil plat plutôt qu'incurvé. Cette antenne, étant plus facile à construire que la précédente, est plus couramment utilisée que l'antenne de forme circulaire. Elle possède exactement les mêmes caractéristiques: diagramme de rayonnement bidirectionnel, bande passante de plusieurs octaves et une polarisation linéaire.

- Antenne LPDA (Log-Periodic Dipole Array) :

Un autre type de ces antennes, est l'antenne dipôle log-périodique LPDA. Cette antenne se déduit aisément de la précédente [24]. L'antenne est alimentée au sommet et l'on peut définir deux types de zones: la zone de transition et la zone active. La zone de transition est la zone où les champs se propagent le long de la ligne de transmission centrale depuis le sommet jusqu'aux dipôles de longueur $l/4$, alors que la zone active est la zone où l'on a de forts courants.

La figure 1.7 montre une représentation pratique des antennes ultra large bande de type « log-périodique » indépendantes de la fréquence.

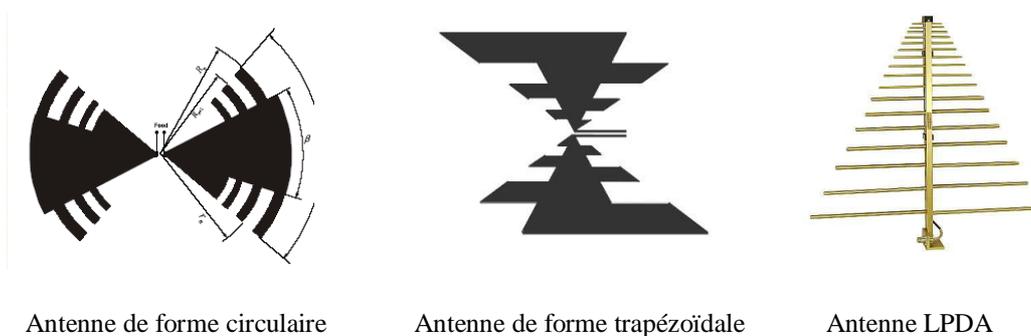


Fig. 1.7 Les 3 formes d'antennes ultra large bande indépendantes de la fréquence de type « log-périodique » [24].

Les applications de ces antennes sont multiples. Par exemple, l'association de deux antennes d'Archimède identiques, est employée dans le domaine des applications liées à l'imagerie médicale. Aussi, dans certains cas comme celui de la surveillance du spectre électromagnétique, on utilisera une antenne log-périodique [25].

1.3.2. Antennes omnidirectionnelles

a- Antennes biconiques et ses dérivées

- Antenne biconique :

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par Schelkunoff [16]. Le concept de l'antenne biconique est basé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais offre une bande passante plus grande que s'il est construit avec un fil fin. Ce concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus importante en utilisant des conducteurs évasés. Ce type d'antenne possède une bande passante de plus de 100 %, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une polarisation linéaire [24].

- Antenne discône :

Une autre dérivation de l'antenne biconique est l'antenne discône (monocône). Cette antenne est formée d'un cône et d'un plan de masse qui peut être circulaire ou rectangulaire et qui remplace le second cône de l'antenne biconique. La conception du discône est assez proche de celle du biconique, donc la majeure partie des remarques faites pour le discône reste valable pour le biconique ou vice versa.

L'antenne est alimentée par un câble coaxial dont l'âme centrale est connectée directement au sommet du cône. Les paramètres gouvernant la structure sont les dimensions 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. Si on règle correctement ces deux paramètres, l'antenne possède une bande passante de plus de 150 % [11], [14]. L'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, et son gain est légèrement plus élevé que celui d'une antenne biconique du fait de l'utilisation d'un plan de masse fini.

Ce type d'antenne (les antennes biconiques et ses dérivées) a été étudié par plusieurs chercheurs [26]. La figure 1.8 montre une représentation des antennes ultra large bande omnidirectionnelles de type « biconique ».



Antenne biconique



Antenne discône

Fig. 1.8 Les 2 formes d'antennes ultra large bande omnidirectionnelles de type « biconique » [16].

b- Antenne ULB en technologie imprimée

Les antennes exposées dans les sections précédentes sont assez encombrantes. C'est la raison pour laquelle les dernières recherches sont plutôt orientées vers des structures miniatures basées sur la technologie imprimée.

Donc, dans un souci de miniaturisation et de simplicité de fabrication, la forme imprimée semblait être un bon point de départ. Elle s'est immédiatement popularisée grâce à ses nombreux avantages en termes de robustesse, de réduction des coûts de fabrication et de la grande variété des formes géométriques qu'elle peut prendre.

Dans le contexte de ce travail, aussi un très grand nombre de structures a été étudié et réalisées pour diverses applications. Dans ce paragraphe, on va examiner plusieurs types d'antennes omnidirectionnelles en technologie imprimée.

- Antenne Circulaire / Elliptique :

Cette antenne a fait l'objet de plusieurs recherches [27], [28], [29] et [30] qui ont montré que c'est une antenne ultra large bande à dimensions réduites.

Habituellement, cette antenne a une bande passante de plus de 160 %. Elle a été étudiée par Jianxin Liang [8] (fig 1.9), d'où, il a pu étaler pour un rayon de 10mm, une bande passante de 2.69 GHz à 10.16 GHz (structure microruban) et une autre bande passante plus vaste qui va de 2.7 GHz jusqu'au 15.9 GHz pour un rayon de 12.5mm (structure CPW).

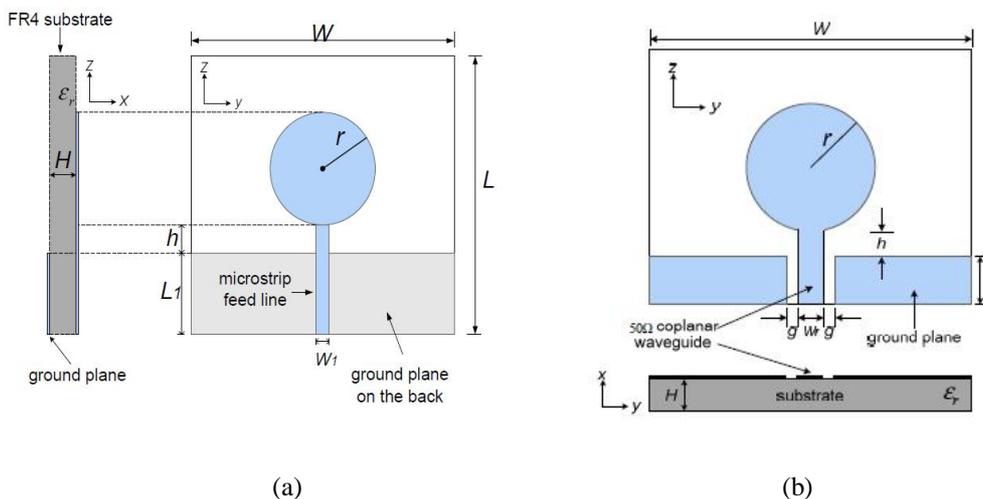


Fig 1.9 Antenne Circulaire imprimée [8]

(a) structure microruban - (b) structure CPW

Certains auteurs [31], [32], [33] et [34] ont étudié aussi ce type d'antenne mais sous la forme elliptique.

C'est aussi dans cette optique qu'a été conçue l'antenne [35] (fig. 1.10). Elle se base sur une structure elliptique avec un plan de masse de forme trapézoïdale, permettant d'obtenir une très large bande passante de 0.44 à 10.5 GHz.

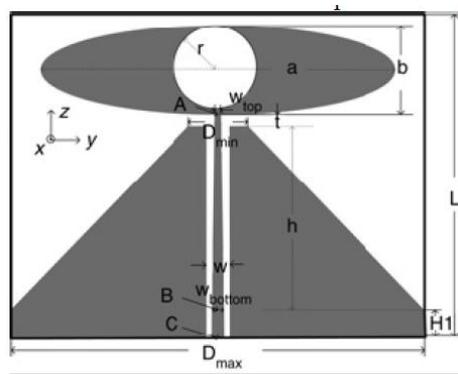


Fig. 1.10 Antenne omnidirectionnelle de forme Elliptique [35].

Un autre exemple d'antennes circulaires est l'antenne Rugby-Ball. Elle a été conçue pour des applications radars [36], [37]. Cette antenne consiste en une intersection de deux cercles de rayons différents, la forme ressemblant à un ballon de rugby (fig 1.11). L'étude de cette antenne montre qu'elle possède une bande passante qui s'étale de 0.1 à 20 GHz pour un ROS < 2.

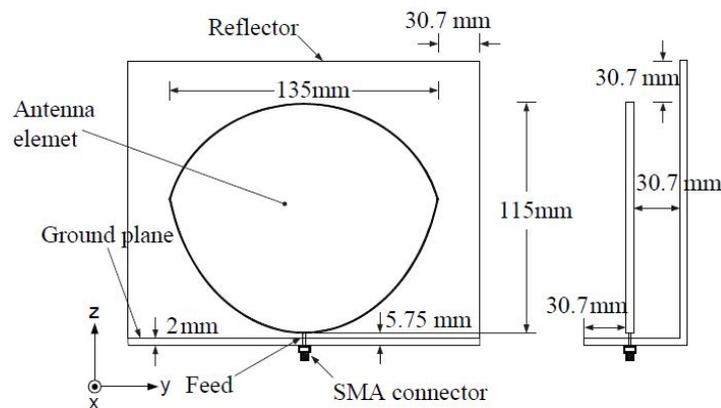


Fig. 1.11 Antenne Rugby-Ball [36].

A partir de la forme planaire circulaire, d'autres formes d'antennes ont apparues. Elles ont été conçues dans le but de réduire la taille de l'antenne ou d'améliorer l'une de ses performances (augmentation de la bande passante, stabilisation du diagramme de rayonnement ou rejet d'une fréquence en particulier...).

- Antenne Rectangulaire :

L'antenne rectangulaire [38] est un autre type d'antenne patch dans sa forme la plus simple comme le montre la figure 1.12, d'où on trouve dans les articles [39], [40] des études basées sur plusieurs dimensions.

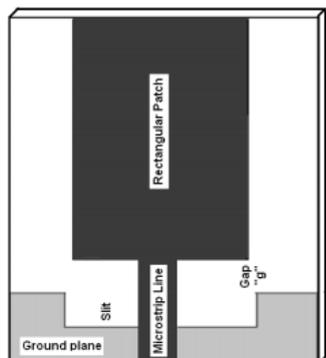


Fig. 1.12 Antenne Rectangulaire [39].

- Antenne Triangulaire

L'antenne triangulaire est la version planaire de l'antenne conique. Elle est constituée d'un triangle plat rayonnant monté sur un plan de masse (fig 1.13). Cependant, une étude comparative de ce type d'antennes a été menée par Brown et Woodward, et a mis en avant quelques différences entre la structure plane et son équivalent à 3 dimensions, en termes d'adaptation et de rayonnement [11]. Cette antenne a été le but de quelques travaux de recherches tels que [41], [42].

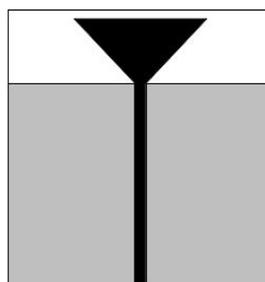


Fig. 1.13 Antenne Triangulaire [41].

Une autre antenne imprimée peut être aussi mentionnée. Il s'agit de l'antenne à encoches (fig. 1.14). Pour obtenir une bande passante relativement large, cette antenne utilise des encoches qui modifient le couplage électromagnétique entre le plan de masse et la structure rectangulaire. Elle utilise aussi un plan de masse tronqué. Cette antenne reste une antenne de petite taille et garde un diagramme de rayonnement pratiquement omnidirectionnel sur toute la bande passante, elle possède une bande passante de 0.5 à 2 GHz pour un $ROS < 2$ [43].

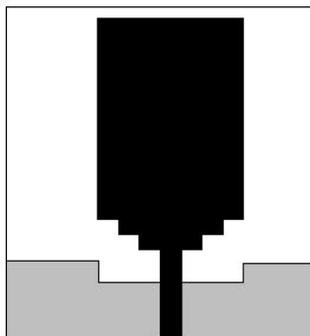


Fig. 1.14 Antenne à encoches [43].

Aussi, pour éviter certaines interférences avec les systèmes à bande étroite déjà existants, l'antenne ULB doit pouvoir rejeter certaines fréquences (bande 5-6 GHz pour le Wifi, ou 2.4 GHz pour le Bluetooth). Pour ce faire, l'antenne doit pouvoir jouer le rôle de filtre coupe bande. En ajoutant des fentes ou des éléments parasites, sur ou proches de l'élément rayonnant, l'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande. La position et les dimensions de la fente sont immédiatement reliées par la bande de fréquence rejetée.

Une antenne ultra large bande à sous bande coupée [44] travaillant dans la bande [3.1-10.6] GHz, et rejetant la bande de fréquence 5-6 GHz est présentée sur la figure 1.15. Aussi, dans le même but plusieurs chercheurs ont abordé le sujet pour plusieurs structures et formes d'antennes circulaire [45], [46], elliptique [47] ou rectangulaire [48].

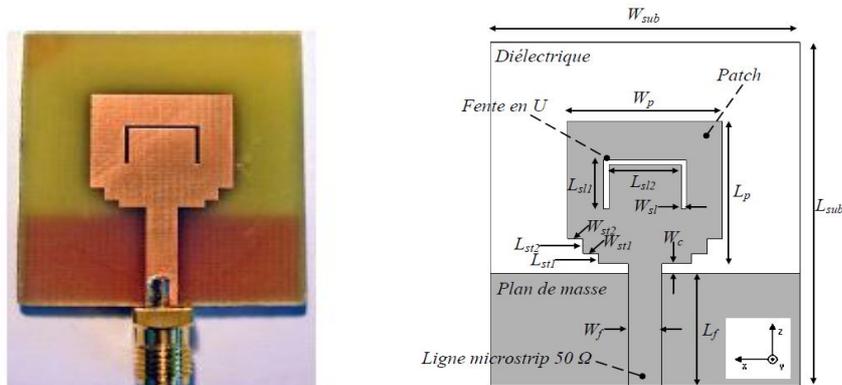


Fig. 1.15 Antenne ultra large bande à sous bande coupée [44].

Par la suite, furent développées plusieurs structures et formes ultra large bande en technologie imprimée, fonctionnant pour les applications sans fil [49], [50], [51], [52] et [53] (fig. 1.16).

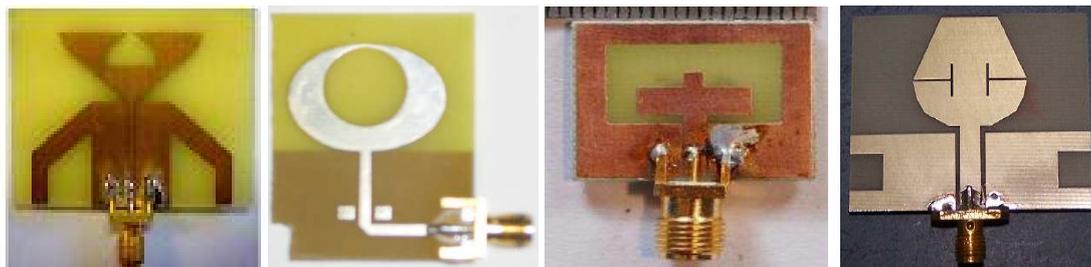


Fig. 1.16 Quelques géométries d'antennes ultra large bande omnidirectionnelles en technologie imprimée.

D'après cet état de l'art, on peut dire que les antennes Ultra Large Bande Omnidirectionnelles en technologie imprimée suscitent un intérêt croissant dû à l'évolution rapide des applications sans fil. Actuellement, plusieurs structures d'antennes ont été étudiées pour satisfaire cette forte demande d'antennes, plusieurs techniques d'élargissement de bande ont été développées.

L'élargissement de la bande passante et l'intégration de l'élément rayonnant dans un système nécessitent un compromis à trouver et à faire de la part du concepteur. Ce compromis est imposé par les dimensions de l'antenne que l'on désire et les performances recherchées en termes de bande, de gain, de rayonnement, d'adaptation, ou encore de forme, compatibles au cahier des charges prédéfini.

1.3.3. Antennes directives

La dernière catégorie présentée serait les antennes directives (fig. 1.18) [14]. L'antenne ULB directive est souvent utilisée dans des applications particulières; par exemple dans le cas d'une station de base en communication avec des stations fixes.

a- Antenne à transition progressive (Vivaldi)

Ces antennes, également connues sous le nom d'antenne TSA (Tapered Slot Antenna), constituent une autre catégorie importante d'antennes ULB directives. Elles ont été imaginées en 1974 par Lewis et Gibson [11].

Originellement, les antennes TSA sont alimentées par une ligne à fente s'évasant progressivement. Le profil de ces ouvertures peut prendre différentes formes (fig. 1.17) [54]:

(a) Linéaire (Linearly TSA) est la plus facile à réaliser. Ses deux paramètres sont la hauteur et la longueur d'ouverture.

(b) A ligne brisée (Broken LTSA), dépend d'un plus grand nombre de paramètres que l'antenne LTSA.

(c) Exponentiel puis à largeur constante (Constant-Width SA).

(d) Vivaldi ou ETSA (Exponential Tapered Slot Antenna), il s'agit d'une ligne à rubans coplanaires métalliques s'évasant de manière exponentielle pour former l'élément rayonnant, dont les caractéristiques dépendent des 3 paramètres que sont la longueur, la largeur et l'ouverture [55].

Ces antennes sont adaptées sur une très large bande passante de 125%-170%. Les gains atteints par ces antennes peuvent aller jusqu'à 10 dBi. Elles sont adaptables à 50Ω et leur rayonnement est généralement directif [1].

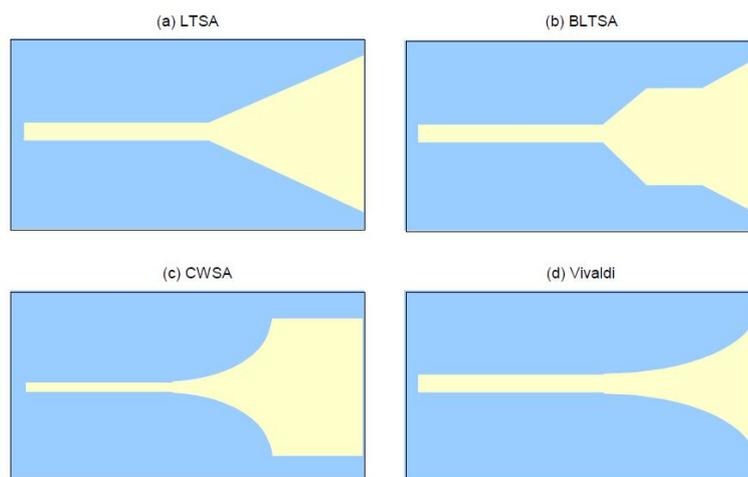


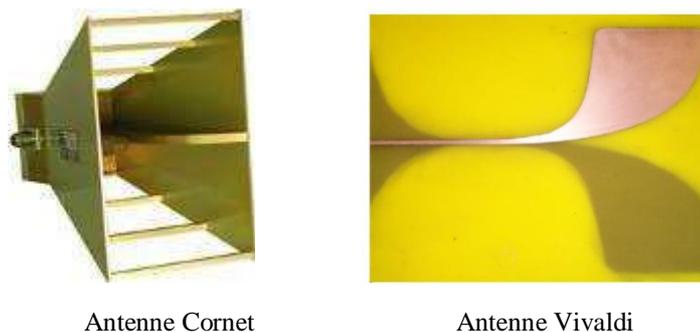
Fig. 1.17 Les différents profils des antennes TSA [57].

Dans les articles suivants [56], [57], [58] et [59], les auteurs ont présentés les antennes Vivaldi ultra large bande, conçu pour des applications sans fil.

b- Antenne Cornet

Les cornets constituent une autre catégorie d'antennes ultra large bande directives. La bande passante est relativement large (50-180%). Ces antennes sont couramment utilisées pour des mesures de diagramme de rayonnement ou encore dans le cadre d'applications GPR. Ce type d'antenne peut avoir un gain important (+17 dBi) qui augmente avec la fréquence sur plusieurs octaves [14]. Contrairement aux antennes étudiées précédemment, il est très difficile de miniaturiser ce type d'antenne.

Ce type d'antenne a été présenté par [60] avec une largeur de bande qui va de 8 à 18 GHz.



Antenne Cornet

Antenne Vivaldi

Fig. 1.18 Antennes ultra large bande directives [14].

1.4. Conclusion

Ces dernières années ont connu un important développement des travaux de recherches tant académiques qu'industriels concernant ce type d'antenne « Ultra Large Bande », qui suscitent un intérêt croissant dû à l'évolution rapide de la technologie des systèmes de communications.

Ce chapitre nous a éclairé sur la technologie ULB dans tous ses aspects. Premièrement ; nous avons présenté l'historique de la technologie ULB, les différentes normalisations (réglementations). Nous avons aussi défini ses applications les plus utilisées.

Par la suite, un aperçu sur les différentes familles d'antennes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences a été présenté. Concernant l'efficacité de l'antenne tout d'abord, celle-ci doit être adaptée avec un coefficient de réflexion (S_{11}) inférieur à -10 dB sur toute la bande de fréquence. En terme de rayonnement, celui-ci doit être omnidirectionnel ainsi que des dimensions réduites. Dans ces conditions, et vu le grand nombre d'antennes ULB existantes, nous avons choisi de retenir la solution des structures en technologie imprimée.

Enfin, différentes antennes ont été mentionnées dans le but de réduire l'encombrement des éléments rayonnants et élargir la bande passante, une contrainte assez importante avant de pouvoir intégrer ces dernières dans des dispositifs finaux.

C'est dans ce contexte que se situe notre travail qui consiste en : la proposition, la conception, la simulation ainsi que la réalisation des antennes ultra large bande en technologie imprimée appliquées notamment aux communications sans fil.

Bibliographie Chapitre 1

- [1] Yvan Duroc, " *Contribution au Développement de Modèles Orientés Système pour les Antennes des Communications Ultra Large Bande* ", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'institut national polytechnique de Grenoble, 23 Avril 2007.
- [2] Louis-Marie Aubert, " *Mise en Place d'une Couche Physique pour les Futurs Systèmes de Radiocommunications hauts débits UWB*", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'institut national des sciences appliquées de Rennes, 8 Novembre 2005.
- [3] Hung-Jui Lam, " *Ultra-Wideband Antenna in Coplanar Technology*", thèse pour obtenir le grade de « master of applied science », université de Victoria, 2005.
- [4] David Marchaland, " *Architectures et circuits dédiés aux émetteurs Ultra Large Bande bas débit*", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Marne-la-Vallée, 03 Décembre 2007.
- [5] Maria-Gabriella Di Benedetto, Thomas Kaiser, Andreas F. Molisch, Ian Oppermann, Christian Politano, et Domenico Porcino, " *UWB communication systems a comprehensive overview*", Eurasip book series on signal processing and communications, volume 5.
- [6] Michel Terre, " *Cours du conservatoire national des arts et métiers : UWB version 1*", conservatoire national des arts et métiers, Novembre 2006.
- [7] Tharek Abdul Rahman, " *Reconfigurable Ultra WideBand Antenna design and development for wireless communication*", research project, numéro: 79028, Université de Malaysia.
- [8] Jianxin Liang, " *Antenna study and design for ultra WideBand communication applications*", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de London, Juillet 2006.
- [9] Hacem Ghanoum, " *Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain*", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'école nationale supérieure des télécommunications, Paris, 11 Décembre 2006.
- [10] Emeric Gueguen, " *Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multi-bandes OFDM*", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'institut national des sciences appliquées de Rennes, 14 Janvier 2009.
- [11] N. Fortino, " *Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour les systèmes ULB impulsions*", thèse de doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, 16 Février 2006.
- [12] Celine Foong Leng Lew, " *Inverted trapezoidal antenna for pulsed application*", thèse pour obtenir le grade de « bachelor of engineering », université de Queensland, 23 Mai 2003.

- [13] Elham Ebrahimi, "*Wideband and reconfigurable antennas for emerging wireless networks*", thèse pour obtenir le grade de docteur (PhD), université de Birmingham, Septembre 2011.
- [14] Laurence Babour, "*Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsions*", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'institut polytechnique de Grenoble, Mai 2009.
- [15] Mohammad Vahdani, "*Low-profile, ultra wideband and dual polarized antennas and feeding systems*", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'école nationale supérieure des télécommunications, Paris, 29 Octobre 2008.
- [16] Constantine A. Balanis, "*Antenna theory; analyse and design*", John Wiley & Sons, third edition, 2005.
- [17] Lu Geo, "*Study and miniaturisation of antennas for ultra wideband communication systems*", thèse pour obtenir le grade de docteur (PhD), université de London, September 2009.
- [18] J. Dyson, "*The equiangular spiral antennas*", IRE on antennas and propagation, pp. 181-187, 1959.
- [19] J.J.H Wang, V.K. Tripp, "*Design of multioctave spiral-mode microstrip antennas*", IEEE trans on antennas and propagation, vol.39, n°3, Mars 1991.
- [20] Ludovic Schreider, "*Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz*", thèse présentée pour obtenir le grade de docteur de l'école nationale supérieure des télécommunications, Paris, Avril 2006.
- [21] R.H Duhamel and D. Isabell, "*Broadband logarithmically periodic antenna structure*", IRE international convention record, vol. 5, part 1, pp 119-128, Mars 1957.
- [22] Ali Chami, "*Miniaturisation et intégration d'antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulses*", thèse doctorat en science, université de Nice-Sophia Antipolis, 25 Novembre 2011.
- [23] Ulysse. C and all, "*Antenne planaire log-périodique très large bande (4-160GHz)*", université Paris, France.
- [24] Stanislav Licul, "*Ultra-Wideband antenna characterization and measurements*", thèse présentée pour obtenir le grade de « Docteur of philosophy en electrical engineering », université de Virginia, 17 Septembre 2004.
- [25] Alex Belarbi, "*Les antennes indépendantes de la fréquence*", conservatoire national des arts et métiers - Centre régional de Marseille, Septembre 2003.

- [26] Serge Bories, "*Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications ultra large bande*", thèse de doctorat, école doctorale « sciences et technologies de l'information des télécommunications et des systèmes », université Paris-sud xi, faculté des sciences d'Orsay, Octobre 2006.
- [27] S. Honda, M. Ito, H. Seki, and Y. Jinbo, "*On a broadband disk monopole antenna*", technical report of television society Japan, 1991.
- [28] Y. Ranga, Karu P. Esselle, A. R. Weily, and A. K. Verma, "*A printed antenna with constant gain over a wide bandwidth for ultra-wideband applications*", microwave and optical technology letters / vol. 52, no. 6, June 2010.
- [29] N. Prombutr, P. Kirawanich, and P. Akkaraekthalin, "*Bandwidth enhancement of UWB microstrip antenna with a modified ground plane*", HINDAWI publishing corporation international journal of microwave science and technology, volume 2009, article ID 821515.
- [30] Chuwong Phongcharoenpanich and Yuktith Chawanonphithak, "*An Ultra-wideband Circular Microstrip Antenna with Tuning Stub Fed by Microstrip Line above Wide-Slot Ground Plane*", Proceedings of ISAP2007, Niigata, Japan.
- [31] H.G. Schantz, "*Planar elliptical element ultra wideband dipole antennas*", IEEE antennas and propagation society international symposium, vol. 3, pp. 44-47, July 2002.
- [32] Ntsanderh C. Azenui and h. Y. D. Yang, "*A printed crescent patch antenna for Ultra Wideband applications*", IEEE antennas and wireless propagation letters, vol. 6, 2007.
- [33] B. Ahmadi, "*A planar eye shape antenna for ultra-wide band applications*", progress in electromagnetics research letters, vol. 11, pp 31-38, 2009.
- [34] Symeon Nikolaou, "*Design and implementation of compact reconfigurable antennas for UWB and WLAN applications*", thèse présentée pour obtenir le grade de "Docteur of philosophy in the electrical and computer engineering", School of electrical and computer engineering Georgia, institute of technology, Août 2007.
- [35] W.R. Yan, S.S. Zhong, G.Y. Wang, "*Compact hollowed printed monopole antenna with extremely Wide Bandwidth*", microwave and optical technology letters, vol.49, no.11, pp. 2883-2886, November 2007.
- [36] A. Ruengwaree, R. Yuwono, G. Kompa, "*A noble rugby-ball antenna for pulse radiation*", European microwave conference, vol.3, October 2005.
- [37] Amnoiy Ruengwaree, "*Design of UWB radar sensors*", thèse présentée pour obtenir le grade de docteur, université de Kassel, 15 November 2007.

- [38] Girish Kumar, K. P. Ray "*Broadband microstrip antennas*", international standard book number: 1-58053-244-6.
- [39] Ramu Pillalamarri, G. Sasi Bhushana Rao and S. Srinivasa Kumar, "*Novel printed rectangular patch monopole antennas with slit ground plane for UWB applications*", the *NEHU journal*, vol VIII, no. 1, January 2010.
- [40] Mohammad Tariqul Islam, Rezaul Azim, Norbahiah Misran, Kamarulzaman Mat and Badariah Bais, "*Design and optimization of a printed rectangular antenna for ultra-wideband applications*", world applied sciences journal, 2010.
- [41] A.C. Shagar, R.S.D. Wahidabanu, "*New design of CPW-fed rectangular slot antenna for ultra wideband applications*", international journal of electronics engineering, 2010, pp. 69-73.
- [42] C.C. Lin, H.R. Chuang et Y.C. Kan, "*A 3–12GHz UWB planar triangular monopole antenna with ridged ground-plane*", progress in electromagnetics research, pier 83, 307–321, 2008.
- [43] S. Tourette, N Fortino, J.Y. Dauvignac, G. Kossiavas, "*Compact UWB printed antennas for low frequency applications matched to different transmission lines*", microwave and optical technology letters, vol.49, no. 6, pp. 1282-1287, Juin 2007.
- [44] H. M. Zamel, A. M. Attiya, E.A Hashish, "*Design of a compact UWB planar antennas with band-notch characterization*", radio science conference, pp. 1-8, Mars 2007.
- [45] A.A. Kalteh, "*Design of a band-notched microstrip circular slot antenna for UWB communication*", progress in electromagnetics research c, vol. 12, 113-123, 2010.
- [46] Chih-Yu Huang, Wei-Chun Hsia, and Jieh-Sen Kuo, "*Planar ultra-wideband antenna with a band-notched characteristic*", microwave and optical technology letters / vol. 48, no. 1, Janvier 2006.
- [47] Shu-Fei Niu, Guo-Ping Gao, Ming Li, Yan-Sheng Hu, and Bo-Nian Li, "*Design of a novel elliptical monopole UWB antenna with dual band-notched function*", microwave and optical technology letters / vol. 52, no. 6, Juin 2010.
- [48] D.O. Kim, N.I Jo, H.A. Jang et C.Y. Kim, "*Design of the ultra-wideband antenna with a quadruple-band rejection characteristics using a combination of the complementary split ring resonators*", progress in electromagnetics research, vol. 112, 93-107, 2011.
- [49] J. William et R. Nakkeeran, "*A compact CPW-fed UWB slot antenna with cross tuning stub*", progress in electromagnetics research c, vol. 13, 159-170, 2010.
- [50] Giuseppe Ruvio et M. J. Ammann, "*A novel wideband semi-planar miniaturized antenna*", IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 55, no. 10, Octobre 2007.

- [51] Leena Varshney, Vibha Rani Gupta, Harish Kumar, Priyadarshi Suraj , " *CPW-fed broadband microstrip patch antenna*", international journal of advanced engineering & application, Janvier 2011.
- [52] Reza Khalilpour, Javad Nourinia et Changiz Ghobadi , " *An optimized monopole microstrip patch antenna with gradual steps for ultra wideband applications*", progress in electromagnetics research symposium proceedings, Xi'an, China, Mars 22-26, 2010.
- [53] X. Zhang, Y.Y. Xia, J. Chen, and W.T. Li , " *Compact microstrip-fed antenna for ultra-wideband applications*" , progress in electromagnetics research letters, vol. 6, 11–16, 2009.
- [54] Raviprakash Rajaraman, " *Design of a wideband Vivaldi antenna array for the snow radar*", thèse pour obtenir le grade en "master of science", université de Kansas, India, 2001.
- [55] Mokraoui Amine, " *Contribution à l'amélioration des performances des antennes TSA* ", thèse pour obtenir le titre de docteur, option télécommunication, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Alger, 2005.
- [56] Mohammad Hamed Habib Agahi, Habibollah Abiri and Farzad Mohajeri , " *Investigation of a new idea for antipodal Vivaldi antenna design* ",international journal of computer and electrical engineering, vol. 3, no. 2, Avril, 2011,pp 1793-8163.
- [57] F. Jolani G. Dadashzadeh M. Naser-moghadasi et A. Dadgarpour , " *Design and optimization of compact balanced antipodal Vivaldi antenna* ", progress in electromagnetics research c, vol. 9, 183-192, 2009.
- [58] A. R. H. alhawari , A. Ismail , M. A. Mahdi, et R. S. A. R. Abdullah, " *Antipodal Vivaldi antenna*", performance booster exploiting snug-in negative index metamaterial progress in electromagnetics research c, vol. 27, 265-279, 2012.
- [59] Norhayati Hamzah, Kama Azura Othman , " *Designing Vivaldi antenna with various sizes using CST software*", proceedings of the world congress on engineering 2011, vol II WCE 2011, Juillet 6 - 8, 2011, London, U.K.
- [60] R. Dehdasht-Heydari,H. R. Hassani et A. R. Mallahzadeh , " *Quad ridged horn antenna for UWB applications*" , progress in electromagnetics research, pp23-38, 2008.

Chapitre 2

Techniques de conception et de réalisation des antennes

ULB

CHAPITRE 2

TECHNIQUES DE CONCEPTION ET DE REALISATION DES ANTENNES ULB

2.1. Introduction

En raison de leur complexité géométrique, il est très difficile de prévoir les propriétés de rayonnement et le comportement des antennes ultra large bande, en utilisant des calculs symboliques. Donc, la conception et la réalisation de ces antennes nécessitent des outils de simulation plus robustes et des techniques de fabrication assez simples mais qui demandent beaucoup d'attention.

Dans la première partie de ce chapitre, on va présenter les outils et les méthodes d'analyse qui servent à la simulation de ce type d'antennes, en insistant sur la méthode des moments puisque le logiciel utilisé dans ce travail, est conçu à partir de cette méthode. La seconde partie, sera consacrée aux procédés de réalisation des antennes microruban. On va arborer un aperçu historique sur ces derniers, leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que ses différentes techniques d'excitation qui sont aussi rapportés.

2.2. Techniques de simulation

2.2.1. Méthodes d'analyse

La simulation est une étape indispensable pour la réalisation réelle d'une antenne, puisqu'elle nous guide et nous oriente vers la bonne sélection des conditions de fonctionnement selon l'objectif fixé à priori. Pour nos antennes, le but est de profiter des caractéristiques électromagnétiques de sa géométrie spéciale, notamment le caractère large bande.

Généralement, les antennes utilisant des résonateurs en technologie microruban sont difficiles à étudier en raison de la non homogénéité du milieu qui les supporte. En effet, la composante principale

du champ électrique est dirigée entre la normale commune au plan de masse et l'interface substrat-air comme l'illustre la figure 2.1.

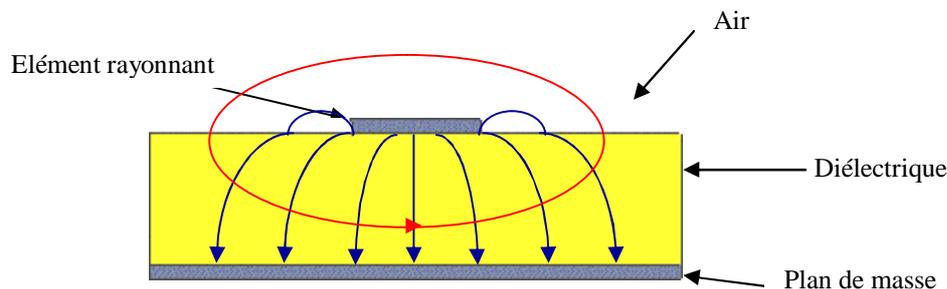


Fig. 2.1 Lignes de champ électrique dans le substrat diélectrique [1].

Durant ces dernières années, le développement des techniques rigoureuses permettant de résoudre les équations de Maxwell, a introduit et imposé des outils informatiques spécifiques aux applications en électromagnétisme. En fait, ces outils ou ces méthodes sont classés en deux catégories : analytiques et numériques [1].

2.2.1.1. Méthodes Analytiques : Les méthodes analytiques sont des solutions qui permettent d'analyser des structures possédant certaines symétries et dont la géométrie et le modèle du matériau restent simples. Donc, on peut dire qu'elles sont limitées et fournissent des solutions moins précises. Cependant, elles offrent un temps de calcul très petit.

Parmi ces méthodes, on peut citer : le modèle de la ligne de transmission, le modèle de la cavité et la technique de segmentation dite aussi modèle généralisé de la cavité. Mais pour des modélisations plus réalistes avec des géométries et des matériaux complexes, on est obligé d'adopter les approches numériques.

a- Modèle de la ligne de transmission : Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple, il donne de bonnes interprétations physiques mais il est moins précis. Dans la solution de l'antenne micro-ruban par ce modèle, les inconnues sont la constante de propagation et l'impédance caractéristique. Une fois déterminés, une ligne de transmission équivalente à l'antenne est obtenue.

b- Modèle de la cavité rayonnante : Le modèle de la cavité rayonnante est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant, ce modèle est fondé sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou une constante diélectrique élevée.

c- Modèle généralisé de la cavité : Ce modèle est une extension de la méthode de la cavité. Il offre une aptitude à traiter les patches de formes arbitraires en les décomposant en sections de formes régulières et en appliquant le modèle de la cavité à chaque section.

2.2.1.2. Méthodes Numériques : Les méthodes numériques sont des solutions qui nécessitent des calculateurs de hautes performances [2]. Elles sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et nécessitent souvent un temps de calcul important.

Parmi ces méthodes, on peut citer les méthodes numériques adaptées au domaine fréquentiel comme la Méthode des Moments (MoM) et la Méthode des Éléments Finis (FEM), ainsi qu'au domaine temporelle comme la FDTD (Finite Difference Time Domain) [3]. Ces méthodes sont plus rigoureuses que les précédentes et font appel à un formalisme plus compliqué conduisant à des développements numériques souvent lourds.

Historiquement, le développement des méthodes numériques pour la résolution des équations de Maxwell a commencé avec Kane Yee [3], qui a proposé en 1966 la méthode FDTD qui nécessite un maillage sous forme de cubes. Ensuite en 1968, Harrington [4] a développé la méthode des moments, en 1969 Sylvester, la méthode des éléments finis qui nécessite généralement un maillage sous forme de petits éléments finis [4], et enfin, en 1977, Weiland, la méthode des intégrales finies.

a- Méthode FDTD : C'est la méthode numérique la plus anciennement utilisée pour résoudre des problèmes électromagnétiques, et pour le traitement numérique des antennes planaires dans le domaine temporel [5]. Elle consiste à diviser le volume de l'espace en un réseau de points espacés régulièrement pour constituer un maillage. La solution du problème est ensuite calculée en chaque point du maillage. La FDTD a été implémentée dans des logiciels commerciaux tels que Fidelity de Zeland et XFDTD de RemCom.

b- Méthode des éléments finis : Elle fut présentée à la communauté électromagnétique vers la fin des années soixante [6]. Comme la majorité des méthodes numériques, la méthode des éléments finis est implantée dans quelques logiciels commerciaux tels que HFSS de Ansoft.

c- Méthode des intégrales finies : (Finite Integral Technique) FIT est une généralisation de la méthode FDTD dans le domaine temporel, elle a été proposée par Weiland en 1977 [7], [8].

Pour notre cas, la technique utilisée dans le logiciel de conception de nos antennes sera la méthode des moments. Bien que la connaissance de l'implémentation de cette méthode ne soit pas nécessaire à l'utilisateur du logiciel, il serait utile d'avoir une vue globale.

Dans le paragraphe suivant, cette méthode sera présentée d'un point de vue mathématique comme technique de résolution des équations fonctionnelles.

d- La méthode des moments [9] : La méthode des moments est une méthode fréquentielle permettant de résoudre des équations intégrales complexes en les réduisant à un système linéaire d'équations. Elle est synonyme de la méthode de résidus (Weighted Residuals) présentée en premier temps par Harrington en 1968 [4]. Où, il a montré sa puissance et sa flexibilité dans la résolution des problèmes électromagnétiques. Elle est très utilisée notamment pour la modélisation des problèmes d'antennes. Elle permet la segmentation de la structure d'antenne et le choix des fonctions de bases appropriées pour représenter des courants sur ces segments. Elle est fondée donc sur la résolution numérique des équations intégrales dans le domaine fréquentiel dont l'inconnue est la densité du courant de surface.

La précision de cette méthode dépend du choix du nombre de segments surtout aux endroits où le courant varie beaucoup. Elle peut s'adapter à des formes géométriques très complexes. Sa simplicité et sa robustesse numérique l'on rendue sans doute la méthode la plus populaire en électromagnétisme.

Elle nécessite également la définition d'un produit intérieur, vérifiant les conditions suivantes :

$$\langle f, g \rangle = \langle g, f \rangle \quad (2.1)$$

$$\langle \alpha f + \beta g, h \rangle = \alpha \langle f, h \rangle + \beta \langle g, h \rangle \quad (2.2)$$

Elle consiste à résoudre une équation caractérisée par un opérateur L linéaire, une source d'excitation q connue et une réponse p (fonction à déterminer). Elle représente d'une manière globale la réponse du système que l'on veut caractériser.

L'idée de base de cette méthode se résume à la réduction d'une équation fonctionnelle à une équation matricielle ce qui conduira à une équation à résoudre de la forme :

$$L(p) = q \quad (2.3)$$

La fonction p est décomposée en série de fonctions de bases connues p_i pondérées par des coefficients à déterminer a_i , cela peut être résumé algébriquement par l'équation suivante :

$$p = \sum_{i=1}^N a_i p_i \quad (2.4)$$

Où N est le nombre de fonctions de bases p_i qui décomposent la fonction p . Théoriquement, la fonction p peut être obtenue d'une façon exacte si N tend vers l'infini. Mais pratiquement, ce n'est pas le cas, car on ne peut pas calculer une somme dont le nombre de termes est infini. Pour ce faire, on se contente d'un nombre N fini satisfaisant le cas réel.

En remplaçant (2.4) dans (2.3), tout en tenant compte de la linéarité de l'opérateur L , on aura l'équation suivante :

$$L\left(\sum_{i=1}^N a_i p_i\right) = q \quad (2.5)$$

Et, par conséquence ;

$$\sum_{i=1}^N a_i L(p_i) = q \quad (2.6)$$

Les coefficients a_i ne sont pas connus à priori et doivent être déterminés. La méthode des moments surmonte ce problème en assumant un ensemble d'essais à l'aide de fonctions test (t_m) appliqué par le produit intérieur à l'équation 2.6, comme suit :

$$\left\langle t_m, L\left(\sum_{i=1}^N a_i p_i\right) \right\rangle = \langle t_m, q \rangle \quad \text{Pour tout } m = 1 \dots N \quad (2.7)$$

La propriété commutative des opérateurs linéaires permet à l'équation (2.7) d'être réécrite comme suit:

$$\sum_{i=1}^N a_i \langle t_m, L(p_i) \rangle = \langle t_m, q \rangle \quad \text{Pour tout } m = 1 \dots N \quad (2.8)$$

Cette dernière peut être symboliquement exprimée sous la forme matricielle suivante :

$$A_{m \times n} B_{n \times l} = C_{m \times l} \quad (2.9)$$

Avec :

$$A = [a_1 \quad a_2 \quad \Lambda \quad a_n]^T \quad (2.10)$$

$$B = \begin{bmatrix} \langle t_1, L(p_1) \rangle & \langle t_1, L(p_2) \rangle & \Lambda & \langle t_1, L(p_n) \rangle \\ \langle t_2, L(p_1) \rangle & \langle t_2, L(p_2) \rangle & \Lambda & \langle t_2, L(p_n) \rangle \\ \langle t_m, L(p_1) \rangle & \langle t_m, L(p_2) \rangle & \Lambda & \langle t_m, L(p_n) \rangle \end{bmatrix}^T \quad (2.11)$$

$$C = [\langle t_1, q \rangle \quad \langle t_2, q \rangle \quad \Lambda \quad \langle t_m, q \rangle]^T \quad (2.12)$$

Assument que B^{-1} , l'inverse de B existe, l'ensemble des coefficients liés aux fonctions de base est évalué de la façon suivante :

$$A_{m \times n} = B_{m \times n}^{-1} C_{l \times n} \quad (2.13)$$

On peut préciser que dans le contexte de l'analyse d'antenne, l'équation (2.13) devient aisément :

$$V = IZ \quad (2.14)$$

Enfin le système linéaire est obtenu, et sa résolution permet d'avoir les composantes de la densité de courant. Une fois le courant sera calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés.

Notons que c'est une méthode relativement ancienne donc bien connue et bénéficiant de développements importants. Par ailleurs, le calcul et la résolution d'un système linéaire à coefficients complexes de grande taille est pénalisant en terme de temps de calcul et d'espace mémoire, elle souffre donc du principal inconvénient qui est l'augmentation de la taille de calcul et la précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice d'impédance.

Il faut noter aussi que pour ce type de méthodes, il est nécessaire de respecter le domaine de validité, c'est-à-dire qu'elle peut être appliquée à n'importe quel type de corps homogène, mais elle ne convergera vers la solution exacte que si la taille des éléments est bien inférieure à la longueur d'onde λ .

2.2.2. Outils numériques commerciaux de simulation

Durant ces dernières années, le développement des techniques rigoureuses permettant de résoudre les équations de Maxwell, a introduit et imposé des outils informatiques électromagnétiques. Ces outils sont de plus en plus utilisés dans l'analyse et la conception des dispositifs hyperfréquences utilisés dans les applications sans fil.

En 1980, le développement des applications technologiques par ordinateur est devenu possible, ce qui a permis à de nombreux logiciels de calcul d'apparaître. Aujourd'hui, on trouve sur le marché de

nombreux codes et logiciels commerciaux qui permettent la modélisation et le calcul du comportement électromagnétique des différentes structures. Parmi ces logiciels on peut citer le logiciel SuperNEC (Poynting Software), le HFSS (Ansoft), le Momentum (Agilent), CST Microwave Studio et le IE3D (Zeland Software)...

a- Le logiciel SuperNEC

Le logiciel SuperNEC (Numerical Electromagnetics Code) a été mis au point en langage FORTRAN au Lawrence Livermore National Laboratory, aux Etats-Unis par Burke et Poggio à la suite du développement des logiciels AMP et AMP-2 (Antenna Modeling Program). Il a été ensuite étendu à l'environnement Matlab pour utiliser toute la puissance de calcul et de graphisme de ce dernier.

Ce logiciel est basé sur la méthode des moments et permet la simulation de plusieurs types d'antennes. La particularité de ce logiciel est la présence d'un module d'analyse des antennes fractales filaires prédéfinies comme la fractale de Koch, la fractale de Sierpinski, l'arbre fractal et la courbe de Minkowski, développées par Tchoketch Abdelhafid en 2005 de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger [10].

b- Le logiciel HFSS

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator), apparu en 1990, est un simulateur 3D de haute performance développé par ANSOFT. Il intègre plusieurs fonctions : la modélisation, la simulation et peut être utilisé pour calculer les champs, les paramètres d'antennes et d'autres plusieurs applications. Notons que ce dernier utilise la méthode des éléments finis (FEM).

c- Le logiciel IE3D

Le logiciel IE3D (Integrated Electromagnetic 3D), apparu en 1992, est un outil très performant développé par la compagnie Zeland Software. Il combine plusieurs modules de simulation, d'optimisation et d'affichage des résultats. Permettant ainsi de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits tels que les circuits micro-ondes, les antennes microruban et bien plus encore, en tenant compte de la présence et de l'influence des substrats diélectriques. La technique utilisée est aussi la méthode des moments appliquée aux équations intégrales. La structure à étudier sera divisée en éléments simples : triangles ou rectangles. Notons que la taille de ces éléments simples peut être modifiable, ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet [11].

d- Le logiciel CST

Le CST Microwave Studio est un outil de simulation électromagnétique conçu par la compagnie CST (Computer Simulation Technology), pour l'analyse et la conception électromagnétique. Il est basé sur la technique d'intégration finie (FIT). 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 et comme les autres outils, Microwave Studio offre un interface graphique facile à utiliser.

e- Le logiciel FEKO

FEKO est un programme informatique basé sur la méthode des moments. Le nom FEKO est une abréviation dérivée de l'expression Allemande « FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche » (calculs de champ impliquant des corps de forme arbitraire). Comme l'indique son nom, FEKO peut être employé pour analyser différents types de champs électromagnétiques, la conception d'antennes, etc....

2.3. Techniques de réalisation

2.3.1. Introduction

Généralement, il existe une variété de techniques pour la réalisation et la fabrication des antennes. Chacune d'elles possède ses propres caractéristiques et sert à une application bien déterminée. Parmi les techniques les plus utilisées, on peut citer la technique des circuits imprimés. Cette dernière a révolutionné le domaine de l'électronique et plus récemment celui des hyperfréquences, où elle se prête bien à la réalisation des dispositifs micro-ondes (antennes, ligne de transmission...).

Avant d'aborder le sujet en question, nous avons préféré d'exposer, en premier lieu, un aperçu historique sur les antennes microruban ainsi qu'une présentation de la structure simplifiée de ces antennes. Les avantages, les inconvénients et les différentes techniques d'excitation sont aussi rapportés dans cette partie.

2.3.2. Historique

Les antennes imprimées (microstrip patch antennas en anglais) ont connu un essor phénoménal ces dernières années. Elles sont devenues même incontournables dans de nombreuses applications aussi bien professionnelles que dans le domaine grand public.

Historiquement, le concept des structures imprimées est apparu en 1953 avec les travaux de Deschamps aux USA [12], et en France par Gutton et Baissinot en 1955 [13].

Bien que l'idée de l'antenne remonte à 1950, mais ce n'était que depuis 1970 qu'une attention sérieuse a été donnée à cet élément par BAYRON. Peu après, des résultats concernant les géométries rectangulaires et circulaires ont été présentés par HOWELL et SANFORD [13]. En 1978, l'antenne microruban est devenue beaucoup plus connue et utilisée dans une variété de systèmes de communications [6].

En 1979, un colloque sur les antennes tenu au Mexique lance un intérêt international pour les antennes microruban [14], plusieurs articles ont été présentés lors de cette réunion puis parus dans une édition spéciale des transactions d'IEEE sur les antennes et la propagation.

Jusqu'au début des années 1990, les technologies microruban étaient employées spécialement pour les applications militaires. Depuis, on constate un changement rapide vers les applications commerciales. Un grand nombre de produits destinés aux technologies sans fil sont apparus sur le marché et plusieurs études de structures imprimées ont été réunies dans un numéro spécial de Pozar, celui de James et al, et celui de Bahl et Bhartia [13]. Ce dernier, qui compte l'un des premiers livres qui définit les caractéristiques des antennes microruban, est toujours une référence standard.

Ces antennes ont reçu donc une grande attention dans les revues techniques ainsi qu'aux conférences internationales et ont fait l'objet d'un grand nombre de travaux de recherche durant les dernières décennies. Depuis, plusieurs travaux sont apparus, montrant la diversité en terme de géométries possibles ce qui les rend applicables dans différentes situations.

2.3.3. Description des antennes microruban

Une antenne à éléments rayonnants imprimés est une ligne microbande de forme particulière (voir annexe 3). Elle se compose d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse, tandis que la surface supérieure porte une ligne d'alimentation et un élément métallique (fig. 2.2).

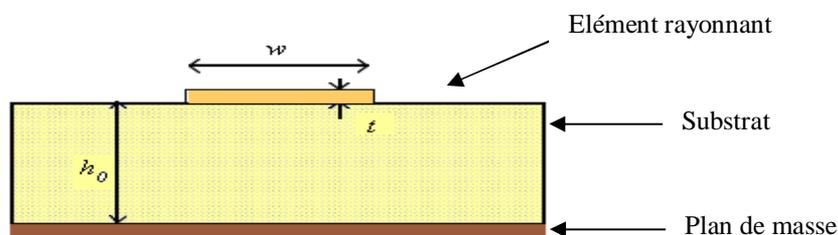


Fig. 2.2 Antenne imprimée classique [4].

Généralement, les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un triangle, d'un carré, d'un rectangle ou encore d'un disque circulaire (fig. 2.3). Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication. Toutefois, on peut imaginer d'autres formes pour des applications particulières [15].

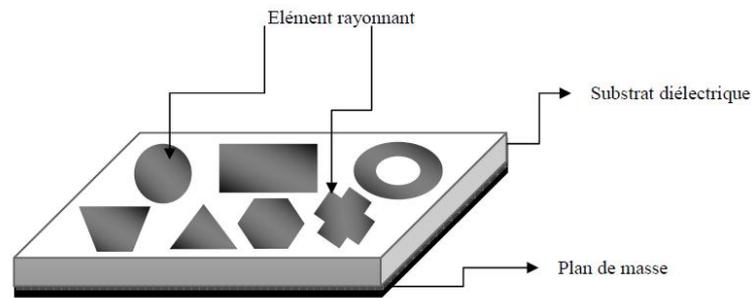


Fig. 2.3 Antenne imprimée à plusieurs formes [15].

Notons que le plan de masse peut être imprimé sur la façade arrière du substrat, donnant une antenne imprimée microruban, ou imprimé sur la façade avant, donnant dans ce cas une antenne imprimée de type CPW [16], [17], [18] (fig. 2.4).

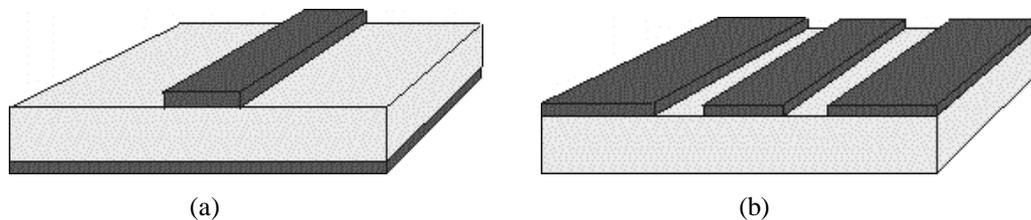


Fig. 2.4 Antenne imprimée [16]
(a) structure microruban - (b) structure CPW

2.3.4. Caractéristiques des antennes microruban

Les antennes imprimées font partie des antennes les plus simples, les plus économiques et en même temps les plus adaptées à une grande gamme d'applications. Elles ont connu un essor phénoménal ces dernières années grâce à leur capacité à répondre notamment aux contraintes d'encombrement, de poids et surtout de coût, imposées par les systèmes mobiles émergents. On peut remarquer qu'ils ont plusieurs particularités qui les rendent idéales pour de nombreuses applications commerciales basées sur la technologie des circuits imprimés.

Outre l'aspect faible poids, volume, épaisseur, faible coût, simplicité de fabrication, les antennes microruban offrent plusieurs avantages par rapport aux antennes classiques ; leur profil plat leur permet d'être montées dans le même boîtier que le produit qu'elles servent et l'implantation sur tout type de support et même la possibilité de la mise en réseaux [19], [20].

De plus, la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication donc elles sont très peu coûteuses et la réalisation en grande quantité est très peu onéreuse. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes imprimées dans les applications de la communication mobile et plusieurs d'autres domaines.

Aussi de nos jours, les clients utilisant les nouvelles technologies demandent de plus en plus de produits intelligents et légers. Les antennes imprimées répondent très bien à ces exigences et de ce fait, elles sont devenues une matière importante de recherche dans le domaine électronique théorique et pratique.

En contrepartie, ces antennes sont des structures résonantes et, par conséquent, à faible bande passante. De plus, une antenne imprimée individuelle possède un gain faible. Un gain appréciable nécessite tout un réseau d'antennes.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances de ce type d'antenne. Dans ce but, et à cause des applications liées aux nouvelles technologies, les antennes doivent posséder une large bande passante. Durant ces dernières années, le sujet d'élargir la bande passante des antennes imprimées a reçu une attention considérable. Aussi, les concepteurs ont essayé de trouver et d'explorer d'autres formes ou de nouvelles constructions géométriques optimales pour satisfaire cette forte demande d'antennes.

a- Les substrats diélectriques utilisés

La nature du substrat joue un rôle important sur les caractéristiques d'une antenne en technologie microruban. Il est caractérisé du point de vue électrique par ses pertes, son épaisseur et sa permittivité diélectrique ϵ_r . Cette dernière, qui compte l'un des paramètres les plus importants lors de l'estimation de ses performances [21]. Le choix du substrat et de ses dimensions va être très important dans la conception d'une antenne.

b- Les techniques d'alimentation

Un autre paramètre à prendre en considération, lors de la fabrication de ces antennes, est l'alimentation. Elle dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

Nombreuses sont les techniques d'alimentation conçues pour les antennes microruban qui peuvent être regroupées en deux catégories : les alimentations en contact avec les éléments rayonnants (en l'occurrence par ligne microruban (fig. 2.5) et par coaxial (fig. 2.6)), et les alimentations sans contact (à savoir par couplage électromagnétique (fig. 2.7) et par ouverture (fig. 2.8)) [4].

- Alimentation par ligne microruban

Le point de jonction entre la ligne microruban et l'élément rayonnant est soit sur l'axe de symétrie de l'élément, soit décalé par rapport à ce dernier.

Ce genre d'alimentation a l'avantage d'être gravé sur le même substrat pour former une structure plane. Elle est donc pratique puisqu'elle fournit une facilité de réalisation et une simplicité de modélisation [22].

L'utilisation d'une alimentation microruban crée une discontinuité entre la ligne microruban et l'élément rayonnant. Ceci augmente le coefficient de réflexion S_{11} , par suite l'adaptation de l'antenne se dégrade.

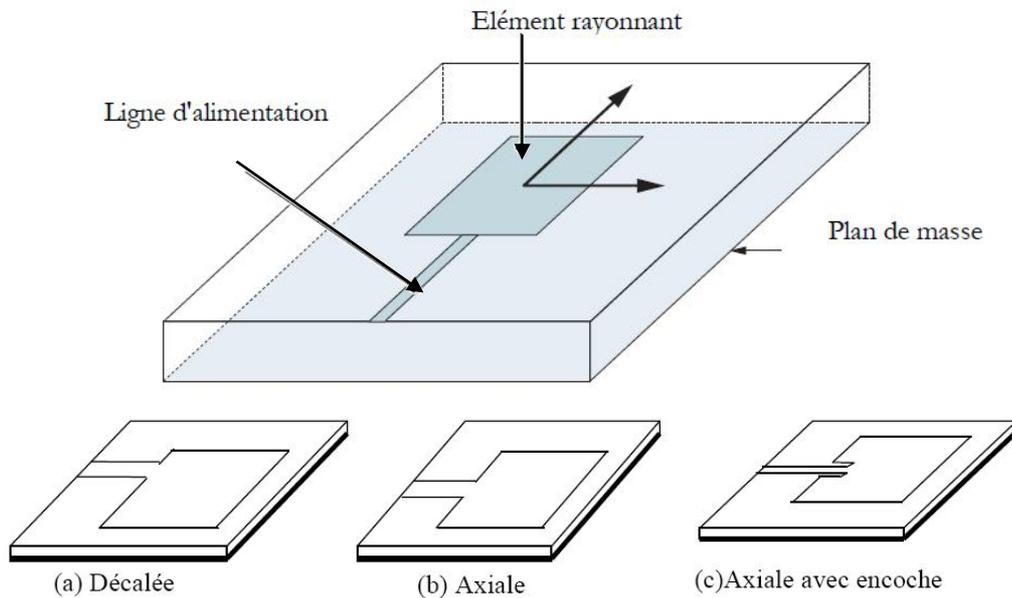


Fig. 2.5 Alimentation par ligne microruban [4].

- Alimentation par coaxial

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation par sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes microruban. Dans ce cas, 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 est directement soudée au plan de masse. L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'il peut être appliqué à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication [23].

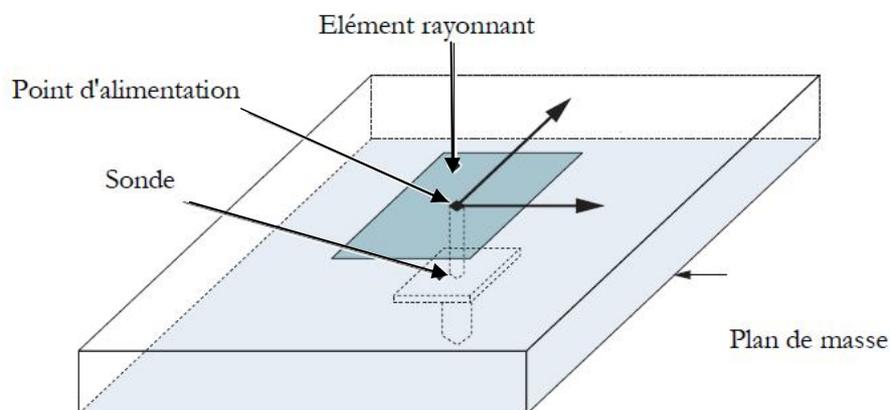


Fig. 2.6 Alimentation par coaxiale [4].

Il est important à noter toutefois que le perçage du diélectrique, du plan de masse, et de l'élément rayonnant augmente les pertes [6].

- Alimentation couplée par proximité

Cette technique d'alimentation est également connue sous le nom de couplage électromagnétique. Pour ce type d'alimentation, deux substrats diélectriques sont employés. La ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et l'élément rayonnant est imprimé sur le substrat supérieur. L'avantage principal de cette méthode est qu'elle fournit une largeur de bande très élevée, en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne, mais elle est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectriques [13].

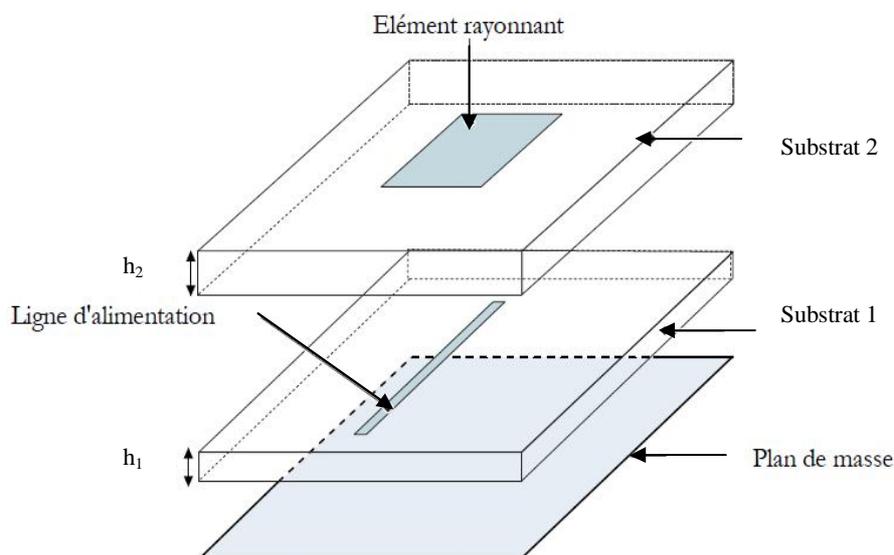


Fig. 2.7 Alimentation par couplage électromagnétique [4].

- Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, l'antenne se compose de deux substrats séparés par un plan de masse sur lequel est pratiquée une fente. La ligne d'alimentation se situe sur la face libre du substrat inférieur et l'élément rayonnant sur la face libre du substrat supérieur. En général, un diélectrique avec une permittivité élevée est utilisé pour le substrat inférieur et un diélectrique épais avec une permittivité faible est utilisé pour le substrat supérieur. Le plan de masse isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant. Pour cette structure, les paramètres électriques du substrat, la largeur de la ligne d'alimentation et la taille de la fente peuvent être utilisés pour optimiser l'antenne.

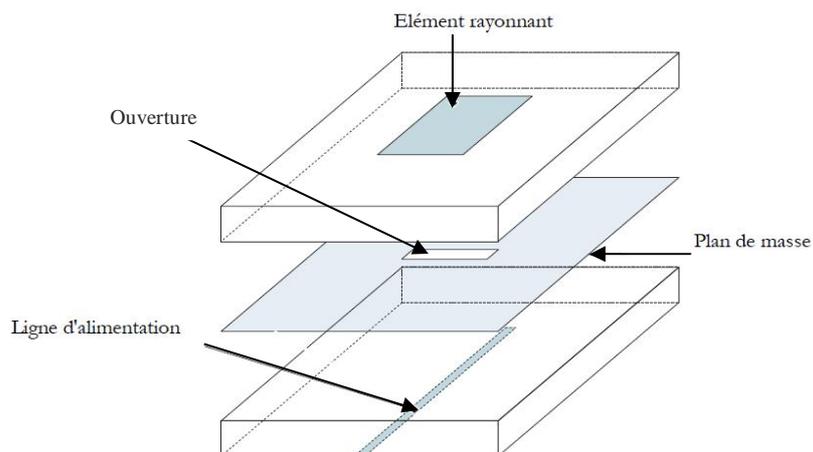


Fig. 2.8 Alimentation couplée par ouverture [4].

Les inconvénients principaux de cette technique sont : une bande passante étroite et une fabrication difficile à cause des multicouches incorporées ce qui croit l'épaisseur de l'antenne.

2.4. Conclusion

La technologie microruban en général, et les antennes microruban en particulier connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes d'autre part. Ces derniers qui sont devenus de plus en plus populaires. Selon les différentes utilisations de ces antennes, plusieurs techniques existent pour les simuler ou les réaliser.

Dans ce chapitre nous avons présenté dans un premier temps, les techniques et les outils de simulation, s'appuyant particulièrement sur la méthode des moments. Dans un second, nous avons montré le rôle et l'évolution technologique des patches, les avantages et les inconvénients des antennes imprimées, ainsi que les différentes méthodes d'alimentation rencontrée dans la littérature.

Bibliographie Chapitre 2

- [1] Girish Kumar, K. P. Ray, "*Broadband microstrip antennas*", international standard book number: 1-58053-244-6.
- [2] Abdellatif Hafiane, "*Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des Différences finies et extraction du modèle électrique*", thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Marne la vallée, 10 Mars 2003.
- [3] Emmanuelle Conil, "*Propagation électromagnétique en milieu complexe du champ proche au champ lointain*", thèse présentée pour obtenir le titre de docteur de l'INPG, institut national polytechnique de Grenoble, 10 Novembre 2005.
- [4] Hafedh Ben Ibrahim Gaha, "*Analyse et conception des antennes Fractales -applications aux télécommunications large bande*", thèse présentée pour obtenir le titre de docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse (France) et de docteur de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis de l'université Tunis el-Manar (Tunisie), 18 Juillet 2007.
- [5] Boughrara Akrame Sofiane, "*Analyse d'une structure planaire ouverte utilisant Divers types de développement modal avec ou sans Inclusion des singularités de bord*", mémoire Présenté en vue de l'obtention du diplôme de magister en électronique, université de Batna.
- [6] Addaci Rafik, "*Evaluation de la fréquence de résonance complexe et de la bande passante d'une antenne microbande Rectangulaire par la méthode neurospectrale*", mémoire Présenté pour l'obtention du diplôme de magister en électronique, université de Constantine, 2006.
- [7] Michael Grelier, "*Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de Matériaux artificiels*", thèse Présentée pour obtenir le grade de docteur de Telecom, Paris Tech, 28 Janvier 2011.
- [8] Ludovic Schreider, "*Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz*", thèse présentée pour obtenir le grade de docteur de l'école nationale supérieure des télécommunications, spécialité : électronique et communications, Paris, Avril 2006.
- [9] K.J. Vinoy, "*Fractal shaped antenna elements for wide and multi-band wireless applications*", a thesis in engineering science and mechanics, submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree of doctor of philosophy, the Pennsylvania state, university the graduate school college of engineering, August 2002.

- [10] Tchoketch Abdelhafid, "*Contribution à l'analyse des antennes fractales*", thèse présentée pour obtenir le titre de magister, option télécommunication, école nationale polytechnique, Alger, Janvier 2005.
- [11] Griogair W.M. Whyte, "*Antennas for wireless sensor*", *Network applications*, thesis submitted for the degree of Doctor of philosophy, university of Glasgow, 2008.
- [12] Debatosh Guha, Yahia M.M. Antar, "*Microstrip and printed antennas*", New trends, techniques and applications, John Wiley & Sons Ltd.
- [13] Constantine A. Balanis, "*Antenna theory; analyse and design*", John Wiley & Sons, third edition, 2005.
- [14] Mai Abdel Rahman Osman, "*Microstrip array antenna for automobile radar system*", a thesis dissertation submitted in partial fulfillment of the Requirements for the award of the degree of Master of electrical-telecommunications engineering, Malaysia, Mai 2006.
- [15] Jean-François Zurcher et Fred E. Gardiol, "*Broadband patch antennas*", international standard book Number : 0-89006-777-5.
- [16] Fabien Ferrero, "*Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation*", le titre de docteur en sciences de l'université de Nice-Sophia Antipolis, 19 Novembre 2007.
- [17] Henri Happy, "*Contribution à la simulation physique de composants et à la réalisation de circuits intégrés monolithiques micro-ondes originaux*", travaux scientifiques présentés à l'université des sciences et technologies de Lille Pour obtenir le diplôme d'habilitation à diriger des recherches En sciences physiques, 20 Décembre 2000.
- [18] Jeerasak Chuangchai, "*A wideband slot antenna array with CPW-fed inductively coupled structure*", a thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of master of science In communication engineering, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok Academic, 2007.
- [19] Chin Liong Yeo, "*Active microstrip Array antennas*", submitted for the degree of Bachelor of engineering, university of Queensland, October 2000.
- [20] Tanguy Jaffre, "*Caractérisation des matériaux à bande interdite électromagnétique Multi périodiques et leurs applications aux Antennes*", thèse Pour obtenir le grade de Docteur de l'université de Limoges, 04 Février 2005.
- [21] Hatem Rmili, "*Etude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée En polyaniline fonctionnant à 10 GHz*", thèse Présentée à L'université Bordeaux I, École doctorale des sciences physiques et de l'ingénieur, 27 Novembre 2004.

- [22] Mir Riyaz Ali, "Design of microstrip linear phased array antenna using integrated array feeder", thèse de master, université de "king Fahd of Petroleum and minerals", Saudi Arabia, Décembre 2005.
- [23] Abla Behloul, "Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire", Mémoire Présenté pour obtenir le diplôme de Magister en Electronique, Avril 2010, université de Constantine.

Chapitre 3

Conception de nouvelles antennes ULB

CHAPITRE 3

CONCEPTION DE NOUVELLES ANTENNES ULB

3.1. Introduction

Compte tenu du grand nombre d'applications sans fil, les antennes Ultra Large Bande présentent différentes configurations. Nous allons considérer deux nouvelles antennes ULB omnidirectionnelles en technologie microruban; l'antenne octogonale et l'antenne triangulaire comme base d'étude pour notre travail de thèse.

Pour ce type d'antenne, le but est de profiter des caractéristiques électromagnétiques de sa géométrie spéciale, notamment le caractère ultra large bande. Différents prototypes de formes octogonales et triangulaires seront présentés au cours de ce chapitre. Pour chaque antenne, on précise le principe de la conception et éventuellement les contraintes de départ. D'une manière générale, l'étude commence par la conception et la simulation électromagnétique de la structure choisie à l'aide du simulateur IE3D. Suivi par la réalisation du prototype expérimental dans l'atelier des circuits imprimés. Et se termine par les mesures à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel et la comparaison de ces résultats avec les valeurs obtenus lors de la simulation. Tous les tests expérimentaux ont été effectués au sein du laboratoire radar et micro-onde de l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger.

3.2. Etude de l'antenne octogonale

Comme on a vu au premier chapitre, les antennes ultra large bande omnidirectionnelles en technologie imprimée, sont depuis de nombreuses années l'objet de plusieurs travaux de développement. Plusieurs formes existent et parmi ces dernières nous citons la forme octogonale présentée par plusieurs chercheurs tels que [1], [2] et [3].

Différentes nouvelles géométries inspirées de la forme octogonale seront donc proposées afin de répondre aux exigences du cahier des charges qui nous a été imposé. Aussi, différentes modifications ont été apportées à la forme et les dimensions de l'antenne de base (la ligne, le plan de masse et l'élément rayonnant). Les paragraphes suivants illustrent les résultats de simulations et les mesures obtenues de l'antenne octogonale.

3.2.1. Simulation de l'antenne octogonale

L'antenne de base est une antenne imprimée classique de forme octogonale, d'une longueur L_{oct} et d'une largeur W_{oct} (fig. 3.1.a). Alimentée par une ligne microruban d'une longueur L_{ligne} et une largeur W_{ligne} . Le substrat utilisé est le verre époxy, de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$ et d'épaisseur $h = 1.6$ mm. Les pertes diélectriques sont caractérisées par le paramètre $\tan(\delta) = 0.0017$.

L'objet de notre travail consiste à montrer comment à partir d'une antenne microruban classique, autrement dit une antenne à bande étroite, obtenir une antenne ULB. Pour cela, on présentera plusieurs transformations sur lesquelles on effectuera plusieurs simulations jusqu'à l'obtention du résultat désiré (antenne ULB).

L'antenne ULB proposée (fig. 3.1.b) consiste en la suppression d'une partie du plan de masse. Les paramètres de ces deux antennes sont illustrés dans la figure 3.1.

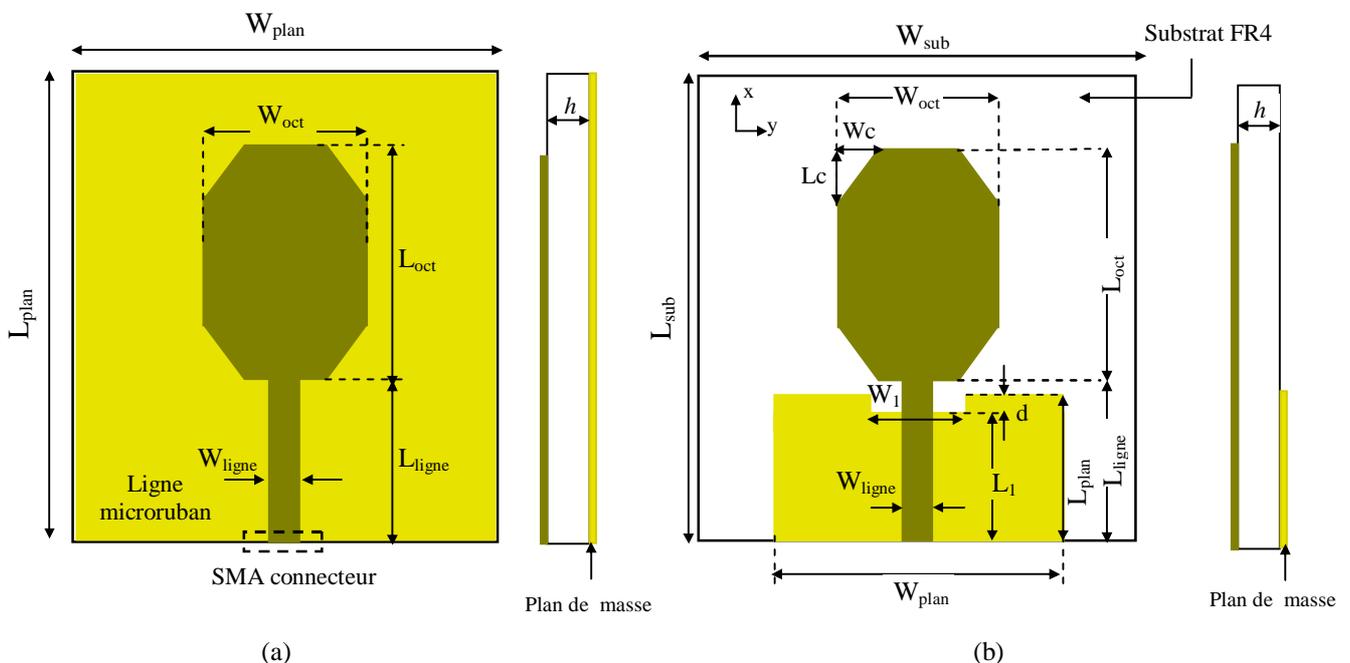


Fig. 3.1 Géométrie des antennes

(a) antenne octogonale microruban ; (b) antenne octogonale proposée.

$L_{plan} = 40$ mm, $W_{plan} = 40$ mm, $L_{oct} = 18.75$ mm,
 $W_{oct} = 15$ mm, $L_{ligne} = 11.25$ mm, $W_{ligne} = 3$ mm.

$L_{plan} = 11.25$ mm, $W_{plan} = 30$ mm, $L_1 = 10.75$ mm,
 $W_1 = 9$ mm, W_c et $L_c = 3.75$ mm, $d = 0.5$ mm.

La figure 3.2 illustre l'évolution du module du coefficient de réflexion (en dB) en fonction de la fréquence des deux structures de la figure 3.1.

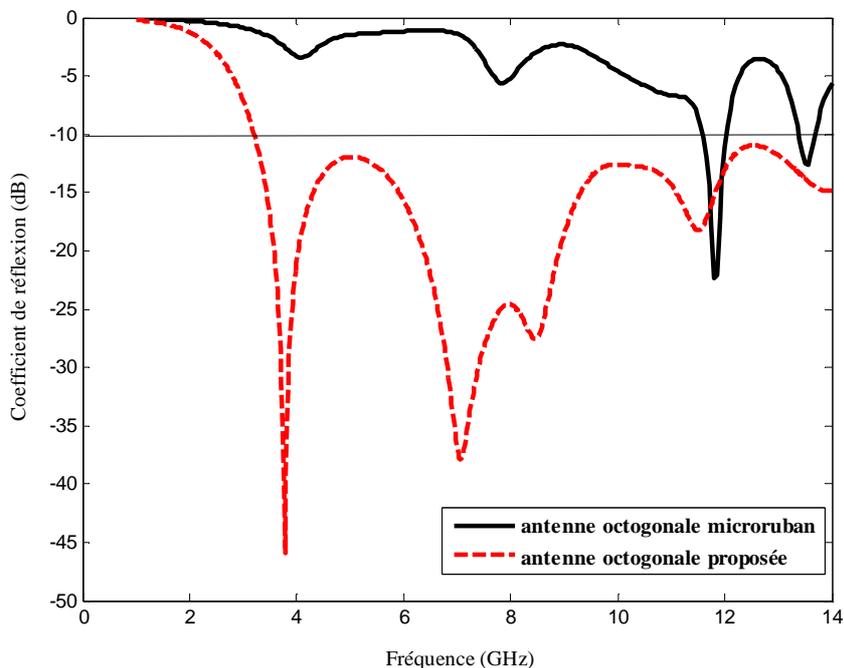


Fig. 3.2 Coefficient de réflexion.

Nous constatons que l'antenne microruban classique (fig. 3.1.a) présente une bande passante très étroite. Il en est aussi pour toutes les antennes microruban, Donc, le fait de modifier la surface du plan de masse permet d'obtenir une antenne ULB de bande passante de l'ordre de 126% avec 4 fréquences de résonances (une à 3.78 GHz avec un S11 de -45.93 dB, la deuxième à 7.06 GHz, la troisième à 8.48 GHz et la dernière à 11.5 GHz). Cette réduction ou cette déformation du plan de masse provoque une hiérarchisation de la densité de courant ce qui cause forcément un changement de la fréquence de résonance ainsi que le rayonnement.

Cette partie du chapitre met en lumière les caractéristiques et les principaux paramètres de dimensionnement de cette antenne proposée. Le choix se fera en fonction des contraintes d'application ; de la bande passante, le rapport d'onde stationnaire, le gain et encore d'autres paramètres. Notons que sur chacun des graphes, les seuils classiques utilisés pour juger les performances sont indiqués à - 10 dB pour le coefficient de réflexion et à 2 pour le taux d'onde stationnaire.

Pour qu'une antenne ait un bon rendement, il est nécessaire que l'émetteur, la ligne de transmission, et l'antenne aient la même impédance de l'ordre de 50 Ω . On sait que cette impédance dépend principalement des paramètres géométriques (la largeur de la ligne d'alimentation, l'épaisseur du substrat, mais également de la constante diélectrique du substrat). D'autre part, l'épaisseur de la métallisation est un paramètre non modifiable fixé par la technologie de fabrication.

Les parties imaginaires et réelles de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de résonance sont représentées dans la figure 3.3 :

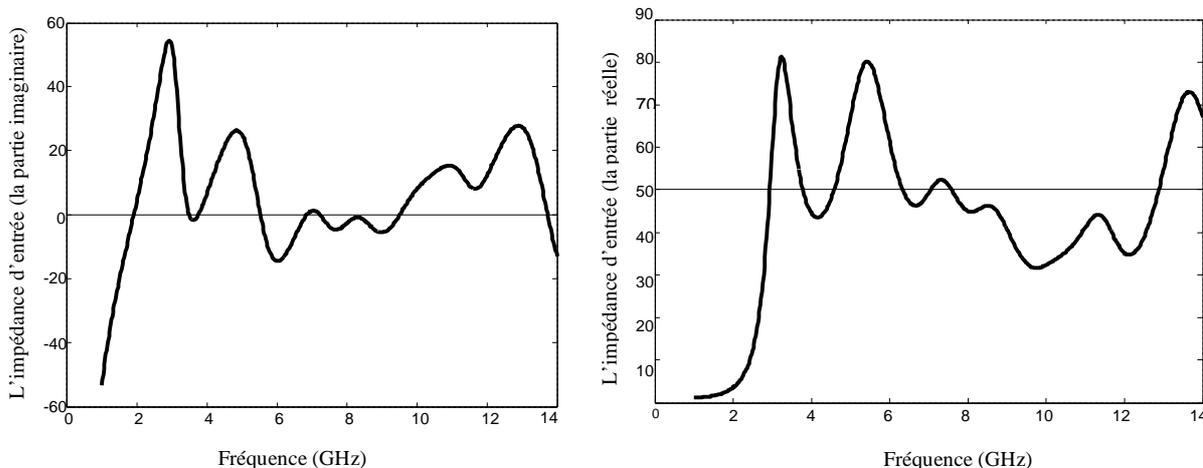


Fig. 3.3 Impédance d'entrée.

Les figures précédentes montrent que l'impédance d'entrée de l'antenne est très proche de 50 Ω. La première résonance pour cet ordre a fourni une partie réelle de 50.3 Ω, 50.2 Ω pour la deuxième, 47.3 Ω pour la troisième et 45 Ω pour la dernière.

L'évolution du rapport d'onde stationnaire est représentée dans la figure 3.4. Pratiquement une bonne adaptation est obtenue pour un $ROS \leq 2$. On constate un ROS de 1.01 pour la première résonance (fig. 3.5), aussi un ROS de 1.02 pour la deuxième résonance, 1.08 pour la troisième et 1.27 pour la quatrième résonance.

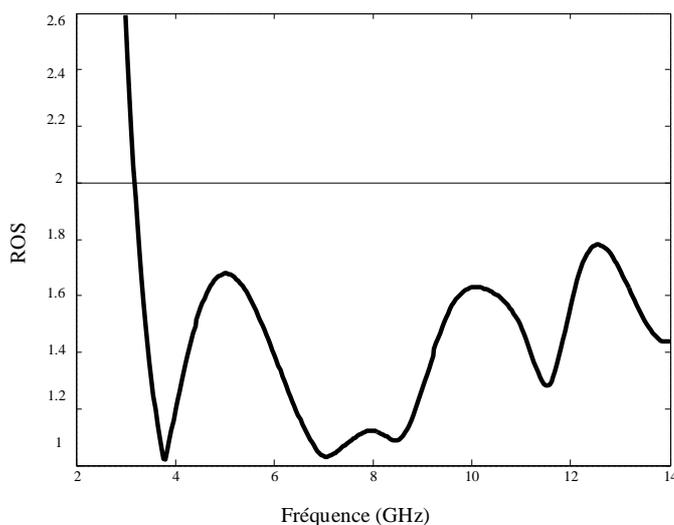


Fig. 3.4 Rapport d'onde stationnaire dans la bande [2-14] GHz.

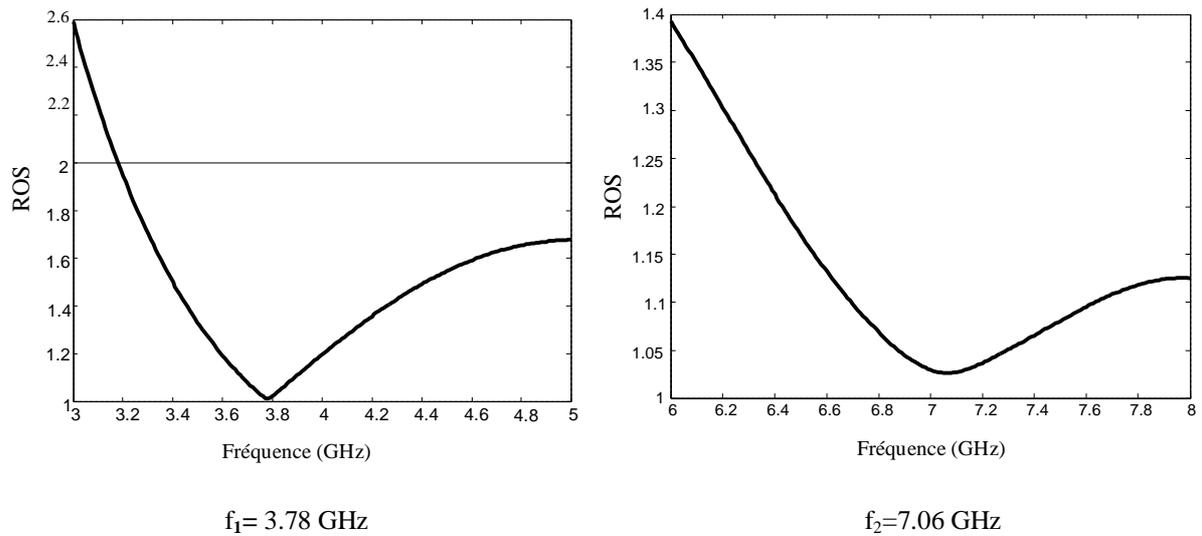


Fig. 3.5 Rapport d'onde stationnaire.

Il est important de connaître la distribution des courants surfaciques afin que les modifications apportées ne perturbent pas le caractère ultra large bande. La figure 3.6 illustre le courant surfacique pour quelques fréquences.

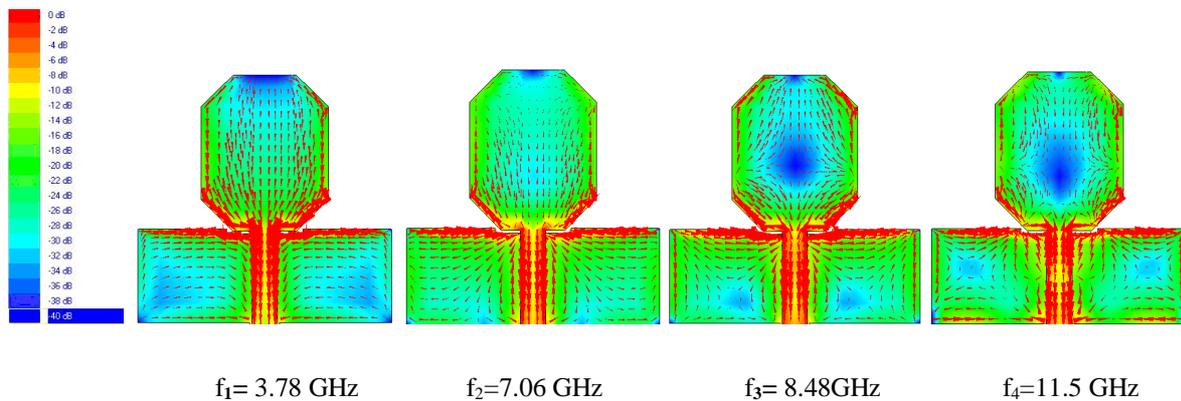


Fig. 3.6 Distribution du courant surfacique.

Les figures 3.7 et 3.8 montrent le comportement du gain et du diagramme de rayonnement. On observe que plus la valeur des fréquences de résonances augmentent, plus le diagramme de rayonnement présente des maximums dans des directions différentes et développe une allure multi lobes avec un gain de l'ordre de 1.15 dBi pour la première résonance et de 1.95 dBi pour la dernière résonance.

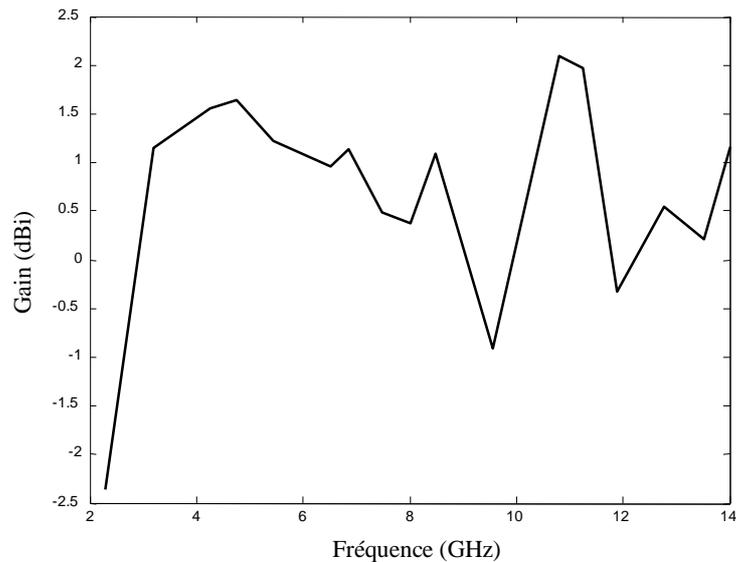


Fig 3.7 Comportement du gain.

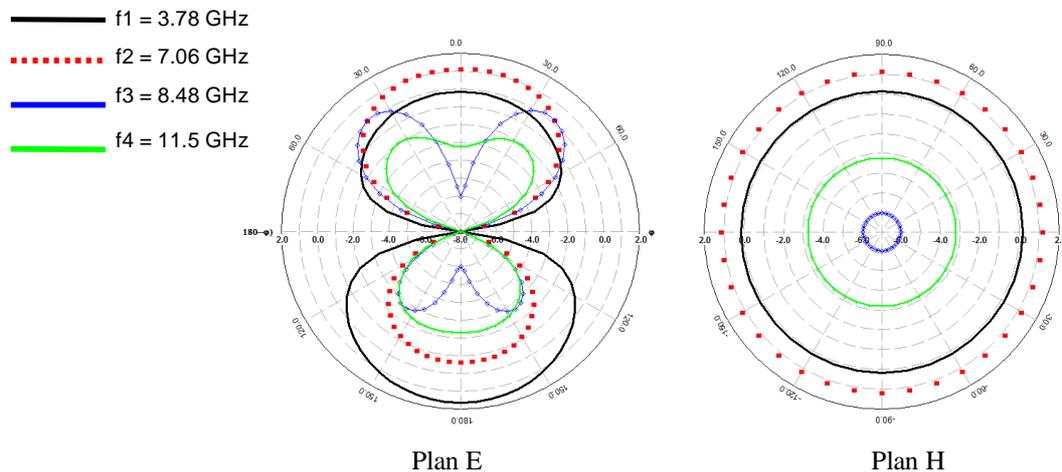


Fig. 3.8 Diagramme de rayonnement en 2D.

3.2.1.1. Influence des dimensions de la structure proposée

Il est intéressant d'obtenir la bande passante optimale. Dans ce but, nous allons changer les différentes dimensions de la structure proposée à savoir ceux de l'encoche (W_c et L_c), la largeur W_{oct} et la longueur L_{oct} de l'élément rayonnant, la largeur W_{ligne} et la longueur L_{ligne} de la ligne d'excitation, la largeur W_{plan} et la longueur L_{plan} du plan de masse et enfin l'écartement d .

a) Paramètres W_c et L_c

La structure étudiée est celle illustrée par la figure 3.1.b, avec les paramètres fixes suivants : $L_{sub} = 40$ mm, $W_{sub} = 40$ mm, $L_{plan} = 11.25$ mm, $W_{plan} = 30$ mm, $L_{ligne} = 11.25$ mm, $W_{ligne} = 3$ mm, $L_1 = 10.75$ mm et $W_1 = 9$ mm. Nous allons arrondir les côtés de l'élément rayonnant avec la même variation et étudier alors les effets des chanfreins sur l'adaptation de l'antenne, notons que ces derniers varient de

0 mm à 5 mm par un pas de 1.25. Les résultats obtenus pour le comportement du coefficient de réflexion sont illustrés dans la figure 3.9 :

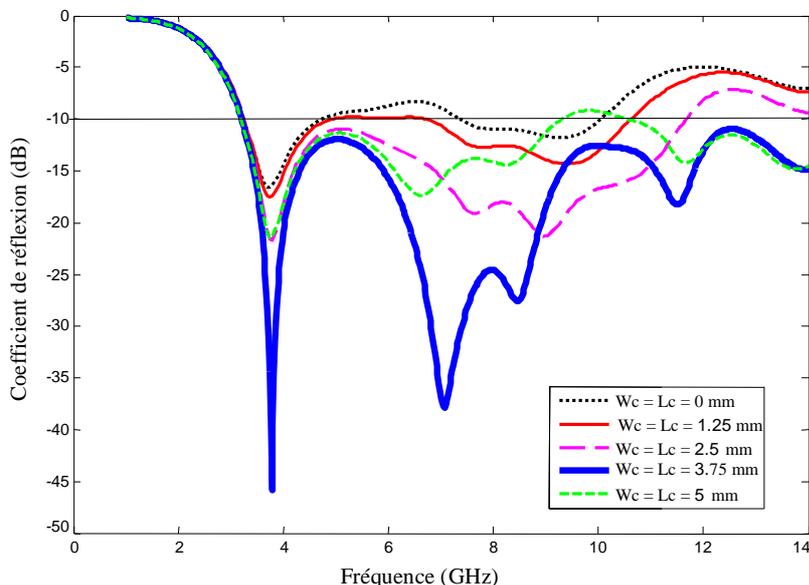


Fig. 3.9 Coefficient de réflexion (variation de W_c et L_c).

En variant les dimensions W_c et L_c des chanfreins, on constate que la bande passante subit de fortes variations (fig. 3.9). L'augmentation similaire des dimensions W_c et L_c entraîne un accroissement de la bande passante. Toutefois, lorsque ces deux valeurs dépassent 4 mm, il s'en suit une dégradation de cette bande (Tab. 3.1). La bonne manipulation de ces chanfreins permet d'obtenir une bonne adaptation avec une diminution de l'encombrement de l'antenne.

Dimensions des chanfreins « W_c » et « L_c »	La fréquence basse (GHz)	La fréquence haute (GHz)	La bande passante relative (%)
0	3.2	4.8	40
1.25	3.2	5	44
2.5	3.2	11.7	114
3.75	3.2	14	126
5	3.2	9.3	98

Tab. 3.1 Les bandes passantes pour les différentes dimensions des chanfreins.

b) Paramètre W_{oct}

Nous nous sommes intéressés dans notre étude à l'élargissement de la bande passante, en agissant sur la géométrie de l'antenne. On va varier cette largeur pour 3 valeurs; la première à 10 mm, la deuxième à 15 mm et la dernière à 17.5 mm. D'après les résultats de la figure 3.10.a, on constate que

la diminution de la largeur W_{oct} réduit les performances de cette antenne (31%), ce qui nous confirme ainsi les résultats obtenus précédemment.

c) Paramètre L_{oct}

Un autre paramètre à prendre en considération, est la longueur L_{oct} de l'élément rayonnant. Le coefficient de réflexion a été simulé pour différentes valeurs de ce dernier; la première à 13.75mm, la deuxième à 18.75mm et la dernière à 23.75mm. On remarque que l'antenne octogonale simulée avec des petites longueurs construit aussi un bon type d'antenne ultra large bande (fig. 3.10.b). En effet, chaque augmentation dans la longueur de l'élément rayonnant, modifie la hauteur de l'antenne, donc il est évident que ce dernier va résonner à une fréquence plus basse.

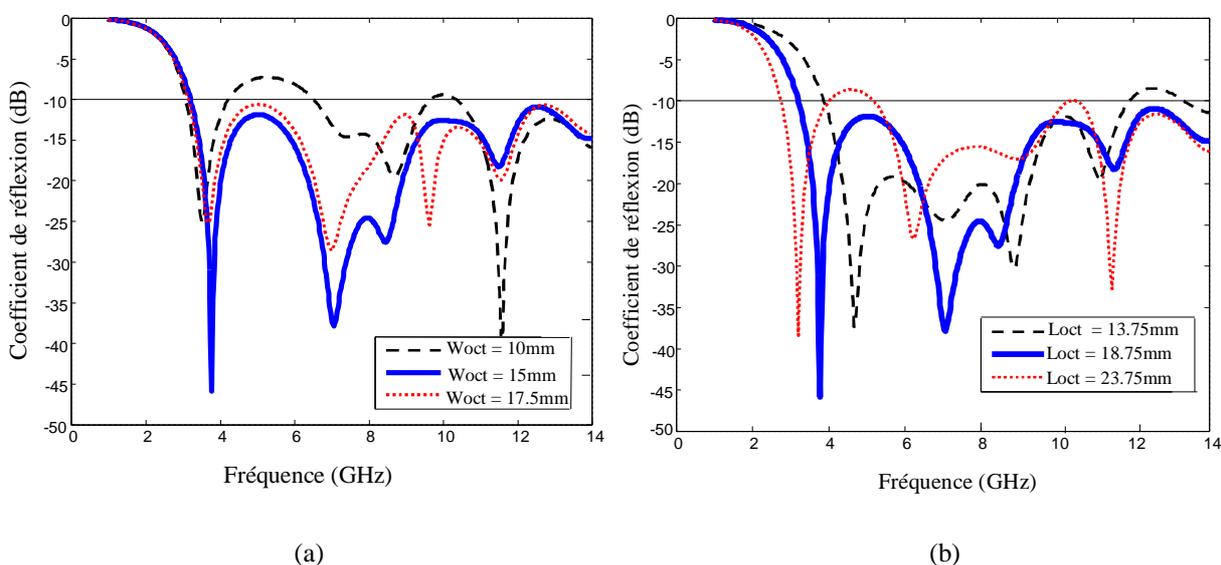


Fig. 3.10 Coefficient de réflexion
(a) variation de W_{oct} ; (b) variation de L_{oct} .

d) Paramètre W_{ligne}

L'effet des variations de ce paramètre est illustré par la figure 3.11.a. On constate que les meilleurs résultats ont été obtenus pour des valeurs très proches de 3 mm. C'est la valeur correspondante pour avoir une impédance proche de 50 ohms ; cette dernière dépend principalement de cette largeur de ligne, de l'épaisseur et de la permittivité du substrat.

e) Paramètre L_{ligne}

Dans cette partie, nous allons étudier l'influence de la longueur de la ligne sur le comportement de la bande passante. Pour cela l'étude a été menée sur une longueur variante entre 10.75 mm et 12 mm. La figure 3.11.b montre que L_{ligne} , a une influence non négligeable sur les performances de l'antenne. Ce n'est pas le cas en basses fréquences, car jusqu'à une fréquence de 4 GHz, ce paramètre n'influe pas

de manière significative sur le comportement de l'antenne. En remarque que plus la ligne est longue et plus l'élément rayonnant s'éloigne du plan de masse, plus la largeur de bande se dégrade.

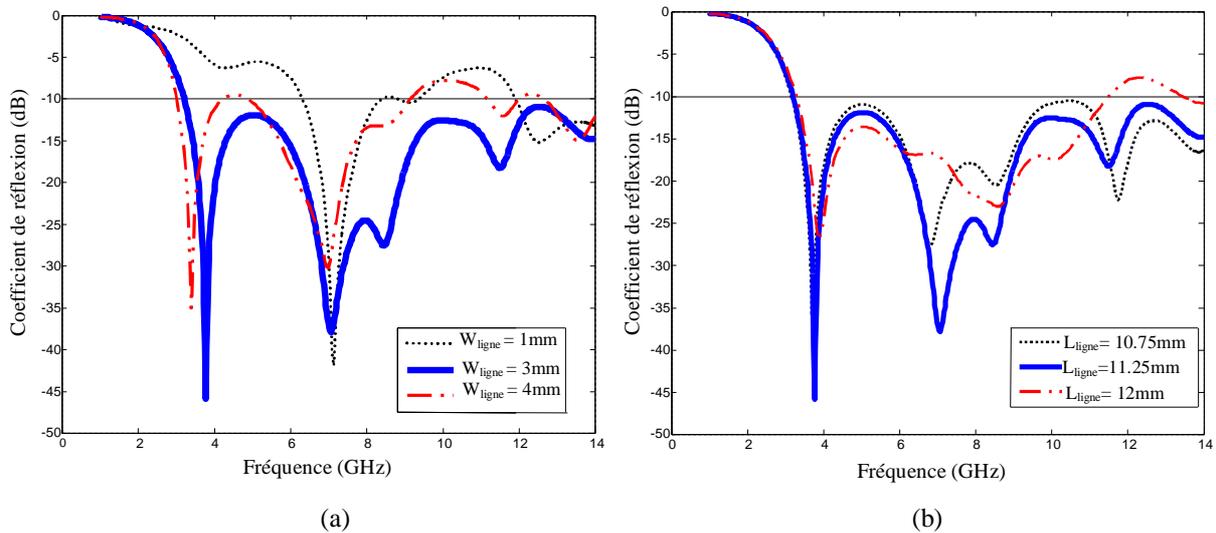


Fig. 3.11 Coefficient de réflexion

(a) variation de W_{ligne} ; (b) variation de L_{ligne} .

f) Paramètre W_{plan}

Dans cette partie, seule la largeur W_{plan} du plan de masse sera variée (fig. 3.12.a) et les autres paramètres restent constants et fixés à ($L_{\text{sub}} = 40$ mm, $W_{\text{sub}} = 40$ mm, $L_{\text{plan}} = 11.25$ mm, $L_{\text{ligne}} = 11.25$ mm, $W_{\text{ligne}} = 3$ mm, $L_1 = 10.75$ mm, $W_1 = 9$ mm, $W_c = 3.75$ mm et $L_c = 3.75$ mm). En faisant varier ce paramètre, on constate un changement dans la bande passante.

g) Paramètre L_{plan}

On va varier ce paramètre pour 3 valeurs, les résultats obtenus pour le comportement du coefficient de réflexion seront représentés sur la figure 3.12.b. D'après les résultats obtenus, on déduit que ce paramètre, a une influence importante sur la limitation des fréquences hautes de la bande passante, mais avec peu d'effet sur les fréquences basses.

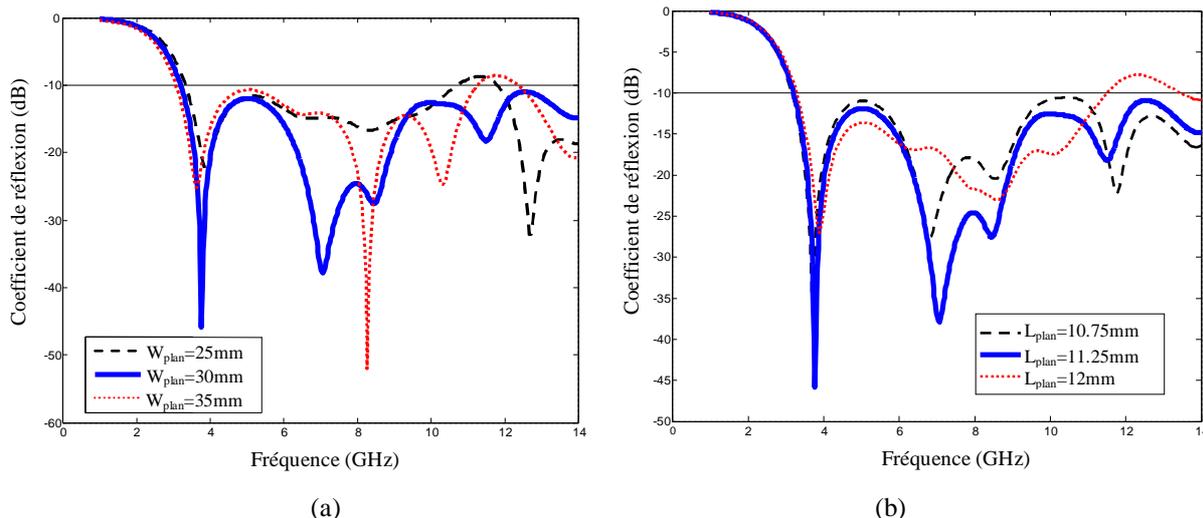


Fig. 3.12 Coefficient de réflexion
 (a) variation de W_{plan} ; (b) variation de L_{plan} .

h) Paramètre d

Dans cette partie, on va étudier l'influence de l'espacement d . Cette distance qui représente l'écart entre la longueur du plan de masse L_{plan} , fixé à 11.25 mm, et la longueur L_1 . Nous remarquons qu'une bonne adaptation est assurée sur une très large bande passante avec un écart de 0.5 mm (fig. 3.13). Par contre, cette largeur de bandes diminue avec l'augmentation de cet écart et l'adaptation se détériore à la suppression de ce dernier.

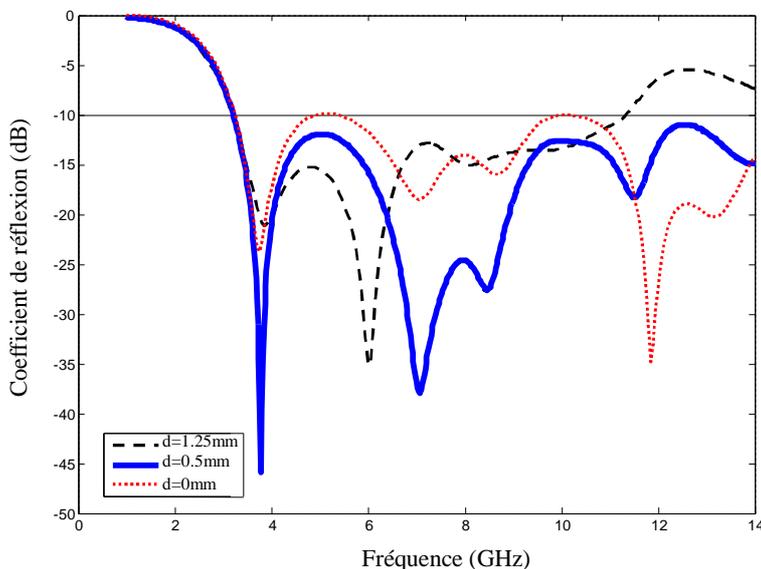


Fig. 3.13 Coefficient de réflexion (variation de d).

3.2.1.2. Influence du changement du substrat diélectrique

La nature du substrat joue un rôle important sur les caractéristiques d'une antenne en technologie microruban. Dans cette optique, nous avons analysé l'effet du substrat sur la bande passante. Pour ce

faire, on a simulé le comportement de trois substrats diélectriques à savoir le Duroid5880 de constante diélectrique $\epsilon_r = 2.2$, le verre époxy ($\epsilon_r = 4.4$) et l'alumine ($\epsilon_r = 9.4$).

L'analyse de ces résultats (fig. 3.14), indique que la bande passante diminue lorsque la valeur de la constante diélectrique augmente (Tab. 3.2).

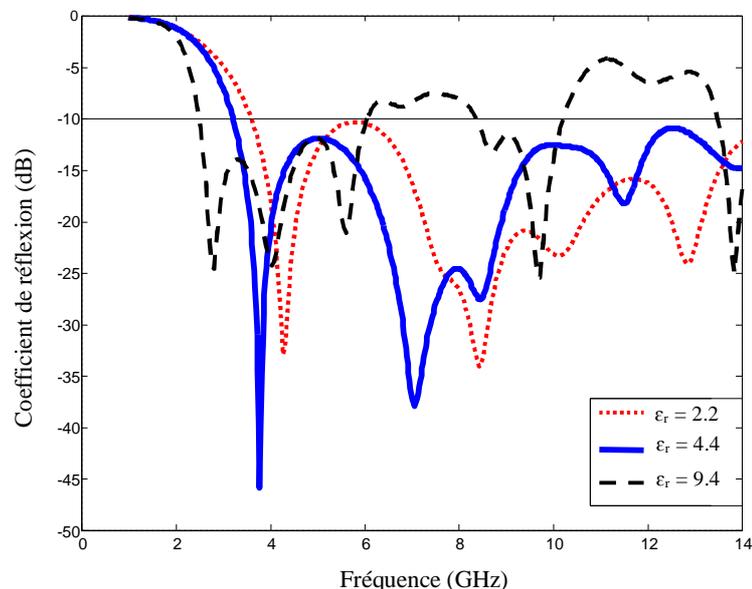


Fig. 3.14 Coefficient de réflexion pour les 3 types du substrat.

Le type du substrat diélectrique	La fréquence basse (GHz)	La fréquence haute (GHz)	La bande passante relative (%)
le Duroid5880 ($\epsilon_r = 2.2$)	3.6	14	118.2
le verre époxy ($\epsilon_r = 4.4$)	3.2	14	125.58
l'alumine ($\epsilon_r = 9.4$)	2.48	6.04	83.5

Tab. 3.2 La bande passante pour les différents substrats utilisés.

3.2.1.3. Influence du changement de la forme proposée

Généralement, les chercheurs qui s'intéressent à la conception d'antennes agissent selon la méthode suivante : prendre des constructions géométriques et étudier leurs caractéristiques de rayonnement. Mais puisque les inventions technologiques des humains n'ont presque plus de limites, une autre démarche dans un autre sens s'avère plus intéressante et plus performante. C'est d'explorer et trouver d'autres formes ou de nouvelles constructions géométriques optimales qui peuvent satisfaire certaines caractéristiques de rayonnement plus performantes. De nombreux chercheurs s'intéressent à ce sujet et proposent des solutions de conception.

Cette partie a pour objectif d'étudier et de synthétiser ce type d'antennes avec de nouvelles constructions et plusieurs modifications. Ces derniers seront donc introduits soit pour la forme de l'élément rayonnant, la forme de la ligne d'alimentation ou la forme du plan de masse. Pour cela une étude de l'influence du changement sur la bande passante était nécessaire.

a- Variation de la forme de l'élément rayonnant

Dans cette partie on va apporter deux modifications au niveau de l'élément rayonnant de l'antenne proposée illustrée par la figure 3.1.b. Ces deux modifications sont présentées dans les figures 3.15.b et 3.15.c.

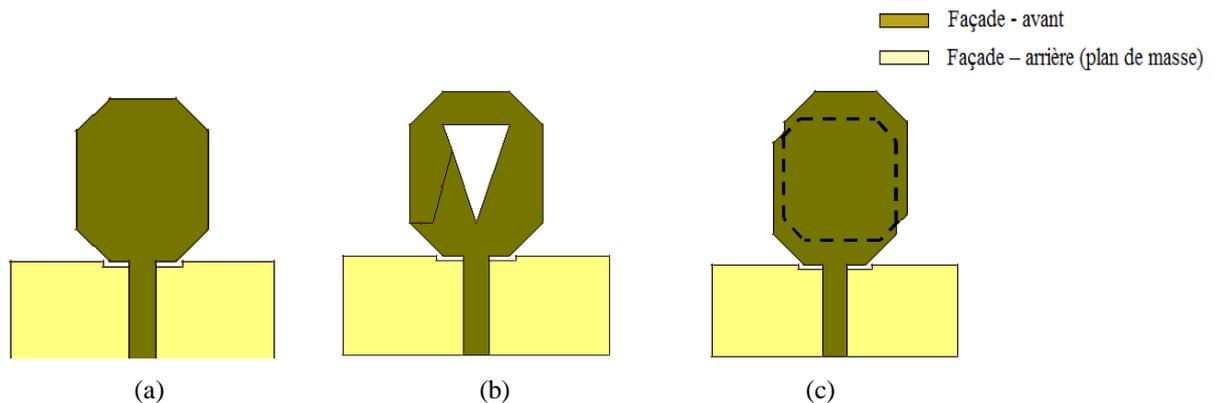


Fig. 3.15 Antennes proposées avec les modifications au niveau de l'élément rayonnant.

Les résultats des simulations relatifs aux deux modifications sont représentés par la figure 3.16.

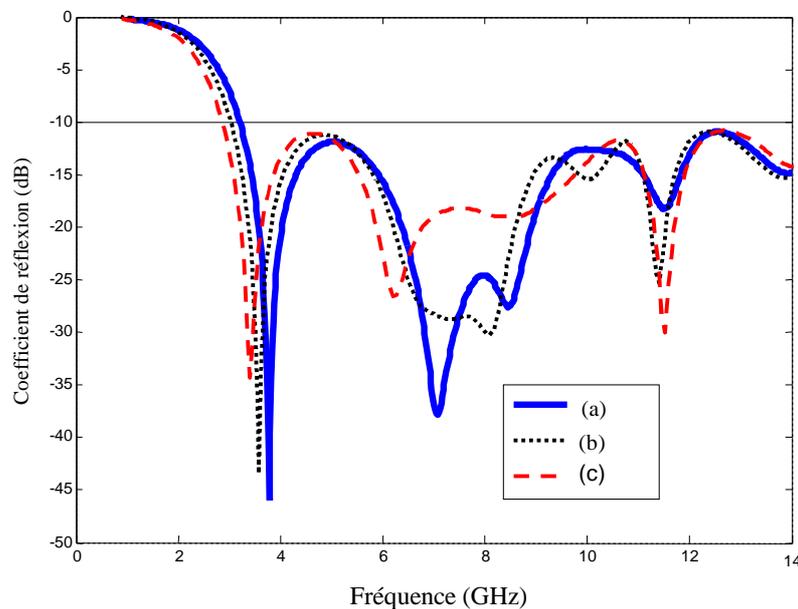


Fig. 3.16 Coefficient de réflexion.

Ces modifications, ont permis d'avoir une bande plus large par rapport à l'antenne de référence (fig. 3.15.a) à cause de l'augmentation de la distance parcourus par le courant ; 128% pour la première modification (fig. 3.15.b) et 130% pour la deuxième (fig. 3.15.c).

b- Variation de la ligne microruban

Une autre voie possible consiste aussi à jouer sur la structure de la ligne d'alimentation, comme le montre la figure 3.17. Le changement de la forme de la ligne d'alimentation influé sur l'adaptation de l'antenne. Cette adaptation est satisfaisante (-14 dB) sur la quasi-totalité de la bande passante qui s'étale de 3 à 14 GHz.

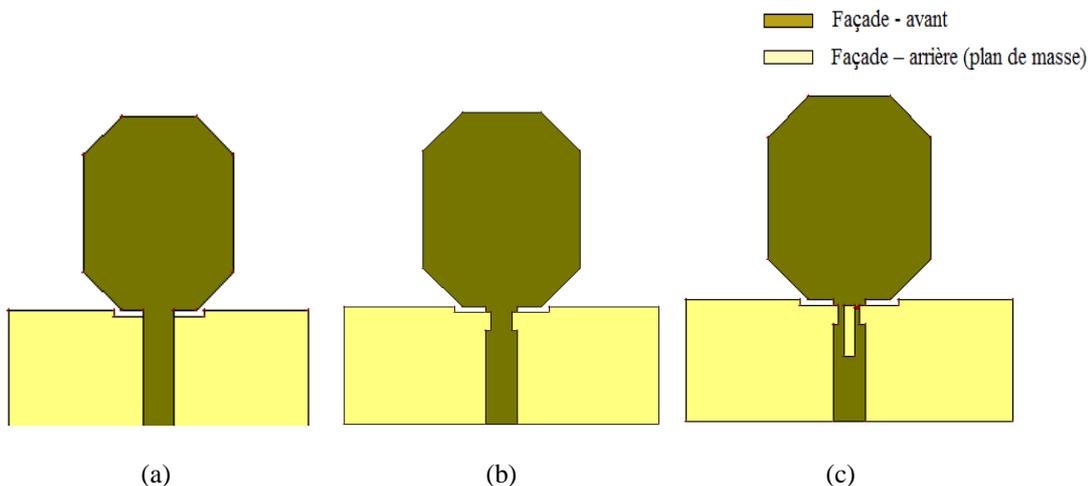


Fig. 3.17 Les antennes proposées avec les modifications au niveau de la ligne.

Les résultats obtenus pour le comportement du coefficient de réflexion sont illustrés dans la figure 3.18 :

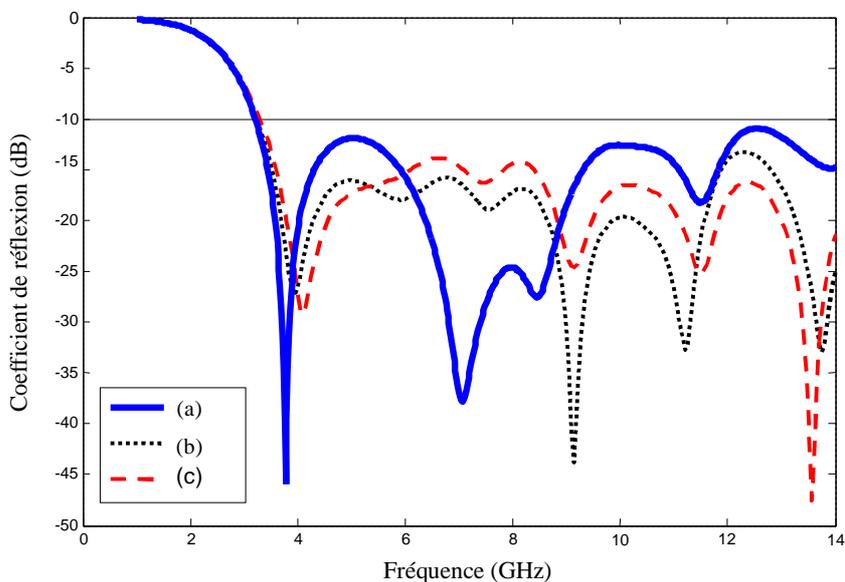


Fig. 3.18 Coefficient de réflexion.

c- Variation du plan de masse

Dans cette partie, nos études seront fondées sur la conception et la simulation de cette antenne avec plusieurs formes de plan de masse. Seuls les prototypes les plus performants seront représentés.

A l'antenne proposée, illustrée par la figure 3.1.b, on effectué une modification sur la forme et les dimensions du plan de masse. On obtient la structure de la figure 3.19.

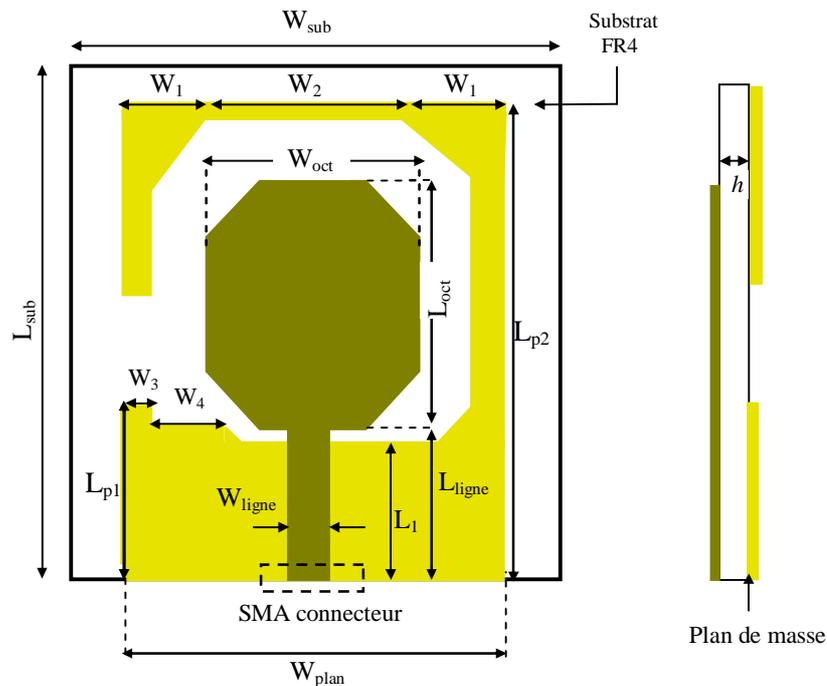


Fig. 3.19 L'antenne proposée avec les modifications au niveau du plan de masse.

$$W_{\text{oct}} = 15\text{mm}, L_{\text{oct}} = 18.75\text{mm}, W_{\text{sub}} = 40\text{mm}, L_{\text{sub}} = 45\text{mm}, W_{\text{plan}} = 30\text{mm}, W_{\text{ligne}} = 3\text{mm}, L_{\text{p1}} = 12.5\text{mm}, \\ L_{\text{p2}} = 39.5\text{mm}, L_1 = 10.5\text{mm}, L_{\text{ligne}} = 11.25\text{mm}, W_1 = 6.5\text{mm}, W_2 = 17\text{mm}, W_3 = 2\text{mm}, W_4 = 6.5\text{mm}.$$

Par ailleurs, l'étude paramétrique de cette nouvelle structure d'antennes ULB nous a permis de comprendre physiquement l'influence du changement du plan de masse sur son coefficient de réflexion et quelques autres paramètres tel que l'impédance d'entrée, le gain et le diagramme de rayonnement.

Sur les figures 3.20, 3.21, 3.22, 3.23 et 3.24, on présente respectivement le coefficient de réflexion, le rapport d'onde stationnaire, les parties réelles de l'impédance d'entrée, le gain et le diagramme de rayonnement.

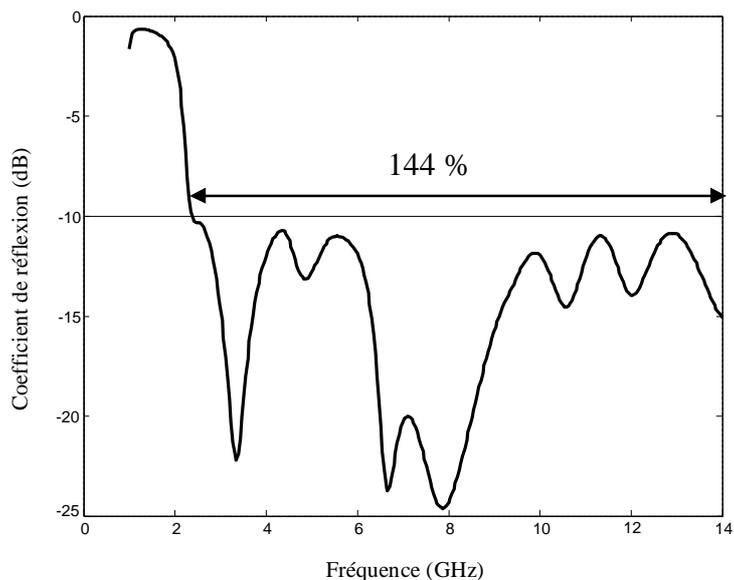


Fig. 3.20 Coefficient de réflexion.

L'évolution du module du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence, montre la présence d'une large bande qui s'étale de 2.3 GHz à 14 GHz (une bande passante de 144%).

La figure 3.21 montre que l'impédance d'entrée de l'antenne est très proche de 50 Ω . La première résonance pour cet ordre a fourni une partie réelle de 50 Ω , 51 Ω pour la deuxième, 52 Ω pour la troisième, 49 Ω pour la quatrième, 47 Ω pour la cinquième et 48 Ω pour la dernière.

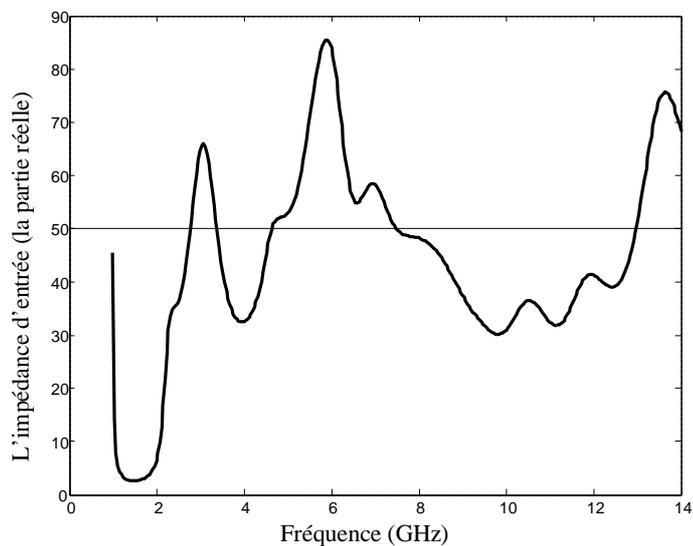


Fig. 3.21 Impédance d'entrée.

L'évolution du rapport d'onde stationnaire est représentée dans la figure 3.22. Pratiquement, une bonne adaptation est obtenue pour un $ROS \leq 2$. On constate que pour la première résonance, on a un

ROS de 1.12, aussi un ROS de 1.15 pour la deuxième résonance, 1.18 pour la troisième, 1.45 pour la quatrième résonance, 1.49 pour la cinquième et 1.5 pour la dernière résonance.

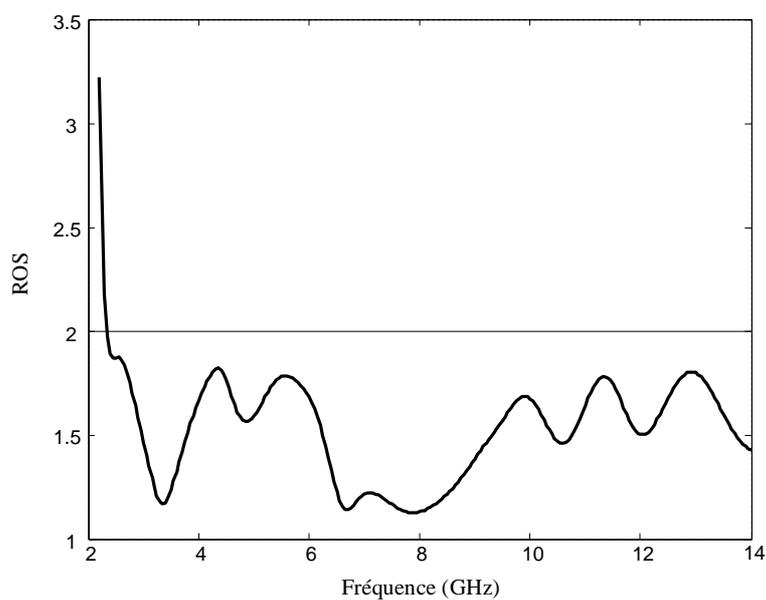


Fig. 3.22 Rapport d'onde stationnaire.

La figure 3.23, nous présente le comportement du gain. On remarque qu'on a un gain qui varie entre 1dBi et 5.25dBi dans notre bande passante.

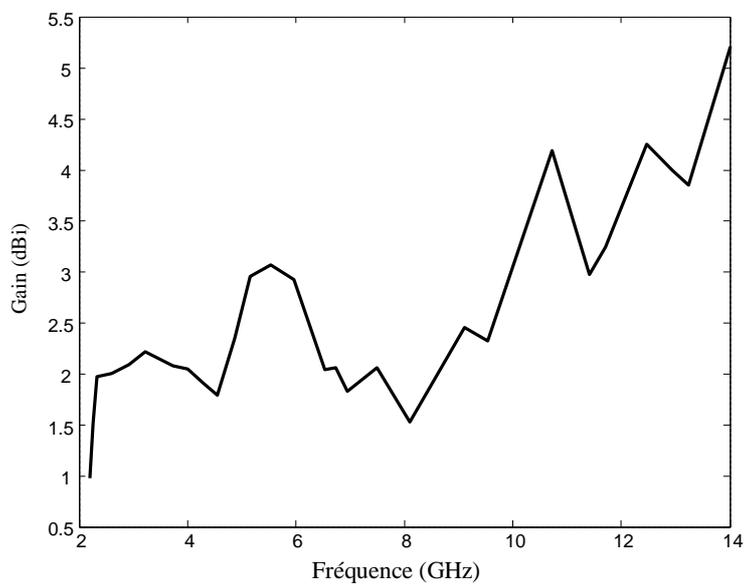


Fig. 3.23 Comportement du gain.

La figure 3.24, nous montre le comportement du diagramme de rayonnement pour les fréquences 3.5GHz, 5GHz et 7.8GHz dans le plan E et H respectivement.

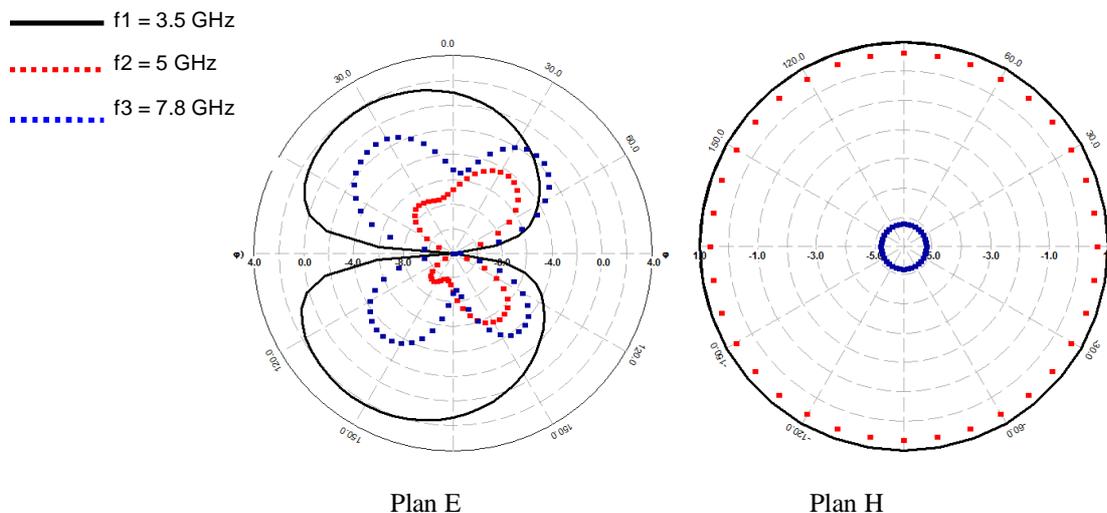


Fig. 3.24 Diagramme de rayonnement en 2D.

Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation sont conformes aux caractéristiques attendues de l'antenne. Celle-ci rayonne de manière relativement omnidirectionnelle dans le plan H.

Toutes les transformations effectuées sur l'antenne proposée (fig. 3.1.b) ont permis d'obtenir un élargissement important de la bande passante. Toutefois, l'antenne modifiée au niveau du plan de masse (fig. 3.19), offre les meilleures performances en largeur de bande avec des caractéristiques très appréciables (144%).

La configuration de la figure 3.15.c, constituée de deux octogonaux superposés, permet également l'obtention d'une antenne ultra large bande (Tab. 3.3).

Antennes proposées	Bande passante relative (%)
Antenne 1 (fig. 3.15.b)	128
Antenne 2 (fig. 3.15.c)	130
Antenne 3 (fig. 19)	144

Tab. 3.3 La bande passante pour les différentes formes d'antennes proposées.

3.2.1.4. Structure CPW

Un autre paramètre permettant d'évaluer les performances d'adaptation de ces antennes est l'écart existant entre la ligne microruban et le plan de masse. Dans cette partie, nos études sont basées sur les antennes « ultra large bande de forme octogonale » de type CPW (CoPlanar Waveguide).

L'antenne proposée est une forme octogonale d'une largeur de 15 mm et une longueur de 18.75 mm. Alimentée avec une ligne coplanaire d'une largeur de 3 mm et d'une longueur de 11.25 mm, espacée du plan de masse avec une distance g et le tout est gravé sur un substrat de type verre époxy (fig. 3.25).

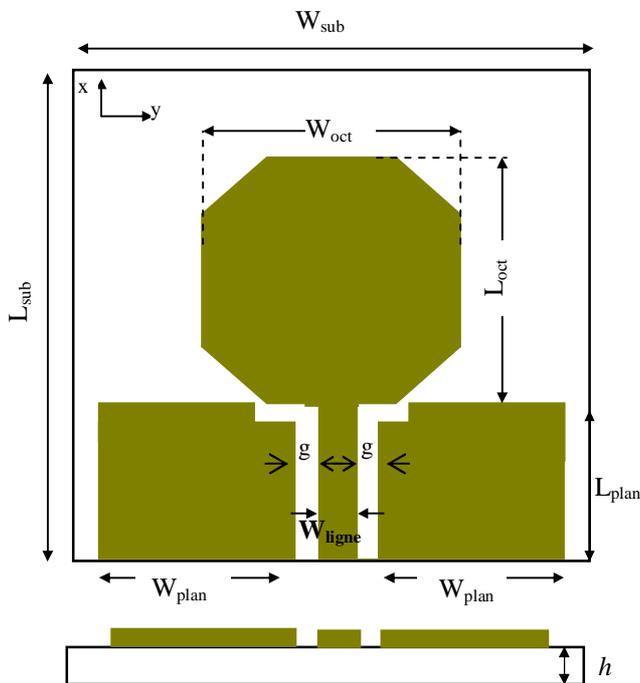


Fig. 3.25 Forme du prototype octogonale (alimenté par guide d'onde coplanaire).

$W_{oct} = 15\text{mm}$, $L_{oct} = 18.75\text{mm}$, $W_{sub} = 40\text{mm}$, $L_{sub} = 45\text{mm}$, $W_{ligne} = 3\text{mm}$, $L_{plan} = 11.25\text{mm}$.

Les résultats obtenus, en donnant au gap g quatre valeurs différentes (0.1mm, 0.3mm, 0.5mm et 0.7mm) sont présentés dans la figure 3.26.

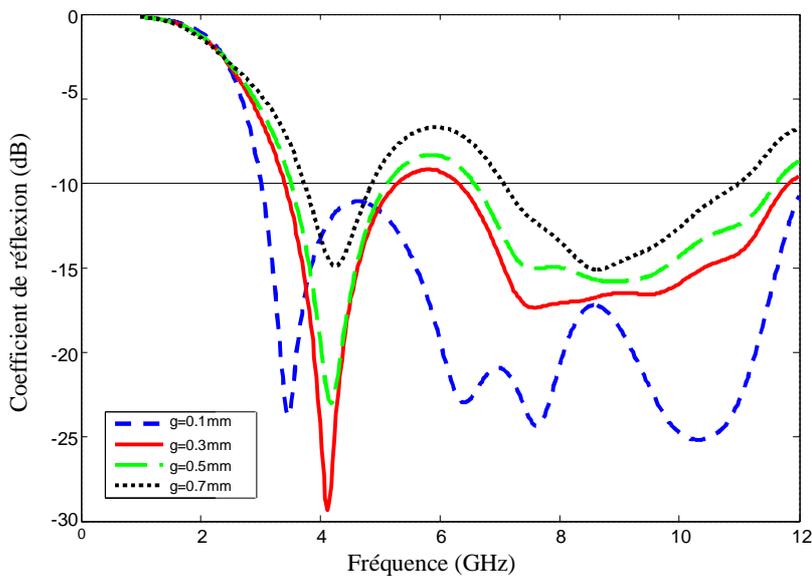


Fig. 3.26 Coefficient de réflexion.

Les résultats de cette étude tendent à montrer que ce paramètre influe sur l'adaptation et le comportement de la bande passante. On remarque que chaque fois quand on diminue dans l'espacement g situé entre la ligne et le plan de masse, on aura une largeur de bande plus vaste (128.5%). Ce qui implique qu'une bonne adaptation nécessite un bon contrôle de cet espacement.

Notre but, s'est orienté toujours vers la conception et la simulation de ce type d'antenne en structure CPW. Mais spécialement, c'est d'augmenter la largeur de la bande passante et accéder à des résonances qui peuvent fonctionner pour d'autres applications sans fil. La deuxième antenne simulée dans cette partie a les mêmes dimensions que l'antenne précédente. Alimentée toujours par une ligne coplanaire d'une longueur de 11.25 mm et une largeur de 3 mm et espacée avec une distance g d'un plan de masse modifié (fig. 3.27). Le tout est gravé sur un substrat de type verre époxy d'une hauteur L_{sub} et d'une largeur W_{sub} (45 × 40) mm.

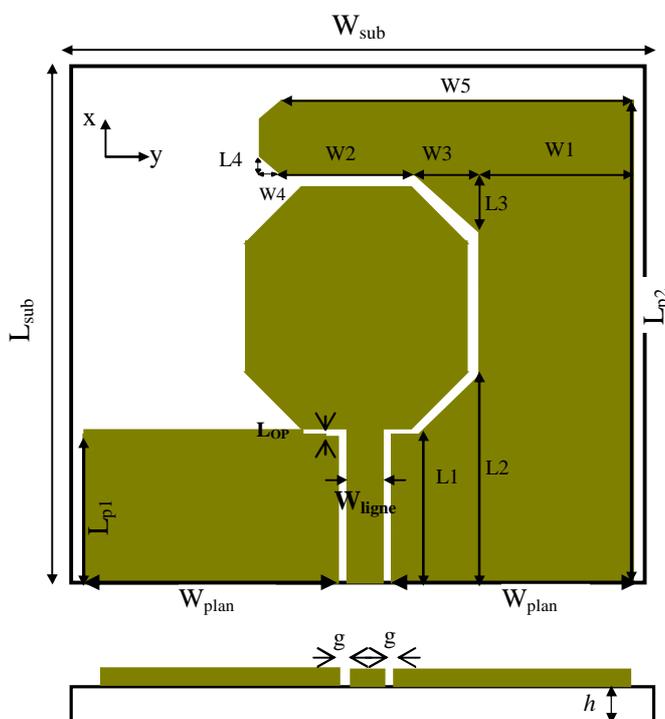


Fig. 3.27 Prototype proposé en structure CPW.

$W_{\text{sub}} = 40\text{mm}$, $L_{\text{sub}} = 45\text{mm}$, $W_{\text{plan}} = 13\text{mm}$, $W_{\text{ligne}} = 3\text{mm}$, $g = 0.1\text{mm}$, 0.3mm et 0.5mm , $L_{\text{OP}} = 1\text{mm}$,
 $L_{\text{p1}} = 10\text{mm}$, $L_{\text{p2}} = 40\text{mm}$, $W_1 = 6.75\text{mm}$, $W_2 = 9.5\text{mm}$, $W_3 = 3.75\text{mm}$, $W_4 = 1.25\text{mm}$, $W_5 = 20\text{mm}$,
 $L_1 = 11.25\text{mm}$, $L_2 = 14.5\text{mm}$, $L_3 = 3.75\text{mm}$, $L_4 = 2.5\text{mm}$.

Les paramètres S_{11} associés à cette transition sont présentés dans la figure 3.28. L'analyse de cette antenne, montre la présence d'une large bande passante de l'ordre de 135.5 % pour un espacement g de 0.1 mm. Une autre bande de l'ordre de 138% pour un g de 0.3 mm et enfin une bande plus vaste

(142 %) pour un g de 0.5 mm avec 4 fréquences de résonances permettant ainsi de couvrir les standards WPAN, la norme WIMAX ainsi que les HiperLAN1 et 2.

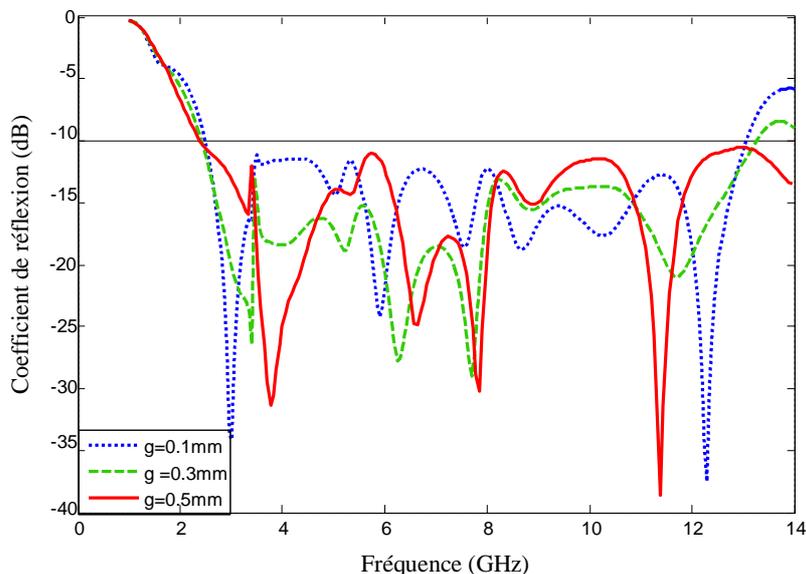


Fig. 3.28 Coefficient de réflexion.

La figure 3.29, montrent que l'impédance d'entrée de l'antenne est proche de $50\ \Omega$ notamment pour un espacement de 0.1 mm.

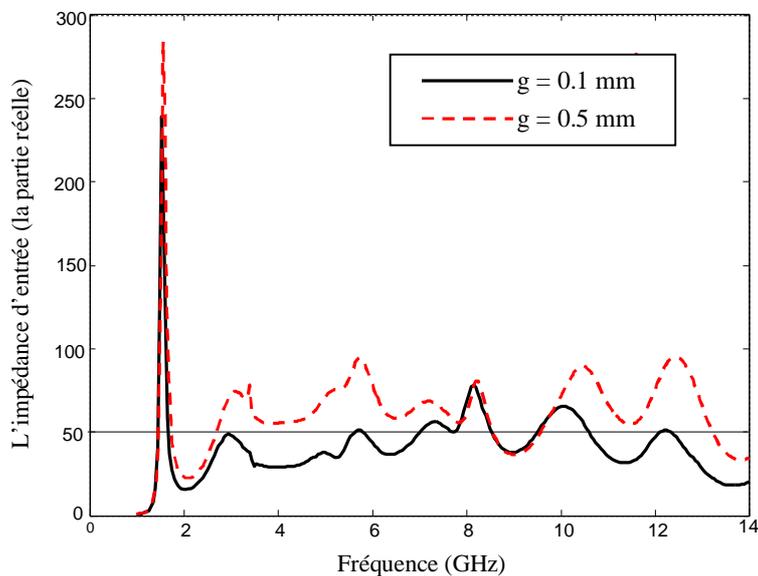


Fig. 3.29 Impédance d'entrée de l'antenne.

L'évolution du rapport d'onde stationnaire est représentée dans la figure 3.30. On constate la présence d'un rapport d'onde stationnaire inférieur de 2 qui peut aboutir 1.04 pour un g de 0.1 mm (pour la première fréquence de résonance) et un rapport d'onde stationnaire de 1.1 pour un g de 0.5 mm.

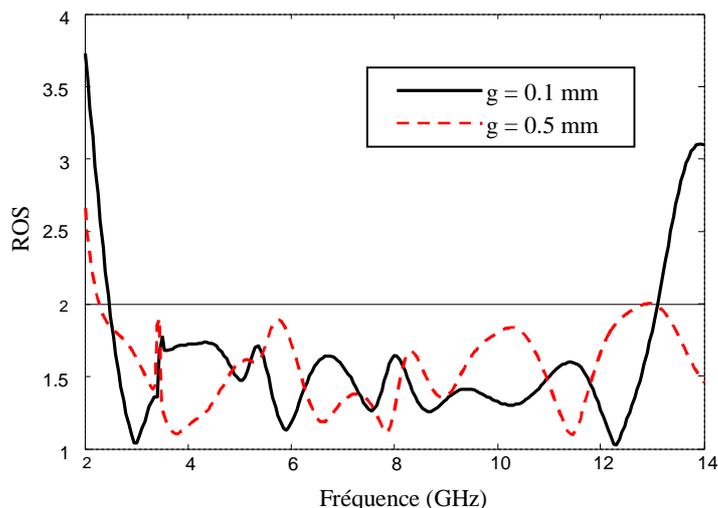


Fig. 3.30 Rapport d'onde stationnaire.

La figure 3.31 montre le comportement des diagrammes de rayonnement dans les plans E et H respectivement. Un rayonnement omnidirectionnel est obtenu avec un faible gain de 0.22 dBi pour la première résonance, de 1.15 dBi pour la deuxième et de 3.7 dBi pour la troisième. Les simulations montrent que le gain maximal de l'antenne augmente en fonction de la fréquence.

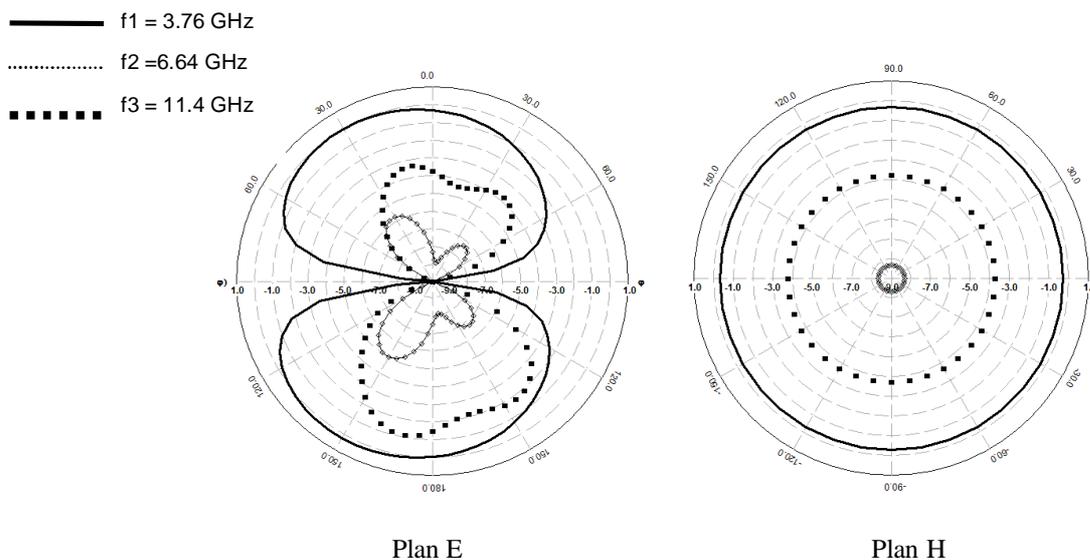


Fig. 3.31 Diagramme de rayonnement en 2D ($g = 0.5$ mm).

3.2.2. Réalisation et mesure de l'antenne octogonale

La simulation nous a défini les paramètres géométriques et a permis d'aboutir à des résultats satisfaisants. En vue de confronter ces résultats aux mesures et tirer des conclusions sur les performances obtenues par rapport à celles escomptées, nous passons à l'étape de la réalisation.

Les antennes réalisées ont été imprimées sur un substrat de type verre époxy (fig. 3.32). Les caractéristiques d'antennes ont été mesurées avec un analyseur de réseau de type HP8719ES (fig.

3.33) fonctionnant dans la bande 30 MHz-13.5 GHz. Il dispose d'un lecteur de disquette pour le sauvegarde des données. Il est relié à un ordinateur via une connexion par un câble GPIB (General Purpose Interface Bus), alors que le transfert des résultats de mesure se fait automatiquement vers le PC via un logiciel de commande. Néanmoins, l'utilisation de cet appareil nécessite une étape de calibration précise.

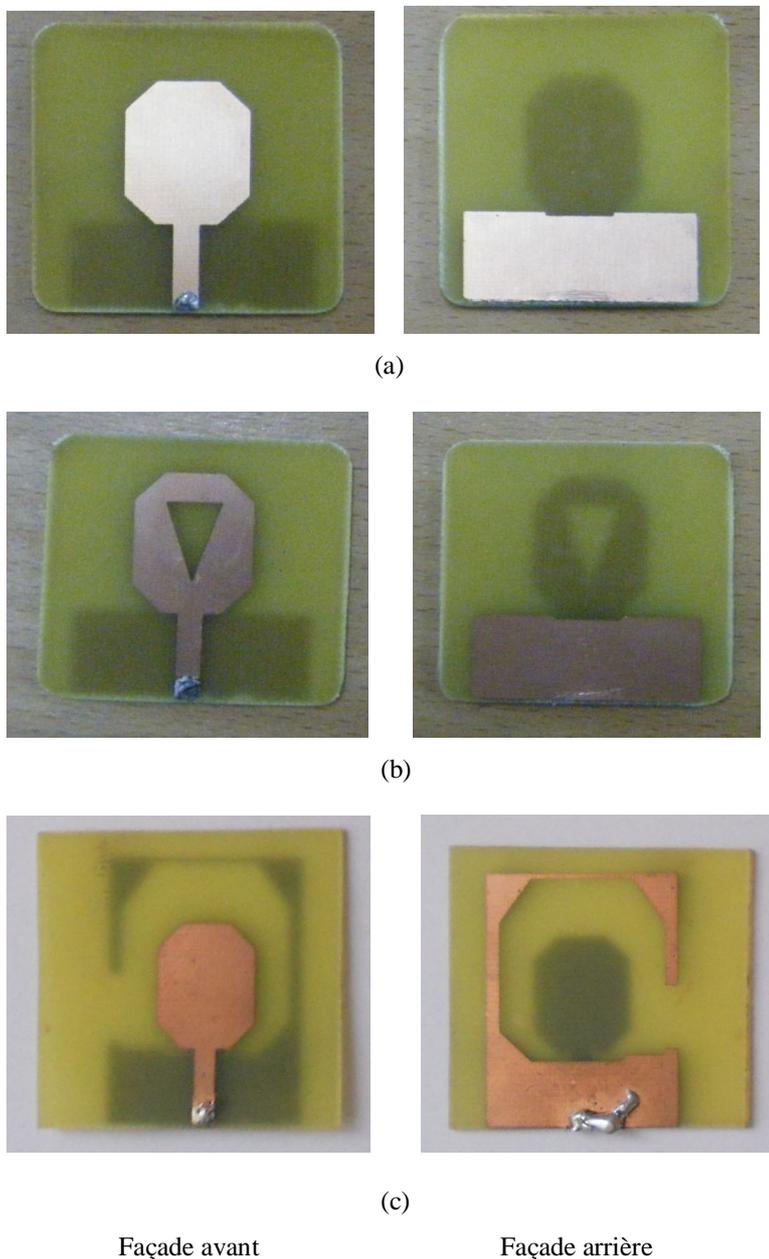


Fig. 3.32 Photographes des prototypes réalisés en technologie microruban.

(a) Prototype 1 ; (b) Prototype 2 ; (c) Prototype 3.

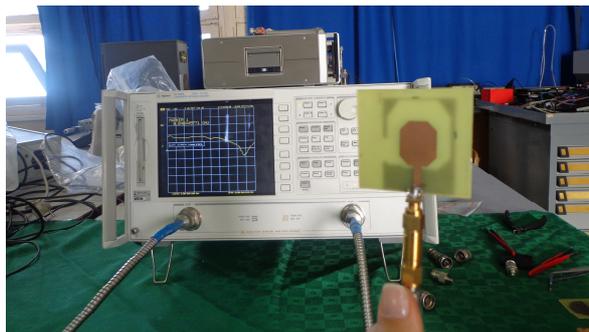


Fig. 3.33 Banc de mesure du coefficient S_{11} de l'antenne proposée.

Après la réalisation des antennes, le coefficient de réflexion sera le paramètre fondamental à comparer entre les mesures et les simulations. La comparaison est opérée comme le montre la figure 3.34 :

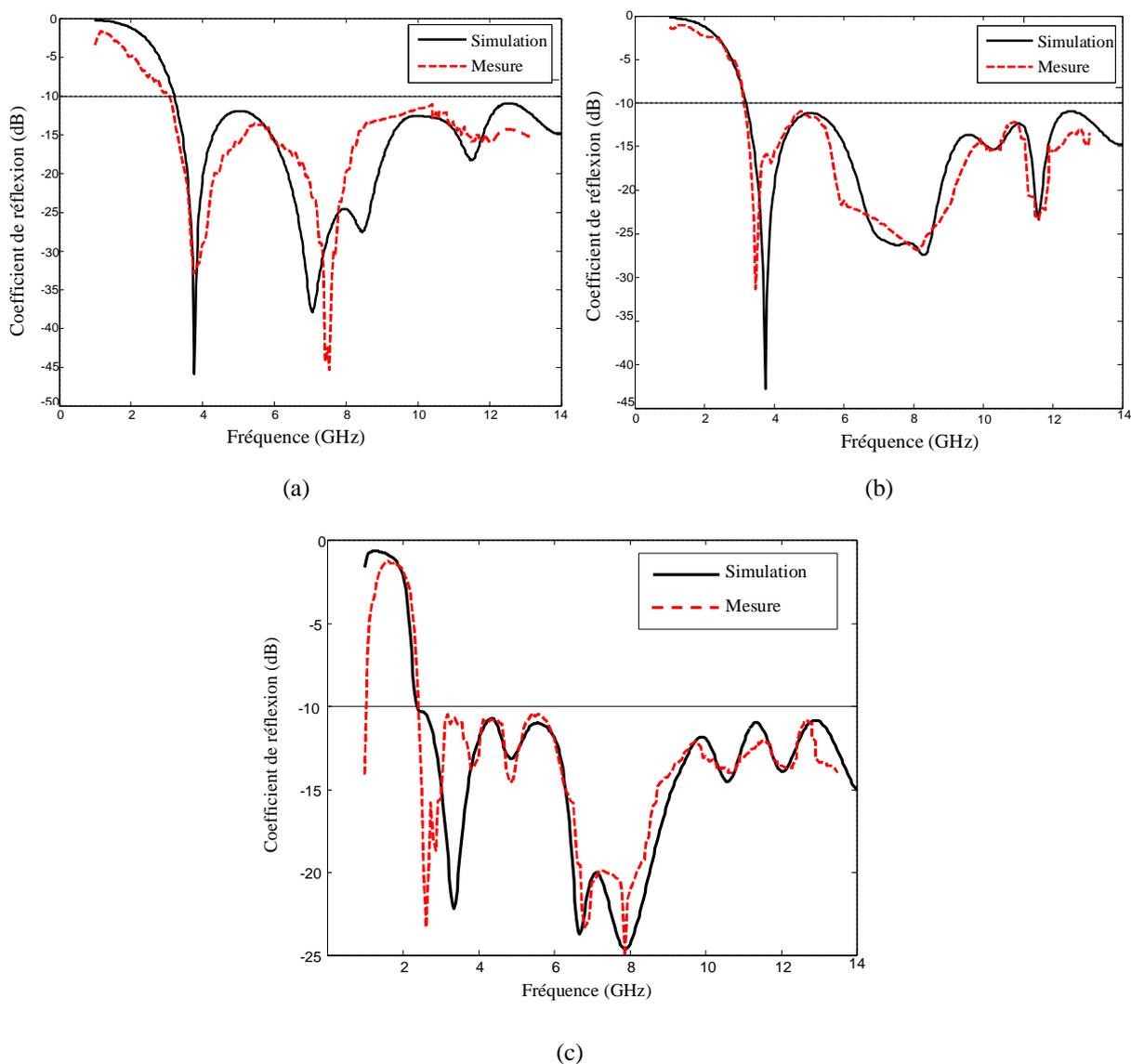


Fig. 3.34 Comparaison entre les simulations et les mesures du coefficient S_{11} .

(a) Prototype 1 ; (b) Prototype 2 ; (c) Prototype 3

D'après ces figures, on constate bien que le caractère ultra large bandes est confirmé expérimentalement en premier lieu, et l'accord admissible entre les simulations et les mesures en second.

Un travail semblable a été effectué pour l'antenne octogonale de structure CPW. L'antenne simulée est imprimée pour être tirée sur le substrat pour deux différentes valeurs du g (fig. 3.35).

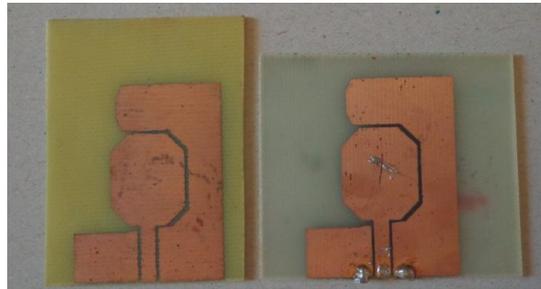


Fig. 3.35 Photographes des prototypes pour $g = 0.1\text{mm}$ et $g = 0.5\text{mm}$.

Les résultats de la comparaison entre les simulations et les mesures sont donnés ci-dessous :

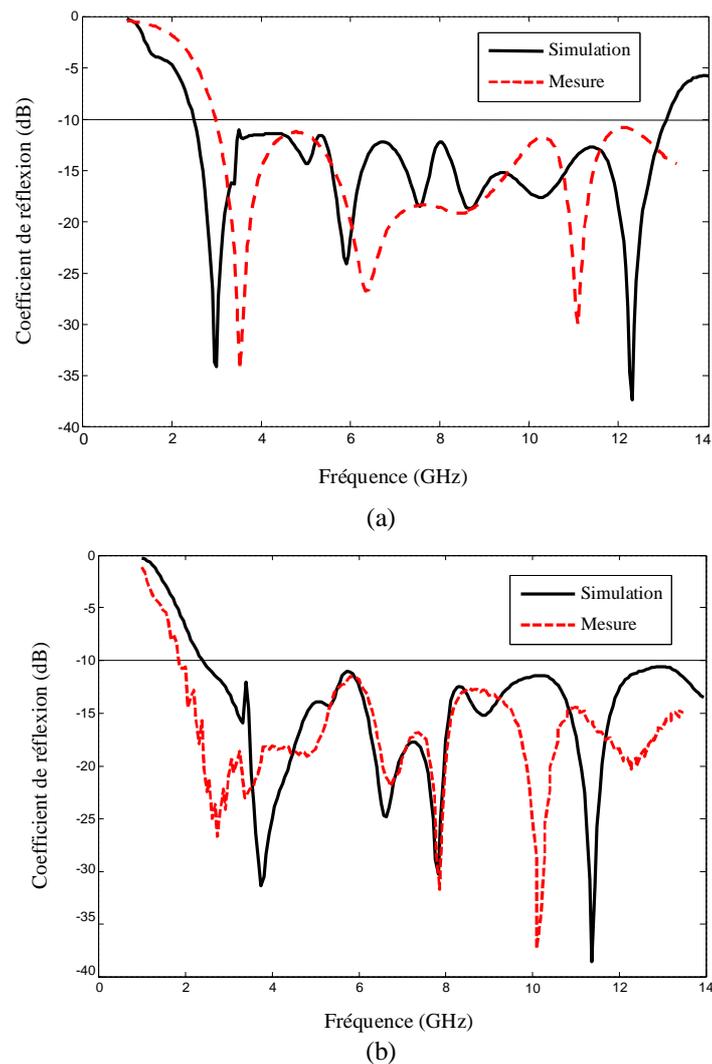


Fig. 3.36 Comparaison simulations-mesures : (a) $g = 0.1\text{mm}$; (b) $g = 0.5\text{mm}$.

D'après ces figures, on remarque bien que le caractère large bande est confirmé expérimentalement. De plus, ces courbes montrent un bon accord entre les résultats de simulation et ceux mesurés, juste avec quelque différence. Cette différence peut-être expliquée par certaines causes telles que l'effet de la soudure et les pertes dues au conducteur et au substrat...

Toutes ces antennes de forme octogonale présentent l'avantage de s'adapter sur une large bande passante. Ses caractéristiques font de cette structure une bonne candidate pour les antennes utilisées dans les systèmes de communication sans fil ou mobiles. Plusieurs réalisations ont validé les structures issues des résultats de simulation.

3.3. Etude de l'antenne triangulaire

Notre seconde antenne ultra large bande est une antenne de forme triangulaire imprimée sur un substrat de type verre époxy, cette dernière qui a été aussi l'issue de quelques travaux tels que [4], [5] et [6].

Des simulations seront menées afin de voir l'influence des différents paramètres sur le comportement de l'antenne. Les résultats issus de simulations sont obtenus grâce au logiciel IE3D. Toutes les structures simulées et réalisées sont exposées dans les paragraphes suivants.

3.3.1. Simulation de l'antenne triangulaire

La seconde antenne étudiée est une antenne imprimée classique de forme triangulaire, d'une longueur L_{tr} , d'une largeur W_{tr} et d'un angle d'évasement α (fig. 3.37.a), alimentée par une ligne microruban d'une longueur L_{ligne} et d'une largeur W_{ligne} .

Le substrat utilisé est le verre époxy, de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, d'épaisseur $h = 1.6$ mm et de pertes diélectriques caractérisées par le paramètre $\tan(\delta) = 0.0017$.

L'antenne triangulaire ULB proposée (fig. 3.37.b) consiste en la suppression d'une partie du plan de masse. La description détaillée de l'antenne triangulaire microruban ainsi que l'antenne proposée est illustrée par la figure 3.37.

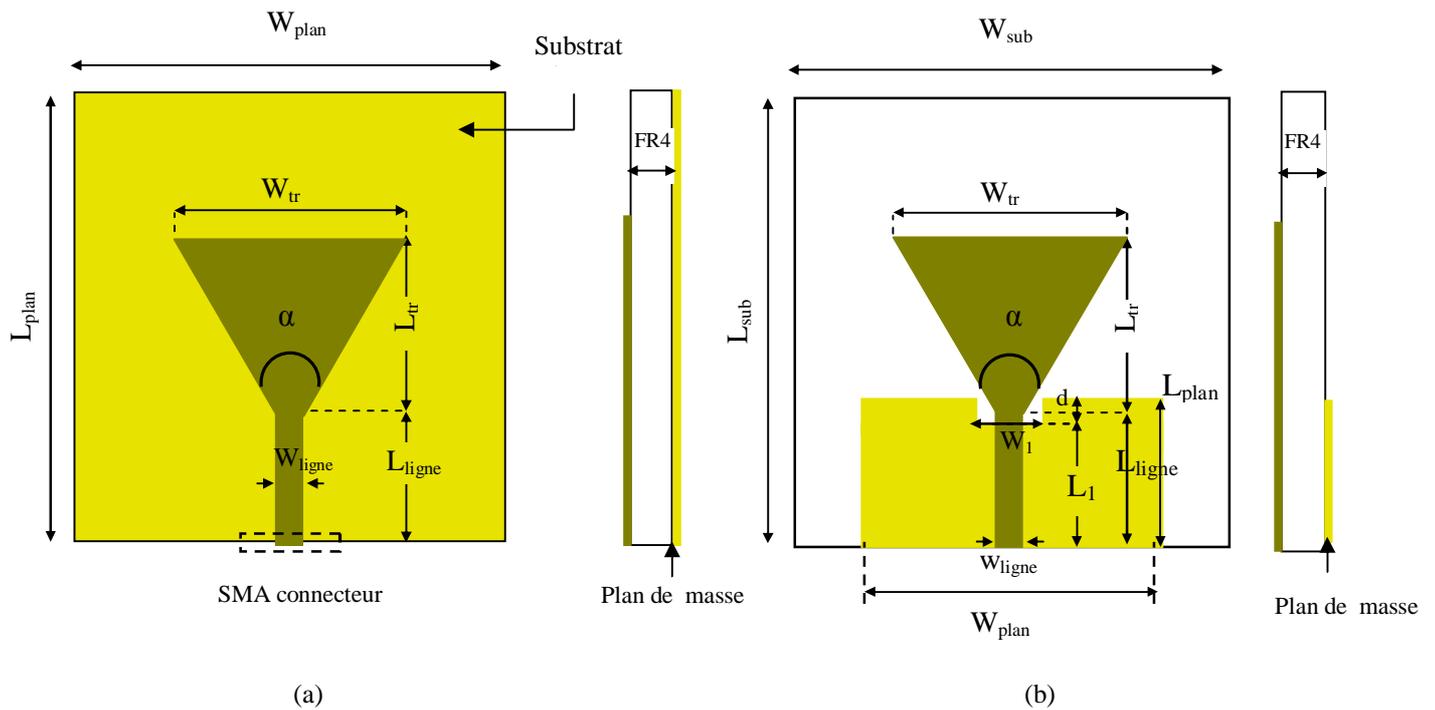


Fig. 3.37 Géométrie des antennes

(a) antenne triangulaire microruban - (b) antenne triangulaire proposée.

$L_{plan} = 40 \text{ mm}$, $W_{plan} = 40 \text{ mm}$, $L_{tr} = 15.5 \text{ mm}$,
 $W_{tr} = 24 \text{ mm}$, $W_{ligne} = 2.25 \text{ mm}$, $L_{ligne} = 14.5 \text{ mm}$.

$L_1 = 14.15 \text{ mm}$, $W_1 = 6 \text{ mm}$, $L_{plan} = 16 \text{ mm}$,
 $W_{plan} = 28 \text{ mm}$, $\alpha = 73.7^\circ$.

La variation du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de ces deux structures est représentée par la figure 3.38. Nous constatons que l’antenne triangulaire microruban classique (fig.3.37.a) présente une bande passante très étroite. Le fait de modifier la surface du plan de masse permet d’élargir la bande passante à 127% et d’obtenir une antenne ULB avec trois pics de résonances.

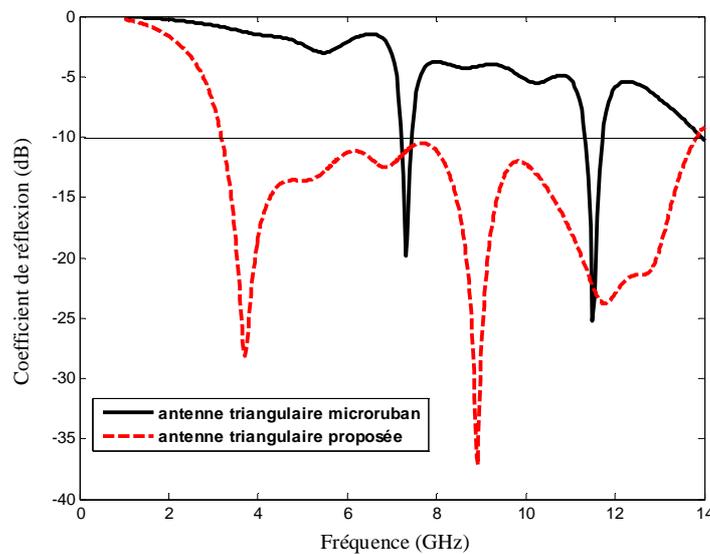


Fig. 3.38 Coefficient de réflexion.

Ainsi, la formule permettant de calculer la première fréquence de résonance en fonction de ses dimensions est proposée par [7]:

$$f_0 = \frac{0.25 \times 300}{L \left(\sqrt{1 + \left(\tan \frac{\alpha}{2} \right)^2} + \frac{\tan \frac{\alpha}{2}}{\pi} \right)} \quad (3.1)$$

$L = L_{tr} = 15.5 \text{ mm}$ et $\alpha = 73.7^\circ$

Si on compare nos résultats à cette formule, on aura la même valeur de la fréquence de résonance :

$$f_{0cal} = 3.25\text{GHz} \text{ et } f_{0sim} = 3.7\text{GHz}$$

Les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de résonance sont représentées dans la figure 3.39 :

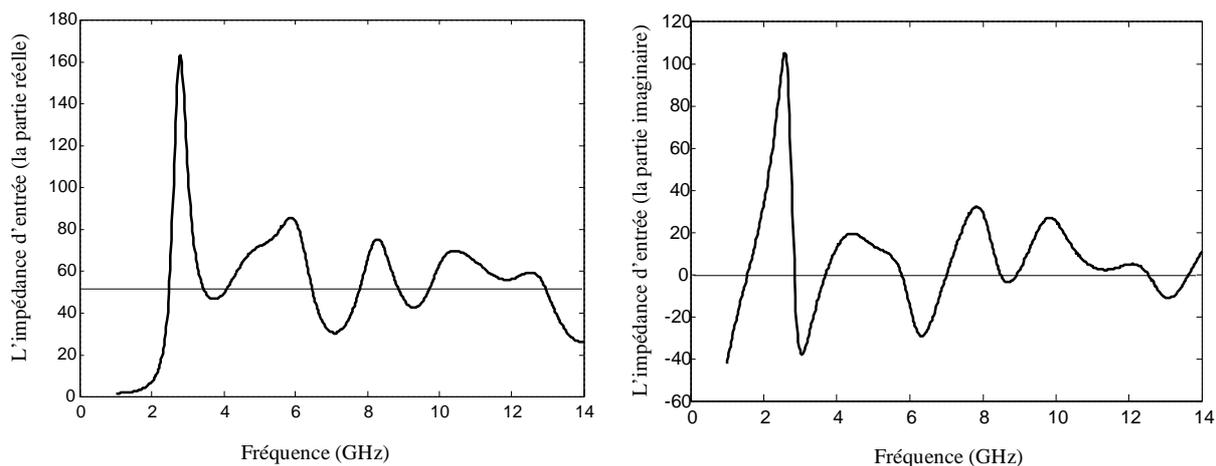


Fig. 3.39 Impédance d'entrée.

Les figures ci-dessus montrent que l'impédance d'entrée de l'antenne est très proche de 50Ω . La première résonance pour cet ordre a fourni une partie réelle de 48.5Ω , 49.1Ω pour la deuxième et 51Ω pour la dernière.

L'évolution du rapport d'onde stationnaire est représentée dans la figure 3.40. On constate que pour la première résonance, on a un ROS de 1.08 (fig. 3.41), aussi un ROS de 1.02 pour la deuxième résonance et de 1.13 pour la troisième.

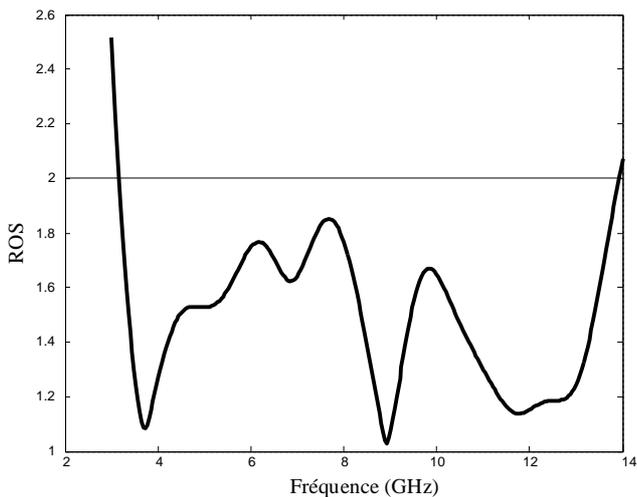


Fig. 3.40 Rapport d'onde stationnaire dans la bande [2-14] GHz.

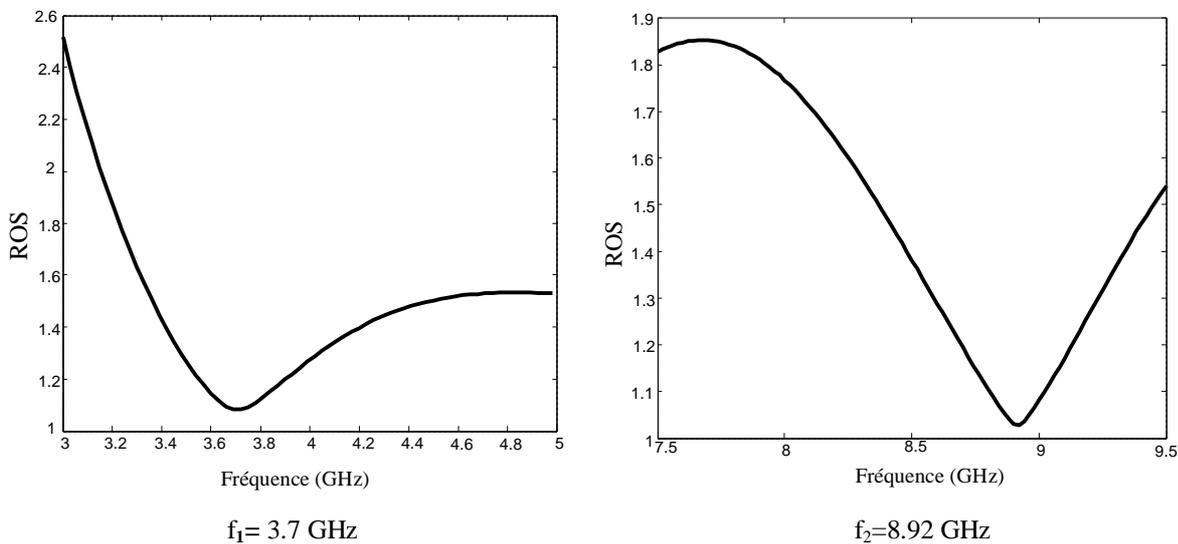


Fig. 3.41 Rapport d'onde stationnaire.

La figure 3.42 présente la distribution du courant pour les trois fréquences de résonances.

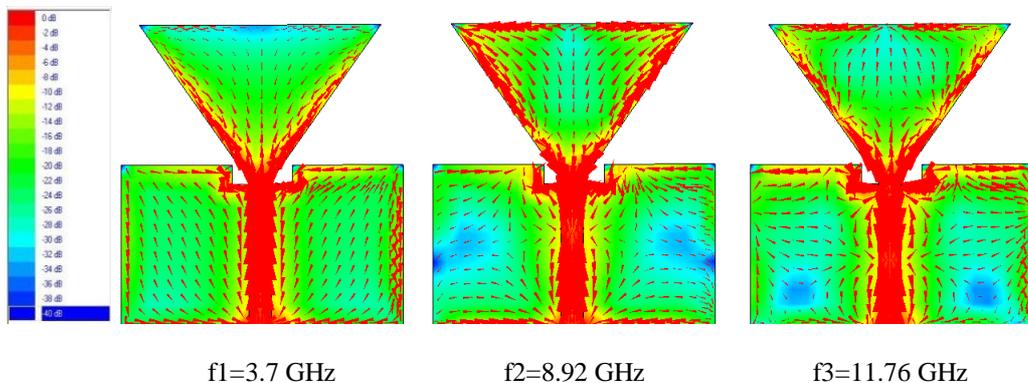


Fig. 3.42 Distribution du courant surfacique.

Les figures 3.43 et 3.44 montrent le comportement du gain et du diagramme de rayonnement. On observe que plus la valeur des fréquences de résonances augmente, plus le diagramme de rayonnement présente des maximums dans des directions différentes et développe une allure multi lobes.

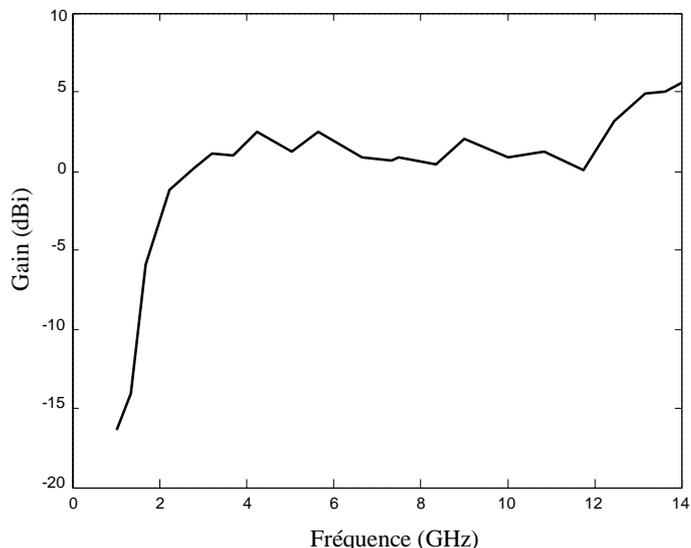


Fig. 3.43 Comportement du gain.

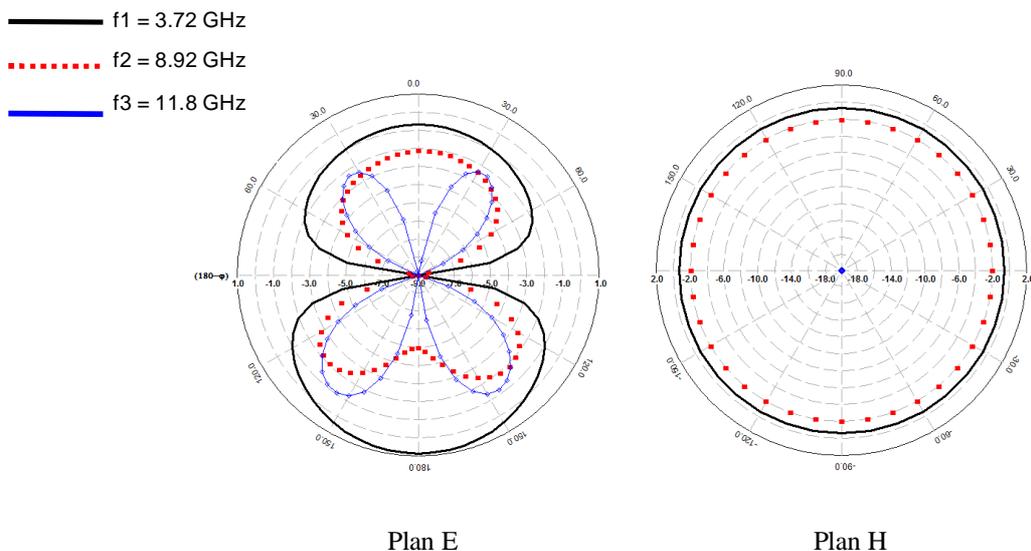


Fig. 3.44 Diagramme de rayonnement en 2D.

3.3.1.1. Influence des dimensions de la structure proposée

Cette partie du chapitre porte sur l'étude de la variation des différentes dimensions de l'antenne. Les paramètres définissant la géométrie de l'antenne seront modifiés, afin de constater leurs influences sur les performances de la structure, notamment en terme de largeur de bande.

Dans ce but, nous allons changer les différentes dimensions de la structure proposée à savoir la largeur W_{ligne} de la ligne d'excitation, l'angle d'évasement α , la largeur W_{tr} et la longueur L_{tr} du triangle...

Notons toujours que lorsque l'étude porte sur un seul paramètre, les autres conservent leurs valeurs initiales.

a) Paramètre W_{ligne}

L'effet de ce paramètre est illustré par la figure 3.45.a. On constate bien que les meilleurs résultats ont été obtenus pour des valeurs très proches de 2.25 mm.

b) Influence de l'angle d'évasement

La forme de l'antenne triangulaire peut être modifiée avec le changement de la valeur de l'angle au sommet du triangle, imposée par α . Cet angle a été augmenté de 53° à 90° (fig. 3.45.b). On remarque que plus l'angle α diminue, plus la largeur de bande se dégrade. Cela se traduit par une remontée à -6.39 dB à 6.1 GHz pour $\alpha = 53^\circ$ et une remontée à -7.52 dB à 6.1 GHz pour $\alpha = 64^\circ$. Il en découle donc que l'angle α ne doit pas être trop faible.

Cependant, cette valeur ne doit pas être trop élevée car plus elle augmente, plus la largeur de bande se diminue. En conséquence, la valeur optimale de l'angle α se situe entre 70° et 85° .

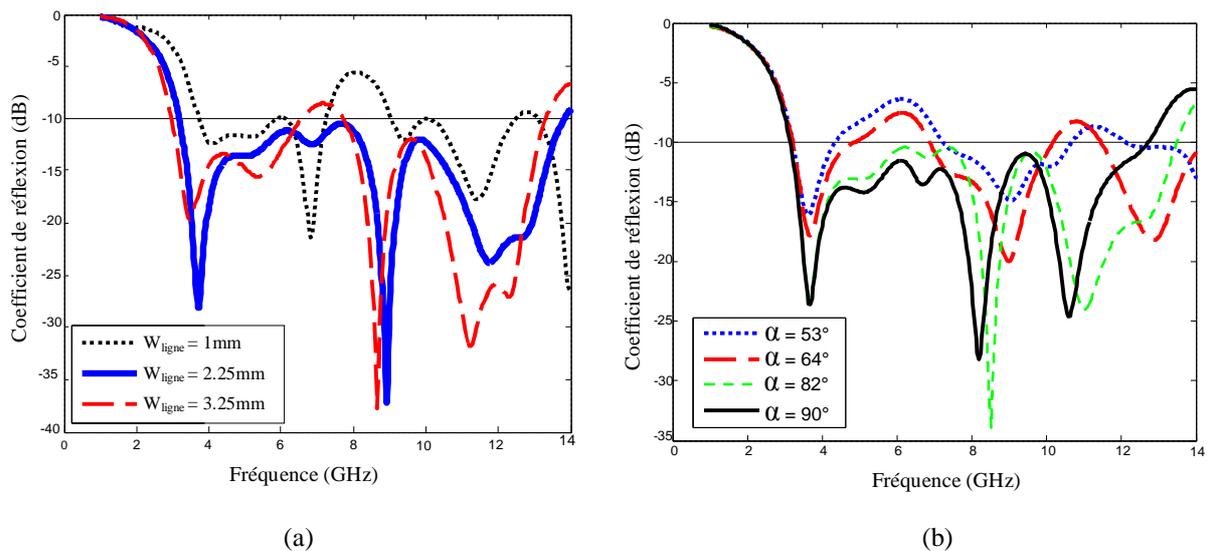


Fig. 3.45 Comportement du S_{11}

(a) variation de W_{ligne} ; (b) variation d'alpha (α).

c) Paramètre W_{tr}

Les paramètres géométriques de l'antenne sont les suivants: $L_1 = 14.15\text{ mm}$, $L_{\text{ligne}} = 14.5\text{ mm}$, $L_{\text{plan}} = 16\text{ mm}$, $W_{\text{plan}} = 28\text{ mm}$, $W_1 = 6\text{ mm}$, $W_{\text{ligne}} = 2.25\text{ mm}$, $L_{\text{sub}} = 40\text{ mm}$, $W_{\text{sub}} = 40\text{ mm}$, $L_{\text{tr}} = 15.5\text{ mm}$ et enfin $\alpha = 73.7^\circ$, sauf le paramètre W_{tr} qui varie de 18 mm à 28 mm. D'après les résultats de l'évolution du module du coefficient de réflexion (fig. 3.46.a), on déduit que ce paramètre a une influence sur la limitation de la fréquence haute de la bande passante, mais n'a aucun effet sur la fréquence basse.

d) Paramètre L_{tr}

L'autre paramètre étudié est l'influence de la longueur L_{tr} de l'élément rayonnant qui varie de 11.5 mm à 19.5 mm par un pas de 4 mm. La largeur W_{tr} et l'angle d'évasement α sont fixés respectivement à 24 mm et 73.7° . L'augmentation dans le paramètre L_{tr} (fig. 3.46.b), permet d'élargir considérablement la bande passante.

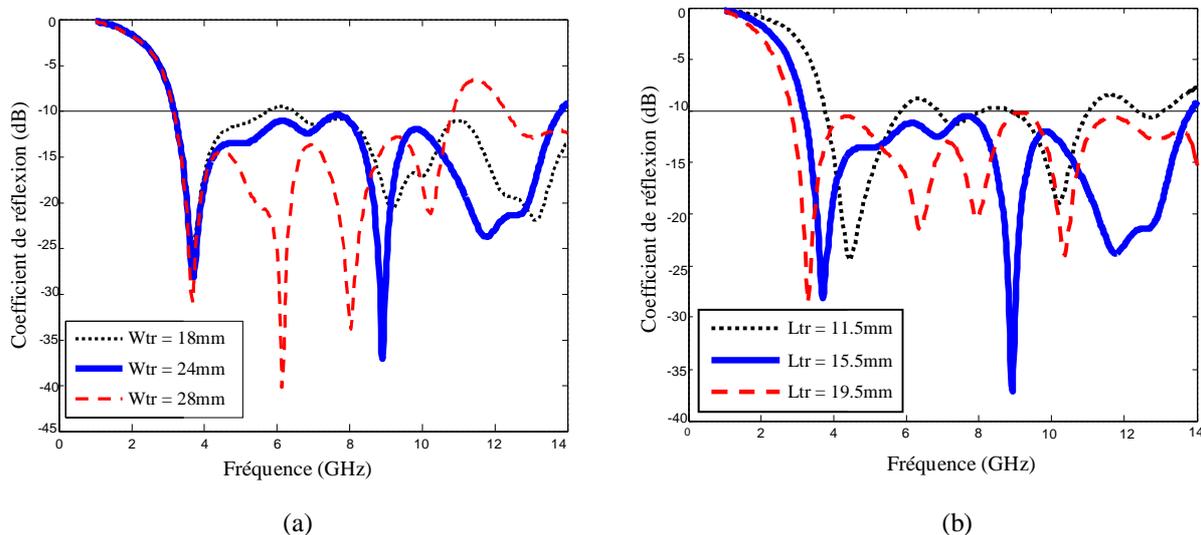


Fig. 3.46 Comportement du S_{11}
(a) variation de W_{tr} ; (b) variation de L_{tr} .

e) Paramètre W_{plan}

On constate que ce paramètre n'a quasiment aucune influence sur le comportement de l'antenne (fig. 3.47.a). Ceci se manifeste par la superposition des courbes quelle que soit la valeur des paramètres étudiés, la bande passante [3 – 13.8] GHz est presque conservée.

f) Paramètre L_{plan}

On remarque bien que la hauteur du plan de masse influe sur le comportement de l'antenne (fig. 3.47.b), dont elle peut réduire majoritairement leurs performances en terme de largeur de bande.

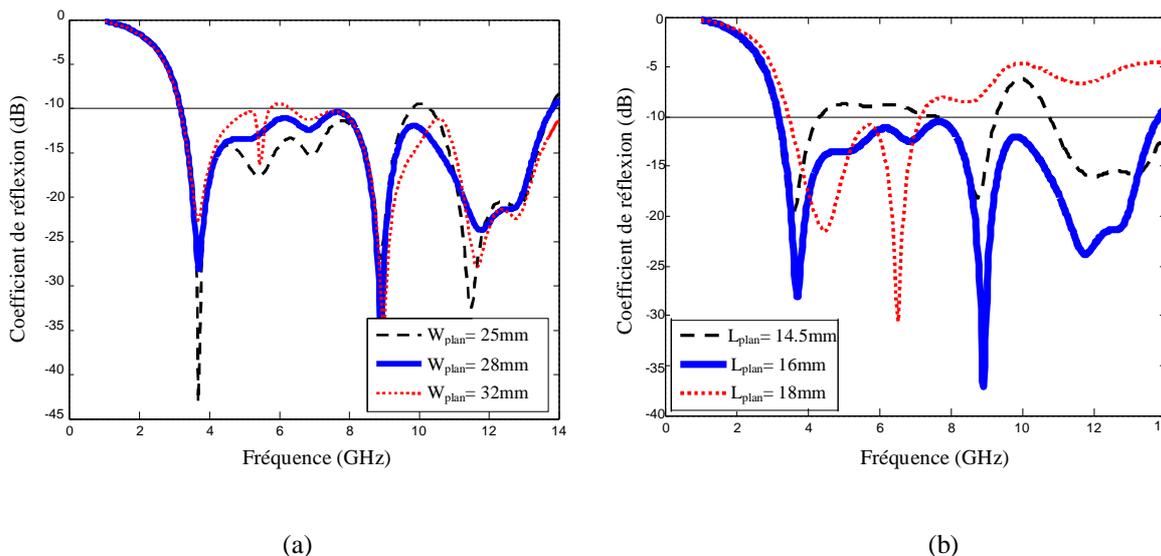


Fig. 3.47 Comportement du S_{11}
 a) variation de W_{plan} ; b) variation de L_{plan} .

g) Paramètre d

Dans cette partie, on va étudier l'influence de l'écart entre l'élément rayonnant de forme triangulaire et le plan de masse sur le comportement de la bande passante pour 3 valeurs. Cette distance qui se résume par l'écart entre la longueur du plan de masse L_{plan} fixé à 16 mm et la longueur L_1 .

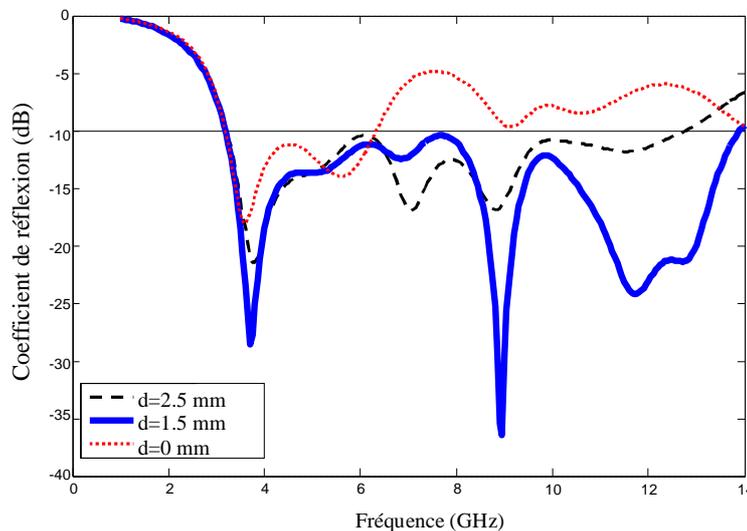


Fig. 3.48 Coefficient de réflexion (variation de d).

D'après cette étude (fig. 3.48), nous constatons que la largeur de bande s'améliore en augmentant dans cet écart.

3.3.1.2. Influence du changement du substrat diélectrique

Pour montrer cette influence, on a simulé le comportement de trois substrats diélectriques à savoir le Duroid5880 de constante diélectrique $\epsilon_r = 2.2$, le verre époxy ($\epsilon_r = 4.4$) et l'alumine ($\epsilon_r = 9.4$). Les résultats de simulations (fig. 3.49) montrent que le verre époxy offre la meilleure bande passante (Tab. 3.4).

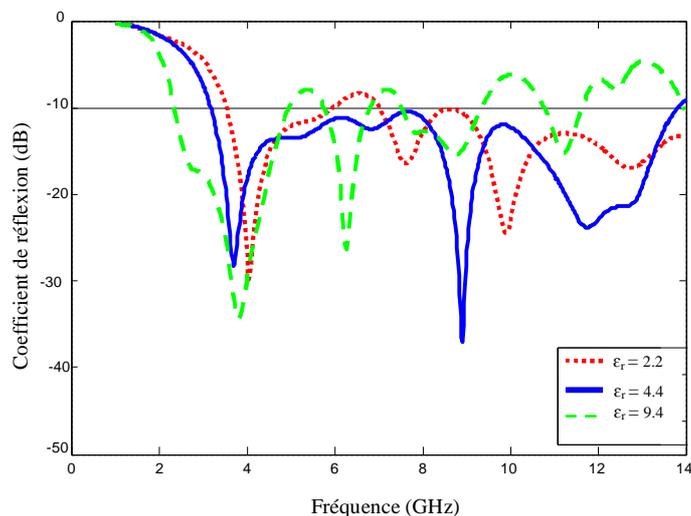


Fig. 3.49 Coefficient de réflexion pour les 3 types du substrat.

Le type du substrat diélectrique	La fréquence basse (GHz)	La fréquence haute (GHz)	La bande passante relative (%)
le verre téflon ($\epsilon_r = 2.2$)	3.97	6.13	43
le verre époxy ($\epsilon_r = 4.4$)	3.1	13.8	127
l'alumine ($\epsilon_r = 9.4$)	2.35	4.96	72

Tab. 3.4 La bande passante pour les différents substrats utilisés.

3.3.1.3. Influence du changement de la forme proposée

Un autre paramètre qui peut agir sur la largeur de bande est le changement ou la modification dans la forme d'antenne.

a- Variation de la forme de l'élément rayonnant

Nous étudierons ici l'influence de deux modifications géométriques de l'élément rayonnant. Ces deux modifications sont présentées aux figures 3.50.b et 3.50.c.

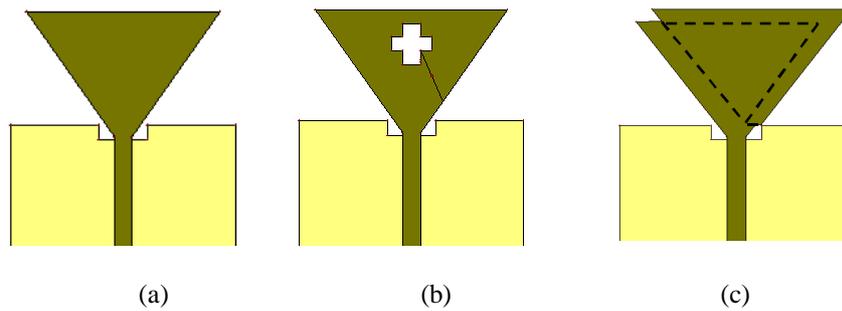


Fig. 3.50 Les différentes modifications au niveau de l'élément rayonnant.

La figure 3.51 montre les propriétés de réflexion à travers le coefficient de réflexion des antennes.

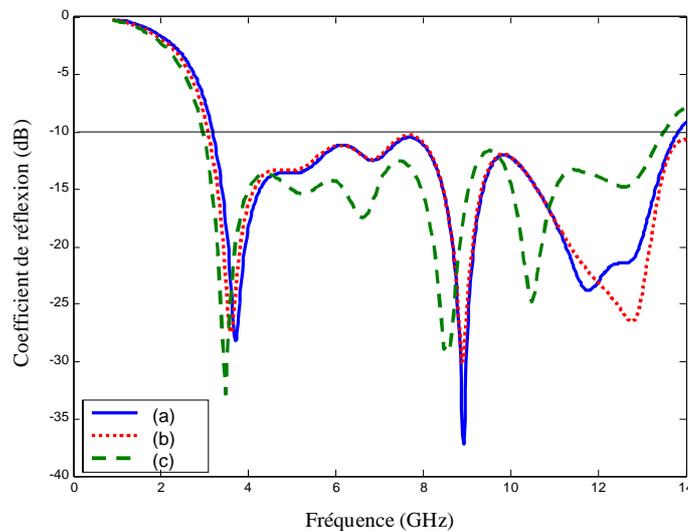


Fig. 3.51 Coefficient de réflexion pour les différentes modifications.

Les valeurs du module du coefficient de réflexion pour la première antenne proposée (fig.50.b), montre la présence d'une large bande de fréquence (128 %). La configuration de la figure 50.c, constituée de deux triangles superposés, permet également l'obtention d'une antenne ultra large bande (127.5 %) avec 3 fréquences de résonances. Cet accroissement qui revient principalement à l'augmentation de la distance parcourus par le courant qui conduit à une augmentation dans la longueur de l'antenne et par conséquent un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences.

Dans la partie suivante, on va détailler les deux nouvelles antennes modifiées avec ces différentes caractéristiques. La première avec une fente de forme « plus » (fig. 3.50.b) et la deuxième ; l'antenne à deux éléments triangulaires superposés (fig. 3.50.c).

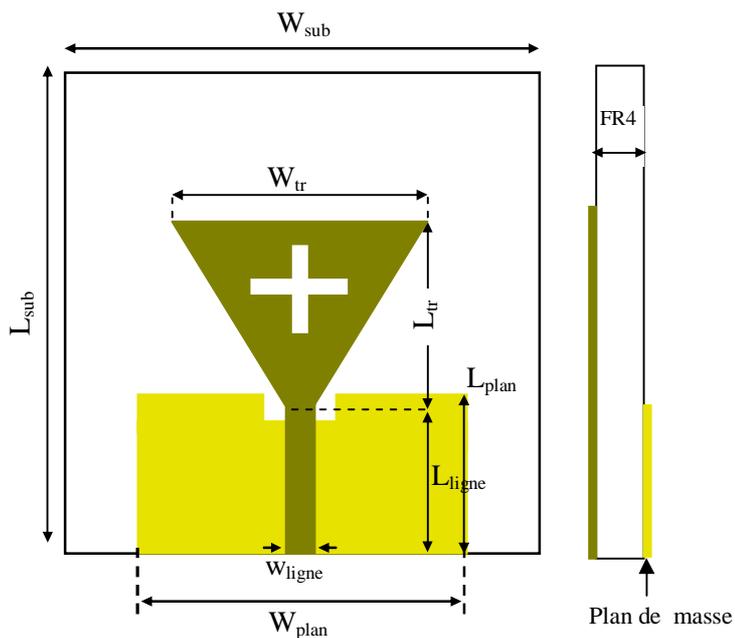


Fig. 3.52 Géométrie de l'antenne b (fig. 3.50.b).

$W_{tr} = 24\text{mm}$, $L_{tr} = 15.5\text{mm}$, $W_{sub} = 40\text{mm}$, $L_{sub} = 40\text{mm}$, $W_{plan} = 28\text{mm}$, $L_{plan} = 16\text{mm}$, $W_{ligne} = 2.25\text{mm}$, $L_{ligne} = 14.5\text{mm}$, $W_{slot} = 2.2\text{mm}$, $L_{slot} = 5\text{mm}$.

Sur les figures 3.53 jusqu'au 3.58, on présente respectivement le coefficient de réflexion, le rapport d'onde stationnaire, les parties réelles de l'impédance d'entrée et les autres différentes caractéristiques de l'antenne proposée de la figure 3.52.

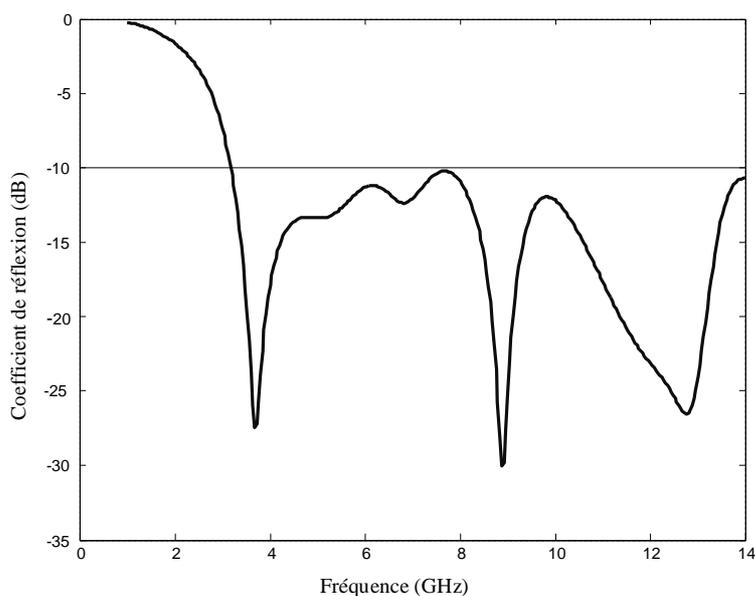


Fig. 3.53 Coefficient de réflexion.

L'évolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, montre la présence d'une large bande de fréquence qui s'étale de 3.1 GHz à 14 GHz (128 %) avec 3 fréquences de résonances (une à 3.7 GHz, la deuxième à 8.9 GHz et la dernière à 12.6 GHz).

La partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de résonance est représentée dans la figure 3.54 :

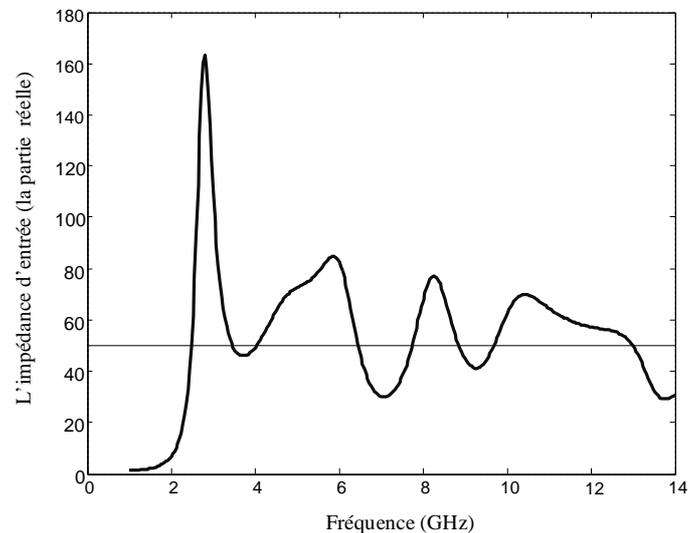


Fig. 3.54 Impédance d'entrée.

La figure ci-dessus montre que l'impédance d'entrée de l'antenne est très proche de 50Ω , la première résonance pour cet ordre a fourni une partie réelle de 48Ω , 49Ω pour la deuxième et 50Ω pour la dernière.

L'évolution du rapport d'onde stationnaire est représentée dans la figure 3.55. On constate que pour la première résonance, on a un ROS de 1.08, 1.06 pour la deuxième résonance et 1.12 pour la troisième résonance.

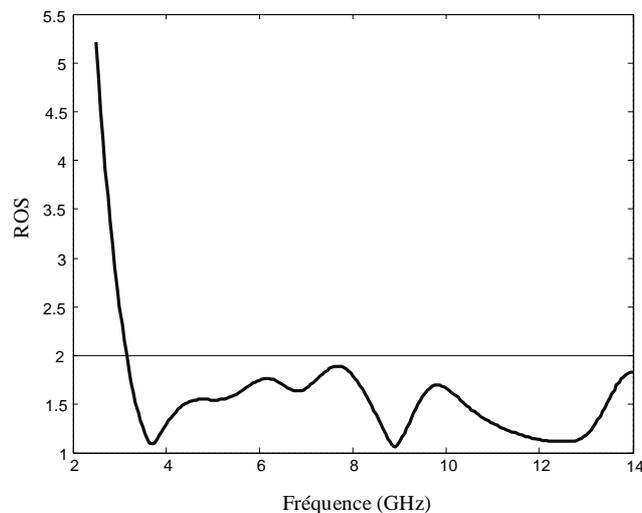


Fig. 3.55 Rapport d'onde stationnaire.

Les figures 3.56, 3.57 et 3.58 montrent le comportement du gain et du diagramme de rayonnement en 2D et 3D respectivement.

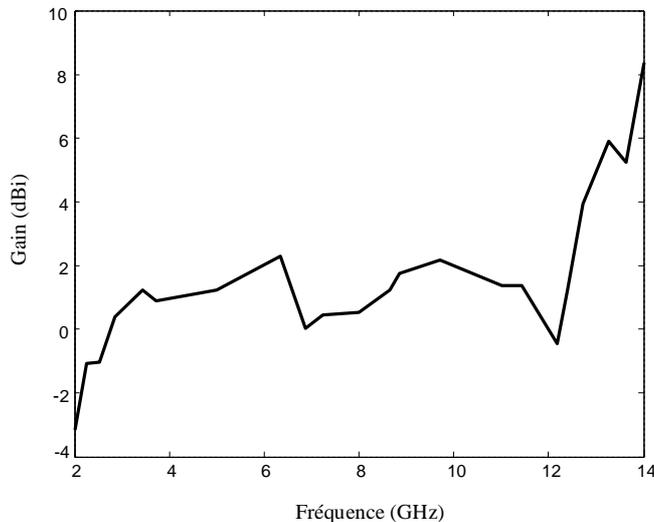


Fig. 3.56 Comportement du gain.

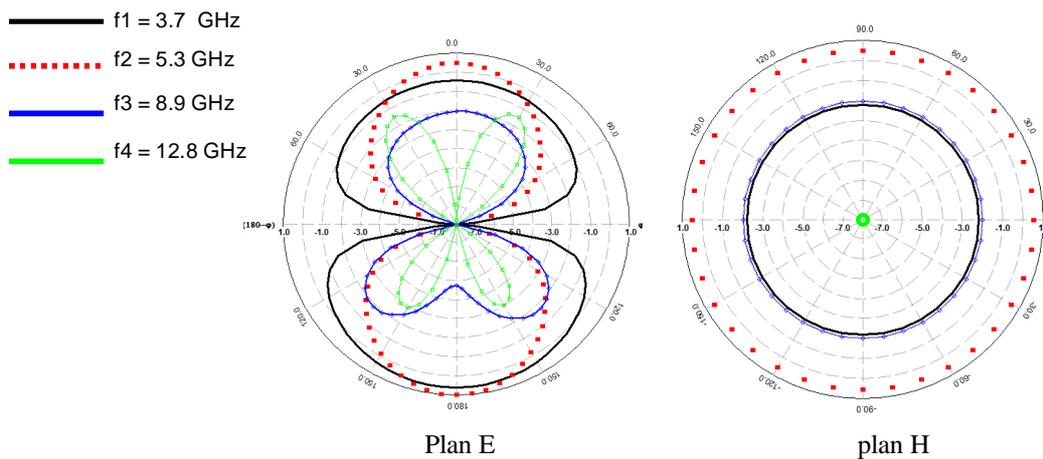


Fig. 3.57 Diagramme de rayonnement en 2D.

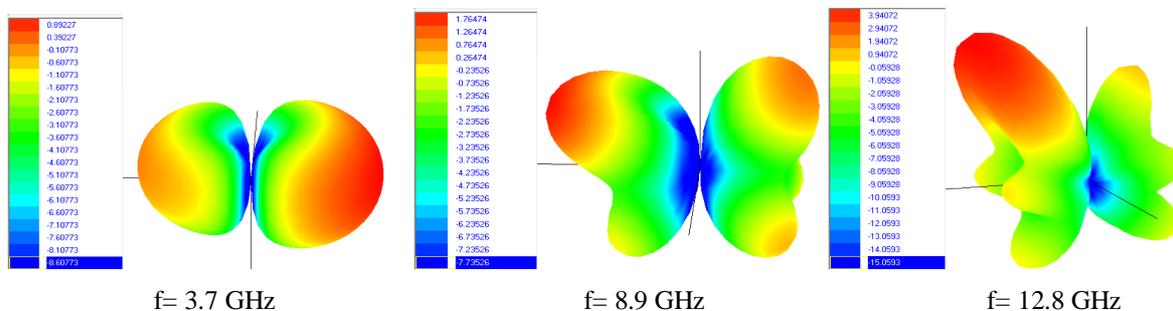


Fig. 3.58 Diagramme de rayonnement en 3D.

On remarque que pour les hautes fréquences, nous avons un diagramme directif avec plusieurs lobes principaux et un gain de l'ordre de 8.38 dBi.

Notre deuxième antenne proposée est présentée dans la figure 3.59.

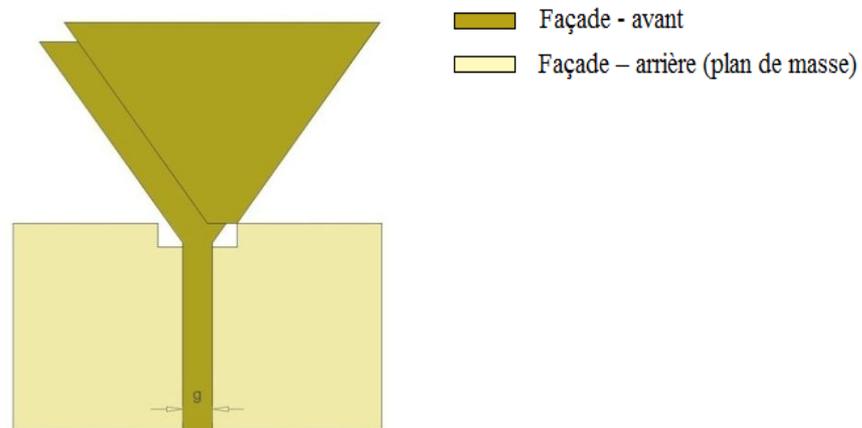


Fig. 3.59 Géométrie de l'antenne c (fig. 3.50.c).

Les résultats obtenus pour le comportement du coefficient de réflexion sont illustrés par la figure 3.60 :

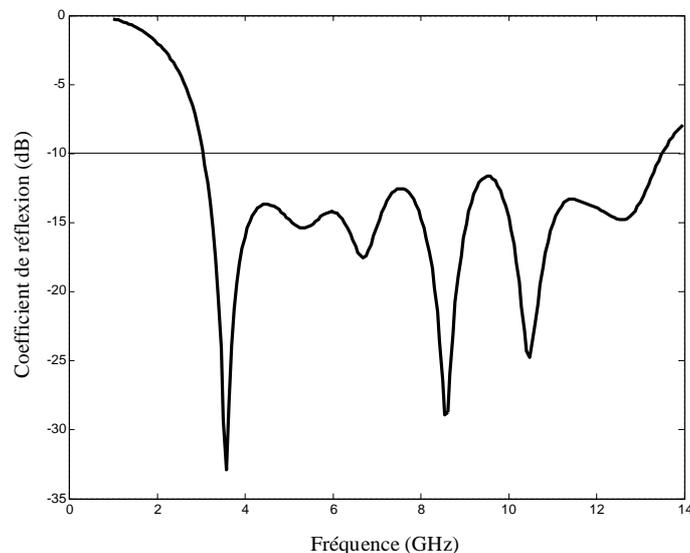


Fig. 3.60 Coefficient de réflexion.

L'analyse de cette structure, confirme la présence d'une large bande passante de l'ordre de 127.5 % avec 3 fréquences de résonances et une bonne qualité d'adaptation.

Les figures 3.61 et 3.62 montrent le comportement du diagramme de rayonnement en 2D et 3D respectivement. On observe que plus la valeur des fréquences de résonances augmentent, plus le diagramme de rayonnement présente des maximums dans des directions différentes et développe une allure multi lobes.

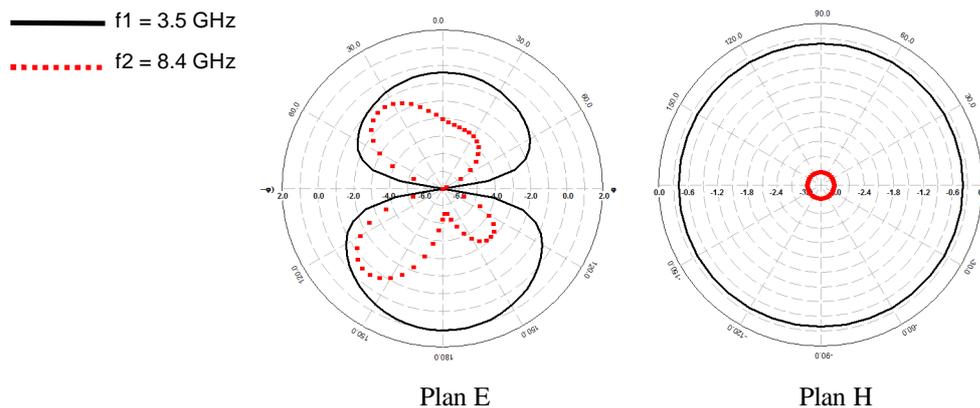


Fig. 3.61 Diagramme de rayonnement en 2D.

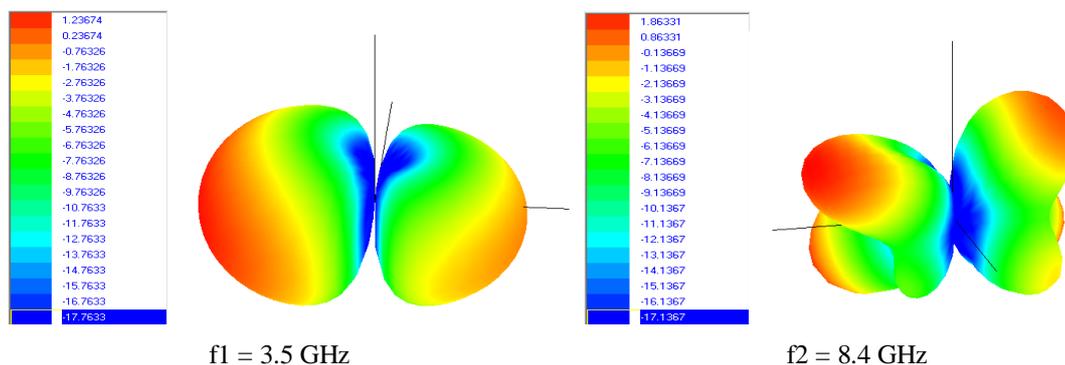


Fig. 3.62 Diagramme de rayonnement en 3D.

3.3.1.4. Structure CPW

Dans cette dernière partie, nos études vont basées sur une antenne triangulaire de type Coplanaire modifiée au niveau du plan de masse (fig. 3.63).

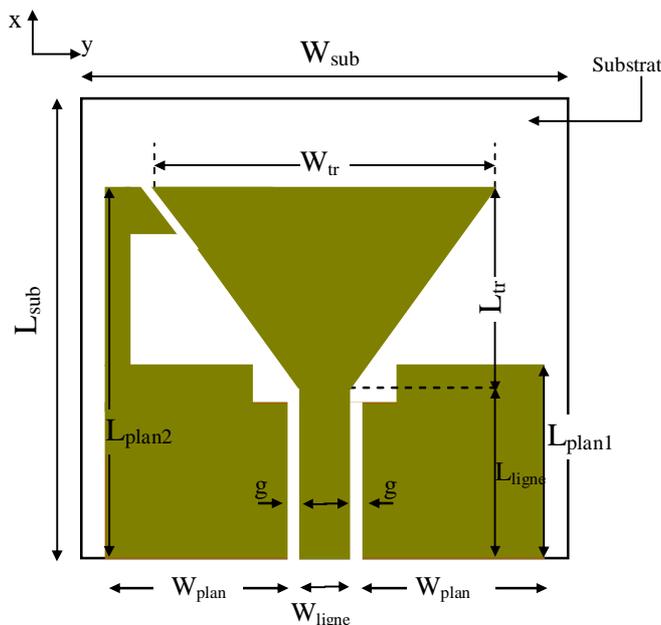


Fig. 3.63 Prototype proposé en structure CPW.

$L_{sub} = 40 \text{ mm}$, $W_{sub} = 40 \text{ mm}$ $L_{plan1} = 16 \text{ mm}$, $L_{plan2} = 30 \text{ mm}$, $L_{tr} = 15.5 \text{ mm}$, $W_{tr} = 24 \text{ mm}$, $W_{ligne} = 2.25 \text{ mm}$, $L_{ligne} = 14.5 \text{ mm}$.

Les résultats obtenus pour le comportement du coefficient de réflexion en variant l'espacement g du gap (0.1mm, 0.3mm, 0.5mm et 0.7mm), sont présentées dans la figure 3.64.

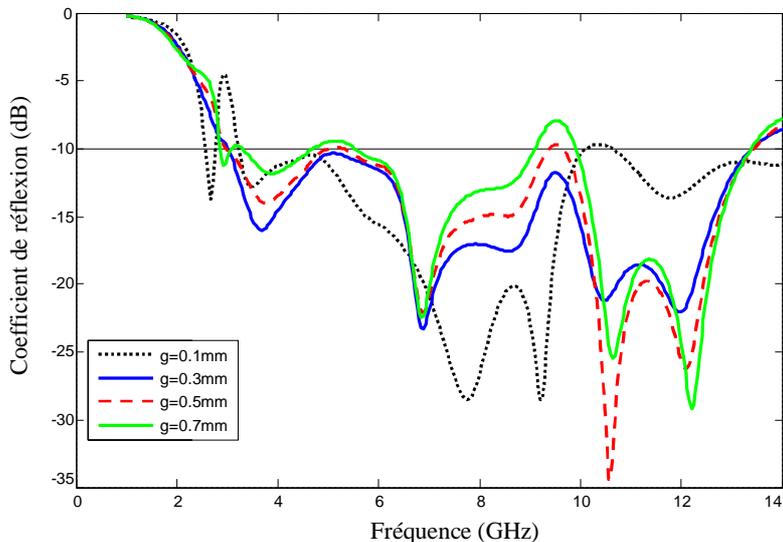


Fig. 3.64 Coefficient de réflexion.

L'analyse de cette antenne, montre la présence d'une large bande passante qui s'étale de 3 à 13.5 GHz pour un espacement de 0.3 mm.

La figure 3.65.a, montre l'impédance d'entrée de l'antenne pour un $g = 0.3\text{mm}$. Alors, que l'évolution du rapport d'onde stationnaire est représentée dans la figure 3.65.b. On constate la présence d'un rapport d'onde stationnaire inférieur de 2 qui peut aboutir 1.35 pour la première fréquence de résonance et 1.14 pour la deuxième résonance.

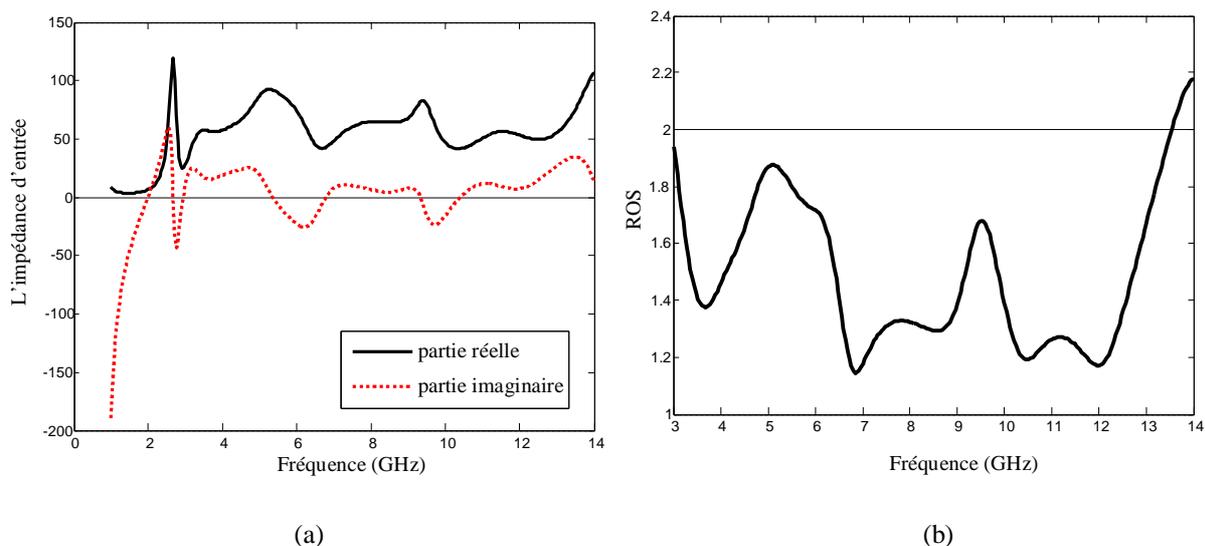
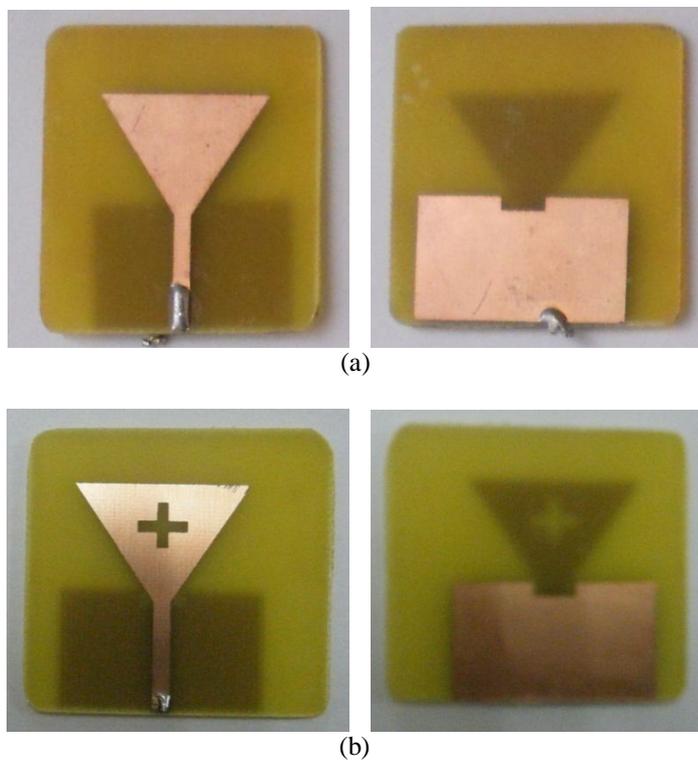


Fig. 3.65 Impédance d'entrée et ROS de l'antenne ($g=0.3\text{mm}$).

3.3.2. Réalisation et mesure de l'antenne triangulaire

Lorsque l'antenne répond au cahier des charges, une phase expérimentale est alors nécessaire pour valider les résultats de simulation. Cette partie est entièrement consacrée à la vérification des résultats obtenus dans la section précédente.



Façade avant

Façade arrière

Fig. 3.66 Photographes des prototypes de forme triangulaire.

(a) Prototype 1 ; (b) Prototype 2

Après la réalisation de ces prototypes (fig. 3.66), nous avons mesuré leurs coefficients de réflexions en utilisant l'analyseur de réseaux comme le montre la figure 3.67. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure 3.68.



Fig. 3.67 Banc de mesure du coefficient S_{11} de l'antenne proposée.

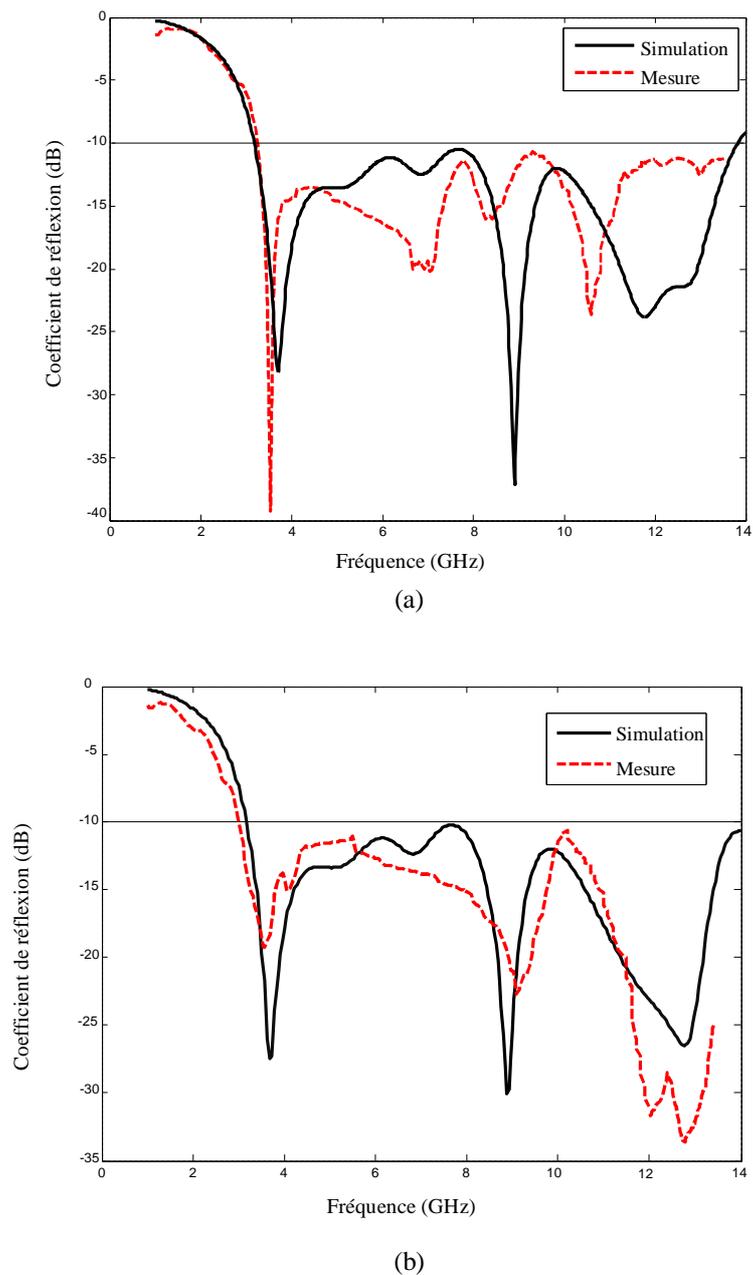


Fig. 3.68 Comparaison entre les simulations et les mesures du coefficient S_{11} .

(a) Prototype 1 ; (b) Prototype 2.

La variation du coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence montre que l'antenne est bien ultra large bande. Toutefois, certaines différences entre les simulations et les mesures peuvent être observés, ces différences peuvent s'expliquer par des tolérances de fabrication, tels que l'incertitude liée à la constante diélectrique et / ou l'épaisseur du substrat.

3. 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons simulé, réalisé, mesuré et interprété les performances et le comportement de deux types d'antennes ultra large bande : l'antenne octogonale et l'antenne triangulaire. On a présenté donc dans un premier temps, la simulation et la réalisation de l'antenne octogonale et dans un deuxième, l'antenne triangulaire.

Nous avons apporté plusieurs modifications, aussi bien sur la forme que sur les dimensions, à la structure rayonnante microruban classique de forme octogonale ou de forme triangulaire. Ces modifications ont apporté un élargissement considérable de la bande passante ([2.3-14] GHz) et répondent aussi au cahier des charges.

Nous avons montré donc qu'en opérant sur la variation de quelques paramètres géométriques de l'antenne, l'aspect ultra large bande devient aisé à concevoir selon les spécifications des constructeurs des antennes dédiées aux systèmes des télécommunications tels que les réseaux sans fil WPAN (le Bluetooth, Norme IEEE.802.15.4 à 2,4 GHz), WIMAX ([2495-3800] MHz ; [5150-5350] MHz et [5750-5825] MHz) et les réseaux sans fil WLAN à 5 GHz.

Les structures ayant donné un résultat optimal en simulation ont été réalisées et les résultats expérimentaux obtenus sont en bon accord avec ceux de la simulation.

Bibliographie Chapitre 3

- [1] M. Y. Alhefnawy, Aladdin Assisi, Hosny Almotaafy, A. Safwat and M.I. Youssef , "*Design and Implementation of a Novel Planer UWB Monopole Antenna for Multipath Environments*", 13th International Conference on *AEROSPACE SCIENCES & AVIATION TECHNOLOGY, ASAT- 13*, Mai 26 – 28, 2009, Military Technical College, Kobry Elkobbah, Cairo, Egypt.
- [2] S.Natarajamani, S K Behera, S K Patra1 & R K Mishra, "*CPW-fed octagon shape slot antenna for UWB application*", international CONFERENCE ON MICROWAVES, ANTENNA, PROPAGATION & REMOTE SENSING, 2009.
- [3] C.Y.D. Sim W.T. Chung and C.H. Lee, "*Planar UWB Antenna with 5GHz Band Rejection Switching Function at Ground Plane*", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 106, 321-333, 2010.
- [4] J. William and R. Nakkeeran "*CPW-Fed UWB Slot Antenna with Triangular Tuning Stub*", International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 2, No. 4, August, 2010.
- [5] C.C. Lin and H.R. Chuang and Y.C. Kan , "*A 3–12GHz UWB planar triangular monopole antenna with ridged ground-plane*", Progress In Electromagnetics Research, PIER 83, 307–321, 2008.
- [6] H.R. Chuang, C.C. Lin and Y.C. Kan, "*A printed UWB triangular monopole antenna*", MICROWAVE JOURNAL, Janvier 2006.
- [7] N. Fortino, "*Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour les systèmes ULB impulsions*", thèse doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, 16 Février 2006.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Ces dernières années ont connu un important développement des travaux de recherches tant académiques qu'industriels concernant les antennes ULB. C'est dans ce contexte que se situe ce travail qui consiste en la conception, la simulation ainsi que la réalisation des antennes ultra large bande en vue de les utiliser pour des applications sans fil.

Durant ce travail, une étude numérique et expérimentale a été présentée. Différents prototypes d'antennes ultra large bande en technologie imprimée ont été envisagés.

Le premier chapitre était dédié à un état de l'art des antennes ultra large bande. Dans un premier temps, nous avons présenté la technologie ULB, ses réglementations, ses applications, ainsi que ses différentes caractéristiques et avantages. Alors que dans le second, nous avons effectué une synthèse bibliographique des travaux et réalisations des différents types d'antennes ultra large bande.

Par la suite, nous avons présenté les différentes méthodes de simulation, nous nous sommes focalisé sur la méthode des moments. Nous avons exposé les expressions mathématiques ainsi que les différents logiciels permettant de simuler ce type d'antennes. Nous avons terminé par décrire le procédé de réalisation de ces antennes en technologie imprimée.

Dans le troisième chapitre, nous avons simulé, réalisé, mesuré et interprété les performances et le comportement de deux types d'antennes ultra large bande; l'antenne octogonale et l'antenne triangulaire. La première partie du chapitre a été consacré à obtenir un caractère ultra large bande à partir d'une antenne microruban classique de forme octogonale. Le choix de la technologie imprimée est dicté par l'exigence de la miniaturisation. Pour cela, nous avons apporté plusieurs modifications, aussi bien sur la forme que sur les dimensions, à la structure rayonnante microruban classique. Cette étude a permis de mettre en évidence le rôle des paramètres critiques de cette antenne sur ses performances. Aussi, ces modifications ont apporté un élargissement considérable de la bande passante. Les structures ayant donné un résultat optimal en simulation ont été réalisées et des expériences effectuées.

Un travail analogue a été effectué pour une antenne de forme triangulaire. Les résultats expérimentaux obtenus pour les différents prototypes sont en bon accord avec ceux de la simulation.

Les antennes proposées offrent bien un caractère ultra large bande et répondent aussi au cahier des charges. Elles permettant de couvrir plusieurs normes et applications tels que les réseaux sans fil

WPAN (le Bluetooth, Norme IEEE.802.15.4 à 2,4 GHz), WIMAX ([2495-3800] MHz ; [5150-5350] MHz et [5750-5825] MHz) et les réseaux sans fil WLAN à 5 GHz.

L'ensemble des travaux présentés dans cette thèse a permis d'améliorer notre compréhension du fonctionnement des antennes Ultra Large Bande. Pour conclure, nous pouvons dire que les antennes ultra large bande, notamment de type omnidirectionnelle imprimée constituent un axe de recherche très intéressant. De nombreux articles de recherches en conceptions d'antennes ULB restent à exploiter. Elles offrent de très bons avantages par rapport aux antennes classiques:

- Le comportement ultra large bande qui permet l'accessibilité à plusieurs normes et services à partir d'un même terminal.

- La réduction de la taille.

- La facilité de la fabrication et le coût réduit.

En effet leurs formes et leurs dimensions permettent de les intégrer discrètement sur de nombreuses configurations.

L'élaboration de ce travail nous a permis de découvrir les différentes recherches, travaux, caractéristiques et avantages de ce type d'antennes. Comme suite à notre travail, il serait intéressant de traiter d'autres formes et de proposer d'autres modifications pour améliorer encore le caractère ULB de ces antennes. L'utilisation d'un réseau ULB est également un travail très intéressant afin d'augmenter le gain de la structure globale.

Enfin, nous espérons que ce modeste travail sera un bon support de documentation pour les étudiants qui s'intéressent à ce domaine de recherche.

Annexes

Annexe 1: Les standards sans fil

Depuis la fin du 20^e siècle, le monde a de plus en plus besoin de mobilité, de l'accès et du partage de l'information. Cette mobilité se matérialise par la miniaturisation des périphériques. Cependant, au début de leurs créations, ces différents appareils ne pouvaient communiquer entre eux ou se connecter à des réseaux informatiques. Ce besoin d'être lié à un réseau quel que soit l'endroit ou le temps, a permis de passer de réseaux filaires aux réseaux sans fil.

Ces technologies voient le jour, dont plusieurs solutions sont en cours d'évolution par le groupe IEEE (Institute of Electrical Electronic Engineers) aux Etat-Unis et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) en Europe.

Parmi les principaux standards émergents, on peut citer : les Réseaux Etendus sans fil : WWAN (Wireless Wide Area Network), les Réseaux Personnels sans fil WPAN (Wireless Personal Area Network), les Réseaux Locaux sans fil WLAN (Wireless Local Area Network) et enfin les Réseaux Métropolitains sans fil WMAN (Wireless Metropolitan Area Network). Ces technologies de transmission sans fil WxAN sont présentées dans les paragraphes qui suivent.

1-Les réseaux sans fil WWAN

Egalement connus sous le nom de « réseau cellulaire mobile », est un réseau sans fil couvrant une large zone géographique. Les principales technologies utilisées dans ce type de réseau sont les suivantes:

-GSM (Global System for Mobile Communication): C'est une norme européenne de communication radio pour la téléphonie mobile, appelée aussi technologie de deuxième génération, fonctionne dans la bande [880-960] MHz. Elle fut établie en 1982 par la Conférence des administrations Européennes des Postes et Télécommunications, mais les premiers réseaux mobiles de ce type ne sont apparus qu'en 1992. Elle a été conçue à la base essentiellement pour le transport de la voix, elle a été adaptée aussi à la transmission de données, notamment sur le réseau Internet, pour transmettre des données numériques de faibles volumes comme des messages textes de type SMS (Short Message Service) et des messages multimédia de type MMS (Multimédia Message Service).

-GSM 900 et GSM 1800 : Cette norme fonctionne dans deux bandes de fréquence distinctes, celle de 900 MHz et de 1800 MHz (aussi appelé DCS (Digital Communication System)). Le GSM 900 utilise la bande 890-915 MHz pour l'envoi des données et la bande 935-960 MHz pour la réception des informations et le GSM 1800 utilise la bande 1700-1785 MHz pour l'émission et la bande 1805-1880 MHz pour la réception.

-GSM 1900 : Appelée aussi (Personal Communication Service), cette norme est principalement utilisée en Amérique du Nord.

-UMTS : C'est une norme de transmission pour les téléphones mobiles qualifiée de troisième génération. Elle est adaptée également à la transmission de données à un débit qui peut atteindre 2 Mbits par seconde dans la bande [1920-2170] MHz.

-DECT (Digital Enhanced Cordless Telephone): Fonctionne sur la bande [1880-1990] MHz. C'est une norme européenne de transmission numérique utilisée pour les postes téléphoniques sans fil.

2- Les réseaux sans fil WPAN

Ce type de réseaux permet l'échange de données entre les ordinateurs, périphériques, téléphones portables ou tout appareil électronique grand public. Par rapport à une connexion filaire, ils apportent une grande souplesse d'utilisation. Les principales technologies utilisées dans cette catégorie de réseau sont :

- **Bluetooth :** C'est une technologie peu encombrante, lancé par Ericsson en 1994. Ses points forts sont son extrême facilité d'emploi et sa faible consommation d'énergie, basée sur des liaisons radio courtes distances à 2.45 GHz.

- **HomeRF :** C'est une norme développée en 1998 par le « Home Radio Frequency Working Group », société qui comprenait à l'origine Compaq, IBM, HP, Intel et Microsoft. Ce standard utilise la bande de fréquence proche de 2.4 GHz.

- **ZigBee (IEEE.802.15.4) :** C'est une norme de transmission de données de machine à machine, à faible portée (10 m), promu par l'association ZigBee alliance depuis 2003. Elle permet de réaliser des transferts de données à un débit maximum de 250 Kilobits par seconde sur une distance comprise entre 10 à 100 mètres. Elle a été adaptée pour être directement intégré dans de petits appareils électroniques comme les appareils électroménagers ou les jouets. Elle opère à 2.4 GHz et elle cible, également, les applications à faible débit et à faible consommation telle que la commande de l'éclairage des maisons.

3- Les réseaux sans fil WLAN

Ces réseaux sont faits pour interagir avec des infrastructures filaires. Au lieu d'utiliser des câbles à paires torsadées, coaxiaux ou fibres optiques. Les réseaux locaux sans fil utilisent les fréquences radio pour recevoir et émettre des données entre PCs ou d'autres équipements de réseaux sans câble. Plusieurs technologies concurrentes sont utilisées dans cette catégorie, mais la plus importante est la technologie Wi-Fi, WIMAX et les normes HiperLAN.

- **Wi-Fi** : Ce terme est la contraction des mots anglais (Wireless and Fidelity). Il désigne une technologie basée sur la norme internationale IEEE 802.11 pour caractériser les réseaux locaux sans fil. Cette norme a été ratifiée par l'IEEE, fonctionne sur une bande de fréquence de 2.4 GHz, propose un débit de 2 Mbits par seconde et assure une couverture d'une portée de plusieurs centaines de mètres. Utilisant la bande de 5 GHz, la technologie Wi-Fi a connu une autre évolution vers la norme IEEE 802.11a, permettant cette fois-ci un débit de l'ordre de 54 Mégabits par seconde. Aussi connu sous le nom "IEEE 802.11b", Wi-Fi est aujourd'hui promu par l'alliance WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance). Il permet un débit de 11 Mbits par seconde, de 50 à 100 mètres (à 2.4 GHz).

- **WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) IEEE 802.16**: C'est une norme de transmission à plus grande distance que Wi-Fi et à bonne pénétration dans les locaux. Elle n'est pas vraiment concurrente de Wi-Fi, dont les équipements sont beaucoup moins coûteux. Trois bandes de fréquences sont utilisées : [2495-3800] MHz ; [5150-5350] MHz ; [5750-5825] MHz.

- **Norme HiperLAN** : Travaille à 5 GHz, elle est directement concurrente avec la norme IEEE 802.11a. Elle a été conçue plus spécialement pour les réseaux bureautiques, proposé par l'ETSI. Elle existe en deux versions ; HiperLAN1 et HiperLAN2 qui offrent respectivement des débits théoriques de 20 Mb/s pour une portée de 50 mètres et 54 Mb/s pour une portée de 100 mètres. Après, l'ETSI a fait évoluer HiperLAN vers HiperLAN 3, devenu HiperAccess (High Performance Radio Access) pour les longues portées (5 km) travaillant à 5 GHz. Finalement, HiperLAN 4 ou HiperLink travaille à 17 GHz avec des débits de 155 Mb/s sur des liaisons de 50 à 500 mètres.

4- Les réseaux sans fil WMAN

Aussi connus sous le nom de BLR (Boucle Local Radio), ils sont basés sur la norme 802.16. Ils offrent un débit de 1 à 10 Mb/s. Ces normes ont la particularité de fonctionner sur une gamme de fréquences très large qui va de 2GHz à 66GHz.

Annexe 2 : Généralités sur les antennes

Généralement, une antenne joue deux rôles réciproques : la transmission et la réception (fig. A2.1). Par ailleurs, afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes, divers paramètres sont utilisés. Ces paramètres sont classés en deux groupes. Le premier groupe caractérise l'antenne comme un élément d'un circuit électrique et le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement, tels que le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité.

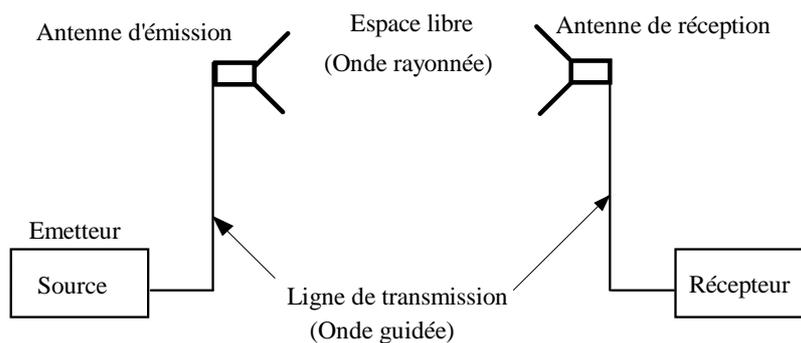


Fig. A2.1 Antenne comme dispositif de couplage entre les ondes guidées et les ondes rayonnées.

1- Caractéristiques électriques

Généralement, ces paramètres électriques définissent l'antenne comme élément du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'apprécier la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation mais nous ne définirons que les trois principaux, à savoir l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire.

a- L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est définie comme étant l'impédance présentée par une antenne à ses bornes (ondes de répartition) ; elle est égale au rapport de la tension V_e au courant I_e , présenté à l'entrée (fig. A2.2):

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (\text{A2.1})$$

Où :

Z_e : impédance d'entrée aux bornes a et b ;

R : résistance de l'antenne aux bornes a et b ;

X : réactance de l'antenne aux bornes a et b.

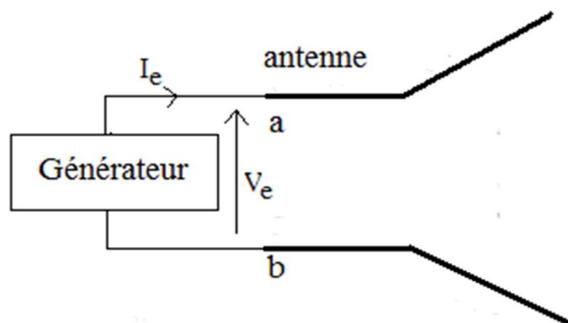


Fig. A2.2 Antenne en mode émetteur.

b- Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident.

Généralement ce coefficient Γ est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique Z_c par la relation :

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{A2.2})$$

Où Z_c est l'impédance de normalisation (en général égale à 50 Ohms).

Signalons qu'on peut représenter Γ sous forme de paramètre S en dB tel que :

$$S_{11(dB)} = 20 \log(|\Gamma|) \quad (\text{A2.3})$$

c- Rapport d'onde stationnaire (ROS)

Généralement, les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance par rapport aux autres éléments de la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchi lorsqu'elle atteint la charge et renvoyée vers la source. Dans ce cas, les ondes incidentes et réfléchies se superposent et engendrent une onde stationnaire.

Si on peut caractériser par (+V) l'onde se propageant vers l'avant et par (-V) l'onde de retour, alors le taux ou le rapport d'onde stationnaire sera défini par :

$$\text{ROS} = \frac{|(+V) + (-V)|}{|(+V) - (-V)|} \quad (\text{A2.4})$$

Il est lié au coefficient de réflexion Γ par la relation :

$$\text{ROS} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{A2.5})$$

2- Caractéristiques de rayonnement

a- Diagramme de rayonnement

C'est une représentation qui nous donne les directions de rayonnement les plus efficaces de l'antenne ou encore, c'est la représentation graphique du gain dans le plan vertical et horizontal. Ce diagramme peut être représenté sur un plan en coordonnées cartésiennes ou polaires ou bien, dans l'espace à trois dimensions. Il est généralement caractérisé, par un lobe principal et des lobes de rayonnement secondaires.

Classiquement, la représentation du diagramme de rayonnement se fait dans deux plans perpendiculaires : le plan E contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique, et le plan H contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique.

b- La directivité

La directivité d'une antenne dans une direction $\Delta(\theta, \varphi)$ est défini comme suit :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{iso}} \quad (\text{A2.6})$$

$U(\theta, \varphi)$: Intensité de rayonnement de l'antenne considérée.

U_{iso} : Intensité de rayonnement d'une antenne isotrope, elle est donnée par :

$$U_{iso} = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (\text{A2.7})$$

P_{ray} : Puissance rayonnée de l'antenne.

La directivité maximale que l'on appelle souvent directivité est donnée par :

$$D_0 = \text{MAX} D(\theta, \varphi) \quad (\text{A2.8})$$

La directivité, grandeur sans dimension, est généralement exprimée par sa valeur en décibels :

$$D(\theta, \varphi)_{dB} = 10 \log D_0 \quad (\text{A2.9})$$

c- Gain

On définit le gain dans la direction $\Delta(\theta, \varphi)$ par :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_f} \quad (\text{A2.10})$$

P_f : Puissance fournie par l'émetteur.

Généralement la valeur maximum de $G(\theta, \varphi)$ prend la dénomination du gain de l'antenne.

$$G_0 = \text{MAX} G(\theta, \varphi) \quad (\text{A2.11})$$

Le gain peut également être exprimé en décibels :

$$G(\theta, \varphi) \Big|_{dB} = 10 \log G_0 \quad (\text{A2.12})$$

Notons que la relation entre la directivité et le gain est la suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{A2.13})$$

Avec η est le rendement de l'antenne donnée par :

$$\eta = \frac{P_{ray}}{P_f} \quad (\text{A2.14})$$

D'autres paramètres permettent de décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Parmi ces éléments nous citons :

a- Résistance de rayonnement

S'il est possible de connaître le courant I_Q en un point Q de cette antenne, nous définissons la résistance de rayonnement en ce point par le rapport :

$$R_Q = \frac{2 P_r}{I_Q^2} \quad (\text{A2.15})$$

Avec P_r est la puissance active rayonnée par l'antenne.

b- Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique \vec{E} . Si \vec{E} garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne. Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si en un point donné on schématise les positions successives de \vec{E} , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse, on dit alors que le champ rayonné est à polarisation circulaire ou elliptique.

c- La bande passante

La bande passante (BP) d'une antenne est la plage de fréquences dans laquelle on peut normalement l'utiliser. Elle définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. La plupart du temps, on s'intéresse aux puissances transmises et reçues par l'antenne.

Généralement on définit la largeur de bande en pourcentage % comme suit :

$$BP_{relative} (\%) = 200 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (A2.16)$$

f_{max} et f_{min} sont respectivement les fréquences maximales et minimales délimitant la bande passante absolue.

La largeur de bande d'une antenne peut être obtenue à partir du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence. Sur une courbe donnée, on admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10 dB, la puissance de rayonnement est suffisante, et les fréquences correspondantes à ces valeurs définissent la bande passante.

Il faut noter que la description d'une antenne ne nécessite pas la connaissance de l'ensemble de tous les paramètres évoqués parce que, comme nous l'avons vu, plusieurs sont reliés entre eux. Ainsi à partir de la connaissance de certains, tous peuvent être déterminés si nécessaire.

Annexe 3 : Mécanismes de rayonnement d'une antenne rectangulaire microruban

Une antenne patch, dans sa forme la plus simple, consiste en un élément rayonnant d'un côté du substrat diélectrique et d'un plan de masse de l'autre côté. Parmi toutes les formes des éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes microruban. Comme le montre la figure A3.1, cette antenne est constituée d'un patch de longueur L et de largeur w , imprimé sur un substrat d'épaisseur h , et alimenté par une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω . Cette structure est sujette à de nombreuses recherches, pour évaluer ses caractéristiques de rayonnement.

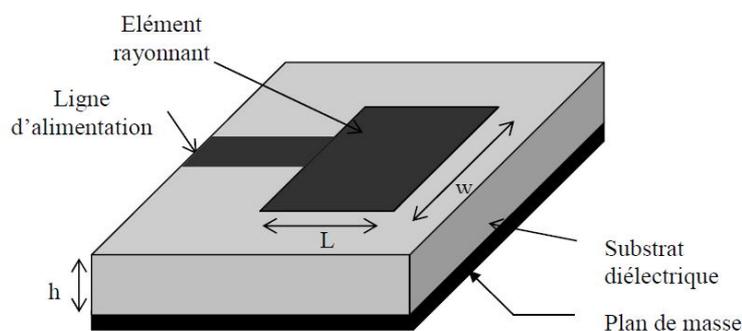


Fig. A3.1 Antenne rectangulaire.

Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne microruban s'effectue, à la fois, dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisé par une permittivité effective ϵ_{eff} et une impédance caractéristique Z_c exprimées par Schneider et Hammerstad en 1975.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad \text{pour } w/h < 1 \quad (\text{A3.1})$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad (\text{A3.2})$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{pour } w/h > 1 \quad (\text{A3.3})$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.44 \right) \right)^{-1} \quad (A3.4)$$

Avec :

ε_r : Constante diélectrique du substrat ;

w : Largeur du métal ;

h : Épaisseur du substrat.

Largeur w du patch

La largeur w est déterminée par Bahl et Bhartia:

$$w = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (A3.5)$$

Longueur L du patch

Une fois w et ε_{eff} connue. Pour une fréquence de résonance f_0 , la longueur effective L_{eff} est donnée par :

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (A3.6)$$

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (A3.7)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (A3.8)$$

Avec

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (A3.9)$$

L : Longueur réelle de l'élément de rayonnement ;

L_{eff} : Longueur effective de l'élément de rayonnement.

L'application de l'équation (A3.8) nous donne :

$$f_0 = \frac{c}{2(L + 2\Delta L) \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (A3.10)$$

Publications et communications

Publications:

-**M. BITCHIKH**, R. Aksas, H. Kimouche and A. Azrar "New UWB Antenna Design for Wireless Communications". Microwave and Optical Technology Letters, Volume 54, Issue 3, pages 692–697, Mars 2012 (Impact factor = 0.618) – URL :

<http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mop.26666/abstract>

<http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mop.26922/abstract> - (Erratum)

-**M. BITCHIKH**, R. Aksas, A. Azrar and H. Kimouche "A 2.3 -14 GHz UWB Planar Octagonal Antenna with Modified Ground Plane". Microwave and Optical Technology Letters, Volume 55, Issue 3, pages 479–482, Mars 2013 (Impact factor = 0.618) – URL :

<http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mop.27342/abstract>

Communications:

-**M. BITCHIKH**, R. Aksas, A. Azrar "Design of New Octagonal Type UWB Antenna for Wireless Telecommunications". International Congress on Telecommunication and Application'12 (University of A.MIRA), Bejaia, Algérie, 11-12 Avril 2012.

-**M. BITCHIKH**, R. Aksas, H. Kimouche "Design of New Octagonal Microstrip Antenna for Wireless Telecommunications". Première Conférence Nationale sur les Télécommunications "CNT'2012", 11 - 12 Novembre 2012, Guelma, Algérie (Accepté) – URL :

<http://www.univ-guelma.dz/seminaires/cnt2012/Programme.pdf>

-**M. BITCHIKH**, R. Aksas "Design of New triangular Microstrip Antenna for Wireless Telecommunications". The First International Conference on Electrical Engineering and Control Applications ICEECA'2012, Khenchela, Algérie - Novembre 20-22, 2012 – URL :

http://www.cuniv-khenchela.edu.dz/fr/ICEECA/Program_ICEECA2012.pdf

-**M. BITCHIKH**, R. Aksas, A. Azrar "Design of a Modified Triangular UWB Antenna with a Cross-Shaped Slot".The International Conference on Electronics & Oil: From Theory to Applications, Mars 05-06, 2013, Ouargla, Algérie – URL :

<http://manifest.univ-ouargla.dz/index.php/seminaires/archive/facult%C3%A9-des-sciences-et-technologies-et-des-sciences-de-le-mati%C3%A8re/43-the-international-conference-on-electronics-oil-from-theory-to-applications-march-05-06,-2013/525-design-of-a-modified-triangular-uwb-antenna-with-a-cross-shaped-slot.html>

-**M. BITCHIKH**, R. Aksas, A. Azrar "New Ultra-Wideband Planar Antenna". International Conference on Systems and Processing Information, Mai 12-14, 2013, Guelma, Algérie (Accepté) – URL :

http://www.univ-guelma.dz/icsip13/LIST_OF_ACCEPTED_PAPERS_ICSIP'13.pdf