

M/621.813

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude**  
*pour l'obtention du diplôme de Master Académique*

Domaine : **Sciences et Techniques**  
Filière : **Télécommunications**  
Spécialité : **Systeme de Télécommunications**

---

**Conception d'une Antenne UWB Miniaturisée à Bandes  
Interdites Reconfigurable**

---

Présenté par :

**GUETAF Bilel**  
**DJEBALA Mohamed El Amine**

Sous la direction de :  
**Mr. ABED DJAMEL**

Mai 2014

# Remerciements

قال الله تعالى:

﴿وما أوتيتم من العلم إلا قليلا﴾



Au terme de ce travail, le fruit de notre formation, le plus grand merci tout d'abord revient au bo. **الله** le tout puissant pour son aide et le courage, la patience et la confiance en soi qu'il nous a donné pour surmonter toutes les difficultés durant nos études ainsi que l'endurance pour terminer ce projet.

Nous tenons à adresser nos remerciements les plus chaleureux et nos profondes gratitudes à notre encadreur **Mr. ABED Djamel** pour nous avoir proposé le sujet de ce mémoire, c'est grâce à sa grande disponibilité, ses conseils, ses orientations et ses encouragements que nous avons pu mener à bien ce travail.

Nous remercions également tous les membres de jury qui ils nous ont fait le grand honneur de bien vouloir accepter de juger notre travail.

Nous remercions beaucoup tout nos enseignants du département de Génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Nous n'oublions pas toutes les personnes qu'on ne peut pas citer et qui de près ou de loin ont apporté leur contribution à l'élaboration de ce travail.

*Med al Amine / Bilal*

## Dédicaces

*Je dédie ce travail à mes parents,  
Aux quels je dois tous,  
Pour toute la peine qu'ils se sont donnée,  
Pour leur patience et générosité,  
A mes sœurs et ma nièce Malak al nada,  
Pour leurs soutiens continus  
A toute ma famille et mes amies  
A mon entraîneur de karaté do  
Je dédie ce travail  
En témoignage de ma profonde gratitude  
Et ma reconnaissance infinie.*

**GUETAF Bilel**

*Je dédie cet humble travail, fruit des longues années de mes études à :  
La fontaine de l'amour ma mère qui m'a donné la vie, l'espoir et la tendresse.  
Mon très cher père pour le quel les mots ne suffiront jamais pour le remercier.  
Et à toute la famille.*

*Aussi, je dédie ce mémoire :*

*A tous mes amis, mes connaissances et compagnons de parcours.*

*A tous mes enseignants.*

*A tous ceux qui j'estime et m'estiment.*

**DJEBALA Med Al Amine**

## Résumé :

L'essor récent des communications Ultra Large Bande a nécessité des antennes spécialement possédantes des caractéristiques d'adaptation sur la bande de fréquence [3.1GHz-10.6GHz] spectre alloué à l'ULB par la commission FCC, mais dans cette bande il existe plusieurs systèmes à bande étroite comme : WiMax 3.3-3.7GHz, WLAN 5-6GHz, la transmission par satellite 7.5-7.7GHz.....

Les antennes sont généralement suivies des filtres réalisés en technologie microstrip, afin de filtrer quelques bandes de fréquence pour éviter le brouillage ou l'interférence entre les diverses normes de communication, la difficulté de miniaturiser ce type de filtre ne diffère pas à la difficulté de réaliser les antennes miniature. La tendance actuelle se dirige de plus en plus vers l'intégration ce genre de filtre sur l'antenne, leur assemblage permettra de faire évoluer les aspects liés, à l'encombrement ainsi que le couplage direct à l'antenne.

La miniaturisation de ces dispositifs antennes-filtres est actuellement un challenge important pour le développement des systèmes de communications mobiles de futures générations.

Dans ce mémoire nous proposons une antenne monopole UWB compacte à Une caractéristique de filtrage dans les bandes WiMax et WLAN avec l'utilisation de fente dans l'élément rayonnant et un élément parasitique proche au ligné d'alimentation.

La commande de la reconfiguration de ces antennes est réalisée avec des diodes. De ce fait, un système d'antenne reconfigurable intelligent applique aux trois systèmes à bande étroite WiMax, WLAN, transmission par satellite. Les résultats simulés ont été validés par la méthode numérique d'analyse à l'aide de logiciel IE3D.

**Mots clés** : technologie UWB, antenne ultra large bande, miniaturisation, sous bande coupée-fente, sous bande coupée-élément parasitique, sous bande coupée reconfigurable, simulation par l'IE3D.

## ملخص :

أدى الارتقاء الأخير في تكنولوجيا الاتصالات الواسعة النطاق، إلى الاحتياج إلى هوائيات ملائمة تمتلك خصائص التكيف في المجال الترددي [3.1GHz-10.6GHz] المعرف من قبل اللجنة الفدرالية للاتصالات السلكية و اللاسلكية FCC، لكن في هذا المجال توجد أنظمة اتصالات لاسلكية ذات مجال ترددي صغير مثل: WiMax , WLAN 5-6GHz, 3.3-3.7GHz , البث الفضائي 7.5-7.7GHz.....

الهوائيات في العادة تتبع بمرشحات تحقق في تكنولوجيا الميكرو ستريب، لتصفية بعض نطاقات التردد ونفاذي أي تشويش أو تداخل بين أنظمة الاتصال المختلفة، صعوبة تصغير هذا النوع من المرشحات أدى إلى صعوبة تحقيق هوائيات مصغرة. الاتجاه الحالي للتكنولوجيا يسير أكثر فأكثر نحو دمج هذا النوع من المرشحات على الهوائي، لتطوير الجيل المستقبلي من أنظمة الاتصالات المتنقلة.

في هذه المذكرة نقترح هوائي مدمج أحادي القطب واسع النطاق لديه خاصية الترشيح في النطاقين WLAN و WiMax باستعمال فتحة في العنصر المشع و عنصر طفيلي بالقرب من خط التغذية. يتم تحقيق التحكم في هذا الهوائي باستخدام الصمامات الثنائية. و بالتالي نطبق نظام الهوائي التحكمي الذكي على ثلاثة أنظمة ذات مجال ترددي ضيق ممثلة في WLAN , WiMax و البث الفضائي. تمت المحاكاة العددية، باستخدام البرنامج IE3D.

**كلمات البحث:** تكنولوجيا النطاق العريض، هوائيات النطاق العريض، تصميم بحجم صغير، نطاق مقطوع-فتحة،

نطاق مقطوع- عنصر طفيلي، التحكم في النطاق المقطوع، المحاكاة بواسطة- IE3D

## Abstract:

The recent rise of the communications Ultra Wideband required antennas especially having of the characteristics of adaptation on the frequency band [3.1GHz-10.6GHz] spectrum allocated to the UWB by commission FCC, but in this band there are several tape-based systems narrow like: WiMax 3.3-3.7GHz, WLAN 5-6GHz, satellite communications 7.5-7.7GHz.....

The antennas are generally followed filters realize in technology microstrip, in order to filter some frequency bands to avoid jamming or the interference between the various standards of communication, the difficulty in miniaturizing this type of filter does not differ with the difficulty in producing the antennas miniature. The current tendency moves more and more towards integration this kind of filter on the antenna, their assembly will make it possible to make evolve/move the bound aspects, with the obstruction as well as the direct connection with the antenna.

The miniaturization of these devices antenna-filters is currently a significant challenge for the development of the mobile communication systems of future generations. In this memory we propose an antenna compact monopole UWB with a characteristic of filtering in bands WiMax and WLAN with the use of slot in the radiation element and a parasitical element near with feed line.

The ordering of the reconfiguration of these antennas is carried out with diodes. So a system of reconfigurable antenna intelligent applies to the three tape-based systems narrow WiMax, WLAN, and transmission by satellite. The simulated results were validated by the numerical method of analysis using software IE3D.

**Key Words:** UWB technology, antenna ultra-wideband, miniaturization, notched-band-slot, notched-band-parasitical, reconfigurable notched-band, simulation by the IE3D.

## Table des matières

<b>Introduction</b> .....	01
<b>Chapitre I : État de l'Art sur la Technologie UWB</b>	
I.1. Historique .....	04
I.2. Définition de l'UWB .....	05
I.2.1. Le Terme UWB.....	05
I.2.2. Le Signal UWB.....	05
I.3. Spécificités de l'UWB .....	07
I.3.1. Une Faible Densité Spectrale de Puissance .....	08
I.3.2. Une Relative Simplicité des Systèmes .....	08
I.3.3. Bonnes Propriétés de Pénétration des Obstacles.....	08
I.3.4. Communications Protégées .....	08
I.3.5. Bonne Résolution Temporelle .....	09
I.3.6. Faible Sensibilité au Brouillage .....	09
I.3.7. Robustesse Face aux Trajets Multiples.....	09
I.4. Application de la Technologie UWB .....	09
I.4.1. Systèmes d'Imagerie Radar .....	10
I.4.2. Systèmes Radar de Véhicule .....	10
I.4.3. Système de Communication .....	11
I.5. Réglementations de l'UWB dans le Monde .....	11
I.5.1. Régulation de l'UWB aux USA .....	12
I.5.2. Régulation de l'UWB en Europe .....	13
I.5.3. Régulation de l'UWB Asie Pacifique .....	14
I.5.3.1. Au japon.....	14
I.5.3.2. À Singapour.....	15
I.5.3.3 Au Corée.....	15
I.5.3.4 À Hong Kong.....	15
I.6. Les standards d'UWB.....	16
I.6.1. La norme IEEE 802.15.3a.....	16
I.6.2. La norme IEEE 802.15.4a.....	17
I.7. Conclusion.....	17
<b>Chapitre II : Théorie des Antennes</b>	
II.1. Introduction.....	19
II.2. Définition d'une Antenne .....	20
II.3. Les Paramètres Caractéristiques d'une Antenne.....	20
II.3.1. Caractéristiques Electriques des Antennes.....	21
II.3.2. Caractéristiques de Rayonnement.....	24
II.4. Théorie des Antennes Imprimée.....	27
II.4.1. Le Plan de Masse.....	28
II.4.2. Le Substrat .....	29
II.4.3. Éléments rayonnants.....	29

II.4.4.	Alimentation des Eléments Rayonnants .....	33
II.4.4.1.	Alimentation par Ligne Microstrip .....	33
II.4.4.2.	Alimentation par une Sonde Coaxiale .....	35
II.4.4.3.	Alimentation couplée par fente (ouverture).....	36
II.4.4.4.	Alimentation couplée par proximité.....	37
II.4.4.5.	Alimentation par guide d'ondes coplanaires.....	38
II.4.4.5.	Alimentation par fibres optiques.....	39
II.5.	Méthodes de Simulations .....	39
II.5.1.	Méthode de Moments (MoM).....	40
II.5.2.	Méthode des Eléments Finis (FEM).....	40
II.5.3.	Méthode des Différences Finies (FDTD).....	41
II.6.	Conclusion.....	41

### Chapitre III : État de l'Art sur les Antennes UWB

III.1.	Introduction.....	43
III.2.	Les Antennes UWB Monopôle .....	44
III.3.	Les Antennes Dipôles UWB .....	45
III. 4.	Antennes Indépendantes de la Fréquence .....	45
III. 4.1	les Antennes Equi-Angulaires .....	46
III. 4.1.1.	L'Antenne Spirale Logarithmique (Spirale équiangle)...	47
III. 4.1.2.	Antenne Spirale d'Archimède .....	47
III. 4.1.3.	Antenne Spirale Conique.....	48
III. 4.2.	Les Antennes Log-périodiques .....	48
III. 4.2.1.	L'Antenne Log-périodique Circulaire .....	49
III.4.2.2.	l'Antenne Log-périodique Trapézoïdale.....	49
III. 4.2.3.	L'Antenne Sinueuse .....	49
III.4.2.4.	l'Antenne Dipôle Log-périodique .....	50
III.4.3.	L'Avantage des Antennes Indépendantes de Fréquence .....	51
III.5.	les Antennes Imprimées UWB .....	52
III.5.1.	Les Antennes Imprimées Monopôle .....	53
III.5.2.	les Antennes Imprimées Dipôle.....	55
III.5.3.	les Antennes Imprimées à Fente.....	55
III.5.4.	Antennes UWB à sous bande coupée .....	56
III.5.4.1.	Utilisation des Fentes.....	57
III.5.4.2.	Utilisation des Eléments Parasitique.....	59
III.6.	Conclusion .....	61

### Chapitre IV : Antenne UWB à Sous-Bandes Coupées Reconfigurables

IV.1.	Introduction.....	63
IV.2.	Antenne UWB de Forme Rectangulaire Modifiée.....	64
IV.3.	Antenne UWB à sous Bande Coupée (WiMax) .....	70

<b>IV.4. Antenne UWB à sous Bande Coupée (WLAN).....</b>	<b>75</b>
<b>IV.5. Antenne UWB à deux sous Bandes Coupées WLAN/WLAN Reconfigurables.....</b>	<b>79</b>
<b>IV.6. Conclusion.....</b>	<b>83</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>85</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>88</b>

## *Liste des figures*

<b>Figure I.1 :</b> Comparaison entre l'occupation spectrale d'un système UWB et les différents systèmes à bande étroite existants.....	6
<b>Figure I.2 :</b> Densité spectrale de puissance (DSP) d'un signal UWB.....	6
<b>Figure I.3 :</b> Exemple d'un système UWB d'imagerie à travers les murs.....	10
<b>Figure I.4 :</b> Les réseaux personnels sans fil(WPAN).....	11
<b>Figure I.5 :</b> Les limites de la FCC pour les systèmes de communication UWB à l'intérieur et à l'extérieur.....	12
<b>Figure I.6 :</b> Les limites de la CEPT pour les systèmes de communication UWB (Proposition de février 2006).....	13
<b>Figure I.7 :</b> masque d'émission au japon 2008 sans technique de mitigation.....	14
<b>Figure I.8 :</b> Les limites proposées en Asie pour les systèmes UWB.....	16
<b>Figure II.1:</b> L'Antenne comme un dispositif de couplage entre les ondes guidées et les ondes rayonnées.....	20
<b>Figure II.2:</b> Schéma électrique équivalent de la source et de l'antenne à l'émission.....	21
<b>Figure II.3 :</b> Schéma équivalent électrique du dispositif à la réception.....	23
<b>Figure II.4:</b> Système de coordonnées utilisé dans le diagramme de rayonnement.....	24
<b>Figure II.5 :</b> Polarisation du champ électromagnétique.....	27
<b>Figure II.6 :</b> Schéma de principe d'une antenne à éléments rayonnants imprimés.....	28
<b>Figure II.7 :</b> Divers types d'éléments rayonnants.....	30
<b>Figure II.8 :</b> Présentation d'une antenne patch a élément rectangulaire.....	31
<b>Figure II.9 :</b> Eléments rayonnants étagés.....	31
<b>Figure II. 10 :</b> élément rayonnant rectangulaire dont l'axe de symétrie passe par le point d'excitation .....	32
<b>Figure II.11 :</b> Antenne imprimé alimentée par une ligne micro-ruban.....	33
<b>Figure II.12 :</b> Alimentation par une ligne microbande : a. axiale, b. décalée, c. axiale avec encoche.....	34
<b>Figure II.13.a :</b> Le patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant.....	34
<b>Figure II.13.b :</b> Le patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant.....	35
<b>Figure II.13.c :</b> Le patch couplé capacitivement à ligne microruban.....	35
<b>Figure II.14 :</b> Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale.....	36
<b>Figure II.15 :</b> Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse.....	37

<b>Figure II.16 :</b> Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande.....	38
<b>Figure II.17 :</b> Alimentation par guide d'ondes coplanaires.....	38
<b>Figure II.18:</b> Alimentation par fibre optique.....	39
<b>Figure III.1:</b> Schémas des premières antennes larges bandes.....	44
<b>Figure III.2 :</b> Antennes monopole avec diverses configurations.....	45
<b>Figure III.3 :</b> Antennes dipôle avec diverses configurations.....	46
<b>Figure III.4 :</b> Antenne spirale logarithmique.....	48
<b>Figure III.5 :</b> Photo d'une antenne commerciale en spirale d'Archimède.....	48
<b>Figure III.6 :</b> Photo d'une antenne spirale conique.....	49
<b>Figure III.7 :</b> antenne log-périodique circulaire.....	49
<b>Figure III.8 :</b> Antenne log-périodique trapézoïdale.....	50
<b>Figure III.10 :</b> l'antenne dipôle log-périodique.....	51
<b>Figure III.11 :</b> Antenne imprimé alimentée par une ligne micro-ruban.....	51
<b>Figure III.12 :</b> Antenne imprimé alimentée par une ligne coplanaire (CPW).....	52
<b>Figure III.13 :</b> Antennes monopole imprimé avec diverses configurations.....	53
<b>Figure III.14 :</b> antenne imprimé dipôle UWB de forme Elliptique.....	54
<b>Figure III.14 :</b> antenne imprimé dipôle UWB de forme Elliptique.....	55
<b>Figure III.15 :</b> antenne imprimé UWB à fente (a) fente Circulaire, (b) fente en forme de E.....	55
<b>Figure III.16 :</b> l'interférence entre système UWB et les autres systèmes à bande étroite .....	56
<b>Figure III.17 :</b> système multi bande d'antenne UWB combine avec des filtres coupes bandes ne sont pas compacte.....	56
<b>Figure III.18 :</b> (a) SRR unique, (b) Edge-couplé SRR, (c) SRR Co-directionnelle....	57
<b>Figure III.19:</b> Antenne monopôle imprimé avec une fente de forme-U inversé....	58
<b>Figure III.20 :</b> antenne avec une paire de fentes ouvertes en forme d'arc.....	58
<b>Figure III.21 :</b> Photo d'une antenne imprimée UWB à sous bande coupée utilisant une fente de forme -C.....	59
<b>Figure III.22 :</b> Antenne monopole circulaire a élément parasitique en forme de boucle ouverte.....	59
<b>Figure III. 23 :</b> Antenne de référence a élément parasitique en forme de boucle CLL résonateur .....	60
<b>Figure III.24 :</b> Antenne monopole UWB a sous-bande coupée.....	60
<b>Figure IV.1 :</b> La coexistence de l'UWB avec autres systèmes de communications WiMax et WLAN.....	64
<b>Figure IV.2 :</b> Géométrie de l'antenne monopole de forme rectangulaire modifiée.....	65
<b>Figure IV.3 :</b> Simulation de S11 pour différents paramètres (a) Effet de « r », (b) Effet de « b », (c) Effet de « q », (d) Effet de « d ».....	66

<b>Figure IV.4 :</b> Simulation de S11 pour différents paramètres (a) Effet de « $L_f$ », (b) Effet de « $W_f$ » .....	67
<b>Figure IV.5 :</b> La distribution de la densité de courant de l'antenne proposée (a) 3.7 GHz, (b) 7.3GHz, (c) 8.5 GHz.....	68
<b>Figure IV.6 :</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne UWB de forme rectangulaire modifiée (a) plan-H, (b) plan-E.....	69
<b>Figure IV.7 :</b> Géométrie de l'antenne proposée avec la fente C-inversée pour le filtrage de la bande WiMax.....	70
<b>Figure IV.8 :</b> Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « $L$ ».....	71
<b>Figure IV.9 :</b> Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « $H$ ».....	72
<b>Figure IV.10 :</b> Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « $W$ ».....	73
<b>Figure IV.11 :</b> Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « $S$ ».....	73
<b>Figure IV.12 :</b> La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB à sous bande WiMax coupée (a) 3.1 GHz (b) 3.4GHz (c) 4.1GHz et (d) 8.5GHz.....	74
<b>Figure IV.13 :</b> Géométrie de l'antenne proposée avec l'élément parasite de forme C-inversée pour le filtrage de la bande WLAN.....	75
<b>Figure IV.14 :</b> Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « $S_2$ ».....	76
<b>Figure IV.15:</b> Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « $H_2$ ».....	76
<b>Figure IV.16 :</b> Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « $L_2$ ».....	77
<b>Figure IV.17 :</b> Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « $W_2$ ».....	77
<b>Figure IV.18 :</b> La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB à sous bande WiMax coupée (a) 3.7GHz (b) 5GHz (c) 6GHz et (d) 8.8GHz.....	78
<b>Figure IV.19 :</b> Géométrie de l'antenne proposée avec la fente C-inversé pour le filtrage de la bande WiMax et l'élément parasite pour le filtrage de la bande WLAN. ....	79
<b>Figure IV.20 :</b> Simulation de S11 pour différents états de diodes « D1 » et « D2 » (a) D1 : passante et D2 : bloquée (b) D1 : bloquée et D2 : bloquée (c) D1 :passante et D2 : passante (d) D1 : bloquée et D2 : passante.....	80
<b>Figure IV.21 :</b> Simulation de gains pour différents états de diodes « D1 » et« D2 » (a) D1 : passante et D2 : bloquée (b) D1 : bloquée et D2 : bloquée (c) D1 :passante et D2 : passante (d) D1 : bloquée et D2 : passante.....	81
<b>Figure IV.22 :</b> La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB, (a) « D1 » : passante, « D2 » : bloquée à 3.4GHz, (b) « D1 » : bloquée, « D2 » : bloquée à 3.4GHz (c) « D1 » : passante, « D2 » : passante à 5GHz.....	82

## *Liste des tableaux*

<b>Tableau I.1</b>	Les capacités de l'UWB par rapport aux autres standards IEEE.	07
<b>Tableau I.2</b>	Les limites de la FCC pour les différents systèmes UWB.....	12
<b>Tableau IV.1</b>	valeurs optimales des paramètres d'antenne monopole UWB rectangulaire modifiée.....	65
<b>Tableau IV.2</b>	Les fréquences coupées avec la variation de paramètre « $L$ ».....	71
<b>Tableau IV.3</b>	Les états de diodes « D1 » et « D2 » pour le contrôle de la fonction de filtrage de l'antenne UWB proposée.....	82

**OFDM:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Multiplex par répartition orthogonale de la fréquence).

**ROS:** Rapport d'onde stationnaire.

**SRR:** splitering resonator.

**TH:** Time Hopping (Saut de temps).

**TR :** Transmitted Reference (Référence transmise).

**TOS :** taux d'onde stationnaire.

**UWB-ULB:** Ultra Wide Band (Ultra Large Bande).

**VSWR:** Voltage Standing Wave Ratio.

**WB:** Wide band.

**WBAN:** Wireless Body Area Network.

**WiFi:** Wireless Fidelity.

**WIMAX :** WiMAX Worldwide interoperability for Microwave Access.

**WLAN:** Wireless Local Area Network (Réseau local sans fil).

**WPAN :** Wireless Personal Area Network (Réseau personnel sans fil).

# Introduction

Depuis près de deux siècles, les télécommunications ont eu un rôle majeur dans l'évolution de nos sociétés. Du simple télégraphe de Morse en 1837 à l'internet mobile se déployant à grands pas tant dans les métropoles que dans les campagnes, une multitude d'applications est née de l'évolution de ces technologies de l'information et de la communication, transformant profondément la vie des utilisateurs en leur donnant un accès de plus en plus rapide à de plus en plus d'information.

L'engouement du grand public pour les objets communicants et l'évolution des technologies a entraîné le besoin de transférer des quantités grandissantes d'informations en un minimum de temps. L'arrivée de l'UWB en 2002 a apporté aux communications sans fil une solution à cette problématique. Cette technologie connaît actuellement un essor spectaculaire, tant au sein du monde académique, que chez les industriels. En effet, les défis technologiques à relever associés au puissant potentiel applicatif lui ouvrent un avenir très prometteur. En parallèle d'un aspect très haut débit, les caractéristiques intrinsèques des signaux UWB telles que la faible puissance émise ou l'aptitude naturelle à la localisation ouvrent une voie innovante en direction des systèmes de communication contraints à une très faible consommation électrique.

Les antennes sont généralement suivies des filtres réalisés en technologie microstrip, afin de filtrer quelques bandes de fréquence pour éviter le brouillage ou l'interférence entre les diverses normes de communication, la difficulté de miniaturiser ce type de filtre ne diffère pas à la difficulté de réaliser les antennes miniature. La tendance actuelle se dirige de plus en plus vers l'intégration ce genre de filtre sur l'antenne, leur assemblage permettra de faire évoluer les aspects liés, à l'encombrement ainsi que le couplage direct à l'antenne.

La miniaturisation de ces dispositifs antennes-filtres est actuellement un challenge important pour le développement des systèmes de communications mobiles de futures générations. L'objectif de ce mémoire est d'étudier une antenne UWB miniaturisées à bande interdites reconfigurables.

Pour remplir cette tâche, nous proposons en premier lieu un chapitre introductif qui englobe une étude bibliographique sur la technologie UWB. Nous parlerons de l'histoire de la naissance de cette technologie, ses avantages ainsi que ses différentes applications les plus connues.

Dans le second chapitre, nous présentons les paramètres caractéristiques électriques et de rayonnement des antennes.

Le troisième chapitre, nous présentons les différentes antennes existantes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. Les antennes imprimées UWB à sous bande coupée soit avec l'utilisation des fentes ou des éléments parasitiques sont aussi présentés.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude d'une antenne monopole UWB de forme rectangulaire modifiée à sous-bande coupée (Wimax et WLAN) reconfigurable. L'idée est d'insérer des diodes pour commander les filtres intégrés (la fente et l'élément parasitaire de forme C-inversé). Nous terminerons enfin par une conclusion générale.

# ***Chapitre I :***

## ***État de l'Art sur la Technologie UWB***

# Chapitre I

## État de l'Art sur la Technologie UWB

### I.1 Historique :

L'étude de l'électromagnétisme dans le domaine temporel débuta il y a une quarantaine d'années. Les premières recherches se sont concentrées sur les applications radar en raison de la nature large bande des signaux, qui implique un fort pouvoir de résolution (la résolution d'un système est sa capacité à séparer des trajets d'énergie très proches) temporelle. En 1901, Elle a été utilisée par Marconi pour transmettre le code morse à travers l'atlantique [I.1]. En 1960, cette technologie a été réutilisée dans le domaine des radars et des communications par H. Harmuth, G. Ross et K. W. Robins du Département de la défense des Etats-Unis d'Amérique [I.2]. Dans les années 70, Bennett et Ross présentent une étude complète des premières recherches réalisées sur l'ULB [I.3]. Un peu plus tard, Taylor décrira les fondements de la technologie ULB appliquée au radar [I.4]. De régulières avancées de la recherche ont été réalisées depuis le milieu des années 60, comme en atteste l'étude historique de Barrett [I.5]. Cependant, l'utilisation des signaux UWB dans le domaine de la communication radio n'a pas été concrètement envisagée avant la fin du siècle. En 1990, le département de la défense du gouvernement des Etats Unis a publié les résultats de son évaluation de la technologie UWB, qui s'est concentrée exclusivement sur les systèmes radar, étant donné qu'aucune application de l'UWB aux systèmes de communications n'était alors envisagée [I.6]. Suite à ce rapport, les industriels civils ont commencé à s'intéresser de plus en plus à cette technologie et ont incité le gouvernement américain à prendre des mesures pour réglementer les émissions UWB. Plus récemment, la recherche s'est concentrée sur les signaux ULB pour les communications radio [I.7][I.8], mettant à profit les principales

caractéristiques de cette technique : une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde due à la largeur de la bande de fréquences, un faible rapport cyclique permettant des modulations de type {saut temporel} et la gestion des usagers multiples, ainsi qu'une transmission possible sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio [I.9]. Dès 1998, la FCC (Fédéral Communications Commission) lance une première étude sur l'ultra large bande. En février 2002, a approuvé le premier rapport pour l'usage commercial de la technologie UWB avec l'émission de signaux UWB dans la bande de fréquence [3.1GHz-10.6GHz] pour les communications sans fil avec un niveau de puissance très faible (-41.3 dBm/MHz) [I.10]. Cette faible puissance permet la coexistence de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite et améliore aussi la sécurité des signaux UWB transmis.

## I.2 Définition de l'UWB

### I.2.1 Le Terme UWB

L'Ultra-Wide-Band est un terme générique utilisé pour désigner une technique d'accès radio qui a été étudiée sous différentes appellations depuis le milieu du vingtième siècle. On peut citer les termes impulse radio (radio impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans porteuse), baseband radio (radio en bande de base), time domain radio (radio dans domaine temporel), nonsinusoid radio (radio non-sinusoidale) et large relative bandwidth radio (radio à grande largeur de bande relative) [I.5].

### I.2.2 Le Signal UWB

D'après la FCC, l'UWB est toute technologie radio utilisant une bande passante  $B$  dépassant 20% de la fréquence centrale  $f_c$  ou une bande de fréquence d'au moins 500MHz [I.10]. Par contre, les systèmes dont les bandes sont étroites (NarrowBand : NB), leur spectre ne dépasse pas 1% de la fréquence centrale, et entre les deux, nous trouvons les systèmes dont le spectre est large bande (Wideband : WB) qui est entre 1% jusqu'à 20% de la fréquence centrale. Par ailleurs, nous présentons dans la Figure I.1 les bandes NB, WB et UWB.

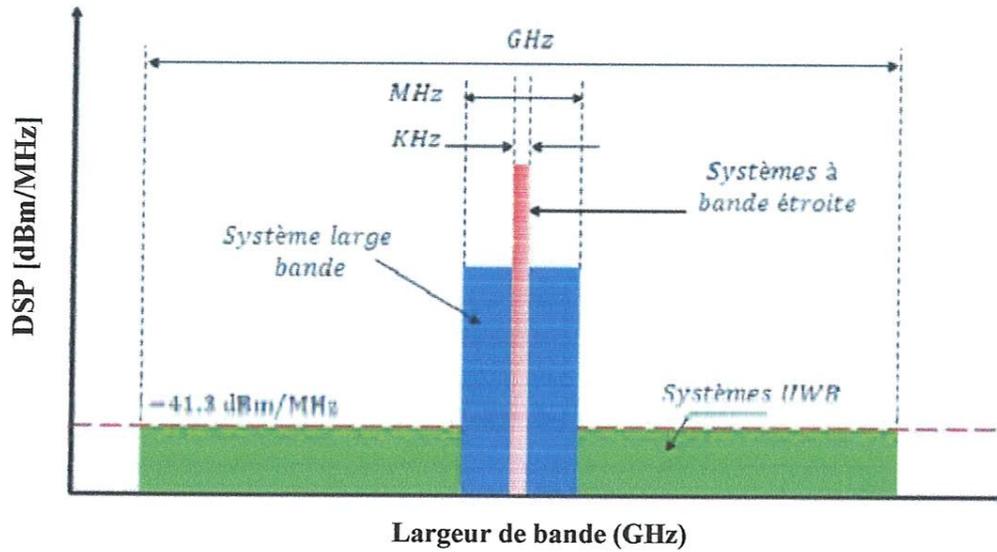


Figure I.1: Comparaison entre l'occupation spectrale d'un système UWB et les différents systèmes à bande étroite existants

La FCC a approuvé qu'un signal soit UWB s'il satisfait les équations (I.1) et (I.2) :

$$- B_{abs}(\text{la bande absolue à } -10\text{dB}) = f_H - f_L \geq 500 \text{ Mhz} \quad (I.1)$$

$$- B_f(\text{la bande fractionnelle ou relative à } -10\text{dB}) = \frac{f_H - f_L}{f_c} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 20\% \quad (I.2)$$

$f_H$  et  $f_L$  représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure à  $-10$  dB du spectre du signal UWB.  $f_c$  représente la fréquence centrale définie par  $f_c = f_H + f_L/2$ . Figure I.2 [I.11].

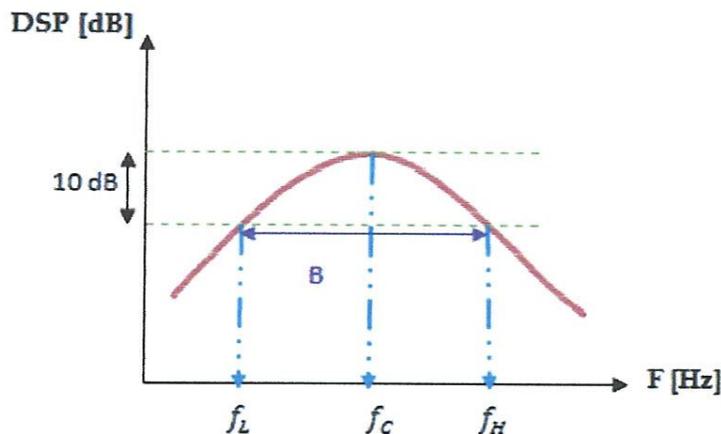


Figure I.2 : Densité spectrale de puissance (DSP) d'un signal UWB

### I.3 Spécificités de l'UWB

Face à la nécessité d'accroître le débit des systèmes sans fil, la technologie UWB se présente comme une candidate idéale pour les futurs systèmes de communication dans différents type de réseaux pouvant être résidentiel, bureautique, ad hoc, etc. La formule de Hartley-Shannon (I.3) sur la capacité du canal [I.12] montre que les systèmes UWB dans la bande passante B est grande sont transmettent les données à haut débit et aussi sont capable de fonctionner sur des canaux durs avec un faible SNR :

$$C = B \log \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (I.3)$$

- C : représente la capacité du canal ou le débit de transmission définit par le maximale des données que on peut transmettre par seconde.
- B : la largeur de la bande passante en Hz
- S : la puissance du signal en Watts
- N : la puissance du bruit en Watts

On remarque que la capacité linéairement proportionnelle à la largeur de la bande passante mais elle dépend d'une manière logarithmique avec le rapport S/N. D'autre part, cette formule montre également que même avec des puissances très faibles il est possible d'obtenir des débits très élevés.

Le Tableau I.1 montre les capacités de l'UWB par rapport aux autres standards IEEE.

	Les Standards IEEE						
	WLAN			Bluetooth	WPAN	UWB	ZigBee
	802.11a	802.11b	802.11g	802.15.1	802.15.3	802.15.3a	802.15.4
Fréquence Opérationale	5 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	3.1-10.6 GHz	2.4 GHz
Débit Maximal (Mbps)	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	1 Mbps	55 Mbps	>100 Mbps	250 Kbps
Distance Maximale (m)	100 meters	100 meters	100 meters	10 meters	10 meters	10 meters	50 meters

Tableau I.1 : Les capacités de l'UWB par rapport aux autres standards IEEE

### **I.3.1 Une Faible Densité Spectrale de Puissance**

Pour permettre la coexistence pacifique de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite, la FCC a par exemple limité la densité spectrale de puissance des signaux UWB à  $-41.3$  dBm/MHz, ce que correspond à la limite de densité spectrale de puissance autorisée pour les émissions radio non intentionnelles. Cette faible DSP amélioré la sécurité des communications radio UWB, étant donné que les signaux transmis deviennent plus difficilement détectables.

### **I.3.2 Une Relative Simplicité des Systèmes**

Il existe différents modes de transmission en UWB, mais l'un des modes utilisable est le mode impulsionnel. Dans ce cas, l'information de la bande de base peut moduler directement des impulsions courtes au lieu de moduler une porteuse comme dans les systèmes conventionnels. L'émetteur- récepteur UWB ne comprend aucun synthétiseur à boucle à verrouillage de phase, ni oscillateur commandé en tension, ni mélangeur, ni amplificateur de puissance, vus les niveaux de puissance mis en jeu. Ces aspects d'architectures seront développés dans les chapitres suivants.

### **I.3.3 Bonnes Propriétés de Pénétration des Obstacles**

Les signaux UWB offrent de bonnes capacités de pénétration dans les murs et les obstacles, en particulier pour les fréquences basses du spectre. Ceci permet de bénéficier d'une bonne précision en termes de localisation et de poursuite [I.13]. Cette excellente résolution favorise les applications de vision à travers les murs (les radars de vision à travers le mur).

### **I.3.4 Communications Protégées**

Dans la technologie UWB. Les impulsions utilisé sont en picoseconde (ps) et la puissance d'émission est extrêmement faible, ces propriétés donnant aux signaux UWB une faible probabilité d'interception, c'est l'une des caractéristiques critique pour des applications militaires.

### **I.3.5 Bonne Résolution Temporelle**

Du fait d'une très grande largeur de bande des signaux UWB, ils disposent d'un très fort pouvoir de résolution temporelle, de l'ordre de la nanoseconde. Une première implication de cette propriété concerne la localisation : connaissant le retard d'un signal avec une précision de l'ordre de 0.1 à 1 ns, il est possible d'obtenir des informations sur la position de l'émetteur avec une précision de 3 à 30 cm.

### **I.3.6 Faible Sensibilité au Brouillage**

Le faible niveau de leur puissance d'émission réduit la nuisance des systèmes UWB sur les autres systèmes. Néanmoins, le brouillage occasionné par les systèmes à bande étroite sur les signaux UWB peut être atténué du fait de la grande largeur de bande.

### **I.3.7 Robustesse Face aux Trajets Multiples**

Dans les canaux de propagation habituels, les systèmes à bande étroite souffrent de l'évanouissement lié aux trajets multiples qui se combinent de manière destructive. Dans le cas de signaux impulsifs, la forme d'onde émise peut disposer d'une grande largeur de bande. Aussi, les trajets multiples, avec des retards inférieurs à la nanoseconde, peuvent être résolus et additionnés de manière constructive. Cette recombinaison n'est pas sans causer des complications au niveau implémentation, car elle entraîne la mise en place de récepteur avec un grand nombre de branches de diversité.

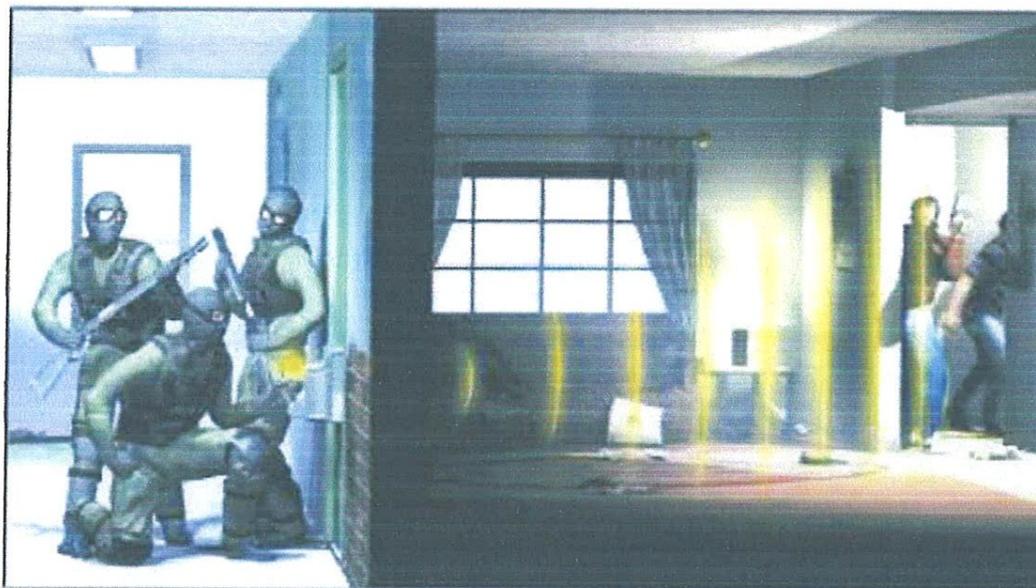
## **I.4 Application de la Technologie UWB**

La technologie UWB est présentée comme une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications qui sont généralement classées en trois catégories [I.14].

### **I.4.1 Systèmes d'Imagerie Radar**

Cette première catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR, Ground Penetrating Radar) [I.15], d'imagerie de l'intérieur des murs et

à travers les murs (Figure I.3), d'imagerie médicale [I.16], d'imagerie pour la construction et les réparations à domicile, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Il permet aussi de mesurer les distances avec précision.



**Figure I.3 :** Exemple d'un système UWB d'imagerie à travers les murs

Le même principe s'applique pour le corps humain (réseau WBAN : Wireless Body Area Network) [I.17].

## **I.4.2 Systèmes Radar de Véhicule**

Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes radar de véhicule peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule. Certains dispositifs radar de véhicule installés sur des voitures de luxe ont fait leur apparition dans des salons de l'automobile [I.18].

## **I.4.3 Système de Communication**

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à court distance telles que les réseaux WPAN (Wireless Personal Area Network) (Figure I.4), et les systèmes de mesure. Elle présentera la plus grand appli (dans les immeubles, bureau, salle de réunion, salle de conférence)

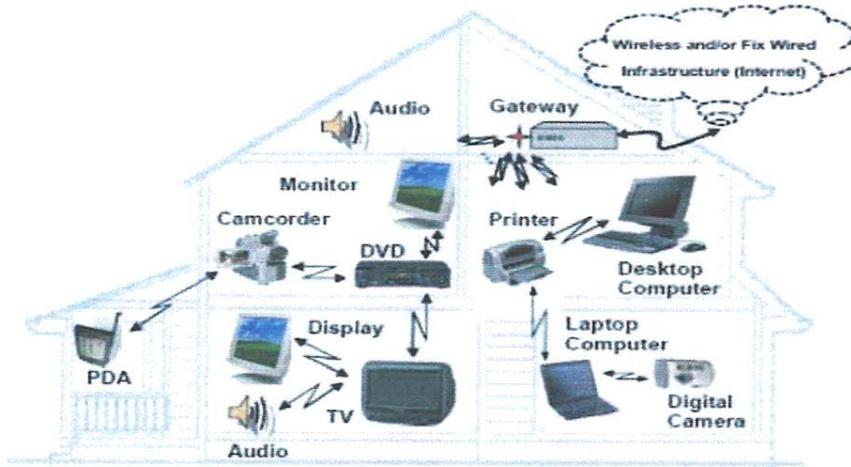


Figure I.4 : Les réseaux personnels sans fil (WPAN)

## I.5. Réglementations de l'UWB dans le Monde

La technologie UWB typique pourrait utiliser une partie du spectre fréquentiel déjà allouée à des services radio opérationnels. Par conséquent, les dispositifs radio UWB, malgré leur niveau de puissance émise qui est extrêmement faible, pourraient être une source potentielle d'interférence avec les services radio actuels, et doivent donc prouver leur capacité de coexistence avec les autres services radio. Un des problèmes les plus importants dans les Communications UWB est la bande de fréquence utilisée. Du fait de l'utilisation d'un très large spectre fréquentiel, les systèmes UWB devraient fonctionner hors licence. Plusieurs systèmes, opérant dans des bandes incluses dans la bande du signal UWB, existent. La question qui se pose est de savoir si les systèmes UWB peuvent partager le même spectre radio avec les applications et les utilisateurs existants. Et aussi quelles fréquences limites d'émission aussi bien basse que haute doit-on imposer aux systèmes UWB ? Est-il nécessaire d'établir une caractéristique relative de temps pour la durée de l'impulsion ainsi que sa fréquence de répétition ? En plus si ces systèmes prolifèrent quel pourra être l'ensemble des effets de l'indépendance des signaux UWB ?

Voici tant de questions que plusieurs organismes gouvernementaux tentent de solutionner en vue d'un déploiement effectif de ces systèmes.

Aux USA comme en Europe et en Asie plusieurs réglementations ont été proposées en vue de gérer efficacement la plage de fréquence de ces systèmes.

### I.5.1 Régulation de l'UWB aux USA

Aux Etats Unis, l'autorité de régulation FCC a lancé ses travaux sur l'UWB dès 1998 [I.19] [I.20]. Travaux qui ont abouti à la publication, en février 2002, du *First Report and Order* [I.11] qui réglemente les émissions UWB. A partir de cette date, la FCC a publié les règles générales de la technologie UWB qui ont fixé les limitations sur le rayonnement en UWB, et a aussi autorisé la commercialisation de la technologie. Le Tableau I.2 et la Figure I.5 présentent ces limitations.

		Bande de fréquence de fonctionnement [GHz]						
		0.96-1.61	1.61-1.99	1.99-3.1	3.1-10.6	10.6-22.0	22.0-29.0	
Application								
EIRP [dBm/MHz]	communication	Intérieur	-75.3	-53.3	-51.3	-41.3	-51.3	-51.3
		Extérieur	-75.3	-63.3	-61.3	-41.3	-61.3	-61.3
	Système d'imagerie		-53.3	-51.3	-41.3	-41.3	-41.3	-51.3
	Radar véhiculaire		-75.3	-63.3	-63.3	-63.3	-41.3	-41.3

Tableau I.2 : Les limites de la FCC pour les différents systèmes UWB

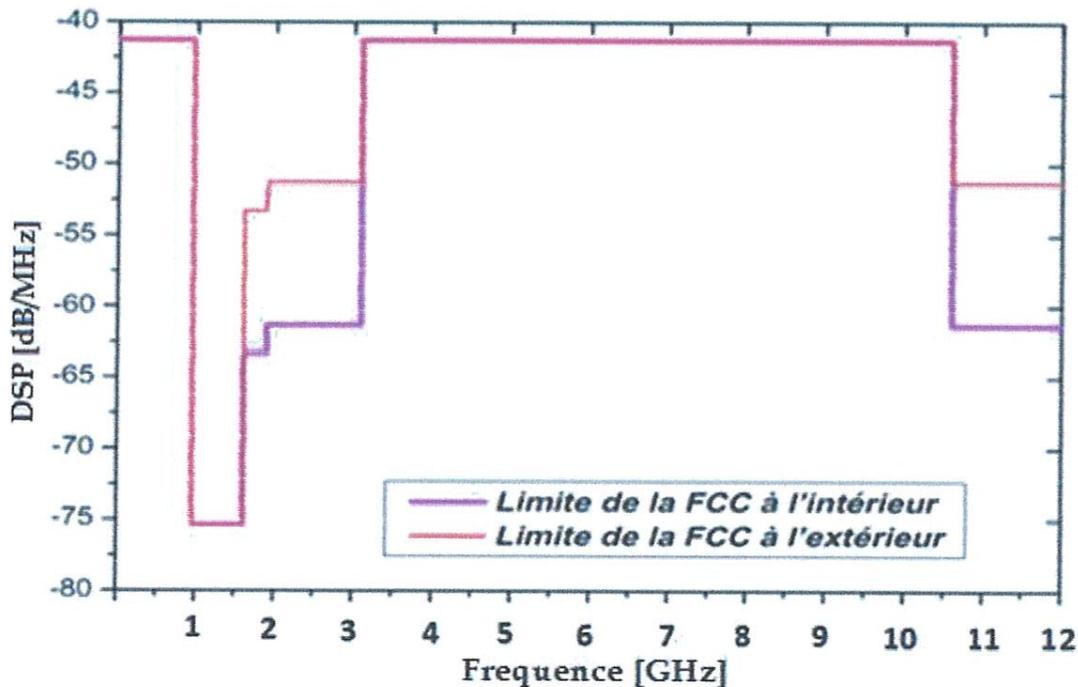


Figure I.5 : Les limites de la FCC pour les systèmes de communication UWB à l'intérieur et à l'extérieur

## I.5.2 Régulation de l'UWB en Europe

En Europe, l'organisme de normalisation ETSI (European Telecommunications Standards Institute) travaille depuis 2001 sur l'attribution des fréquences en Europe pour les systèmes UWB. Les études sont réalisées en étroite coopération avec le groupe SE24 de la CEPT (Conférence Européenne des postes et Télécommunications), qui analyse plus particulièrement l'impact éventuel de l'UWB sur les systèmes existants [I.21]. En mars 2006 [I.22], l'organisme de régulation ECC (Electronic Communication Committee) a proposé un masque spectral limitant l'émission des signaux UWB à la bande 6GHz à 8.5GHz avec une densité spectrale de puissance de  $-41.3$  dBm/MHz. En février 2006, la deuxième proposition a été accomplie. Deux sous-bandes ont été proposées la bande inférieure s'étendant de 3.4GHz à 4.8GHz serait autorisée avec un niveau d'émission de  $-41.3$  dBm/MHz si le DAA (Détection et évitement) mécanisme de protection est disponible autrement il devrait être  $-85$  dBm/MHz dans la marge de fréquence de 3.4GHz à 3.8GHz et à  $-70$  dBm/MHz dans la bande de fréquence 3.8GHz à 4.2GHz. Le niveau d'émission dans la haute bande s'étendant de 6GHz à 8.5GHz est  $-41$  dBm/MHz sans protection de DAA. De même, la marge de fréquence de 4.2GHz à 4.8GHz serait provisoirement gardée jusqu'au 30 juin 2010. La Figure (I.6), représente le masque proposé par le CEPT en février 2006.

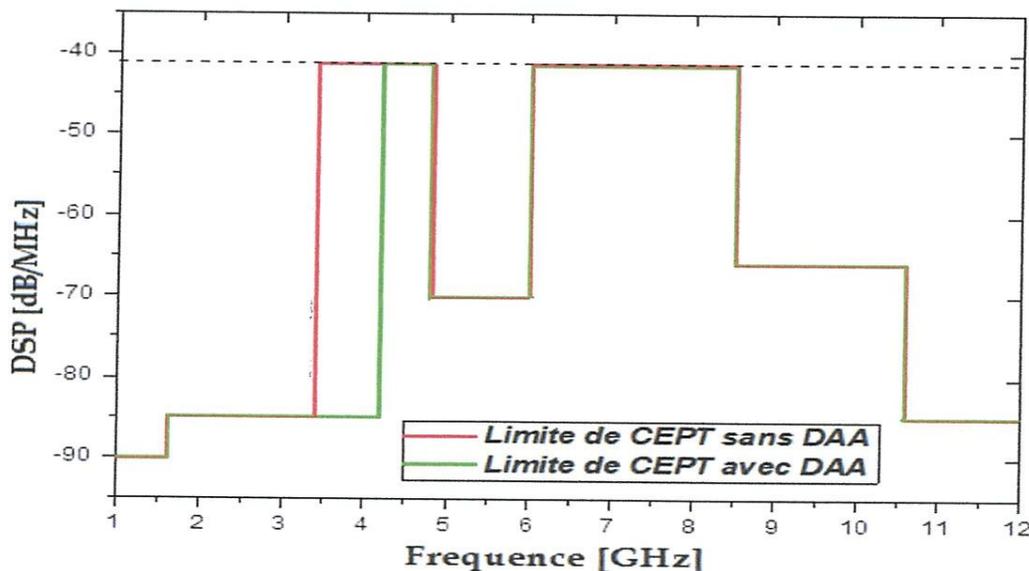


Figure I.6 : Les limites de la CEPT pour les systèmes de communication UWB (Proposition de février 2006)

## I.5.3 Régulation de l'UWB Asie Pacifique

### I.5.3.1 Au japon

Au Japon, en août 2005, le ministère de l'intérieur et de la communication (MIC)[I.23] en charge de la réglementation des télécommunications a autorisé l'émission de signaux UWB sans licence. Dans un premier temps, cette autorisation concerne les bandes 3.4 à 4.8 GHz et 7.5 à 10.25 GHz avec les mêmes contraintes en puissance que la FCC. Dans la bande 3.4-4.8 GHz, le japon a adopté des techniques de mitigation sur le modèle européen. Une «phased approach » permettant la commercialisation d'une première génération d'équipements dans la bande 4.2-4.8 GHz sans technique de mitigation avait également été mise en place jusqu'à la fin de l'année 2008 (Figure (I.7)).

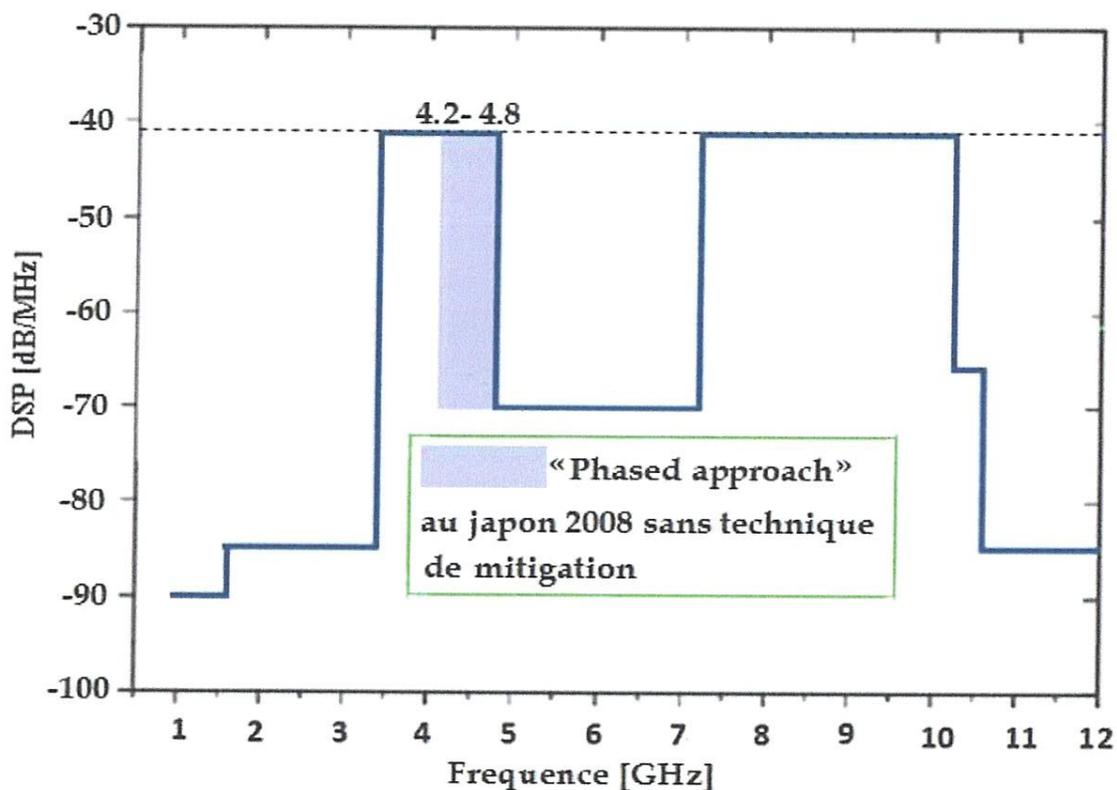


Figure I.7 : masque d'émission au Japon 2008 sans technique de mitigation

### I.5.3.2 À Singapour

En février 2003, l'autorité de régulation Singapourienne IDA (Infocom Development Authority) a créé une zone de recherche sur l'ULB, appelée UWB friendly zone, qui permet de déployer des tests et des démonstrateurs à Singapour avec des expérimentations utilisant des émissions de puissance jusqu'à -10 dB au-dessus de la limite de la FCC et une bande s'étalant de 2 GHz à 10 GHz [I.21]. En cela, l'IDA tent de donner une avance significative a Singapour dans les nouvelles technologies de communication, afin de rester scientifiquement et économiquement concurrentiel.

### I.5.3.3 En Corée

En Corée, l'institut de recherche de l'électronique et de télécommunications (ETRI) à recommandé les masques à un niveau d'émission beaucoup plus bas que le masque spectral de FCC (5GHz à 10.25 GHz) avec les mêmes contraintes en puissance que la FCC (- 41.3 dBm).

### I.5.3.4 À Hong Kong

Le bureau de l'autorité de télécommunications (OFTA) a annoncé en mai 2005 le dégagement d'une bande de 3,1 à 10.6GHz pour des épreuves techniques d'UWB. Cette bande de fréquence s'étendant de 3.1GHz à 10.6GHz est assignée pour des épreuves d'intérieur. La bande de 4,2 à 10.6GHz est assignée pour des épreuves extérieures.

La densité autorisée par l'EIRP pour des épreuves d'intérieur et extérieures est détendue par 8.3dB relatives aux masques de la FCC -UWB. Les propositions d'UWB au Japon, en Corée, au Singapour et à Hong Kong avec celles de la FCC sont illustrées sur la figure I.4.

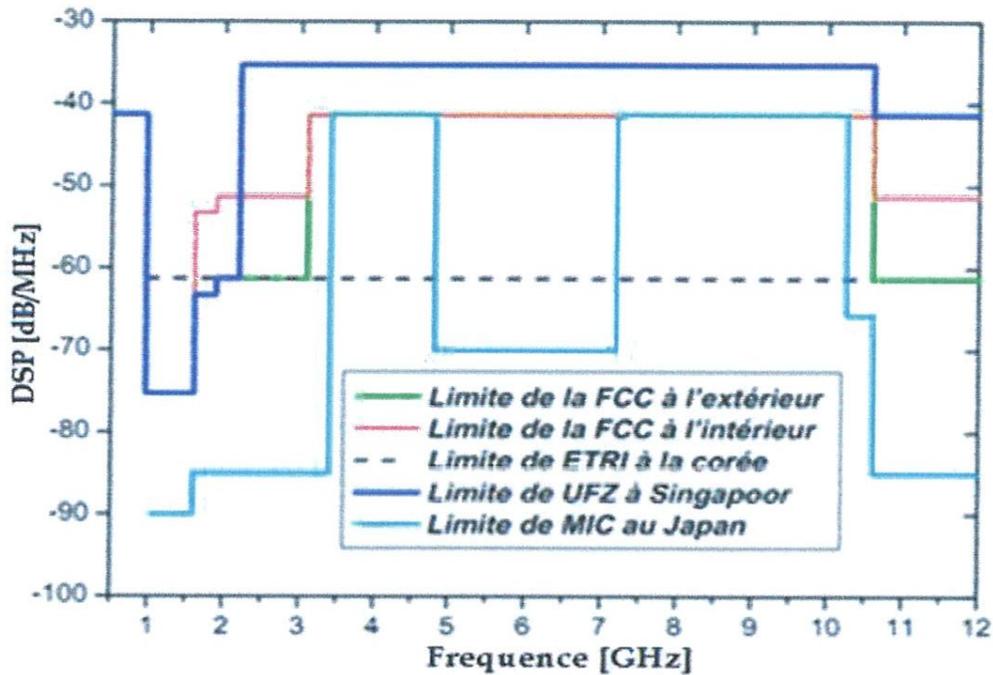


Figure I.8 : Les limites proposées en Asie pour les systèmes UWB

## I.6 Les Standards UWB

Une norme est la condition préalable à toute technologie pour grandir et se développer, car il rend possible la large acceptation et la diffusion de produits à partir de plusieurs fabricants avec une économie d'échelle qui réduit les coûts pour les consommateurs. Conformité aux normes, il est possible pour les différents fabricants de créer des produits qui sont compatibles et changeables avec les autres [I.24]. Dans le sujet d'UWB, l'IEEE est en activité afin de définir une couche physique radio de l'UWB.

### I.6.1 La Standard IEEE 802.15.3a

La norme IEEE 802.15.3a est développée pour les systèmes de communication sans fil à hauts débits (supérieur à 50Mbps) pour des portées inférieures à 10 mètres, tel que les réseaux sans fil personnel (WPANs). Lorsque la distance est largement réduite entre 4 et 2 mètres, le débit va augmenter jusqu'à 200Mbps et 480Mbps respectivement. Pour la norme IEEE 802.15.3a, Il existe deux propositions concurrentielles, le DS-UWB (direct séquence UWB) et le MB-OFDM (multi-bandes OFDM).

## **I.6.2 La Standard IEEE 802.15.4a**

L'IEEE 802.15.4a est concentré sur les systèmes radio impulsionnels (IR-UWB) le faible coût, le bas débit (>250kbps), la basse complexité et la basse puissance d'énergie [I.26].

## **I.7 Conclusion**

Ce premier chapitre nous a permis d'introduire la technologie UWB. Le bref historique a présenté l'UWB depuis son origine lorsqu'elle était utilisée dans les radars pour la localisation à aujourd'hui où elle représente un grand intérêt pour les communications sans fil. Les principales caractéristiques de cette technologie, sa large occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution temporelle, ont permis à la communauté scientifique et industrielle d'envisager un certain nombre d'applications attrayantes comme les réseaux WPAN très haut débit, des applications domotiques, etc. Des masques de puissance imposant les règles d'émissions des signaux UWB ont été mises en place par les instances de réglementation des différents continents et pays. Comme nous l'avons vu, les systèmes UWB peuvent être essentiellement divisés en deux catégories utilisant différemment la totalité du masque fréquentiel (3.1-10.6 GHz pour la réglementation américaine) : les systèmes IR-UWB et les systèmes Multi-bande.

# *Chapitre II :*

## *Théorie des Antennes*

# Chapitre II

## Théorie des Antennes

### II.1 Introduction

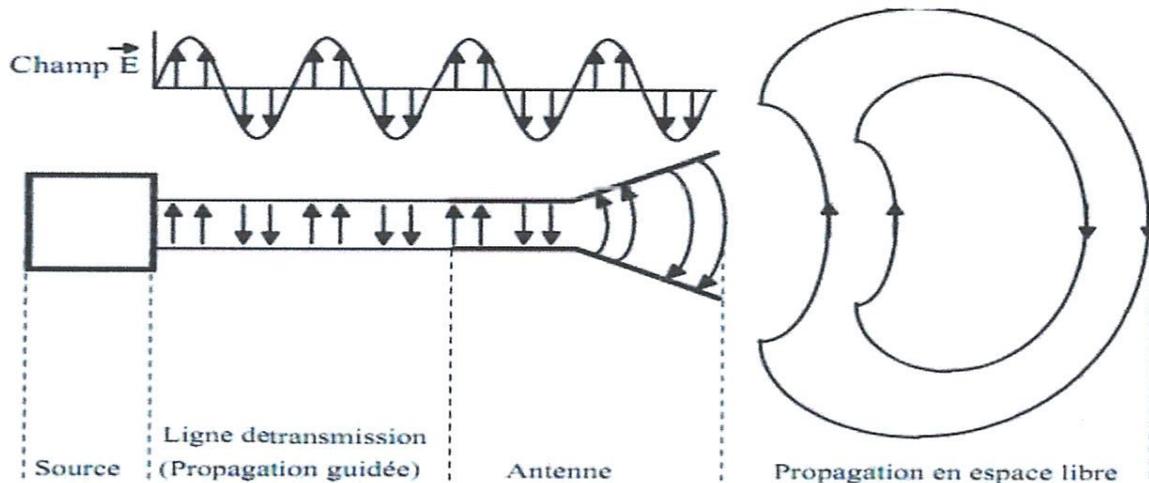
Une antenne fonctionnant en émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre une source (émetteur) et l'espace dans lequel cette énergie va se propager. Réciproquement, l'antenne de réception va assurer la liaison entre l'onde captée et le récepteur [II.1] [II.2] [II.3].

Généralement, la source ligne coaxiale ou un guide d'ondes l'émission (ou récepteur) et reliée à l'antenne par une ligne coaxiale ou un guide d'ondes [II.4] [II.5]. Les antennes sont utilisées dans des gammes de longueurs d'onde très différentes, pour un très grand nombre d'applications dont nous ne citerons que quelques exemples [II.6] :

- ondes kilométriques (30 kHz-300 kHz) et hectométrique (300 kHz-3000 kHz) pour la radiodiffusion à modulation d'amplitude ou les liaisons avec les sous-marins ;
- ondes décimétrique (3 MHz-30 MHz) pour les liaisons radio intercontinentales ou maritimes ;
- ondes métrique (30 MHz-300 MHz) pour la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision, la radionavigation ;
- ondes décimétriques (30 MHz-3000 MHz) pour la télévision, la télévision, le radar, les liaisons avec les mobiles ;
- ondes centimétrique (3 MHz-30 GHz) pour les liaisons terrestres par faisceaux hertziens, les liaisons spatiales avec les satellites artificiels ou les sondes spatiales ainsi que pour la radiodiffusion, la télédétection par satellites artificiels, etc. [II.7].
- ondes millimétrique (30 GHz-300 GHz) pour la radioastronomie et certains radars.

## II.2 Définition d'une Antenne

Une antenne est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre une onde se propageant dans l'espace libre et une ligne de transport de puissance [II.8].



**Figure II.1:** L'Antenne comme un dispositif de couplage entre les ondes guidées et les ondes rayonnées.

Ses principaux rôles sont :

- ❖ permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation
- ❖ assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées
- ❖ transmettre le plus fidèlement possible une information.

## II.3 Les Paramètres Caractéristiques d'une Antenne

De nombreux paramètres ont été définis pour rendre compte des propriétés électriques et électromagnétiques des antennes. Généralement, les antennes sont caractérisées en considérant d'une part les propriétés liées au circuit électrique qui leur est associé (impédance, coefficient de réflexion, taux d'onde stationnaire) et d'autre part celles liées au rayonnement électromagnétique (diagramme de rayonnement, directivité, gain, efficacité, polarisation). Cette description est classique [II.9] [II.10] et les définitions standards des caractéristiques des antennes sont spécifiées dans une note spéciale de l'IEEE [II.11]. Pour une meilleure compréhension de la problématique dans le contexte des antennes UWB et ensuite des développements que nous

proposerons, un résumé des caractéristiques « classiques » des antennes est présenté dans cette partie.

### II.3.1 Caractéristiques Electriques des Antennes

Du point de vue de la théorie des systèmes linéaires, à l'émission, l'excitation peut être considérée comme un générateur de Thévenin

$$(V_G, Z_G = R_G + jX_G) \quad (II.1)$$

et l'antenne comme un dipôle passif d'impédance complexe

$$Z_A = (R_{AL} + R_{AR}) + jX_A \quad (II.2)$$

La résistance correspond à la résistance de pertes et  $R_{AR}$  à celle de rayonnement. Figure II.2 illustre le schéma électrique équivalent d'une antenne émettrice. Le plan (a, b) permet de distinguer la partie source de la partie antenne.

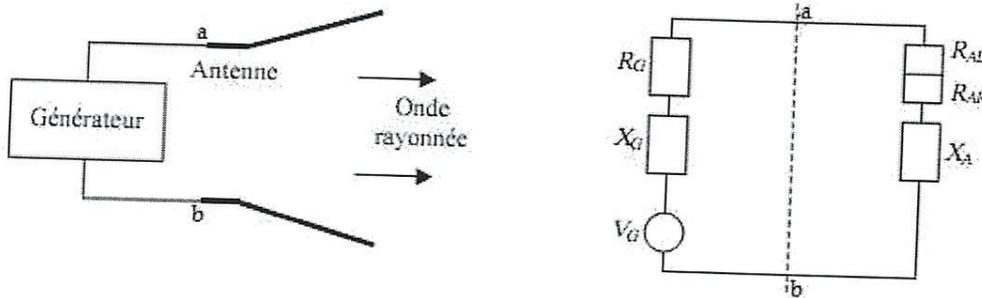


Figure II.2: Schéma électrique équivalent de la source et de l'antenne à l'émission

#### a) Impédance d'Entrée

Considérons une antenne dont on peut définir les deux bornes d'entrée a et b. Soient  $V_e$  la tension entre les bornes a et b et  $I_e$  le courant d'alimentation de l'antenne. L'impédance d'entrée de l'antenne est donnée par :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} \quad (II.3)$$

#### b) Bande d'Utilisation

La définition de la bande d'utilisation fait intervenir des notions très diverses. Elle peut être limitée par :

- Le Rapport d'onde stationnaire ROS maximal admissible (désadaptation de l'antenne par rapport aux systèmes d'émission et / ou de réception), par exemple  $ROS < 2$ .
- La variation du gain de l'antenne.
- La déformation du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence.

Pour les antennes constituées d'éléments rayonnants résonnants (dipôles demi -onde, antenne microbande) qui ont une bande d'utilisation faible, on définit la largeur de bande en pourcentage % comme suit :

$$B(\%) = 100 \times \frac{F_s - F_i}{F_c} \quad (II.4)$$

Où  $F_c$  est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue,  $F_s$  et  $F_i$  sont les fréquences limites supérieures et inférieures (pour un ROS donné).

### c) Rendement

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p}; \quad (II.5)$$

$R_r$ : Résistance liée à son rayonnement.

$R_p$ : Résistance liée aux pertes de l'antenne.

### d) Coefficient de Réflexion

Le coefficient de la réflexion  $|\Gamma|$  ( $|S_{11}|$ ) est défini :

$$|\Gamma| = \frac{\text{puissance Rejetée}}{\text{puissance d'incident}} \quad (II.6)$$

$Z_L$  et  $Z_A$  sont l'impédance de la ligne de transmission et l'impédance d'antenne respectivement.

### e) Perte de Retours

La perte de retour représente la puissance perdue ou reflétée due à une charge qui est mal adaptée et peut être calculé par :

$$R_L = -20 \log |\Gamma| = -10 \log |S_{11}|^2 [dB] \quad (II.7)$$

Une bonne adaptation d'impédance est indiquée par une perte de retour inférieure à  $-10dB$

### f) Rapport d'Onde Stationnaire (TOS)

Le taux d'onde stationnaire (TOS ou en anglais VSWR Voltage Standing Wave Ratio) défini par :

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (II.8)$$

Il faut noter que ces deux derniers paramètres  $R_L$  et  $TOS$  ne donnent alors plus d'indication sur la phase du signal réfléchi de par leur définition qui ne nécessite pas de tenir compte de cette information.

Au niveau de la réception, l'antenne peut être considérée encore comme un dipôle mais dans ce cas il s'agit d'un dipôle actif modélisé par un générateur équivalent de Thévenin caractérisé par  $(V_{oc}, Z_A)$ . La tension  $V_{oc}$ , correspond à la tension en circuit-ouvert induite au niveau de l'antenne. La Figure II.3 illustre le schéma électrique équivalent du dispositif à la réception où la charge est modélisée par une impédance [II.6].

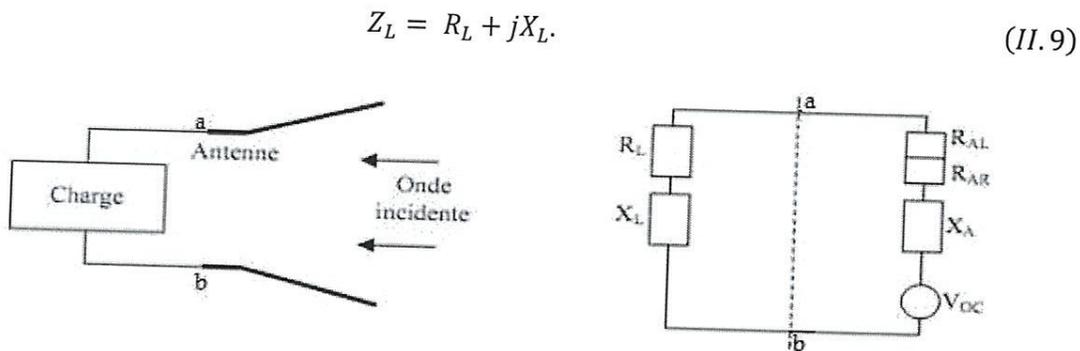


Figure II.3 : Schéma équivalent électrique du dispositif à la réception

A partir de cette modélisation (émission - réception), il est possible de déduire simplement l'expression des puissances mises en jeu en fonction des éléments des montages électriques équivalents.

### g) Largeur de Bande Adaptée

La largeur de bande adaptée indique une gamme des fréquences pour les quelles l'antenne accepte plus de 90% de la puissance appliquée à ses bornes

d'entrée, c-à-d une perte de retour inférieure -10 dB ou à un TOS inférieur ou égale à 2.0.

### h) Efficacité d'une Antenne

L'efficacité  $\rho$  d'une antenne due aux réflexions est également présentée à partir des coefficients de la réflexion par la définition suivante :

$$\rho = 1 - |\Gamma|^2 \quad (II.10)$$

## II.3.2 Caractéristiques de Rayonnement

### a) Diagramme de Rayonnement

Le champ rayonné à grande distance est en fonction de  $\theta$  (angle de Site : plan vertical) et  $\varphi$  (angle d'Azimut : plan horizontal). Il peut s'écrire en conséquence, à un facteur près, sous la forme :

$$E(\theta, \varphi) \sim F(\theta, \varphi) \quad (II.11)$$

La fonction  $F(\theta, \varphi)$  est appelée la fonction caractéristique de rayonnement.

Le diagramme de rayonnement est la représentation de l'intensité de rayonnement  $K(\theta, \varphi)$  qui va être définie ultérieurement, en fonction des angles de déviation  $(\theta, \varphi)$  dans l'espace. C'est une représentation qui nous donne les directions de rayonnement les plus efficaces de l'antenne. Ces diagrammes sont caractérisés par un lobe principal et des lobes secondaires.

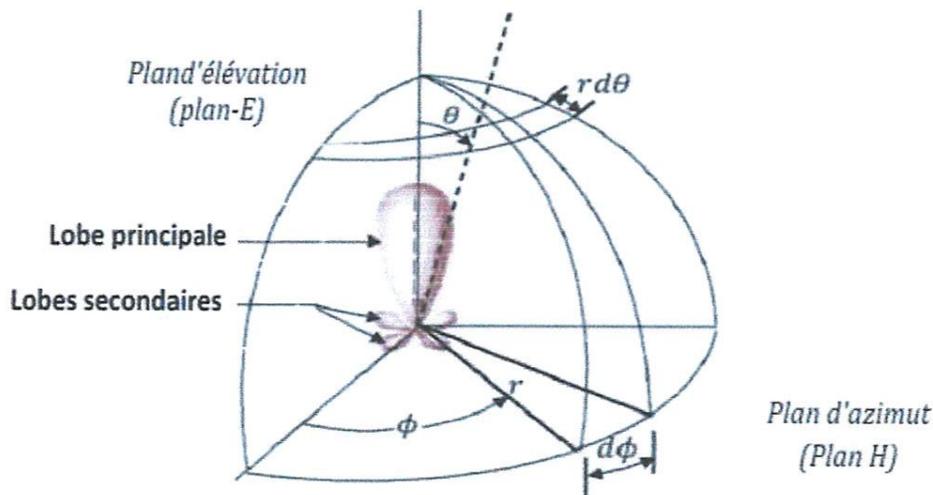


Figure II.4: Système de coordonnées utilisé dans le diagramme de rayonnement

➤ Lobe principale :

La quasi-totalité de la puissance est concentrée dans la direction du maximum de rayonnement, formant ce qu'on appelle le lobe principal. La caractéristique qu'on associe à celui-ci est ça la largeur à mi-puissance, également appelé largeur a  $-3dB$ .il arrive parfois de mesurer la largeur a  $-10dB$ , lorsque l'antenne présente un lobe principal très étroit.

➤ Les lobes secondaires :

En dehors du lobe principal, la puissance rayonnée est répartie dans l'espace, formant ce qu'on appelle les lobes secondaire ou latéraux. Ces dernier sont caractérisés par leurs niveaux et leurs position par rapport au maximum de rayonnent. Le premier lobe secondaire est celui auquel on se réfère le plus souvent.

➤ Ouverture a  $-3dB$  :

L'angle d'ouverture a  $-3 dB$  est l'angle que font entre elle les deux direction du lobe principale selon lesquelles la puissance (ou champ) rayonnée est égale à la moitié (ou à 0.7) de la puissance (ou champ) rayonnée dans la direction de rayonnement max.

**b) Puissance Rayonnée**

La puissance rayonnée est la puissance qui traverse une sphère de rayon infini. Elle est déterminée en intégrant le vecteur de Poynting sur une surface sphérique. Le vecteur de Poynting dans la zone de rayonnement est défini par :

$$\bar{P} = \frac{1}{2} R_e(\bar{E} \times \bar{H}^*) \quad (II. 11)$$

La puissance rayonnée à travers une sphère de rayon infini est donnée par:

$$W = \lim_{r \rightarrow \infty} \oint \hat{n} \langle P \rangle ds \quad (II. 12)$$

Avec  $\hat{n}$  est un vecteur normal à tout point de la surface de la sphère.

**c) Directivité**

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace. La directivité est le quotient de l'intensité de rayonnement dans une direction  $\Delta (\varphi, \theta)$ , par la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement pour toutes les directions de l'espace.

$$D = \frac{K(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \iint K(\theta, \varphi) d\Omega}; \quad (II.13)$$

Une antenne isotrope rayonne uniformément la même densité de puissance quel que soit la direction.

**d) Gain**

Le gain est une quantité descriptive de la performance d'une antenne. Le gain d'une antenne isotrope est pris comme une référence unité (0 dB) [II.6]. Le gain d'une antenne dans une direction donnée est le rapport de l'intensité de rayonnement et de celle d'une antenne isotrope.

$$G = 4\pi \cdot \eta \cdot \left( \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \right) = \eta \cdot D(\theta, \varphi) \quad (II.14)$$

**e) Résistance de Rayonnement**

Soit  $P_r$  la puissance active rayonnée par une antenne. 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 :

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

**f) L'efficacité de Rayonnement**

Elle correspond au rapport entre la puissance rayonnée et la puissance admise par l'antenne ou au rapport entre le gain intrinsèque et la directivité ou encore au rapport entre la résistance de rayonnement et la résistance totale de l'antenne (résistances de rayonnement et de pertes). Elle traduit les pertes introduites par les matériaux constituant l'antenne (propriétés diélectriques, magnétiques et conductrices).

## g) 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 (Figure II.5). 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.

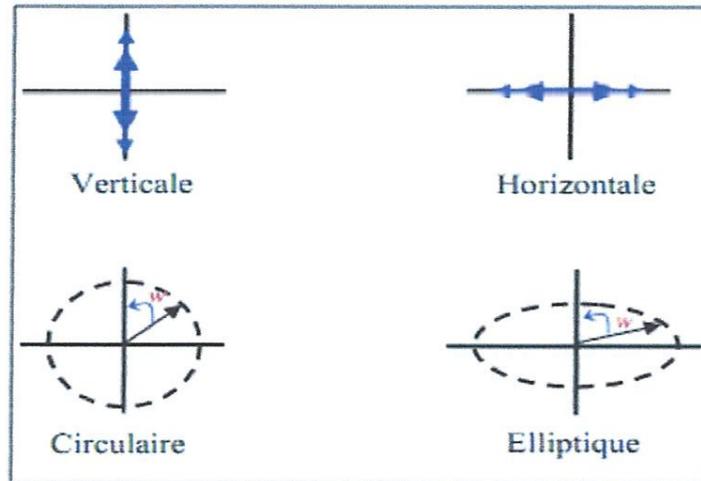


Figure II.5 : Polarisation du champ électromagnétique.

## II.4 Théorie des Antennes Imprimée

Le concept des antennes imprimé est apparu dans les années 1950 avec G. A. Deschamps [II.12], mais il faudra attendre les années 70 pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 90 pour un véritable passage au stade industriel.

L'intérêt d'une structure d'antenne imprimée possédant les mêmes performances qu'une antenne sur plan de masse (adaptation d'impédance, rayonnement) est évident ; l'antenne est ainsi compacte, légère, faible coût et facile à fabriquer, ...etc. Une antenne à éléments rayonnants imprimés est constituée d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique, dont la surface porte un ou plusieurs éléments métallisés (figure II.6), appelés en anglais « patch » (« pavé » ou « motif » en français) [II.13] [II.14] [II.15].

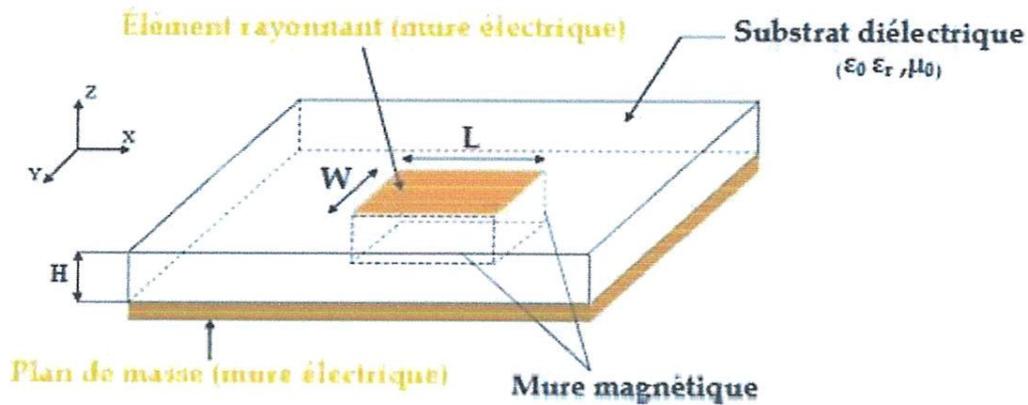


Figure II.6 : Schéma de principe d'une antenne à éléments rayonnants imprimés

Ces éléments rayonnants sont de différentes formes et leur alimentation peut être effectuée par divers procédés permettant d'obtenir un diagramme en polarisation linéaire ou circulaire [II.14] [II.16].

Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :

- ❖ La permittivité relative de diélectrique ( $\epsilon_r$ ).
- ❖ La tangente des pertes ( $\tan\delta$ ) dans ce même substrat, avec dominance des pertes par effet joule.
- ❖ L'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre).
- ❖ Les dimensions de l'élément rayonnant ( $L, W$ ).

#### II.4.1 Le Plan de Masse

Doit être théoriquement de dimension infinie mais en pratique celui-ci est plutôt, pour des raisons d'encombrement, de l'ordre de 3 ou 4 longueur d'onde. Il arrive cependant que celui-ci soit très réduit, ce qui bien évidemment modifie les caractéristiques de l'antenne initiale, parfois de manière très prononcée [II.18].

### II.4.2 Le Substrat

Les caractéristiques du substrat conditionnent également le comportement de l'antenne. On choisit en général un diélectrique de faible hauteur vis-à-vis de la longueur d'onde  $\lambda$  d'utilisation (quelques  $\lambda/10$ ), idéalement la permittivité relative du substrat doit être faible ( $\epsilon_r \leq 3$ ) de façon à permettre le rayonnement, en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse. Les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon  $2 \leq \epsilon_r \leq 3$  et  $tg \delta \approx 10^{-3}$ , du polypropylène ( $\epsilon_r = 2.18$  et  $tg \delta = 3 * 10^{-4}$ ) ainsi que des mousses synthétiques contenant beaucoup de minuscules poches d'air ( $\epsilon_r = 1.03$  et  $tg \delta \approx 10^{-3}$ ). Le substrat est caractérisé par sa permittivité relative  $\epsilon_r$ , sa hauteur  $h$  et son facteur de perte  $tg \delta$ , il doit répondre à certaines exigences :

Une conservation de la forme originale

- ✓ La stabilité en température (pour soudure) et aux conditions atmosphériques
- ✓ L'uniformité de la permittivité relative et de hauteur (sur de grande plaque)
- ✓ faible pertes diélectrique  $tg \delta \approx 10^{-3}$  pour une meilleure efficacité
- ✓ Une résistance aux produits chimiques
- ✓ Une faible rugosité

Substrat mince avec des constantes diélectrique élevées sont souhaitables pour les circuits micro-ondes, car ils nécessitent étroitement liée champ pour minimiser le rayonnement indésirable et le couplage [II.18] [II.19].

### II.4.3 Éléments rayonnants

Les métallisations sont en très bons conducteurs tels que le cuivre, l'argent ou l'or (de conductivités respectives  $\sigma = 5.8 * 10^7, 6.2 * 10^7$  et  $4.1 * 10^7 S/m$ ). Afin de faciliter les études analytiques des formes régulières sont souvent rencontrées : rectangulaires, circulaires, triangulaires, elliptiques, Annulaire, Diamant, Trapèze,...etc. Figure II.7.

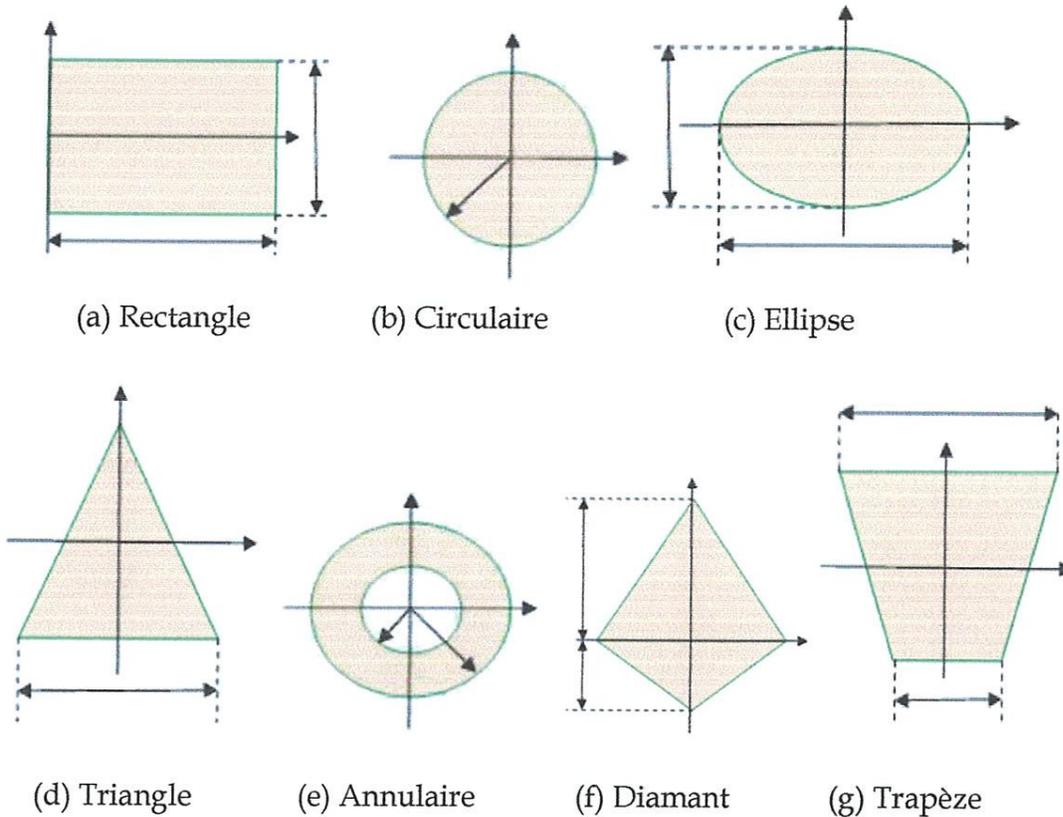


Figure II.7 : Divers types d'éléments rayonnants.

Il existe une grande variété de forme que peut prendre une antenne plaquée ou imprimée. Il y a tout d'abord le dipôle imprimé, qui attire par sa petitesse quelque application. Cependant son exploitation reste limitée à cause de sa bande passante très étroite. Les plus souvent rencontrées, sont les antennes rectangulaires ou carrées, circulaires et elliptiques. Elles sont simples à réaliser, et ont été étudiées et modélisées par plusieurs auteurs [II.19] [II.20]. On trouve également d'autres formes plus complexes et plus difficiles à analyser. Elle résulte souvent de la combinaison de deux formes simples et sont utilisées dans certaines applications particulières.

Le choix de la forme d'antenne dépendra du type d'application désiré et des paramètres qu'on cherche à optimiser (bande passante, gain et efficacité, impédance d'entrée, niveaux des lobes secondaires, ...etc.). Parmi toutes les formes l'élément rectangulaire est sans contexte le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes patch. Mais tout d'abord se pose la question d'alimenter une telle structure [II.18].

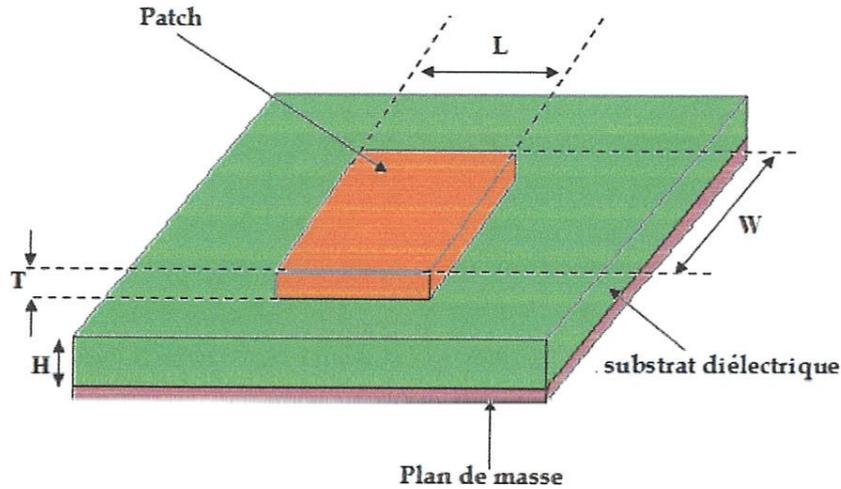


Figure II.8 : Présentation d'une antenne patch a élément rectangulaire

Pour un patch rectangulaire, sa longueur  $L$  est généralement  $0.3333\lambda_0 < L < 0.5\lambda_0$ , ou  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans l'espace libre. Le patch est conçue de façon qu'il soit très mince ( $T \ll \lambda_0$ , ou  $T$  est l'épaisseur du patch) La taille  $H$  du substrat diélectrique est habituellement  $0.003\lambda_0 < H < 0.05\lambda_0$  [II.19] [II.20] [II.21] [II.22].

Pour augmenter la bande passante, on peut aussi utiliser des éléments rayonnants étagés (figure III.9) : [II.14]

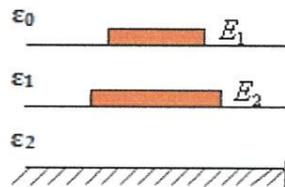
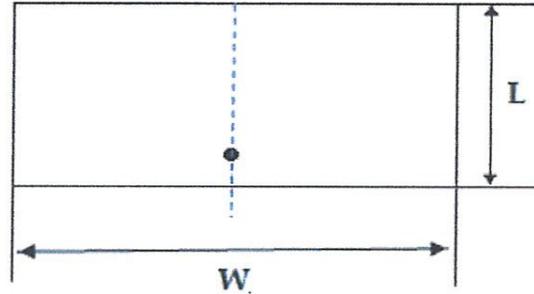


Figure II.9 : Eléments rayonnants étagés

- Un premier élément  $E_1$  sur un substrat de permittivité  $\epsilon_0$  de fréquence centrale  $f_1$  [II.14] [II.22].
- Un second élément  $E_2$  sur un substrat de permittivité  $\epsilon_1$ , de fréquence centrale  $f_2$  au-dessus du plan de masse de la structure [II.14].

Si les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  sont relativement voisines. Le couplage électromagnétique entre les deux éléments superposés permet un élargissement de la courbe de réponse fréquentielle de l'ensemble [II.14] [I.17].

C'est l'élément rayonnant le plus utilisé est celui de forme rectangulaire, dont l'axe de symétrie passe par le point d'excitation [I.14].



**Figure II. 10** : élément rayonnant rectangulaire dont l'axe de symétrie passe par le point d'excitation

Ses dimensions sont la largeur  $W$  qui doit être inférieure à  $\lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$  pour éviter les modes d'ordre supérieur et sa longueur  $L$ , très légèrement inférieure à la demi-longueur d'onde dans le diélectrique de permittivité équivalente  $\epsilon_e$  [II.14] [II.17] [II.22].

$$L = 0.49\lambda_e = 0.49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (II. 19)$$

$\epsilon_e$  se calcule conformément aux formules situées au-dessous [II.23] :

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[ \left( \sqrt{1 + 12 \frac{H}{W}} \right)^{-1} + 0.04 \left( 1 - \frac{W}{H} \right)^2 \right] \text{ pour: } \frac{W}{H} \leq 1 \quad (II. 20)$$

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[ \left( \sqrt{1 + 12 \frac{H}{W}} \right)^{-1} \right] \text{ pour: } \frac{W}{H} \geq 1 \quad (II. 21)$$

Vu la faible hauteur  $H$  des substrats par rapport à la largeur  $W$  de la métallisation, on se trouve dans le cas où  $\frac{W}{H} \geq 1$ , si bien que  $\epsilon_e$  est voisin de  $\epsilon_r$ , pour les valeurs de  $\epsilon_r$  utilisées [II.14] [I.16].

Il existe aussi des éléments rectangulaires dont la longueur  $L = \lambda_e/4$ , l'extrémité opposée à l'alimentation est court-circuitée par des petits barreaux qui relient le bord de l'élément au plan de masse. On utilise également des éléments de longueur  $L = \lambda_e$ , avec une alimentation centrale [II.14].

#### II.4.4 Alimentation des Eléments Rayonnants

L'alimentation joue un rôle très important lors de la conception des antennes imprimées. Elle peut modifier les caractéristiques de rayonnement de celles-ci. L'alimentation pourra être soit centrée soit arbitraire par rapport à la géométrie de l'élément. Par sa position, elle détermine l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation. Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner [II.19].

##### II.4.4.1 Alimentation par Ligne Microstrip

Dans cette méthode d'alimentation, une ligne microruban (généralement de  $50 \Omega$ ) est connectée directement au bord du patch rayonnant. La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch. Ce genre d'alimentation a l'avantage que l'alimentation peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure plane. C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser [II.19] [II.24] [II.25].

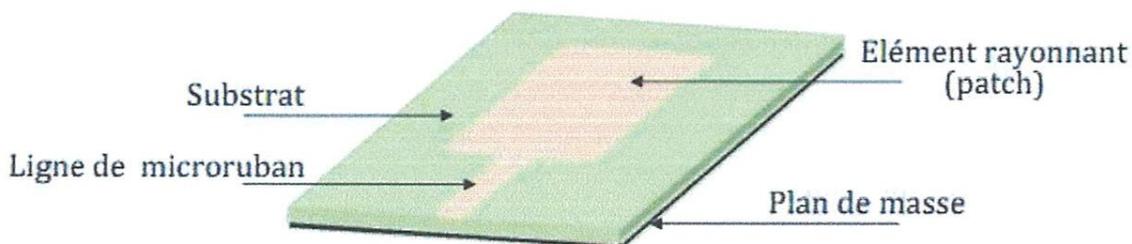


Figure II.11 : Antenne imprimée alimentée par une ligne micro-ruban

L'alimentation peut se faire par connexion directe à une ligne microbande dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément (figure II.11.a) ou décalé par rapport à cet axe de symétrie (figure II.11.b) si cela permet une meilleure adaptation d'impédance,

dans ce but, l'alimentation axiale avec une encoche donne de bons résultats (figure II.11.c) [II.14] [II.16] [II.26].

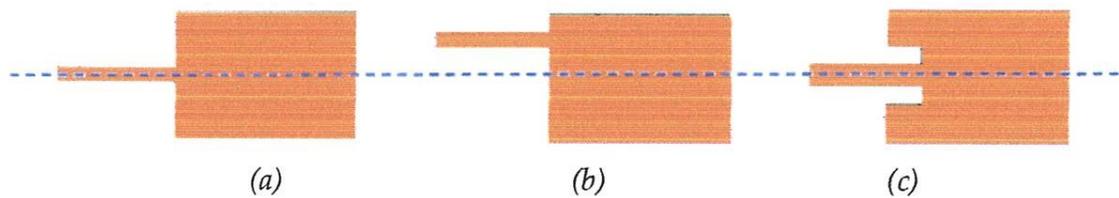


Figure II.12 : Alimentation par une ligne microbande : a. axiale, b. décalée, c. axiale avec encoche.

L'avantage de ce type d'alimentation est sûrement la moins coûteux et la plus aisée est qu'elle peut être gravée sur la même face de l'antenne, elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées, Les principaux inconvénients de cette structure simple sont [II.27]:

- les couplages parasites dû la réalisation de la ligne de transmission et du résonateur sur le même substrat, et qui diminuent les performances de l'antenne au-delà de quelques GHz
- la nécessité d'ajouter un transformateur d'impédance pour obtenir l'adaptation entre la ligne d'alimentation et le résonateur.

On peut distinguer trois types d'alimentation [II.15] :

❖ **Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant:**

Dans ce cas la ligne d'alimentation entre en connexion directement sur le côté rayonnant du patch figure II.13.a, cette technique est l'une des méthodes les plus utilisées. Il existe une variation de l'impédance d'entrée car le point d'alimentation est déplacé le long de ce côté.

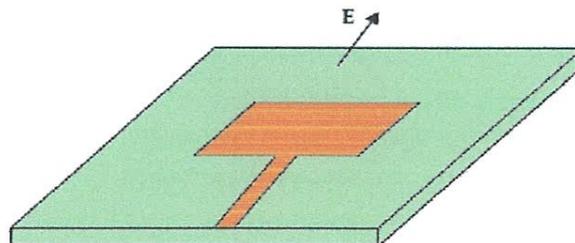


Figure II.13.a : Le patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant

❖ **Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant:**

La ligne d'alimentation entre en contact avec le patch sur le bord non rayonnant figure II.13.b, dans ce cas les calculs sont plus complexes, car les courants de la ligne d'alimentation, sont orthogonaux à ceux du patch.

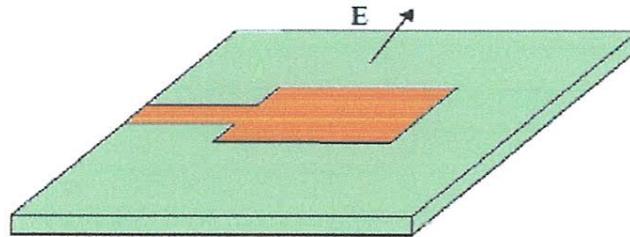


Figure II.13.b : Le patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant

❖ **Antenne patch rectangulaire couplée capacitivement à une ligne micro ruban:**

Dans ce cas l'élément rayonnant est couplé capacitivement à la ligne micro ruban injectée dans le substrat figure II.13.c. L'utilisation de substrats différents entre ligne d'excitation et antenne peut améliorer la largeur de la bande passante de l'antenne.

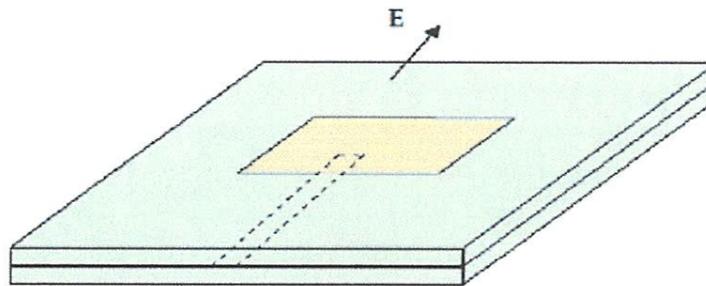


Figure II.13.c : Le patch couplé capacitivement à ligne micro ruban

#### II.4.4.2 Alimentation par une Sonde Coaxiale

Cette méthode d'alimentation a beaucoup été étudiée dans la littérature. Elle a l'avantage de positionner l'alimentation sous l'élément rayonnant et à utiliser une ligne non rayonnant (coaxial), ce qui diminue fortement de rayonnement parasite [II.13] [II.26], et qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication [II.24].

Le conducteur central du câble coaxial est soudé sur l'élément rayonnant après avoir traversé le plan de masse et le diélectrique. Le conducteur extérieur est quant à lui soudé au plan de masse [II.25] [II.27].

Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué [II.13] [II.21] [II.24].

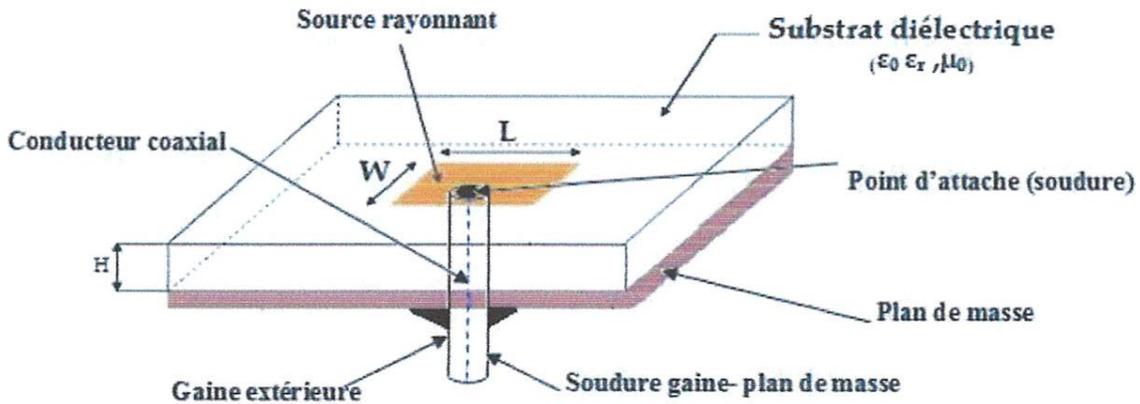


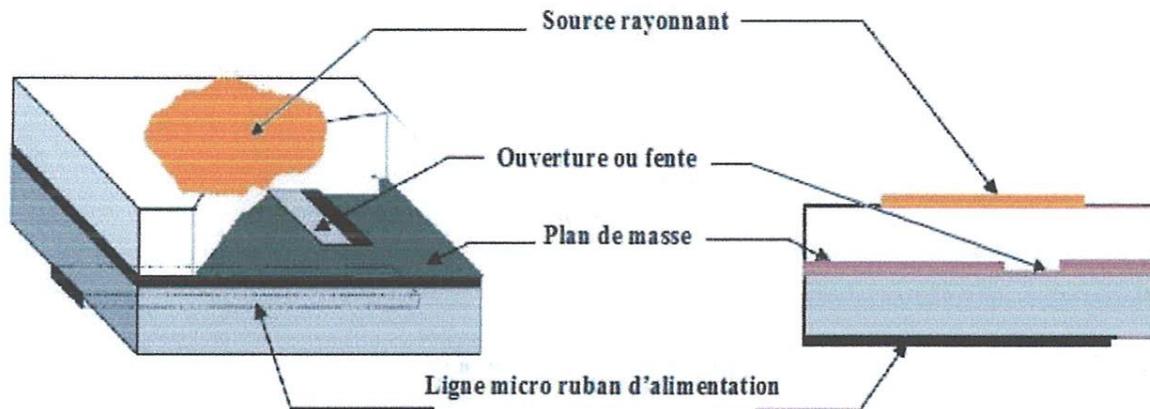
Figure II.14 : Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale

#### II.4.4.3 Alimentation couplée par fente (ouverture)

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la figure II.14. La conjonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse.

Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch [II.24] [II.25] [II.26] [II.27].

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante [II.24]. L'inconvénient de telle technique et sa complexité de fabrication. Cette complexité réside dans : l'ouverture dans le plans de masse, La réalisation de deux couche diélectriques [II.19] [II.22]. Elle reste tout de même utilisée pour certaines applications, car elle permet une amélioration de la bande passante qui peut aller jusqu'à 25% [II.19].



**Figure II.15 :** Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse.

#### II.4.4.4 Alimentation couplée par proximité

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur (figure II.16) [II.19] [II.24] [II.26].

L'avantage principal de cette technique est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (plus que 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, un pour le patch et un pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances de l'antenne [II.19] [II.24].

Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation nous citons la difficulté de fabrication à cause des deux couches diélectriques nécessitant un alignement approprié, ainsi que la difficulté d'intégration de dispositifs actifs [II.24].

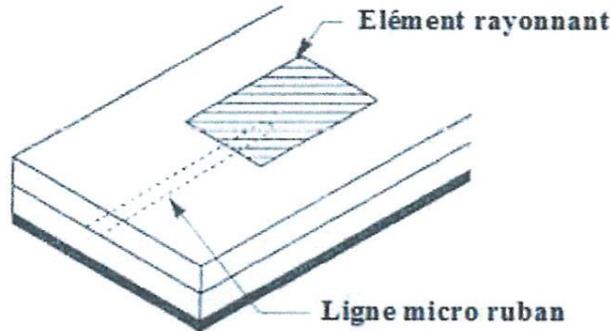


Figure II.16 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande

#### II.4.4.5 Alimentation par guide d'ondes coplanaires

Le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face du substrat. A cette partie est rajouté un élément rayonnant imprimé sur un second substrat déposé au-dessus à hauteur des fentes rayonnantes. Le pavé rayonnant est alors excité par couplage électromagnétique [II.13].

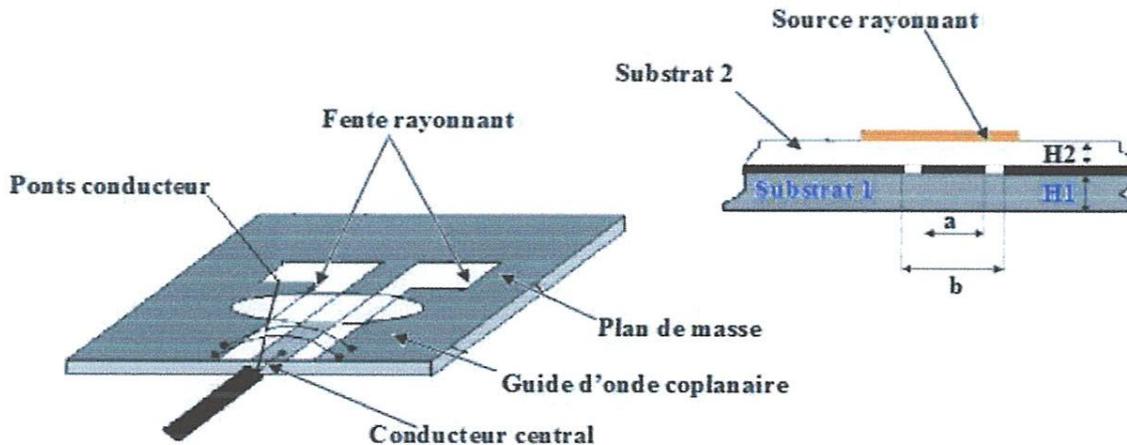


Figure II.17 : Alimentation par guide d'ondes coplanaires

#### II.4.4.5 Alimentation par fibres optiques

Ce type de liaison présente plusieurs avantages, comme une large bande passante, une forte liaison, une grande immunité au bruit, une taille et un poids réduits. Le concept est le suivant : une diode laser est modulée à l'aide d'une fibre optique. Sur le substrat de l'antenne une photodiode démodule le signal lumineux qui sera ensuite couplé à l'antenne imprimée par un circuit d'adaptation [II.19].

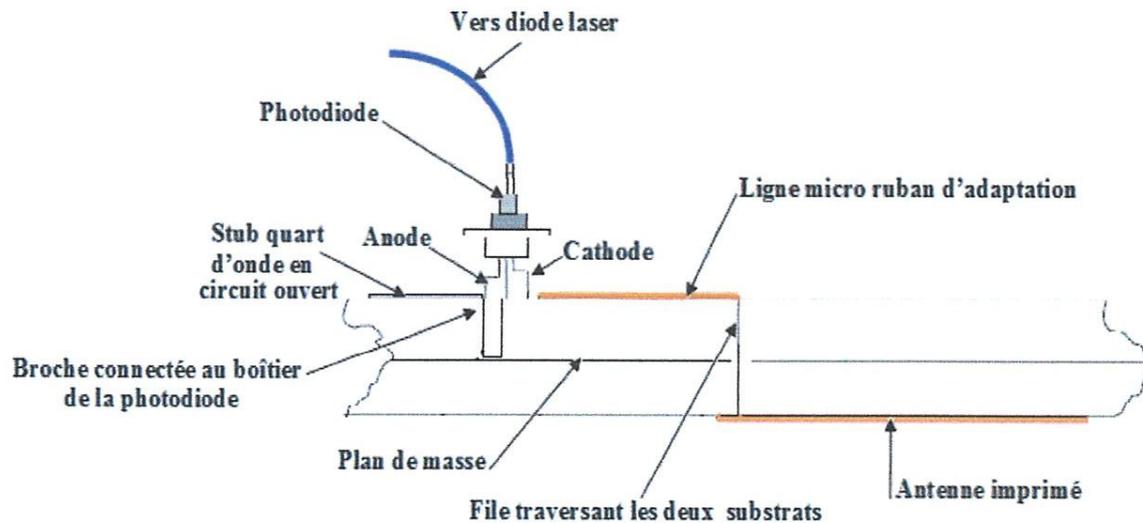


Figure II.18: Alimentation par fibre optique

## II.5 Méthodes de Simulations

En raison de la complexité géométrique des antennes UWB, il est très difficile de prévoir les caractéristiques de rayonnement des antennes en employant les modèles idéaux conventionnels. Ainsi la conception d'antennes exige des outils plus robustes de simulation. En conséquence, un certain nombre de logiciels ont été développés pour l'analyse et la conception des antennes et des circuits à haute fréquence. Les méthodes numériques utilisées dans ces logiciels sont :

### II.5.1 Méthode de Moments (MoM)

La méthode de moments (MoM) est une méthode fréquentiel. Elle est rendue populaire par Harrington en 1968.

La méthode des moments est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur [II.28].

Elle est basée sur le critère de nullité d'une fonctionnelle constituée à partir d'une intégrale des résidus, générée par la différence entre la solution approximative (fonction d'essai) et la solution exacte, pondérée par des fonctions de poids (fonctions de test) [II.29].

La fonction d'essai est exprimée sous forme de série de fonctions de base connues dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le système linéaire [II.29].

Les logiciels commerciaux les plus connus basés sur cette méthode sont : *Zeland IE3D*, *SuperNEC* et *Agilent ADS*.

### II.5.2 Méthode des Éléments Finis (FEM)

La méthode des éléments finis (FEM) a été développée en 1969 par Sylvester.

Cette méthode s'applique aux dispositifs micro-ondes de formes quelconques [II.30]. La méthode des éléments finis est une méthode rigoureuse, mais nécessite des temps de calcul importants ainsi qu'une grande ressource de mémoire du ordinateur.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, confère au maillage une très grande souplesse [II.13] [II.27]. Cette méthode permet l'étude de structures géométriques complexes et elle est donc parfaitement adaptée pour traiter les problèmes d'interconnexions lors de la conception des modules hyperfréquences [II.31]. Par contre, elle nécessite de gros moyens informatiques pour l'étude de structure complexes [II.19] [II.27].

Les éléments peuvent être très petits lorsque la géométrie est détaillée et plus grands ailleurs. Ces milieux sont caractérisés par leur permittivité  $\epsilon_r$ , leur perméabilité  $\mu_r$  ou

éventuellement leur conductivité  $\sigma$ . Ces grandeurs peuvent être réelles, complexes et/ou tensorielles. Le but de FEM est de calculer le champ aux coins des éléments [II.31].

Le logiciel *Ansoft HFSS* est le simulateur le plus connu basé sur cette méthode.

### II.5.3 Méthode des Différences Finies (FDTD)

La méthode des différences finies est proposée par Kane Yee en 1966 [II.34] [II.35] pour l'application aux équations de Maxwell dans l'espace libre.

La méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées [II.28] [II.33]. Le schéma proposé par Kane Yee permet de surmonter la difficulté due à la dépendance simultanée des champs électrique  $\vec{E}$  et champs magnétique  $\vec{H}$  entre eux, en effet, on obtient un schéma numérique explicite permettant le calcul du champ électromagnétique dans tout le volume d'étude en fonction du temps. Les composantes des champs électrique et magnétique sont décalées d'un demi-pas spatial et calculées de manière alternative et itérative, respectivement à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel [II.29].

Les logiciels commerciaux les plus connus basés sur cette méthode sont : *CST Microwave* et *Empire*.

## II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les principaux paramètres généralement utilisés pour caractériser les antennes. Nous avons vu qu'elles peuvent être modélisées par des circuits électriques mais aussi décrites par des paramètres de rayonnement, caractérisées par leurs propriétés de transmission ou encore étudiées comme des réseaux définis par les paramètres S.

L'essentiel de la théorie des antennes imprimé et les différentes méthodes pour l'analyse et la conception de ces antennes son aussi présenté.

Dans le cas des antennes UWB il est nécessaire d'introduire une caractérisation complémentaire pour tenir compte de leurs propriétés spécifiques comme nous le verrons dans la suite.

# *Chapitre III :*

*État de l'Art sur les Antennes UWB*

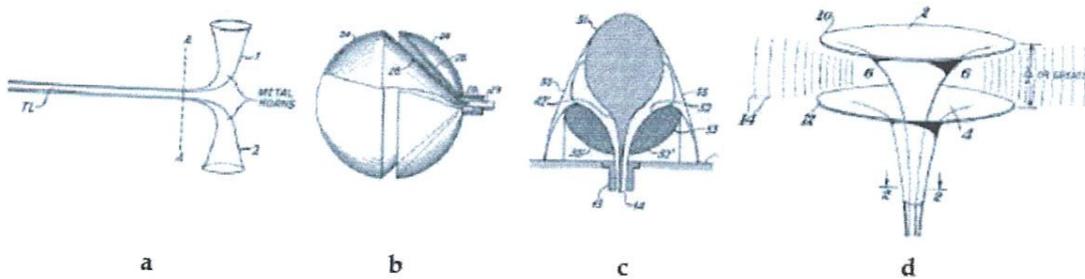
# Chapitre III

## État de l'Art sur les Antennes UWB

### III.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, La technologie ULB a suscité beaucoup d'intérêts parmi la communauté scientifique mondiale durant ces 3 dernières années (depuis l'annonce de la FCC en février 2002). Ceci s'est traduit par une forte évolution de l'état de l'art durant cette période. Le nombre conséquent de publications (plusieurs centaines sur les antennes ULB) montre à quel point les antennistes ont relevé le défi de la conception d'antennes pour les communications ULB. Précisons que lorsque l'auteur a débuté ce travail de thèse (février 2002), la littérature ne propose que peu de publications dédiées à l'antenne ULB (antenne pour la mesure de canal de E. Zollinger [III.1], antenne pour les applications de communications militaires [III.2]). Pourtant les antennistes n'ont pas attendu la décision de la FCC pour concevoir des antennes fonctionnant sur une très large bande, notamment pour les applications suivantes : la normalisation de la mesure de champ impulsionnel [III.2], les armes et contre-mesures RF, les radars d'études géologiques [III.3] ou encore l'imagerie médicale [III.4]. Cet état de l'art se concentre volontairement sur les antennes ULB dédiées aux applications de communications de proximité, excluant de fait les autres applications de la technologie ULB ainsi les communications militaires moyennement portée. Par ailleurs même en restreignant ainsi le domaine d'application, on ne prétend pas proposer une liste exhaustive mais plutôt une description des grandes topologies d'antennes ULB plus ou moins adaptées aux WPAN. Pour décrire les antennes, nous avons choisi des critères de

performances autant techniques (bande passante, gain. . .) qu'économiques (taille, complexité et coût). Commençons par rendre hommage aux pionniers qui développèrent les structures servant soixante ans plus tard de point de départ pour la conception des premières antennes ULB. Dès le début des années 40, bien avant le développement de la technologie ULB, les premières études sur les antennes large bande furent réalisées pour les prémices de la télé-diffusion [III.5]. Sur le plan théorique, Schel-kunoff détermine l'expression des champs d'un bicone de dimensions infinies à partir des calculs des lignes de transmission [III.6]. Mais c'est surtout sur le plan expérimental que les concepteurs comprennent l'importance d'obtenir une transition large bande entre la ligne de transmission et l'élément rayonnant non résonnant typique des antennes à ondes progressives. Ceci explique que les premières antennes soient des déformations topologiques douces de lignes de transmission et notamment de ligne coaxial (amélioration de l'alimentation du bicone [III.7], les monocones et les antennes en forme de goutte (tear drop antenna) [III.8], les cornets coaxiaux de Brillouin [III.9] omni-directionnel (Figure I.1) ou directif.



Par la suite, furent développées des structures large bande planaires, donc plus facilement intégrables, comme les antennes « à encoche » (notch antenna) de Lalezari [III.10] ou les antennes à fente [III.11].

Dans ce chapitre nous présentons les différentes antennes existantes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquence. Les antennes ULB compacte a sous bande coupée seront d'abord présentées.

### III.2 Les Antennes UWB Monopôle

De nombreuses études ont été menées sur différentes formes de monopole plans sur plans de masse infinis (ou pouvant être considérés comme tels). Les structures triangulaires et rondes, et dans une moindre mesure les carrées, présentent généralement de bonnes bases d'antenne à caractère large bande et leur optimisation amène à des formes de monopole très variées, ces éléments rayonnants sont montés perpendiculairement au plan de masse, une étude ayant [III.12] montré que leur inclinaison (afin d'en limiter l'encombrement par exemple) réduisait considérablement leur bande passante. La Figure III.2 montre des antennes monopôle avec diverses configurations.

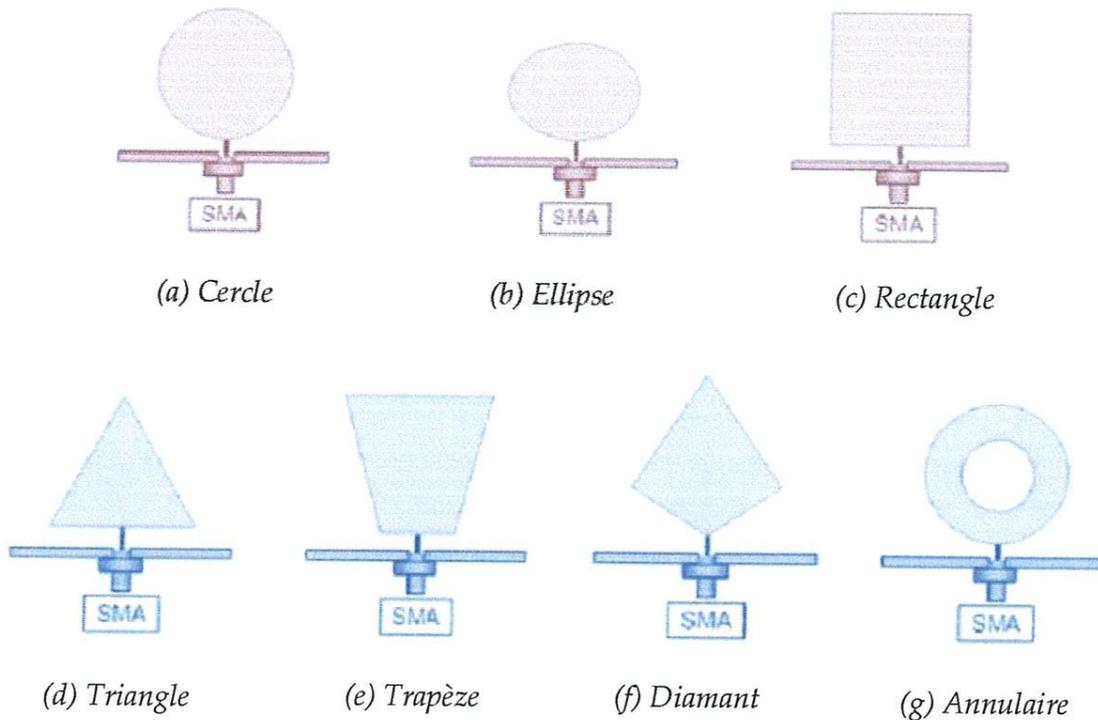


Figure III.2 : Antennes monopole avec diverses configurations

### III.3 Les Antennes Dipôles UWB

Puisque les monopoles proviennent des dipôles en levant un élément et en le remplaçant par un plan de masse. Il est compréhensible que les dipôles puissent

également exhiber des caractéristiques UWB. Ces dipôles UWB sont illustrés sur Figure III.3

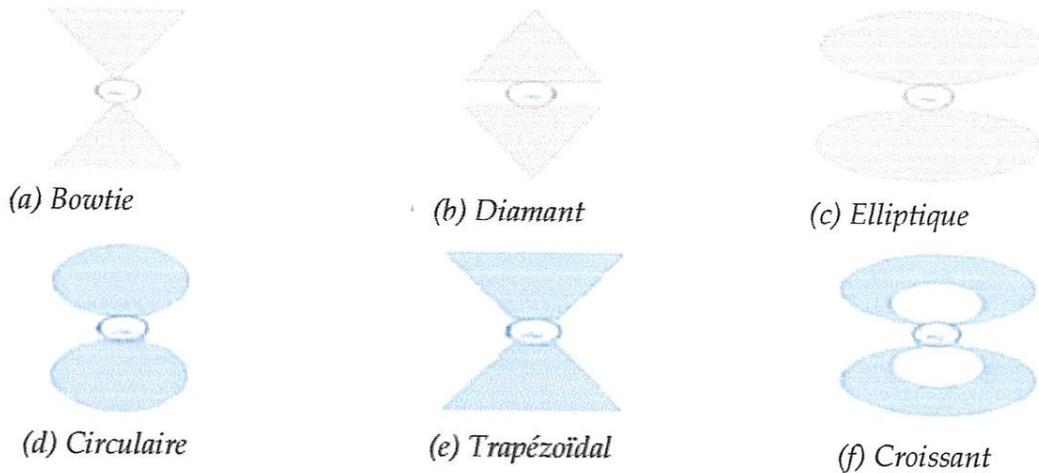


Figure III.3 : Antennes dipôle avec diverses configurations

### III. 4 Antennes Indépendantes de la Fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence sont certainement les antennes UWB les plus connues, ou en tout cas, les plus largement représentées et étudiées dans des ouvrages classique [III.13]. Théoriquement, ces antennes présentent des performances (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée et polarisation) idéalement inchangée sur une bande passante quasiment infinie. Ce type de fonctionnement est basé sur le principe même de dimensionnement d'une antenne en fonction de la fréquence de travail. En effet, il est connu qu'en diminuant toutes les dimensions d'une structure rayonnante d'un facteur  $\alpha$ , seul sa fréquence de travail sera augmentée de ce facteur  $\alpha$ , mais l'ensemble de ces caractéristiques restera inchangé. En partant de ce principe, si par une transformation continue, les dimensions relatives d'une antenne se trouvent égales à toutes les longueurs d'onde, les propriétés de l'antenne sont conservées à toutes les fréquences. Il faut donc que l'antenne ne soit

constitué que d'éléments pouvant se déduire les uns des autres par homothétie, et que sa structure soit donc définie uniquement par des angles et soit infinie.

Une autre condition est décrite dans BALINIS [III.13]. Elle exclut de cette définition les antennes dont la distribution de courant le long des cônes ne décroît pas en amplitude en s'éloignant du point d'alimentation. Or, pour dessiner une structure idéalement « infinie », il est normalement requis que la courante diminue avec la distance en se propageant sur l'antenne. Ainsi, lorsque celui-ci devient négligeable, la structure peut être tronquée et considérée comme infinie. Cette troncature fixe également la fréquence la plus basse rayonnée par l'antenne. Les antennes équiangulaire introduites par RUMSEY [III.13] et DYSON vers la fin des années 1950 remplissent ces conditions, tandis qu'une antenne biconique par exemple qui pourrait également être décrite uniquement par des angles, ne peut être considérée comme indépendante de la fréquence car elle est parcourue par une onde progressive.

### **III. 4.1 les Antennes Equi-Angulaires**

Les antennes équi-angulaire introduites par RUMSEY et DYSON vers la fin des années 1950 [III.14] remplissent ces conditions, tandis qu'une antenne biconique par exemple qui pourrait également être décrite uniquement par des angles, ne peut être considérée comme indépendante de la fréquence. Cette section présente quelques structures d'antennes équi-angulaires indépendantes de la fréquence.

#### **III. 4.1.1 L'Antenne Spirale Logarithmique (Spirale équiangle)**

L'antenne spirale logarithmique entre tout à fait dans la définition des structures dont la géométrie peut être entièrement définie par des angles. De plus, à chaque fréquence, seule une certaine région de l'antenne correspondant à une longueur d'onde participe au rayonnement, ce qui atténue fortement les courants au-delà de cette région. Elle remplit donc bien les conditions de dessin d'une antenne indépendante de la fréquence. La Figure III.4 montre la forme d'une antenne spirale logarithmique.



Figure III.4 : Antenne spirale logarithmique [III.15]

### III. 4.1.2 Antenne Spirale d'Archimède

Les spirales d'Archimède et exponentielles sont utilisées pour réaliser des antennes indépendantes de fréquence. Figure III.5 montre une géométrie en spirale d'Archimède d'antenne et une photo d'antenne en spirale d'Archimède commerciale, respectivement [III.16].

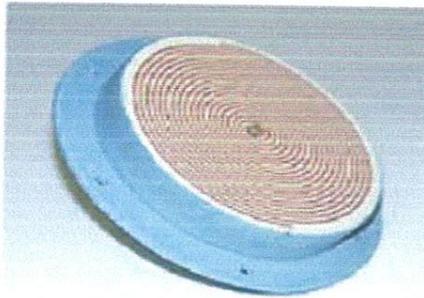


Figure III.5 : Photo d'une antenne commerciale en spirale d'Archimède

### III.4.1.3 Antenne Spirale Conique

L'antenne spirale conique est la version à trois dimensions de l'antenne spirale logarithmique. Le principe de fonctionnement est équiangulaire et donc le même, et l'antenne est dimensionnée identiquement sur une très large bande de fréquence. L'antenne UWB spirale conique est formée sur un cône, l'antenne rayonne principalement vers le sommet (Figure III.6).

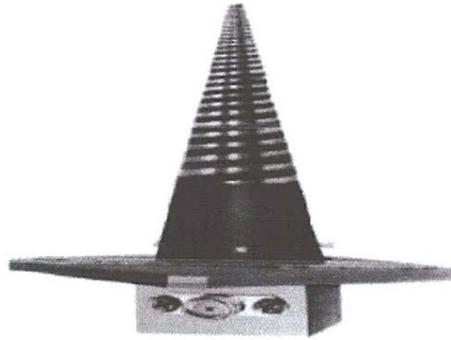


Figure III.6 : Photo d'une antenne spiraleconique

### III. 4.2 Les Antennes Log-périodiques

Les antennes log-périodiques introduit en 1959 par DUHAMEL et ISBELL [III.17]. Dans cette structure les paramètres de l'antenne sont en fonction du logarithme de la fréquence. Cette section se propose de présenter quelques structures d'antennes log-périodique indépendantes de la fréquence [III.18].

#### III. 4.2.1 L'Antenne Log-périodique Circulaire

Cette antenne est généralement réalisée avec deux brins symétriques, comme dans la Figure III.7, ce qui implique l'emploi d'un symétriseur dans le circuit d'alimentation.

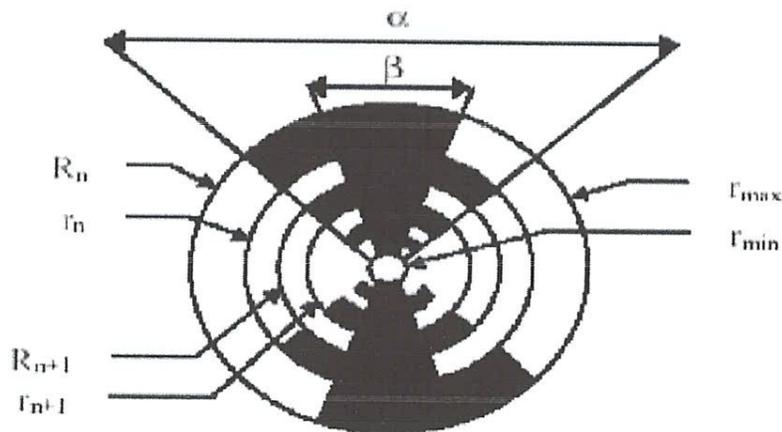


Figure III.7 : antenne log-périodique circulaire

### III.4.2.2 l'Antenne Log-périodique Trapézoïdale

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

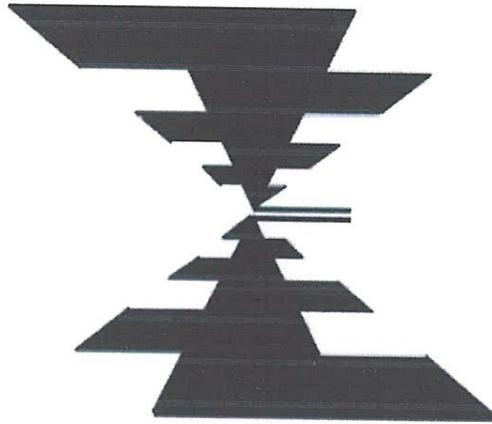


Figure III.8 : Antenne log-périodique trapézoïdale

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

### III. 4.2.3 L'Antenne Sinueuse

La géométrie de l'antenne sinueuse peut être présentée comme une structure hybride entre l'antenne spirale et l'antenne log-périodique. La géométrie des brins rappelle l'antenne log-périodique et permet la double polarisation. Lorsque l'Antenne sinueuse est auto-périodique son impédance d'entrée est indépendante de la fréquence. La Figure III.9 montre l'Antenne sinueuse à double polarisation. [III.19]

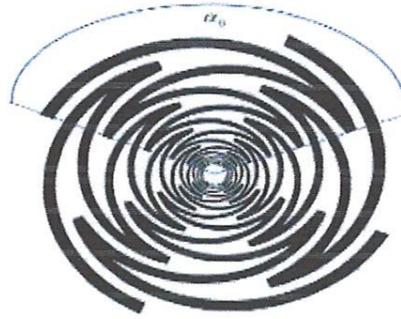


Figure III.9 : l'Antenne sinueuse à double polarisation.

Chaque bras de la spirale sinueuse est contenu dans une aire définie par un angle  $\alpha_0$ .

#### III.4.2.4 l'Antenne Dipôle Log-périodique

Une autre antenne de type log périodique est l'antenne dipôle log périodique. Ce type d'antenne peut être réalisé soit à base de fils métalliques (Figure III.10), soit être imprimé sur un substrat.

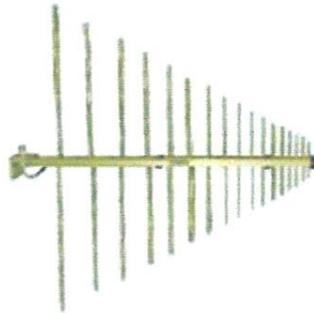


Figure III.10 : l'antenne dipôle log-périodique

#### III.4.3 L'Avantage des Antennes Indépendantes de Fréquence

L'avantage des antennes indépendantes de fréquence est qu'ils peuvent fonctionner sur une large gamme de fréquence. Cependant ils ont deux inconvénients majeurs: ils doivent être de grandes tailles pour obtenir des bandes larges et très larges et ils ont besoin des transformateurs symétriques (Balun) pour équilibrer d'alimentations.

### III.5 les Antennes Imprimées UWB

Le concept des antennes imprimées est apparu dans les années 1950 avec G. A. Deschamps [III.20], mais il faudra attendre les années 70 pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 90 pour un véritable passage au stade industriel.

L'intérêt d'une structure d'antenne imprimée possédant les mêmes performances qu'une antenne sur plan de masse (adaptation d'impédance, rayonnement) est évident ; l'antenne est ainsi compacte, légère, faible coût et facile à fabriquer,...etc. Les antennes imprimées se composent d'une paire de couches conductrices parallèles séparées par un diélectrique, connue sous le nom du substrat.

La flexibilité des antennes imprimées permet aux concepteurs de choisir entre plusieurs techniques d'alimentation. Les configurations les plus populaires employées pour alimenter des antennes UWB sont :

➤ **Alimentation par une ligne Micro-ruban (microstrip) :**

Dans cette technique la ligne micro-ruban et l'élément rayonnant sont situés sur la même face du substrat et le plan de masse sur l'autre face. C'est la manière la plus simple d'alimenter un élément rayonnant.

La Figure III.11 présente un élément rayonnant rectangulaire alimenté par une ligne microstrip.

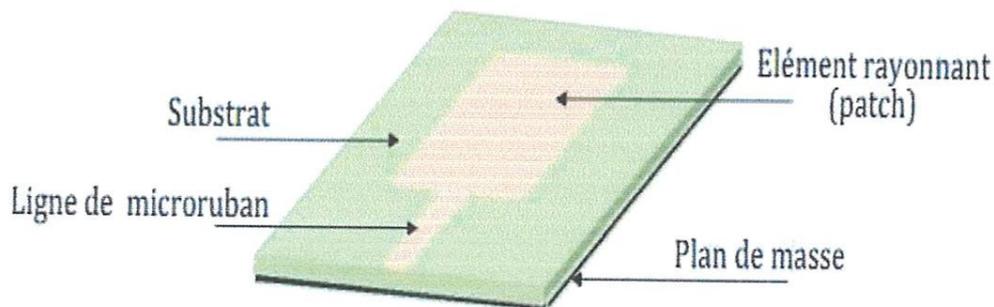


Figure III.11 : Antenne imprimée alimentée par une ligne micro-ruban

➤ **Alimentation coplanaire (CPW)**

Dans cette technique la ligne microruban l'élément rayonnant et le plan de masse sont situés sur la même face du substrat comme il est présenté sur la Figure III.12.

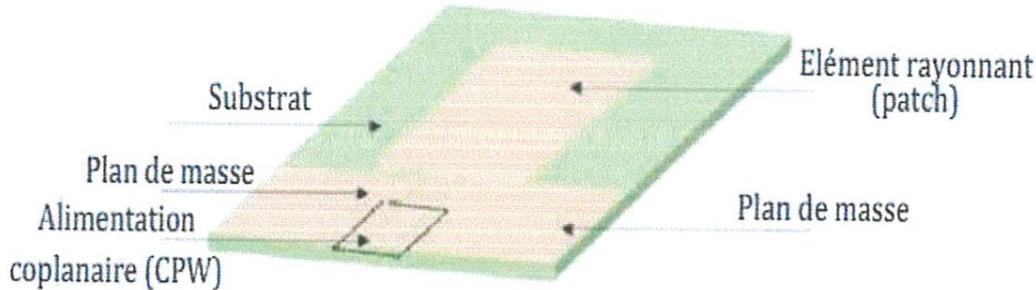


Figure III.12 : Antenne imprimée alimentée par une ligne coplanaire (CPW)

### III.5.1 Les Antennes Imprimées Monopôle

Les monopôles possèdent un élément rayonnant (patch) et un plan de masse, comme les deux Figures III.11 et III.12. Elle est constituée par plusieurs éléments décrits ci-dessous.

- Le **substrat** est caractérisé par sa constante diélectrique et son épaisseur. Il en existe diverses sortes, l'un des plus standard est le « FR4 » qui présente une constante diélectrique de type verre époxy égale à 4,4 environ.
- La **ligne d'alimentation** par laquelle l'excitation est appliquée à l'antenne. Cette ligne doit être adaptée au circuit qui alimente l'antenne, c'est-à-dire que son impédance soit égale à celle de sortie du générateur, généralement égale à  $50 \Omega$ . L'impédance de la ligne dépend de la distance qui la sépare du plan de masse (ici épaisseur du substrat), de la constante diélectrique du substrat et de la géométrie de la ligne (ici sa largeur).
- Le **plan de masse** sert à référencer le signal par rapport à l'air par effet capacitif. Sa forme agit également sur l'adaptation.

- L'**élément rayonnant** est communément appelé « patch » et constitue l'élément principal de l'antenne. Il doit réaliser l'adaptation entre les impédances de la ligne de transmission ( $50 \Omega$ ) et de l'air ( $377 \Omega$ ), mais aussi garantir peu de réflexion au niveau des différentes transitions. Pour cela, il peut présenter n'importe quelle forme. Afin de faciliter les études analytiques des formes régulières sont souvent rencontrées : rectangulaires, circulaires, triangulaires, elliptiques, Annulaire, Diamant, Trapèze,...etc. Figure III.13.

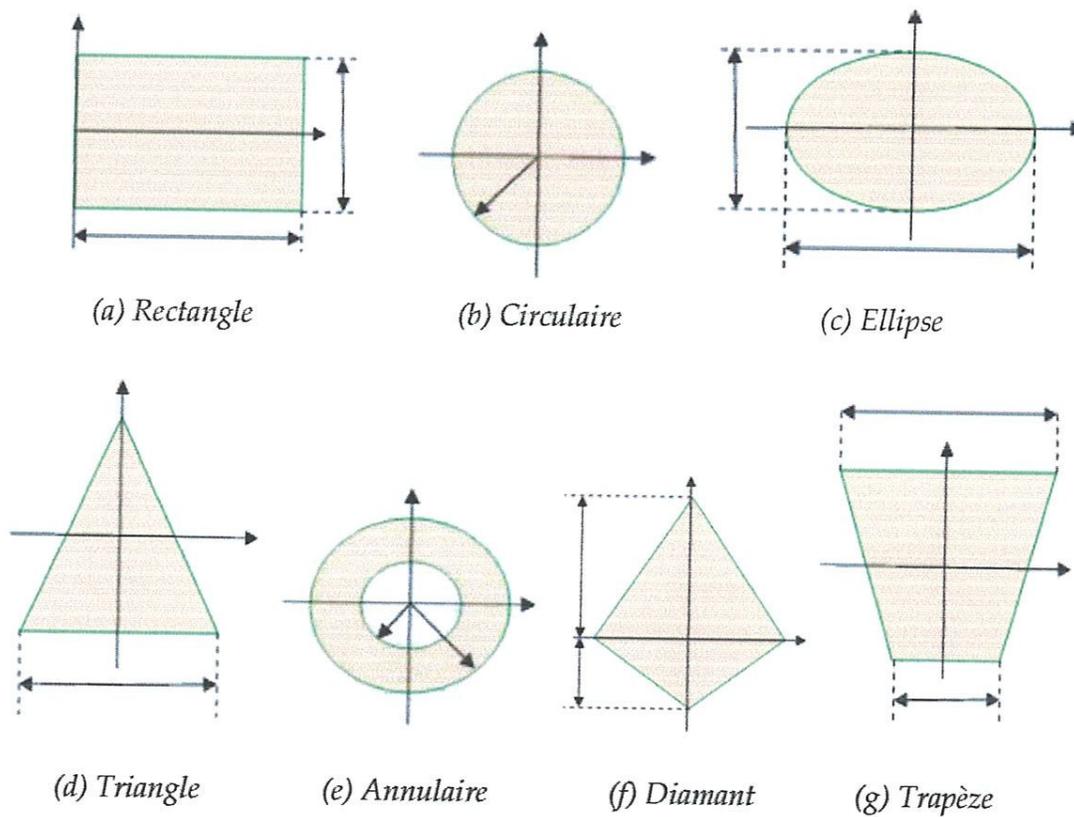


Figure III.13 : Antennes monopole imprimé avec diverses configurations

Cependant, un profil monotone (sans rupture ni angle) permettra d'obtenir une meilleure circulation du flux d'énergie et ainsi minimiser la puissance réinjectée dans l'antenne. Il existe aussi des autres formes d'antenne monopole imprimé caractérisée par son élément rayonnant de forme coupée et modifiée.

### III.5.2 les Antennes Imprimées Dipôle

Les dipôles sont constitués de deux éléments rayonnant symétriques et sont alimentés en différentiel.

La figure III.14 montre un exemple d'une antenne imprimée dipôle UWB de forme Elliptique.

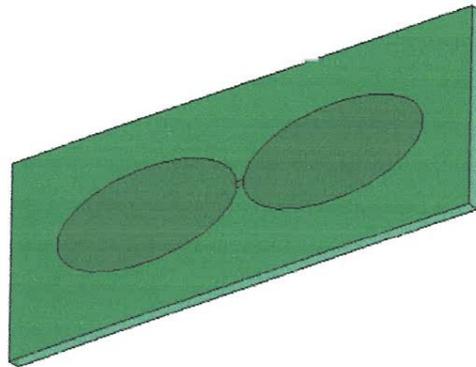
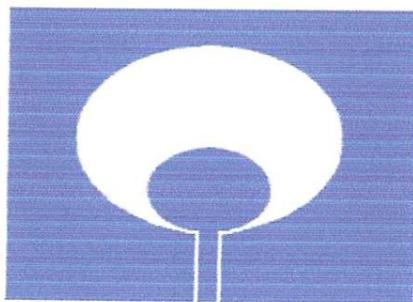


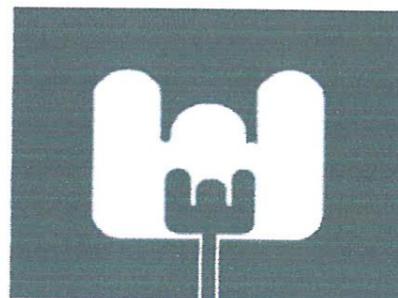
Figure III.14 : antenne imprimée dipôle UWB de forme Elliptique

### III.5.3 les Antennes Imprimées à Fente

Il existe des autres antennes imprimées ultra large bande, si les antennes à fente. La figure III.15 montre deux exemples d'une antenne à fente, (a) fente Circulaire, (b) fente en forme de E.



(a)



(b)

Figure III.15 : antenne imprimée UWB à fente (a) fente Circulaire, (b) fente en forme de E

### III.5.4 Antennes UWB à sous bande coupée

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 WLAN, ou 2.4 GHz pour le Bluetooth, 3.3-3.7 pour WiMAX, ou 7.5-7.7GHz pour la transmission par satellite), Figure III.16.

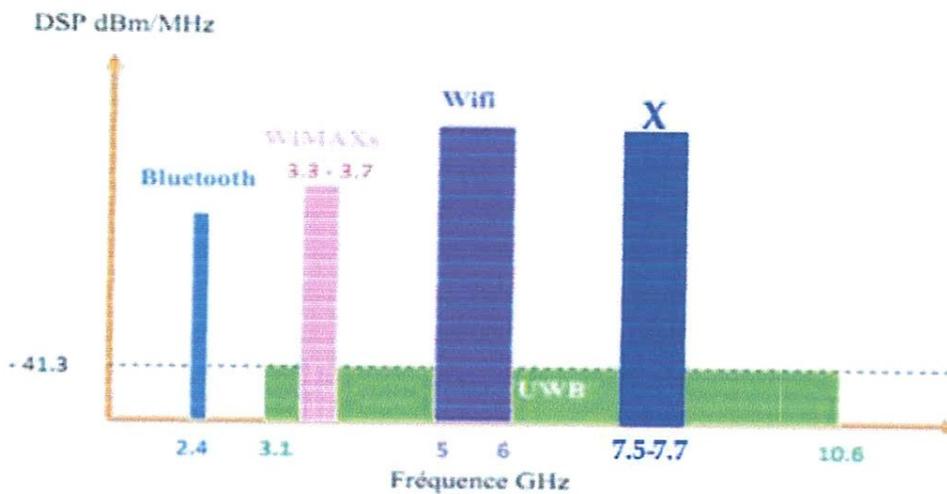


Figure III.16 : l'interférence entre système UWB et les autres systèmes à bande étroite

Pour ce faire, l'antenne doit pouvoir jouer le rôle de filtre coupe bande. En utilisant des filtres coupes bandes. La figure III.17 montre un exemple de système multi bande d'antenne combine avec des filtres coupes bandes.

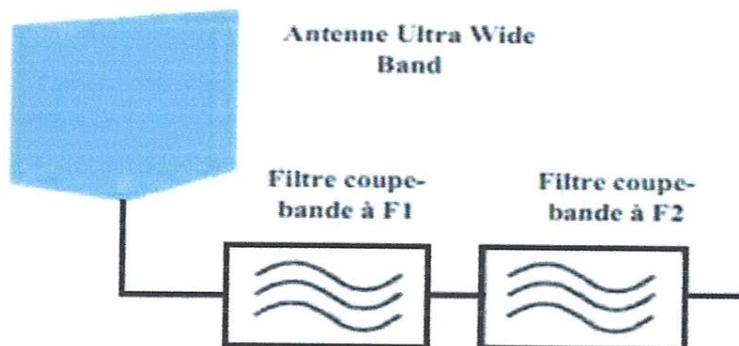


Figure III.17 : système multi bande d'antenne UWB combine avec des filtres coupes bandes ne sont pas compacte.

La difficulté de miniaturiser ce type de filtre ne diffère pas à la difficulté de réaliser les antennes miniature. La tendance actuelle se dirige de plus en plus vers l'intégration ce genre de filtre sur l'antenne, leur assemblage permettra de faire évoluer les aspects liés, à l'encombrement ainsi que le couplage direct à l'antenne.

Il existe deux familles de techniques pour crée un filtre coupe-bande au niveau de la structure de l'antenne :

- Utilisation des fentes de différente forme
- Utilisation des éléments parasitiques

L'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande. La position et la dimension de la fente et d'élément parasite sont immédiatement reliées par la bande de fréquence rejetée.

#### III.5.4.1 Utilisation des Fentes

Il existe différentes formes des fentes (exemple : en forme de U, en forme de V, arc-formé, ou anneau formé...) sont insérées un (deux ou trois...) sur l'antenne imprimée pour obtenir un (deux ou trois....) sous bande de fréquence coupée respectivement. Dans cette section nous présentons quelques formes des fentes.

##### ➤ Fente en Forme de SRR (split-ring resonator)

La figure III.18 (a) montre une topologie de SRR pour un sous bande coupée. Et les deux figure III.18 (a) et (b) présentent deux types de double-SRR structure pour deusous bandes coupées [III.21].

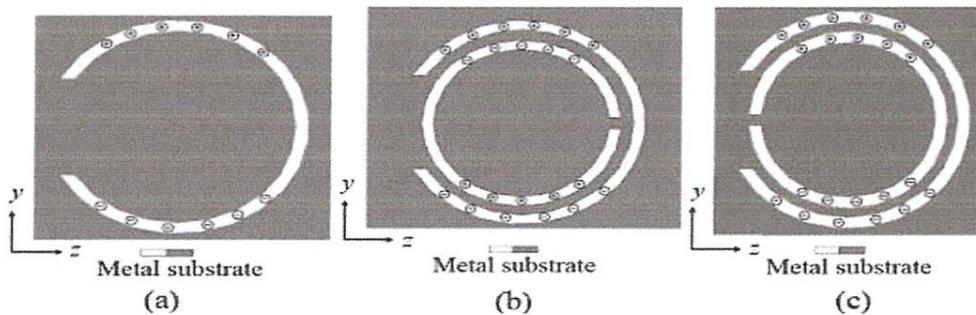


Figure III.18 : (a) SRR unique, (b) Edge-couplé SRR, (c) SRR Co-directionnelle

➤ fente de forme U-inversé

La Figure III.19 montre un exemple de la structure d'une antenne monopôle imprimé avec une fente de forme-U inversé.

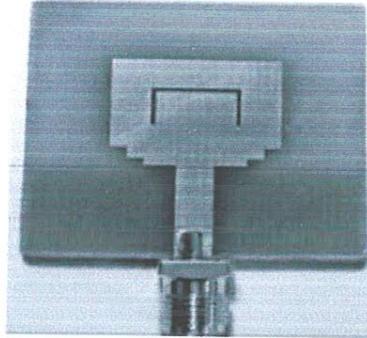


Figure III.19: Antenne monopôle imprimé avec une fente de forme-U inversé.

➤ Fente en Forme d'Arc

Comme le montre la Figure III.20, une paire de fentes ouvertes en forme d'arc est positionné de façon symétrique sur la plaque de rayonnement pour atteindre des sous-bandes coupées avec des fréquences centrales autour de 2.4 GHz et 7.5 GHz [III.22].

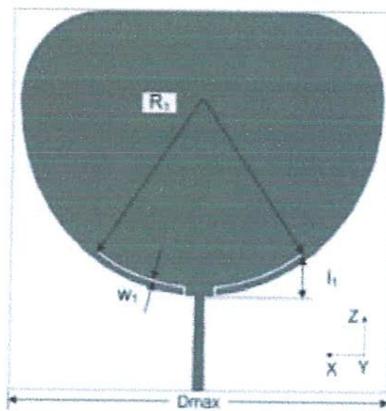
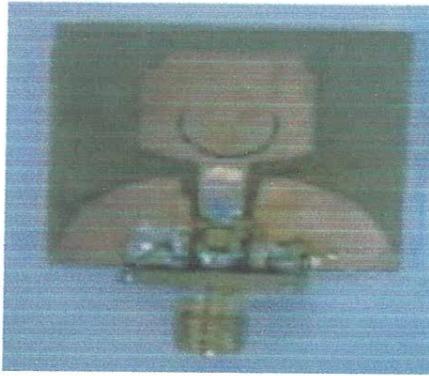


Figure III.20 : antenne avec une paire de fentes ouvertes en forme d'arc

➤ fente en forme de C

La figure III.21 montre un Photo d'une antenne imprimée UWB avec alimentation coplanaire (CPW) à sous bande coupée utilisant une fente de forme-C.



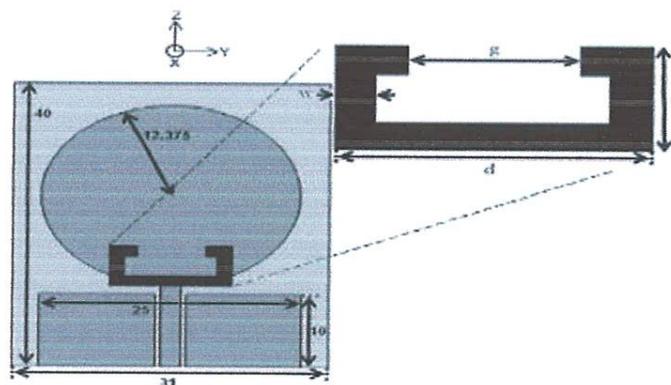
**Figure III.21 :** Photo d'une antenne imprimée UWB à sous bande coupée utilisant une fente de forme -C

### III.5.4.2 Utilisation des Eléments Parasitique

Comme la technique des fentes, aussi il existe diverses configurations des éléments parasites ajoutés proches à la lignée d'alimentation. Dans cette section nous présentons trois configurations des éléments parasites.

#### ➤ Élément Parasitique en Forme de Boucle Ouverte Résonateur

La Figure III.22 montre un exemple de la structure d'une antenne monopôle circulaire à élément parasitique en forme de boucle ouverte [III.23], pour atteindre de sou-bande coupée avec de fréquence centrale autour de 5 GHz (WLAN).



**Figure III.22 :** Antenne monopole circulaire a élément parasitique en forme de boucle ouverte

### III.6 Conclusion

Les antennes indépendantes de fréquence sont certainement les antennes UWB les plus connues. Ces antennes présentent des structures équi-angulaires et log-périodiques. Les antennes monopôle/dipôle UWB planaires sont présentées.

Dans des applications UWB pratiques les antennes imprimées (intégrées) directement sur des cartes électroniques sont les antennes les plus préférées.

Pour éviter certaines interférences entre l'UWB et les systèmes à bande étroite déjà existants, les concepteurs ont trouvé une structure simple pour filtrée ces bandes avec des antennes UWB à sous bande coupée en utilisant des fentes ou des éléments parasites.

# *Chapitre IV :*

*Antenne UWB à Sous-Bandes Coupées*

*Reconfigurables*

# Chapitre IV

## Antenne UWB à Sous-Bandes Coupées Reconfigurables

### IV.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre III, L'essor récent des communications Ultra Large Bande a nécessité des antennes spéciales possédantes des caractéristiques d'adaptation sur la bande de fréquence [3.1GHz-10.6GHz] spectre alloué à l'UWB par la commission FCC, mais dans cette bande il existe plusieurs systèmes à bande étroite. Les bandes étroites coexistant sont illustrées sur la Figure IV.1. Cette coexistence crée un problème d'interférence entre l'UWB et les systèmes de communications déjà existants. Afin de résoudre ce problème, les antennes sont généralement suivies par des filtres réalisés en technologie microstrip, qui permettent le filtrage de certaines bandes fréquentielles. L'inconvénient majeur de cette technique réside dans l'espace additionnel réservé à ces filtres au niveau de l'émetteur et/ou récepteur.

La tendance actuelle se dirige de plus en plus vers l'intégration de ce genre de filtres sur la structure de l'antenne UWB. C'est un assemblage qui permettra de faire évoluer les aspects liés, à la miniaturisation des dispositifs communicants qui est actuellement un challenge important pour le développement des systèmes de communications UWB.

Dans ce chapitre nous présentons une antenne UWB monopole de forme rectangulaire modifiée, miniaturisée et avec une caractéristique de filtrage dans les bandes WiMax (3.3-3.7GHz) et WLAN avec l'utilisation de fente et un élément rayonnant parasite à côté de la ligne d'alimentation.

Les différents paramètres qui définissent la fente et l'élément parasitique sont étudiés et optimisés afin d'améliorer les caractéristiques de filtrage, en gardant la bonne adaptation de l'antenne dans le reste de la bande UWB.

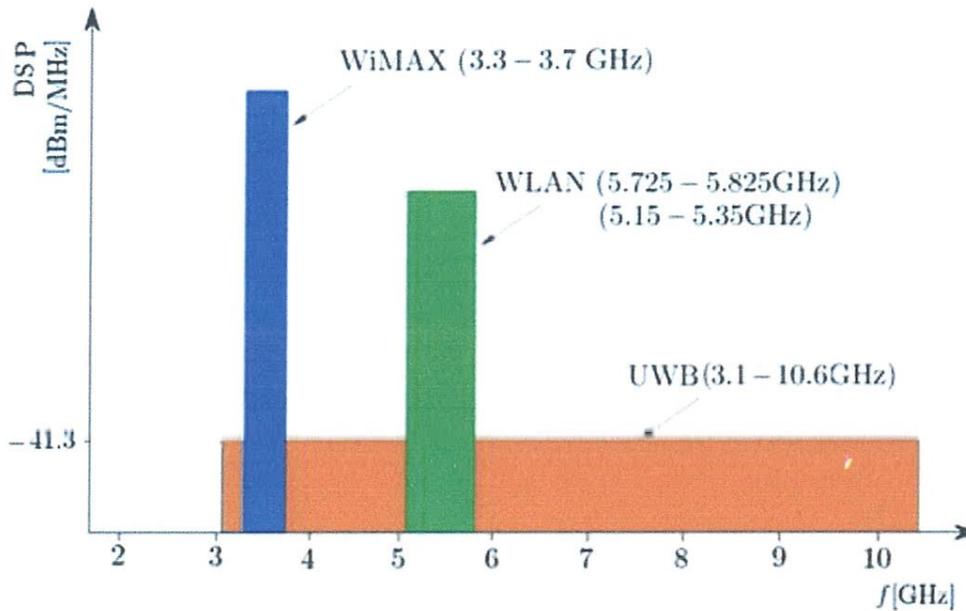


Figure IV.1 : La coexistence de l'UWB avec autres systèmes de communications WiMax et WLAN

## IV.2 Antenne UWB de Forme Rectangulaire Modifiée

Dans cette section nous proposons une nouvelle antenne imprimée de forme rectangulaire modifiée, destinée aux systèmes de communications UWB. L'antenne est représentée sur la Figure IV.2. Elle est conçue pour couvrir la bande 3.1-10.6 GHz. L'antenne se compose d'un élément rayonnant de forme rectangulaire modifiée imprimée sur la coté supérieure d'un substrat FR4, de permittivité électrique  $\epsilon_r = 4.32$ , d'une dimension de  $(30 \times 30 \times 1.6) \text{ mm}^3$  et d'une perte de 0.017. L'antenne est alimentée par une ligne microruban de 50-Ohms. Le plan de masse rectangulaire modifiée avec une fente rectangulaire de dimension  $(W_f \times L_f) \text{ mm}^2$  est imprimé sur la coté inférieure.

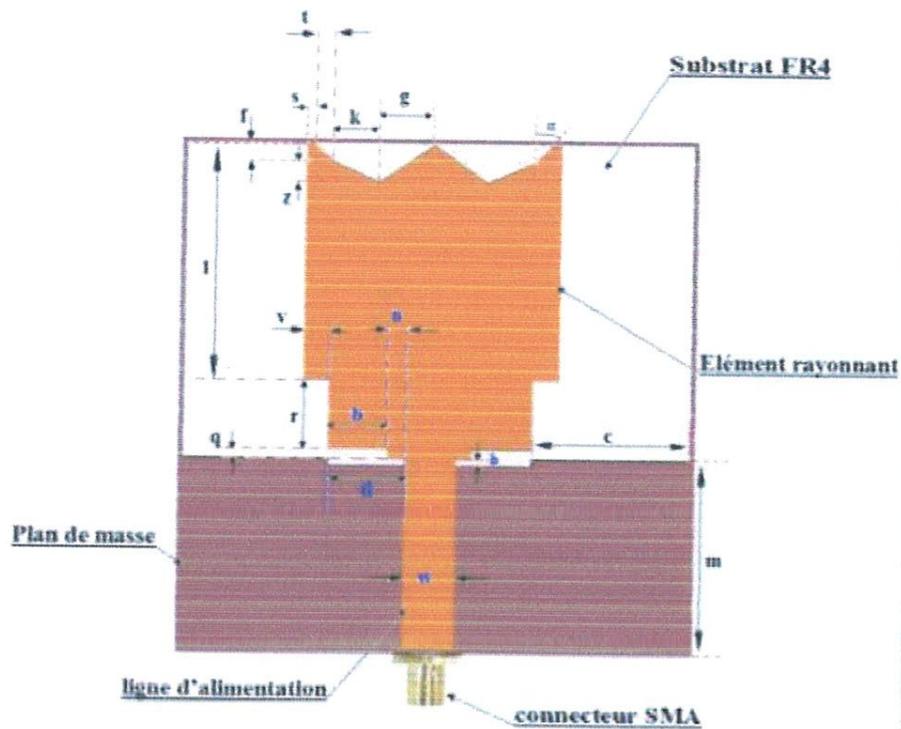


Figure IV.2 : Géométrie de l'antenne monopole de forme rectangulaire modifiée

les paramètres de l'antenne UWB proposée ont été optimisés avec le simulateur Zeland IE3D. Le tableau IV.1 représente les valeurs optimales de ces paramètres

Paramètres	$s$	$t$	$k$	$g$	$a$	$f$	$z$	$l$	$r$
Valeur optimale (mm)	0.5	1	2.75	3.75	45°	1	1.19	13.9	4.1
Paramètre	$q$	$v$	$b$	$d$	$n$	$w$	$h$	$c$	$m$
Valeur optimale mm	0.5	1.5	3.5	4.5	1	3	0.5	8.75	11.5

Tableau IV.1 : valeurs optimales des paramètres d'antenne monopole UWB rectangulaire modifiée

– Effet de paramètres “r”, “b”, “q” et “d”

Les paramètres “r”, “b”, “q” et “d” de l’élément rayonnant et leurs effets sur l’adaptation de l’antenne ont été étudié. Les Figures (IV.3.a), (IV.3.b), (IV.3.c) et (IV.3.d), montrent les coefficients S11 pour différent valeurs de ces paramètres.

On Remarque qu’on peut utiliser les Longueurs “r” et “q” pour contrôler la fréquence supérieure de la bande UWB. Les paramètres “b” et “d” peuvent être utilisé pour améliorer l’adaptation de l’antenne.

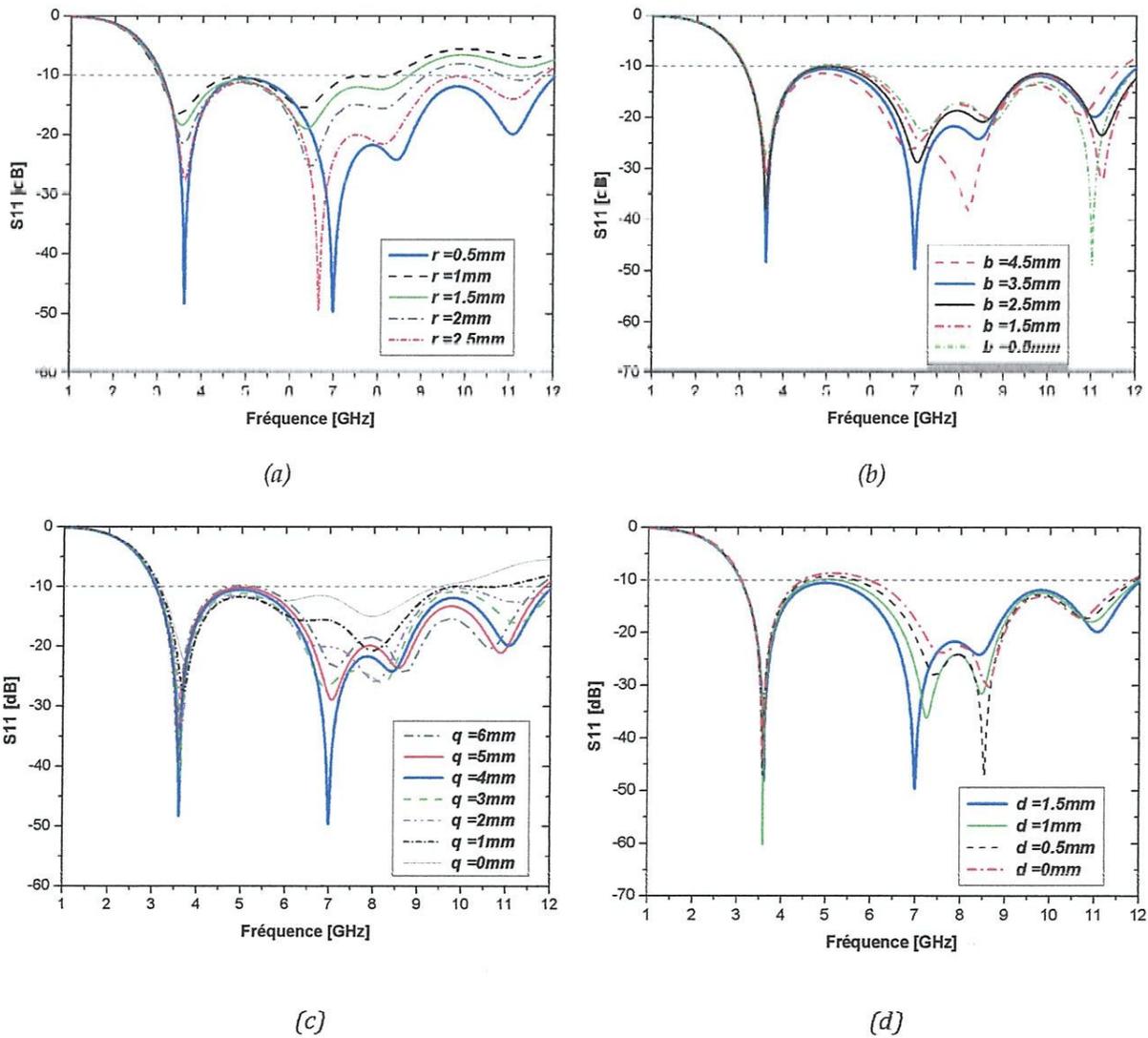
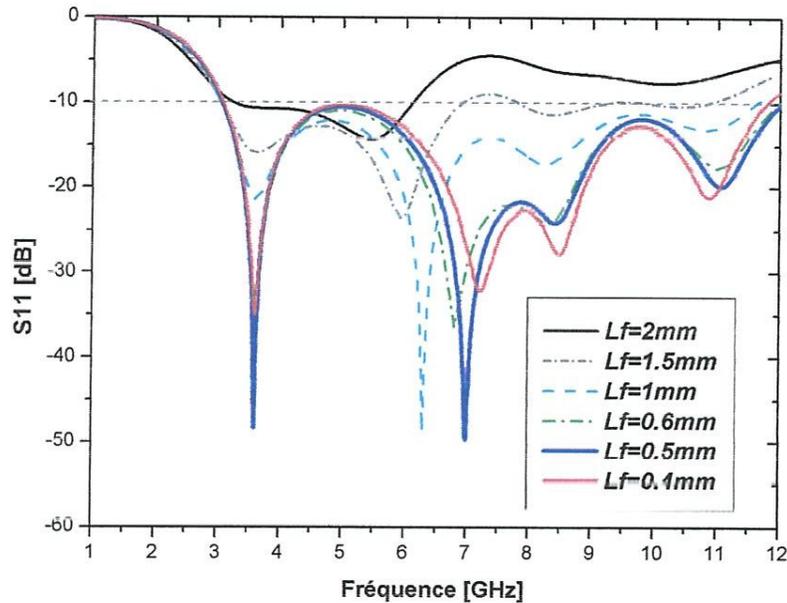


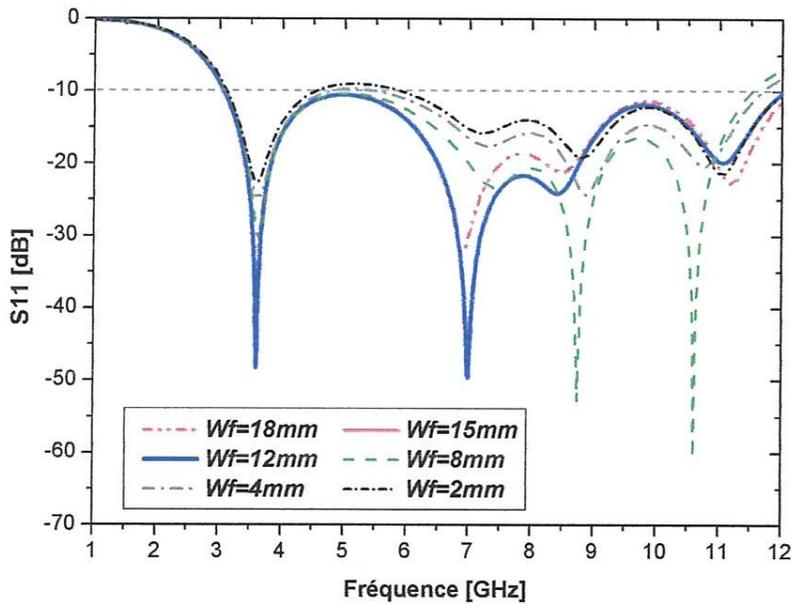
Figure IV.3 : Simulation de S11 pour différents paramètres (a) Effet de « r », (b) Effet de « b », (c) Effet de « q », (d) Effet de « d »

– Effet de paramètres " $L_f$ " et " $W_f$ "

La fente qui existe dans le plan de masse a un effet significatif sur l'adaptation de l'antenne dans la bande UWB. Afin d'optimiser les dimensions de cette fente pour une bonne adaptation, les paramètres " $L_f$ " et " $W_f$ " ont été étudiés avec Zeland IE3D. Les Figures (IV.4.a) et (IV.4.b) montrent l'effet de paramètres " $L_f$ " et " $W_f$ ", respectivement.



(a)



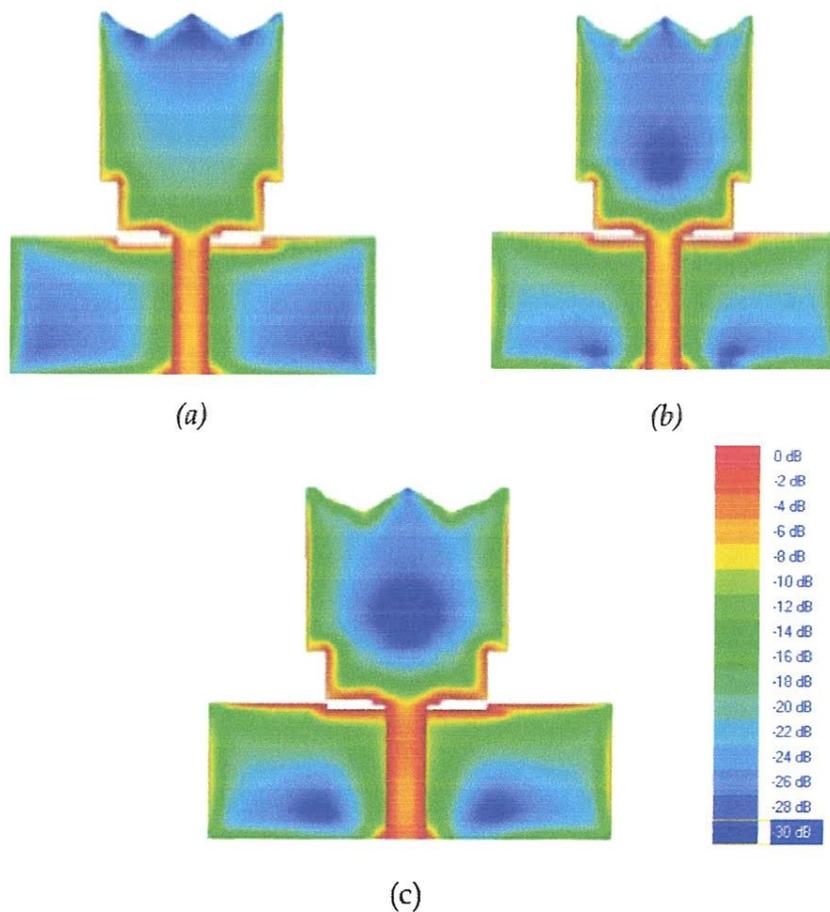
(b)

Figure IV.4 : Simulation de  $S_{11}$  pour différents paramètres  
 (a) Effet de " $L_f$ ", (b) Effet de " $W_f$ ",

On remarque qu'il y a un décalage vers les basses fréquences avec une désadaptation dans les hautes fréquences lorsque la longueur «  $L_f$  » augmente. Pour le paramètre «  $W_f$  », son effet sur l'adaptation de l'antenne est assez-faible.

– *Distribution de la densité de courant*

La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB monopole de forme rectangulaire modifiée a été simulée pour trois fréquences de résonances 3.7 GHz, 7.3GHz et 8.5 GHz. Les Figures (IV.5.a), (IV.5.b) et (IV.5.c) montrent ces distributions respectivement.

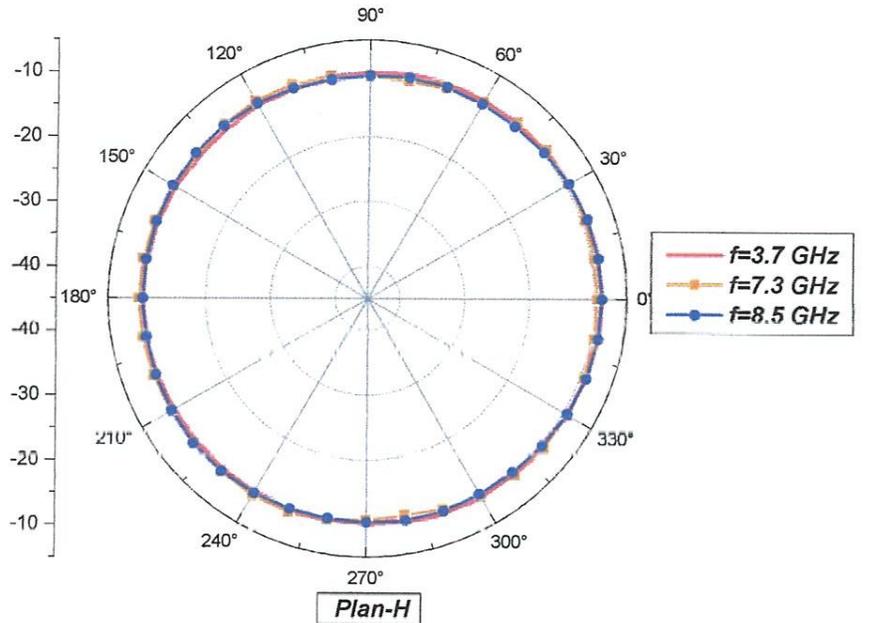


**Figure IV.5 :** La distribution de la densité de courant de l'antenne proposée  
(a) 3.7 GHz, (b) 7.3GHz, (c) 8.5 GHz

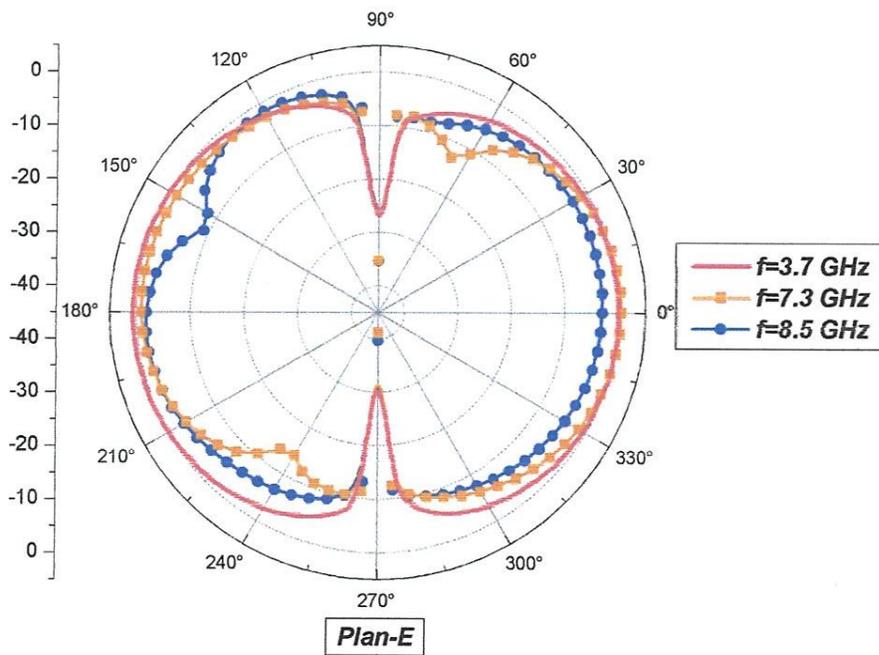
On remarque que la densité de courant est distribuée principalement sur la ligne d'alimentation, les extrémités de l'élément rayonnant et les extrémités du plan de masse partiel.

– Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne monopole UWB est simulé pour différentes fréquences (3.7GHz, 7.3GHz et 8.5GHz). La Figure IV.6 montre le diagramme de rayonnement dans les deux plans, le plan-H et le plan-E.



(a)

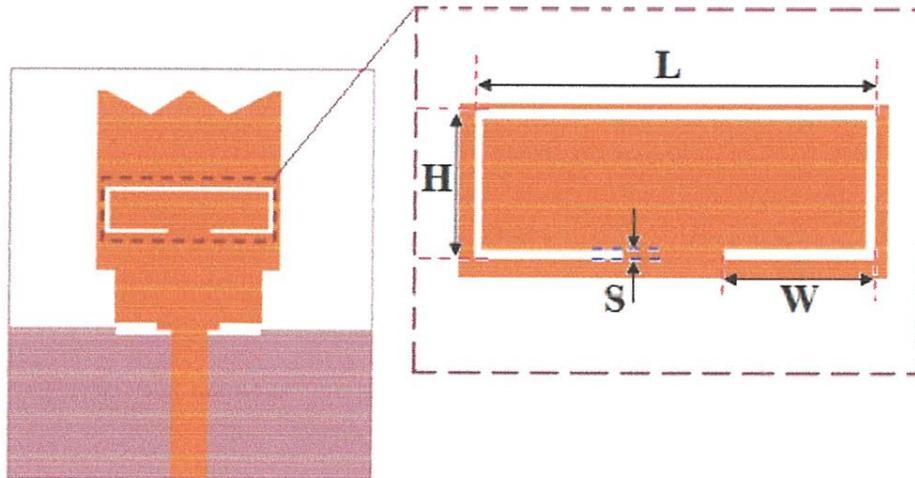


(b)

Figure IV.6 : Diagramme de rayonnement de l'antenne UWB de forme rectangulaire modifiée (a) plan-H, (b) plan-E

### IV.3 Antenne UWB à sous Bande Coupée (WiMax)

Dans cette section nous développons l'antenne UWB présenté précédemment afin d'être capable de filtrer la bande WiMax (3.4-3.7 GHz). Pour ce faire, l'antenne doit pouvoir intégrer un filtre coupe-bande sur sa structure. L'idée de cette section est l'utilisation d'une fente de forme -C inversé dans le centre de l'élément rayonnant. La Figure IV.7 montre l'antenne proposée avec la fente de forme-C inversée



**Figure IV.7 :** Géométrie de l'antenne proposée avec la fente C-inversée pour le filtrage de la bande WiMax

Le reste de cette section est réservé à l'étude paramétrique de la fente C-inversé est en employant le simulateur Zeland IE3D.

#### a) Effet de paramètre $L$ :

Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne proposée avec la fente C-inversée ont été simulés en fonction de la fréquence pour les quatre valeurs différentes de «  $L$  ». La Figure IV.8 illustre les coefficients de réflexion de notre antenne pour différent valeurs de «  $L$  ».

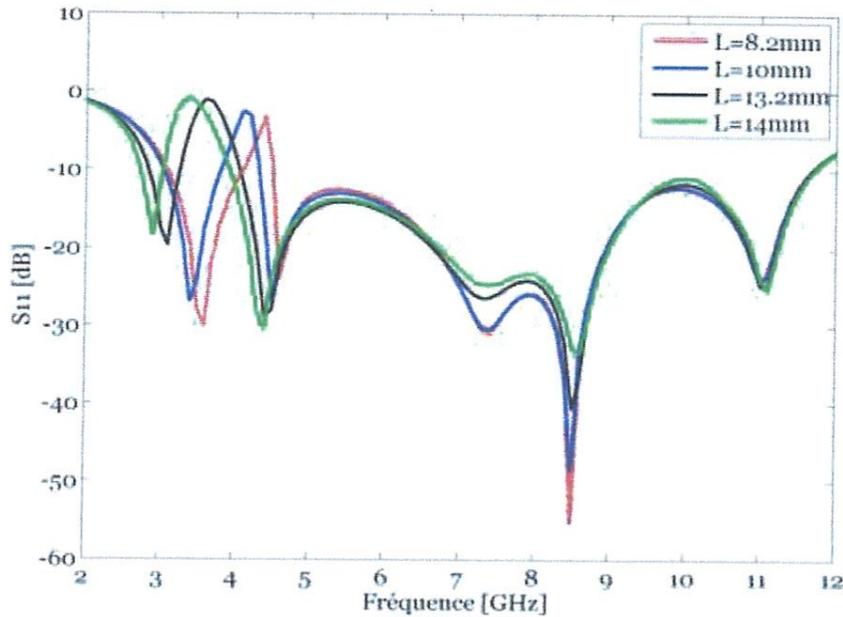


Figure IV.8 : Simulation de S11 pour différents valeurs de paramètre « L »

Comme il est montré sur la Figure VI.8, les coefficients de réflexion S11 sont inférieurs à -10dB dans la bande UWB, sauf dans la bande WiMax on remarque une désadaptation créée par l'insertion de la fente C-inversé. On remarque aussi qu'on peut utiliser le « L » pour contrôler la position de la bande sous-coupée. La variation de paramètre « L » décale la fréquence centrale de la bande-coupée et les fréquences de résonance. Le tableau IV.2 montre la fréquence centrale de la bande-coupée et la valeur maximale de désadaptation pour chaque valeur de paramètre « L ».

Valeur de L (mm)	La fréquence centrale de la bande-coupée (GHz)	S11 (dB)
8.2	4.4	-3.22
10	4.1	-2.52
13.2	3.6	-1.41
14	3.4	-0.85

Tableau IV.2 : les fréquences coupées avec la variation de paramètre « L ».

La valeur optimale qui correspond à la filtration de la bande WiMax par l'antenne proposée avec la fente C-inversé est trouvée à  $L=14mm$ .

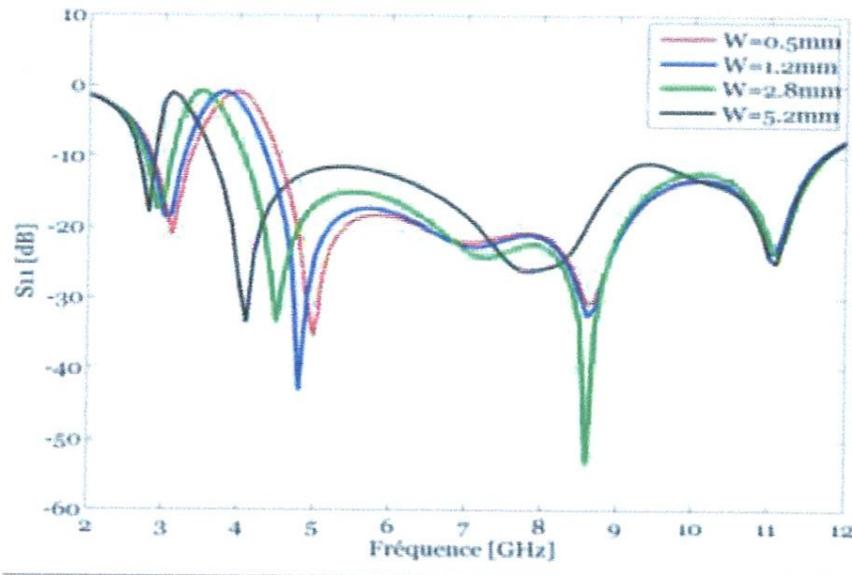


Figure IV.10 : Simulation de  $S_{11}$  pour différents valeurs de paramètre «  $W$  »

d) Effet de paramètre  $S$  :

La Figure IV.11 illustre les coefficients de réflexions en fonction de la fréquence de l'antenne UWB avec la fente C-inversée pour différentes valeurs de paramètre  $S$  ( $S=0.1$ ,  $0.25$ , et  $0.4$ mm). Elle montre que la valeur optimale est trouvée à  $S=0.25$ mm.

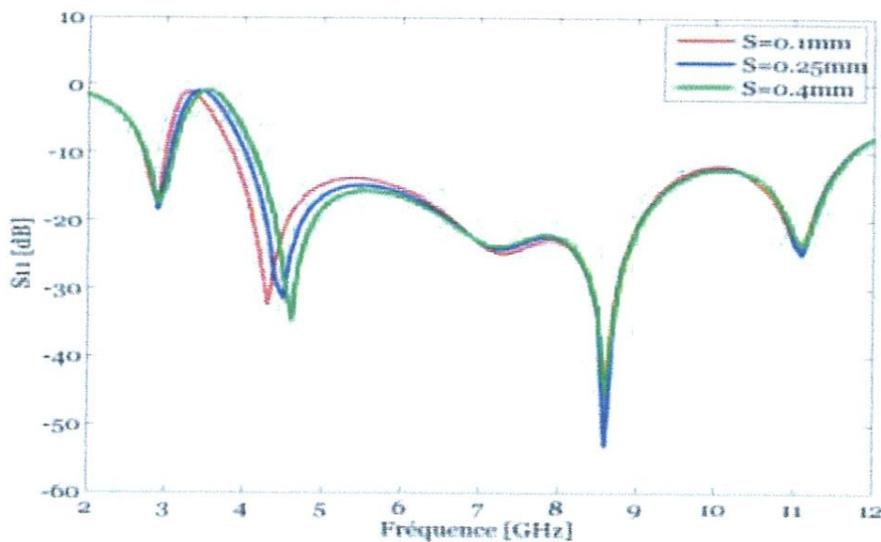
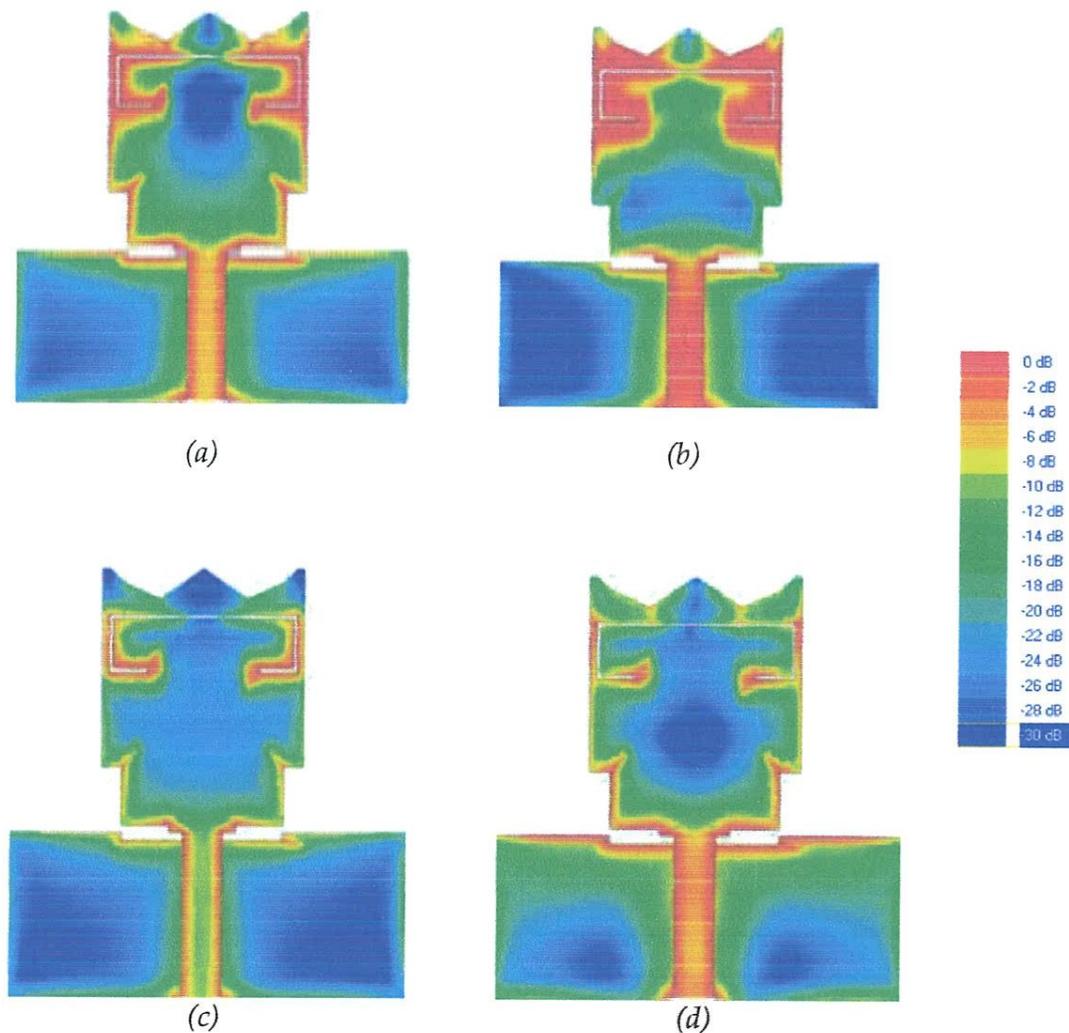


Figure IV.11 : Simulation de  $S_{11}$  pour différentes valeurs de paramètre «  $S$  »

Après cette étude paramétrique de la fente C-inversé en utilisant le logiciel de simulation Zeland IE3D. On a trouvé une relation entre les paramètres de la fente C-inversé et la fréquence centrale de la sous-bande coupée. La longueur totale de la fente C-inversé est  $(L+2H+2W)$ . Elle est égale à  $\frac{\lambda}{3.2}$ .

– *Distribution de la densité de courant*

La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB à sous bande WiMax coupée a été simulée pour quatre fréquences de résonances 3.1 GHz, 3.4 GHz, 4.1GHz et 8.5 GHz. Les Figures (IV.12.a), (IV.12.b), (IV.12.c) et (IV.12.d) montrent ces distributions respectivement.



**Figure IV.12 :** La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB à sous bande WiMax coupée (a) 3.1 GHz (b) 3.4GHz (c) 4.1GHz et (d) 8.5GHz

La Figure IV.12.a montré que pour la fréquence 3.1GHz (fréquence proche à 3.3GHz) il y a une concentration de la densité de courant autour de la fente C-inversé. Cette concentration est très claire pour la fréquence 3.4GHz (Figure IV.12.b) qui existe dans la bande WiMax à rejetée. Ce qui implique la faiblesse de la puissance rayonnée dans cette bande et par conséquent le dysfonctionnement de l'antenne dans cette bande. En dehors de la bande WiMax la concentration de la densité de courant autour de la fente est faible ce implique le fonctionnement normale de l'antenne.

#### IV.4 Antenne UWB à sous Bande Coupée (WLAN)

Dans cette section nous développons l'antenne UWB de forme rectangulaire modifié présenté dans la section IV.2 à une antenne à sous bande coupée capable de rejeter la bande WLAN. La technique utilisée dans cette partie pour le filtrage de la bande WLAN est la technique des éléments parasites. L'idée principale de cette section est d'insérer un élément parasite de forme-C inversé à côté de la ligne d'alimentation de patch rayonnant. La Figure IV.13 montre l'antenne proposée avec l'élément parasite de forme-C inversée.

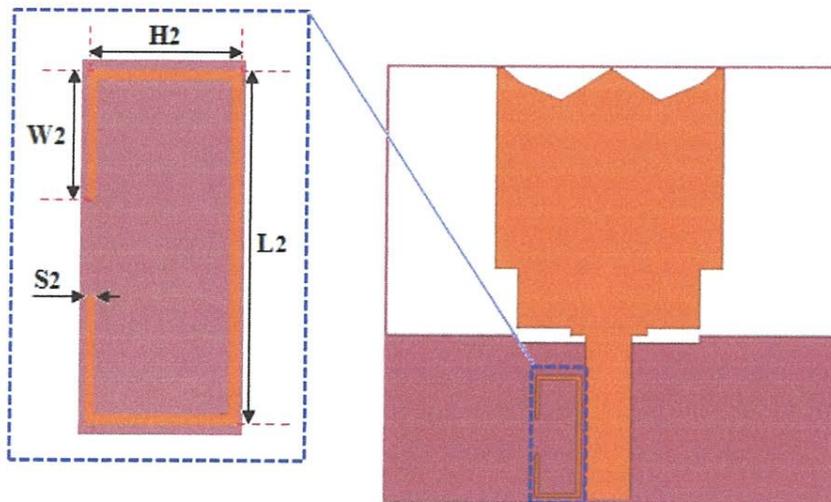


Figure IV.13 : Géométrie de l'antenne proposée avec l'élément parasite de forme C-inversée pour le filtrage de la bande WLAN

Les paramètres « S2 », « H2 », « L2 » et « W2 » de l'élément parasite ont été optimisé afin d'avoir une caractéristique de filtrage dans la bande WLAN. Les Figures IV.14, IV.15, IV.16 et IV.17 montrent l'effet de paramètres « S2 », « H2 », « L2 » et « W2 » respectivement.

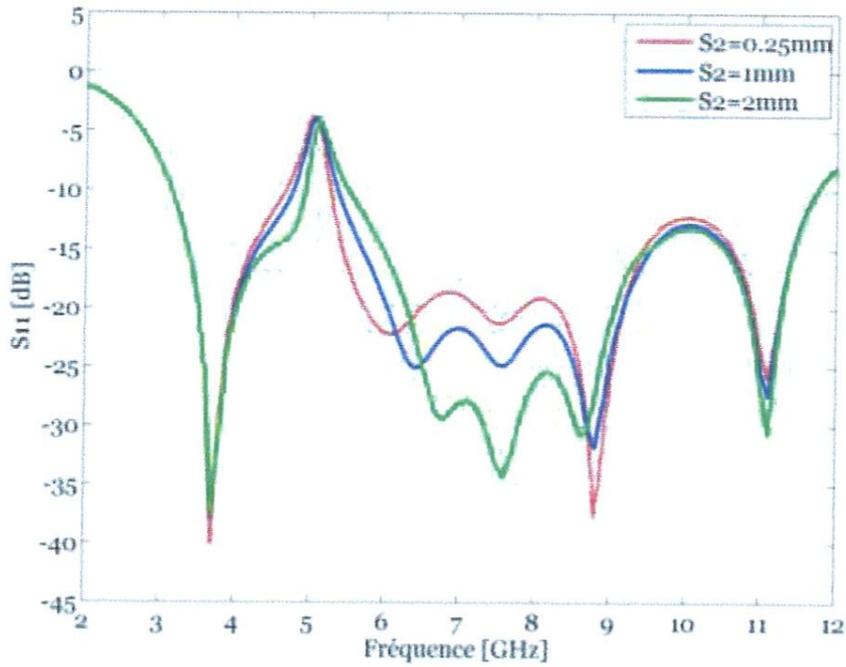


Figure IV.14 : Simulation de  $S_{11}$  pour différents valeurs de paramètre «  $S_2$  »

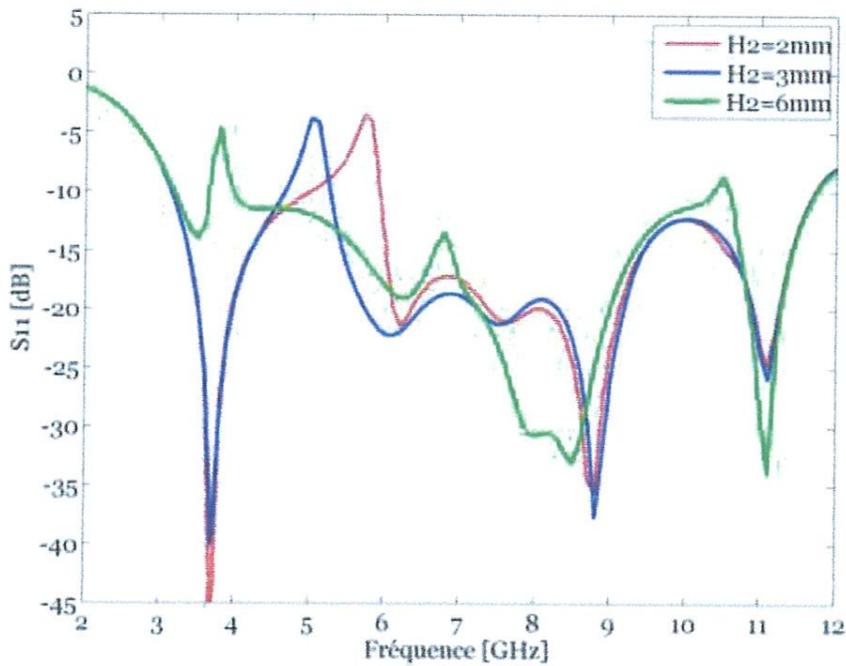


Figure IV.15: Simulation de  $S_{11}$  pour différents valeurs de paramètre «  $H_2$  »

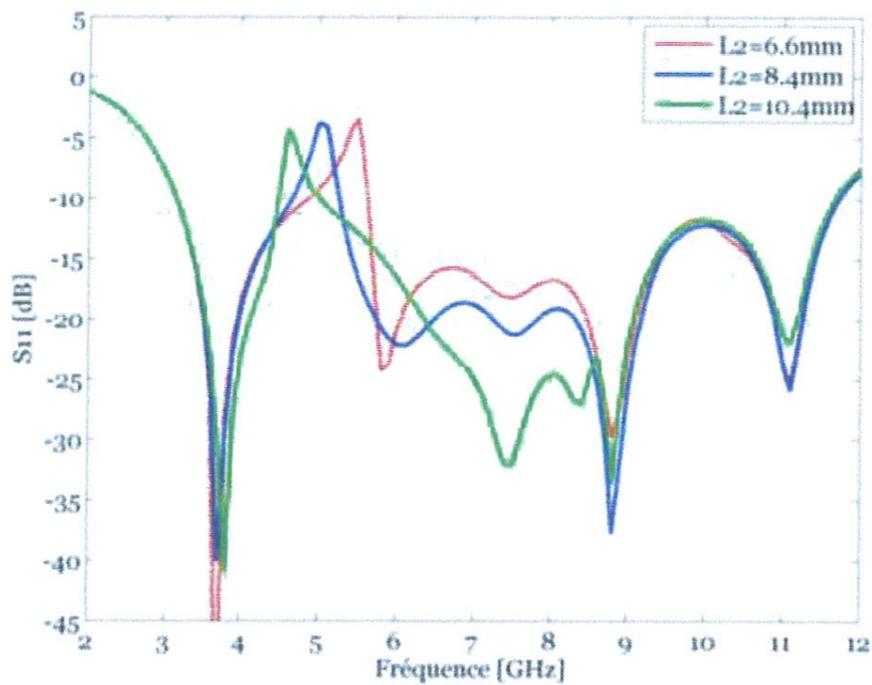


Figure IV.16 : Simulation de  $S_{11}$  pour différents valeurs de paramètre «  $L_2$  »

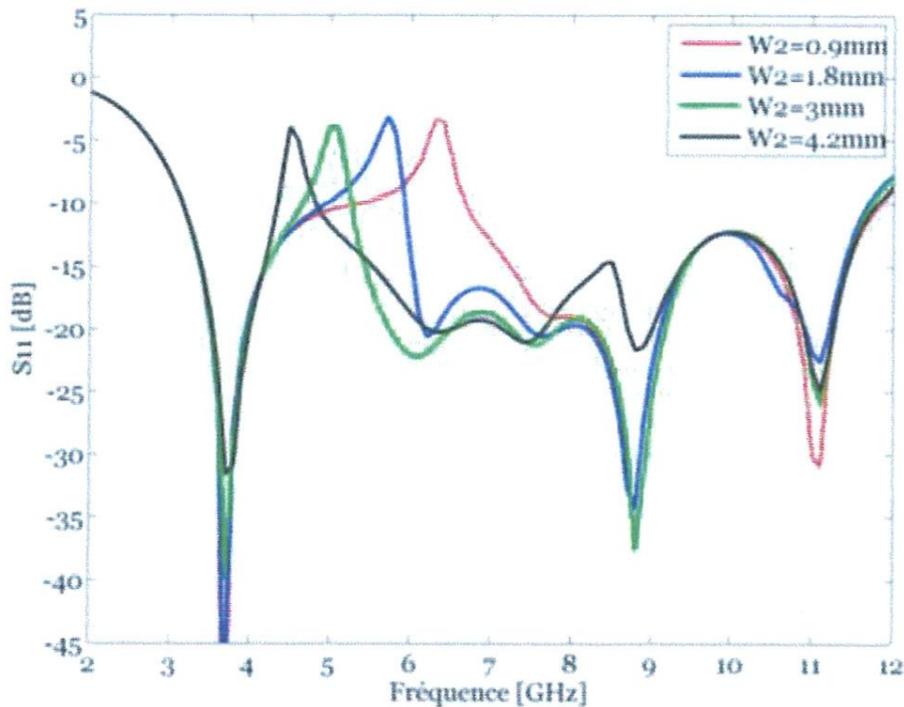
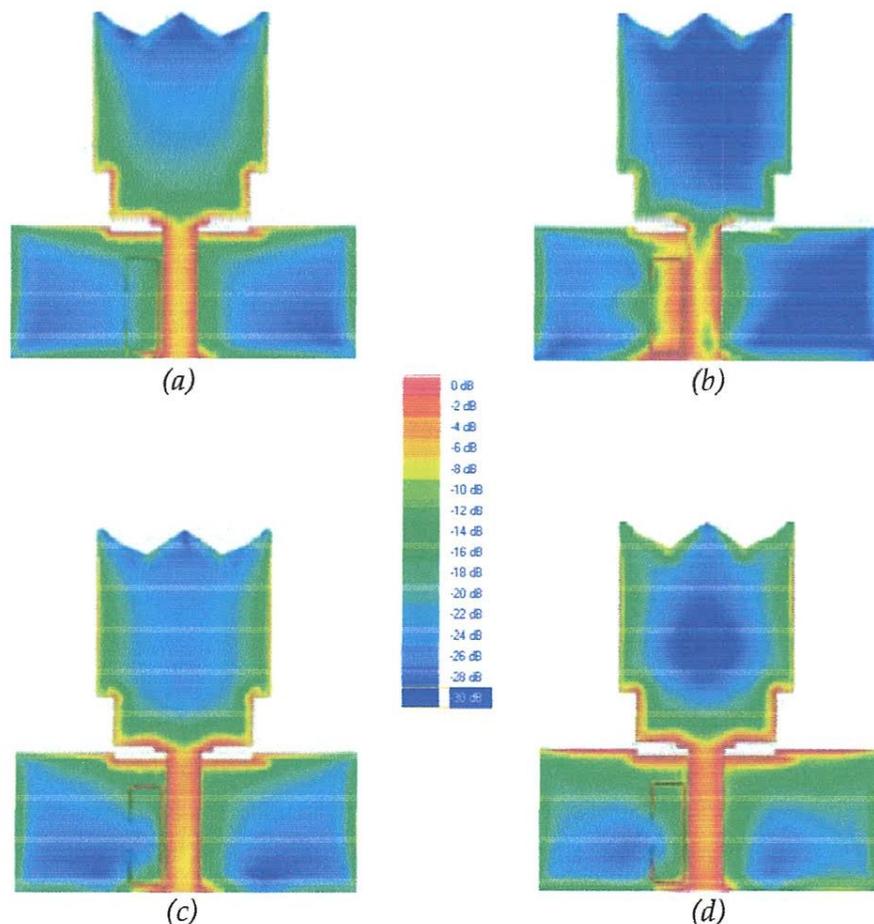


Figure IV.17 : Simulation de  $S_{11}$  pour différents valeurs de paramètre «  $W_2$  »

A partir des Figures IV.14, IV.15, IV.16 et IV.17, on remarque qu'on peut utiliser les paramètres « S2 », « H2 », « L2 » et « W2 » pour contrôler la largeur, la position et le niveau de désadaptation de la bande sous-coupée. Les valeurs optimales correspondant à un filtrage efficace de la bande WLAN sont : « S2=0.25mm », « H2=2mm », « L2=8.2mm » et « W2=1.8mm »

– *Distribution de la densité de courant*

La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB à sous bande WLAN coupée a été simulée pour quatre fréquences de résonances 3.7 GHz, 5 GHz, 6GHz et 8.8 GHz. Les Figures (IV.18.a), (IV.18.b), (IV.18.c) et (IV.18.d) montrent ces distributions respectivement.



**Figure IV.18 :** La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB à sous bande WiMax coupée (a) 3.7GHz (b) 5GHz (c) 6GHz et (d) 8.8GHz

La Figure IV.18.a montré que pour la fréquence 3.7GHz il y a une faible concentration de la densité de courant autour et à l'intérieur de l'élément parasitaire. Pour la fréquence 5GHz (Figure IV.18.b) il y a une forte concentration de la densité de courant autour et à l'intérieur de l'élément parasitaire de forme C-inversé. Ce qui implique la disfonctionnement de l'antenne dans la bande WLAN.

## IV.5 Antenne UWB à deux sous Bandes Coupées WLAN/WLAN Reconfigurables

Dans cette section nous combinons les deux techniques de filtrage, la technique de la fente C-inversé et la technique de l'élément parasitaire de forme C-inversé présentés dans les sections IV.3 et IV.4 respectivement. L'objectif est d'avoir une antenne UWB capable de filtrer deux sous-bandes en même temps la bande WiMax (3.4-3.7 GHz) et la bande WLAN. Afin de commander la fonction de filtrage de notre antenne deux diodes « D1 » et « D2 » sont insérées au niveau de la fente de forme-C et au niveau de l'élément parasitaire, respectivement. La Figure IV.19 montre l'antenne proposée avec la fente de forme-C inversée avec les diodes de commande.

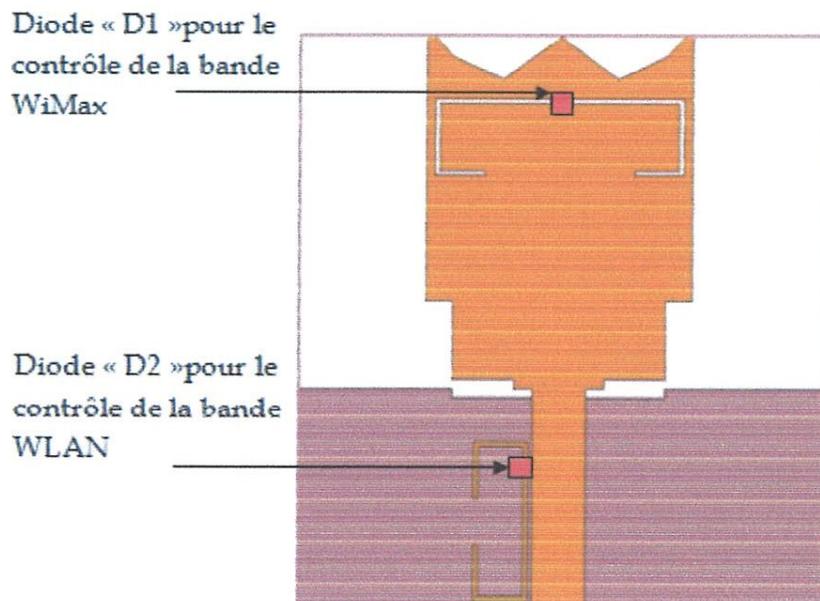
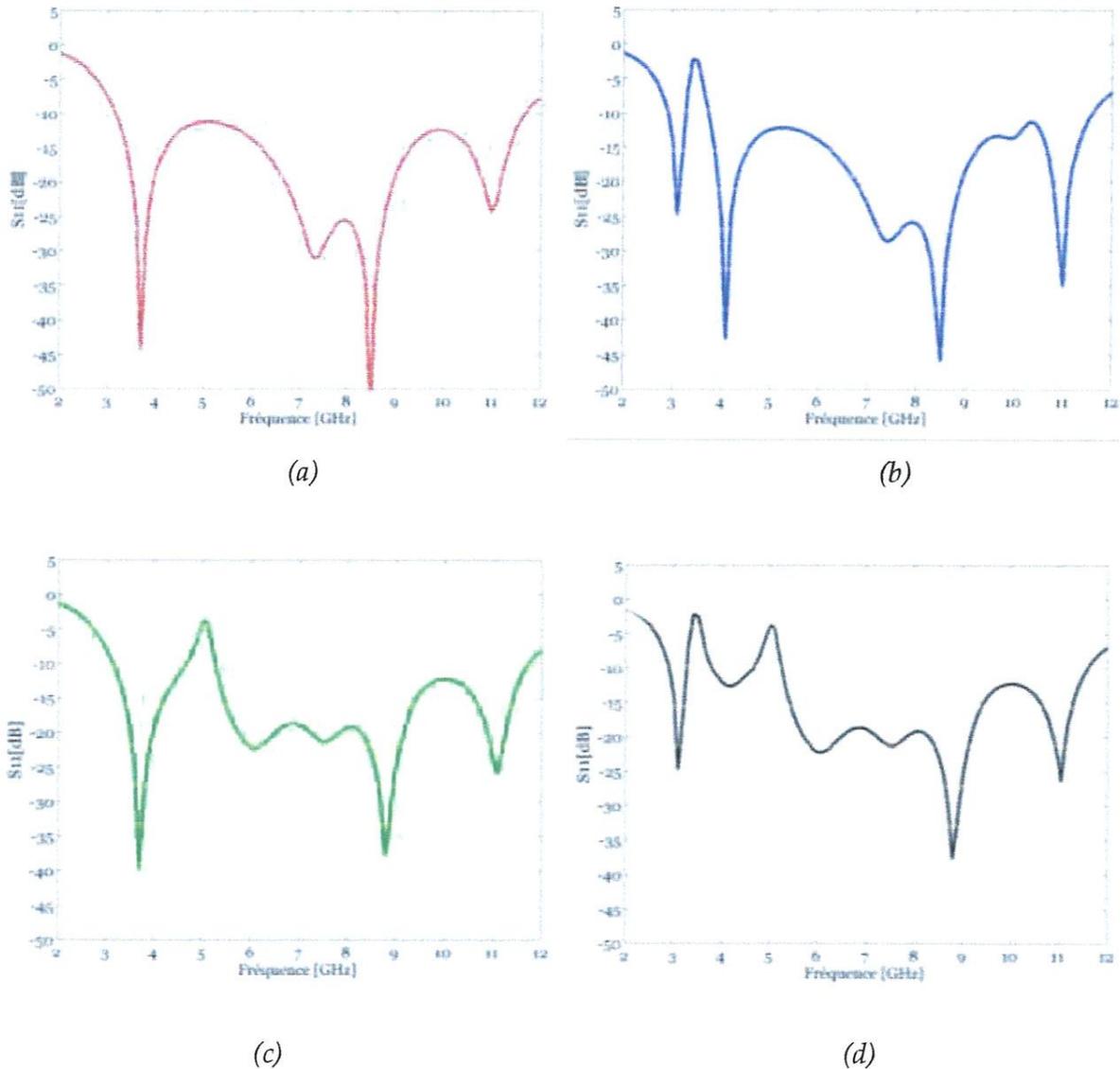


Figure IV.19 : Géométrie de l'antenne proposée avec la fente C-inversé pour le filtrage de la bande WiMax et l'élément parasitaire pour le filtrage de la bande WLAN

– Les coefficients de réflexion en fonction de l'état de diodes « D1 » et « D2 »

Les coefficients de réflexion de l'antenne UWB proposée à deux sous bandes coupées reconfigurables ont été simulés en fonction de l'état des diodes « D1 » et « D2 ». Les Figures (IV.20.a), (IV.20.b), (IV.20.c) et (IV.20.d) montrent les coefficients de réflexion en fonction de l'état des diodes.



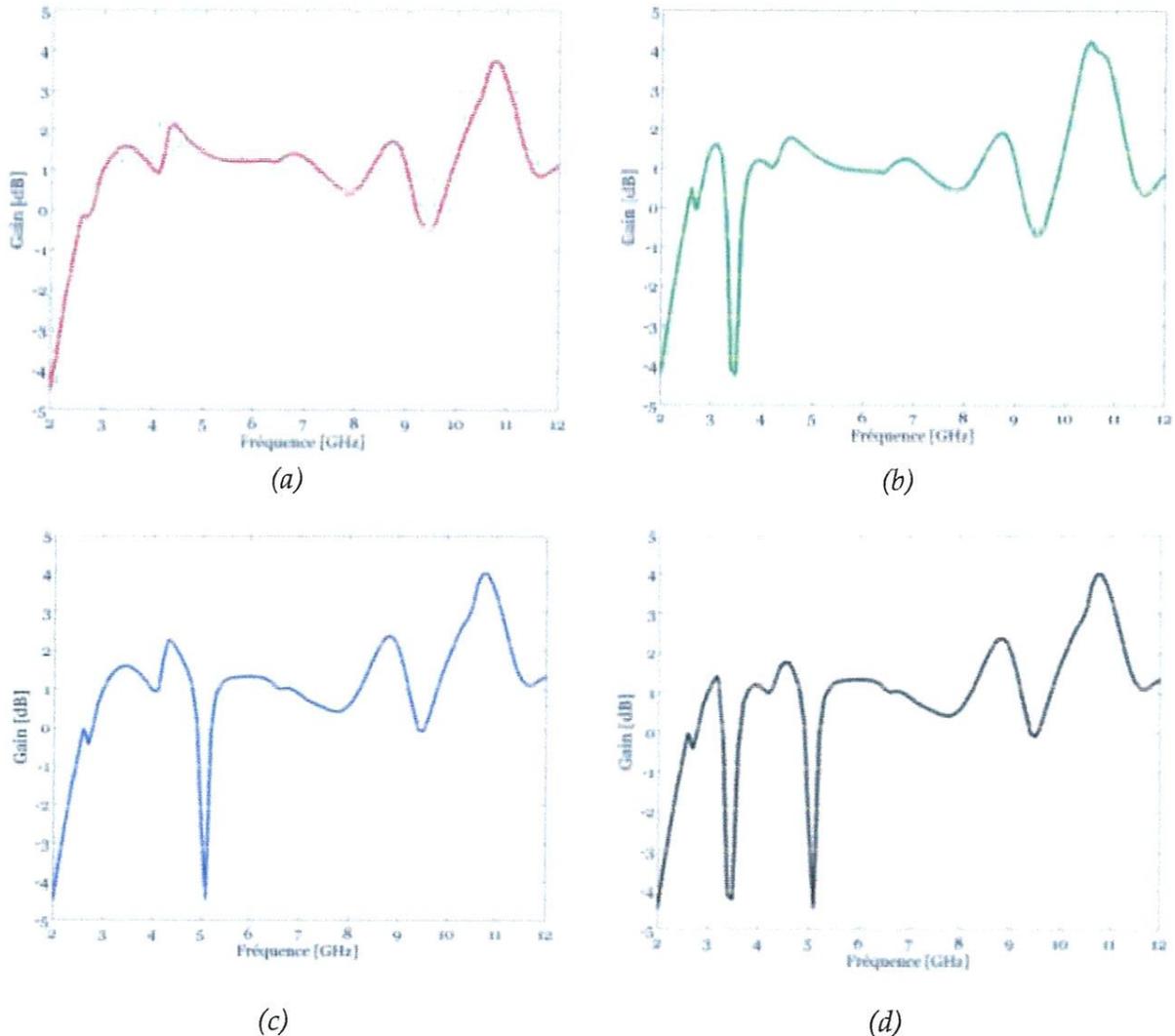
**Figure IV.20 :** Simulation de  $S_{11}$  pour différents états de diodes « D1 » et « D2 »

(a) D1 : passante et D2 : bloquée (b) D1 : bloquée et D2 : bloquée

(c) D1 : passante et D2 : passante (d) D1 : bloquée et D2 : passante

– Le gain de l'antenne en fonction de l'état de diodes « D1 » et « D2 »

Les gains maximaux de l'antenne monopole UWB proposée à deux sous bandes coupées reconfigurables ont été simulés en fonction de l'état des diodes « D1 » et « D2 ». Les Figures (IV.21.a), (IV.21.b), (IV.21.c) et (IV.21.d) montrent les gains maximaux de réflexion en fonction de l'état des diodes.



**Figure IV.21 :** Simulation de gains pour différents états de diodes « D1 » et « D2 »

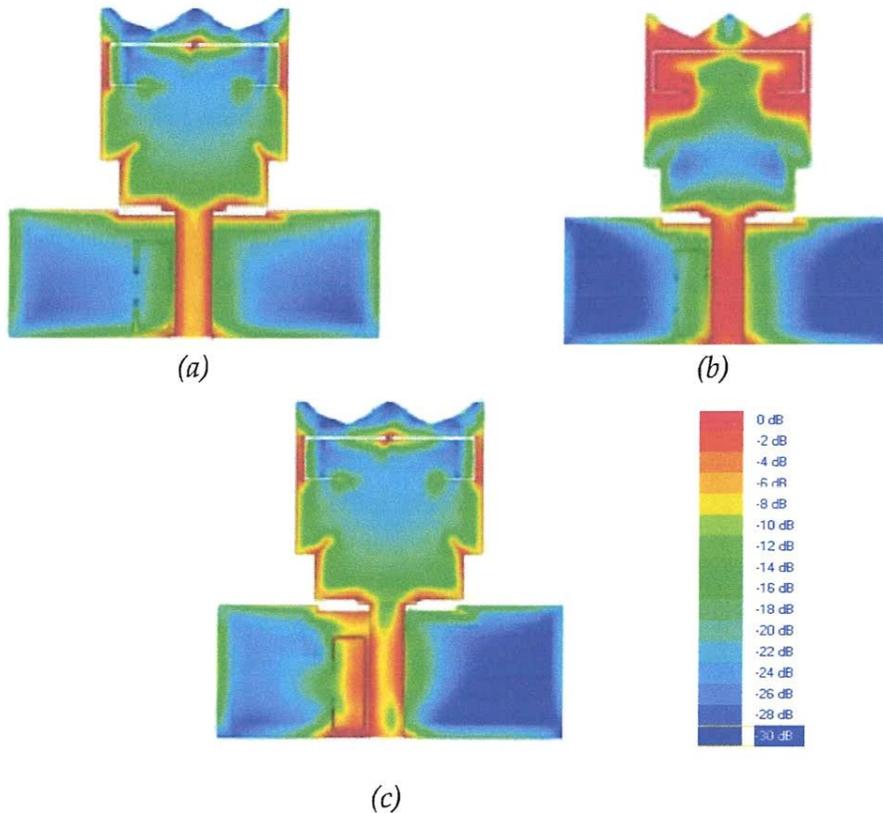
(a) D1 : passante et D2 : bloquée (b) D1 : bloquée et D2 : bloquée

(c) D1 : passante et D2 : passante (d) D1 : bloquée et D2 : passante

Dans les figures ci-dessus la réduction importante dans certains bande représente une désadaptions (dysfonctionnement) de l'antenne selon l'état de diodes. Ce qui permet un filtrage commandé des bandes WiMax et/ou WLAN

– *Distribution de la densité de courant*

La distribution de la densité de courant de l'antenne monopole UWB proposée à deux sous bandes coupées reconfigurables ont été simulés en fonction de l'état des diodes « D1 » et « D2 ». Les Figures (IV.22.a), (IV.22.b), (IV.22.c) et (IV.22.d) montrent ces distributions.



**Figure IV.22 :** La distribution de la densité de courant de l'antenne UWB, (a) « D1 » : passante, « D2 » : bloquée à 3.4GHz, (b) « D1 » : bloquée, « D2 » : bloquée à 3.4GHz (c) « D1 » : passante, « D2 » : passante à 5GHz

Le tableau IV.3 ci-dessous montre les différents états de diodes « D1 » et « D2 » qui nous permette de commander la fonction de filtrage de l'antenne UWB proposée.

<i>Etat de « D1 »</i>	<i>Etat de « D2 »</i>	<i>Résultat</i>
Passante	Passante	Filtrage de la bande WLAN
Passante	Bloquée	Aucun Filtrage
Bloquée	Passante	Filtrage des bande WiMax et WLAN
Bloquée	Bloquée	Filtrage de la bande WiMax

**Tableau IV.3 :** Les états de diodes « D1 » et « D2 » pour le contrôle de la fonction de filtrage de l'antenne UWB proposée.

## **IV.6 Conclusion**

Dans ce quatrième chapitre, nous avons proposé une nouvelle configuration d'antenne monopole UWB de forme rectangulaire modifiée alimentée par une ligne microstrip. Dans un premier lieu l'antenne est développée pour le filtrage de la bande WiMax par l'insertion d'une fente C-inversé au centre de l'élément rayonnant. Dans la deuxième étape de développement nous avons utilisé un élément parasite de forme C-inversée à côté de la ligne d'alimentation pour rejeter la bande WLAN.

La combinaison de la technique de la fente C-inversé et la technique de l'élément parasite permet d'avoir une antenne UWB à deux sous-bandes coupées WiMax et WLAN. L'insertion de diodes D1 et D2 dans les structures de filtrage permet le contrôle des filtre selon l'état des diodes.

# *Conclusion Générale*

## Conclusion Générale

Les antennes sont généralement suivies par des filtres réalisés en technologie microstrip, afin de filtrer quelques bandes de fréquence pour éviter le brouillage ou l'interférence entre les diverses normes de communication, la difficulté de miniaturiser ce type de filtre ne diffère pas à la difficulté de réaliser les antennes miniature. La tendance actuelle se dirige de plus en plus vers l'intégration de ce genre de filtre sur l'antenne, leur assemblage permettra de faire évoluer les aspects liés, à l'encombrement ainsi que le couplage direct à l'antenne. L'objectif de ce projet et la conception d'une antenne UWB à sous-bandes coupées reconfigurable.

Dans le premier chapitre nous avons introduit la technologie UWB. Le bref historique a présenté l'UWB depuis son origine lorsqu'elle était utilisée dans les radars pour la localisation à aujourd'hui où elle représente un grand intérêt pour les communications sans fil. Les principales caractéristiques de cette technologie, sa large occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution temporelle, ont permis à la communauté scientifique et industrielle d'envisager un certain nombre d'applications attrayantes comme les réseaux WPAN très haut débit, des applications domotiques, etc. Des masques de puissance imposant les règles d'émissions des signaux UWB ont été mises en place par les instances de réglementation des différents continents et pays. Comme nous l'avons vu, les systèmes UWB peuvent être essentiellement divisés en deux catégories utilisant différemment la totalité du masque fréquentiel (3.1-10.6 GHz pour la réglementation américaine) : les systèmes IR-UWB et les systèmes Multi-bande

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté les principaux paramètres généralement utilisés pour caractériser les antennes. Nous avons vu qu'elles peuvent être modélisées par des circuits électriques mais aussi décrites par des paramètres de rayonnement, caractérisées par leurs propriétés de transmission ou encore étudiées comme des réseaux définis par les paramètres S. L'essentiel de la théorie des antennes imprimé son aussi présenté. Dans le cas des antennes UWB il est nécessaire d'introduire une caractérisation complémentaire pour tenir compte de leurs propriétés spécifiques.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les antennes monopôle/dipôle UWB planaires, Les antennes indépendantes de fréquence sont certainement les antennes UWB les plus connues. Ces antennes présentent des structures équi-angulaires et log-périodiques. Dans des applications UWB pratiques les antennes imprimées (intégrées) directement sur des cartes électroniques sont les antennes les plus préférées. Pour éviter certaines interférences entre l'UWB et les systèmes à bande étroite déjà existants, les concepteurs ont trouvé une structure simple pour filtrée ces bandes avec des antennes UWB à sous bande coupée en utilisant des fentes ou des éléments parasites.

Dans le quatrième chapitre, nous avons proposé une nouvelle configuration d'antenne monopole UWB de forme rectangulaire modifiée alimentée par une ligne microstrip. Dans un premier lieu l'antenne est développée pour le filtrage de la bande WiMax par l'insertion d'une fente C-inversé au centre de l'élément rayonnant. Dans la deuxième étape de développement nous avons utilisé un élément parasite de forme C-inversée à côté de la ligne d'alimentation pour rejeter la bande WLAN.

La combinaison de la technique de la fente C-inversé et la technique de l'élément parasite permet d'avoir une antenne UWB à deux sous-bandes coupées WiMax et WLAN. L'insertion de diodes D1 et D2 dans les structures de filtrage permet le contrôle des filtre selon l'état des diodes.

# *Bibliographies*

## *Bibliographies*

- [I.1]:F. Nekoogar. «Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications». Prentice Hall, September 10, 2005.
- [I.2]: R. J. Fontana. A Brief History of UWB Communications. Available: <http://www.multispectral.com/history.html>.
- [I.3]: Bennett c.l., ross G.F., «Time-Domain eletromagnetics and its application», IEEE proceedings, vol. 66, n°3, p.299-318, mars 1978.
- [I.4]: Taylor J.D.,« introduction to ultra-wideband radar systems», CRC press, Boca Raton, 1995.
- [I.5]:Barrett T.W.,«history of ultrawideband (UWB) radar & communications: pioneers and innovators», progress in Electromagnetics symposium, Cambridge, MA, Etats-Unis, juillet 2000.
- [I.6]:Fowler C., Entminger J. and Corum J., «Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology,» IEEE AES Magazine, vol. 5, pp. 45-49, Nov.1990.
- [I.7]:R. Scholtz. «Multiple access with time-hopping impulse modulation. In IEEE Military Communications Conference,» MILCOM '93, volume 2, pages 447-450, 11-14 Oct.1993. 24.
- [I.8]: Scholtz r.a., win m.z., «impulse radio», glsic s., leppanen p.a.,eds., wireless communication : TDMA vs. CDMA, kluwer, norwell,1997.
- [I.9]: FORESTER J., GREEN E., SOMAYAZULU S., LEEPER D., «ultra-wideband technology for short- or medium-range wirless communications», intel technology journal, Q2 2001.
- [I.10]: F.Nekoogar. «Ultra-Wideband Communications : Fundamentals and Applications».Prentice Hall, September 10, 2005.
- [I.11]: FCC, First report and order, revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems, rapport n° ET docket 98-153, FCC, avril 2002.

- [I.12]: SHANNON C. E., «communication in the presence of noise »,proceedings of the institute of radio engineers, vol. 37, n°1, p.10-21, janvier 1949.
- [I.13]:Denis B., KEIGNART J.,DANIELE N., «Impact of NLOS propagation upon ranging precision in UWB systems », proceeding of IEEE conference on ultra wideband systems and technologies (UWBST 2003), Reston,VA, Etats-Unis, p. 261-264, novembre 2003.
- [I.14]: ET Docket No. 98-153, «Revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra-Wideband transmission systems», Adopted February 14, 2002, Released April 22, 2002.
- [I.15]: P. Phu, E. Adler, J. Pseulstra, J. Clark, «An Ultra Wideband Exciter for Ground Penetration Radar Systems», IEEE MRR-S Digest, pp. 1135 - 1138,1997.
- [I.16]: M. Hämäläinen, P. Pirinen, J. Linatti, A. Taparugssanagorn,«UWB Supporting Medical ICT Applications», International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB 2008, Hannover, Allemagne, 10 - 12 septembre 2008.]
- [I.17]: E. Kaulf, «Body Area Networks (BAN),» A survey paper written under guidance of Prof. Raj Jain. [Online]. Available: [http://www.cse.wustl.edu/jain/cse574.08/ftp/ban/index. Html..](http://www.cse.wustl.edu/jain/cse574.08/ftp/ban/index.Html..)
- [I.18]: R. J. Fontana,"An Ultra Wideband Communication Link for Unmanned Vehicle Applications", Proceedings AUVSI '97, Baltimore, MD, 3- 6 juin 1997.
- [I.19]: MORCHE D., HELAL D., «RF front-ends implementation aspects and regulation status », the ultra-wideband summit, Paris, France, décembre 2003.
- [I.20]: PORCINO D., «UWB regulations and coexistence: from the FCC first report and order to the patch to approval in Europe», International Workshop on Ultra Wideband Systems, Oulu, Finlande,juin 2003.
- [I.21]: PORCINO D., HIRT W., « UWB radio technology : potential and challenges ahead », IEEE Communications Magazine, vol. 41, n°7, p. 66-74, juillet 2003.
- [I.22]: ECC, ECC Decision of 20 March 2006 on the harmonised conditions for devices using UWB technology in bands below 10.6 GHz, Rapport n°ECC/DEC/(06)04, Electronic Communication Commitee, mars 2006.
- [I.23]: Ryuji Kohno and Kenichi Takizawa.« Overview of Research and Development Activities in NICT UWB Consortium. 2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband». Zurich, Switzerland. September 5-8, 2005. 735-740.

- [I.24]: Kazimierz Siwiak and Debra McKeown, «Ultra-Wideband Radio Technology», 2004, John Wiley & Sons, Ltd.
- [I.25]: J. K. Gilb, «Wireless Multimedia: A Guide to the IEEE 802.15.3 Standard», NJ. IEEE Press, 2003.
- [I.26]: IEEE P802.15-04/716r0, January 2005.
- [II.1]: R. BADOUAL, Ch. MARTIN, S. JACQUET, « Les micro-ondes », Collection Technologie, Ed. Masson
- [II.2]: Léo THOUREL, Ed. Cepadues « Les Antennes ».
- [II.3]: COLLIN et ZUCKER, «Antenna Theory» Inter University Electronic Series-Mc Graw Hill Book Co NY 1969
- [II.4] : Thourel (L.) « les antennes » Dunod, Paris (1971).
- [II.5]: Balanis (C.A) « Antenna theory ». analysis and design]. Wiley, New York, USA (1982).
- [II.6]: Master 1, S1, «Micro-Onde » Système de télécomincation,Chapitre I, Resp Boualague ahsene, 2012-2013.
- [II.7]: HELIER, M. «Techniques micro-ondes », Structures de guidage, dispositifs passifs tubes micro-onde Ellipses, Collection Technosup -Les cours de l'Ecole Supérieur d'Electricité, ISBN 2-7298-0497 April, 2001.
- [II.8]: Jacques PEZZANI & Philippe PICARD « Antennes Radioastronomie Basses Fréquences » - Goutelas - 4 au 8 juin 2007
- [II.9]: C.A. Balanis, « Antenna theory : analysis and design », John Wiley & Sons, second edition, 1997.
- [II.10]: S.J. Orfanidis, « Electromagnetic waves and antennas », <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>, June, 2004.
- [II.11]: IEEE std. 145, "IEEE standard definitions of terms for antennas", IEEE Standards Boards 145-1993, March 1993.
- [III.12]: G. A. Deschamps, Microstrip microwave antenna 3rd USAF. Symposium on Antennas, 1953.
- [II.13]:[www.techniques-ingenieur.fr/base.../antennes.../antennes-imprimées-e3310/](http://www.techniques-ingenieur.fr/base.../antennes.../antennes-imprimées-e3310/).

- [II.14] : Paul F.Combes « Micro ondes 2.circuit passifs, propagation, antennes. Cours et exercice » Dunod, paris 1997.
- [II.15]: Lotfi Djouane « Analyse rigoureuse d'une plaque microbande rectangulaire sur plan de masse ave ouverture rectangulaire par la méthode des moments et les dyades hybrides de Green » mémoire de magister en électronique de l'université de Batna.
- [II.16]: Mouhouche Faiza « Analysis of small microstrip patch antennas for mobile communication » mémoire de magister en électronique de l'université de Boumerdes.
- [II.17] : [http://etd.ohiolink.edu/view.cgi?acc\\_num=ohiou1178633247](http://etd.ohiolink.edu/view.cgi?acc_num=ohiou1178633247)
- [II.18] : Barkat Ouarda« Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique » Thèse de doctorat de l'université Mentouri Constantine décembre 2009.].
- [II.19] : Abla Behloul « Contribution à l'étude des antennes microstrip supraconducteur de forme triangulaire» mémoire de magister en électronique de l'université Mentouri Constantine Avril 2010.]
- [II.20]: « Antenna theory analysis and design » third edition .Constantine, A Balanis ajohn wiley a sons.ING.bublication.]
- [II.21]: Vivekananda Lanka Subramanian « Pattern analysis of the rectangular microstrip patch antenna » final master degree thesis 30 ECTS, thesis No.: 4/2009 MSc. electrical engineering - communication & signal processing January 2009.
- [II.22] : [membres.multimania.fr/aliouneba/pdf/partie2.pdf](http://membres.multimania.fr/aliouneba/pdf/partie2.pdf) .
- [II.23] : Paul F .Combes« Micro ondes1 .lignes, guides et cavités, cours et exercices » Dunod, paris 1997.
- [II.24] : Chouti Leila« Contribution à l'étude d'antennes imprimés rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage » Mémoire pour obtenir le diplôme de magister janvier 2009, université Mentouri-Constantine.
- [II.25] : Hafedh ben Ibrahim Gaha «Analyse et conception des antennes fractales applications à la télécommunication large bande » Thèse de doctorat juillet 2007.

- [II.26] : Addaci Rafik «Evaluation de la fréquence de résonance complexe et de la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire par la méthode neurospectrale » mémoire pour l'obtention du diplôme de magister en électronique 16/10/2006, Université de Constantine.
- [II.27] : Hatem Rmili «Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Bordeaux I, novembre 2004.
- [II.28] : Rodrigo Ponce Heredia« Contribution à la modélisation du rayonnement d'antennes conformées pour des applications C.E.M. en aéronautique» Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de l'Umoges juillet 2008.
- [II.29] : Abdellatif Hafiane «Étude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique» Mémoire pour le grade de docteur de l'université de Marne la Vallee.Mars2003.
- [II.30] : Chouti Leila «Contribution à l'étude d'antennes imprimés rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage »Mémoire pour obtenir le diplôme de magister janvier 2009.]garde de docteur de l'université de Marne la Vallee.Mars2003.
- [II.31]: [photonics.intec.ugent.be/download/mth\\_32.pdf](http://photonics.intec.ugent.be/download/mth_32.pdf).
- [II.33] : David Bidou «contribution a l'étude d'antenne fort gain .Application dans Le domaine millimétrique» Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de l'Imoges Mai 2003.
- [II.34] : Christos Kalialakis «Finite difference time domain analysis of microstrip antenna-circuit modules» thèses de doctorat July 1999, université de Birmingham
- [II.35] : Sylvain Demarty« Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé »Thèse pour obtenir le grade de Docteur de L'Université de Limoges, août 2006.
- [III.1]: E. Zollinger. "extremely wideband antenna". Technical report, COST Action 273, Digital Radio Towards Future Generation Systems, 2001.pastel-00002430, version 1 - 10 May 2007.
- [III.2]: Lawton R. and Ondrejeka A. "antennas and the associated time-domain range for the measurement of impulsive fields". Technical report, Nat. Bur of Standards, 1978.

- [III.3]: Lestari A.A., Yarovoy A., and Lighthart L.P. "an efficient ultra-wideband bowtie antenna". In Proc. of the Millenium Conference on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, apr.
- [III.4]: Hagness S.C., Taflove A., and Bridges J.E. "wideband ultralow reverberation antenna for biological sensing". Electronics letter, 33(19) :1594-1595, 1997.
- [III.5]: H.G. Schantz. "a brief history of uwb antennas". In AES-M Proc., pages 22-26, apr. 2004.
- [III.6]: S.A Schelkunoff. Electromagnetic Waves, volume ch. XI. Princeton N.J., 1943.
- [III.7] : P.S. Carter. "wide band, short wave antenna and transmission line system". Technical report, U.S. Patent 2,181,870, December 5 1939.
- [III.8]: N.E. Lindenblad. "wide band antenna". Technical report, U.S. Patent 2,239,724, 29 apr., 1941.
- [III.9]: L.N. Brillouin. "broad band antenna". Technical report, U.S. Patent 2,454,766, 30 nov. 1948.
- [III.10]: F. Lalezari & al. "broadband notch antenna". Technical report, U.S., Patent 4,843,403, 27 june 1989.
- [III.11]: G. Robert-Pierre Mari. "wide band slot antenna". U.s. patent 3,031,665, 24 april 1962.
- [III.12]: CHEN Z. N., «Experiments on Input Impedance of Titeld Planar monopole antenna », Microwave and Optical Technology Letters, vol. 26, n°3, aout 2003.
- [III.13]: BALANIS C.A., Antenna Theory : Analysis and Design, third edition, john Wiley and sons, Hoboken, NJ, Etats-Unis,2005.
- [III.14]: V.H.Rumsey, Frequency Independent Antenna, academic Press, New York, 1966.]
- [III.15]: V. H. Rumsey, «Frequency Independant Antenna », 1957 IRE National Convention Record, pt. 1, pp 114-118,1957.
- [III.16]: <http://www.iet.ntnu.no/>
- [III.17]: J. A. Kaiser, The Archimedean two-wire spiral antenna, IRE Transactions on Antennas and propagation, vol. AP-8? May 1960, pp.312-323.

- [III.18]: R.H DuHamel and DE Isabell, "Broadband Logarithmically periodic antenna structure, IRE International Convention Record, Vol. 5, Part 1, pp 119-128, March 1957.
- [III.19]: J.ROGER, «Antennes techniques traité d'électronique E3284,» Technique de l'Ingénieur, pp.45-46.
- [III.20]: DUHAMEL R. H., «Dual Polarized Sinuous Antennas », U.S. Patent 4, 658,262, avril 14, 1987.
- [III.21]: G. A. Deschamps, Microstrip microwave antenna 3rd USAF. Symposium on Antennas, 1953.
- [III.22]: J. Kim, C. S. Cho, and J. W. Lee, "5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR," Electron. Lett., vol. 42, no. 6, Mar.2006.
- [III.23]: S. J. Hong, J. W. Shin, H. Park, and J. H. Choi, "Analysis of the band-stop techniques for ultrawideband antenna," Microw. Opt.Technol. Lett., vol. 49, pp. 1058-1062, 2007.
- [III.24]: J. Hong and M. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 45, no. 12, pt. 2, pp. 2358-2365, Dec. 1997.
- [III.25]: C.-C. Lin and R. W. Ziolkowski, "Tri-band notched ultra-wideband antenna using capacitively loaded loops," presented at the Int. Symp. on Antennas and Propagation, Toronto, Canada, Jul. 2010, paper 408.4.
- [III.26]: F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic bandgap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, no.10, pp. 2936-2946, Oct. 2003.