

# UNIVERSITÉ CHEIKH ANTA DIOP DE DAKAR



## ECOLE DOCTORALE PHYSIQUE CHIMIE SCIENCES DE LA TERRE DE L'UNIVERS ET DE L'INGENIEUR

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES (FST)

Année : 2015-2016

N° d'ordre : 002/2017

### THESE DE DOCTORAT UNIQUE

Spécialité : **ELECTRONIQUE, SYSTEMES ET TELECOMMUNICATIONS (EST)**

Présentée par :

**Abdoulaye CHAIBO**

Titre: Etude, Conception et Caractérisation des Antennes avec des Caractéristiques de Rejection de Bandes pour des Applications Ultra Large Bande

Soutenue le 20 Janvier 2017 devant le jury composé de :

**Président :**

Joseph SAAR

Professeur Titulaire

FST-UCAD

**Rapporteurs :**

Aliou DIALLO

Maître de Conférences

LEAT-UNSA France

Bassirou BA

Professeur Titulaire

FST-UCAD

**Examineurs :**

Magaye DIOP

Maître de Conférences

ESP-UCAD

**Directeurs de thèse :**

Aboubaker Chedikh BEYE

Professeur Titulaire

FST-UCAD

Mahamoud Youssouf KHAYAL

Maître de Conférences

CNRD Tchad

*A mes parents CHAIBO Adam et ALLIAH Markhani  
A mon épouse Meram an-Nadjma YACINE  
A ma fille ALLIAH al-HAKIMA Abdoulaye CHAIBO*

La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne.  
La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi.  
Ici, nous avons réuni théorie et pratique : Rien ne fonctionne... et personne ne sait pourquoi!

*Albert Einstein*

# Remerciement

Cette thèse a été réalisée à l'Université Cheikh Anta Diop (UCAD) de Dakar au sein du Groupe de Laboratoire de Physique des Solides et Sciences des Matériaux (GLPSSM).

Tout d'abord, je rends grâce à ALLAH, le Tout Puissant de m'avoir accordé santé et courage pour entamer et réaliser ce travail. *Merci ALLAH.*

Mes remerciements vont à mon directeur de thèse, M. Aboubaker Cheidikh BEYE, Professeur Titulaire des Universités de Classes Exceptionnelles, caractérisé par sa sympathie, son esprit de jeune actif et sa présence toujours agréable. Je n'oublie pas sa rigueur et son sérieux à travers ses réflexions et ses commentaires sur les travaux que j'ai effectué tout au long de cette thèse. *Merci A. C. BEYE.*

J'exprime aussi toute ma gratitude à mon co-directeur de thèse, M. Mahamoud Youssouf KHAYAL, Maître de Conférences à l'Université de N'Djamena, Directeur du Centre National de Recherche pour le Développement (CNRD) du Tchad et actuel Président du Mécanisme Africain d'Évaluation par les Pairs (MAEP-Continental), pour la confiance qu'il m'a accordée, pour sa disponibilité, ses conseils et ses idées innovantes. Toujours la barbe rasée mais avec une très grande moustache, le tout dans une extrême énergie "*le bulldozer*" et une sympathie hors norme. *Merci Mahamoud.*

J'adresse mes sincères remerciements à Joseph SAAR, Professeur Titulaire de l'Université Cheikh Anta Diop (UCAD) de Dakar et actuel Doyen de la Faculté des Sciences et Technique de l'UCAD, pour avoir accepté de présider le Jury malgré ces énormes occupations.

Je remercie également très sincèrement M. Bassirou BA, Professeur Titulaire de l'Université Cheikh Anta Diop (UCAD) de Dakar et actuel Directeur de l'École Doctoral Physique-Chimie-Sciences de la Terre-de l'Univers et de l'Ingénieur (PCS-TUI), pour avoir accepté de rapporter cette thèse en y apportant ses rigoureuses observations.

Je ne trouve pas les mots pour exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à M. Aliou DIALLO, Maître de Conférences à l'Université Nice Sophia-Antipolis et Chercheur au Laboratoire d'Électronique Antennes et Télécommunica-

tions (LEAT). D'abord, pour m'avoir facilité le séjour au LEAT, pour nos échanges, ses remarques et critiques très constructives pendant tout le séjour et enfin pour avoir accepté de rapporter cette thèse. *Merci Aliou.*

Ma reconnaissance va aussi vers Jean-Yves DAUVIGNAC, Directeur du LEAT, Georges KOSSIAVAS, Nicolas FORTINO pour leur accueil chaleureux, leur bonne humeur et les échanges constructives lors des simulations ou pendant les sciences de présentions.

Sans oublier les doctorants du LEAT, pour leur initiation au jeu de fléchette en compétition et pour les merveilleux moments partagés à la machine à café et les doctorants du GLPSSM.

Pour finir, je remercie mes parents, mes amis (es), Mahamat Saleh Azene, Mahamat Charfadine Nimane et les deux amours de ma vie qui ont été ma force et mon soutien pendant les moments difficiles. Deux amours que je porte et que je porterais toujours dans mon cœur. *Merci Nadjma et Hakima.*

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Généralité sur les antennes ULB</b>	<b>4</b>
1.1 Introduction . . . . .	6
1.2 Caractéristiques générales des antennes . . . . .	6
1.2.1 Caractéristiques d'adaptation . . . . .	7
1.2.2 Caractéristiques de rayonnement . . . . .	10
1.2.3 Caractéristiques de polarisation . . . . .	13
1.3 Avantages et inconvénients de la technologie ULB . . . . .	14
1.3.1 Capacité de transmission de la technologie ULB . . . . .	14
1.3.2 Avantages économiques . . . . .	14
1.3.3 Performances aux trajets multiples . . . . .	15
1.3.4 Communication protégée . . . . .	15
1.3.5 Coexistence des systèmes ULB avec les interférences des sys- tèmes bande étroite environnants . . . . .	16
1.3.6 Implémentation des émetteurs et récepteurs des systèmes ULB	17
1.4 Différents types d'applications de l'ULB . . . . .	17
1.4.1 Applications liées à la détection . . . . .	18
1.4.2 Applications liées aux localisation et suivis . . . . .	19
1.4.3 Applications liées aux communications sans fil . . . . .	20

1.5	Le Standard ULB . . . . .	22
1.5.1	Définition d'un signal ULB . . . . .	22
1.5.2	La réglementation des émissions . . . . .	24
1.5.3	Normalisation de la technologie ULB . . . . .	26
1.6	Conclusion . . . . .	28
	Bibliographie Chapitre 1 . . . . .	30
<b>2</b>	<b>État de l'art sur les antennes ULB</b>	<b>33</b>
2.1	Introduction . . . . .	34
2.2	Antennes ULB indépendantes de la fréquence . . . . .	34
2.2.1	Antenne ULB spirale . . . . .	35
2.2.2	Antennes ULB log-périodiques . . . . .	39
2.3	Antennes ULB élémentaires . . . . .	42
2.3.1	Antenne ULB biconique . . . . .	43
2.3.2	Antenne ULB discone . . . . .	44
2.3.3	Antenne ULB papillon . . . . .	45
2.3.4	Les monopôles ULB . . . . .	46
2.4	Antennes ULB cornets . . . . .	50
2.5	Techniques de d'élargissement de la bande passante des antennes . . . . .	51
2.6	Antennes ULB à bandes rejetées . . . . .	53
2.6.1	Utilisation des fentes . . . . .	54
2.6.2	Utilisation des structures méta-matériaux . . . . .	59
2.7	Conclusion . . . . .	64
	Bibliographie Chapitre 2 . . . . .	65
<b>3</b>	<b>Étude et conception de nouvelles antennes ULB</b>	<b>70</b>
3.1	Introduction . . . . .	71

3.2	Approche méthodique . . . . .	71
3.2.1	Choix de l'outil de simulation . . . . .	72
3.2.2	Démarche de conception des antennes ULB . . . . .	73
3.3	Étude de l'antenne à fente . . . . .	74
3.3.1	Conception et géométrie de l'antenne . . . . .	75
3.3.2	Étude théorique : détermination des fréquence de résonances de la fente circulaire . . . . .	76
3.3.3	Résultats et Discussions . . . . .	78
3.4	Étude d'un monopôle carré ULB . . . . .	86
3.4.1	Conception et géométrie des antennes . . . . .	86
3.4.2	Étude théorique : détermination de fréquences de résonances des monopôles carrés . . . . .	88
3.4.3	Résultats et Discussions . . . . .	90
3.5	Conclusion . . . . .	98
	Bibliographie Chapitre 3 . . . . .	99
<b>4</b>	<b>Étude et conception de nouvelles antennes ULB à bandes rejetées</b>	<b>100</b>
4.1	Introduction . . . . .	101
4.2	Approche méthodique . . . . .	101
4.2.1	Généralité sur les résonateurs à base de méta-matériaux . . . . .	101
4.2.2	Démarche de conception et d'insertion des cellules SRRs dans une antenne ULB . . . . .	108
4.3	Étude d'une antenne ULB à trois bandes rejetées . . . . .	111
4.3.1	Dimension des cellules méta-matériaux . . . . .	111
4.3.2	Monopôle CPW à trois bandes rejetées . . . . .	113
4.3.3	Monopôle microruban à trois bandes rejetées . . . . .	120
4.3.4	Antenne papillon à trois bandes rejetées . . . . .	126

4.4 Conclusion . . . . .	135
Bibliographie Chapitre 4 . . . . .	136
<b>Conclusion générale</b>	<b>138</b>
<b>References</b>	<b>142</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>142</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>148</b>
<b>Publications</b>	<b>148</b>

# Introduction générale

Le domaine des technologies en général et celui des télécommunications en particulier est en perpétuelle évolution ces dernières années. L'on s'intéresse de plus en plus à explorer des moyens et techniques pouvant permettre de transmettre le maximum de données possibles. Cependant, son essor est freiné par un spectre de fréquences de plus en plus surchargé. Dans ce contexte, l'utilisation de la technologie Ultra Large Bande (ULB) permettant la transmission d'un flux important d'information se trouve être parmi les meilleurs solutions.

Les activités de recherches et de développement de cette technologie ont fortement bénéficiés de la décision prise en 2002 par l'organisme américain de régulation des systèmes de communications (la FCC : Federal Communication Commission), qui a autorisé l'utilisation de la bande de fréquence de 3.1 à 10.6GHz. Cette décision a été suivie en 2007 par celle de l'instance européenne de réglementation des communications électronique (le ECC : Electronic Communications Committee) qui autorise à son tour l'utilisation de la technologie ULB dans les bandes 4.2 à 4.8GHz et 6 à 8.5GHz.

La technologie ULB promet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et des coûts limités. Elle ouvre également la voie à des nouvelles possibilités notamment dans de nombreux domaines d'applications comme la télédétection, l'imagerie médicale et certains dispositifs électroniques embarqués. Possédant des avantages concurrentiel avérés par rapport aux technologies bande étroite, la technologie ULB a les moyens et les atouts pour révolutionner l'univers des communications sans fils à courte portée.

---

Cependant, des nombreuses questions relatives à la faisabilité de cette technologie restent en suspens. Parmi ces questions, il y a celle liée à sa coexistence avec les technologies bande étroite déjà existantes et qui occupent le même spectre de fréquences que celui prévu pour le système ULB. C'est dans ce cadre que s'inscrit le travail de cette thèse dont l'objectif est de concevoir, de réaliser et de caractériser des antennes compactes, ultra large bande et qui possèdent des caractéristiques de rejection des principales bandes étroites des systèmes existants.

Le premier chapitre de ce manuscrit est consacré à la présentation de la technologie Ultra Large Bande (ULB), ses caractéristiques et ses principales applications. Il mettra en revue les trois grandes familles qui caractérisent les antennes dites "*classiques*" puis les antennes ULB. Ce chapitre verra ensuite la présentation des principaux avantages et des nombreux domaines d'applications partant des communications sans fils aux applications radar et les applications dans le domaine de la santé. Le standard ULB, la réglementation des émissions des signaux ULB dans le monde, ainsi que la normalisation de la technologie seront décrits et détaillés dans la dernière partie du chapitre.

Le deuxième chapitre fait un état de l'art des diverses antennes ULB existantes. Elles sont classées selon la particularité de leur géométrie ou de leur diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnel ou directive). Les antennes classées selon la particularité de leur géométrie sont appelées antennes indépendante de la fréquence. Ces types d'antennes subdivisées en deux groupes (antennes ULB spirale et log-périodique). Les antennes classées selon leur diagramme de rayonnement sont également constituées de plusieurs groupes : les antennes biconiques (discone et papillon), les monopôles ULB, les antennes cornets. Ce chapitre se propose d'étudier ces différents types d'antennes ULB du point de vue classique (adaptation et diagramme de rayonnement). Les techniques d'élargissement des bandes passantes des antennes, Les antennes ULB (simple ou ré-configurable) à bandes rejetées seront étudiées et détaillées dans la dernière partie du chapitre.

---

Le troisième chapitre est consacré à la conception de nouvelles antennes ultra large bande. Dans ce contexte, il présentera dans une approche méthodique la justification du choix de l'outil de simulation et l'adoption sous forme d'algorithme d'une démarche didactique de conception d'antennes ULB basée sur la détermination d'un cahier de charge en fonction des caractéristiques de base (fréquences, bande passante...) d'une antenne. Viendra ensuite l'étude d'une antenne à fente circulaire dans laquelle nous allons apporter plusieurs modifications sur le périmètre de la surface rayonnante dans le but d'exciter et de coupler des modes afin d'avoir une antenne avec des caractéristiques large bande et/ou bi-bandes. Suivra à la fin de ce chapitre, l'étude, la conception et la caractérisation de deux monopôles ULB.

Le quatrième et le dernier chapitre de ce manuscrit traite essentiellement question de la coexistence de la technologie ULB avec les systèmes bande étroite existants. Il présente en effet l'étude de nouvelles antennes ULB à bandes rejetées. Dans une approche méthodique, les techniques de conceptions et d'insertions des cellules méta-matériaux à perméabilité négative sur les antennes ULB seront étudiées. L'étude de ces techniques nous permettra de réaliser deux types de monopôles ULB chargés par des structures méta-matériaux pour rejeter simultanément une, deux, et trois bandes étroites. Dans la dernière partie du chapitre, et dans le souci de confirmer l'efficacité des techniques utilisées, nous allons concevoir un autre dispositif ultra large bande (antenne papillon) avec de caractéristiques de rejection de bandes étroites.

# Chapitre 1

## Généralité sur les antennes ULB

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>6</b>
<b>1.2</b>	<b>Caractéristiques générales des antennes</b>	<b>6</b>
1.2.1	Caractéristiques d'adaptation	7
1.2.2	Caractéristiques de rayonnement	10
1.2.3	Caractéristiques de polarisation	13
<b>1.3</b>	<b>Avantages et inconvénients de la technologie ULB</b>	<b>14</b>
1.3.1	Capacité de transmission de la technologie ULB	14
1.3.2	Avantages économiques	14
1.3.3	Performances aux trajets multiples	15
1.3.4	Communication protégée	15
1.3.5	Coexistence des systèmes ULB avec les interférences des systèmes bande étroite environnants	16
1.3.6	Implémentation des émetteurs et récepteurs des systèmes ULB	17
<b>1.4</b>	<b>Différents types d'applications de l'ULB</b>	<b>17</b>
1.4.1	Applications liées à la détection	18
1.4.2	Applications liées aux localisation et suivis	19
1.4.3	Applications liées aux communications sans fil	20
<b>1.5</b>	<b>Le Standard ULB</b>	<b>22</b>
1.5.1	Définition d'un signal ULB	22

---

1.5.2	La réglementation des émissions . . . . .	24
1.5.3	Normalisation de la technologie ULB . . . . .	26
<b>1.6</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>28</b>
	<b>Bibliographie Chapitre 1 . . . . .</b>	<b>30</b>

---

## 1.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation de la technologie Ultra Large Bande (ULB), ses caractéristiques et ses principales applications. Il mettra en revue dans un premier temps les trois grandes familles qui caractérisent les antennes dites “*classiques*” puis les antennes ULB. Les grandes familles matérialisées par les caractéristiques d’adaptation, de rayonnement et de polarisation.

La grande capacité du canal de transmission, l’immunité contre les trajets multiples etc., constituent les particularités (avantages) faisant de cette technologie une innovation tant dans les domaines de la recherche que sur le marché seront ensuite présentées.

La troisième partie du chapitre présentera les nombreux domaines d’applications partant des communications sans fils aux applications radar de détection de suivi et de localisation ainsi que les applications de la technologie dans le domaine de la santé en générale et de l’imagerie médicale en particulier.

Afin de mettre en évidence tant les intérêts que les problématiques relatifs à cette technologie, quelques inconvénients notamment la coexistence de la technologie ULB avec les systèmes bande étroite existants, principale motivation de cette thèse seront présentés dans la partie quatre de ce chapitre.

Enfin, le standard ULB, la réglementation des émissions des signaux ULB dans le monde, ainsi que la normalisation de la technologie seront décrits et détaillés.

## 1.2 Caractéristiques générales des antennes

L’antenne est un élément indispensable de n’importe quel système de transmission sans fils. Elle est définie comme un transducteur permettant de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques. En d’autres termes, à l’émission, l’antenne prend les signaux électromagnétiques d’une ligne de transmission et les diffuse dans l’espace libre. Inversement, elle recueille les ondes électromagnétiques incidentes et les converties en des tensions mesurables dans le cas d’une réception. La figure 1.1 suivante montre un schéma descriptif d’une chaîne d’émission et de réception dans

l'espace libre.

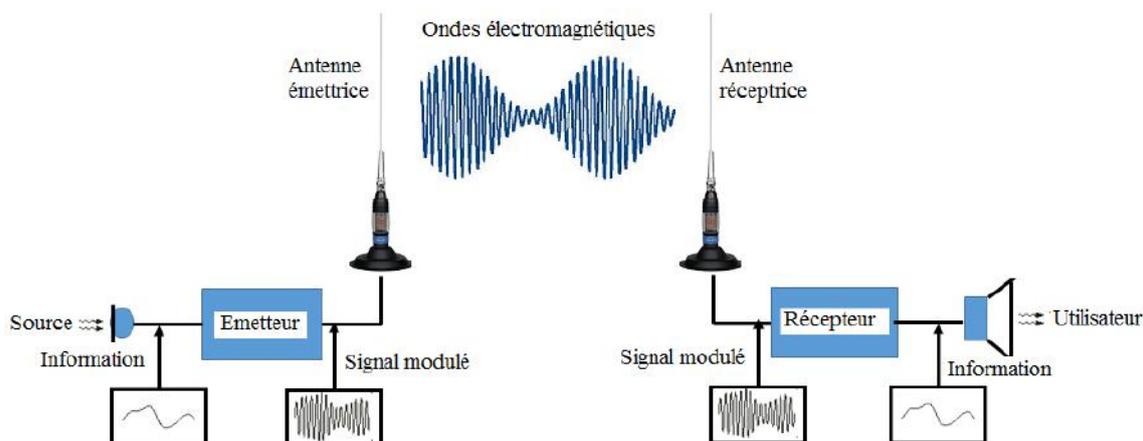


FIGURE 1.1 – Chaîne de transmission dans l'espace libre montrant une antenne en émission et une en réception

En général, pour décrire les performances d'une antenne, plusieurs paramètres essentiels (R.O.S : Rapport d'Onde Stationnaire, diagramme de rayonnement, efficacité...) sont définis. Des paramètres que l'on peut regrouper en trois familles : les paramètres d'adaptation, de rayonnement et de polarisation [1].

## 1.2.1 Caractéristiques d'adaptation

### 1.2.1.1 Impédance d'entrée d'une antenne

L'impédance d'entrée ( $Z_a$ ) se définit comme le rapport complexe observé entre la tension et le courant à l'entrée d'une antenne en émission. C'est une notion importante pour assurer le transfert du maximum d'énergies entre l'antenne et les dispositifs qui y sont connectés grâce aux techniques d'adaptation. Par rapport au générateur, l'antenne se comporte comme un dipôle électrique ayant une impédance complexe (*cf. équation 1.1*).

$$\overline{Z}_a = \frac{\overline{V}_e}{\overline{I}_e} = R_a + jX_a \quad (1.1)$$

où  $R_a$  et  $X_a$  représentent respectivement la résistance et la réactance de l'antenne.  $R_a$  est liée aux champs rayonnés et aux pertes par effet joules tandis que  $X_a$  est

due aux champs d'induction au voisinage de l'antenne.

### 1.2.1.2 Coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ) et R.O.S

Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'amplitude de la tension (complexe) de l'onde réfléchie à l'entrée de l'antenne et l'amplitude de la tension (complexe) de l'onde incidente (*cf. équation 1.2*). Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique de la ligne ( $50\Omega$  en général).

$$\bar{\Gamma} = \frac{V_{reflechie}}{V_{incidente}} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} \quad (1.2)$$

Une antenne peut être modélisée électriquement par un générateur, une ligne de transmission et une charge.

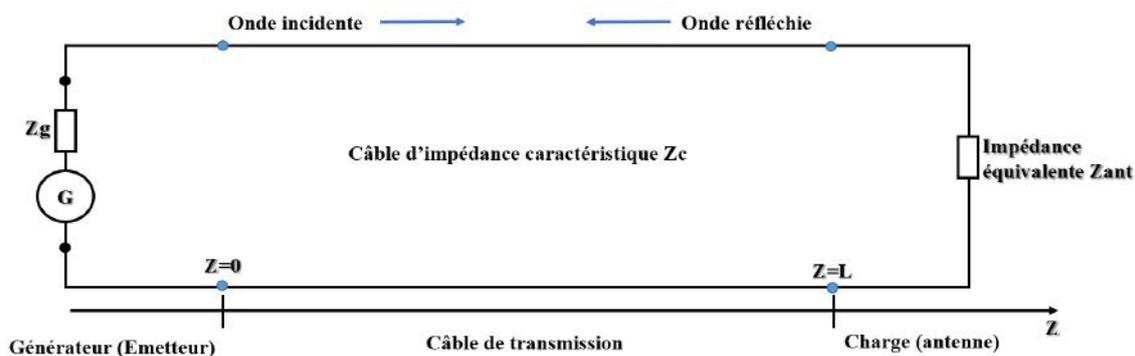


FIGURE 1.2 – Représentation électrique d'une antenne connectée à un générateur et un câble de transmission

En régime sinusoïdale, on peut écrire les équations reliant les tensions et les courants en un point quelconque de la ligne de la manière suivante :

$$\bar{V}(z) = V_1 e^{-\gamma z} + V_2 e^{\gamma z} \quad (1.3)$$

$$\bar{I}(z) = I_1 e^{-\gamma z} + I_2 e^{\gamma z} \quad (1.4)$$

$\bar{\gamma} = \alpha + j\beta$  représente la constante de propagation complexe,  $\alpha$  et  $\beta$  désignent respectivement les constantes de d'atténuation et de propagation.

L'équation (1.2) devient alors :

$$\bar{\Gamma} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} = \frac{V_2 e^{\gamma z}}{V_1 e^{-\gamma z}} = \frac{V_2}{V_1} e^{2\gamma z} \quad (1.5)$$

L'impédance caractéristique peut s'écrire sous la forme :

$$Z_c = \frac{V_1}{I_1} = -\frac{V_2}{I_2} \quad (1.6)$$

Les équations tensions-courants précédemment illustrée (cf. équations 1.3 et 1.4) se réécrivent alors en fonction de l'impédance caractéristique :

$$\begin{cases} \bar{I}(z) = I_1 e^{-\gamma z} + I_2 e^{\gamma z} \\ \bar{V}(z) = Z_c (I_1 e^{-\gamma z} - I_2 e^{\gamma z}) \end{cases} \quad (1.7)$$

A partir des équations précédentes, l'équation (1.5) peut s'écrire (au bout de la ligne) sous la forme :

$$\bar{\Gamma} = \frac{V_2}{V_1} e^{2\gamma z} = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \quad (1.8)$$

Par analogie, on peut déterminer le Rapport d'Onde Stationnaire (R.O.S) par le rapport entre la tension maximale à la tension minimale (cf. équations 1.9 et 1.10).

$$R.O.S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} \quad (1.9)$$

ou simplement

$$R.O.S = \frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|} \quad (1.10)$$

avec  $|\Gamma| = |S_{11}|$

**Note :** Le R.O.S est une mesure de la désadaptation entre l'antenne (charge) et la ligne de transmission. Un R.O.S élevé implique une mauvaise adaptation de l'antenne. Le minimum du R.O.S (pratiquement  $< 2$ ) correspond à une adaptation parfaite. Le transfert de puissance maximale ne peut être atteint que si l'impédance de l'antenne est adaptée à celle du générateur .

## 1.2.2 Caractéristiques de rayonnement

### 1.2.2.1 Diagramme de Rayonnement

Les antennes rayonnent rarement dans toutes les directions (omnidirectionnelles) de l'espace. Elles émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. La représentation graphique des variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace est appelée *diagramme de rayonnement*. En d'autres termes, il permet de visualiser en trois dimensions (3D) les directions de l'espace dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale.

Pratiquement, on mesure très rarement le diagramme de rayonnement dans tous les points de l'espace. On le mesure uniquement dans les deux principaux plans que l'on appelle plan  $E$  et plan  $H$ . Par définition, le plan  $E$  constitue le plan où le champ électrique porté par la composante  $E_\theta$  est maximal. Le plan  $H$  est le plan perpendiculaire où le champ électrique est portée par la composante  $E_\phi$ . Dans ce plan, le champ magnétique est maximal.

La figure 1.3 suivante montre le diagramme de rayonnement d'une antenne en 3D.

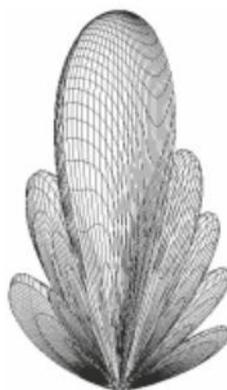


FIGURE 1.3 – Exemple de diagramme de rayonnement 3D d'une antenne en valeurs logarithmique [2].

La figure 1.4 montre les digrammes de rayonnement sur les deux principaux plans

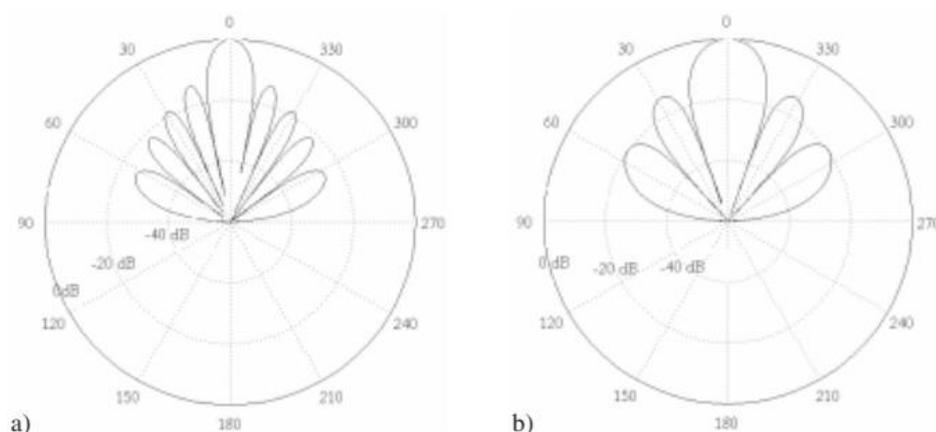


FIGURE 1.4 – Diagramme de rayonnement normalisé dans le plan E en coordonnées polaires, en dB (a) : plan E ; (b) : plan H [2].

### 1.2.2.2 Efficacité

Une antenne est comparable à un dispositif ou un circuit à pertes (transformateur imparfait), c'est-à-dire qu'il y a des pertes lors de la transformation d'énergie. L'efficacité prend en compte les pertes ohmiques et diélectriques de l'antenne dues aux matériaux utilisés et les pertes liées à la désadaptation. Elle est généralement scindée en efficacité de rayonnement et de désadaptation.

L'efficacité de rayonnement est considérée comme le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'entrée de l'antenne (*cf. équation 1.11*). Elle tient compte des pertes par conduction et des pertes diélectriques des matériaux.

$$e_{rad} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \quad (1.11)$$

$P_{ray}$  et  $P_{acc}$  désignent respectivement la puissance rayonnée et la puissance acceptée par l'antenne.

Pour rappel,

$$P_{acc} = P_{in} - P_{ref} \quad (1.12)$$

$P_{in}$  et  $P_{ref}$  désignent respectivement la puissance incidente et la puissance réfléchie au bout de la ligne.

L'efficacité de désadaptation est quant à elle liée directement au coefficient de

réflexion (*cf. équation 1.13*).

$$e_r = 1 - |S_{11}|^2 \quad (1.13)$$

L'efficacité totale n'est autre que le produit des deux efficacités (*cf. équation 1.14*).

$$\eta = e_{ray} \times e_r = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} (1 - |S_{11}|^2) \quad (1.14)$$

### 1.2.2.3 Directivité

On définit la directivité d'une antenne par le rapport (de puissance) entre la puissance émise (puissance totale rayonnée) dans une direction donnée et la puissance (puissance rayonnée par une source isotrope) obtenue en faisant la moyenne dans toutes les directions (*cf. équation 1.15*).

$$D = \frac{P_{ray}}{P_{ray}^{isotrope} / 4\pi} \quad (1.15)$$

La puissance totale rayonnée est égale au flux du vecteur de Poynting à travers une surface fermée entourant l'antenne (*cf. équation 1.16*).

$$P_{rad} = \iint_{Sphere} \vec{P} \cdot d\vec{S} = \frac{1}{2} \iint_{Sphere} \text{Re} \left( \vec{E} \times \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S} \quad (1.16)$$

En d'autres termes, la directivité permet de comparer la densité de puissance rayonnée dans cette direction à la puissance moyenne rayonnée dans l'espace.

### 1.2.2.4 Gain

Le gain d'une antenne dans une direction est défini par le rapport de la densité de puissance (émise) rayonnée dans une direction à la densité de puissance (isotrope, sans pertes) qui serait rayonnée par une antenne de référence (*cf. équation 1.17*), les deux antennes étant alimentées par la même puissance et placées à la même position [1]. Il est linéairement lié à la directivité.

$$G = e_{rad} \times D = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \times D \quad (1.17)$$

### 1.2.3 Caractéristiques de polarisation

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée caractérise la polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée par cette antenne. Elle est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes.

Généralement, on décrit la polarisation d'une onde électromagnétique par le lieu de l'extrémité du champ électrique lors de sa propagation. A cet effet, pour décrire l'état de polarisation d'une onde, on observe l'onde électromagnétique arriver. Lorsque les pertes sont quasiment nulles, l'extrémité du champ électrique décrit alors une courbe fermée qui est dans le cas le plus général, une ellipse. Les polarisations rectilignes (verticale et horizontale) et circulaires ne sont que des cas extrêmes de la polarisation elliptique [2].

La figure 1.5 suivante montre les quatre cas de polarisations.

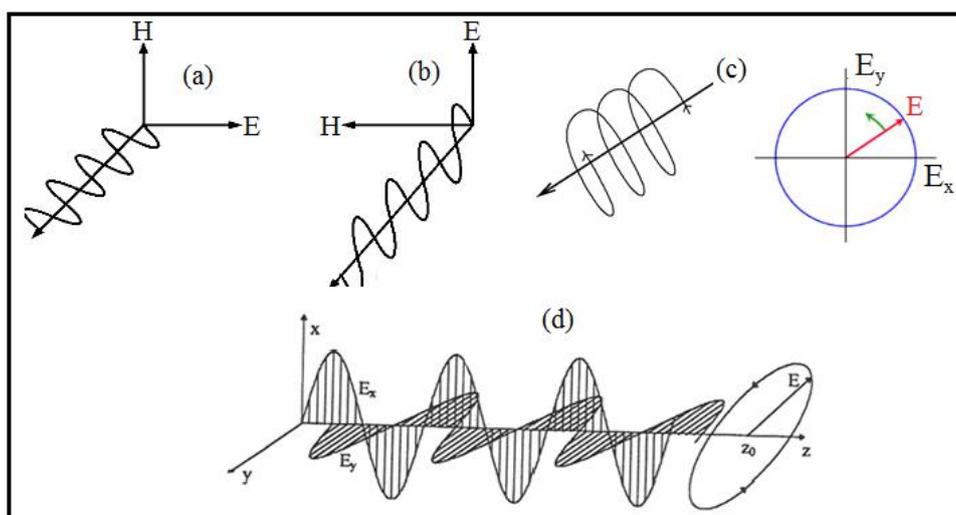


FIGURE 1.5 – Polarisation d'une onde électromagnétique (a) : polarisation horizontale ; (b) : polarisation verticale ; (b) : polarisation circulaire ; (d) : polarisation elliptique

## 1.3 Avantages et inconvénients de la technologie ULB

La technologie ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables comparativement aux systèmes de transmission "*classiques*" bande étroite.

### 1.3.1 Capacité de transmission de la technologie ULB

Le caractère large bande des impulsions ULB constitue l'un des principaux avantages de la technologie. En effet, ce caractère contribue à l'amélioration de la capacité du canal de transmission ou du débit et permet également d'intégrer plusieurs fonctions autres que la transmission de données.

La capacité de transmission d'un système est donnée par le théorème de Shannon (*cf. équation 1.18*) illustré par la formule suivante :

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (1.18)$$

avec  $B$  la *Bande passante* du système et  $SNR$  le rapport signal sur bruit.

### 1.3.2 Avantages économiques

La technologie ULB dispose des avantages concurrentiels avérés par rapport aux technologies bande étroite tant sur son utilisation, sa consommation d'énergie que sur la conception des circuits intégrés des systèmes ULB.

Nous verrons dans la section suivante que la technologie ULB est utilisée dans de nombreux domaines d'applications (tels que la géolocalisation, les communications sans fils, le radar, ...) par simple redéfinition des "*soft-wares*". Cela constitue un avantage économique considérable pour les entreprises lorsqu'elles désirent utiliser la technologie dans différents secteurs d'activités [3].

Un autre avantage économique réside sur la consommation d'énergie. En effet, la technologie ULB consomme moins d'énergie pour des débits de transmission équivalents voire même supérieurs aux systèmes *classiques* bande étroite [4].

Un autre avantage et pas le moindre réside sur la simplicité de conception des circuits ULB CMOS intégrés comparativement aux circuits complexes de systèmes bande étroite [5]. De plus, l'architecture du bloc émission-réception est relativement très simple et à moindre coût : les systèmes ne comportent ni mélangeur, ni oscillateur, ni amplificateur, ni filtres. En effet, le système module directement les impulsions ULB de courte durée au lieu de moduler une onde sinusoïdale.

Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des équipements des systèmes de communication ULB, ce qui les rend beaucoup plus accessible aux consommateurs.

#### 1.3.3 Performances aux trajets multiples

Le phénomène de trajets multiples est inévitable dans tout système de transmission sans fil. Il est provoqué par des réflexions multiples du signal sur les objets tels que les bâtiments, les montagnes... et caractérisé par l'évanouissement du signal et la réduction des performances du système.

Ce phénomène est amoindrie, voire même négligé dans la technologie ULB. En effet, la faible durée de transmission des impulsions ULB les rends moins sensibles à l'effet de trajets multiples. les réflexions multiples arrivent donc au récepteur (avec quelques nanosecondes de retard) et peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés.

#### 1.3.4 Communication protégée

Un des avantages intéressants de cette technologie provient du niveau faible de sa densité spectrale de puissance. Cette caractéristique lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences avec les systèmes existants. Elle (cette caractéristique) est considérée comme un atout majeur pour la transmission des données confidentielles du fait que les signaux ULB sont difficilement détectables, en comparaison aux autres technologies bande étroite (*cf-figure 1.6* ).

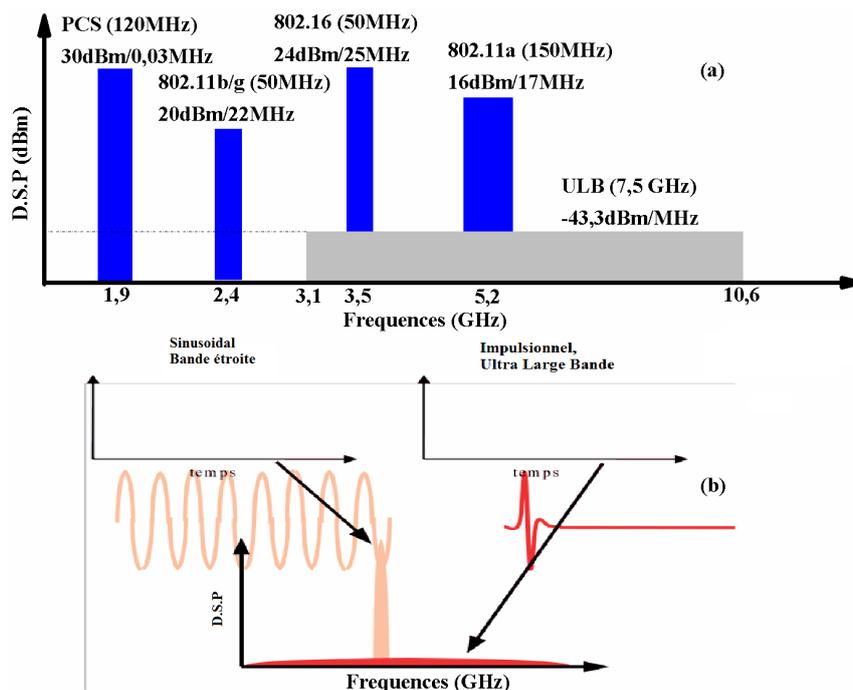


FIGURE 1.6 – Caractéristiques spectrales de la technologie ULB [6] (a) : Attribution de fréquences pour l'ULB et d'autres systèmes bande étroite existants ; (b) : Densité Spectrale de Puissance (D.S.P) comparée d'un signal ULB et d'un signal bande étroite

On constate d'après la figure 1.6 que la D.S.P de la technologie ULB ( $-43.3\text{dBm/MHz}$ ) est sur toute la bande allant de 3.1 à 10.6GHz comparativement à celle des autres technologies bande étroite qui varie entre 16 et 30dBm centrée sur la bande étroite. Cela explique son utilisation à des fins militaires avant les années 1900 aux États Unis d'Amérique [6].

### 1.3.5 Coexistence des systèmes ULB avec les interférences des systèmes bande étroite environnants

L'inconvénient majeur de cette technologie est sa coexistence avec les systèmes de transmission bande étroite existants. Il constitue en lui même un challenge auquel beaucoup de travaux d'études et de recherche (y compris cette thèse) ont été orientées. En effet, par définition, un système ULB doit pouvoir fonctionner sur des fréquences déjà allouées mais à des niveaux de puissance si bas qu'ils sont assimi-

lables ou presque à des bruits blanc par les systèmes bande étroite qui partagent le même spectre de fréquence. Cette définition est purement théorique. En réalité, les sources de perturbation qui affectent essentiellement les capacités de débits de transmission et augmentent le taux d'erreurs sont multiples, mais les principales sont : le WLAN (5.15-5.85GHz), le WiMAX (3.3-3.7GHz), la bande C (3.7-4.2GHz), HIPERLAN (5.1-5.3GHz) etc.

Il convient alors de trouver des solutions telles que la rejection de bandes supprimant aux antennes ULB le rayonnement sur les bandes étroites rejetées.

### 1.3.6 Implémentation des émetteurs et récepteurs des systèmes ULB

Nous avons évoqué ci-haut que la technologie ULB utilise des impulsions de très courte durée, lui procurant ainsi une immunité contre le phénomène des trajets multiples. Or, il n'est pas aisé de générer efficacement des impulsions ou bien d'obtenir une bonne synchronisation entre les émetteurs et récepteurs, notamment au niveau de la génération d'horloge. Il est montré dans [7] que ces problèmes influent fortement sur la vitesse d'acquisition des signaux. En effet, l'acquisition synchronisée de l'horloge, et du code revient à minimiser le temps d'incertitude initial d'une nouvelle période d'horloge. Le but étant d'obtenir un temps d'incertitude de l'ordre de grandeur du temps de résolution du signal, ce qui diminuerait au minimum le temps nécessaire à détecter et d'interpréter le signal utile. Étant donné le nombre de périodes d'horloge élevé durant une mesure, le temps d'incertitude se retrouve fortement augmenté, ce qui amène rapidement à des temps d'acquisition élevés, et limite en même temps le débit du système du système à la réception.

## 1.4 Différents types d'applications de l'ULB

En 2002, l'organisme de régulation des systèmes de communications (la FCC : Fédéral Communication Commission), a autorisé l'utilisation de la technologie Ultra Large Bande dans différents spectre de fréquence [8]. Trois grandes familles d'application pour les systèmes ULB ont été également défini lors de ces assises : la

détection (bande < 1GHz), les communications sans fils et la géolocalisation (3.1-10.6GHz) [3], [7, 9]. la figure 1.7 suivante illustre les différents types d'applications ULB en fonction des débits et de la distance.

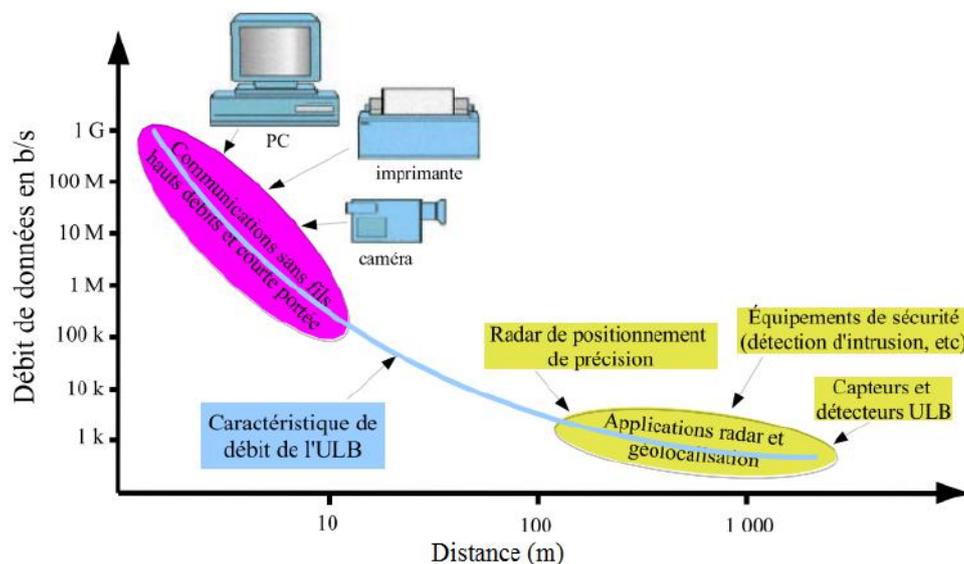


FIGURE 1.7 – Différents types d'applications des systèmes ULB en fonction de la distance et des débits

## 1.4.1 Applications liées à la détection

### 1.4.1.1 Radar à Pénétration au Sol (R.P.S)

Le Radar à Pénétration au Sol (R.P.S) ou Ground Penetrating Radar (G.P.R) est un dispositif qui étudie la composition et la structure du sol. En effet, cette application exige une transmission très rapide et à des très faibles durées des impulsions. La possibilité (qu'offre la technologie ULB) d'émettre un signal de durée très brève est très intéressante car la résolution d'un radar est directement proportionnelle à la bande passante du signal (B). Ces résolutions permettent en croisant les résultats de plusieurs mesures d'obtenir des informations sur la taille de l'objet, ses propriétés électriques, sa profondeur et bien évidemment les propriétés du sol (permittivité, pertes diélectriques et résistivité).

### 1.4.1.2 Radar ULB de type “*see through wall*”

Ce type de radar est principalement utilisé dans les applications médicales et détection des personnes.

#### a. Détection des personnes

Généralement après une catastrophe, les secours interviennent à la recherche des sinistrés cachés souvent sous les murs d'un bâtiment en ruines ou emprisonnés dans des immeubles en flamme ou encore sous la neige dans le cas des avalanches [10]. Ce type de radar ULB est alors utilisé dans ces cas de figures pour détecter des personnes en détresse. Il peut être également très utile aux forces de l'ordre (Police, Gendarmerie) à la recherche des personnes en fuite pour des délits ou des crimes.

#### b. Applications dans le domaine médical

Les radars ULB peuvent être également envisagés dans des nombreux domaines de la médecine. On les retrouve dans les hôpitaux, plateaux opératoires, soins domestiques, les services de réanimations, la pédiatrie clinique [11, 12]. Parmi ces applications, on peut citer entre autre : la prévention d'apparition de cancer (poumon, etc.), la surveillance respiratoire, la surveillance du syndrome de la mort subite du nourrisson ou encore le contrôle de l'évolution de la grossesse en soin obstétrique.

## 1.4.2 Applications liées aux localisation et suivis

Le domaine de la localisation tire également profit des multiples avantages de la technologie ULB. En effet, il est important dans de nombreux domaines militaires et commerciales de connaître avec précision l'emplacement des objets aussi petits qu'ils soient et ce, de fois à des grandes distances. L'on utilise souvent la technologie d'identification par radio-fréquences ou RFID (Radio Frequency IDentification), mais elle n'est pas robuste dans des environnements multi-trajets, ce qui peut causer des mauvaises lectures d'objets ou des abandons d'objets et donc de nombreuses erreurs. Notons également que cette technologie a une précision relativement faible

(de moins de 30 cm) [13]. En revanche, La technologie ULB est beaucoup plus robuste dans un environnement complexe comme nous l'avions mentionné dans la sous-section *a.* du paragraphe 1.4.1.2 .

Aujourd'hui il existe un système ULB de localisation commercial, fonctionnant dans la bande L, et qui est utilisé dans les hôpitaux (suivi de personnes) ou dans les industries (suivi d'un objet) [14].

### 1.4.3 Applications liées aux communications sans fil

Malgré les énormes avantages qu'a apporté la technologie ULB dans les domaines de la localisation et de la détection, le domaine qui a connu ces dernières années le plus grand essor reste celui des communications sans fil. Ainsi, la technologie ULB est utilisées dans plusieurs applications et promet des très haut débits de transmission.

#### 1.4.3.1 Le WLAN : Wireless Local Area Network

C'est dans le domaine de l'électronique grand public tels que l'utilisation des lecteurs DVD, des lecteurs MP3, de la TV numérique, des appareils photo numériques, des imprimantes, des scanners, des disques de stockage etc. que les premières applications ultra large bande pour les communications sans fil, de courte portée et à haut débit (supérieur à 10Mbps) étaient orientées [15, 16]. En effet, les applications permettent la transmission de flux d'informations à grande vitesse et ce, sans fil entre les dispositifs cités ci-haut. Cela procure aux utilisateurs une grande liberté de mouvement.

Les hautes capacités de transmission d'informations de cette technologie font d'elle également une excellente candidate dans les réseaux personnels sans fil (le WPAN : Wireless Personal Area Network), dans les équipements de la téléphonie sans fil ainsi que dans les salles de cinéma.

La figure I.8 suivante est une proposition de la société multinationale japonaise de fabrication des dispositifs électroniques SONY pour l'utilisation de la technologie ULB dans le WLAN ou le WPAN.

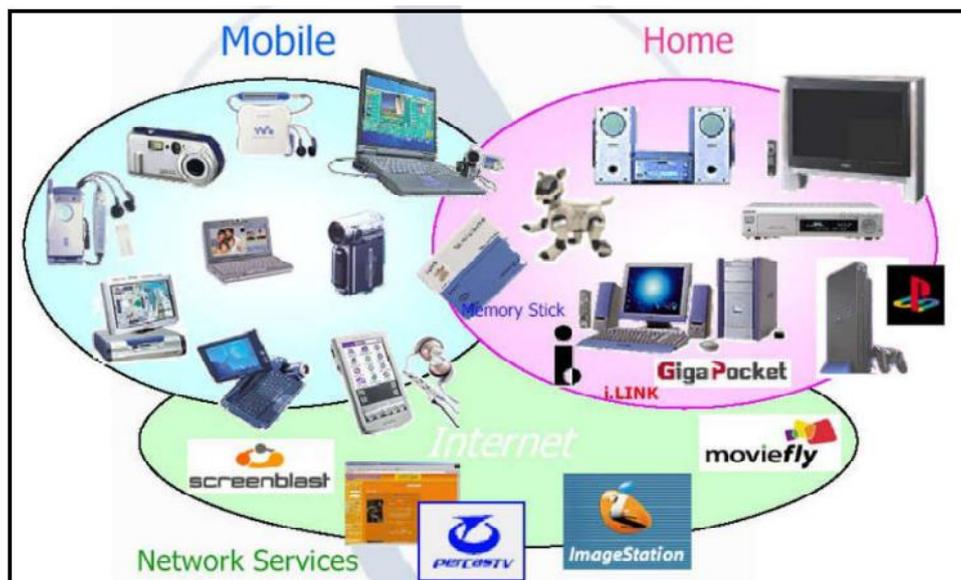


FIGURE 1.8 – Différentes applications de la technologie ULB selon SONY [17].

#### 1.4.3.2 Communications en bande basse [13]

Ces types de communication prennent en compte les applications à faible débits (l'audio) tout comme celles qui nécessitent un débit important (vidéo en temps réel). Ce système permet le partage de ressources entre les utilisateurs. Il permet cependant, d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en préservant une bande passante élevée pour chaque utilisateur.

A titre d'exemple, on peut citer le Système DRACO qui fonctionne dans la bande VHF/UHF (*cf-figure 1.9*). C'est un système de communication mobile (à grande distance) qui opère dans les environnements tactique et supporte des voix (ou données) cryptées ou non cryptées.

Il y a également le système ORION qui fonctionne dans la bande L (1-2GHz). Il opère soit dans un environnement tactique (assez courte portée) soit dans un environnement stratégique [13].

La figure 1.10 suivante proposée par multispectral illustre en résumé les domaines dans lesquels la technologie ULB apporte des solutions intéressantes.

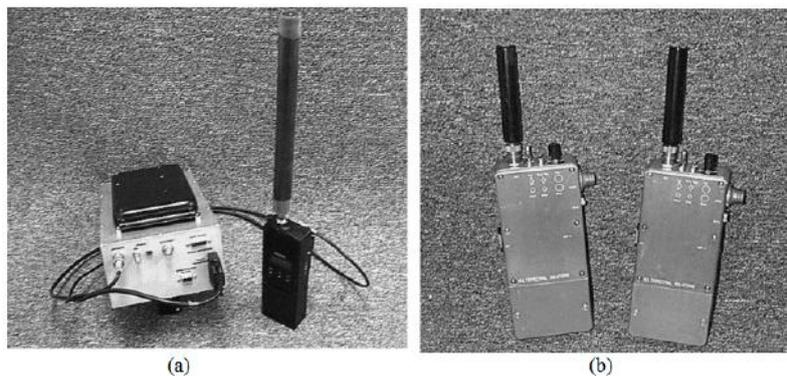


FIGURE 1.9 – Exemple des systèmes de communication en bande basse [13] (a) : DRACO; (b) : ORION

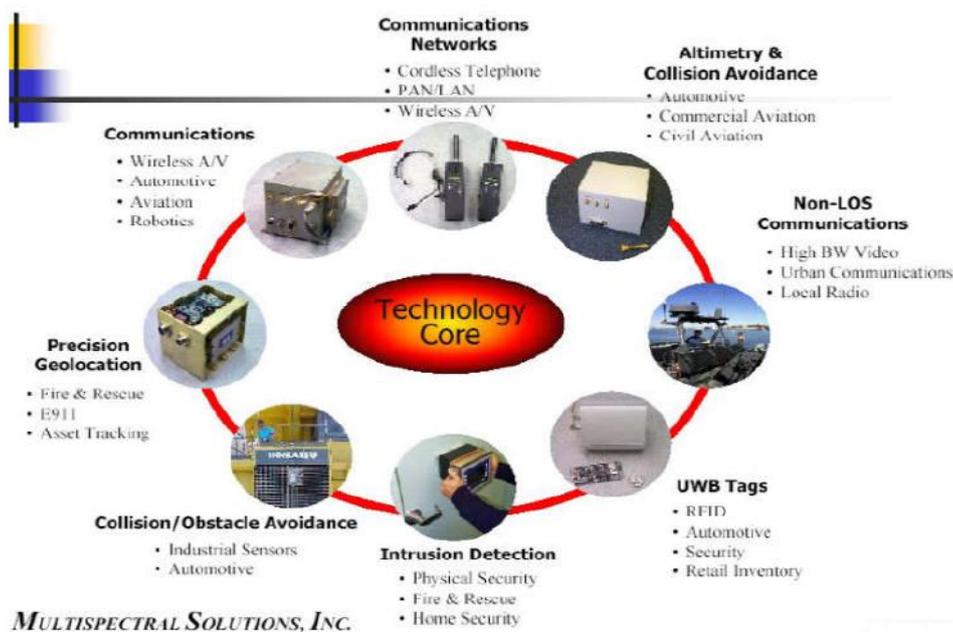


FIGURE 1.10 – Différents domaines d’applications de la technologie ULB selon Multispectral [17].

## 1.5 Le Standard ULB

### 1.5.1 Définition d’un signal ULB

La première définition d’un signal ULB avait été donnée par Taylor [18], où la largeur de la bande passante relative (BWR) du signal ULB devait être supérieure ou

égale à 0.25 (*cf équation 1.19*). Cette définition est illustrée par la formule suivante :

$$BP_{relative} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 0.25 \quad (1.19)$$

avec  $f_H$  fréquence haute d'adaptation et  $f_L$  fréquence basse d'adaptation.

Cette définition ne fait pas l'unanimité chez tous les concepteurs des systèmes ULB. C'est pourquoi, la FCC a redéfini les signaux ULB où la densité spectrale de puissance (D.S.P) à -10dB excède à tout moment une largeur de 500MHz et la bande passante relative est strictement supérieure à 0.2 (*cf équation 1.20*) .

$$BP_{relative} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} > 0.2 \quad (1.20)$$

l'avantage avec la définition donnée par la FCC, c'est qu'elle permet de faire une différence entre les signaux ULB et les signaux à bande étroite.

Les figures 1.11 et 1.12 montrent les différences dans le domaine temporel et fréquentiel entre un signal sinusoïdal et les signaux ULB.

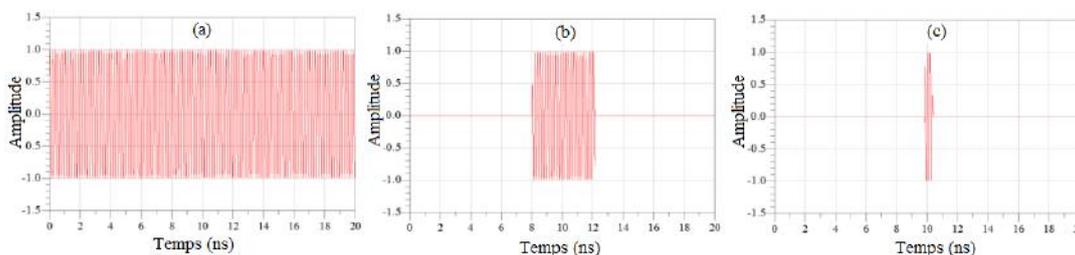


FIGURE 1.11 – Représentation de trois impulsions à des durées différentes dans le domaine temporel (a) : Sinusoïde pure ( $f_0 = 6\text{GHz}$ ); (b) : Sinusoïde de durée 4ns; (c) : Sinusoïde de durée 400ns [19].

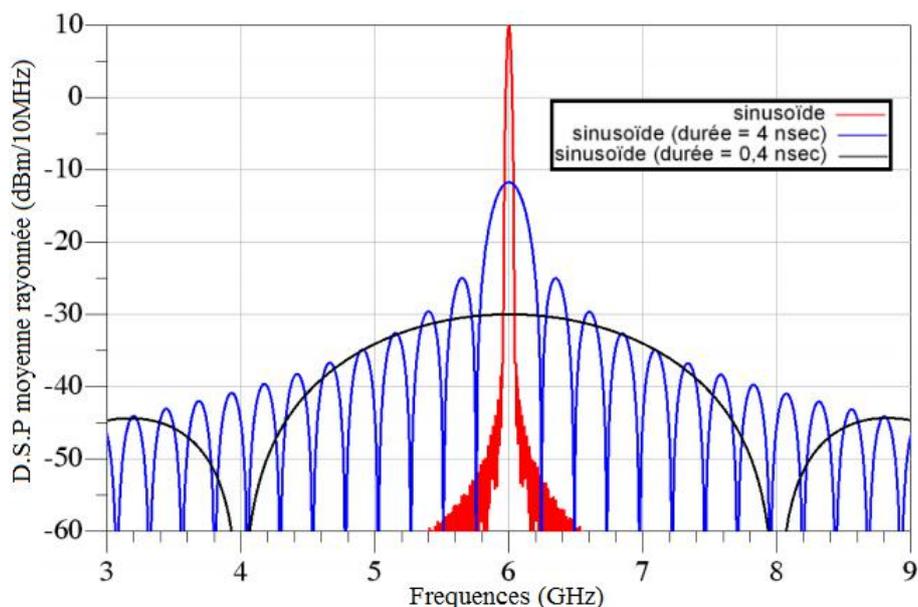


FIGURE 1.12 – Représentation de trois impulsions à des durées différentes dans le domaine fréquentiel : La D.S.P des signaux révèle la différence des puissances ainsi que la largeur de la bande passante [19].

## 1.5.2 La réglementation des émissions

Malgré l'imposition du niveau de puissance d'émission à  $-41,3\text{dBm/MHz}$  (mesurée par un analyseur de spectre ayant une résolution fixe de  $1\text{MHz}$ ) par la FCC, on trouve un ensemble de réglementation de la technologie ULB selon les régions (Amérique, Europe, Asie) ou suivant les pays. Cette variation se focalise dans l'utilisation du spectre radio-fréquence octroyé par les organismes de réglementation gérant chaque région ou chaque pays.

### 1.5.2.1 La réglementation de l'ULB aux États Unis d'Amérique

L'histoire remonte en Mai 2000, lorsque la FCC reçoit des demandes d'un certain nombre d'organisations relatives à la mise en place d'une réglementation afin que la technologie ULB puisse être utilisée sans avoir une influence (interférence) majeure sur les technologies bande étroite existantes. Suite à cela, le 14 Février 2002, l'organisme de régulation (FCC) présente les différents spectres de fréquences (*cf-figure 1.13*) et les limitations de la puissance d'émission (PIRE moyenne à -

41,3 dBm/MHz) pour les diverses applications potentielles envisagées pour l'ULB, ouvrant ainsi, une formidable opportunité commerciale. Cela a également obligé l'Europe et le reste du monde à étudier la question de la limitation d'émissions et d'interférences avec les systèmes existants.

La figure 1.12 montre les limitations de la puissance PIRE moyenne pour les communications sans fil intérieures (*indoor*) et extérieures (*outdoor*), avec comme principale bande d'utilisation est le spectre allant de 3.1 à 10.6GHz.

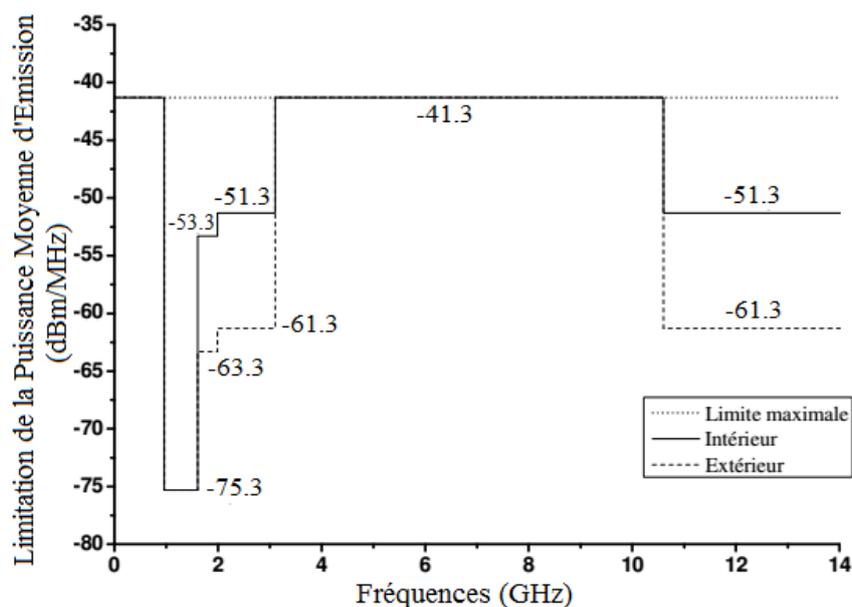


FIGURE 1.13 – Limite d'émission pour la technologie ULB en indoor et en outdoor aux États Unis d'Amérique

### 1.5.2.2 La réglementation de l'ULB en Europe et le reste du monde

En Europe, la CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications) et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) entament également par la suite des études sur l'impact de la technologie ULB dans les communications radio fréquences européennes en 2001. Contrairement au États Unis d'Amérique, l'Europe a identifiée la bande allant de 6 à 8.5GHz comme la meilleure option pour réguler la technologie ULB et ce, après l'analyse des rapports techniques. Cette même année le CEPT décide de former un groupe pour réguler les communications électroniques appelé ECC (Electronic Communications

Committee). Ce groupe présente ensuite en mars 2007 le rapport final où il attribue, d'une part, deux sous-bandes de fréquences la première couvre de 4.2 à 4.8GHz et la 2<sup>nde</sup> de 6 à 8.5GHz et d'autre part, il limite la puissance moyenne d'émission de la même manière que le fait la FCC.

La figure 1.14 montre les limitations de la puissance PIRE moyenne pour les communications sans fil intérieures, où les principales bandes d'utilisation sont les spectres de fréquences allant de 4.2 à 4.8GHz et de 6 à 8.5GHz.

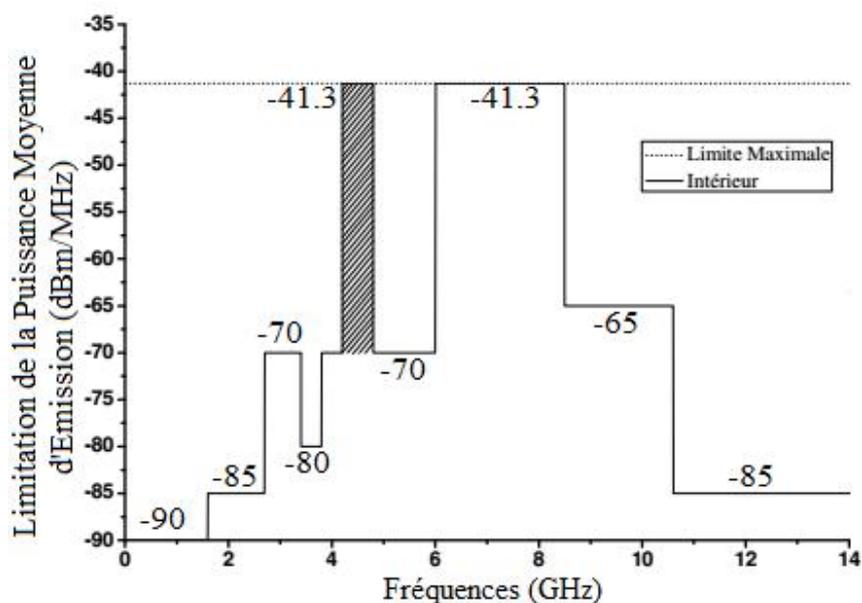


FIGURE 1.14 – Limite d'émission pour la technologie ULB en indoor et en outdoor en Europe

Malgré les travaux de réglementation amorcés plutôt, c'est en mars 2005 [20] que l'état d'avancement et projet de régulations des émissions ULB dans différents pays comme l'Angleterre, le Japon, la Corée et l'Europe en comparaison avec la réglementation américaine a été présenté (*cf-figure 1.15*).

### 1.5.3 Normalisation de la technologie ULB

Après la réglementation de la technologie ULB, réalisée en 2002 par la FCC, les techniques IR (Impulse Radio) ou RI (Radio impulsinnelle) et OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) pour les émissions des signaux ont été présen-

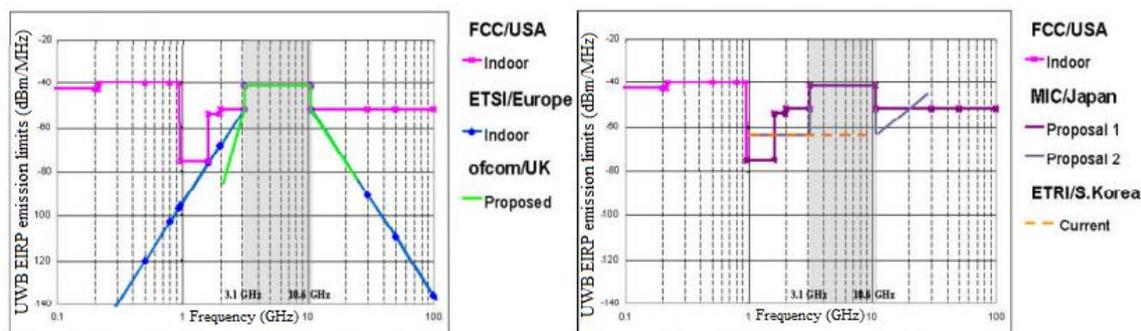


FIGURE 1.15 – Avancements et régulation des émissions ULB dans le monde

tées [21]. La technique IR était proposée par l’alliance DSSS-IR (Direct-Sequence Spread Spectrum Impulse Radio) et la technique OFDM par l’alliance WiMedia (Wireless Multimedia). Suite aux désaccords entre les deux parties pour standardiser chacun sa technique, l’IEEE crée les standards IEEE 802.15.3a et 802.15.4a pour les communications WPAN haut et bas débit [22, 23]. L’alliance WiMedia va ensuite déposer auprès de l’ECMA (European Computer Manufacturers Association) sa proposition pour les communications ULB qui prend forme dans le standard ECMA-368 [24].

l’IEEE 802.15 est un groupe de travail regroupant une douzaine de compagnie et qui s’occupe essentiellement de la standardisation des réseaux personnels sans fil (le WPAN) aux États Unis d’Amérique [25]. L’IEEE 802.15.3a (un groupe de travail au sein de IEEE 802.15) définit 16 canaux pour la transmission dont 12 canaux ont une bande passante de 499.2MHz et les autres ont une bande de 1331.2MHz [23]. Ces canaux sont distribués en trois groupes : le premier appelé “Sub – Giga Hertz Band” est composé d’un canal centré sur 499.2MHz. Le second groupe, nommé “Low Band”, comprend trois canaux de 499.2MHz et un canal de 1331.2MHz qui englobe les trois premiers, dans la bande 3.1 - 4.8 GHz. Et le dernier groupe, “High Band”, contient le reste des canaux dans la bande 6 – 10.6GHz (*cf-figure 1.16*).

Le standard ECMA-368 quant à lui spécifie une partition de 14 canaux de 528MHz de bande passante sur toute la bande principale du masque FCC [24]. Ces canaux sont répartis en six groupes où les douze premiers canaux sont eux-mêmes répartis en quatre groupes de trois canaux chacun et le groupe cinq est défini avec les

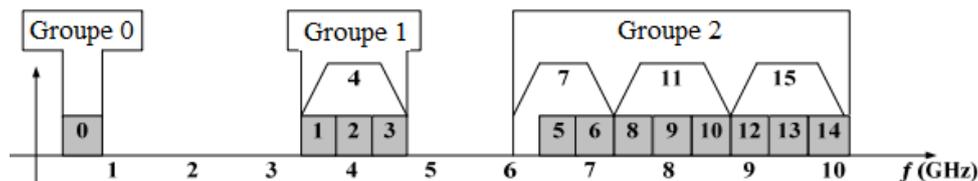


FIGURE 1.16 – Découpage des canaux de transmission par le standard IEEE 802.15.4a

deux canaux restants. Enfin, le groupe six est formé par le dernier canal du groupe quatre et les deux premiers du groupe cinq afin qu’un groupe soit toujours en mesure de respecter l’une des réglementations.

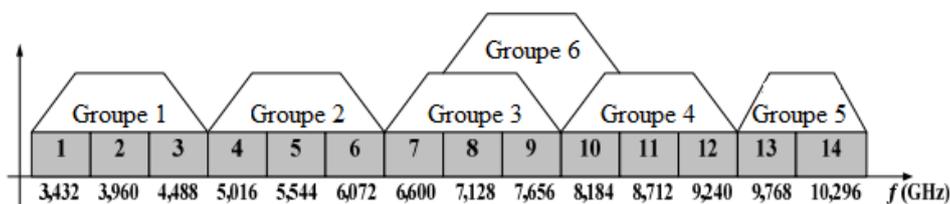


FIGURE 1.17 – Découpage des canaux de transmission par le standard ECMA-368

Il est important de noter que les réglementations permettent d’utiliser les bandes de fréquences définies pour les standards tant pour la technique radio impulsionnelle (RI) ou la technique de modulation par répartition de fréquences orthogonales (OFDM) sans qu’il n’y ait d’interférences entre eux.

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques des antennes “classiques”. Nous avons montré que ces caractéristiques sont classées en trois grandes familles et décrivent essentiellement les performances d’une antenne. Également dans la même partie, nous avons décrit les principales caractéristiques des antennes ultra large bande (grande capacité de transmission, faible consommation d’énergie, simplicité de mise en œuvre, etc.). Cette description nous permet de montrer les atouts que présente cette technologie comparativement aux systèmes

bande étroite.

Nous avons présenté également quelques applications qui font appelle à la technologie ULB. Les applications radar, les applications liées aux communications sans fil, etc. sont présentés.

En dernière partie, nous avons présenté les réglementations des émissions des signaux ULB dans le monde et la normalisation de la technologie ultra large bande.

# Bibliographie

- [1] C. A. Balanis (2005) *Antenna Theory : Analysis and Design, third edition* John Wiley Sons, Hoboken, New Jersey, Etats-Unis.
- [2] O. Picon et coll (2009) *LES ANTENNES Théorie, conception et application.* Dunod, Paris
- [3] R. J. Fontana (2002) Current Trends in UWB Systems in the USA. *Advanced Radio Technology Symposium.* Tokyo, Japan.
- [4] P. Stojkovski, Mike Faulner Ultra WideBand Signal propagation for short range wireless communications. *Victoria University. Atrc Cavation Program 2002-2003.*
- [5] D. Barras, F. Ellinger, H. Jäckel (2002) A comparison between Ultra WideBand and Narrowband Transceivers. *TRLabs/IEEE Wireless 2002.* Calgary.
- [6] A. Chaibo, A. Ngom, M. C. Nimane, K. Talla, M. Y. Khayal et A.C. Beye (2016) Nouvelle technique d'adaptation d'une antenne coplanaire utilisant deux couples d'encoches rectangulaires situées sur le plan de masse pour des applications Ultra Large Bande. *Revue Scientifique du Tchad*
- [7] *Ultra WideBand (UWB) Technology.* <http://cs.smith.edu/floor/uwb.html>.
- [8] Report and order in the Commission's rules regarding Ultra-WideBand transmission systems. *Federal Communications Commission.* April 2002.
- [9] M. Rafie Opportunities for UWB Design *Host Web Seminar on Design of Ultra WideBand Wireless Networking Products.* Dec. 2003.
- [10] L. Ya. Immoreev, S.V Samkov, (2004) Ultra wideband radar for remote detection and measurement of parameters of the moving objects on small range.

- IEEE Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals* pp. 214-216.
- [11] *Staderini UWB Radars in Medicine*. <http://www.roke.co.uk/download/papers/uwb-research-at-rmr-uwb2003.pdf>
- [12] R. Natalia (2005) Ultra Wide Band (UWB) and Health Applications. *IREAN Research Workshop*. Virginia Tech.
- [13] B. Laurence (2009) Étude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel *Thèse de l'Institut polytechnique de Grenoble*. Soutenue publiquement le 7 mai 2009, PP. 17
- [14] R.J. Fontana, E. Richley, J. Barney (2003) Commercialization of an ultra wideband precision asset location system. *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies* pp. 369-373.
- [15] [www.intel.com/technology/ultrawideband/downloads/Ultra-Wideband.pdf](http://www.intel.com/technology/ultrawideband/downloads/Ultra-Wideband.pdf)
- [16] P.K Pietrzy, (2003) Ultra wideband radio : an introduction to the breakthrough wireless technology. *Proceedings National Conference on Radio Communication, Radio and Television*.
- [17] F. Nicolas (2006) Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsionnels *Thèse de l'Université Nice-Sphia Antipolis* soutenue publiquement le 16 février 2006.
- [18] S. T. Lu, S. P. Mathur, Y. Akyel, and J. C. Lee, (1999) Ultrawide-band electromagnetic pulses induced hypotension in rats. *Physiology & behavior*. 67, pp. 753-61.
- [19] Y. BACHELET (2008) Conception en technologie CMOS de générateurs d'impulsions Ultra Large Bande pour la norme américaine (FCC) et la norme européenne (ECC). *Thèse de l'Université d'Aix Marseille* 2008.
- [20] I.D.A Singapor (2005) Update of Worlwide UWB Regulation Status *AWF Interim Meeting*.
- [21] R. VAUCHE (2011) Conception de Générateurs d'Impulsions Ultra Large Bande en technologie CMOS. *Thèse de l'Université d'Aix Marseille* 2011.
- [22] (2003) IEEE. *IEEE Std 802.15.3-2003*.

- [23] (2007) IEEE. *IEEE Std 802.15.4a-2007*.
- [24] (2008) ECMA *Standard Ecma-368 3rd Edition*.
- [25] K. Mandke, H. Nam, L. Yerramnemi, C. Zuniga, T. Rappaport (2003) The Evolution of Ultra WideBand Radio for Wireless Personal Area Network. *Technology Report Hight Frequency Electronics*. pp 22-30.

# Chapitre 2

## État de l'art sur les antennes ULB

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>34</b>
<b>2.2</b>	<b>Antennes ULB indépendantes de la fréquence</b>	<b>34</b>
2.2.1	Antenne ULB spirale	35
2.2.2	Antennes ULB log-périodiques	39
<b>2.3</b>	<b>Antennes ULB élémentaires</b>	<b>42</b>
2.3.1	Antenne ULB biconique	43
2.3.2	Antenne ULB discone	44
2.3.3	Antenne ULB papillon	45
2.3.4	Les monopôles ULB	46
<b>2.4</b>	<b>Antennes ULB cornets</b>	<b>50</b>
<b>2.5</b>	<b>Techniques de d'élargissement de la bande passante des antennes</b>	<b>51</b>
<b>2.6</b>	<b>Antennes ULB à bandes rejetées</b>	<b>53</b>
2.6.1	Utilisation des fentes	54
2.6.2	Utilisation des structures méta-matériaux	59
<b>2.7</b>	<b>Conclusion</b>	<b>64</b>
	<b>Bibliographie Chapitre 2</b>	<b>65</b>

---

## 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différents types d'antennes ULB (principal sujet d'étude de cette thèse). Ces antennes possèdent naturellement une bande passante assez élevée sont classées selon la particularité de leur géométrie ou de leur diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnel ou directive).

Les antennes classées selon la particularité de leur géométrie sont appelées antennes indépendante de la fréquence. Ces types d'antennes subdivisées en deux groupes (antennes ULB spirale et log-périodique) vont constituer la première partie de notre étude.

On étudiera ensuite les antennes classées selon leur diagramme de rayonnement. Ces types d'antennes sont également constitués de plusieurs groupes : les antennes biconiques (discone et papillon), les monopôles ULB, les antennes cornets. On étudiera ces différents types d'antennes ULB du point de vue classique (adaptation et diagramme de rayonnement).

Les techniques d'élargissement des bandes passantes des antennes, un autre sujet d'étude de cette thèse et les antennes ULB (simple ou ré-configurable) à bandes rejetées seront également étudiées dans la dernière partie du chapitre.

## 2.2 Antennes ULB indépendantes de la fréquence

Rumsley et Dyson ont été les premiers à définir les antennes indépendantes de la fréquence en 1957 [1]. Elles (les antennes) sont caractérisées par la géométrie des angles formant leur structure. En théorie, ces types d'antennes ont des caractéristiques en termes de diagramme de rayonnement et d'impédance d'entrée virtuellement invariable et indépendante de la fréquence sur un spectre de fréquence quasiment infinie. En effet, Pour ce type d'antenne, si l'on multiplie toutes les dimensions par un facteur  $k$ , les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur  $k$ .

L'antenne est constituée seulement d'éléments qui peuvent être déduits les uns des autres par une simple homothétie. Ainsi, elle (l'antenne) est définie uniquement

par des angles, et conserve les mêmes performances (impédance d'entrée, rayonnement, etc..) pour n'importe quelle fréquence de fonctionnement. Théoriquement, ces antennes présentent une bande passante infinie, cependant, en pratique puisque ses dimensions sont finies, le spectre de fréquence qu'elle couvre est aussi fini. D'autres critères intéressants pour ces antennes sont bien décrits dans Balanis [2].

### 2.2.1 Antenne ULB spirale

En 1959, Dyson a décrit ce type d'antennes dans [3] et les a classées en trois catégories de spirales : spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.

#### 2.2.1.1 Antenne ULB à spirale logarithmique

L'antenne ULB à spirale logarithmique (ou équiangulaire) fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles.

L'équation en coordonnées polaires (*cf. équation 2.1*) de la spirale logarithmique est décrite dans [4] par :

$$\rho(\theta) = \rho_0 e^{(a\theta)} \quad (2.1)$$

$\rho_0$  est le rayon à l'origine et  $a$  le coefficient réglant l'expansion de la spirale.

En effet, pour que l'antenne ait une impédance constante et indépendante de la fréquence sur tout le spectre de fréquence qu'elle couvre, il faut que la largeur de la partie rayonnante de l'antenne demeure proportionnelle à la longueur des brins. De plus, si on souhaite que l'antenne garde une structure symétrique, elle doit être constituée de deux brins identiques (*cf. équations 2.2 et 2.3*), chacun de ces brins formant deux spirales de même centre :

$$\rho_1(\theta) = \rho_1 e^{(a\theta)} \quad (2.2)$$

$$\rho_2(\theta) = \rho_2 e^{(a\theta)} = \rho_1 e^{(a[\theta-\theta_0])} \quad (2.3)$$

Ces deux spirales limitent la zone métallisée d'un brin de l'antenne dans le cas

d'une antenne spirale à fente.

Quant à la réalisation de l'antenne sur un plan de masse, les équations formant le 2<sup>nd</sup> brin sont :

$$\rho_3(\theta) = \rho_1 e^{(a[\theta - \pi])} \quad (2.4)$$

$$\rho_4(\theta) = \rho_1 e^{(a[\theta - \pi - \theta_0])} \quad (2.5)$$

On aboutit à deux structures, représentées sur la figure 2.1. La première est constituée de deux bras conducteurs (*cf-figure 2.1a*). La deuxième est coupée dans une feuille de métal (*cf-figure 2.1b*).



FIGURE 2.1 – Antenne spirale logarithmique [3] (a) : antenne réalisée en imprimant les bras métallisés sur un substrat ; (b) : antenne spirale logarithmique à fente

Théoriquement, l'antenne spirale logarithmique possède une bande passante infinie. Mais en pratique, elle couvre une bande passante de quelques octaves car ses dimensions géométriques sont finies. La fréquence haute d'adaptation est limitée par l'espace entre les deux conducteurs (espaces relativement faibles par rapport à la longueur d'onde). A titre d'exemple, pour un  $R.O.S < 2$ , une bande passante de 0.4 - 3.8GHz peut être atteinte avec ces types d'antennes [5].

Pour ces types d'antenne, le point d'alimentation se trouve au milieu de la structure de telle sorte que les deux conducteurs soient en opposition de phase. Les doublets ainsi produits tout au long de la structure créent des champs maximaux dans les directions normales au plan de l'antenne, ce qui implique que la spirale logarithmique

possède un rayonnement bidirectionnel avec un gain de 4dBi. En revanche, plus la fréquence est basse, plus les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées du point d'alimentation au centre de l'antenne, et inversement. Ce comportement typique des antennes indépendantes de la fréquence montre que le centre de phase varie en fonction de la fréquence. Par conséquent cette antenne est dispersive [5].

### 2.2.1.2 Antenne ULB à spirale d'Archimède

L'antenne ULB à spirale d'Archimède est constituée de deux spirales encastrées autour d'un même centre d'expansion. La description de la spirale est donnée dans [6] par la formule suivante :

$$\rho(\theta) = \rho_0 + a\theta \quad (2.6)$$

où  $\rho_0$  est le rayon vecteur à l'origine et  $a$  une constante décrivant l'expansion de la spirale. Généralement pour une spirale à deux brins, le deuxième brin est obtenu par une rotation de  $180^\circ$  du premier.

La figure 2.2 montre la géométrie de la structure et la représentation pratique de l'antenne spirale d'Archimède à deux brins.

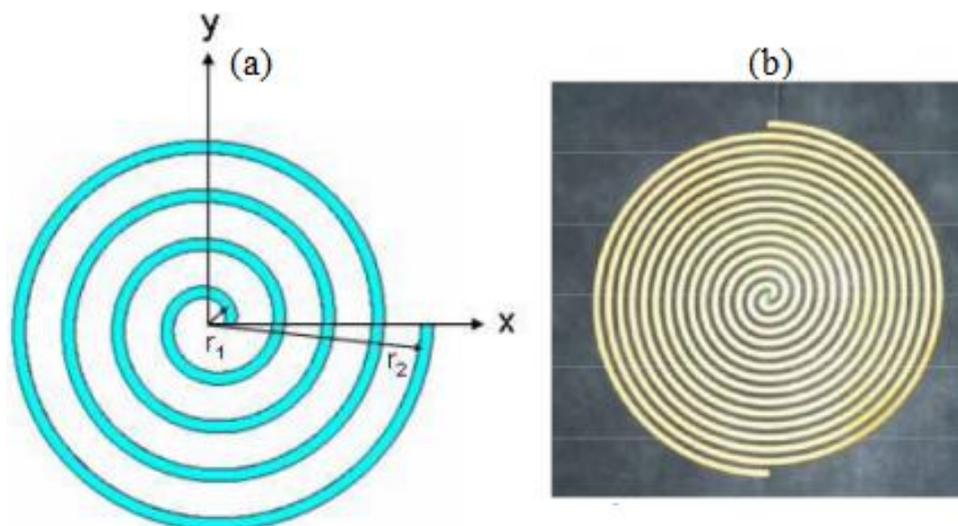


FIGURE 2.2 – Antenne spirale d'Archimède [6] (a) : Géométrie de l'antenne; (b) : Représentation pratique de l'antenne

Se référant à l'équation 2.6, l'on peut affirmer que l'antenne ULB à spirale d'Ar-

chimède ne peut être définie que par des angles et donc s'écarte légèrement de la définition des antennes indépendantes de la fréquence. Ce type d'antenne est plus attractif que les antennes à spirale logarithmique, car l'étalement linéaire des bras de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne logarithmique.

L'antenne a un rayonnement bidirectionnel suivant les directions normales au plan de l'antenne et de polarisation circulaire. Cependant, elle présente un caractère dispersif de rayonnement [7].

### 2.2.1.3 Antenne ULB à spirale conique

L'antenne ULB à spirale conique est la version 3D de l'antenne spirale logarithmique [8]. Par conséquent, le principe de fonctionnement est le même que celui de l'antenne spirale logarithmique.

Les équations des deux bords internes et externes de la spirale sur une surface conique sont :

$$r_1(\Phi) = r_1 e^{(a \sin \theta_0) \Phi} = r_1 e^{b \Phi} \quad (2.7)$$

$$r_2(\Phi) = r_2 e^{(a \sin \theta_0) \Phi} = r_1 e^{(a \sin \theta_0)(\Phi - \Phi_0)} = r_1 e^{b(\Phi - \Phi_0)} \quad (2.8)$$

$\theta_0$  est le demi angle au sommet du cône.

la figure 2.3 suivante montre la structure et la réalisation de ce type d'antenne.

Théoriquement, cette antenne couvre un spectre de fréquence infinie, mais en pratique, du fait de ses dimensions finies, elle couvre aussi juste une bande passante de quelques octaves. La bande passante est uniquement limitée par les dimensions des rayons externes de la spirale.

Contrairement à l'antenne spirale logarithmique cette antenne a un rayonnement unidirectionnel, le maximum du champ étant orienté selon l'axe du cône.

A chaque fréquence, seule une partie des brins de l'antenne rayonne. La distance entre l'alimentation et ces brins correspond à une longueur d'onde, ce qui signifie que le centre de phase de cette antenne n'est pas constant en fonction de la fréquence, et par conséquent, cette antenne, comme la précédente est dispersive. Mais comme l'antenne est à trois dimensions, le centre de phase va varier très fortement le long

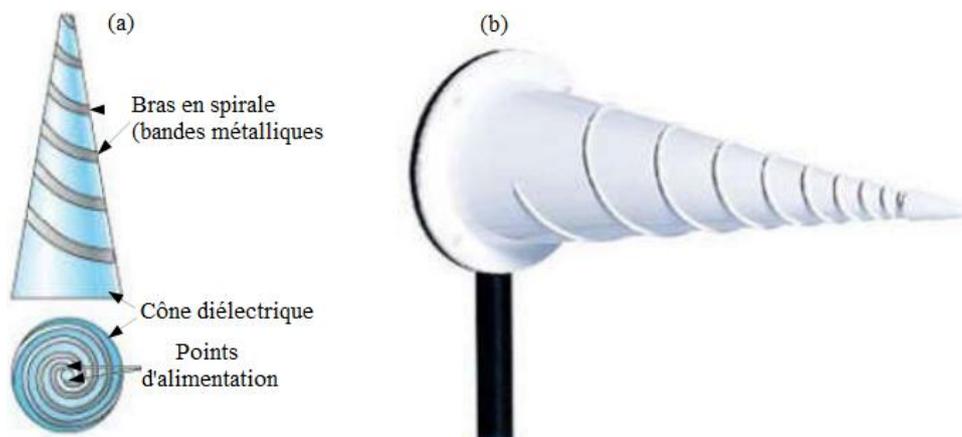


FIGURE 2.3 – Antenne spirale conique(a) : Géométrie de l’antenne ; (b) : Représentation pratique de l’antenne

de l’axe du cône, par conséquent, cette antenne sera plus dispersive que l’antenne logarithmique.

## 2.2.2 Antennes ULB log-périodiques

Les antennes ULB log-périodique ont été introduites pour la première fois en 1959 par Duhamel et Isabell tous deux de l’université américaine de l’Illinois [9]. Ces antennes s’appuient sur le concept d’antennes dimensionnées pour toutes les fréquences. De plus, elles ont un caractère périodique et non répétitive. Ainsi, l’antenne est constituée d’un ensemble d’éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions par un facteur  $\tau = f_2/f_1$ .

$f_2$  étant supérieur à  $f_1$ .

Ces éléments rayonnants se répètent N fois avec une période égale à  $\log(\tau)$  qui est une fonction du logarithme de la fréquence, d’où l’appellation d’antennes “*log-périodiques*”. Le principe de fonctionnement de ces antennes est analogue à celui des antennes indépendantes de la fréquence décrit dans les paragraphes précédents.

### 2.2.2.1 Antenne ULB log-périodique circulaire

On peut définir une antenne ULB log-périodique circulaire (*cf-figure 2.4*) par plusieurs paramètres qui sont [10] :

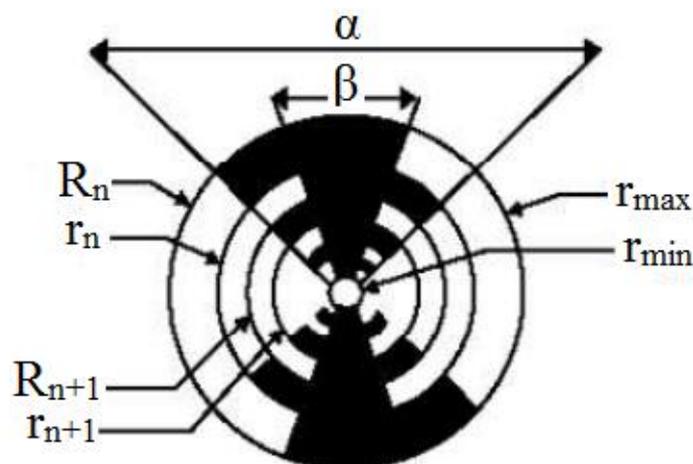


FIGURE 2.4 – Structure d'une antenne log-périodique circulaire [10]

1. le rapport  $\tau$  : il définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne (*cf-équation 2.9*).

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n} = \frac{f_2}{f_1} \quad (2.9)$$

2. le rapport  $\chi$  : il définit la largeur des dents (*cf-équation 2.10*).

$$\chi = \frac{r_n}{R_n} \quad (2.10)$$

3.  $\alpha$  et  $\beta$  : ce sont des angles qui définissent la longueur des dents.
4.  $r_{\min}$  et  $r_{\max}$  : les rayons minimums et maximums qui limitent les extrémités de la structure.

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves et un gain maximal typique de 4dB. La fréquence basse d'adaptation est fixée par la longueur de la dent la plus longue ( $\lambda/4$  à cette fréquence). La fréquence haute d'adaptation est liée à la dent de plus petite dimension de la structure. La conséquence immédiate de ce dimensionnement est que l'antenne est dispersive.

En terme de rayonnement, cette antenne a un diagramme de rayonnement bidirectionnel, nul dans le plan de l'antenne symétrique par rapport à ce même plan.

### 2.2.2.2 Dipôle ULB log-périodique

L'antenne ULB de type dipôle log-périodique ou LPDA (Log Periodic Dipole Array) est la structure la plus connue des antennes log-périodiques. Isbell a présentée la structure de ce type d'antenne dans [11]. Cette structure a été ensuite amélioré par Devito et Stracca dans [12, 13].

L'antenne se compose de plusieurs dipôles espacés et de longueurs différentes, connectés alternativement par une ligne de transmission centrale symétrique (*cf-figure 2.5*).

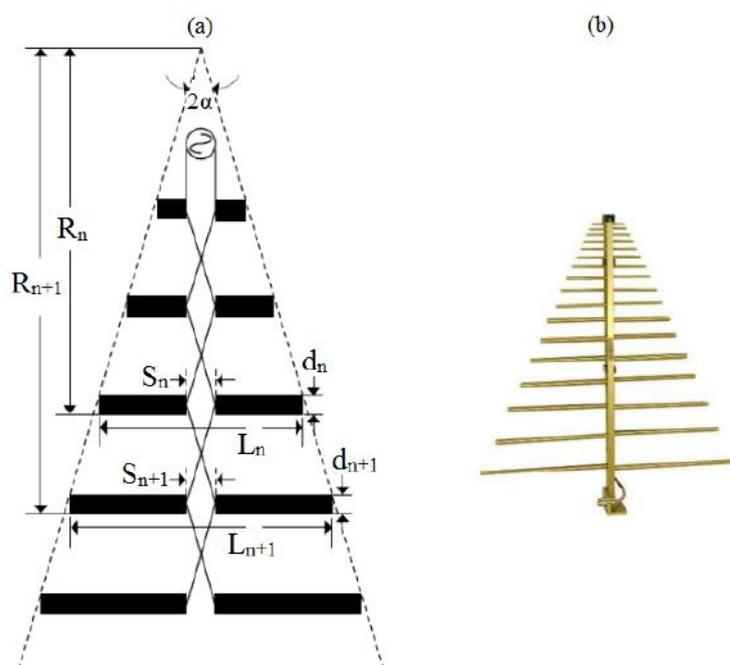


FIGURE 2.5 – Antenne dipôle log-périodique (a) : géométrie de l'antenne ; (b) : exemple de réalisation de l'antenne

Comme pour l'antenne ULB log-périodique circulaire, le rapport de périodicité  $\tau$  est le rapport entre deux longueurs de dipôles consécutifs. Les fréquences haute et basse d'adaptation sont déterminées par les dimensions des éléments du réseau respectivement les plus basses et les plus hautes.

En termes de spectre de fréquence, cette antenne peut couvrir jusqu'à 180% de largeur de bande relative.

Les autres performances de l'antenne dipôle log-périodique sont liées à son angle

d'ouverture et à son rapport de périodicité. L'antenne est donc dispersive comme le cas des antennes indépendantes de fréquences précédentes. Elle a un rayonnement unidirectionnel avec des maxima dans la direction suivant son sommet, la polarisation est linéaire et le gain maximal typique d'une antenne LPDA varie entre 5 et 11dB [2].

### 2.2.2.3 Antennes ULB log-périodiques trapézoïdales

Un autre type d'antenne ULB log-périodique est l'antenne log-périodique de forme trapézoïdale. Elle n'est autre qu'une version de l'antenne log-périodique circulaire dont les bords (extrémités sous forme des dents) présentent un profil plat (*cf-figure 2.6*).

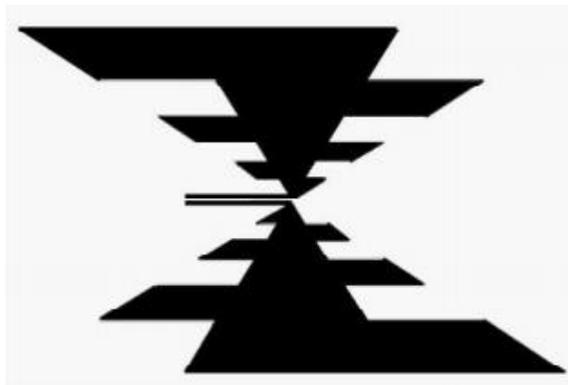


FIGURE 2.6 – Antenne log-périodique trapézoïdale

Cette antenne possède exactement les mêmes caractéristiques que l'antenne log-périodique circulaire : diagramme de rayonnement bidirectionnel, bande passante de plusieurs octave, antenne dispersive.

## 2.3 Antennes ULB élémentaires

Contrairement aux antennes ULB dites indépendantes de la fréquence, les antennes élémentaires peut avoir de très bonnes performances en terme de largeur de bande et de diagramme de rayonnement. Ces antennes sont une évolution directe

des monopoles et des dipôles de base (doublet de Hertz) dont les caractéristiques sont largement décrites dans la littérature sur les antennes.

### 2.3.1 Antenne ULB biconique

L'antenne ULB biconique a été inventée par Lodge depuis 1890 et intensivement étudiée par Schelkunoff en 1943 [2]. C'est un dipôle constitué de deux cônes métalliques opposés (*cf-figure 2.7*). L'alimentation est située entre les bouts des cônes.

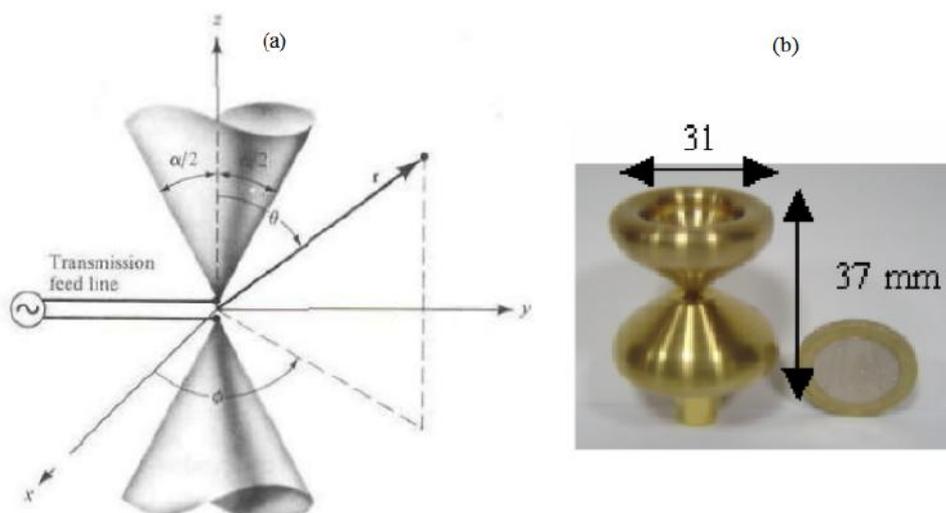


FIGURE 2.7 – Exemple d'une antenne biconique (a) : Cas théorique (cônes infinis); (b) : Réalisation pratique (cônes tronqués)

L'antenne peut être vue (analysée) comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était étendue jusqu'à l'infini. Elle agit dans ce cas comme un guide pour une onde sphérique.

Dans [2], il est montré que la tension entre les deux points symétriques de chaque cônes de l'antenne, à une distance  $r$  du point d'alimentation s'écrit :

$$V(r) = \eta H_0 e^{-jkr} \ln \left[ \cot \left( \frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (2.11)$$

avec  $\eta$  impédance de l'onde dans le vide.

Il est montré également dans la même référence ci-dessus que le courant à la surface

des cônes, à une distance  $r$  du point d'alimentation peut s'écrire :

$$I(r) = 2\pi H_0 e^{-jkr} \quad (2.12)$$

L'impédance caractéristique des cônes est égale à l'impédance d'entrée de l'antenne et vaut :

$$Z_c = Z_{in} = \frac{V(r)}{I(r)} = \frac{\eta H_0 e^{-jkr} \ln \left[ \cot \left( \frac{\alpha}{4} \right) \right]}{2\pi H_0 e^{-jkr}} = 120 \ln \left[ \cot \left( \frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (2.13)$$

Ce raisonnement est purement théorique. Dans la pratique, les cônes de l'antenne sont tronqués, ce qui introduit une réflexion d'une partie de l'énergie au bout de l'antenne. Cette discontinuité introduit d'autres modes supérieurs, ce qui introduit une partie réactive à l'impédance d'entrée et augmente le taux d'onde stationnaire, donc une diminution de la bande passante par rapport au cas infini. Cette contrainte de réalisation rend également l'impédance d'entrée de l'antenne complexe.

Les largeurs de bandes passantes obtenues pour ce type d'antenne varient entre 120 et 150% et un gain maximum typique pour ce type d'antenne est de 4dB.

### 2.3.2 Antenne ULB discone

Une antenne ULB discone est une antenne biconique pour laquelle un des cônes est remplacé par un plan de masse infini. Ce plan de masse est généralement de forme circulaire ce qui entraîne que toute la structure de l'antenne se compose d'un disque et d'un cône.

La figure 2.8 ci-dessous montre un exemple d'une réalisation de l'antenne discone.

L'antenne est alimentée par un câble coaxial dont l'âme centrale est connectée directement au sommet du cône et la masse est reliée au plan de masse circulaire. Elle conserve une partie des caractéristiques de l'antenne biconique, mais le remplacement du deuxième cône par un plan de masse lui donne quelques caractéristiques intéressantes : son impédance d'entrée sera divisée par deux par rapport à son dipôle équivalent, c'est-à-dire l'antenne biconique.

Les dimensions du plan de masse et son écart avec le disque doivent être optimisés car ceux-ci influent à la fois sur la bande passante mais également sur le rayonne-



FIGURE 2.8 – Exemple d’une réalisation de l’antenne discone

ment de l’antenne. Sa largeur de bande peut être supérieure à 150% et son gain est légèrement plus élevé que celui d’une antenne biconique [14–16].

### 2.3.3 Antenne ULB papillon

L’antenne ULB papillon a été réalisé en se basant sur l’antenne ULB biconique à cause de ses bonnes caractéristiques en termes de bande passante et de rayonnement. Elle a une configuration beaucoup plus simple. C’est une version plaquée de l’antenne biconique finie qui peut être imprimée sur un substrat. Il s’agit donc d’une structure symétrique, bien qu’en comparaison avec l’antenne biconique infinie, son impédance d’entrée est légèrement plus sensible à la fréquence [2]. Mais les principaux avantages de cette antenne sont sa légèreté, sa réalisation peu coûteuse et sa simplicité géométrique avec un faible encombrement.

La bande passante de l’antenne papillon est limitée parce que les courants extérieurs sont principalement concentrés sur les bords de l’élément imprimé, elle peut tout de même atteindre des valeurs supérieures à 150% malgré la moins bonne adaptation [17].

l’antenne est définie par trois principaux paramètres comme illustrés dans la figure

2.9.

1.  $\alpha$  : angle d'évasion des triangles ;
2.  $H$  : hauteur des triangles ;
3.  $L$  : longueur des cotés égaux du triangle isocèle

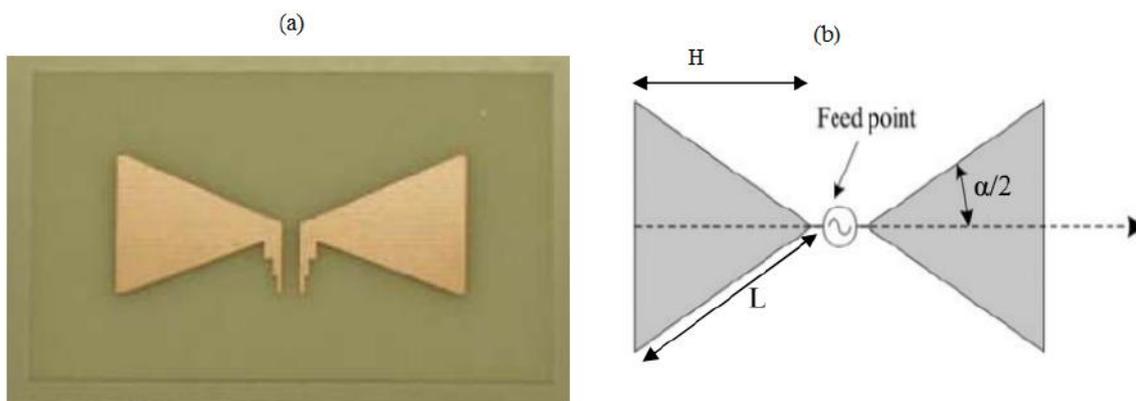


FIGURE 2.9 – Exemple d'une antenne papillon (a) : Réalisation pratique de l'antenne ; (b) : Géométrie de l'antenne

Cette antenne a suscité beaucoup de travaux de recherche toutes axées sur l'amélioration de ses caractéristiques. Ainsi, la stabilité de l'impédance et le diagramme de rayonnement ainsi que la largeur de bande peuvent être améliorées en appliquant une charge résistive et capacitive en bout ou le long de la structure [18, 19].

D'autres solutions plus innovantes ont été proposées avec succès en chargeant capacitivement l'antenne par des fentes [20].

Elle a un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à celui de l'antenne avec des gains compris entre 0 et 3dB.

### 2.3.4 Les monopôles ULB

les monopoles ULB constituent une autre catégorie d'antenne ultra large bande. De nombreuses études ont été menées sur ce type d'antenne [21] et différentes formes ont été conçues : carrée, circulaire ou elliptique. Malgré des formes différentes, ces antennes présentent de nombreuses caractéristiques communes : un grand spectre en termes bande passante, une polarisation linéaire et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal. Généralement, les éléments rayonnants sont

montés perpendiculairement au plan de masse mais depuis quelques années, ils (les éléments rayonnants) sont montés parallèlement au plan de masse. Dans [22], les auteurs ont montré que l'inclinaison des éléments rayonnants réduisait considérablement leur bande passante.

### 2.3.4.1 Le monopôle papillon

Le monopôle papillon est une variation du monopôle carré, où l'élément rayonnant est pincé à mi-hauteur ce qui diminue la largeur  $L_2$  par rapport au côté du carré  $L_2$  qui est constant, donnant ainsi la forme du papillon. En effet, des études dans [23] montrent que le monopôle carré présente une largeur de bande de l'ordre de 66% et que par conséquent, cette bande est assez limitée.

La figure 2.10 montre la géométrie d'une telle antenne.

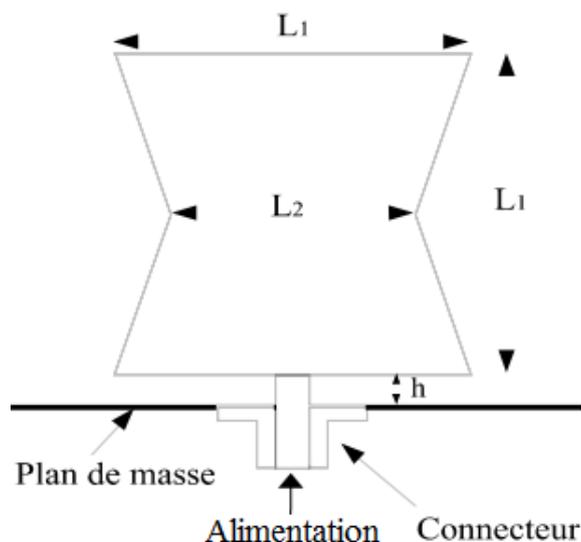


FIGURE 2.10 – Exemple d'un monopôle papillon

Une étude paramétrique faisant varier les paramètres  $L_1$  et  $L_2$  a été réalisée dans [24]. Cette étude a montré que lorsque  $L_2$  est trop faible, la largeur de la bande diminue fortement. En revanche pour des valeurs de  $L_2$  proche de  $L_1$  (optimisées à  $L_2/L_1 = 0.8$ ) on obtient une bande passante relativement supérieure à 75%

### 2.3.4.2 Le monopôle triangulaire

La version planaire de l'antenne conique est le monopôle triangulaire, elle est constituée d'un élément rayonnant en forme de triangle plat monté sur un plan de masse. La figure 2.11 présente la géométrie de l'antenne monopôle triangulaire.

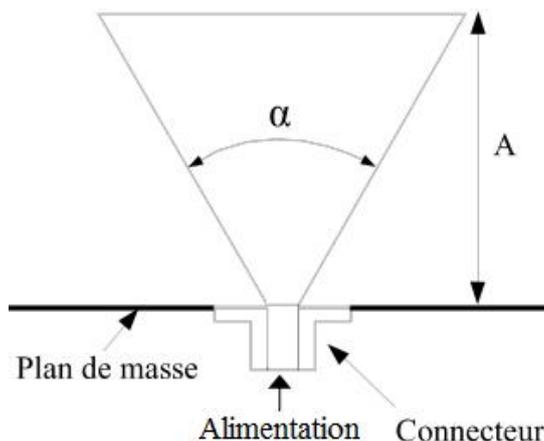


FIGURE 2.11 – Exemple d'un monopôle triangulaire

L'augmentation de l'angle au sommet  $\alpha$ , diminue effectivement son impédance d'entrée, mais celle-ci reste tout de même bien plus élevée (de l'ordre de 75% pour  $\alpha = 90^\circ$ ) que pour l'antenne conique correspondante. Ces variations limitent la bande passante qui ne pourra être supérieure à celle d'une antenne biconique, mais des valeurs de l'ordre de 120% peuvent être atteintes [25]. L'antenne a un diagramme de rayonnement presque omnidirectionnel dans le plan azimutal.

### 2.3.4.3 Le monopôle trapézoïdale

Le monopôle trapézoïdal est aussi considéré comme une variation du monopôle carré dont on fait varier les largeurs  $L_1$  et  $L_2$  de l'élément rayonnant.

Des études paramétriques (sur  $L_1$  et  $L_2$ ) menées par [26] montrent que les meilleurs résultats en termes de largeur de bandes sont obtenus pour des valeurs de  $L_2 > L_1$  (cf-figure 2.12). Les largeurs optimales ( $L_2 = (4/3)L_1$ ) toujours d'après cette études donnent une largeur de bande relative supérieur à 80%. L'auteur a fait

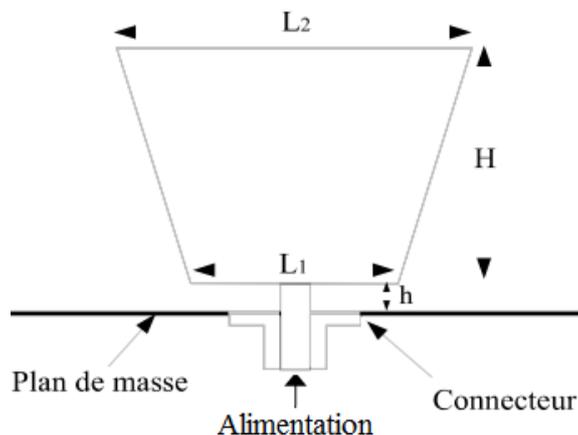


FIGURE 2.12 – Exemple d'un monopôle trapézoïdal

remarqué également que l'impédance d'entrée de l'antenne augmente fortement pour des valeurs trop faibles de  $L_1$

#### 2.3.4.4 Le monopôle circulaire

Cette antenne est constituée d'un élément rayonnant en forme de disque plat monté perpendiculairement sur un plan de masse. Les dimensions du plan de masse doivent être au moins égales à une longueur d'onde par rapport à la fréquence la plus basse de la bande passante de l'antenne. Des performances adéquates peuvent également être obtenues avec un plan de masse de dimensions inférieures à une demi-longueur d'onde à la fréquence la plus basse [27]. La figure 2.13 ci-dessous montre un exemple de réalisation d'une antenne monopôle circulaire.

La forme de l'élément rayonnant peut être aussi elliptique [28]. Cependant, un très fort rapport d'ellipticité dégrade la bande passante. Il est possible de calculer la fréquence selon [28] de la même façon que l'on calcul la fréquence d'un monopôle cylindrique.

$$f = \frac{30 \times 0.24}{l + r} \quad (2.14)$$

$f$  désigne la fréquence (GHz),  $l$  la hauteur du monopôle (cm) et  $r$  son rayon équivalent (cm).

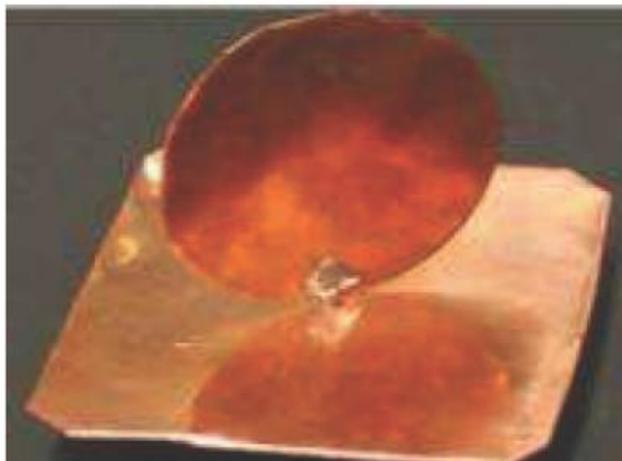


FIGURE 2.13 – Exemple d’une réalisation pratique d’un monopôle circulaire

Le rayon équivalent est calculé par la formule suivante :

$$2\pi r l = \pi a b \quad (2.15)$$

$a$  représente le rayon minimal et  $b$  le rayon maximal de l’ellipse

Des valeurs de gain de plus de 4dB peuvent être observées dans certaines directions. La bande passante est de l’ordre de 160%. Son impédance d’entrée est d’environ  $50\Omega$  sur toute la bande passante, facilitant ainsi son intégration avec les circuits d’alimentation sans utilisation d’un adaptateur d’impédance.

## 2.4 Antennes ULB cornets

L’antenne cornet est un concentrateur d’énergie électromagnétique dans une direction particulière [29, 30]. En effet, ces antennes sont alimentées par de guides d’onde rectangulaires ou circulaires et possèdent des propriétés intrinsèquement large bande. La bande passante est comprise entre 50 à 160%.

Dans [2], plusieurs études portées essentiellement sur la qualité de rayonnement sur différents types d’antennes cornets ULB ont été réalisées.

Malgré des bonnes caractéristiques en adaptation d’impédance et en largeur de bande relative, ces antennes ont des structures à 3 dimensions (3D), à fort encombrement

puisque généralement leurs dimensions sont supérieures à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse, ce qui conduit à un poids important qui empêche leur intégration dans des systèmes de communications. S'ajoute à cela, le coûts de fabrication qui est très important comparés à une antenne imprimée. Ainsi elles ne sont pas adaptées aux applications en communications impulsionsnelles du fait de leur grande directivité et leur difficulté d'intégration.

## 2.5 Techniques de d'élargissement de la bande passante des antennes

Par définition, une antenne est dite ultra large bande lorsqu'elle possède une bande passante relative est strictement supérieure à 0.2

L'étude des techniques d'élargissement de la bande passante est d'autant plus important que celle sur l'amélioration de ses performances. Cependant, ces deux caractéristiques peuvent être parfois étroitement opposées. Il est important donc de trouver un compromis entre l'élargissement de la bande passante et la conservation des performances de l'antenne.

La technique d'élargissement de la bande des antennes constitue en elle même un challenge car elle consiste à abaisser la fréquence basse en essayant de maintenir une bonne adaptation sur toute la bande. Ce challenge fait partie des objectifs visés dans cette thèse.

Bref, les techniques d'élargissement des bandes les plus utilisées sont les suivantes [31] :

1. **Optimisation des trajets du courant** : cette technique est basée sur le principe de rallongement des trajets du courant qui correspondent aux fréquences basses d'adaptation de la bande passante. Notons que plus la structure est grande, mieux c'est l'adaptation en basse fréquence. Cependant, afin de miniaturiser la structure, elle est modifiée de telle sorte que les parcours des courants seront rallongés, et ce, en conservant un encombrement constant de la structure. Un exemple typique de cette technique a été détaillée par Zhi Ning Chen dans [33]. L'antenne (*cf-figure 2.14*) est alimentée par un guide

d'onde coplanaire d'impédance  $50\Omega$  et est constituée d'un élément rayonnant carré imprimé sur un substrat de type R04003 ( $\epsilon_r = 3.38$ ) et des dimensions  $25 \times 25 \times 1.52\text{mm}^3$ .

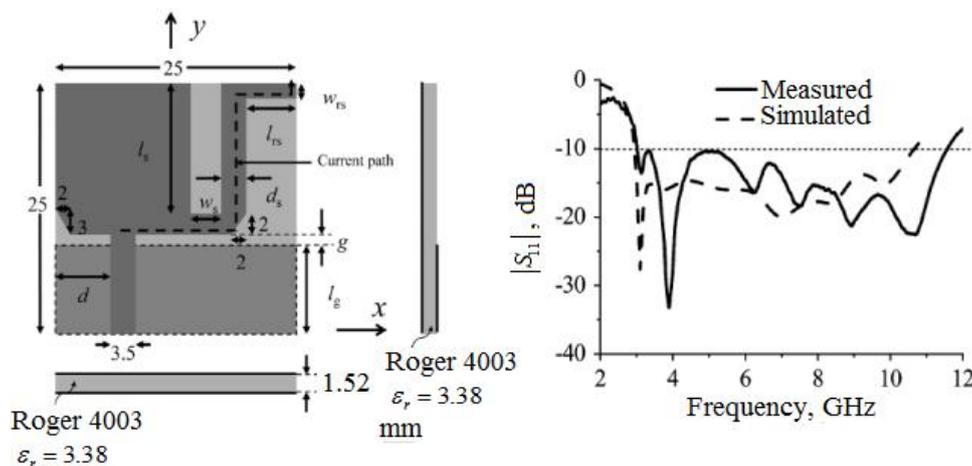


FIGURE 2.14 – Exemple de technique d'élargissement de bande passante d'une antenne ULB (a) : Géométrie de la structure ; (b) : Paramètre  $S_{11}$  mesuré et simulé de l'antenne [33]

La figure 2.15 illustre les différentes étapes d'élargissement de la bande passante d'une antenne par la technique dite de l'optimisation des trajets du courant.

Cette technique a en effet permis de faire baissé la fréquences des différents modes de l'antenne.

Sur la structure originale, la fréquence de résonance basse était de 3.7GHz. Par le décalage du point d'alimentation à gauche (*cf-figure 2.15b*), le chemin effectif du courant augmente de sorte que la fréquence de résonance la plus basse de l'antenne décale à 3.4GHz.

Lorsqu'on insert la première fente (*cf-figure 2.15c*) pour augmenter le chemin effectif du courant, la fréquence de résonance la plus basse est encore baissée à 3.1GHz.

L'introduction d'une deuxième fente (*cf-figure 2.15d*) sur l'élément rayonnant, diminue la fréquence de résonance la plus basse de l'antenne à 2.6GHz.

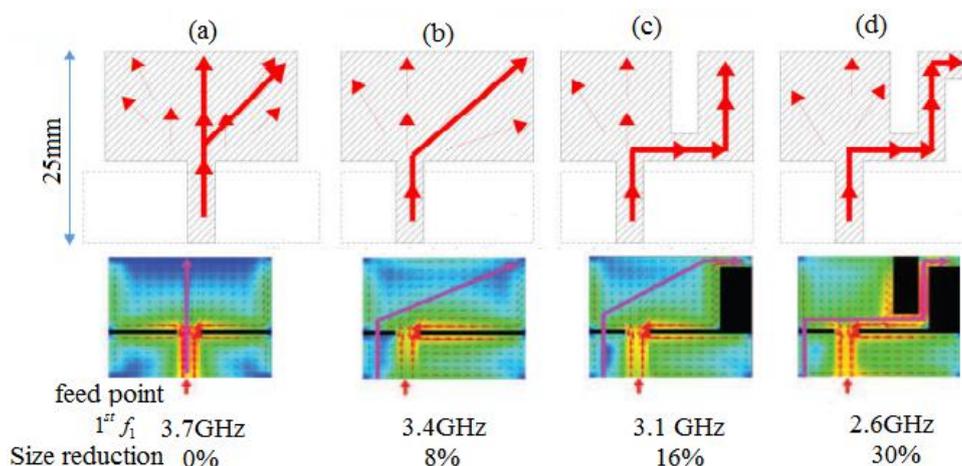


FIGURE 2.15 – Principales étapes de d'élargissement de l'antenne proposée dans [33] (a) : Géométrie originale de la structure ; (b) : décalage à gauche de la ligne d'alimentation de l'antenne ; (c) : insertion de la première fente sur l'élément rayonnant ; (d) : insertion de la deuxième fente sur l'élément rayonnant

2. **Transition antenne/ligne d'alimentation** : cette technique consiste à modifier la transition du passage de la ligne d'alimentation à la structure rayonnante (*cf-figure 2.16*). C'est donc l'encombrement de l'antenne suivant une dimension longitudinale qui subit une réduction [34], ou plus précisément encore dans l'axe de l'étalement du patch [35]. Des encoches peuvent être découpées au niveau des plans de masse latéraux (alimentation en coplanaire), ou dans le plan de masse inférieur (alimentation de type ground coplanaire). Il est aussi possible de combiner les deux procédés.

Ces découpes (transitions) jouent souvent un rôle essentiel pour l'adaptation de l'antenne. A cet effet, plusieurs études paramétriques sur ces découpes, sont réalisées dans [36] afin de trouver la meilleure adaptation possible.

## 2.6 Antennes ULB à bandes rejetées

L'un des challenges de la technologie ULB concerne sa coexistence avec les interférences causées par les systèmes à bande étroite environnants. C'est d'ailleurs l'objectif principal de cette thèse. En effet, les sources de perturbation dans le spectre ULB sont multiples. Cependant, les principales dans la bande 3.1-10.6GHz (bande

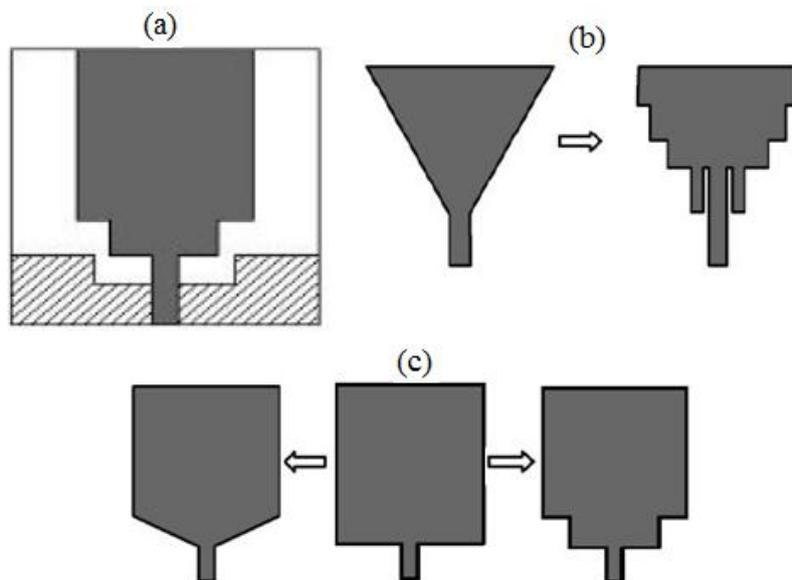


FIGURE 2.16 – Illustration d’élargissement de bande passante par la technique de transition antenne/ligne d’alimentation  
 (a) : transition avec encoche appliquée sur un monopole ;  
 (b) et (c) : quelques exemples illustrant la technique

FCC) sont entre autres la norme 802.11ac Wi-Fi, la norme 802.16 WiMax. Il convient alors pour tous les systèmes ULB de trouver des solutions permettant de limiter les effets néfastes de ces interférences et de maintenir les performances de antennes ULB en termes de rayonnement, de gain, de bande passante relative de faible complexité etc. et ce, dans des environnements bruités.

Beaucoup de méthodes pour couper et contrôler certaines bandes de fréquences sont étudiées dans la littérature, mais nous allons nous focaliser sur les méthodes suivantes :

### 2.6.1 Utilisation des fentes

Différentes configurations d’antennes ULB avec des caractéristiques de réjection d’une, de deux, ou de plusieurs bandes de fréquences sont reportées dans la récente littérature. La méthode d’insertion des fentes de différentes formes, est l’une des méthodes la plus utilisée pour obtenir une ou plusieurs réjection de bandes. Ainsi, ces antennes peuvent être classées selon la localisation de la fente (sur l’élément rayonnant, sur le plan de masse, ou sur la ligne d’alimentation) ou selon le nombre

de bande rejetées. La bande de fréquence rejetée est déterminée par la longueur totale de la fente qui est environ  $\lambda_g/2$  [37].

$\lambda_g/2$  désigne la longueur d'onde du guidage.

### 2.6.1.1 Antenne ULB à une fréquence rejetée

L'antenne ULB à une bande rejetée fut le premier à être étudiée pour répondre au challenge relatif aux interférences avec la bande Wi-fi. La figure 2.17 montre les travaux de Vuong dans [38]. Ces travaux ont abouti à la réalisation d'une antenne patch avec la caractéristique de rejection de la bande IEEE 802.11ac (5.15-5.825GHz). La fente utilisé est de forme U et est gravée sur l'élément rayonnant.

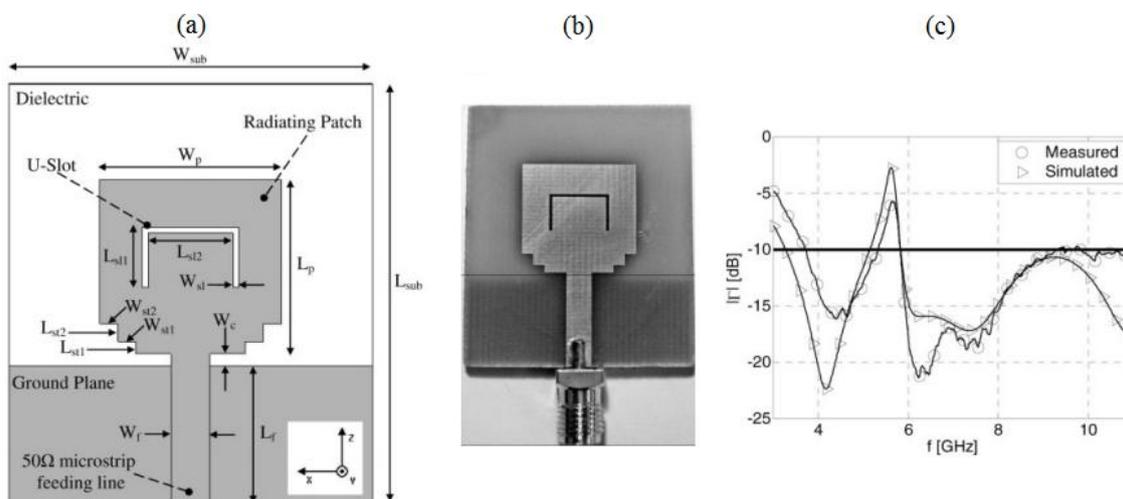


FIGURE 2.17 – Antenne ULB à une bande rejetée [38] (a) : géométrie de l'antenne ; (b) : Exemple de fabrication de l'antenne ; (c) : paramètre S11 simulé et mesuré à  $-10dB$ .

Cette antenne ainsi réalisée est caractérisée tant dans le domaine temporel que dans le domaine fréquentiel. En termes des caractéristiques de rayonnement (diagramme de rayonnement et gain), l'antenne proposée rayonne de façon omnidirectionnelle dans le plan H. Elle a un gain réalisée relativement stable dans toute la plage de fréquence sauf dans la bande Wi-fi où elle ne rayonne quasiment pas.

D'autres études dans [39] ont montrées qu'il est possible de faire la rejection d'une bande en utilisant un circuit LC monté en parallèle. Ce circuit est modélisé pas un stub de forme T encasté dans une fente elliptique. L'antenne proposée couvre

bien la plage de fréquence FCC pour les communications sans fil à l'exception de la bande Wi-Fi 5GHz.

### 2.6.1.2 Antenne ULB à deux bandes rejetées

Dans le même objectif que celui des antennes ULB à une bande rejetée, les antennes avec des caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences ont été étudiées [37], [40–42]. Pour illustrer ce cas, nous nous sommes focalisé sur l'antenne proposée dans [37]. C'est un monopole rectangulaire à deux côtés tronqués (*cf-figure 2.18*) ayant des caractéristiques ULB (2-6GHz) dans lequel on imprime deux fentes de formes  $\cup$  et  $\cap$ . Dans cet article, les auteurs ont appliqués le principe d'enlèvement de la structure résonnante à bande étroite (sur le monopole ULB) proposé un peu plutôt par Schantz dans [43]. La figure 2.18a montre le principe de fonctionnement d'une telle technique.

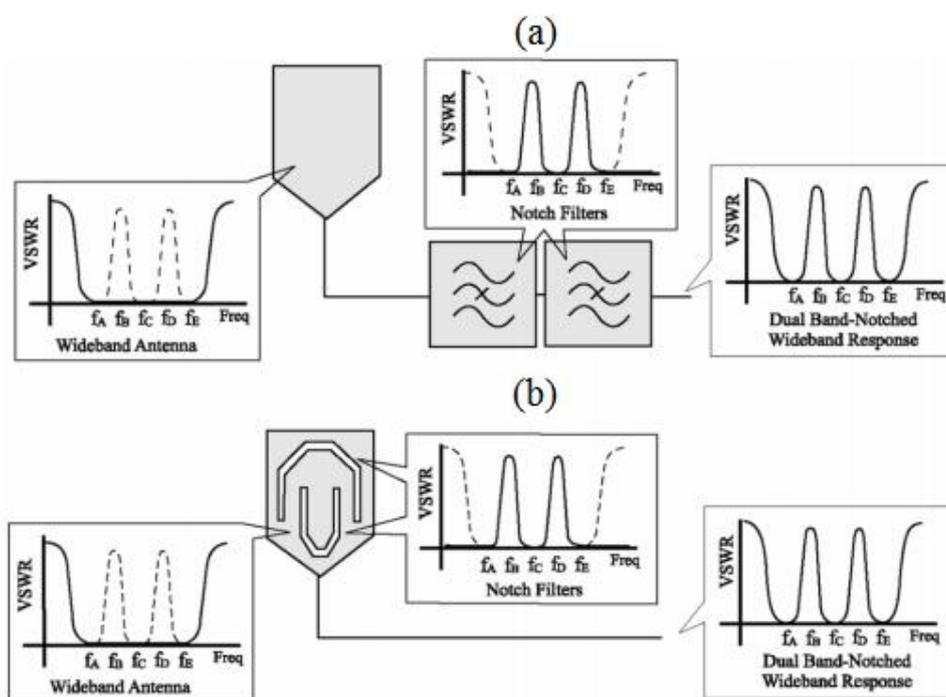


FIGURE 2.18 – Monopole ULB avec des caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences (a) : Principe de filtrage de deux bande sur un monopole ULB ; (b) : Exemple d'un des prototypes d'antenne proposés dans [37].

Partant de la technique de Schantz [43], les auteurs [37] ont utilisé des combinaisons de fentes de différentes formes ( $\cup\cap\cup$ ,  $\cup\cup\cup$ ,  $\cap\cup\cap$ ,  $\cap\cap\cap$ ,  $\cap\cap$ ,  $\cap\cup$ ,  $\cup$  L-inversé et deux L-inversé) pour filtrer deux bandes de fréquence. La figure 2.19 montre un exemple d'un des prototypes d'antenne proposés avec des fentes de formes  $\cup\cap\cup$ . La première fente de forme  $\cup$  est optimisée pour rejeter la bande centrée à 4.80GHz. Cette fente est dupliquée pour améliorer le niveau de rejection. La deuxième fente de forme  $\cap$  est quant à elle optimisée pour rejeter la bande à 2.98GHz.

En termes de rayonnement et de gain, l'antenne a les mêmes caractéristiques que le monopole précédent sauf que pour cette antenne, le rayonnement ne se fait pas dans les deux coupées.

La pertinente remarque qu'on peut faire dans les travaux de [37] tout comme dans [41] (cf-figure 2.20) est que les simulations et les mesures faites sur ces prototypes sont en parfaite concordances contrairement à l'exemple cité dans le cas de l'antenne ULB avec les caractéristiques de rejection d'une bande.

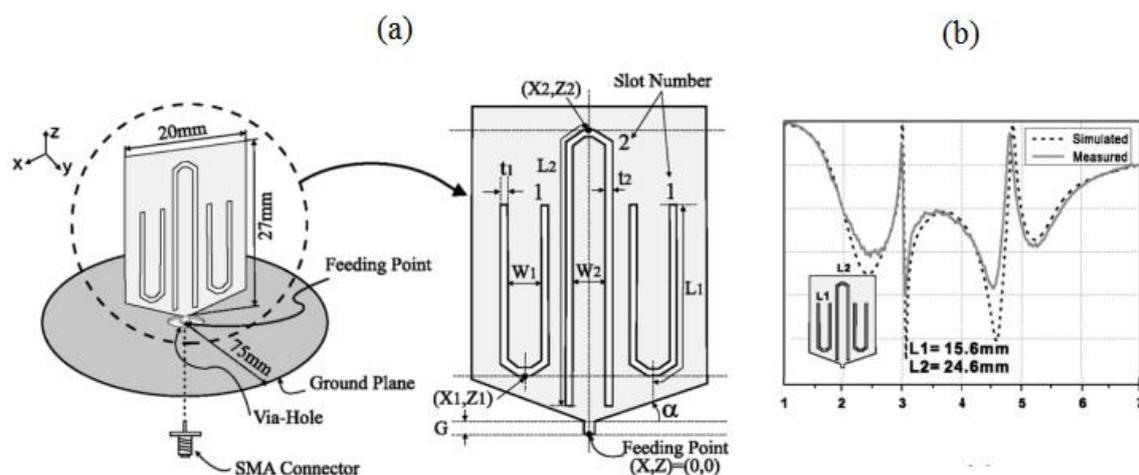


FIGURE 2.19 – Monopole ULB avec des caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences [37] (a) : Géométrie du monopole ; (b) : Paramètre S11 simulé et mesuré du prototype .

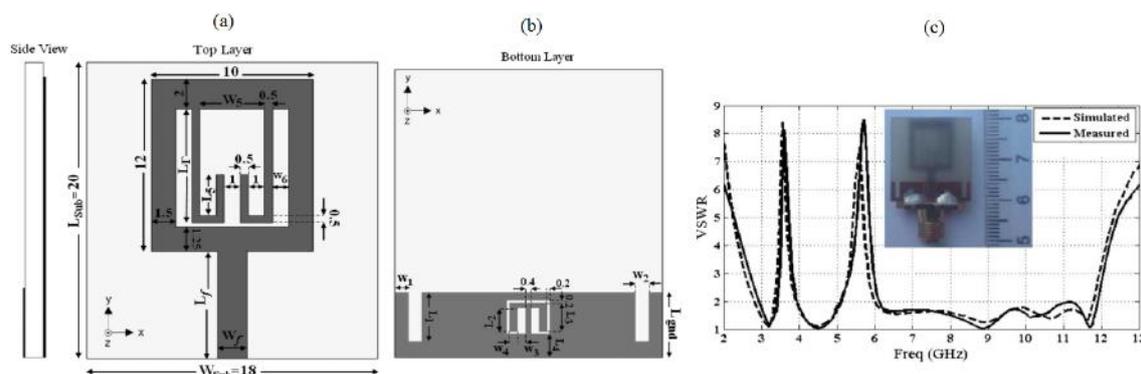


FIGURE 2.20 – Monopole ULB avec des caractéristiques de rejection de deux bandes [41]  
 (a) : Géométrie du monopole (dessus); (b) : Géométrie du monopole (dessous); (b) : ROS simulé et mesuré du prototype .

### 2.6.1.3 Antenne ULB à trois bandes rejetées

Dans le cas des antennes à trois bandes rejetées, le principe est le même que précédemment sauf que pour des questions d'encombrements et de couplage, les fentes sont imprimées dans différentes localités (élément rayonnant, plan de masse et ligne d'alimentation) de l'antenne. L'exemple typique de ce type d'antenne est étudié par Maiti S et al. dans [44]. C'est un monopole rectangulaire à deux côtés tronqués alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW : CoPlanar Wiveguide). Après une étude paramétrique sur  $wp$ , qui désigne l'écart entre le plan de masse réduit et l'élément rayonnant, étude faite pour faire adapter l'antenne en termes de bande passante relative sur toute la bande FCC pour les communications sans fil, on a imprimé successivement trois fentes d'abord sur l'élément rayonnant, puis sur la ligne d'alimentation et enfin sur le plan de masse (*cf-figure 2.21*).

La fente sous forme de U-inversé imprimée sur l'élément rayonnant ayant une longueur totale d'environ  $\lambda_g/2$  est optimisée pour couper la bande Wi-Fi 5GHz centrée sur 5.5GHz.

La deuxième fente sous forme d'épingle est dimensionnée de la même que la première et est optimisée pour couper la bande radio-identification ou RFID (Radio Frequency Identification) centrée sur 6.8GHz.

La troisième fente sous forme de C-inversé est symétrique par rapport à la ligne d'alimentation. Cette fente est donc optimisée pour couper la bande IUT pour les

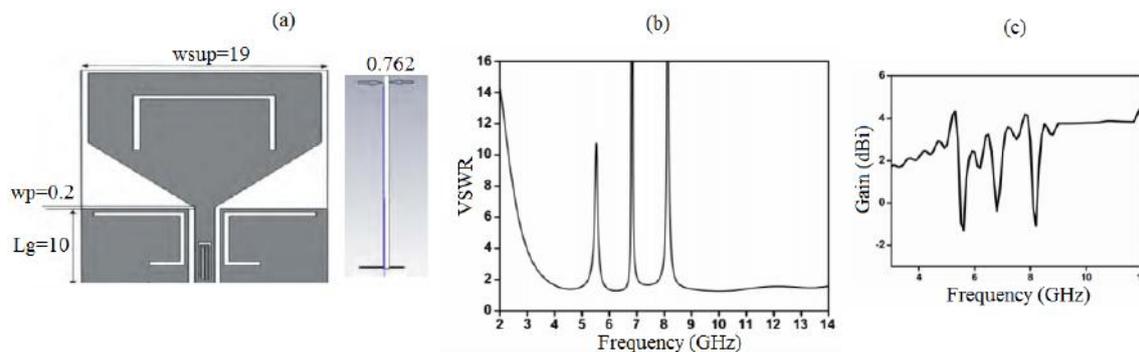


FIGURE 2.21 – Monopole ULB avec des caractéristiques de rejection de trois bandes de fréquences [44] (a) : Géométrie du monopole (unité en mm) ; (b) : ROS simulé du prototype ; (c) : Gain simulé du prototype.

communications montante satellite. Elle est centrée sur 8.1GHz.

En termes de rayonnement, l’antenne proposée dans [44] présente des caractéristiques omnidirectionnelles. Elle a également un gain qui varie entre 1.8dBi et 4.3dBi.

*Note* : “Nous allons détaillé la question de symétrie des fentes par rapport à la ligne d’alimentation plus tard dans le prochain chapitre”.

## 2.6.2 Utilisation des structures méta-matériaux

Depuis l’apparition pratique des méta-matériaux en 2001 par l’équipe de D. R. Smith qui a réalisé une structure à base d’un réseau de SRR (Split Ring Resonator) avec des tiges métalliques (*cf-figure 2.22*), les chercheurs n’ont cessés de proposer des structures de filtre ou des structures d’antennes couplées avec des motifs méta-matériaux à base de cellules SRR ou CSRR de différentes formes, et ceci dans le but d’améliorer ou de rendre configurable les caractéristiques d’une antenne de base.

### 2.6.2.1 Utilisation des SRRs et CSRRs “simples”

Dans ce contexte, Lalj Hichem [47] a consacré toute une thèse sur la conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs méta-matériaux. Il a proposé dans un premier temps un nouveau modèle de filtre miniature à base de l’association d’une ligne microruban à des résonateurs sub-longueurs d’onde, puis il fait ensuite l’association en champ proche d’une antenne

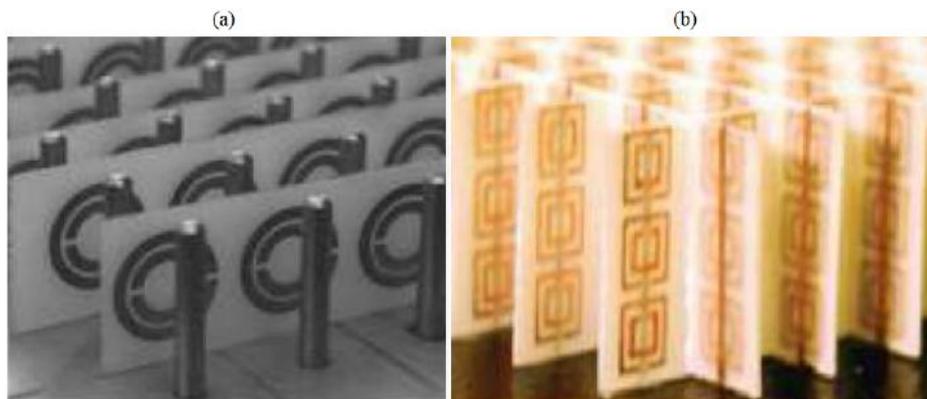


FIGURE 2.22 – (a) : Premier prototype méta-matériaux proposé par l'équipe de D. R. Simith [45] ; (b) : Prototype amélioré [46].

monopole ULB et des cellules méta-matériaux de type SRR et CSRR. Cette structure a pour objectif de répondre aux verrous technologiques en termes de configurabilité spectrale tout en préservant le caractère faible encombrement de l'antenne.

La figure 2.23 montre la première proposition de LALJ dans [47]. C'est un filtre qui coupe une bande de fréquence.

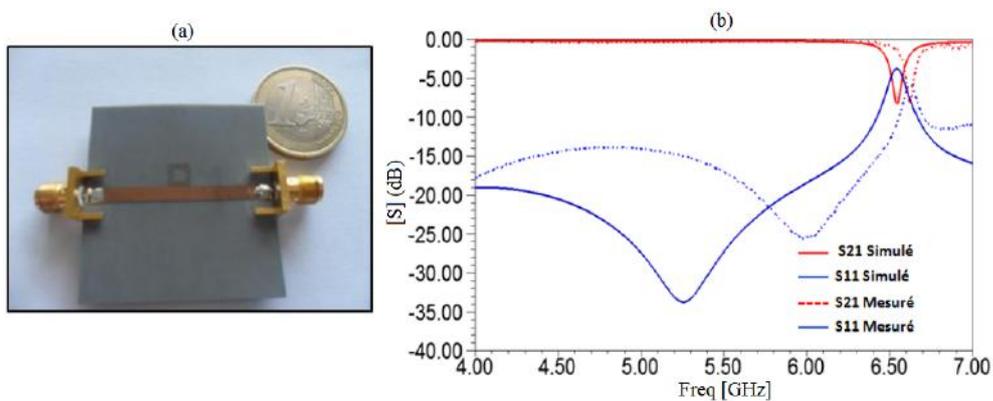


FIGURE 2.23 – Photo de la maquette du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban  $50\Omega$  à une cellule SRR [47] (a) : filtre proposé, vue de dessus ; (b) : paramètre S simulé et mesuré du filtre.

La figure 2.24 montre la deuxième proposition de LALJ dans [47]. C'est un monopole avec des caractéristiques de rejection de la bande autour de 6.7GHz (avec 600MHz de largeur).

D'autres études ont été réalisées dans [48–50] permettant la rejection simultanée

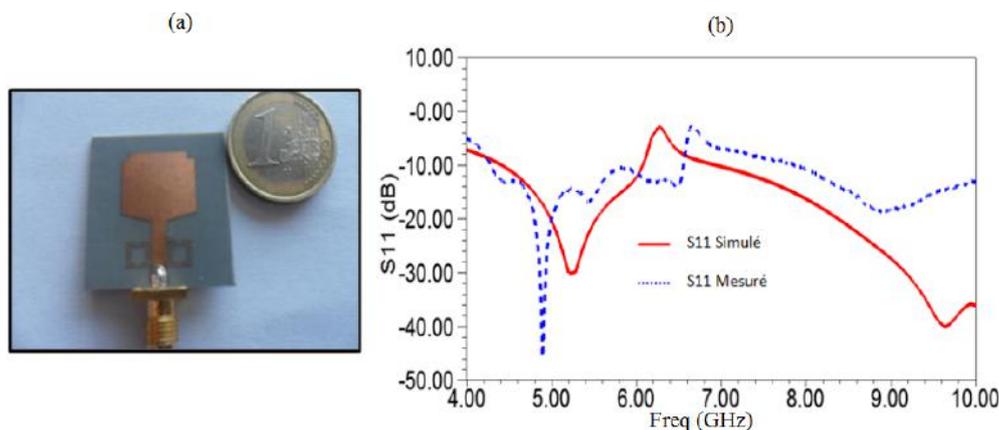


FIGURE 2.24 – Photo de maquette de l’antenne monopole ULB associée à deux cellules SRRs [47] (a) : vue de dessus; (b) : paramètre  $S_{11}$  simulé et mesuré de l’antenne.

de minimum trois bandes.

D. Sarkar propose dans [49] une antenne monopole alimentée par une ligne micro-ruban  $50\Omega$  sur lequel est imprimée trois cellules méta-matériaux de type SRRs et ESCSRRs (Elliptical Single Complementary SRR).

Dans cette étude, l’auteur a dimensionné les cellules méta-matériaux pour rejeter trois bandes de fréquences.

La première cellule ESCSRR avec  $D_{\min} = 4\text{mm}$  c’est à dire la cellule avec le plus petit  $D_{\min}$  est optimisée pour filtrer la bande Wi-fi (5.15–5.85GHz) centrée à 5.75GHz.

La deuxième cellule ESCSRR avec  $D_{\min} = 6\text{mm}$  qui représente la cellule avec le plus grand  $D_{\min}$  est quant à elle optimisée pour filtrer la bande WiMAX (3.3–3.7GHz) centrée à 3.55GHz.

La troisième et la dernière cellule de type SRR de forme carré est imprimée sur le substrat à côté de la ligne d’alimentation et est optimisée pour filtrer la bande X pour les communications radio (7.9–8.4GHz) centrée à 8.27GHz.

L’antenne étudiée dans [49] présente en termes de rayonnement des caractéristiques comparables aux monopoles ULB présenté dans les paragraphes précédents. Elle présente aussi un gain relativement stable sur toute la plage de fréquence FCC à l’exception des trois bandes rejetées dans lesquelles l’antenne ne rayonne pas.

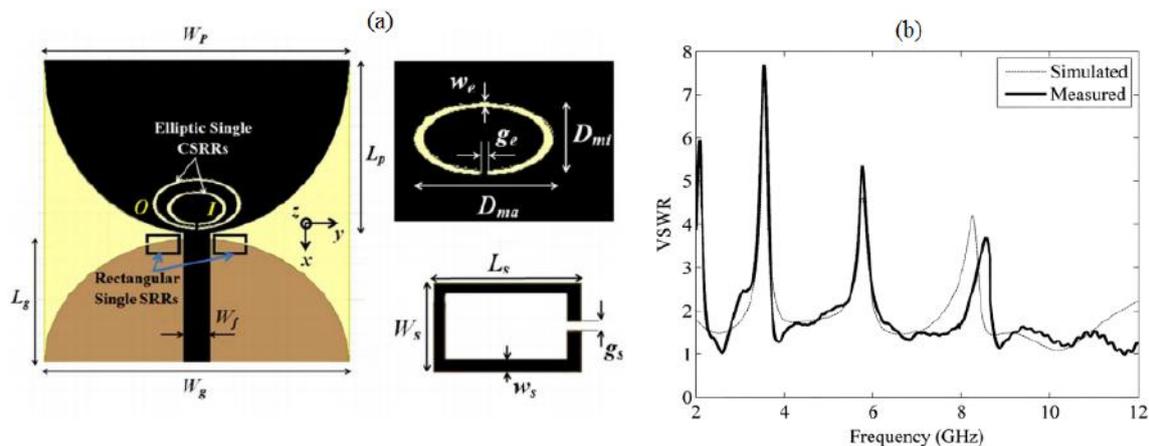


FIGURE 2.25 – Monopole avec les cellules méta-matériaux (SRRs et ESCSRRs) [49]. (a) : Configuration du prototype (unité en mm) ; (b) : VSWR simulé et mesuré de l’antenne

Les mêmes techniques sont utilisées dans [50] pour rejeter une, puis deux puis trois bandes. Seulement dans ces travaux d’études, les auteurs ont utilisés des résonateurs (cellules méta-matériaux) de formes CLL (Capacitively Loaded Loop Resonators).

### 2.6.2.2 Utilisation des SRRs et CSRRs “actifs”

Ces dernières années, l’on assiste de plus en plus à l’avènement des antennes réconfigurables (en fréquences, diagramme de rayonnement...). Les antennes ULB ne sont pas aussi du reste. C’est ainsi qu’en se basant sur les techniques précédentes et également dans le souci de conserver le caractère faible encombrement de l’antenne, on utilise des résonateurs (cellules) méta-matériaux “actifs” pour rejeter une ou plusieurs bandes de fréquences.

La technique consiste à utiliser des diodes PIN ou des diodes varicap pour que la structure puisse avoir un comportement stop bande commutable ou réglable.

Les figures 2.26 et 2.27 montrent respectivement les travaux de [51] et [52]. Dans [51], l’antenne proposée est un monopole ULB alimentée par un guide d’onde coplanaire CPW. Cette antenne coupe une bande centrée à 5.8GHz selon que la diode PIN dans la cellule SRR est activée ou pas.

Quand la diode PIN n’est pas activée, l’antenne présente les mêmes caractéristiques

de rayonnement qu'un monopole ULB à une bande rejetée.

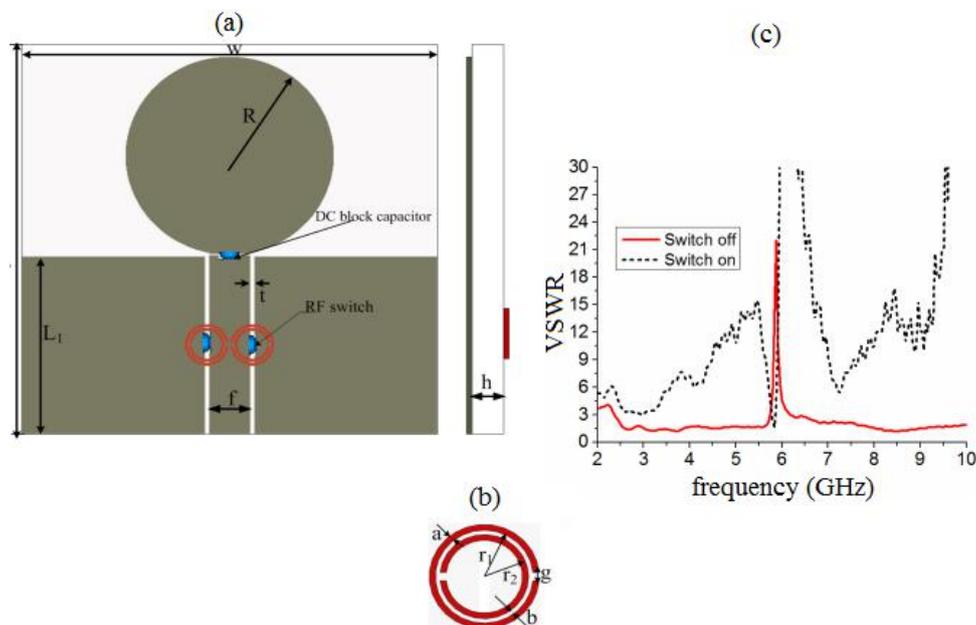


FIGURE 2.26 – Antenne ULB ré-configurable proposée dans [51] (a) : Géométrie de l'antenne ; (b) : Géométrie de la cellule méta-matériaux à perméabilité négative SRR ; (c) : VSWR de l'antenne proposée

Dans [52], la procédure est la même que dans [51], seulement il y a deux bandes rejetées selon qu'on active simultanément les diodes ou pas.

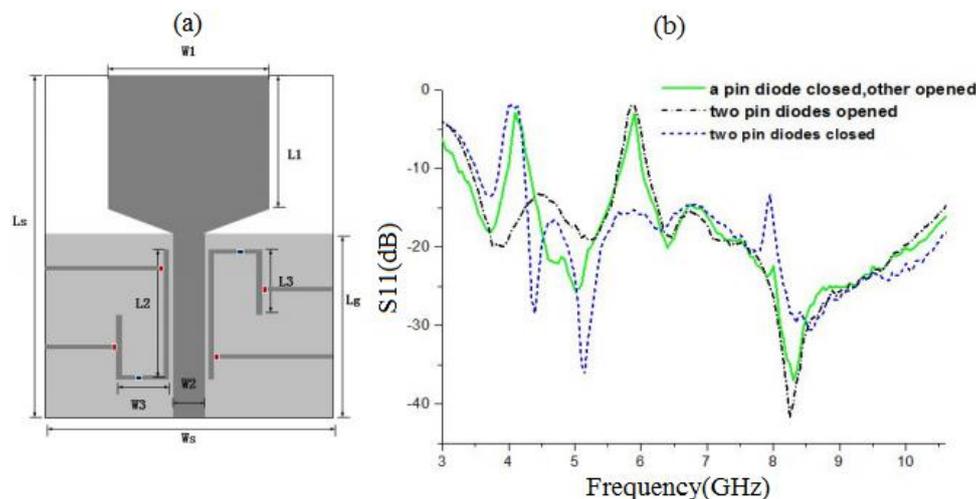


FIGURE 2.27 – Antenne ULB ré-configurable proposée dans [52] (a) : Géométrie de l'antenne ; (b) : Paramètre S11 mesurée de l'antenne proposée

Dans cette étude, quand les deux diodes PIN ne sont pas activées, l'antenne est ultra large bande et a la caractéristique de rejection d'une bande centrée sur 3.5GHz.

Quand les deux diodes PIN sont activées l'antenne est ultra large bande avec la caractéristique de rejection d'une bande de fréquence cette fois ci centrée sur 5.5GHz. En fin, Quand une des diodes est active et l'autre ne l'est pas, l'antenne est ultra large bande avec des caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences centrées sur 3.5GHz et 5.5GHz. L'antenne présente les mêmes caractéristiques de rayonnement qu'un monopole ULB à une ou deux bandes rejetées.

## 2.7 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation des diverses antennes qui présentent des caractéristiques d'adaptation sur une bande de fréquences très large, des techniques d'élargissement des bandes passantes des antennes, ainsi que des antennes à bandes de fréquences rejetées. La présentation de l'état de l'art sur les antennes ULB va nous permettre d'aborder la conception et la caractérisation de nouvelles antennes de ce type et répondre aux challenges relatifs à la question de la coexistence de ces antennes avec les antennes à bande étroite.

# Bibliographie

- [1] V.H Ramsey (1957) Frequency independent antennas. *IRE International Convention Record*. vol 5, pp. 114-118.
- [2] C. A. Balanis (2005) *Antenna Theory : Analysis and Design, third edition* John Wiley Sons, Hoboken, New Jersey, Etats-Unis.
- [3] J.D. Dyson (1959) The equiangular spiral antenna. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*. AP-7, pp. 181-187.
- [4] J. Roger. Antenne technique *Traité d'Électronique, Technique de l'Ingénieur* pp. 45-46.
- [5] Y. Zhang, A.K. Brown (2006) Archimedean and equiangular slot spiral antennas for UWB communications. *European Microwave conference*. pp. 1578-1581.
- [6] B. Rulf, G. A Robertshaw (1987) Understanding Antenna for Radar, Communications and Avionic *Van Nostrand Reinhold Company ed.*. pp. 231-268.
- [7] J. H. Reed (2005) An Introduction to Ultra WideBand Communication Systems. *Pearson Education Inc.*. Chap. 4.
- [8] J. D Dyson (1965) The characteristics and design of the conical log-spiral antenna. *IEEE transactions on antennas and propagation*. Vol 13, pp. 488-499.
- [9] R. H. DuHamel and D. E. Isbell (1959) Broadband logarithmically periodic antenna structures *Proceedings of IRE National Convention Record, Institute of Radio Engineers*. Vol 5, pp. 119-128.
- [10] C. Ulysse, A Meraj, A. Gaugue, C. Letrou, A. Kreisler (2001) Antenne planeaire log-périodique très large bande (4-160GHz). 16<sup>eme</sup> *Colloque International Optique Hertzienne et Diélectrique*.

- [11] D. E. Isbell (1960) Log periodic dipole arrays *IRE Transaction Antenna and Propagations*. Vol 8, pp. 260-267.
- [12] G. DeVito and G. B. Stracca (1973) Comments on the design of log-periodic dipole antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol 21, pp. 303-308.
- [13] G. DeVito and G. B. Stracca (1974) Further comments on the design of log-periodic dipole antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol 22, pp. 714-718.
- [14] G. Liu, C. A. Grimes (1999) Spherical-Coordinate FDTD Analysis of Conical Antennas Mounted Above Finite Ground Planes. *Microwave and Optical Technology letters*. Vol 23.
- [15] J. Kim and S. O. Park (2004) Novel Ultra-Wideband Discone Antenna. *Microwave and Optical Technology letters*. Vol 42.
- [16] Xavier Begaud (2011) Ultra Wide Band Antennas. *ISTE Ltd and John Wiley & Sons*.
- [17] C. E. Smith; C. M. Butler and K. R. Umashankar (1979) Characteristics of a Wire Biconical Antenna. *Microwave J.* pp. 37-40.
- [18] G. Kumar and K. Ray (2003) Broadband Microstrip Antennas. *Artech House*.
- [19] K. Kiminami, A. Hirata and T. Shiozawa (2006) Planar Bow-tie Antenna Embedded in Circular Aperture within Conductive Frame. *IEEE Antennas and Wireless Propagations. Letters*. Vol 5, pp. 399-401.
- [20] A. G. Yarovoy and R. Pugliese (2004) optimization of Bow-tie like Antennas for UWB Impulse Radio. *In Proceedings of URSI EMST*.
- [21] X. Qing, Z. N. Chen, M. Y. W. Chia (2005) UWB characteristics of disc cone antenna. *IEEE international Workshop on antenna technology*. pp. 91-100.
- [22] Z. N. Chen (2003) Experiments on Input Impedance of Titled Plana monopole Antenna. *Microwave and Optical Technology letters*. Vol 26.
- [23] N. P. Agrawall, G. Kumar and K. P. Ray (1998) Wide-Band Planar monopole Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- [24] Z. N. Chen (2003) Impedance Characteristics of Planar Bow-tie Like monopole Antennas. *IEE Electronics Letters*. Vol 36.

- [25] G. H. Brown and O. M. Woodward (1952) Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas. *RCA review*. pp.425-452.
- [26] Z. N. Chen (2000) Impedance Characteristics of Trapezoidal Planar monopole Antenna. *Microwave and Optical Technology letters*. Vol 27, pp. 120-122.
- [27] J. Powell and A. P. Chandrakasan (2004) Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc monopole for Ultra Wideband Communication. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*.
- [28] H.G. Schantz (2002) Planar elliptical element ultra wideband dipole antennas. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Vol 3, pp. 44-47.
- [29] E. N. Lindenblad (1941) Wide band antenna *US Patent 2,239,724*.
- [30] M. Kazin (1946) Electromagnetic horn radiator *US Patent 2,398,095*.
- [31] Xavier Beagaud (2010) les antennes Ultra Large Bande. Publié le 01/05/2010.
- [32] K. HIRISAWA, M. HANEISHI (2002) Analysis, Design and Measurement of small and Low-Profile Antennas. *Ed. Artech House* ISBN : 0-89006-486-5, Chapter 5.
- [33] Z. N. Chen, S. P. See Terence and Q. Xianming (2007) Small Printed Ultra wideband Antenna with Reduced Ground Plane effect. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol 55 pp. 383-388.
- [34] M. Mohammadirad, N. Komjani and M. Yazdi (2010) Design and Implementation of a New UWB Microstrip Antenna. *14th International Symposium on Antenna and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM]*.
- [35] S. Tourette, N. Fortino, J. Y. Dauvignac and G. Kossiavas (2007) Compact UWB Printed Antennas for Low Frequency Applications Matched to different transmission lines. *Microwave and Optical Technology Letters*. Vol 49, pp. 1282-1287.
- [36] M. A. Peyrot-Solis, G. M. Galvan-Tejada and H. Jardon-Aguilar (2006) A Novel Planar UWB Monopole Antenna Formed on a Printed Circuit Board. *Microwave and Optical Technology Letters*. Vol 48, pp.933-935.

- [37] L. Wang-Sang, K. Dong-Zo, K. Ki-Jin and Y. Jong-Won (2006) Wideband Planar Monopole Antennas with Dual Band-Notched Characteristics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol 54, pp. 2800–2806.
- [38] V. Tan-Phu, G. Anthony, D. Yvan and T. Smail (2007) Design and Characteristics of a Small U-Slotted Planar Antenna for IR-UWB. *Microwave and Optical Technology Letters*. 49, pp.1727–1731.
- [39] H. Chong-Yu, L. Ching-Wei, T. I-Young and C. Shyh-Jong (2007) Design of a Planar Ultra wideband Antenna With a New Band-Notch Structure. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*. Vol 55, pp. 3391-3397.
- [40] Q. X. Chu, Y. Y. Yang (2008) A Compact Ultra Wideband Antenna with 3.4/5.5 GHz Dual Band-Notched Characteristics. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*. Vol 56, pp. 3637–3644.
- [41] M. Abdollahvand, G. Dadashzadeh and D. Mostafa (2010) Compact Dual Band-Notched Printed Monopole Antenna for UWB Application. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*. Vol 9, pp. 1148-1151.
- [42] L. Luo, Z. Cui, J.-P. Xiong, X.-M. Zhang and Y.-C. Jiao (2008) Compact Printed Ultra-Wideband Monopole Antenna with Dual Band-Notch Characteristic. *Electronics Letters*. Vol 44, pp. 1106 – 1107.
- [43] H. G. Schantz, G. Wolynec, E.M. III. Myszka (2003) Frequency notched UWB antennas *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*. pp. 214-218.
- [44] M. Satyabrata, D. Sangita, D. Amlan (2014) Design and Analysis of a Compact CPW-Fed Triple Band Notched Printed Monopole Antenna for UWB Application. *International Conference on Signal Propagation and Computer Technology (ICSPCT), 2014 IEEE Conference on*. pp. 430-433.
- [45] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz (2000) Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Phys. Rev. Lett.* Vol 84, pp. 4184-4187.
- [46] R. A. Shelby, D. R. Smith et S. Schultz (2001) Experimental verification of a negative index of refraction. *Science*. Vol 292, pp. 77-79.

- [47] L. Hicham (2014) Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamatériaux sublongueurs d'onde. *Thèse de l'INSA de Rennes*. Soutenue publiquement le 14.04.2014.
- [48] C.C. Lin, P. Jin, R. W. Ziolkowski (2012) Single Dual and Tri-Band-Notched UWB Antenna using Capacitively Loaded Loop (CLL) Resonators. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*. Vol 60, pp. 102–109.
- [49] D. Sarkar, K. V. Srivastava, and K. Saurav, (2014) A Compact microstrip fed Triple Band-Notched UWB Monopole Antenna. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*. 13, pp. 396–399.
- [50] N. Mohammadian, M.-N. Azarmanesh, S. Soltani (2010) Compact Ultra-Wideband Slot Antenna fed by Coplanar Waveguide and microstrip line with Triple-Band-Notched Frequency Function. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. Vol 4, pp. 1811-1817.
- [51] K. Kandasamy, B. Majumder, J. Mukherjee and K. P. Ray (2015) Design of SRR Loaded Re-configurable Antenna for UWB and Narrow Band Applications. *International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. pp. 103 – 104.
- [52] K. H. Ali, S. Zahra, N. Jordi, M. Ferran and F. Christophe (2016) Reconfigurable and Tunable S-shaped Split Ring Resonators and Application in Band-Notched UWB Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol 64, pp. 3766 – 3776.

# Chapitre 3

## Étude et conception de nouvelles antennes ULB

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>71</b>
<b>3.2</b>	<b>Approche méthodique</b>	<b>71</b>
3.2.1	Choix de l'outil de simulation	72
3.2.2	Démarche de conception des antennes ULB	73
<b>3.3</b>	<b>Étude de l'antenne à fente</b>	<b>74</b>
3.3.1	Conception et géométrie de l'antenne	75
3.3.2	Étude théorique : détermination des fréquence de résonances de la fente circulaire	76
3.3.3	Résultats et Discussions	78
<b>3.4</b>	<b>Étude d'un monopôle carré ULB</b>	<b>86</b>
3.4.1	Conception et géométrie des antennes	86
3.4.2	Étude théorique : détermination de fréquences de résonances des monopôles carrés	88
3.4.3	Résultats et Discussions	90
<b>3.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>98</b>
	<b>Bibliographie Chapitre 3</b>	<b>99</b>

---

## 3.1 Introduction

Le chapitre précédant nous a permis de nous situer au niveau des différentes techniques de conception et d'élargissement des bandes passante des antennes. Parmi ces techniques, la technique de réduction du périmètre de la structure rayonnante constituera le socle de base de notre démarche de conception et de caractérisation des antennes ULB dans ce chapitre.

Dans ce contexte, nous présentons en premier lieu une approche méthodique nous permettant de justifier le choix de l'outil de simulation et d'adopter sous forme d'algorithme une démarche méthodologique de conception d'antennes ULB basée sur la détermination d'un cahier de charge en fonction des caractéristiques de base (fréquences, bande passante...) d'une antenne.

En deuxième partie, nous présentons par le biais d'une conception électromagnétique sous l'outil de simulation choisi, l'étude d'une antenne à fente circulaire dans laquelle nous allons apporter plusieurs modifications sur le périmètre de la surface rayonnante dans le but d'exciter et de coupler des modes à fin d'avoir une antenne avec des caractéristiques large bande et/ou bi-bandes. Les résultats en termes d'impédance d'entrée et de distribution de courant surfacique sont présentés dans la sous-section résultat et discussion.

Dans la troisième partie de ce chapitre, nous allons utiliser les résultats satisfaisants de l'étude de l'antenne à fente de la deuxième partie pour concevoir deux monopôles ULB de forme carrée, l'un alimenté par guide d'onde coplanaire et l'autre par une ligne microruban. Les caractéristiques en termes de rapport d'onde stationnaire, de gain, d'efficacité et de coefficient de réflexion des deux antennes sont présentées et discutées.

## 3.2 Approche méthodique

Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux différentes techniques et méthodes utilisées dans le but de concevoir de nouvelles antennes Ultra Large Bande.

## 3.2.1 Choix de l'outil de simulation

### 3.2.1.1 Présentation du logiciel de simulation

Le logiciel de simulation choisi pour réaliser ce travail de thèse est la suite 17.0 d'ANSYS Electromagnetics connu aussi sous le sigle de HFSS (High Frequency Structure Simulator). C'est un logiciel (3D) performant pour l'étude des problèmes électromagnétiques complexes, il a été mis au point par Ansoft Corporation.

Il utilise la méthode des éléments finis pour modéliser des structures tridimensionnelles complexes. Il permet de déterminer la distribution des champs électromagnétiques et des matrices de répartition des circuits hyperfréquences passifs et actifs et peut aussi modéliser des composants à semi-conducteurs.

En plus d'avoir un noyau de calcul basé sur la méthode des éléments finis, le logiciel possède de puissants outils graphiques, qui lui permettent de visualiser sous différentes formes : les paramètres  $[S]$ , le lieu d'impédance, le diagramme de rayonnement etc. à deux ou trois dimension après l'étude de conception de la structure. De plus, il permet l'excitation de l'antenne par un système de ports, système qui convient aussi bien pour des structures symétriques (utilisation de port différentiels) que pour des lignes de transmission avec plan de masse.

Il est d'une aide précieuse à la conception et à l'encapsulation de dispositif. Ses capacités étendues pour le traitement des résultats, lui permettent de réaliser la modélisation et les calculs de structures complexes.

C'est dans ce contexte que le choix de ce logiciel s'est présenté comme étant le plus judicieux pour la conception de nos structures dans cette thèse.

### 3.2.1.2 La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis ou FEM (Finite Element Method) est une méthode de calcul qui consiste à interpoler une fonction sur des éléments qui correspondent à des sous-ensembles de l'ensemble de définition de cette fonction. Ces éléments sont le plus souvent de formes triangulaires ou tétraédriques. Le découpage en triangles ou en tétraèdres implique une grille finie et donc une structure bornée, adapté au

traitement de problèmes ouverts en plaçant des frontières absorbantes qui permettent de simuler un milieu infini.

En électromagnétisme, la méthode des éléments finis a été utilisée pour la première fois pour étudier des guides d'ondes de section arbitraire, des guides partiellement remplis de diélectrique où l'on détermine les champs sur la section droite (problèmes à deux dimensions). Par la suite, des problèmes tridimensionnels ont aussi été abordés, notamment l'étude de cavités partiellement chargées de diélectrique, et les réflexions produites par des objets disposés dans des guides d'ondes [1].

C'est une méthode très générale, sa robustesse lui permet de prendre en compte des géométries très complexes. Pour obtenir la précision désirée, il suffit d'affiner le maillage aux endroits où les champs présentent des gradients importants. Cela est réalisé dans ANSYS Electromagnetics qui utilise un maillage adaptatif. Cette méthode exige des ordinateurs possédant une mémoire importante, et la résolution de problèmes non triviaux requiert des temps de calcul importants, en contrepartie les résultats obtenus sont très proches de la réalité.

On retrouve quelques-unes des applications de cette méthode aux problèmes d'électromagnétisme dans [2,3].

#### 3.2.2 Démarche de conception des antennes ULB

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre précédant concernant les antennes élémentaires, la forme géométrique de la structure et les propriétés du substrat sont directement liées à la fréquence (ou le spectre de fréquence) de fonctionnement de l'antenne.

A cet effet, pour plus de visibilité sur les étapes de conception et dans une approche didactique, nous allons présenter une démarche méthodologique sous forme d'un algorithme (*cf-figure 3.1*) exécutable en sept (7) étapes.

A partir de cet algorithme, nous pouvons concevoir tout type d'antenne "*simples*" ou ULB et ce dans différentes formes.

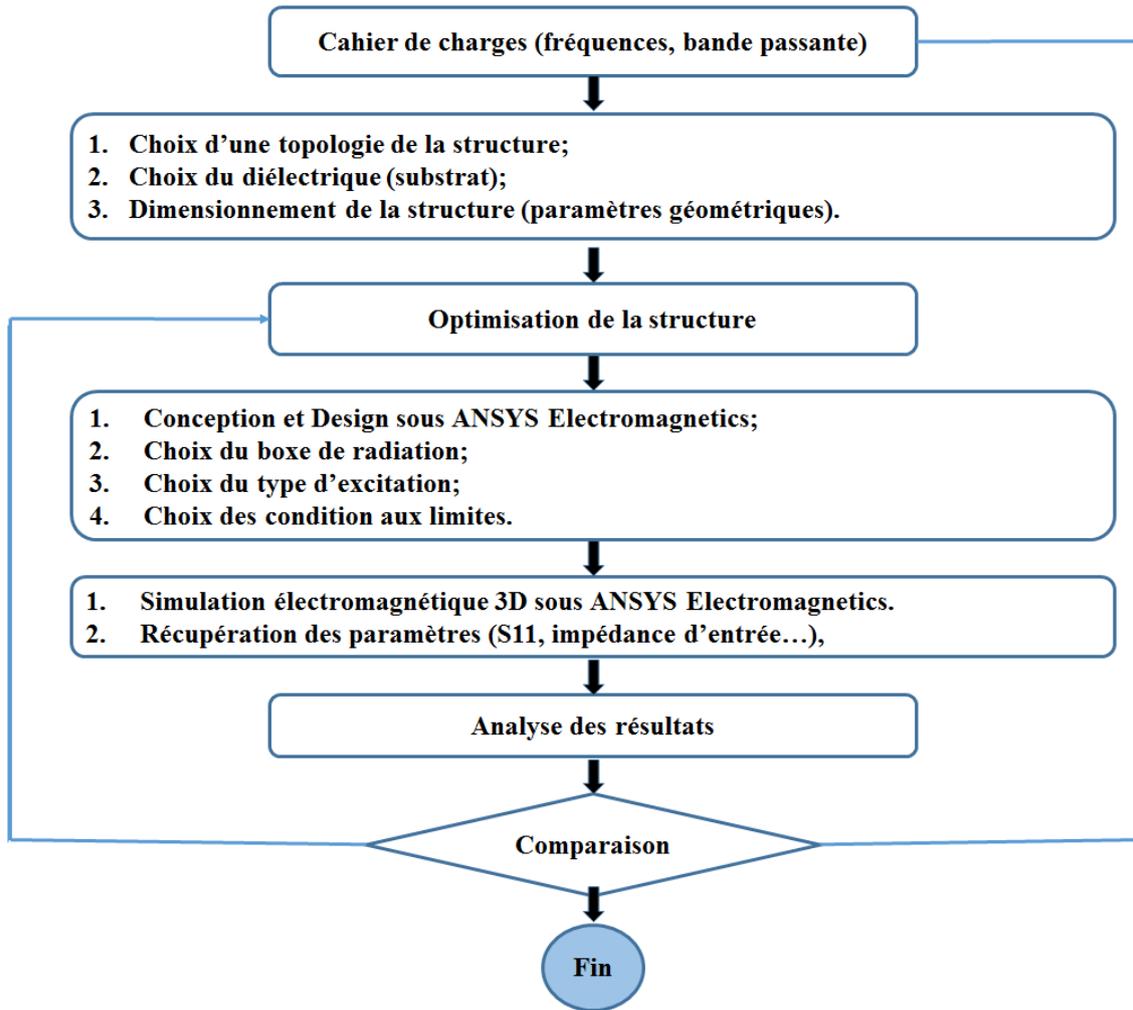


FIGURE 3.1 – Algorithme de la démarche méthodologique de conception des antennes ULB

### 3.3 Étude de l'antenne à fente

Dans cette partie, nous proposons une antenne à fente circulaire dans laquelle nous allons apporter plusieurs modifications (couvrir graduellement la partie inférieur de la fente circulaire, coupler avec une fente rectangulaire) pour exciter et coupler simultanément deux modes (paire et impaire). L'objectif étant d'avoir des caractéristiques bi-bandes et large bande. Les résultats de simulation seront ensuite comparé avec le prototype réalisé Wen-Shan Chen [4].

Les impédances d'entrée (parties réelles), les coefficients de réflexion (paramètre S11), les distributions de courants de surface des différentes configurations du pro-

tototype d'antenne étudié seront illustrées dans les sections ci-dessous.

### 3.3.1 Conception et géométrie de l'antenne

La figure 3.2 ci-dessous illustre la géométrie de l'antenne. Elle est composée d'une fente circulaire de rayon  $R=30\text{mm}$ , d'un plan de masse ( $120\times 120\text{mm}^2$ ) imprimé sur un substrat de type FR4 de dimensions ( $120\times 120\times 1.6\text{mm}^2$ ) et de permittivité relative 4,4. L'élément rayonnant est alimenté par couplage avec une ligne microruban ( $50\ \Omega$ ).

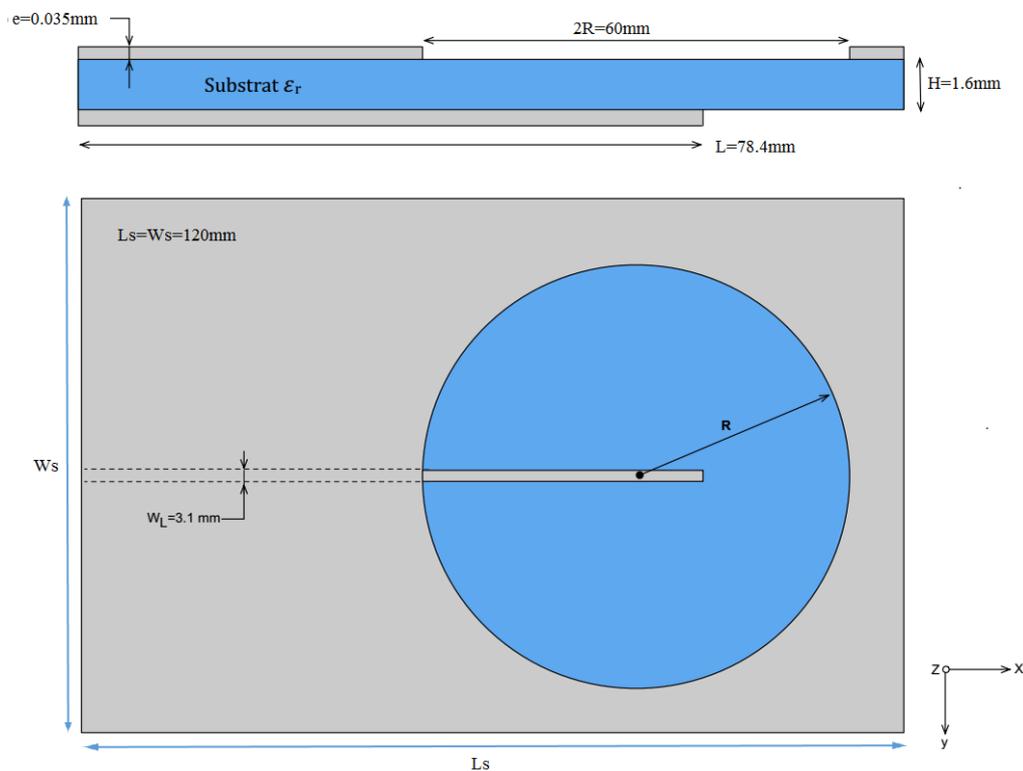


FIGURE 3.2 – Géométrie de l'antenne à fente circulaire

A partir de notre précédent algorithme, nous avons choisi la topologie de la structure (fente circulaire), le substrat (FR4,  $\epsilon_r = 4.4$ ), les dimensions de la structure ( $R=30\text{mm}$ , la hauteur du substrat  $H= 1.6\text{mm}$  etc.) tout en sachant que ces paramètres définissent la fréquence et la bande passante de la structure. Bref, nous avons un cahier de charges et il nous reste de suivre les étapes de l'algorithme pour aboutir au prototype final désiré.

Tableau 3.1 – Paramètres de l'antenne à fente circulaire

Paramètres	Désignations	Dimensions (mm)
wL	Largeur de la ligne microstrip	3.1
L	Longueur de la ligne microstrip	78.4
R	Rayon de la fente circulaire	30
e	épaisseur de métallisation	0.035
Ls	Longueur du substrat	120
Ws	Largeur du substrat	120
H	Hauteur du substrat (diélectrique)	1.6

### 3.3.2 Étude théorique : détermination des fréquence de résonances de la fente circulaire

La détermination des fréquences de résonance d'une cavité passe par la connaissance de l'expression des champs de la structure rayonnante (conditions aux limites) [5].

Tout d'abord rappelons le principe de Babinet, qui indique que les effets d'une antenne dans laquelle on a pratiqué une ouverture sur une surface conductrice (comme c'est le cas pour notre structure), sont identiques à ceux produits par le dipôle rayonnant équivalent de même forme que l'ouverture.

Partant de ce principe, on peut utiliser les résultats présentés dans [5] qui ont été établies pour des antennes patches circulaires, et dire que le volume sous la fente peut être matérialisé par une cavité circulaire chargée par un matériau diélectrique de permittivité  $\varepsilon_r$ , de largeur Ws, de longueur Ls et de hauteur H (*cf-figure 3.2*).

Dans cette cavité la configuration des champs peut être déterminée en utilisant une approche avec le potentiel vecteur  $A_z$  décrit en détail dans [6]. En effet, il est montré dans cette référence que les champs électriques et magnétiques dans la cavité sont liés par le potentiel  $A_z$  (*cf-équation 3.1*).

$$\vec{E} = \begin{cases} E_\rho = -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} \\ E_\phi = -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} \\ E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z \end{cases} \quad \vec{H} = \begin{cases} H_\rho = \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \\ H_\phi = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \\ H_z = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

La configuration des champs montre que le mode de propagation est de type transverse magnétique ayant comme direction de propagation l'axe z.

L'équation d'onde que doit satisfaire le potentiel vecteur dans la cavité est donnée par :

$$\Delta^2 A_z(\rho, \phi, z) + k^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0 \quad (3.2)$$

Soit a le rayon de la fente circulaire, les conditions aux limites imposent que :

$$\begin{cases} E_\rho = (0 \leq \rho \leq a; 0 \leq \phi \leq 2\pi; z' = 0) = 0 \\ E_\rho = (0 \leq \rho \leq a; 0 \leq \phi \leq 2\pi; z' = H) = 0 \\ H_\phi = (\rho = a; 0 \leq \phi \leq 2\pi; z' \leq 0) = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

H étant la hauteur du substrat.

La solution générale de l'équation 3.2 est démontrée dans [6] et est donnée par :

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z') \quad (3.4)$$

$J_m$  étant la fonction de Bessel d'ordre m.

En appliquant l'équation 3.4 dans l'équation 3.1, les conditions de l'équation 3.3 entraînent :

$$\begin{aligned} k_\rho &= \frac{\chi_{mn}}{a}, \begin{cases} m = 0, 1, 2, \dots \\ n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \\ k_z &= \frac{p\pi}{H}, p = 0, 1, 2 \end{aligned} \quad (3.5)$$

avec  $\chi_{mn}$

La condition que doit satisfaire les nombres d'ondes est donnée par :

$$(k_\rho)^2 + (k_z)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \varepsilon \quad (3.6)$$

avec  $\omega_r$  la pulsation à la résonance. Pour des hauteurs H très petits par rapport à la longueur d'onde (typiquement  $H < 0.05\lambda_0$ ) comme dans notre cas, les champs dans la cavité le long de l'axe de propagation z sont constants, ce qui conduit à  $p = 0$ .

Par conséquent la fréquence de résonance donnée d'après l'équation 3.7 par :

$$(f_r)_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left( \frac{\chi_{mn}}{a} \right) = \frac{c\chi_{mn}}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.7)$$

pour le mode fondamentale, la fréquence de résonance est donnée par Wolf dans [7] :

$$f_1 = \frac{27.6177}{\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.8)$$

ou encore :

$$M_1 = \frac{27.6177}{\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.9)$$

$M_1$  désigne le mode 1 ou le mode fondamental.

Les expressions (cf-équation 3.8 et 3.9) ne prennent pas en compte le phénomène bien connu de 'fringing effect' (effet de bord) qui se traduit par une augmentation des dimensions physiques de la source rayonnante ( $R_{eff}$ ) et de la permittivité relative [7]. Pour notre structure  $M_1$  théorique vaut 1.3GHz.

### 3.3.3 Résultats et Discussions

Pour obtenir le design du prototype réaliser par [4], nous avons couvert par le plan de masse progressivement du bas vers le haut la moitié inférieure de la fente circulaire pour avoir une fente semi-circulaire (cf-figure 3.3).

L'étape finale consiste à coupler la fente semi-circulaire avec une fente rectangulaire. L'étude paramétrique sur les dimensions de la fente rectangulaire nous permet d'avoir la structure finale de l'antenne comme celle expérimentée dans [4] (cf-figure 3.4, cas 8).

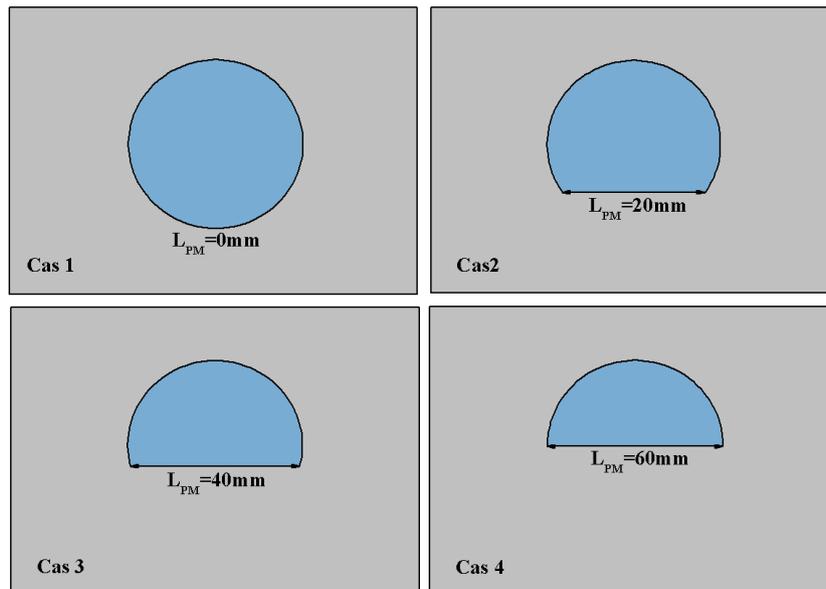


FIGURE 3.3 – Différentes configurations de l'antenne circulaire ( $R=30\text{mm}$ ). Cas 1 : fente circulaire avec  $L_{PM}=60\text{mm}$ ; Cas 2 : fente circulaire légèrement avec couverte  $L_{PM}=20\text{mm}$ ; Cas 3 : fente quasiment semi-circulaire avec  $L_{PM}=40\text{mm}$ ; Cas 4 : fente semi-circulaire avec  $L_{PM}=60\text{mm}$

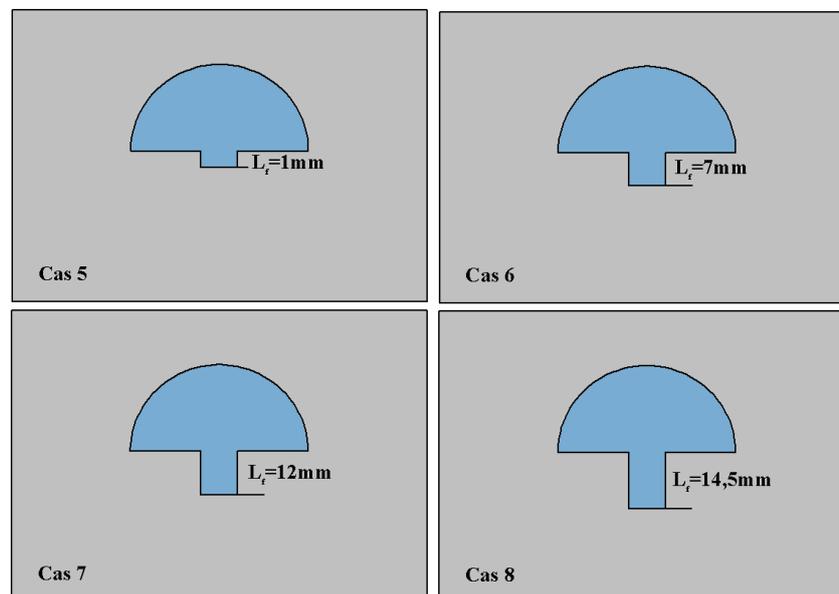


FIGURE 3.4 – Différentes configurations de l'antenne semi-circulaire ( $R=30\text{mm}$ ) couplée à une fente rectangulaire de largeur  $9.3\text{mm}$ . Cas 5 :  $L_S=1\text{mm}$ ; Cas 6 :  $L_S=7\text{mm}$ ; Cas 7 :  $L_S=12\text{mm}$ ; Cas 8 :  $L_S=14.5\text{mm}$

#### 3.3.3.1 Cas 1, 2, 3 et 4

##### a. Partie réelle de l'impédance d'entrée

L'observation des résultats de simulation sur Ansys-EM en termes d'impédance d'entrée de l'antenne fait apparaître quatre modes de résonances sur la bande de l'étude 0.8-5GHz.

1. **Mode  $M_1$**  : globalement, sa fréquence de résonance passe de 1.25GHz (lorsque la fente circulaire n'est pas couverte par le plan de masse  $L_{PM}=0\text{mm}$ ) à 1.14GHz (*cf-figure 3.5*) (lorsque la moitié de la fente est couverte par le plan de masse  $L_{PM}=60\text{mm}$ ), soit une diminution de 18% de la fréquence de résonance du mode  $M_1$  exprimé en tenant compte des effets de bord. Cette diminution est directement liée à l'allongement des trajets du courant sur la cavité rayonnante. En effet, la fréquence de résonance du mode fondamentale  $M_1$  est conditionnée par la longueur moyenne des trajets du courant [5].
2. **Mode  $M_2$**  : sa fréquence subit une diminution de 17.93% passant ainsi de 2.23 à 1.83GHz pour une longueur  $L_{PM}$  allant de 0 à 60mm. En effet,  $M_2$  subit le même comportement que  $M_1$ . La diminution de la fréquence résonance du mode  $M_2$  était visible dès le Cas 2, ce mode est donc fortement influencé par la première modification. L'autre remarque est que ce mode s'est progressivement adapté, confirmant ainsi, la théorie sur l'excitation des modes paires dans les cavités rayonnantes.
3. **Mode  $M_3$**  : ce mode suit le même genre d'évolution que  $M_1$  et  $M_2$ . De manière globale, sa fréquence de résonance diminue de 27.19% passant ainsi de 3.42GHz à 2.49GHz pour une longueur  $L_{PM}$  allant de 0 à 60mm. Nous pouvons noter également que  $M_3$  subit deux fortes diminutions qui s'opèrent respectivement dans les Cas 3 et 4. Ce mode est donc directement influencé par les modifications 3 et 4.
4. **Mode  $M_4$**  : sa fréquence diminue de 24.24% passant ainsi de 4.62GHz à 3.5GHz pour une longueur  $L_{PM}$  allant de 0 à 60mm. Ce mode suit le même mode d'évolution que les modes  $M_1$ ,  $M_2$  et  $M_3$ . Seulement, elle est directement influencée par la dernière modification (cas 4) que par les premières.

### 3.3. Étude de l'antenne à fente

Nous avons fait baissée la fréquence de résonance de tous les modes en réduisant le périmètre de la structure comme le prévoyait la littérature sur l'élargissement des bandes passante des structures rayonnantes car la réduction de surface ou périmètre implique la diminution des fréquences de résonances (*cf-référence 34 du chapitre 2*). Les différentes évolutions sont résumées dans le tableau 3.2 ci-après :

Tableau 3.2 – Influence de l'allongement du trajet en courant sur les modes

Cas	Fréquences de résonances des modes (GHz)			
	Mode $M_1$	Mode $M_2$	Mode $M_3$	Mode $M_4$
1 ( $L_{PM}=0\text{mm}$ )	1.25	2.23	3.42	4.62
2 ( $L_{PM}=20\text{mm}$ )	1.22	1.85	3.40	
3 ( $L_{PM}=40\text{mm}$ )	1.18	1.84	2.86	4.50
4 ( $L_{PM}=60\text{mm}$ )	1.14	1.83	2.49	3.50

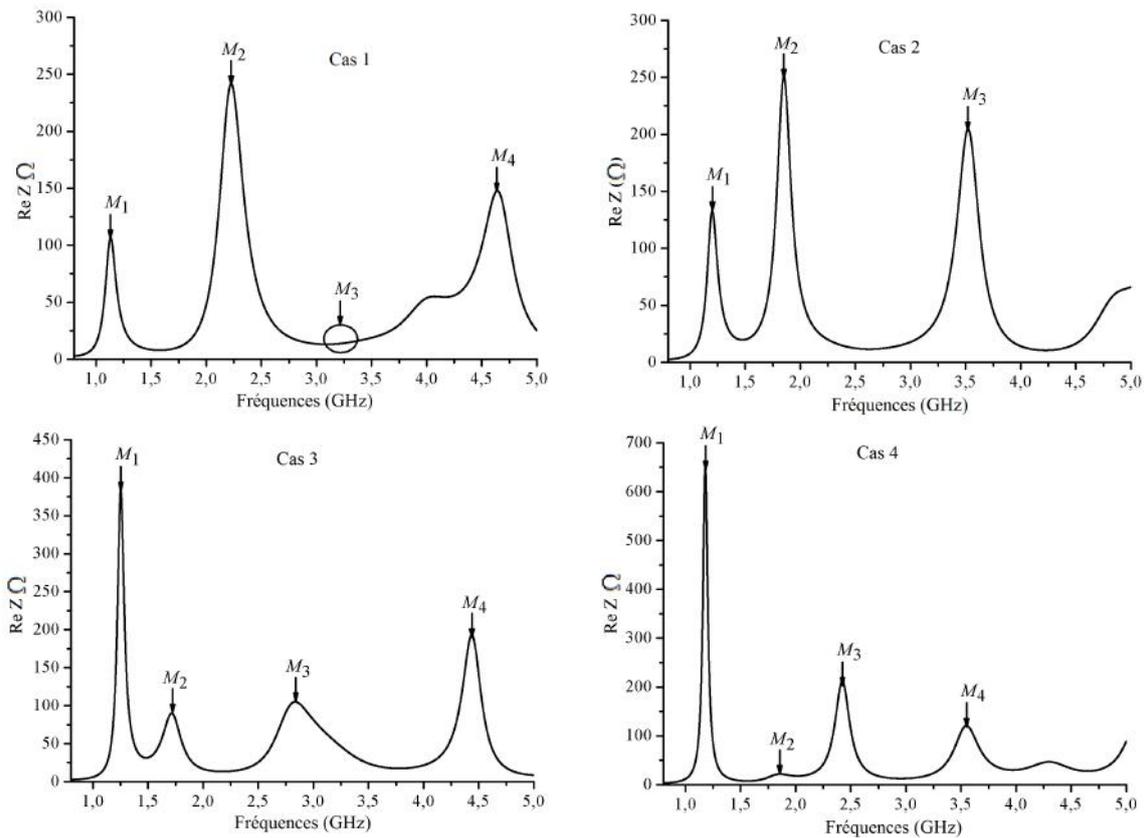


FIGURE 3.5 – Parties réelles de l'impédance d'entrée des différentes configurations du prototype. Cas 1 :  $L_{PM}=0\text{mm}$ ; Cas 2 :  $L_{PM}=20\text{mm}$ ; Cas 3 :  $L_{PM}=40\text{mm}$ ; Cas 4 :  $L_{PM}=60\text{mm}$

**b. Distribution du courant de surface**

La figure 3.6 montre la distribution du courant de surface pour les quatre cas (simulé à différentes fréquences de résonance de chaque cas). Elles confirment l'existence des quatre modes  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  et  $M_4$  sur la plage de fréquences choisie pour l'étude.

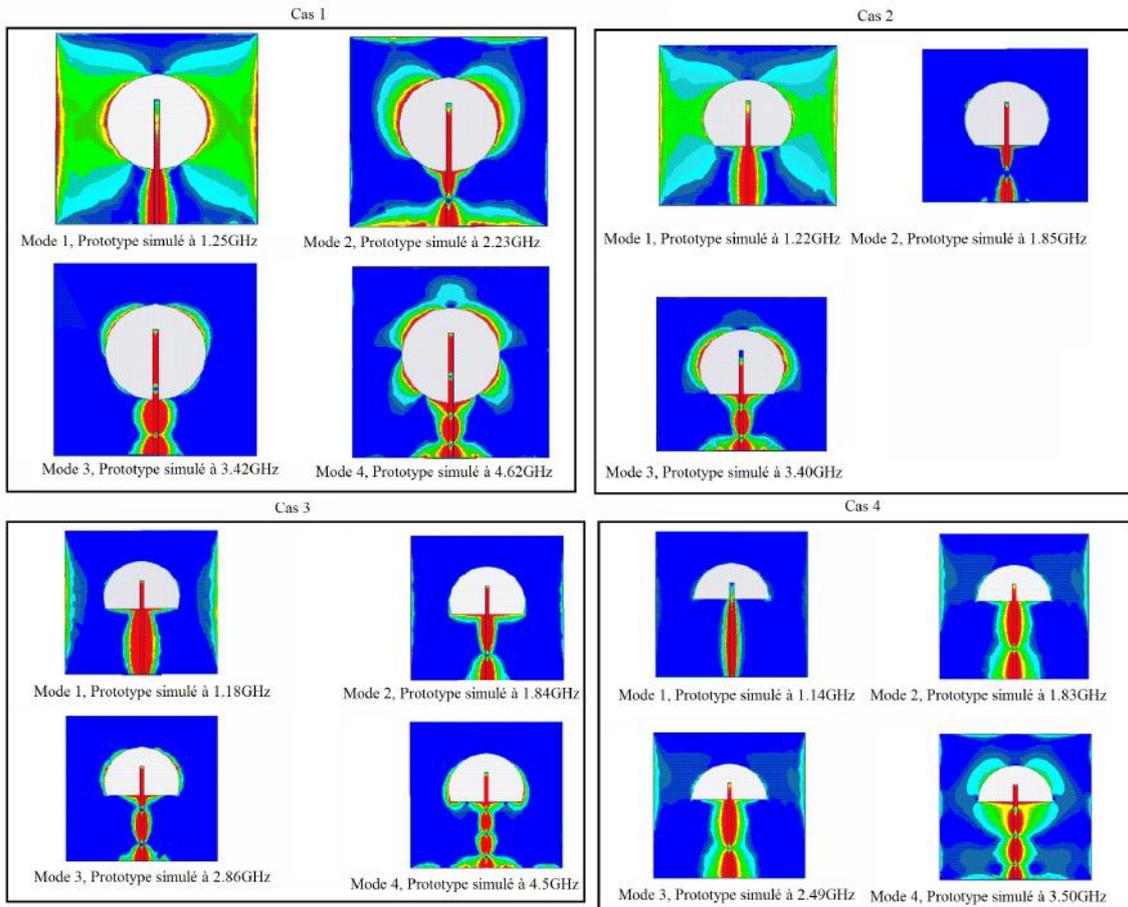


FIGURE 3.6 – Distribution du courant de surface des différentes configurations du prototype. Cas 1 :  $L_{PM}=0\text{mm}$  ; Cas 2 :  $L_{PM}=20\text{mm}$  ; Cas 3 :  $L_{PM}=40\text{mm}$  ; Cas 4 :  $L_{PM}=60\text{mm}$

**3.3.3.2 Cas 5, 6, 7 et 8**

Dans ces cas, nous remarquons que la fente rectangulaire (avec les dimensions de l'étude : largeur 9.3mm, longueur 1, 7, 12 et 14.5mm) ne diminue et/ou n'augmente quasiment pas les fréquences de résonance. Cependant, elle agit sur l'adaptation ou

### 3.3. Étude de l'antenne à fente

la désadaptation des modes ( $M_3$ ,  $M_4$  et  $M_5$ ) avec  $M_2$  qui reste adapté. Nous pouvons ainsi avoir une antenne bi-bande ou large bande. Ces différents cas sont illustrés sur la figure 3.7, et résumés dans le tableau 3.3 suivant :

Tableau 3.3 – Influence de la fente rectangulaire sur l'adaptation des modes

Cas	Principaux modes adaptés	Mode	Caractéristiques du prototype
5	Mode $M_2$	Mode $M_5$	Antenne bi-bandes
6	Mode $M_2$	Mode $M_4$	Antenne bi-bandes
7	Mode $M_2$	Mode $M_3$	Antenne bi-bandes
8	Mode $M_2$	Mode $M_3$	Antenne large bande

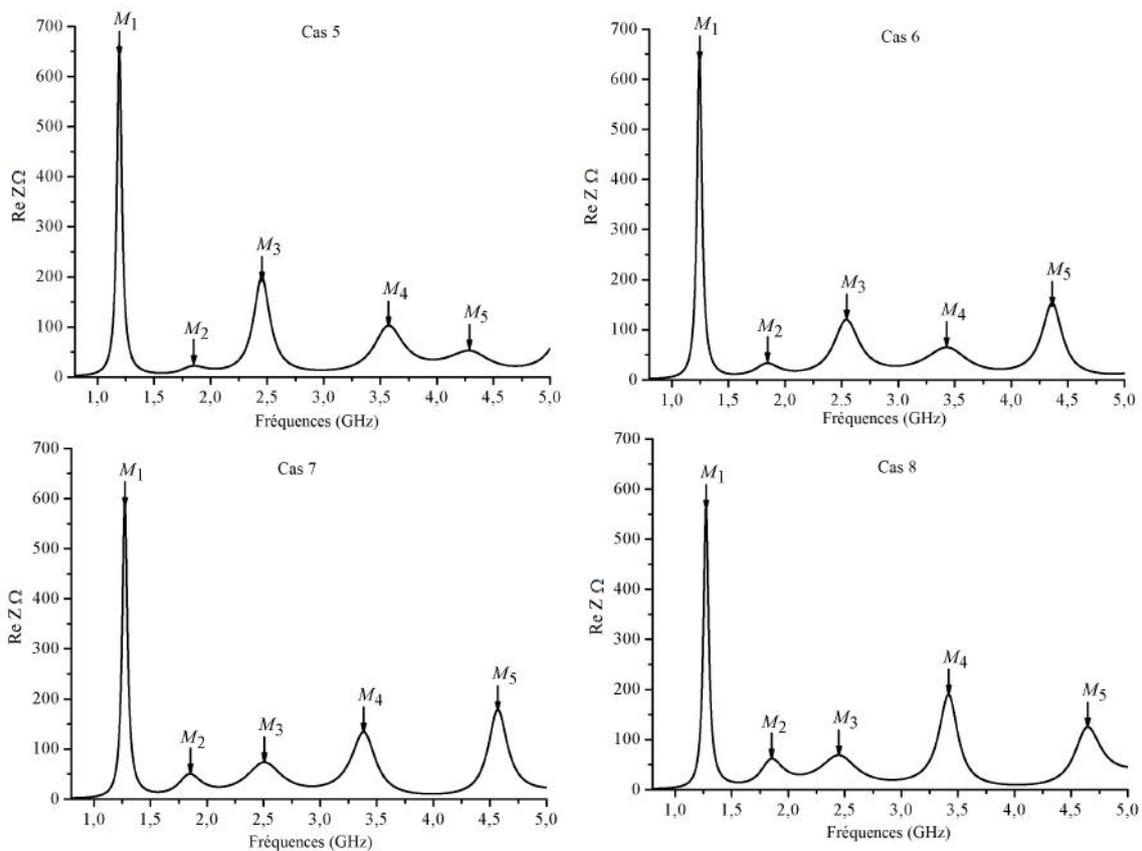


FIGURE 3.7 – Parties réelles de l'impédance d'entrée de la fente sémi-circulaire couplée à une fente rectangulaire de largeur 9.3mm Cas 5 :  $L_f=1$ mm ; Cas 6 :  $L_f=7$ mm ; Cas 7 :  $L_f=12$ mm ; Cas 8 :  $L_f=14.5$ mm

Un autre paramètre important montrant également les caractéristiques du tableau 3.3 est le paramètre  $S_{11}$  mesuré à 10dB (*cf-figure 3.8*). Il montre selon la configuration de l'antenne les caractéristiques large et/ou bi-bande.

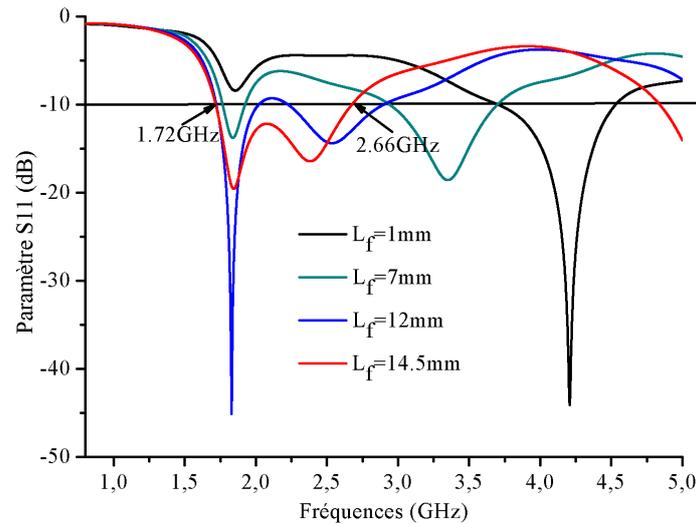


FIGURE 3.8 – Coefficient de réflexion de l'antenne à fente semi-circulaire couplée à une fente rectangulaire de largeur 9.3mm ( $L_f=1, 7, 12$  et 14.5mm). On obtient une largeur de bande de fréquence de 43% (valeur mesurée à 10dB)

Les autres performances de l'antenne (Gain et efficacité) sont montrées dans la figure 3.9 suivante. Le prototype final (*cf-figure 3.4 cas 8*) présente en effet une antenne dont l'efficacité de rayonnement varie entre 80 et 87% (*cf-figure 3.9*). C'est à dire qu'il n'y a que 20 à 23% de la puissance fournie à l'entrée de l'antenne qui est perdue. Ces pertes sont liées directement au diélectrique (le FR4). Les valeurs raisonnables pour l'efficacité totale d'antenne sont dans l'intervalle 60-90%, quoique plusieurs antennes commerciales réalisent seulement une efficacité comprise entre 50-60%, dû à l'utilisation des matériaux diélectriques avec perte peu coûteux tels que FR4 [5].

En termes de caractéristiques de rayonnement, le prototype final présente un gain réalisé dont le maximum est de l'ordre de 3.5dB (*cf-figure 3.9*). C'est un gain comparable à ceux (gain des antennes ULB) illustrés dans la littérature. Il présente également omnidirectionnel dans le plan xz. On remarque que les plan E et H sont orthogonaux (*cf-figure 3.10*).

### 3.3. Étude de l'antenne à fente

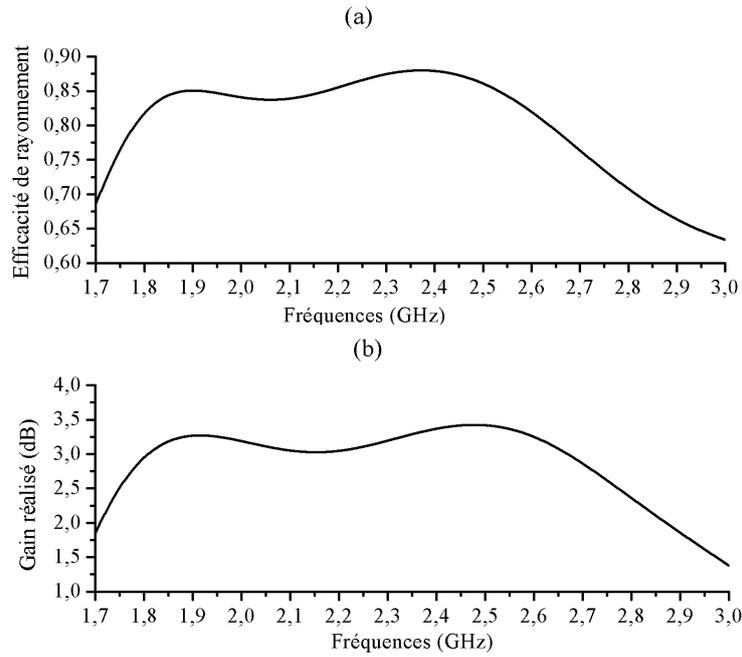


FIGURE 3.9 – Performances de l'antenne à fente semi-circulaire couplée à une fente rectangulaire ( $14.5 \times 9.3 \text{ mm}^2$ ). (a) : efficacité de rayonnement ; (b) : Gain réalisé de l'antenne

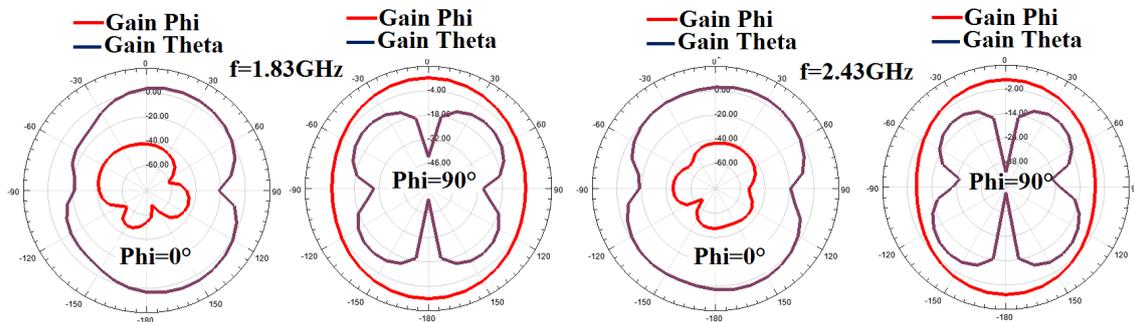


FIGURE 3.10 – Simulation des diagramme de rayonnement de l'antenne à fente semi-circulaire couplée à une fente rectangulaire ( $14.5 \times 9.3 \text{ mm}^2$ )

#### 3.3.3.3 Conclusion

Dans cette étude, nous avons réalisé l'excitation simultanée de deux modes (paire et impaire). Cette excitation nous a permis d'avoir selon trois configurations une antenne bi-bande qui rayonne respectivement à 1.83 et 4.3GHz, à 1.83 et 3.48GHz et à 1.83 et 2.49GHz. Une quatrième configuration nous a permis d'avoir une antenne large bande avec 43% de largeur de bande mesurée à 10dB. Cette étude nous a

également permis de maîtriser les techniques d'élargissement des bandes passantes des antennes, de rallongement de courant électrique, d'élargissement de la bande passante. Ces techniques sont très importantes dans la réalisation et la conception des antennes ULB des sections suivantes.

## 3.4 Étude d'un monopôle carré ULB

Suivant notre démarche de conception des antennes ULB présentée sous forme d'algorithme dans la sous-section 3.2.2, nous avons réalisé deux antennes de types monopôle carré, à quatre coins tronqués. L'une est alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW : CoPlanar Wiveguide) et l'autre par une ligne microruban.

### 3.4.1 Conception et géométrie des antennes

#### 3.4.1.1 Ligne d'alimentation

Le choix de la ligne d'alimentation est très crucial dans l'étude et la conception des antennes en général et les antennes ULB en particulier. La ligne doit avoir une impédance caractéristique égal à  $50\Omega$ , adapté sur une très large bande de fréquence et en particulier la bande FFC. Il existe plusieurs techniques d'alimentation des antennes mais dans notre cas nous avons choisi d'alimenter nos antennes en utilisant les deux techniques communément utilisées (microruban et CPW).

Le guide d'onde coplanaire est une ligne de transmission efficace largement utilisée [8] qui présente l'avantage de placer la ligne d'alimentation de l'antenne au même niveau que le plan de masse (*cf-figure 3.11*). Il est constitué d'un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux déposés sur la même face du substrat diélectrique. Le signal se propage donc entre le conducteur central et les plans de masse équipotentiels.

Il (le guide d'onde coplanaire) est dimensionné pour avoir une impédance caractéristique de  $50\Omega$  sur toute la largeur de bande de notre étude. Les dimensions de la ligne sont calculées en fonction des caractéristiques du substrat (dimensions, hauteur, ...). Dans notre cas, ces dimensions (l'épaisseur du ruban central  $t$ , sa largeur  $W_L$  et la

largeur des fentes  $S$  entre le ruban central et les plans de masse) sont calculées grâce au logiciel AWR Design Environment [9].

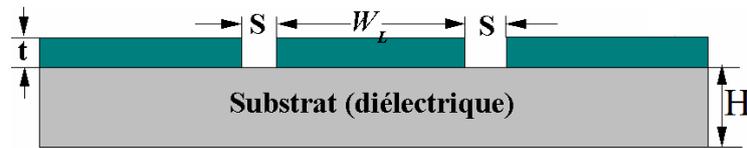


FIGURE 3.11 – Ligne d'alimentation CPW avec :  $W_L=3.05\text{mm}$  ;  $t=0.035\text{mm}$  ;  $S=0.5\text{mm}$  ;  $H=1.6\text{mm}$

La ligne microruban est également largement utilisée pour l'alimentation des monopôles, des antennes patch... [9]

### 3.4.1.2 Géométrie des antennes (CPW et microruban)

La figure 3.12 ci-dessous illustre la géométrie des antennes CPW, et microruban. Nous avons choisi une structure très simple à designer. Elle est constitué d'un élément rayonnant (en cuivre) carré avec quatre coins tronqués. Il est imprimé sur l'une des faces du substrat (le FR4 avec  $\epsilon_r = 4.4$ ), au même niveau que les lignes d'alimentations (CPW et microruban). Le plan de masse partiel a une longueur  $L_G=18.5\text{mm}$

Tableau 3.4 – Dimensions des paramètres de l'antenne CPW de base

Paramètres	Ligne CPW				Substrat			Élément rayonnant			
	$W_L$	$t$	$S$	$L_L$	$W_{Sup}$	$L_{Sup}$	$H$	$L_P$	$W_P$	$L_T$	$W_T$
Valeurs (mm)	3.05	0.035	0.5	19	30	42	1.6	20	20	7	7

Les deux antennes (*cf-figure 3.12*) ont les même dimensions et les même caractéristiques (substrat, longueur et largeur des éléments rayonnants etc.). Cependant, on remarque quelques différences au niveau des encoches sur le plan de masse et sur l'élément rayonnant de l'antenne microruban.

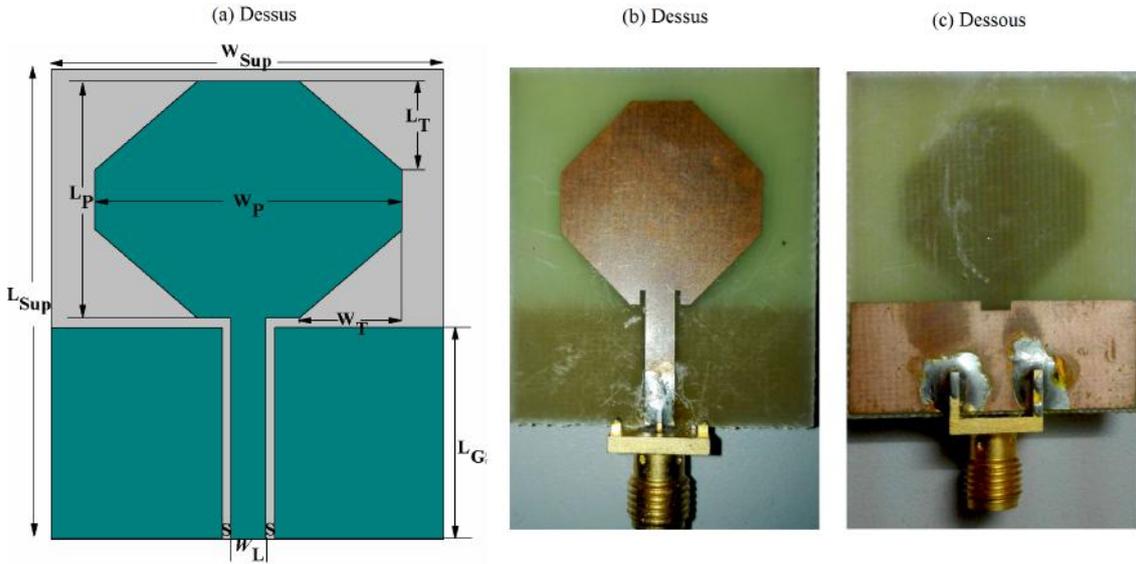


FIGURE 3.12 – Géométrie de l'antenne de base, monopôle carré à quatre coins tronqués  
 (a) : Dessus de l'antenne coplanaire, l'élément rayonnant et le plan de masse sont imprimés sur la même face du substrat ; (b) : maquette de réalisation de l'antenne microruban montrant le dessus ; (c) : maquette de réalisation de l'antenne microruban montrant le dessous

### 3.4.2 Étude théorique : détermination de fréquences de résonances des monopôles carrés

Nous avons procédé de la même manière que la détermination des fréquences de résonances pour l'antenne à fente étudiée dans la section 3.3.

Connaissant les dimensions de l'élément rayonnant, la direction de propagation (axe  $z$ ), les propriétés du substrat et ses dimensions, on peut écrire d'après [6] que :

$$\Delta^2 A_z(x, y, z) + k^2 A_z(x, y, z) = 0 \quad (3.10)$$

En utilisant la méthode de séparation des variables détaillée dans la même référence on aboutit à l'expression de la solution générale suivante :

$$A_z = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] [A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)] [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (3.11)$$

$k_x, k_y, k_z$  désignent les nombres d'ondes respectivement dans les directions  $x, y$  et  $z$ .

L'expression des champs (électrique et magnétique) est donnée par :

$$\vec{E} = \begin{cases} E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} \\ E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \frac{1}{\partial} \frac{\partial^2 A_z}{\partial y \partial z} \\ E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\vec{H} = \begin{cases} H_x = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ H_y = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \\ H_z = 0 \end{cases}$$

En appliquant l'équation 3.11 à l'équation 3.12 on retrouve les expressions suivantes :

$$\left. \begin{aligned} k_x &= \left( \frac{p\pi}{W} \right), & p &= 0, 1, 2, \dots \\ k_y &= \left( \frac{n\pi}{L} \right), & n &= 0, 1, 2, \dots \\ k_z &= \left( \frac{m\pi}{H} \right), & m &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} m, n, p \neq 0 \quad (3.13)$$

Les nombres d'ondes doivent satisfaire la condition :

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left( \frac{p\pi}{W} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{L} \right)^2 + \left( \frac{m\pi}{H} \right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \varepsilon \quad (3.14)$$

On définit alors aisément la fréquence de résonance d'une structure rectangulaire ou carré par :

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \varepsilon}} \sqrt{\left( \left( \frac{p\pi}{W} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{L} \right)^2 + \left( \frac{m\pi}{H} \right)^2 \right)} \quad (3.15)$$

Pour des structures telles que la notre avec la condition  $H < W < L$ , la fréquence de résonance du mode fondamental s'écrit :

$$f_r = \frac{1}{2L \sqrt{\mu \varepsilon}} = \frac{c}{2L \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.16)$$

Dans le cas de nos structures cette fréquence vaut 3.57GHz.

Tenant compte des effets de bord,  $\varepsilon_r$  augment légèrement et devient  $\varepsilon_{eff}$ . L'expres-

sion de la fréquence devient alors :

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.17)$$

### 3.4.3 Résultats et Discussions

#### 3.4.3.1 Antenne CPW

L'observation des résultats de simulation (*cf-figure 3.13*) sur Ansys-EM en termes de rapport d'onde stationnaire (R.O.S) a montré que l'antenne est totalement adaptée sur toute la bande de l'étude à l'exception de la bande [7.73GHz-8.18GHz]. Pour rappel, une antenne est adaptée sur un spectre de fréquence si elle présente un R.O.S inférieur à 2 sur ce spectre.

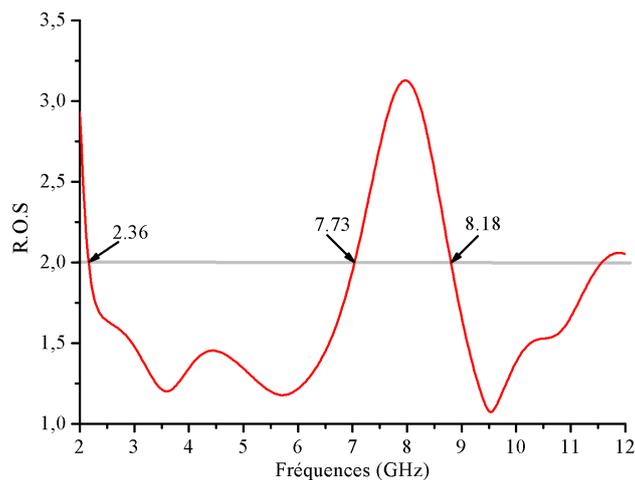


FIGURE 3.13 – Rapport d'Onde Stationnaire de l'antenne coplanaire de base

**Note :** Rappelons que la fréquence basse (mode fondamentale) de l'antenne carré (sans troncature) était au tours de 3GHz (tenant compte de l'effet de peau). Notons que c'est sont les troncatures des quatre coins de l'antenne qui ont fait baissés cette fréquence à 2.36GHz (*cf-figure 3.13*).

Pour pouvoir adapter l'antenne sur toute la bande de l'étude et avoir un monopôle qui couvre la bande FCC (3.1-10.6GHz), nous avons insérés deux encoches sur les plans de masse (*cf- figure 3.14*)

### 3.4. Étude d'un monopôle carré ULB

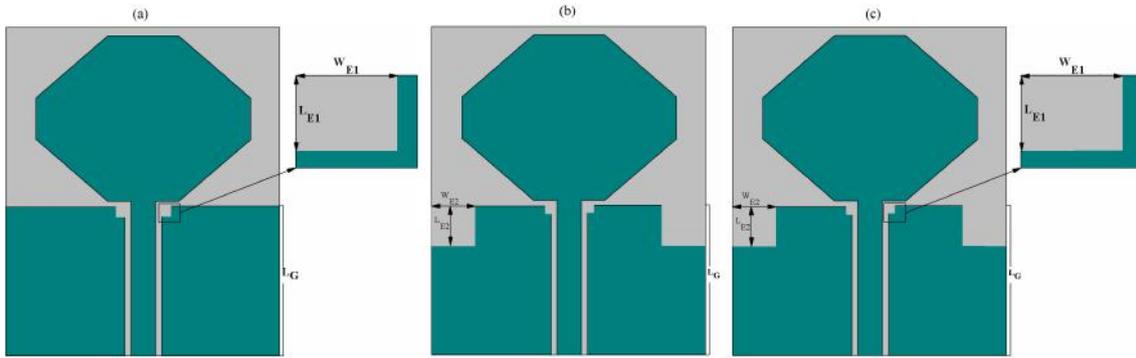


FIGURE 3.14 – Géométrie finale de l'antenne coplanaire avec deux encoches E1 et E2  
 (a) : Antenne coplanaire avec Encoche-1 de dimensions ( $L_{E1}=1\text{mm}$  et  $W_{E1}=1.5\text{mm}$ ); (b) : Antenne coplanaire avec Encoche-2 de dimensions ( $L_{E2} = W_{E2}=5\text{mm}$ ); (c) : Antenne coplanaire avec Encoche-1 et Encoche-2

Le prototype final présente un R.O.S inférieur à 2 (*cf-figure 3.15*) sur toute la bande de l'étude. la figure 3.15 suivante présente les caractéristiques de l'antenne CPW en termes de rapport d'onde stationnaire et de coefficient de réflexion.

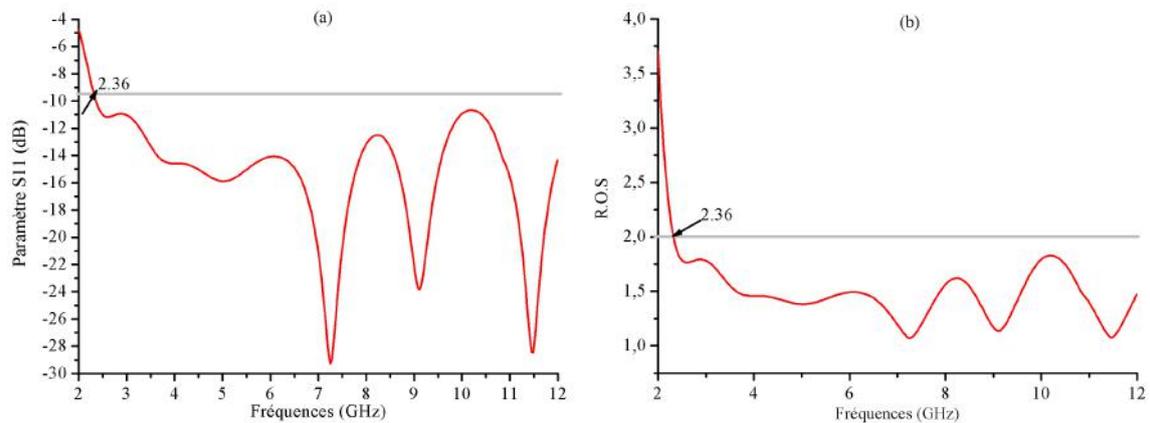


FIGURE 3.15 – Simulation des paramètres S11 et R.O.S de l'antenne CPW avec deux encoches E1 et E2

Les encoches sont symétriques entre elle par rapport à la ligne d'alimentation coplanaire pour assurer une même différence de potentielle au niveau des deux plans de masse. L'insertion de ces encoches avec des dimensions appropriées nous a permis d'enlever la structure qui empêche le rayonnement de l'antenne sur la bande [7.73GHz-8.18GHz]. En effet, c'est après une étude paramétrique sur les dimensions

et le positionnement de encoches 1 et 2 (*cf-figure 3.16*) que nous sommes arrivés, d'abord à optimiser les dimensions de E1 ( $L_{E1}=1\text{mm}$ ,  $W_{E1}=1.5\text{mm}$ ) et de E2 ( $L_{E1}=5\text{mm}$ ,  $W_{E1}=5\text{mm}$ ) et ensuite à adapter l'antenne sur la bande [2.36-12GHz].

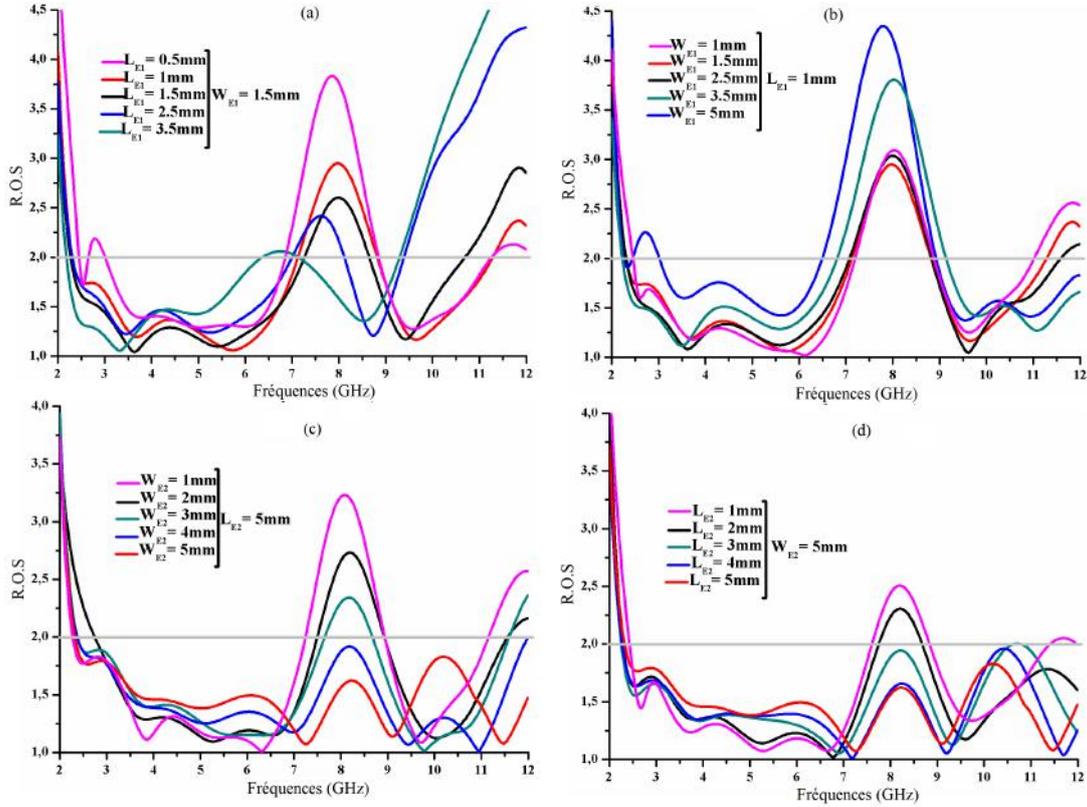


FIGURE 3.16 – Étude paramétrique sur les dimensions des encoches E1 et E2 réalisées sur les plans de masse de l'antenne CPW (a) : Influence de la longueur  $L_{E1}$ ,  $W_{E1}$  étant fixée à 1.5mm ; (b) : Influence de la largeur  $W_{E1}$ ,  $L_{E1}$  étant fixée à 1mm ; (c) ; Influence de la largeur  $W_{E2}$ ,  $L_{E2}$  étant fixée à 5mm ; (d) : Influence de la largeur  $L_{E2}$ ,  $W_{E2}$  étant fixée à 5mm

En termes d'efficacité, l'antenne présente (*cf-figure 3.17*) une efficacité relativement stable sur toute la bande [2-12GHz]. La valeur de l'efficacité minimale correspond à la fréquence 3.5GHz et vaut 0.74 (74%), tandis qu'à 7GHz, on observe la valeur maximale de l'efficacité de rayonnement qui vaut 0.87 (87%). Toujours comparée aux efficacités citées dans [5], nous pouvons conclure que notre prototype présente une bonne efficacité de rayonnement. Le Gain (*cf-figure 3.17*), une autre caractéristique dont notre prototype présente des valeurs relativement comparable aux valeurs des gains des antennes ULB cités dans la littérature.

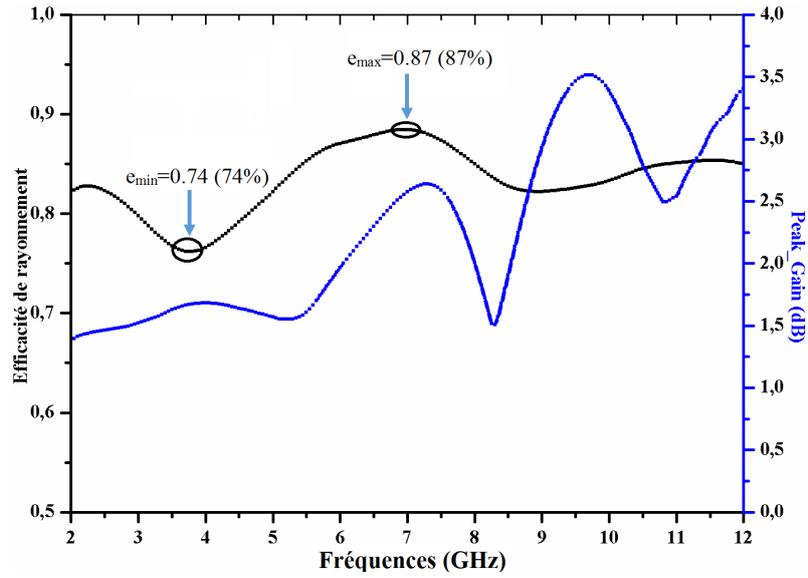


FIGURE 3.17 – Performances en termes de Gain et d'efficacité de l'antenne CPW proposée

La figure 3.18 suivante montre le diagramme de rayonnement sur quelques fréquences choisies.

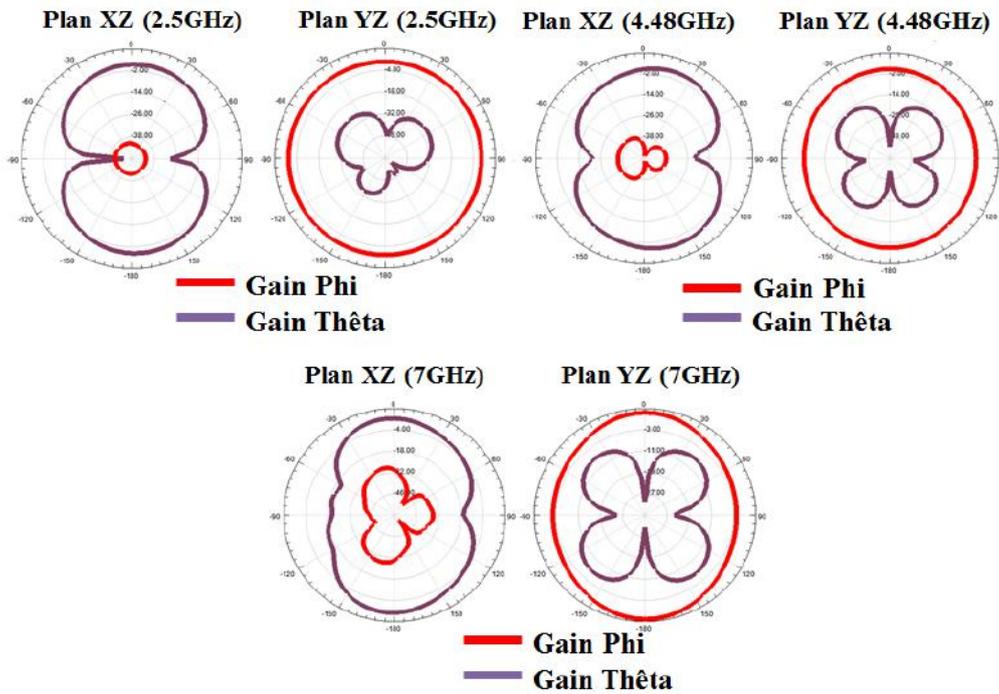


FIGURE 3.18 – Simulation des diagrammes de rayonnement de l'antenne CPW proposée

### 3.4.3.2 Conclusion

Dans cette partie, nous avons réalisé l'étude d'une nouvelle antenne ULB alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW). Le prototype proposé couvre un spectre de fréquence allant de 2.36-12GHz (mesurée à 10dB). Cette adaptation en fréquence est obtenue grâce à deux couples d'encoches optimisés, rectangulaires et symétriques placés sur les plans de masse. L'antenne présente des performances stables en termes d'efficacité de rayonnement et de gain.

### 3.4.3.3 Antenne microruban

L'observation des résultats de simulation (*cf-figure 3.19*) sur Ansys-EM en termes de coefficient de réflexion (Paramètre S11) a montré que l'antenne est totalement adaptée (mesuré à -10dB) sur toute la bande de l'étude à l'exception de la bande [7GHz-9.9GHz].

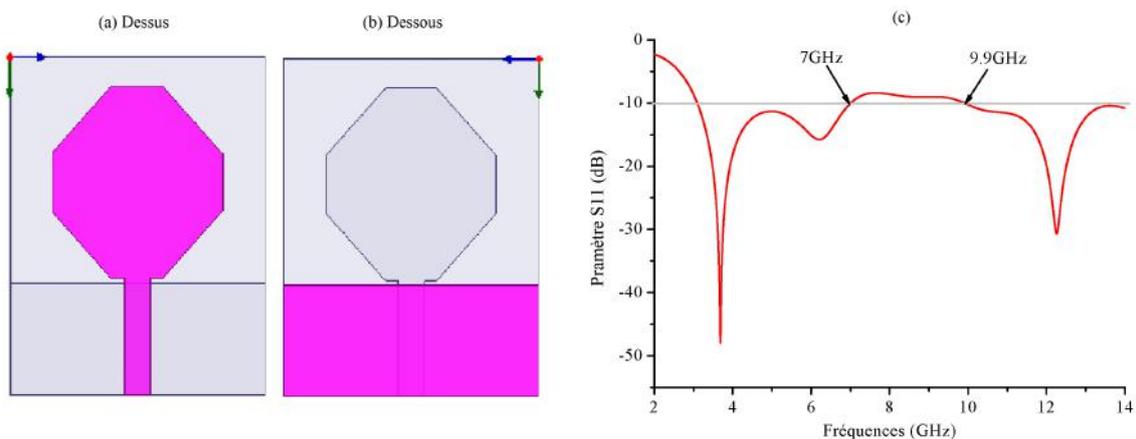


FIGURE 3.19 – Géométrie de l'antenne microruban de base (a) : Face de dessus de l'antenne microruban de base ; (b) : Face de dessous de l'antenne microruban de base ; (c) Paramètre S11 simulé de l'antenne microruban de base

Pour rappel, le prototype proposé a les mêmes dimensions que l'antenne CPW précédemment proposée (*cf- figure 3.12 et tableau 3.4*).

Pour pouvoir adapter l'antenne sur toute la bande de l'étude et avoir un monopôle microruban ultra large bande, nous avons insérés deux encoches (une sur le plan de masse et l'autre sur l'élément rayonnant (*cf- figure 3.20*)).

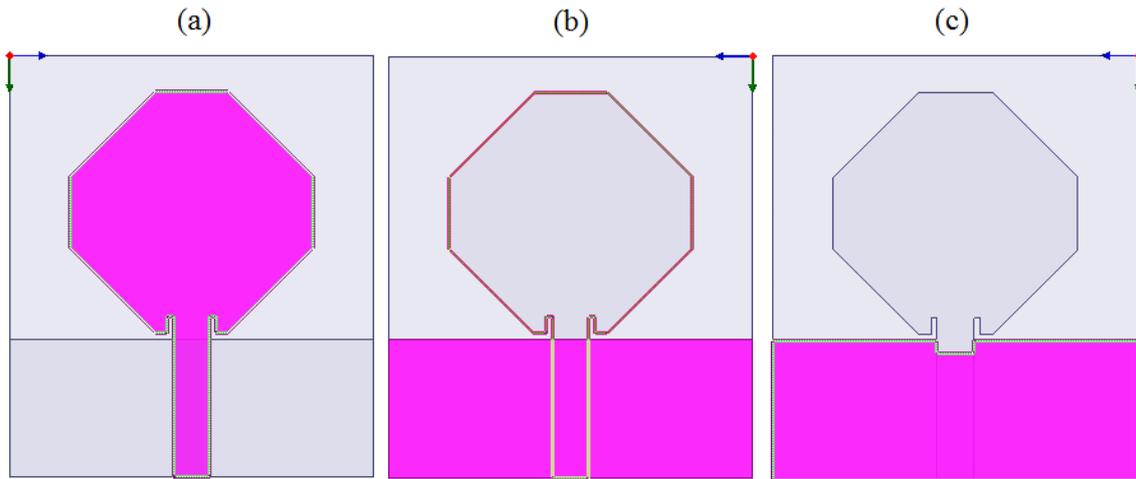


FIGURE 3.20 – Antenne ULB avec deux encoches E1 et E2 (a) : Vue de dessus du prototype mettant en avant l'encoche E1 ( $L_{E1}=1.4\text{mm}$ ,  $W_{E1}=0.5\text{mm}$ ) sur l'élément rayonnant; (b) : Vue de dessus du prototype sans encoche sur le plan de masse ( $L_G=18.5\text{mm}$ ); (c) : Vue de dessous du prototype mettant en avant l'encoche E2 ( $L_{E1}=1\text{mm}$ ,  $W_{E1}=3\text{mm}$ ) sur le plan de masse

Nous avons pu fabriquer et caractérisé ce prototype (*cf-figure 3.12*) lors de notre séjour de stage au LEAT (Laboratoire d'Électronique Antennes et Télécommunications). Les mesures faites en termes de R.O.S confirment les résultats de simulation. La figure 3.21 ci-dessous montre les caractéristiques mesurées et simulées de l'antenne ULB microruban en termes de R.O.S.

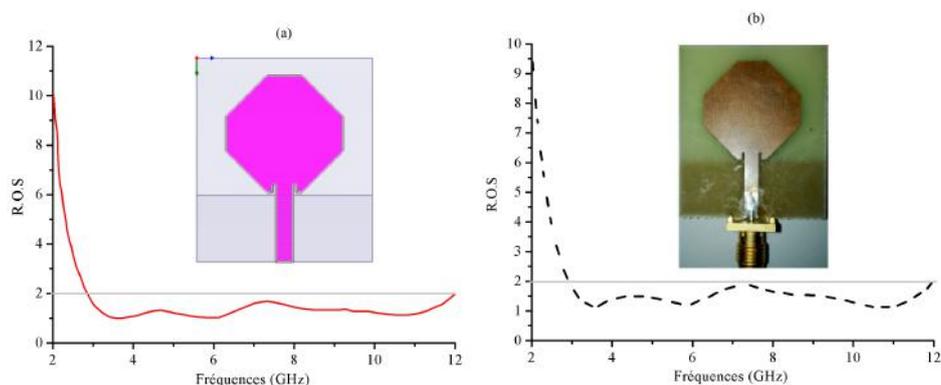


FIGURE 3.21 – Rapport d'onde stationnaire mesuré et simulé du prototype d'antenne ULB microruban proposée (a) :Simulation; (b) : Mesure

L'insertion des encoches E1 et E2 avec des dimensions optimisées d'une part sur l'élément rayonnant et d'autre part sur le plan de masse nous a permis d'enlever la structure qui désadapte l'antenne sur la bande [7GHz-9.9GHz]. En effet, idem comme dans le cas de l'antenne CPW précédant, l'étude paramétrique sur les dimensions et le positionnement de encoches 1 et 2 (*cf-figure 3.22*) nous a conduit tout d'abord à l'optimisation des dimensions de E1 ( $L_{E1}=1.4\text{mm}$ ,  $W_{E1}=0.5\text{mm}$ ) et de E2 ( $L_{E1}=1\text{mm}$ ,  $W_{E1}=3.05\text{mm}$ ) puis à l'adaptation de l'antenne sur la bande [3-12GHz].

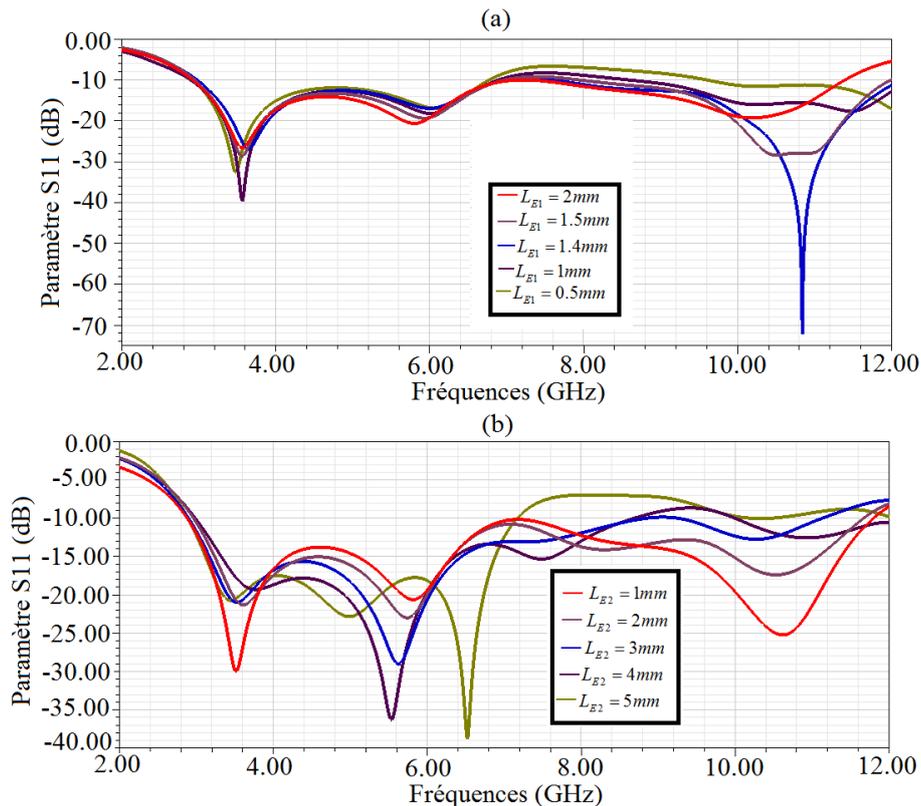


FIGURE 3.22 – Étude paramétrique sur les dimensions des encoches réalisées sur l'élément rayonnant et le plan de masse de l'antenne microruban (a) : Influence de la longueur  $L_{E1}$  de l'encoche E1, la largeur  $W_{E1}$  étant fixée à 0.5mm ; (b) : Influence de la longueur  $L_{E2}$  de l'encoche E2, la largeur  $W_{E2}$  étant fixée à 3.05mm

La figure 3.23 ci-dessous montre une autre caractéristique du prototype proposé. Les résultats simulés et mesurés montrent effectivement le caractère Ultra Large Bande de l'antenne. En effet, le paramètre S11 simulé et mesuré à -10dB prouve que notre antenne couvre un spectre de fréquence allant de 3 à 12GHz. Cependant, on remarque un léger décalage entre la mesure et la simulation.

### 3.4. Étude d'un monopôle carré ULB

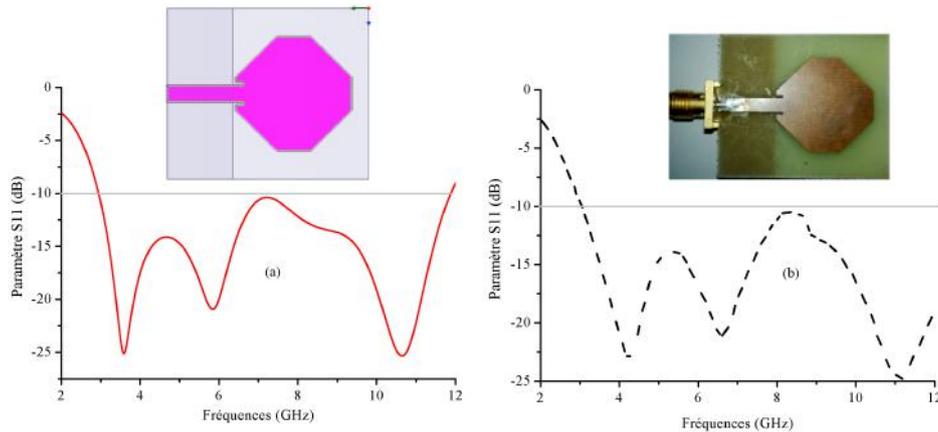


FIGURE 3.23 – Paramètre S11 mesuré et simulée du prototype d’antenne ULB microruban proposée (a) : Simulation ; (b) Mesure

En termes d’efficacité, l’antenne présente (*cf-figure 3.24*) une efficacité relativement stable sur toute la bande [3-12GHz]. Le Gain (*cf-figure 3.24*), une autre caractéristique dont notre prototype présente des valeurs relativement comparable aux valeurs des gains des antennes ULB cités dans la littérature à l’exception du pic observé dans la bande de fréquence allant de 10.5 à 12GHz.

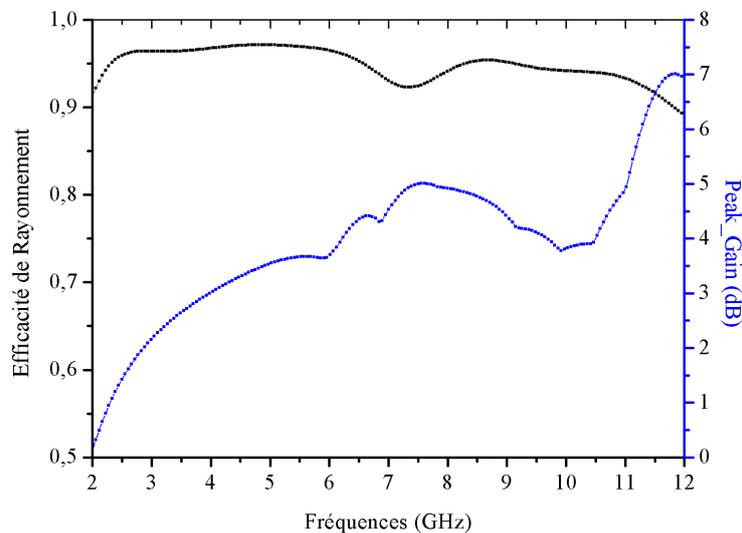


FIGURE 3.24 – Performances en termes de Gain et d’efficacité de l’antenne microruban proposée

#### 3.4.3.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons réalisé l'étude d'une nouvelle antenne ULB alimentée par une ligne microruban. Le prototype proposé a fait l'objet d'une simulation et d'une caractérisation suite à sa fabrication au Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunication (LEAT). Les résultats mesurés et simulés confirment le caractère ULB de l'antenne proposée. Elle couvre en effet un spectre de fréquence allant de 3-12GHz (mesuré à -10dB). Cette adaptation en fréquence est obtenue grâce à deux couples d'encoches optimisés, rectangulaires placées sur l'élément rayonnant et le plan de masse. L'antenne présente également des performances stables en termes d'efficacité de rayonnement et de gain.

## 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'étude et la conception de trois nouvelles antennes. Dans un premier temps, nous avons étudié une antenne à fente circulaire. Différentes configurations ont été ensuite appliquées à cette structure pour exciter quelques modes et ce, dans le but d'avoir une antenne avec des caractéristiques large bande et/ou bi-bandes.

Nous avons ensuite présenté la conception et la fabrication de deux monopôles ULB, l'un alimenté par une ligne microruban et l'autre par un guide d'onde coplanaire (CPW). Ces deux antennes présentent des caractéristiques ultra large bande. En effet elles couvrent entièrement la bande FCC (3.1-10.6GHz) pour les communications sans fil.

Les performances des antennes conçues en termes paramètre S11, d'impédance d'entrée, de gain et d'efficacité sont présentées et détaillées.

# Bibliographie

- [1] J.P Webb, G.L Maile and R.L Ferrari (1983) Finite-Element Solution of the Tree Dimensional Electromagnetic Problems. *IEE Proc.* Vol 130, pp. 153-159.
- [2] F. Gardiol Electromagnétisme Traité d'électricité vol. III. *Presse Polytechniques et Universitaires Romandes.*
- [3] Collectif d'auteurs Direction M. Villegas. Conception de Circuits intégrés RF et Micro-Ondes. *Radiocommunications Numériques* Vol. 2, Ed. Dunod
- [4] W. S. Chen, C. C. Huang, K. L. Wong (2000) A novel microstrip-line-fed printed semicircular slot antenna for broadband operation. *Microwave Optical and Technology Letter.* Vol 26, pp. 237-239.
- [5] C. A. Balanis (2005) *Antenna Theory : Analysis and Design, third edition* John Wiley Sons, Hoboken, New Jersey, Etats-Unis.
- [6] L. Thourel Calcul et Conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques. *Tome2 - Les Antennes, Ed. Cepadues.* Chapitre 8.
- [7] I. Wolf and N. Knoppik (1974) Rectangular and Circular Microstrip Disc Capacitors and Resonators. *IEEE Transaction on Microwave Theory Techniques* MTT-22, pp. 857-864.
- [8] R. N. Simons, N. I. Dib and L. P. B. Katehi (1996) Modeling of coplanar stripline discontinuities *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.* Vol 44, pp. 711-716.
- [9] [http ://www.mwoffice.com](http://www.mwoffice.com)
- [10] Y. T. Lo, Fellow, D. Solomon and W.F. Richards (1979) Theory and Experiment on Microstrip Antennas *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* Vol. 0-2 7.

# Chapitre 4

## Étude et conception de nouvelles antennes ULB à bandes rejetées

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>101</b>
<b>4.2</b>	<b>Approche méthodique</b>	<b>101</b>
4.2.1	Généralité sur les résonateurs à base de méta-matériaux	101
4.2.2	Démarche de conception et d'insertion des cellules SRRs dans une antenne ULB	108
<b>4.3</b>	<b>Étude d'une antenne ULB à trois bandes rejetées</b>	<b>111</b>
4.3.1	Dimension des cellules méta-matériaux	111
4.3.2	Monopôle CPW à trois bandes rejetées	113
4.3.3	Monopôle microruban à trois bandes rejetées	120
4.3.4	Antenne papillon à trois bandes rejetées	126
<b>4.4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>135</b>
	<b>Bibliographie Chapitre 4</b>	<b>136</b>

---

## 4.1 Introduction

Ce chapitre présente la dernière contribution majeure de cette thèse. Il est constitué de trois grandes parties et traite essentiellement la coexistence de la technologie ultra large bande avec les systèmes bande étroite existants.

Dans la première partie, nous allons présenter dans une approche méthodique les techniques de conceptions et d'insertion (impression) des cellules méta-matériaux à perméabilité négative sur les antennes ULB. L'étude de ces techniques va nous permettre d'aborder la deuxième partie du chapitre.

Nous avons réalisés deux types de monopôles ULB dans le chapitre précédent. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous allons charger ces monopôles par des cellules de type SRR et CSRR pour rejeter une, deux et trois bandes de fréquences. Dans chaque cas, les performances (simulées et mesurées) seront présentées et détaillées.

Dans la dernière partie du chapitre, nous allons confirmer les techniques utilisées dans la deuxième partie pour rejeter une, deux et trois bandes dans un autre dispositif (antenne papillon) ultra large bande.

## 4.2 Approche méthodique

Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux différentes techniques et méthodes de conception et d'impression (insertion) des résonateurs à base des méta-matériaux sur les antennes ULB dans le but de concevoir de nouvelles antennes ultra large bande à bande rejetées.

### 4.2.1 Généralité sur les résonateurs à base de méta-matériaux

#### 4.2.1.1 Théorie des méta-matériaux

Les méta-matériaux sont des matériaux artificiels ayant une structure très inférieure aux longueurs d'onde de fonctionnement. Ils présentent de ce fait des propriétés électromagnétiques que l'on ne rencontre pas à priori dans la nature.

Dans le domaine de la physique des matériaux en général et en électromagnétisme en particulier, un matériau homogène tel qu'un diélectrique ou un conducteur, peut être caractérisé par ses paramètres intrinsèques constitutifs qui sont la permittivité ( $\varepsilon$ ) et la perméabilité ( $\mu$ ). Cependant, les méta-matériaux, sont caractérisés, et ce, du fait de leur caractéristiques citées ci-haut, par des paramètres dits "effectifs" séparément négatifs ( $\varepsilon_{eff} < 0$  ou  $\mu_{eff} < 0$ ) ou simultanément négatifs ( $\varepsilon_{eff} < 0$  et  $\mu_{eff} < 0$ ).

L'indice de réfraction (cf-équation 4.1) également négatif, exprimé en fonction de ces paramètres peut se mettre sous la forme :

$$\eta_{eff} = \left[ \sqrt{(\varepsilon_{eff})} \right] \left[ \sqrt{(\mu_{eff})} \right] < 0 \quad (4.1)$$

Pour rappel, La première étude théorique sur la possibilité d'existence des méta-matériaux a été publiée par le physicien V. G. Veselago [1] en 1968.

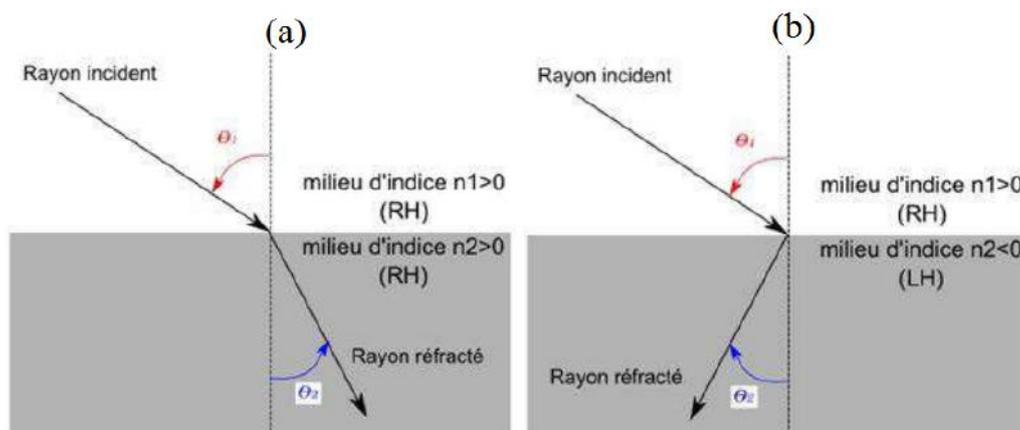


FIGURE 4.1 – Exemple d'inversion de la loi de Snell-Descartes dans les matériaux main gauche [1]. (a) : Loi de Snell-Descartes lors du passage d'une onde à travers deux milieux à indice  $> 0$  (angle positif) ; (b) : Loi de Snell-Descartes lors du passage d'une onde d'un milieu à indice  $> 0$  vers un milieu à indice  $< 0$  (angle négatif)

Les études de Veselago dans [1] sur les matériaux à indice de réfraction négative (ou matériaux main gauche LHM : Left-Handed Materials)(cf-figure 4.1) ont pour conséquences l'inversion de quelques lois de la physique classique telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes avec un indice de réfraction négatif ;

- L'inversion de l'effet Doppler ;
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov.

D'autres études plus récentes [2–5] ont montrées que les méta-matériaux peuvent être appliqués dans des domaines variés.

#### 4.2.1.2 Classification des matériaux

La représentation que nous utilisons pour la classification est basée sur une description des matériaux par le biais des signes de leurs permittivités et perméabilités (*cf-figure 4.2*). En revanche, malgré cette classification, nous allons nous intéresser aux matériaux du quatrième cadran tout le long de cette thèse. C'est à dire les matériaux à perméabilité négative.

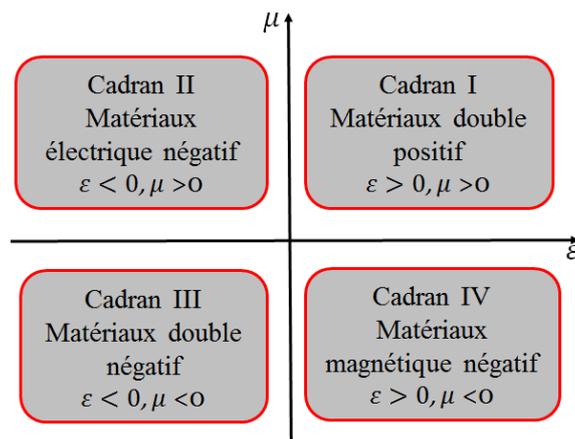


FIGURE 4.2 – Classes des matériaux en fonction du signe de la permittivité et la perméabilité (Cadran I) : Matériaux à permittivité et à perméabilité positives (matériaux ordinaires); (Cadran II) : Matériaux à permittivité négative; (Cadran III) Matériaux à permittivité et à perméabilité négatives; (Cadran IV) : Matériaux à perméabilité négative

1. En électromagnétisme classique, les ondes se propagent dans un milieu doublement positif ( $\varepsilon > 0$  et  $\mu > 0$ ) correspondant au premier cadran de la figure 4.2. On parle dans ce cas de milieu main droite. A titre d'exemple, les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.
2. Le deuxième cadran regroupe les milieux à permittivité négative. Notons que le comportement des électrons dans un métal est celui d'un plasma caractérisé

par deux fréquences qui sont la fréquence de collision  $f_c$  et la fréquence plasma électrique  $f_{pe}$ . L'évolution de la permittivité d'un métal en fonction de la fréquence et est défini par l'expression suivante :

$$\varepsilon_{eff}(f) = 1 - \frac{f_{pe}^2}{f(f + j.f_c)} \quad (4.2)$$

**Remarque :** les métaux présente une permittivité négative en dessous de leur fréquence plasma électrique. À titre d'exemple, la fréquence de collision  $f_c$  de l'or qui est couramment utilisé dans les micro et nanotechnologies vaut 10,3THz et sa fréquence plasma  $f_{pe}$  vaut 2175THz [6].

On se rend compte d'après [6] de l'importance de de la fréquence plasma électrique par rapport à la fréquence de collision du métal. Dans cette optique, J. Pendry, a proposé en 1999 [7] de réaliser un plasma artificiel en diluant le milieu métallique afin d'abaisser sa fréquence plasma et de satisfaire les conditions d'obtention d'une permittivité négative.

Sachant que  $f_{pe}$  et  $f_c$  peuvent s'écrire [8] :

$$\omega_{pe} = \sqrt{\left(\frac{\eta e^2}{\varepsilon_0 m_{eff}}\right)} \quad (4.3)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \quad (4.4)$$

Avec  $\eta$  la densité d'électrons,  $e$  la charge élémentaire,  $m_{eff}$  la masse effective des électrons et  $\tau$  le temps de collision.

La démarche consistait à réaliser un réseau d'inclusions métalliques plus lourdes et ayant une densité d'électrons plus faible. La configuration retenue (*cf-figure 4.3*) se base sur un réseau de tiges métalliques de rayon  $r$ , avec un pas du réseau  $a$ .

La densité effective et la masse effective des électrons deviennent alors :

$$\eta_{eff} = \frac{\eta \pi r^2}{a^2} \quad (4.5)$$

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 r^2 \eta}{2} \quad (4.6)$$

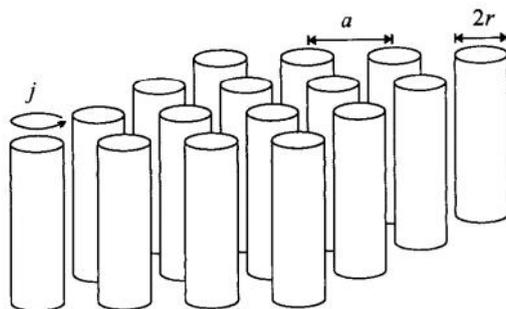


FIGURE 4.3 – Exemple d’un méta-matériau à permittivité négative [7].

3. Le quatrième cadran regroupe les matériaux à perméabilité négative.

Comme pour les structures à permittivité effective négative, on va chercher à synthétiser un milieu dont le spectre de perméabilité pourra être accordé en fonction de dimensions géométriques, sur un large domaine spectral. L’idée innovante derrière la mise en place de ces types de matériaux réalisée par des matériaux ordinaires métallo-diélectrique, est l’exploitation des courants de conduction générés à la surface des métaux lorsque ceux-ci sont soumis à une onde incidente émanant d’une source électromagnétique [7] (théorème d’Ampère).

Toujours dans [7] J. Pendry a présenté les réseaux SRR (Split Ring Resonator) (cf-figure 4.4). La structure est à perméabilité négative et est composée de deux résonateurs en boucles métalliques imbriquées sous forme de la lettre C. Pour pouvoir dimensionner les SRRs, une procédure similaire à la précédente a été adoptée. Tout comme la définition de l’évolution de la permittivité d’un métal en fonction de la fréquence dans le cas des matériaux à permittivité négative, la relation de la perméabilité effective est donnée également par :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\omega_{pm}}{\omega^2 - \omega_0^2 + j\Gamma\omega} \quad (4.7)$$

$\omega_{pm}$  désigne la fréquence plasma magnétique et vaut :

$$\omega_{pm} = \sqrt{\left( \frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3 \left(1 - \frac{\pi r^2}{a^2}\right)} \right)} \quad (4.8)$$

Quant à la fréquence de résonance  $f_0$ , elle vaut :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3}} \quad (4.9)$$

A partir de l'équation 4.7, On peut dire que les SRRs présentent au-dessus de leurs fréquences de résonance une bande étroite pour laquelle la perméabilité passe en dessous de zéro (cf-figure 4.4 ). Le phénomène méta-matériau magnétique est observé entre la fréquence de résonance  $\omega_0$  et la fréquence du plasma magnétique  $\omega_{pm}$ .

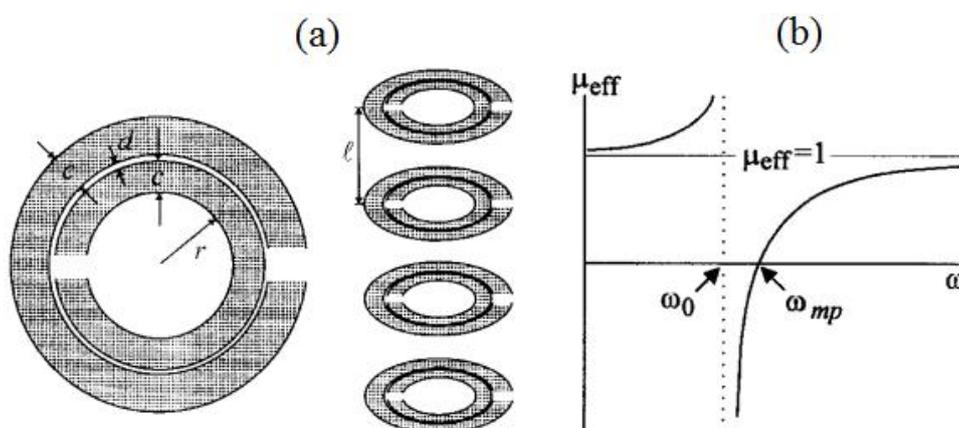


FIGURE 4.4 – Exemple d'un méta-matériau à perméabilité négative [7] (a) : Résonateur SRR à perméabilité négative; (b) : Fonction représentative de la perméabilité effective en fonction de la fréquence

la figure 4.5 suivante montre un autre exemple d'un résonateur SRR de forme carré cette fois-ci réalisé en 2002 par D. R. Smith dans [9]. La perméabilité effective passe par une valeur négative autour de 8.5GHz, la permittivité quant à elle reste toujours positive.

C'est sont ces types méta-matériaux (à perméabilité négative) de forme rectangulaire qui seront ensuite étudiés et optimisés pour des applications de filtrage de bande sur les antennes ULB dans les sections suivantes.

4. Le troisième cadran regroupe les matériaux doublement négatifs, c'est à dire des matériaux à perméabilité et à perméabilité négative. Le premier méta-matériau de ce type a été obtenu grâce à une évolution en trois étapes.

D'abord, la réalisation d'un milieu avec une permittivité négative, puis, d'un

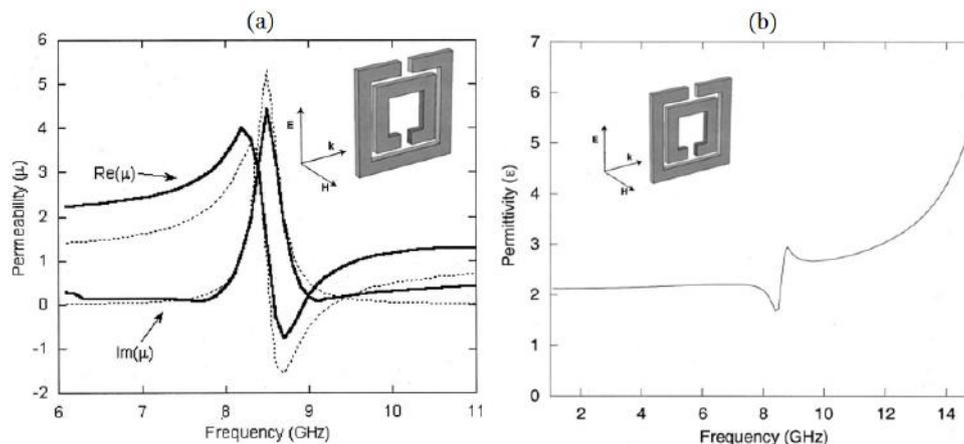


FIGURE 4.5 – Exemple d'un méta-matériau de forme carré à perméabilité négative [9] (a) : la perméabilité (partie réelle) devient négative autour de 8.5GHz ; (b) : La permittivité (partie réelle) reste toujours positive

milieu avec une perméabilité négative et enfin, la superposition des deux milieux pour obtenir un milieu doublement négatif [9–11]. Ces différentes étapes sont illustrées dans la figure 4.6 ci-dessous.

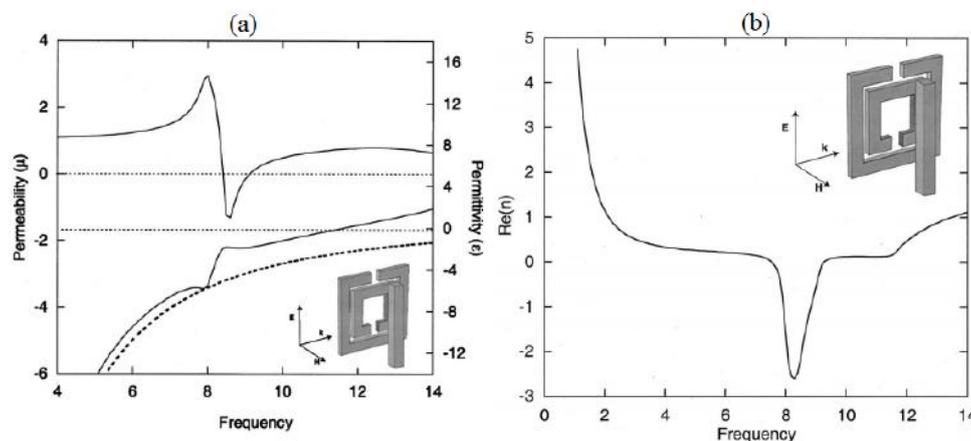


FIGURE 4.6 – Exemple d'une structure méta-matériau doublement négative constituée de fils minces et de SRR [9] (a) : Superposition des deux milieux à permittivité et à perméabilité négative. On observe l'existence d'une bande de fréquences comprise entre 8 et 8.5GHz où les deux caractéristiques sont négatives ; (b) : Indice de réfraction de la structure, elle est négative entre 8 et 8.5GHz

## 4.2.2 Démarche de conception et d'insertion des cellules SRRs dans une antenne ULB

### 4.2.2.1 Conception des cellules SRRs

Dans le but de concevoir et d'analyser les performances des cellules SRRs et CSRRs (Complementary Split Ring Resonateur), nous allons utiliser durant toute notre étude l'outil de simulation choisi pour l'optimisation de la taille et la position des cellules.

La plus grande dimension de la cellule doit être suffisamment petite par rapport à la longueur d'onde ( $L_{SRR}$  ou  $L_{CSRR} \ll \lambda$ ). Pratiquement les cellules que nous allons concevoir auront une taille autour de  $\lambda_g/2$  [12].

$\lambda_g$  étant la longueur d'onde du guidage.

Pour plus de visibilité sur les étapes de conception et d'optimisation des cellules SRRs et dans une approche didactique, nous allons présenter une démarche méthodologique sous forme d'un algorithme (*cf-figure 4.7*) qui s'exécute en 6 étapes.

1. Étape 1 : c'est l'étape de conception du cahier de charges qui contient tous les éléments de l'objectif visé lors de la réalisation du filtre. Il (le cahier de charges) doit contenir la fréquence centrale de la bande de fréquences que l'on désire filtrée, la largeur de bande spectrale qui délimite la bande passante du filtre, le type de cellule méta-matériaux selon la configuration de la figure 4.2, etc.
2. Étape 2 : après la détermination du cahier de charges, nous allons nous focaliser sur la topologie de la cellule, soit qu'il s'agisse d'une cellule de forme circulaire, rectangulaire, elliptique, etc. Il sera question également du choix du diélectrique sur lequel la cellule sera imprimée. Cette étape verra également les approches théoriques sur le dimensionnement de la cellule (la taille, le gap, l'espacement entre les anneaux encastrés...).
3. Étape 3 : elle consiste à optimiser la structure (SRR) pour une prochaine conception.
4. Étape 4 : cette étape représente l'étape de la conception proprement dite. En effet, elle consiste à designer sous l'outil de simulation choisi (ANSYS

Electromagnetics dans notre cas) la cellule en question. Le choix du boxe de radiation, du type d'excitation (wave porte....) et des conditions aux limites très importantes pour le respect du cahier de charges.

5. Étape 5 : c'est l'étape de la simulation électromagnétique 3D. Elle se fait sous le logiciel ANSYS Electromagnetics. Après la simulation, nous allons récupérer le paramètre S11 pour une prochaine analyse des résultats.
6. Étape 6 : une fois la simulation terminée, nous allons analyser les résultats en fonction de notre cahier de charges de départ. Cette étape est très importante car elle permet de comparer les résultats obtenus avec nos attentes. S'ils (les résultats) sont satisfaisants et répondent aux charges imposées, on conclut. Au cas contraire, nous allons ré-optimiser la cellule SRR et reprendre à nouveau les simulations jusqu'à l'aboutissement des objectifs fixés dans le cahier de charges de départ.

Ces différentes étapes sont résumées dans la figure 4.7 ci-dessous.

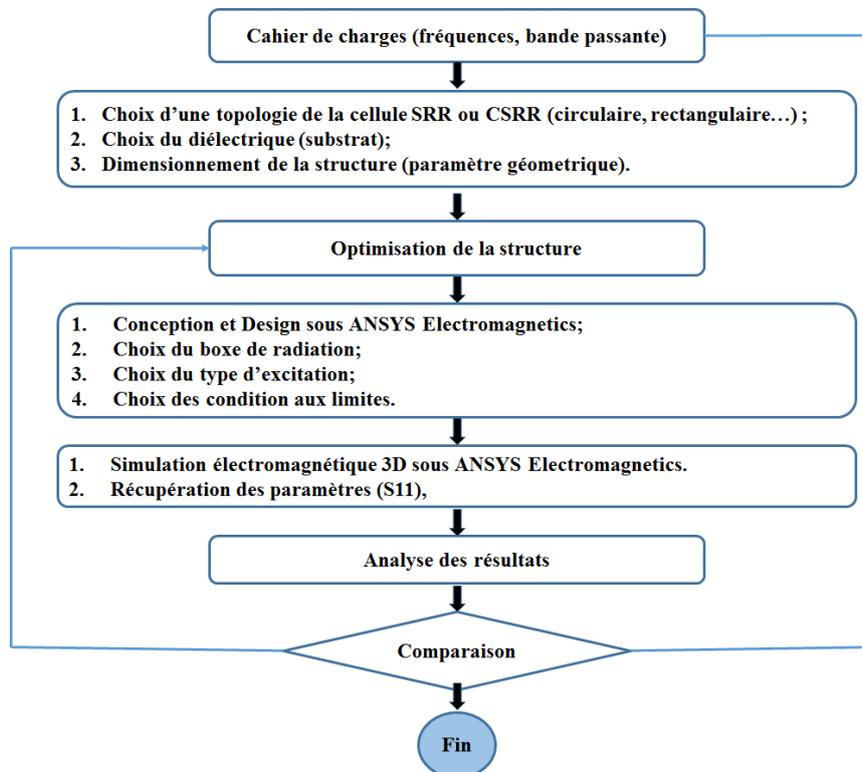


FIGURE 4.7 – Algorithme de conception des cellules méta-matériaux SRR ou CSRR

Cette démarche sous forme d'algorithme nous a permis de concevoir et de réaliser trois cellules, dont les détails seront présentés dans les prochaines sections.

### 4.2.2.2 Insertion des cellules SRRs dans une antenne ULB

Dans cette partie, nous sommes intéressés à l'étude et à l'insertion des cellules SRRs conçues et réalisées d'après la sous-section 4.2.2.1 dans les antennes ULB également conçues et réalisées dans le chapitre précédant. Dans la littérature, nous avons vu que les cellules peuvent être imprimée sur ou proche de l'élément rayonnant, sur ou proche de la ligne d'alimentation ou sur le plan de masse. Dans notre cas, nous allons déterminer et optimiser les positions des cellules pour un meilleur filtrage des bandes spectrales désirées.

Nous nous sommes également permis pour plus de clarté et de précision de résumer les différentes étapes sous forme d'algorithme (*cf-figure 4.8*) exécutable en 5 étapes qui sont :

1. Étape 1 : c'est l'étape de conception et de simulation des monopôles ULB. Cette étape a été déjà réalisée dans le chapitre précédant. Il s'agit de deux monopôles ULB de forme carré à quatre coins tronqués. L'un est alimenté par une ligne microruban et l'autre par une guide d'onde coplanaire CPW. Il y aura également une troisième antenne qui sera conçue. C'est un dipôle ULB de forme paillon.
2. Étape 2 : la deuxième étape consiste à concevoir des cellules méta-matériaux (SRR et CSRR) résonnantes à des fréquences quelconques désirées. Cette étape est également réalisée grâce à la démarche méthodologique de conception des cellules SRR (*cf-figure 4.7*).
3. Étape 3 : rappelons que l'idée de base de la mise en place des cellules méta-matériaux à perméabilité négative était l'exploitation du théorème d'Ampère sur les courants de conduction générés à la surface des métaux lorsqu'ils sont soumis à une onde incidente. Cette étape consiste à effectuer une cartographie de la distribution du courant de surface sur la structure rayonnante à la fréquence de résonance de la cellule méta-matériaux préalablement conçue, afin déterminer son emplacement exacte sur le monopôle.

4. Étape 4 : la quatrième étape est consacrée à l'intégration des cellules méta-matériaux sur le monopôle à des fins de filtrage de bandes spectrales.
5. Étape 5 : cette étape sera consacrée à la simulation sous ANSYS Electromagnetics du monopôle ULB sur lequel on a inséré les cellules SRR et/ou CSRR et à la comparaison des résultats avec les objectifs préalablement fixés.

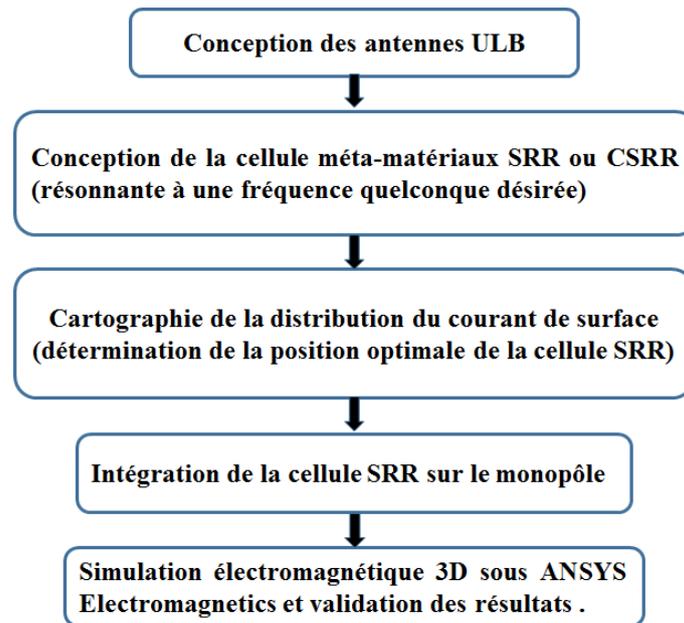


FIGURE 4.8 – Algorithme de conception des antennes ULB chargées par des cellules SRRs ou CSRRs

Ces monopôles avec des caractéristiques de rejection de bandes de fréquences par le biais des cellules méta-matériaux de type SRRs ou CSRR sont réalisés et caractérisés au LEAT.

## 4.3 Étude d'une antenne ULB à trois bandes rejetées

### 4.3.1 Dimension des cellules méta-matériaux

Dans cette partie, nous rappelons les équations théoriques (*cf-équations 4.7, 4.8 et 4.9*) qui nous permettent de dimensionner les cellules méta-matériaux (*cf-figure*

4.9) à perméabilité négative.

Nous rappelons également que le principal challenge et objectif de cette thèse qui est de réaliser des antennes ULB compacte qui coexistent avec les systèmes bande étroite existants sur la bande ULB de communication sans fil.

Rappelons une fois plus que les principaux systèmes bande étroite sont la bande Wi-Fi 5GHz, la bande Wi-Max 3GHz et la bande X pour les communications radio.

C'est dans ce contexte que nous proposons dans la suite de cette études trois cellules optimisées avec des fréquences de résonance au tours de 3, 5 et 8GHz pour filtrer respectivement les bandes Wi-Max, Wi-Fi et X pour les communications radio.

La configuration géométrique des cellules retenue pour cette étude est une configuration rectangulaire de largeur  $a_i$  et de longueur  $b_i$ . Nous avons retenu cette forme à cause de sa simplicité et de son facile dimensionnement. La taille totale d'une cellule est déterminée dans [12] par la formule :

$$L_{SRR/CSRR} = \frac{c_0}{2f_c\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (4.10)$$

$f_c$  est la fréquence de coupure, elle désigne également la fréquence de résonance de la cellule méta-matériaux et  $\varepsilon_{eff}$  désigne la permittivité effective. Elle est déterminée dans [13] par la formule :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12H}{L_p} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.11)$$

Nous allons indiquer par la suite l'emplacement optimale de chaque cellule sur le monopôle.

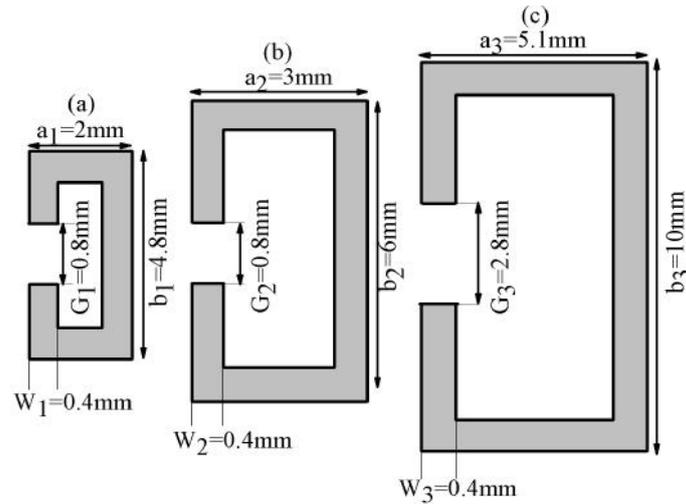


FIGURE 4.9 – Géométrie des cellules méta-matériaux (a) : Cellule dimensionnée et optimisée pour rejeter la bande X pour les communications radio ; (a) : Cellule dimensionnée et optimisée pour rejeter la bande Wi-Fi 5GHz ; (c) : Cellule dimensionnée et optimisée pour rejeter la bande Wi-Max 3GHz

### 4.3.2 Monopôle CPW à trois bandes rejetées

Suivant une approche méthodique, nous avons imprimé une par une les cellules sur le monopôle CPW déjà conçue dans le Chapitre 3 et enfin interpréter chaque résultat.

Rappelons que ce monopôle couvre un spectre de fréquence allant de 2.36 à 12GHz.

#### 4.3.2.1 Monopôle CPW à une bande rejetée

La première bande choisie pour être rejetée est la bande Wi-Max 3GHz. Pour cela nous avons utilisé une cellule de type CSRR que nous avons imprimée sur l'élément rayonnant. Comme nous l'avons évoqué précédemment, la position de la cellule est obtenue suite à une cartographie de la distribution de surface sur l'élément rayonnant simulée à la fréquence de coupure de ladite cellule. Une étude paramétrique sur la zone où il y a le maximum de courant a été ensuite réalisée pour déterminer la position optimale (*cf-figure 4.10*). Cette procédure a été appliquée pour tout le reste du travail.

La taille totale de cette cellule vaut :

$$L_{CSRR_3} = 2a_3 + 2b_3 - G_3 = 2(5.1 + 10) - 2.8 = 27.4mm \quad (4.12)$$

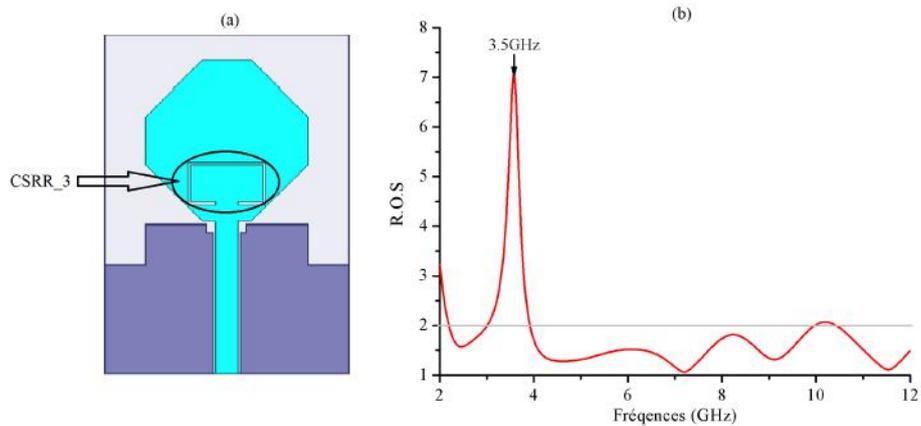


FIGURE 4.10 – Monopôle CPW Ultra Large Bande chargé avec une CSRR pour rejeter une bande de fréquence (a) : Géométrie du monopôle CPW chargé avec une CSRR; (b) : R.O.S simulé du monopôle CPW avec rejection d'une bande de fréquence (3GHz)

Le résultat obtenu en termes de Rapport d'Onde Stationnaire (R.O.S) montre la rejection d'une bande de fréquence centrée sur 3.5GHz (avec un R.O.S de 6.94). Le monopôle CPW possède donc une caractéristique de rejection d'une bande allant de 3.02 à 3.89GHz. Cette bande rejetée couvre bien la bande Wi-Max (3.3-3.7GHz).

#### 4.3.2.2 Monopôle CPW à deux bandes rejetées

Pour ce cas de figure, nous avons en plus de la première cellule qui filtre la bande Wi-Max rejetée dans la sous-section 4.3.2.1 précédente, nous allons imprimer une deuxième cellule également de type CSRR mais cette fois-ci dans les plans de masse. La cellule est dupliquée et de part et d'autre des deux plans de masse pour assurer une même différence de potentiel (cf-figures 4.11 et 4.12).

**a. premier cas : Bandes 3 et 5GHz**

Pour ce cas, la deuxième cellule (*cf-figure 4.9b*) a une taille qui équivaut à :

$$L_{CSRR_2} = 2a_2 + 2b_2 - G_2 = 2(3 + 6) - 0.8 = 17.2mm \quad (4.13)$$

Les résultats en termes de rapport d'onde stationnaire révèlent qu'il y a deux

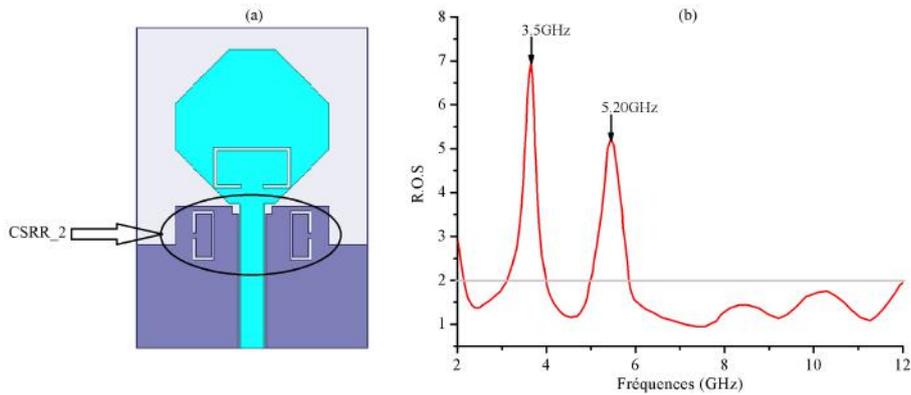


FIGURE 4.11 – Monopôle CPW Ultra Large Bande chargé avec deux CSRRs pour rejeter deux bandes de fréquences (a) : Géométrie du monopôle CPW chargé avec deux CSRRs; (b) : R.O.S simulé du monopôle CPW avec rejection de deux bandes de fréquence (3 et 5GHz)

bandes rejetées sur la bande couverte par le monopôle CPW. La première bande allant de 3.02 à 3.89GHz centrée sur 3.5GHz est filtrée comme nous l'avions évoqué précédemment par la cellule imprimée sur l'élément rayonnant. La deuxième bande allant 5.03 à 5.88 centrée sur 5.5GHz (avec un R.O.S de 5.20) est quant à elle filtrée par la cellule *CSRR\_2* imprimée sur les plans de masse. Cette bande contient bien la bande Wi-Fi (5.15-5.85GHz).

Au vu de l'analyse de ces résultats, nous pouvons dire que notre antenne possède bien les caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences.

**b. Deuxième cas : Bandes 3 et 8GHz**

Dans ce cas, la deuxième cellule (*cf-figure 4.9a*) a une taille qui équivaut à :

$$L_{CSRR_1} = 2a_1 + 2b_1 - G_1 = 2(2 + 4.8) - 0.8 = 12.8mm \quad (4.14)$$

Idem comme dans le cas précédent, les résultats en termes de rapport d'onde station-

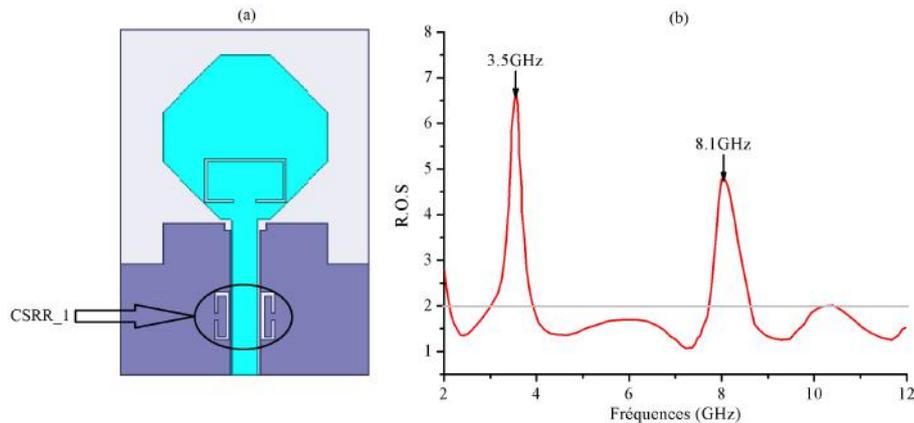


FIGURE 4.12 – Monopôle CPW Ultra Large Bande chargé avec deux CSRRs pour rejeter deux bandes de fréquences (a) : Géométrie du monopôle CPW chargé avec deux CSRRs; (b) : R.O.S Simulé du monopôle CPW avec rejection de deux bandes de fréquence (3 et 8GHz)

naire révèlent qu'il y a deux bandes rejetées sur la bande couverte par le monopôle CPW. La première bande allant de 3.02 à 3.89GHz centrée sur 3.5GHz est filtrée comme nous l'avons évoqué précédemment par la cellule imprimée sur l'élément rayonnant. La deuxième bande allant 7.3 à 8.58GHz centrée sur 8.1GHz (avec un R.O.S de 4.86) est filtrée par la cellule *CSRR\_1* imprimée sur les plans de masse. Cette bande contient bien la bande X pour les communications radio (7.9-8.4GHz). Nous pouvons conclure aussi qu'au vu de l'analyse de ces résultats, que notre antenne possède bien les caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences.

#### 4.3.2.3 Monopôle CPW à trois bandes rejetées

Dans les cas précédant, nous avons chargé notre monopôle CPW par une et deux cellules pour rejeter une bande (la Wi-Max) puis deux (la Wi-Max avec la Wi-Fi et la Wi-Max avec la bande X pour les communications radio). Dans le cas présent, nous allons utiliser les mêmes cellules avec les mêmes dimensions et les mêmes positions pour rejeter simultanément trois bandes de fréquences.

Ce monopôle a été fabriqué et caractérisé au sein du LEAT (*cf-figure 4.13*).

En termes de rapport d'onde stationnaire, l'antenne présente effectivement des

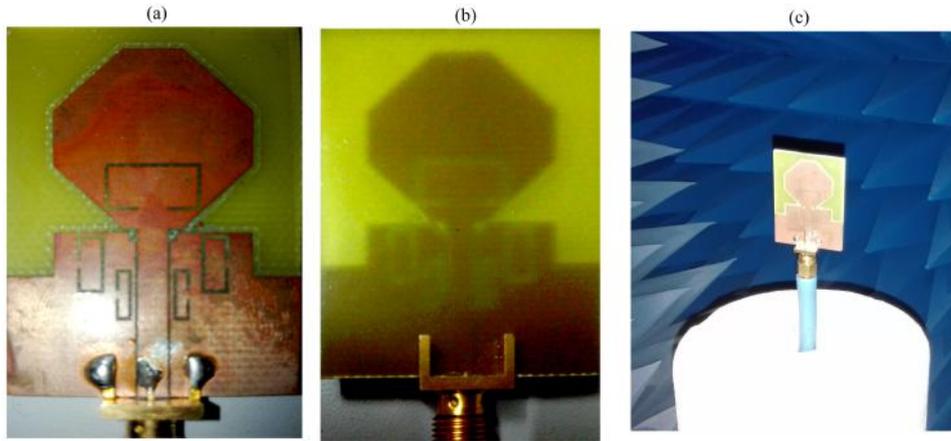


FIGURE 4.13 – Maquette du monopôle CPW avec 3 cellules CSRRs pour la rejection de trois bandes de fréquences (a) : Photo de dessus du monopôle réalisé; (b) : Photo de dessous du monopôle réalisé; (c) : Photo du monopôle lors de sa caractérisation dans une chambre anéchoïde

caractéristiques de rejection de trois bandes (*cf-figure 4.14*). Les résultats de simulation et mesure ont confirmés la rejection de bandes traitées séparément dans les sections précédentes. Cependant, on remarque quelques décalages au niveau des fréquences de coupure de chaque cellule entre la mesure et la simulation. Ces décalages sont probablement introduits par les connectiques ou par le calibrage au niveau de l'analyseur vectoriel lors de la caractérisation.

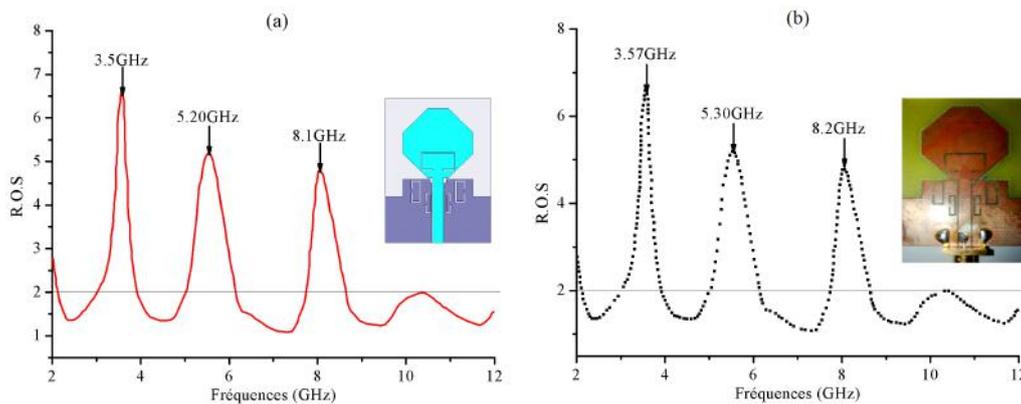


FIGURE 4.14 – Rapport d'onde stationnaire du monopôle CPW avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences (a) : R.O.S simulé du monopôle; (b) : R.O.S mesuré du monopôle

### 4.3. Étude d'une antenne ULB à trois bandes rejetées

La figure 4.15 montre les résultats du prototype proposé en termes de coefficient de réflexion. Ce coefficient mesuré à 10dB confirme également le caractère triple rejection de bandes de l'antenne.

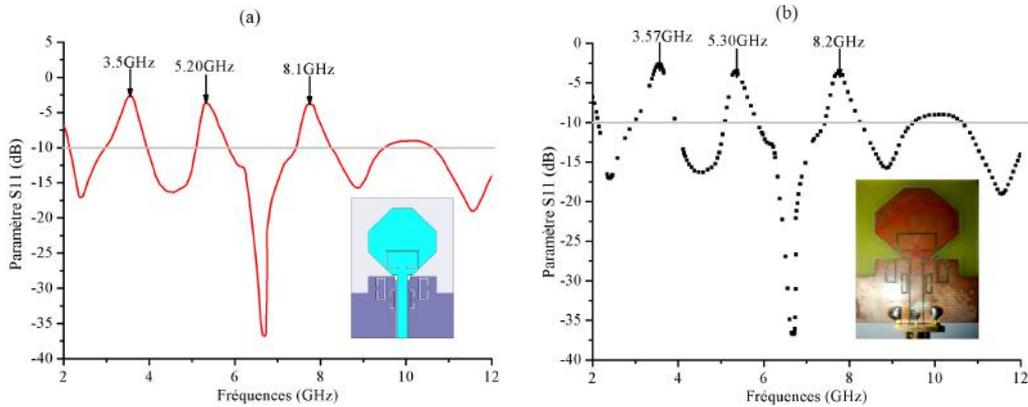


FIGURE 4.15 – Coefficient de réflexion du monopôle CPW avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences (a) : Paramètre S11 simulé du monopôle ; (b) : Paramètre S11 mesuré du monopôle

La figure 4.16 montre les résultats du prototype proposé en termes d'efficacité de rayonnement. Le prototype présente une efficacité de rayonnement (simulée et mesurée) relativement stable dans toute la bande à l'exception des trois bandes rejetées.

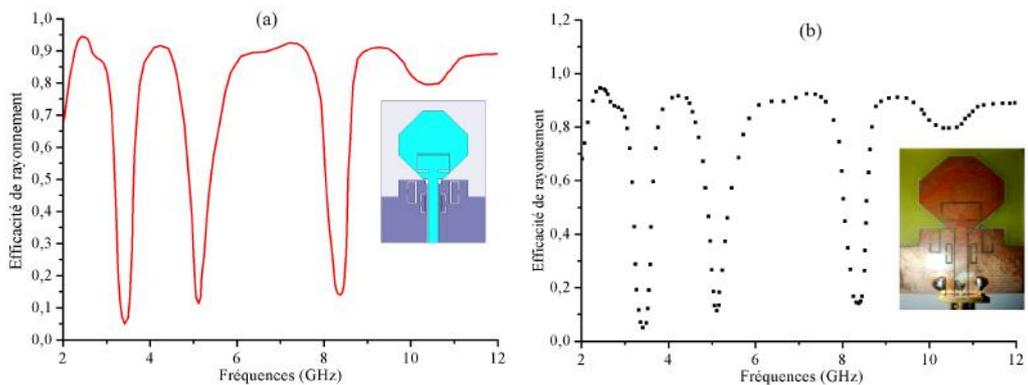


FIGURE 4.16 – Efficacité de rayonnement du monopôle CPW avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences (a) : Efficacité de rayonnement simulé du monopôle ; (b) : Efficacité de rayonnement mesuré du monopôle

La figure 4.17 montre les résultats du prototype proposé en termes de diagramme de rayonnement. Le prototype présente des diagrammes de rayonnements omnidi-

rectionnels dans le plan yz. Il y a par contre une dégradation de cette omnidirectionnalité dans les hautes fréquences (*cf-figure 4.17d*).

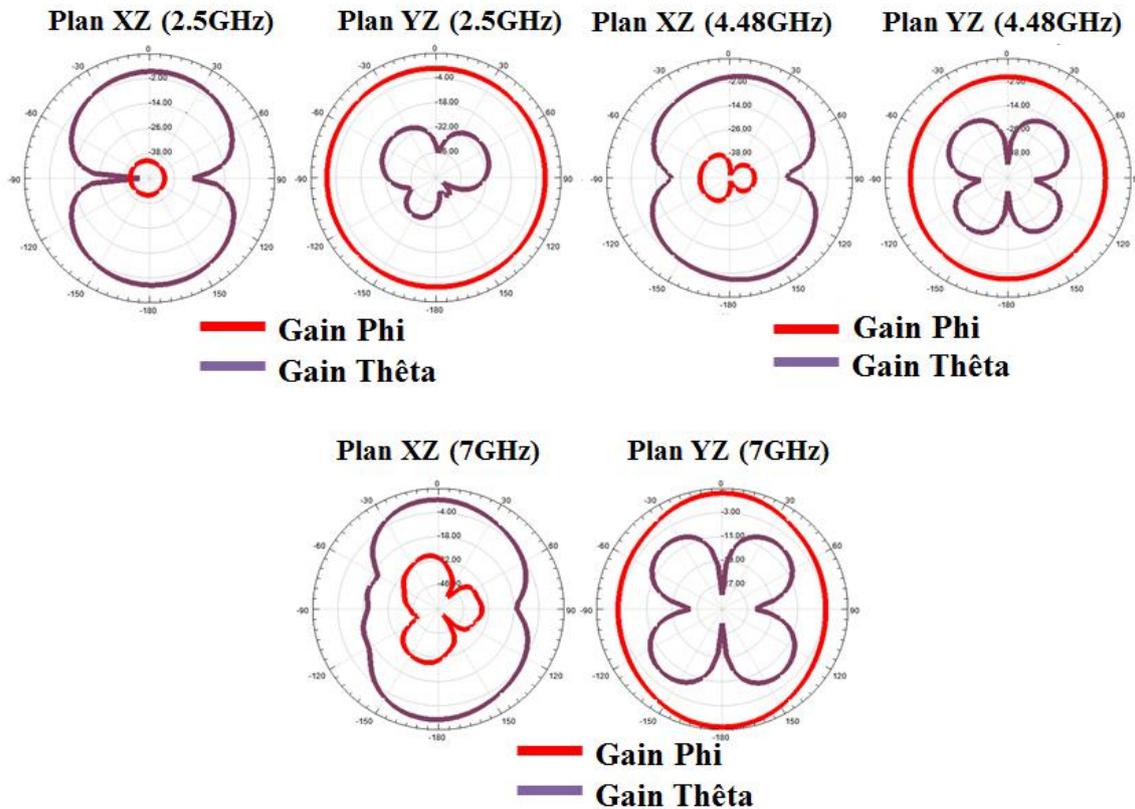


FIGURE 4.17 – Simulation des diagrammes de rayonnement de l'antenne CPW

#### 4.3.2.4 Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie une antenne ULB alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW) avec des caractéristiques de rejection d'une, de deux et de trois bandes. Ces rejections ont été obtenues par insertion de trois cellules CSRRs dont deux dans les plans de masse et une sur l'élément rayonnant. Elles sont dimensionnées pour filtrer les bandes Wi-Fi 5GHz, Wi-Max 3GHz et X pour les communications radio.

Les performances simulées et mesurées du monopôle en termes de rapport d'onde stationnaire, de coefficient de réflexion ont confirmées la compacité et le caractère triple rejection de bandes. Le monopôle présente une efficacité relativement stable

dans toute la bande à l'exception des trois bandes rejetées où le monopôle ne rayonne quasiment pas.

#### 4.3.3 Monopôle microruban à trois bandes rejetées

En utilisant la même démarche de méthodologie que pour le cas du monopôle CPW avec des bandes rejetées, nous avons intégré une par une les cellules sur le second monopôle alimenté par une ligne microruban, également conçue dans le Chapitre 3. Pour rappel, le monopôle microruban précédemment proposé couvre un spectre de fréquence ultra large bande allant de 3 à 12GHz.

##### 4.3.3.1 Monopôle microruban à une bande rejetée

Idem que dans le cas précédant, la première bande choisie pour être rejetée est la bande WiMax 3GHz. Pour faciliter notre étude, nous avons utilisé la même cellule avec les mêmes dimensions et à la même position que pour l'antenne CPW (*cf-figure 4.18*). Cela a été possible du fait que nos deux éléments rayonnants ont les mêmes dimensions et que seule les techniques d'alimentations qui diffèrent.

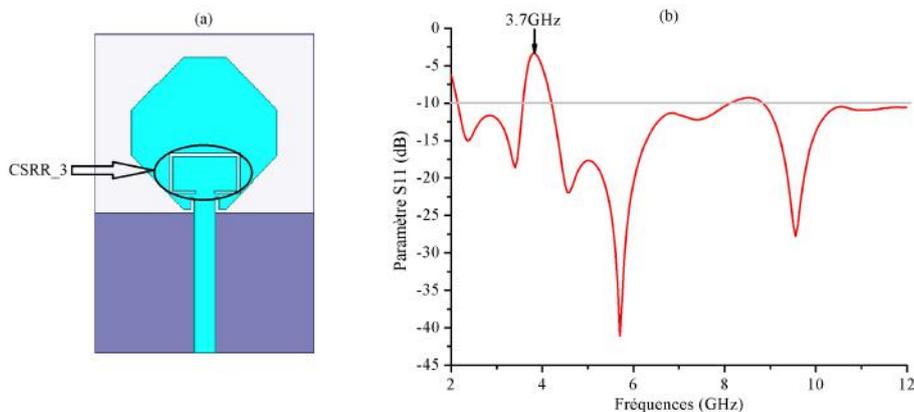


FIGURE 4.18 – Monopôle microruban Ultra Large Bande chargé avec une CSRR pour rejeter une bande de fréquence (a) : Géométrie du monopôle microruban chargé avec une CSRR ; (b) : Coefficient de réflexion simulé du monopôle microruban avec rejection d'une bande de fréquence (3GHz)

Le résultat obtenu en termes du coefficient de réflexion montre la rejection d'une bande de fréquence centrée sur 3.7GHz (avec un paramètre S11 égal à -3.27dB). Le

monopôle microruban proposé possède donc une caractéristique de rejection d'une bande allant de 3.48 à 4.11GHz. Cette bande rejetée couvre bien la bande Wi-Max (3.3-3.7GHz) malgré un décalage de 180MHz entre la fréquence basse Wi-Max et la fréquence basse de la bande rejetée.

#### 4.3.3.2 Monopôle microruban à deux bandes rejetées

En plus de la bande Wi-Max déjà rejetée dans le cas précédant, nous allons imprimer une deuxième cellule de type SRR. Cette cellule est imprimée sur le substrat et à proximité de la ligne d'alimentation microruban. La cellule est dupliquée et de part et d'autre de la ligne d'alimentation pour améliorer le niveau de rejection.

##### a. premier cas : Bandes 3 et 5GHz

Rappelons que la cellule SRR pour la rejection de la bande 5GHz a la même taille que la CSRR utilisée dans le cas de l'antenne CPW pour rejeter la même bande. La figure 4.19 ci-dessous montre les résultats de simulation en termes de coefficient de réflexion.

$$L_{SRR_2} = 2a_2 + 2b_2 - G_2 = 2(3 + 6) - 0.8 = 17.2mm \quad (4.15)$$

Les résultats en termes du coefficient de réflexion révèlent qu'il y a deux bandes rejetées sur la bande couverte par le monopôle microruban. La première bande allant de 3.35 à 4.05GHz centrée sur 3.6GHz est filtrée comme nous l'avons évoqué précédemment par la cellule imprimée sur l'élément rayonnant. On remarque un léger décalage (100MHz environ) entre cette bande et celle filtrée dans la sous-section 4.3.3.1 avec la même cellule. La deuxième bande allant 4.97 à 6.32 centrée sur 5.30GHz (avec un paramètre S11 de -2.94) est quant à elle filtrée par la cellule *SRR\_2* imprimée sur le substrat à proximité de la ligne microruban. Cette bande contient bien la bande Wi-Fi (5.15-5.85GHz).

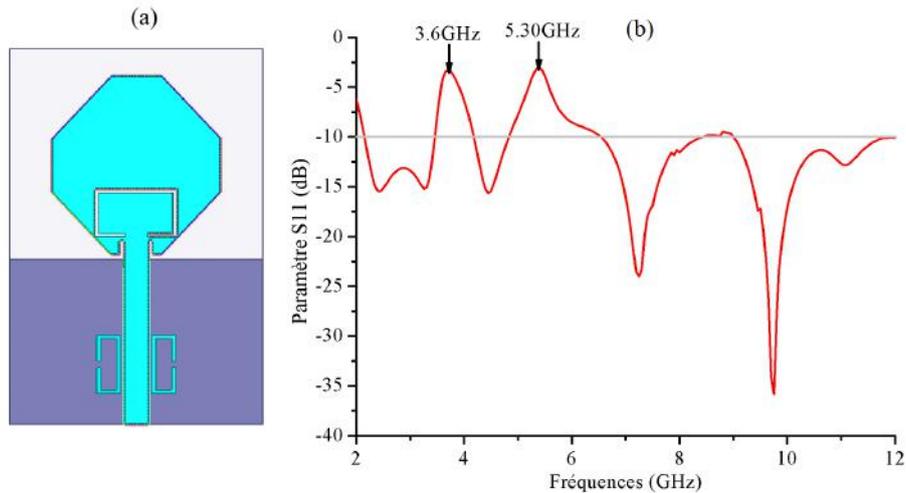


FIGURE 4.19 – Monopôle microruban Ultra Large Bande chargé avec deux cellules (SRR et CSRR) pour rejeter deux bandes de fréquences (a) : Géométrie du monopôle microruban chargé avec deux cellules (SRR et CSRR); (b) : Coefficient de réflexion Simulé du monopôle microruban avec rejection de deux bandes de fréquence (3 et 5GHz)

#### b. Deuxième cas : Bandes 3 et 8GHz

Nous avons utilisé une deuxième cellule de type SRR qui a la même taille que la *CSRR\_1* utilisée pour rejeter la bande 8GHz.

$$L_{SRR_1} = 2a_1 + 2b_1 - G_1 = 2(2 + 4.8) - 0.8 = 12.8mm \quad (4.16)$$

Idem comme dans le cas 4.3.3.2.a précédant, les résultats en termes du coefficient de réflexion révèlent qu'il y a deux bandes rejetées sur la bande couverte par l'antenne microruban proposée. La première bande allant de 3.35 à 4.05GHz centrée sur 3.6GHz est filtrée comme nous l'avons évoqué précédemment par la cellule imprimée sur l'élément rayonnant. La deuxième bande allant 7.14 à 8.1GHz centrée sur 7.71GHz (avec un paramètre S11 de -3.11dB) est filtrée par la cellule *SRR\_1* imprimée sur le substrat et à proximité de la ligne microruban. Cette bande contient la bande X pour les communications radio (7.9-8.4GHz) malgré un léger décalage entre les fréquences haute de deux bandes.

Au vu de l'analyse de ces résultats, nous pouvons dire que notre antenne possède bien les caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences.

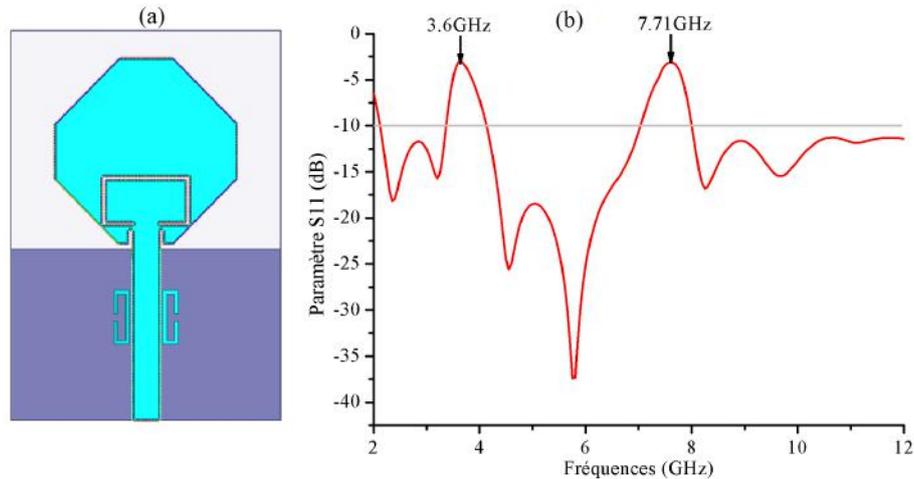


FIGURE 4.20 – Monopôle microruban Ultra Large Bande chargé avec deux cellules (SRR et CSRR) pour rejeter deux bandes de fréquences (a) : Géométrie du monopôle microruban chargé avec deux SRRs ; (b) : Coefficient de réflexion Simulé du monopôle microruban avec rejection de deux bandes de fréquence (3 et 8GHz)

#### 4.3.2.3 Monopôle microruban à trois bandes rejetées

Dans le cas des antennes à une et deux bandes rejetées, nous avons chargé le monopôle par une et deux cellules pour rejeter une puis deux bandes. Dans le cas présent, nous allons utiliser les mêmes cellules avec les mêmes dimensions et les mêmes positions pour rejeter simultanément trois bandes de fréquences.

Ce monopôle a été également fabriqué et caractérisé au sein du Laboratoire d'Électronique Antennes et Télécommunication (LEAT) (*cf-figure 4.21*).

En termes du coefficient de réflexion, l'antenne présente effectivement des caractéristique de rejection de bandes comme nous pouvons le constaté dans la figure 4.22 ci-dessous. Les résultats de simulation et mesure ont confirmés la rejection de bandes traitée séparément dans les sections précédentes. Cependant, les mêmes décalages, c'est à dire entre les fréquences de coupure de chaque cellule (mesure et simulation) que dans le cas du monopôle CPW à trois bandes rejetées sont également observés. Ces décalages ne perturbent en rien le caractère triple rejection de bande du monopôle proposé.

La figure 4.23 montre les résultats (simulation et mesure) du prototype proposé

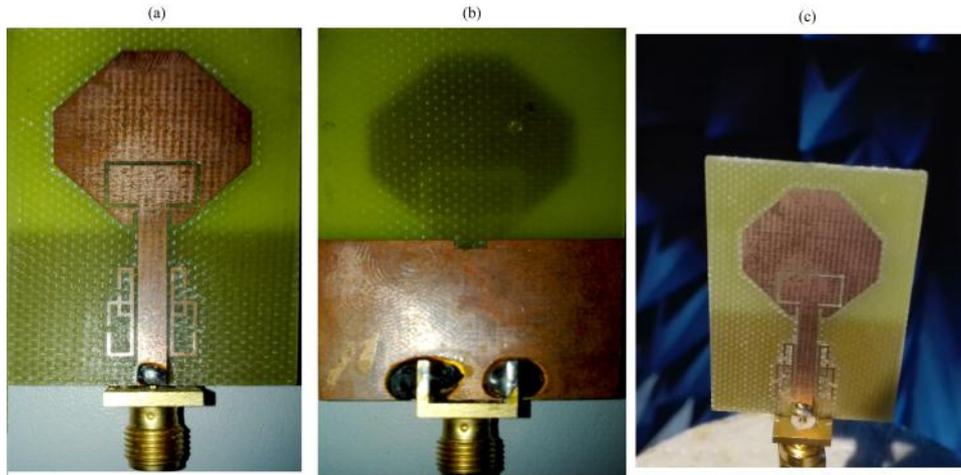


FIGURE 4.21 – Maquette du monopôle microruban avec 3 cellules méta-matériaux pour la rejection de trois bandes de fréquences (a) : Photo de dessus du monopôle réalisé; (b) : Photo de dessous du monopôle réalisé; (c) : Photo du monopôle lors de sa caractérisation dans une chambre anéchoïde

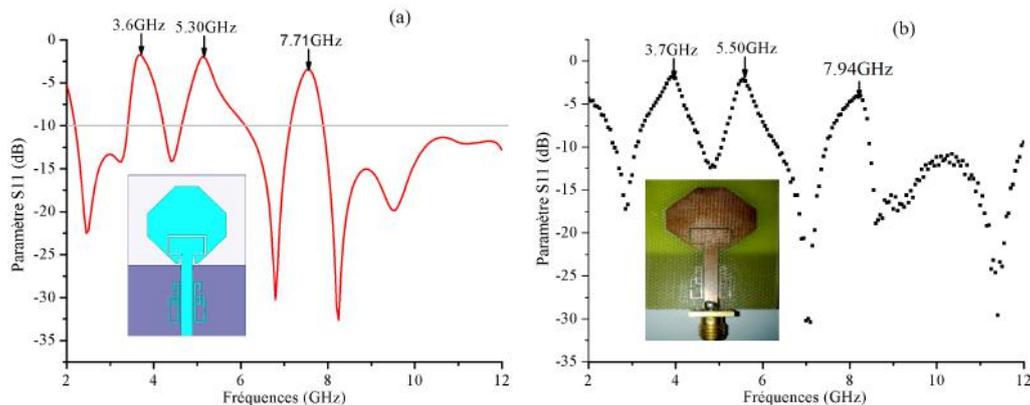


FIGURE 4.22 – Paramètre S11 du monopôle microruban avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences (a) : Paramètre S11 simulé du monopôle; (b) : Paramètre S11 mesuré du monopôle

en termes d'efficacité de rayonnement. Elle confirme le caractère ultra large bande avec triple rejection du monopôle microruban proposé. L'observation des Peak du gain (*cf-figure 4.24*) au niveau de chaque fréquence du spectre couvert par le prototype proposé montre également que l'antenne possède des caractéristiques de rejection de bande de fréquences.

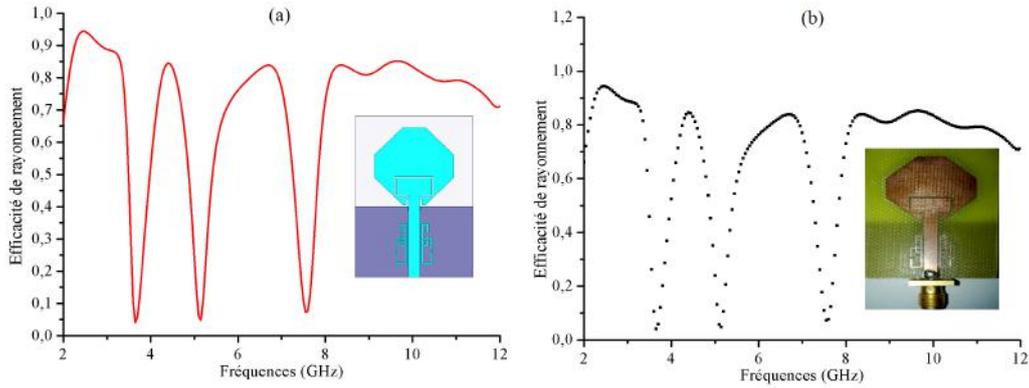


FIGURE 4.23 – Efficacité de rayonnement du monopôle microruban avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences (a) : Efficacité de rayonnement simulé du monopôle ; (b) : Efficacité de rayonnement mesuré du monopôle

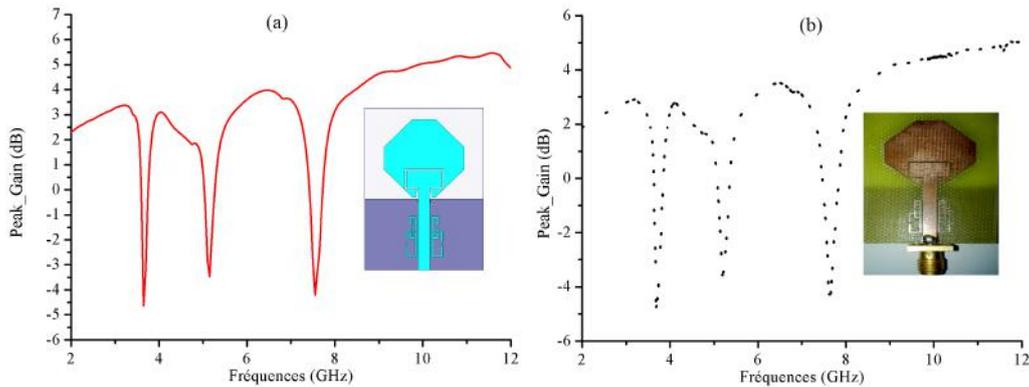


FIGURE 4.24 – Peak Gain du monopôle microruban avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences (a) : Peak Gain simulé du monopôle ; (b) : Peak Gain mesuré du monopôle

#### 4.3.2.4 Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie un monopôle ULB alimenté par une ligne microruban avec des caractéristiques de rejection d'une, de deux et de trois bandes. Ces rejections ont été obtenues par insertion de trois cellules méta-matériaux imprimées successivement sur l'élément rayonnant et sur le substrat. Elles sont dimensionnées pour filtrer les bandes Wi-Fi 5GHz, Wi-Max 3GHz et X pour les communications radio.

Les performances simulées et mesurées du monopôle en termes de rapport d'onde

stationnaire, de coefficient de réflexion ont confirmées la compacité et le caractère triple rejection de bandes. Le monopôle présente une efficacité et gain relativement stable dans toute la bande à l'exception des trois bandes rejetées où le monopôle ne rayonne pas.

#### 4.3.4 Antenne papillon à trois bandes rejetées

Dans cette partie, nous proposons l'étude d'une antenne papillon ULB avec des caractéristiques de rejection de trois bandes de fréquences. Comme nous l'avions évoqué dans le Chapitre 2, l'antenne papillon (*cf-figure 4.25a*) peut être considérée comme une version planaire de l'antenne biconique, pour lesquels les courants de surface sont concentrés principalement sur les bords [13].

Depuis de nombreuses années, l'antenne papillon ULB est utilisée dans les réseaux planaires pour des tests de vols d'avions ainsi que pour des systèmes de mesure radio UHF. Cependant, malgré sa large utilisation, la description de son comportement et de son dimensionnement est très peu détaillée dans la littérature.

Ainsi, C. A. Balanis et Z. N. Chen ont proposé respectivement dans [13, 14] des formules pouvant calculer les dimensions des structures très proches de l'antenne papillon. Malheureusement, ces formules ne donnent pas dans tous les cas des résultats concordant.

Tenant compte de ce qui précède, et en se référant sur le travail expérimental de G. H. Brown [15] et de [16] sur les antennes de structure triangulaire, nous avons utilisé la formule de l'équation 4.17 tout en considérant que l'angle d'évasion des triangles (*cf-figure 4.25*) est compris entre 110 et 140° et que la première résonance est autours de 3GHz comme pour les autres antennes conçues dans cette thèse.

$$H = \frac{100}{360}\lambda = 30.5mm \quad (4.17)$$

Le prototype proposé (antenne papillon) est donc constitué de deux triangles (caractérisés par leurs hauteur  $H$  et de leurs angle d'évasion  $\alpha$ ) symétriques par rapport au point d'alimentation. Ils (les triangles) sont imprimés sur le même substrat (FR4) déjà utilisé pour la conception des monopôles ULB.

Pour que notre antenne puisse avoir le caractère de rejection de bandes de fréquences,

### 4.3. Étude d'une antenne ULB à trois bandes rejetées

nous avons imprimés les mêmes cellules de type CSRR sur les éléments rayonnants. Étant donné que les triangles sont symétriques et équipotentiels par rapport au point d'alimentation, les cellules CSRRs doivent en être symétriques également pour assurer le même potentiel de part et d'autre du dipôle. Cela permet également d'avoir un bon niveau de rejection.

La figure 4.25 suivante montre la géométrie de l'antenne avec et sans les résonateurs CSRR

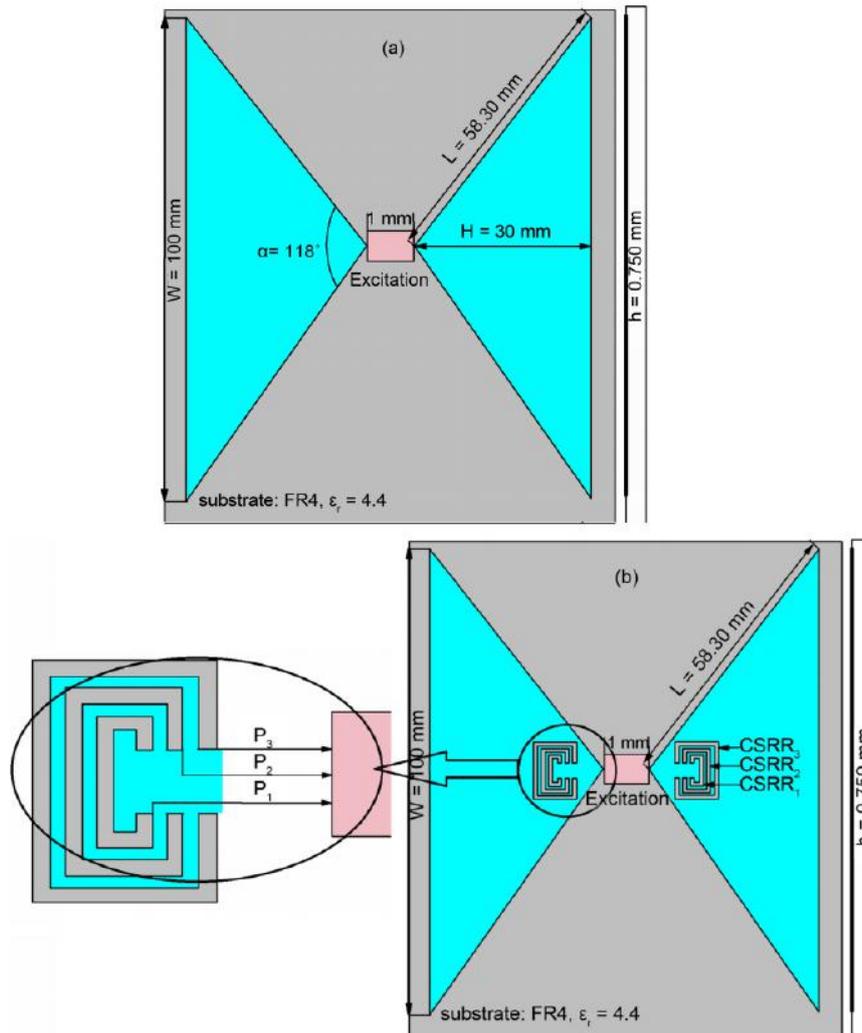


FIGURE 4.25 – Géométrie de l'antenne papillon avec et sans cellules méta-matériaux [17]  
(a) : Antenne sans CSRR; (b) : Antenne avec CSRRs

Les résultats de simulation sur ANSYS-EM en termes de rapport d'onde stationnaire pour le design de la figure 4.25a montrent le caractère ultra large bande

du prototype. En effet, l'antenne sans CSRR proposée couvre entièrement la bande FCC (3.1-10.6GHz) pour les communications sans fil.

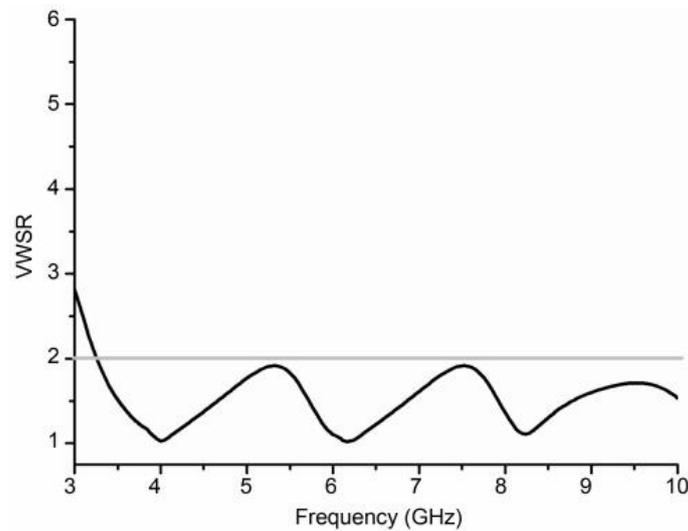


FIGURE 4.26 – VWSR simulé de l'antenne papillon sans CSRR [17]

#### 4.3.4.1 Antenne papillon à une bande rejetée

Dans cette partie, nous avons imprimé la cellule *CSRR\_1* sur l'antenne. Elle (la cellule) est dupliquée sur les deux triangles pour assurer d'abord une symétrie (équipotentialité) entre les triangles, puis une amélioration du niveau de la bande rejetée.

Dans sa description de l'antenne papillon [13] montre que les courants sont concentrés principalement sur les bords des éléments rayonnants. Cela nous explique que plus la cellule est proche du point d'alimentation, plus il y a un meilleur couplage favorisant ainsi une bonne rejection la bande sollicitée (*cf-figure 4.25b*).

La figure 4.27 montre une étude paramétrique sur l'influence de la position P1 de *CSRR\_1* par rapport au point d'alimentation.

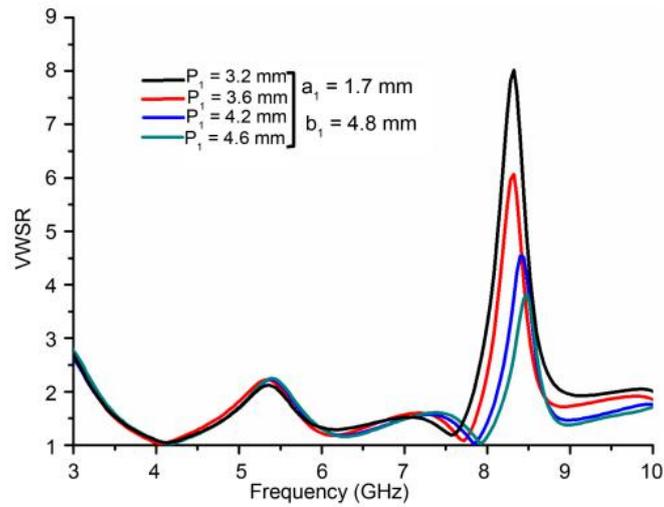


FIGURE 4.27 – VWSR simulé de l'antenne papillon avec *CSRR*<sub>1</sub> : influence de la position de la cellule par rapport au niveau de rejection [17]

On remarque d'après cette étude paramétrique, que la position optimale de la cellule méta-matériau est celle où  $P_1=3.2$ mm (R.O.S=8 à 8.3GHz). Notons qu'au départ, *CSRR*<sub>1</sub> a été dimensionnée avec une largeur  $a_1=1.7$ mm.

La figure 4.28 suivante montre une étude paramétrique sur l'optimisation de la cellule en agissant sur la largeur  $a_1$  de *CSRR*<sub>1</sub> pour qu'elle rejette la bande de service de l'IUT sollicitée (8.025–8.4GHz) centrée à 8.1GHz.

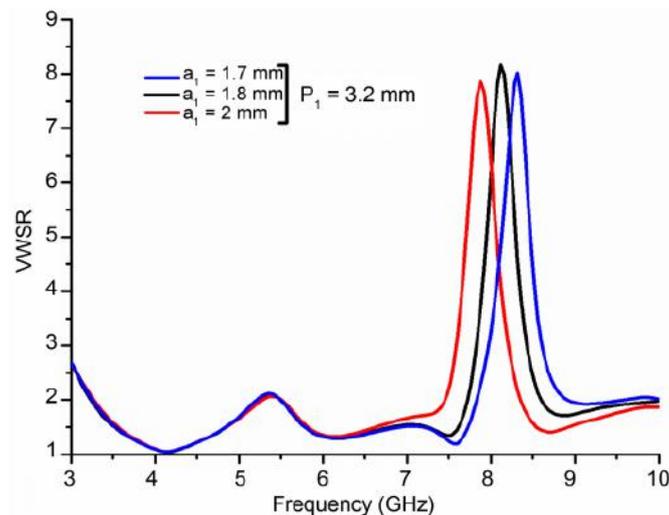


FIGURE 4.28 – VWSR simulé de l'antenne papillon avec *CSRR*<sub>1</sub> : influence de la taille de la cellule [17]

## 4.3.4.2 Antenne papillon à deux bandes rejetées

Dans cette partie, nous allons en plus de la cellule *CSRR\_1* déjà imprimée sur le prototype, imprimé *CSRR\_2* pour rejeter deux bandes de fréquences.

*CSRR\_1* et *CSRR\_2* sont imbriquées l'une dans l'autre pour deux raisons : la première est que nous voulons les rapprochées toutes les deux du point d'alimentation afin d'avoir un bon niveau de rejection sur les deux bandes ; la deuxième est que la taille de *CSRR\_2* est plus grande que celle de *CSRR\_1*, donc une imbrication des cellules nous permet moins d'encombrement sur les structures rayonnantes.

La figure 4.29 montre une étude paramétrique sur l'influence des positions P1 de *CSRR\_1* et P2 de *CSRR\_2* pour une meilleur optimisation du niveau de rejection des bandes.

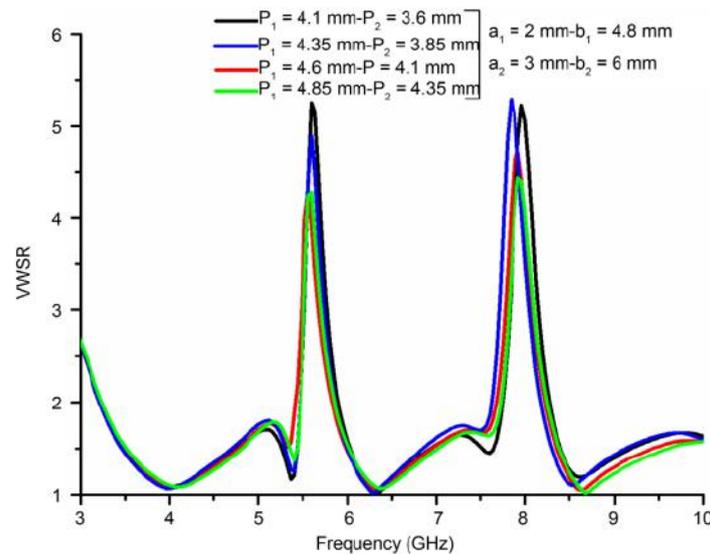


FIGURE 4.29 – VWSR simulé de l'antenne papillon avec *CSRR\_1* et *CSRR\_2* : influence de la position des cellules [17]

Aux termes de cette étude, nous pouvons affirmer que les positions optimales des cellules sont les positions qui les rapproches plus du point d'alimentation (P1=4.1mm et P2=3.6mm) avec pratiquement VWSR=5.20 dans les deux bandes rejetées (8.025–8.4GHz) centrée à 8.1GHz et (5.15–5.85GHz) centrée à 5.6GHz.

Les figures 4.30 et 4.31 montrent respectivement le paramètre d'adaptation S11, l'efficacité de rayonnement et le Peak Gain de l'antenne papillon avec *CSRR\_1* et

*CSRR\_2*.

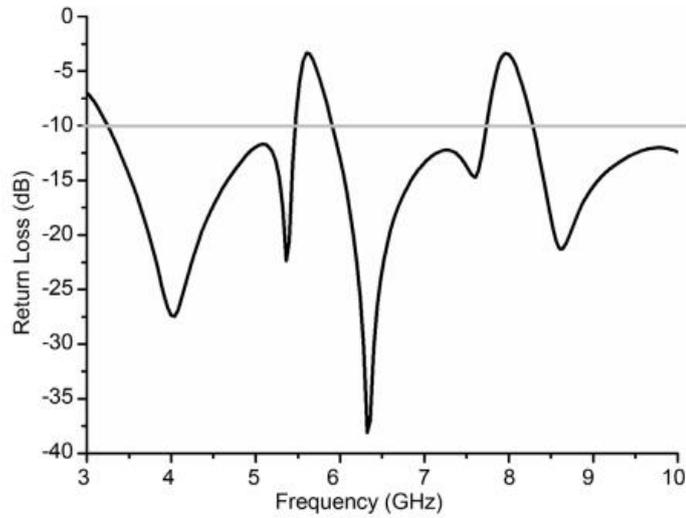


FIGURE 4.30 – Return Loss simulé de l'antenne papillon avec les caractéristiques de rejection de deux bandes : positions optimales ( $P1=4.1\text{mm}$ - $P2=3.6\text{mm}$ ) des *CSRR\_1* et *CSRR\_2* [17]

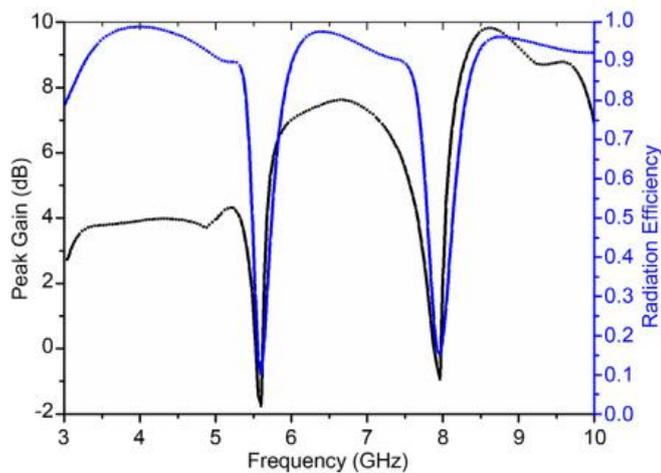


FIGURE 4.31 – Efficacité de rayonnement et Peak Gain simulé de l'antenne papillon avec les caractéristiques de rejection de deux bandes [17]

On remarque bien le caractère double rejection de bande de l'antenne papillon qui est efficace sur toute la bande de l'étude sauf dans les deux bandes rejetées.

#### 4.3.4.3 Antenne papillon à trois bandes rejetées

Les deux parties précédentes ont montré respectivement le caractère une et double rejection de bande de l'antenne papillon ultra large bande proposée. Dans cette partie, nous allons en plus des deux cellules  $CSRR_1$  et  $CSRR_2$  imprimée une dernière cellule  $CSRR_3$  ( $a_3=4\text{mm}$  et  $b_3=7.25\text{mm}$ ) de la même manière que les précédentes.

Seulement dans ce cas, Les deux premières cellules seront éloignées en occupant les positions  $P1=4.6\text{mm}$ - $P2=4.1\text{mm}$  laissant ainsi la troisième cellule à la position  $P3=3.6\text{mm}$  (*cf-figure 4.25.b*).

Les figures 4.32 et 4.33 montrent respectivement les résultats de simulation en termes de rapport d'onde stationnaire et coefficient de réflexion de l'antenne papillon avec trois CSRRs.

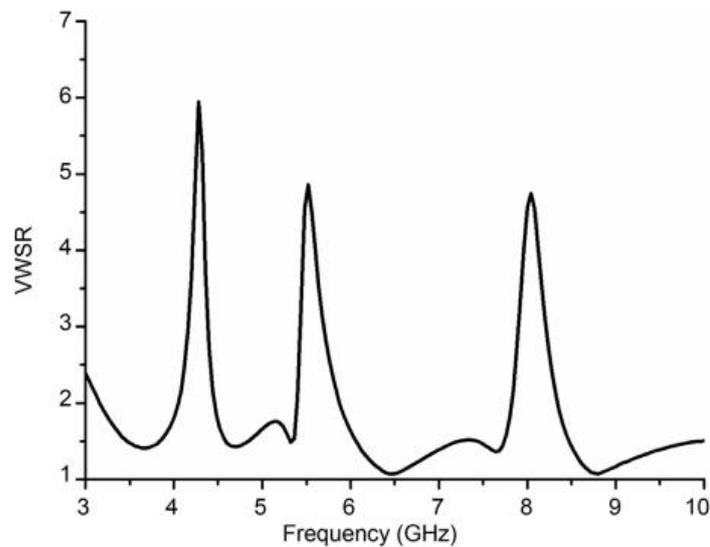


FIGURE 4.32 – VWSR simulé de l'antenne papillon avec  $CSRR_1$ ,  $CSRR_2$  et  $CSRR_3$  : influence de la position des cellules [17]

Aux termes des résultats de simulation, on peut conclure que le dispositif proposé possède bien un caractère triple rejection de bandes. En effet, les bandes (8.025–8.4GHz) centrée à 8.1GHz, (5.15–5.85GHz) centrée à 5.6GHz et (4.10–4.47GHz) centrée à 4.32GHz sont successivement rejetées par les cellules méta-matériaux  $CSRR_1$ ,  $CSRR_2$  et  $CSRR_3$ .

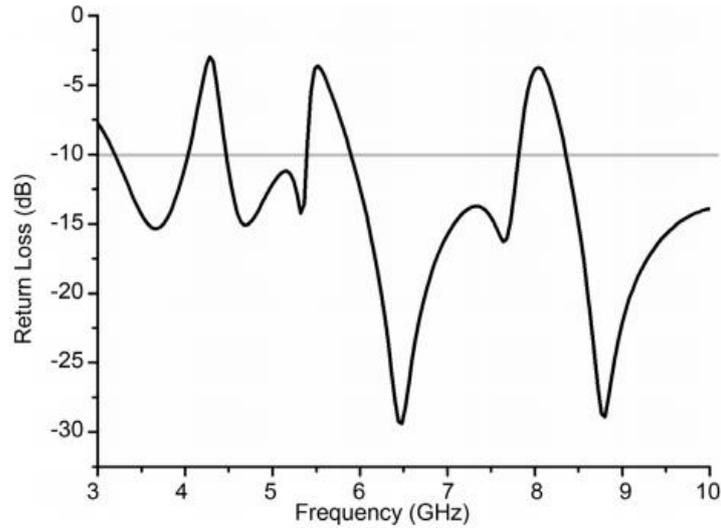


FIGURE 4.33 – Return Loss simulé de l'antenne papillon avec les caractéristiques de rejection de trois bandes : positions optimales (P1=4.6mm-P2=4.1mm-P3=3.6mm) des *CSRR\_1*, *CSRR\_2* et *CSRR\_3* [17]

Il est également important de noter qu'il y a uniquement cette position qui permet de rejeter simultanément les trois bandes. En effet, d'autres positions impliquent que *CSRR\_1* sera encore plus éloignée du point d'alimentation, ceci dégradera le niveau de rejection de la cellule.

L'antenne proposée présente une efficacité et un gain relativement stable sur toute la bande de l'étude à l'exception des trois bandes rejetées.

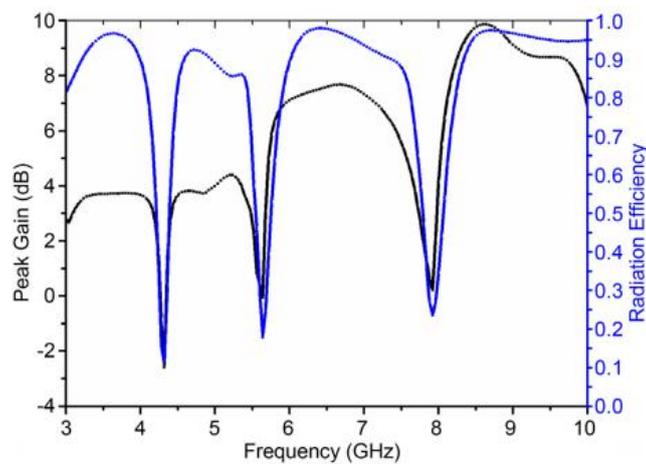


FIGURE 4.34 – Efficacité de rayonnement et Peak Gain simulé de l'antenne papillon avec les caractéristiques de rejection de trois bandes [17]

### 4.3. Étude d'une antenne ULB à trois bandes rejetées

La figure 4.35 montre les résultats du prototype proposé en termes de diagrammes de rayonnement. Le prototype présente des diagrammes omnidirectionnels dans le plan yz.

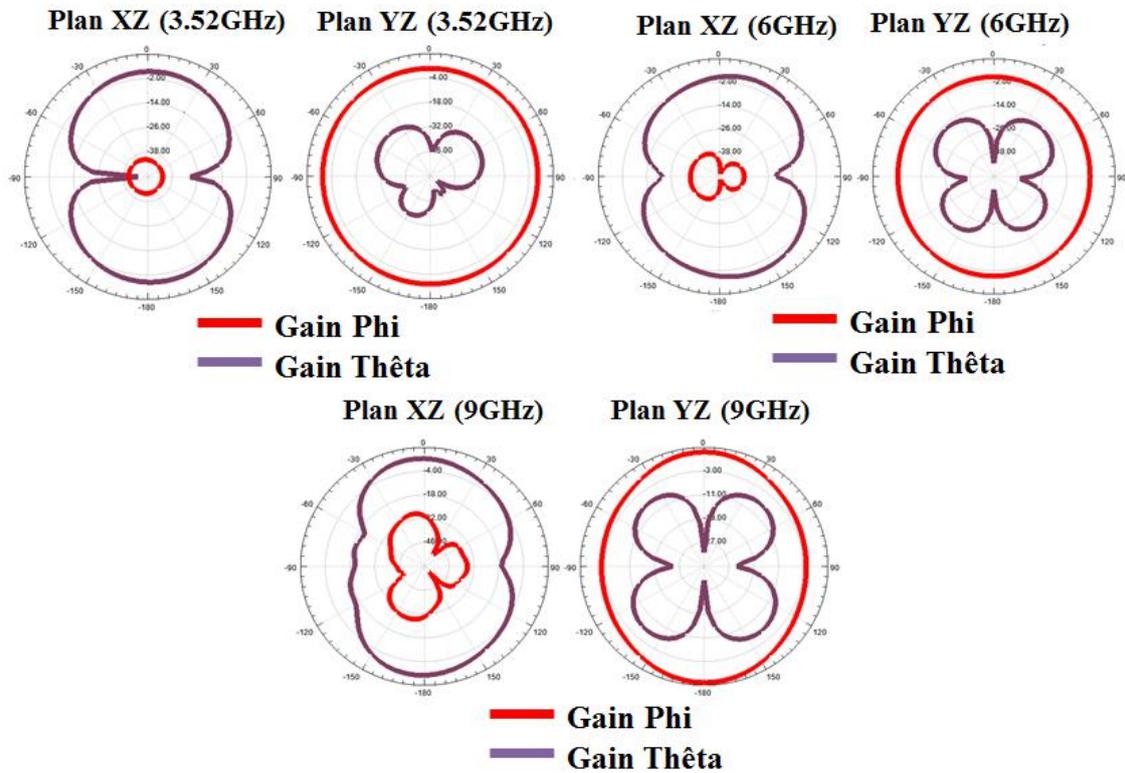


FIGURE 4.35 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne papillon à trois bandes rejetées [17]

#### 4.3.4.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté une antenne papillon chargée avec trois cellules méta-matériaux de type CSRRs. L'antenne proposée couvre entièrement la bande FCC (3.1-10.6GHz) pour les communications sans fil avec des caractéristiques de rejection des bandes (8.025-8.4GHz), (5.15-5.85GHz) et (4.10-4.47GHz). Les deux premières bandes représentent respectivement la bande de service de l'IUT et la bande Wi-Fi 5GHz.

Les performances simulées de l'antenne en termes de rapport d'onde stationnaire, de coefficient de réflexion ont confirmées la compacité et le caractère triple rejection de

bandes. Elle présente une efficacité et gain relativement stable dans toute la bande à l'exception des trois bandes rejetées où l'antenne ne rayonne quasiment pas.

## 4.4 Conclusion

Ce chapitre a essentiellement traité la question de la coexistence des antennes ULB avec trois antennes bande étroite existantes. En effet, le caractère bande rejetée a été obtenu en imprimant des cellules méta-matériaux à perméabilité négative de type SRR et CSRR soit sur l'élément rayonnant, soit sur le plan de masse ou soit sur le substrat.

Ainsi, nous avons rejeté les bandes Wi-Fi 5GHz, Wi-Max 3GHz et la bande X pour les communications radio de la bande FCC couverte par les monopôles proposé dans le chapitre 3. Les résultats des performances simulées et mesurées montrent effectivement le caractère ultra large bande et à bande rejeté de antennes proposées.

Sur le dernier prototype proposé (antenne papillon), nous avons pu rejeter simultanément les bandes Wi-Fi 5GHz, la bande de service de l'IUT 8GHz, et une troisième bande allant de (4.10-4.47GHz). Les résultats des performances simulées montrent également le caractère ultra large bande et à bande rejeté de antennes proposées.

# Bibliographie

- [1] V. G. Veselago (1968) The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Epsilon and Mu. *Soviet Physics Uspekhi*. Vol. 10, pp. 509–514.
- [2] E. Lheurette (2009) Métamatériaux à indice négatif de réfraction : des micro-ondes aux fréquences térahertz, *HDR, Université de Lille 1*. Juin 2009.
- [3] L. Sylvain (2011) Étude théorique de métamatériaux formés de particules diélectriques résonantes dans la gamme submillimétrique : magnétisme artificiel et indice de réfraction négatif. *Thèse de l'Université de Bordeaux*. Novembre 2011.
- [4] L. Hicham (2014) Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennes reconfigurables chargés par des résonateurs Métamatériaux sublongueurs d'onde. *Thèse de l'INSA de Rennes*. Soutenue publiquement le 14.04.2014.
- [5] P. Mélusine (2011) Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature. *thèse de l'Université de Toulouse*, Novembre 2011.
- [6] P. B. Johnson and R. W. Christy (1972) Optical Constants of the Noble Metals. *Physical Review B*. Vol. 6, pp. 4370.
- [7] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart (1999) Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. Vol. 47, pp. 2075–2084.
- [8] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart (1998) Low frequency plasmons in thin wire structures. *Journal of Physics : Condensed Matter*. no. 10, pp. 4785–4809.

- [9] D. R. Smith and S. Schultz (2002) Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients. *Physical Review B*. Vol. 65, pp. 1–5.
- [10] D. R. Smith, D. Vier, N. Kroll, and S. Schultz (2000) Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial. *Applied Physics Letters*. Vol. 77, p. 2246.
- [11] D. R. Smith and N. Kroll (2000) Negative refractive index in left-handed materials. *Physical Review Letters*. Vol. 85, pp. 2933–2936.
- [12] L. Wang-Sang, K. Dong-Zo, K. Ki-Jin and Y. Jong-Won (2006) Wideband Planar Monopole Antennas with Dual Band-Notched Characteristics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol 54, pp. 2800–2806.
- [13] C. A. Balanis (2005) *Antenna Theory : Analysis and Design, third edition* John Wiley Sons, Hoboken, New Jersey, Etats-Unis.
- [14] Z. N. Chen (2000) Impedance Characteristics of Trapezoidal Planar monopole Antenna. *Microwave and Optical Technology letters*. Vol 27, pp. 120-122.
- [15] G. H. Brown and O. M. Woodward (1952) Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas. *RCA review*. pp.425-452.
- [16] F. Nicolas (2006) Conception et caractérisation d’antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions Thèse de l’Université Nice-Sphia Antipolis soutenue publiquement le 16 février 2006.
- [17] A. Chaibo, A. Ngom, M.Y. Khayal, K. Talla and A.C. Beye (2016) A Novel Bow-Tie Antenna with Triple Band-Notched Characteristics for UWB Applications. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*. Vol 8, pp. 271-282

# Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse s'inscrivent dans le domaine de la conception et de la caractérisation d'antennes ultra large bande à bandes rejetées.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques des antennes "*classiques*". Nous avons montré que ces caractéristiques sont classées en trois grandes familles et décrivent essentiellement les performances d'une antenne. Également dans la même partie, nous avons décrit les principaux avantages et inconvénients des systèmes ULB (grande capacité de transmission, faible consommation d'énergie, simplicité de mise en œuvre...). Cette description nous a permis de montrer les atouts que présente cette technologie comparativement aux systèmes bande étroite. Aux termes de ce chapitre, nous avons présenté également quelques applications qui font appelle à la technologie ULB. Les applications radar, les applications liées aux communications sans... sont présentées. En dernière partie, nous avons présenté les réglementations des émissions des signaux ULB dans le monde et la normalisation de la technologie ultra large bande.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des diverses antennes qui présentent des caractéristiques d'adaptation sur une bande de fréquences très large, des techniques de d'élargissement des bandes passantes des antennes, ainsi que des antennes à bandes de fréquences rejetées. Ce chapitre n'a pu être que restrictif vu l'immense intérêt que suscite aujourd'hui la conception d'antennes pour les systèmes ULB et le nombre d'articles qui proposent des nouveaux dispositifs. La présentation

---

de l'état de l'art sur les antennes ULB va nous permettre d'aborder la conception et la caractérisation de nouvelles antennes de ce type et répondre aux challenges relatifs à la question de la coexistence de ces antennes avec les antennes bande étroite.

Le troisième chapitre a présenté l'étude et la conception de trois nouvelles antennes. Dans un premier temps, nous avons étudié une antenne à fente circulaire. Différentes configurations ont été ensuite appliquées à cette structure pour exciter simultanément deux modes (paire et impaire). Cette excitation nous a permis d'avoir selon trois configurations une antenne bi-bande qui rayonne respectivement à 1.83 et 4.3GHz, à 1.83 et 3.48GHz et à 1.83 et 2.49GHz. Une quatrième configuration nous a permis d'avoir une antenne large bande avec 43% de largeur de bande mesurée à -10dB. Cette étude très importante dans la conception et la réalisation des antennes nous a permis de maîtriser les techniques d'élargissement des bandes passantes des antennes, de rallongement des courants électriques et d'élargissement de la bande passante.

Nous avons ensuite présenté la conception et la fabrication de deux monopôles ULB, l'un alimenté par une ligne microruban et l'autre par un guide d'onde coplanaire (CPW). Ce dernier couvre un spectre de fréquence allant de 2.36-12GHz (mesurée à -10dB). Cette adaptation en fréquence est obtenue grâce à deux couples d'encoches optimisés, rectangulaires et symétriques placés sur les plans de masse. Globalement, l'antenne présente des performances stables en termes d'efficacité de rayonnement et de gain et de diagramme de rayonnement. Le monopôle ULB alimenté par une ligne microruban a fait l'objet d'une simulation et d'une caractérisation suite à sa fabrication au Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunication (LEAT). Les résultats mesurés et simulés confirment le caractère ULB du prototype proposée. Il couvre en effet un spectre de fréquence allant de 3-12GHz (mesuré à -10dB). Cette adaptation en fréquence est obtenue grâce à deux couples d'encoches optimisés, rectangulaires placées sur l'élément rayonnant et le plan de masse. L'antenne présente également des performances stables en termes d'efficacité de rayonnement et de gain.

Dans le quatrième chapitre, nous avons essentiellement traité la question de la coexistence des antennes ULB avec trois antennes bande étroite existantes. Le premier

---

prototype proposé est une antenne ULB alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW) avec des caractéristiques de rejection d'une, de deux et de trois bandes. Ces rejections ont été obtenues par insertion de trois cellules CSRRs dont deux dans les plans de masse et une sur l'élément rayonnant. Elles sont dimensionnées pour filtrer les bandes Wi-Fi 5GHz, Wi-Max 3GHz et la bande X pour les communications radio. Les performances simulées et mesurées du monopôle en termes de rapport d'onde stationnaire, de coefficient de réflexion ont confirmées la compacité et le caractère triple rejection de bandes. Le monopôle présente une efficacité relativement stable dans toute la bande à l'exception des trois bandes rejetées où le monopôle ne rayonne quasiment pas.

La deuxième structure proposée est un monopôle ULB alimenté par une ligne micro-ruban avec des caractéristiques de rejection d'une, de deux et de trois bandes. Ces rejections ont été obtenues par insertion de trois cellules méta-matériaux imprimées successivement sur l'élément rayonnant et sur le substrat. Elles sont dimensionnées pour filtrer les bandes Wi-Fi 5GHz, Wi-Max 3GHz et la bande X pour les communications radio. Les performances simulées et mesurées du monopôle en termes de rapport d'onde stationnaire, de coefficient de réflexion ont confirmées la compacité et le caractère triple rejection de bandes. Le monopôle présente une efficacité et gain relativement stable dans toute la bande à l'exception des trois bandes rejetées où le monopôle ne rayonne pas.

Le troisième dispositif proposé est une antenne papillon chargée avec trois cellules méta-matériaux de type CSRRs. L'antenne proposée couvre entièrement la bande FCC (3.1-10.6GHz) pour les communications sans fil avec des caractéristiques de rejection des bandes (8.025-8.4GHz), (5.15-5.85GHz) et (4.10-4.47GHz). Les deux premières bandes représentent respectivement la bande de service de l'IUT et la bande Wi-Fi 5GHz. Les performances simulées de l'antenne en termes de rapport d'onde stationnaire, de coefficient de réflexion ont confirmées la compacité et le caractère triple rejection de bandes. Elle présente globalement une efficacité, un gain et un diagramme de rayonnement relativement stables dans toute la bande à l'exception des trois bandes rejetées où l'antenne ne rayonne quasiment pas.

---

En perspectives, nous comptons et ce, pour contribuer à l'amélioration cette technologie, utiliser des varicap pour une rejection sélective des bandes car nous nous sommes rendu compte qu'il peut y avoir un encombrement sur l'antenne si nous désirons rejeter plus de 4 bandes étroites. Il serait également intéressant de réaliser des monopôles qui couvrent une décade (c'est à dire faire des antennes qui rayonnent de 1.2 à 12GHz).

# Liste des tableaux

3.1	Paramètres de l'antenne à fente circulaire . . . . .	76
3.2	Influence de l'allongement du trajet en courant sur les modes . . . . .	81
3.3	Influence de la fente rectangulaire sur l'adaptation des modes . . . . .	83
3.4	Dimensions des paramètres de l'antenne CPW de base . . . . .	87

# Table des figures

1.1	Chaîne de transmission dans l'espace libre montrant une antenne en émission et une en réception . . . . .	7
1.2	Représentation électrique d'une antenne connectée à un générateur et un câble de transmission . . . . .	8
1.3	Exemple de diagramme de rayonnement 3D d'une antenne en valeurs logarithmique . . . . .	10
1.4	Diagramme de rayonnement normalisé dans le plan $E$ en coordonnées polaires, en dB . . . . .	11
1.5	Polarisation d'une onde électromagnétique . . . . .	13
1.6	Caractéristiques spectrales de la technologie ULB . . . . .	16
1.7	Différents types d'applications des systèmes ULB en fonction de la distance et des débits . . . . .	18
1.8	Différentes applications de la technologie ULB selon SONY . . . . .	21
1.9	Exemple des systèmes de communication en bande basse . . . . .	22
1.10	Différents domaines d'applications de la technologie ULB selon Multispectral . . . . .	22
1.11	Représentation de trois impulsions à des durées différentes dans le domaine temporel . . . . .	23
1.12	Représentation de trois impulsions à des durées différentes dans le domaine fréquentiel . . . . .	24
1.13	Limite d'émission pour la technologie ULB en indoor et en outdoor aux États Unis d'Amérique . . . . .	25

1.14	Limite d'émission pour la technologie ULB en indoor et en outdoor en Europe . . . . .	26
1.15	Avancements et régulation des émissions ULB dans le monde . . . . .	27
1.16	Découpage des canaux de transmission par le standard IEEE 802.15.4a . . . . .	28
1.17	Découpage des canaux de transmission par le standard ECMA-368 . . . . .	28
2.1	Antenne spirale logarithmique . . . . .	36
2.2	Antenne spirale d'Archimède . . . . .	37
2.3	Antenne spirale conique . . . . .	39
2.4	Structure d'une antenne log-périodique circulaire . . . . .	40
2.5	Antenne dipôle log-périodique . . . . .	41
2.6	Antenne log-périodique trapézoïdale . . . . .	42
2.7	Exemple d'une antenne biconique . . . . .	43
2.8	Exemple d'une réalisation de l'antenne discone . . . . .	45
2.9	Exemple d'une antenne papillon . . . . .	46
2.10	Exemple d'un monopôle papillon . . . . .	47
2.11	Exemple d'un monopôle triangulaire . . . . .	48
2.12	Exemple d'un monopôle trapézoïdal . . . . .	49
2.13	Exemple d'une réalisation pratique d'un monopôle circulaire . . . . .	50
2.14	Exemple de technique d'élargissement de bande passante d'une antenne ULB . . . . .	52
2.15	Principales étapes de d'élargissement de l'antenne proposée dans [5] . . . . .	53
2.16	Illustration d'élargissement de bande passante par la technique de transition antenne/ligne d'alimentation . . . . .	54
2.17	Antenne ULB à une bande rejetée . . . . .	55
2.18	Monopole ULB avec des caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences . . . . .	56

2.19	Monopole ULB avec des caractéristiques de rejection de deux bandes de fréquences . . . . .	57
2.20	Monopole ULB avec des caractéristiques de rejection de deux bandes . . . . .	58
2.21	Monopole ULB avec des caractéristiques de rejection de trois bandes de fréquences . . . . .	59
2.22	Premier SRR à base de méta-matériaux . . . . .	60
2.23	Photo de la maquette du filtre coupe bande basé sur l'association de la ligne microruban $50\Omega$ à une cellule SRR . . . . .	60
2.24	Photo de maquette de l'antenne monopole ULB associée à deux cellules SRRs . . . . .	61
2.25	Monopole avec les cellules méta-matériaux (SRRs et ESCSRRs) . . . . .	62
2.26	Antenne ULB ré-configurable proposée dans [51] . . . . .	63
2.27	Antenne ULB ré-configurable proposée dans [52] . . . . .	63
3.1	Algorithme de la démarche méthodologique de conception des antennes ULB . . . . .	74
3.2	Géométrie de l'antenne à fente circulaire . . . . .	75
3.3	Différentes configurations de l'antenne . . . . .	79
3.4	Différentes configurations de l'antenne . . . . .	79
3.5	Parties réelles de l'impédance d'entrée des différentes configurations du prototype . . . . .	81
3.6	Distribution du courant de surface des différentes configuration du prototype . . . . .	82
3.7	Parties réelles de l'impédance d'entrée de la fente sémi-circulaire couplée à une fente rectangulaire de largeur 9.3mm . . . . .	83
3.8	Coefficient de réflexion de l'antenne à fente semi-circulaire couplée à une fente rectangulaire . . . . .	84
3.9	Performances de l'antenne à fente semi-circulaire couplée à une fente rectangulaire ( $14.5 \times 9.3 \text{mm}^2$ ) . . . . .	85

3.10	Simulation des diagrammes de rayonnement de l'antenne à fente semi-circulaire couplée à une fente rectangulaire ( $14.5 \times 9.3 \text{mm}^2$ ) . . . . .	85
3.11	Ligne d'alimentation CPW . . . . .	87
3.12	Géométrie de l'antenne de base, monopôle carré à quatre coins tronqués	88
3.13	Rapport d'Onde Stationnaire de l'antenne coplanaire de base . . . . .	90
3.14	Géométrie finale de l'antenne coplanaire avec deux encoches E1 et E2	91
3.15	Simulation des paramètres S11 et R.O.S de l'antenne CPW avec deux encoches E1 et E2 . . . . .	91
3.16	Étude paramétrique sur les dimensions des encoches E1 et E2 réalisées sur les plans de masse de l'antenne CPW . . . . .	92
3.17	Performances en termes de Gain et d'efficacité de l'antenne CPW proposée . . . . .	93
3.18	Simulation des diagrammes de rayonnement de l'antenne CPW proposée	93
3.19	Géométrie de l'antenne microruban de base . . . . .	94
3.20	Antenne ULB avec deux encoches E1 et E2 . . . . .	95
3.21	Rapport d'onde stationnaire mesuré et simulée du prototype d'antenne ULB microruban proposée . . . . .	95
3.22	Étude paramétrique sur les dimensions des encoches réalisées sur l'élément rayonnant et le plan de masse de l'antenne microruban . . . . .	96
3.23	Paramètre S11 mesuré et simulée du prototype d'antenne ULB microruban proposée . . . . .	97
3.24	Performances en termes de Gain et d'efficacité de l'antenne microruban proposée . . . . .	97
4.1	Exemple d'inversion de la loi de Snell-Descartes dans les matériaux main gauche . . . . .	102
4.2	Classes des matériaux en fonction du signe de la permittivité et la perméabilité . . . . .	103
4.3	Exemple d'un méta-matériaux à permittivité négative . . . . .	105

4.4	Exemple d'un méta-matériaux à perméabilité négative . . . . .	106
4.5	Exemple d'un méta-matériaux de forme carré à perméabilité négative	107
4.6	Exemple d'une structure méta-matériau doublement négative consti- tuée de fils minces et de SRR . . . . .	107
4.7	Algorithme de conception des cellules méta-matériaux SRR ou CSRR	109
4.8	Algorithme de conception des antennes ULB chargées par des cellules SRRs ou CSRRs . . . . .	111
4.9	Géométrie des cellules méta-matériaux . . . . .	113
4.10	Monopôle CPW Ultra Large Bande chargé avec une CSRR pour re- jeter une bande de fréquence (3GHz) . . . . .	114
4.11	Monopôle CPW Ultra Large Bande chargé avec deux CSRRs pour rejeter deux bandes de fréquences (3 et 5GHz) . . . . .	115
4.12	Monopôle CPW Ultra Large Bande chargé avec deux CSRRs pour rejeter deux bandes de fréquences (3 et 8GHz) . . . . .	116
4.13	Maquette du monopôle CPW avec 3 cellules CSRRs pour la rejection de trois bandes de fréquences . . . . .	117
4.14	Rapport d'onde stationnaire du monopôle CPW avec des caractéris- tiques de rejection de 3 bandes de fréquences . . . . .	117
4.15	Coefficient de réflexion du monopôle CPW avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences . . . . .	118
4.16	Efficacité de rayonnement du monopôle CPW avec des caractéris- tiques de rejection de 3 bandes de fréquences . . . . .	118
4.17	Simulation des diagrammes de rayonnement de l'antenne CPW . . . . .	119
4.18	Monopôle microruban Ultra Large Bande chargé avec une CSRR pour rejeter une bande de fréquence (3GHz) . . . . .	120
4.19	Monopôle microruban Ultra Large Bande chargé avec deux cellules (SRR et CSRRs) pour rejeter deux bandes de fréquences (3 et 5GHz)	122
4.20	Monopôle microruban Ultra Large Bande chargé avec deux Cellules (SRR et CSRR) pour rejeter deux bandes de fréquences (3 et 8GHz)	123

4.21	Maquette du monopôle microruban avec 3 cellules méta-matériaux pour la rejection de trois bandes de fréquences . . . . .	124
4.22	Paramètre S11 du monopôle microruban avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences . . . . .	124
4.23	Efficacité de rayonnement du monopôle microruban avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences . . . . .	125
4.24	Peak Gain du monopôle microruban avec des caractéristiques de rejection de 3 bandes de fréquences . . . . .	125
4.25	Géométrie de l'antenne papillon avec et sans cellules méta-matériaux	127
4.26	VWSR simulé de l'antenne papillon sans CSRR . . . . .	128
4.27	VWSR simulé de l'antenne papillon avec <i>CSRR_1</i> : influence de la position de la cellule . . . . .	129
4.28	VWSR simulé de l'antenne papillon avec <i>CSRR_1</i> : influence de la taille de la cellule . . . . .	129
4.29	VWSR simulé de l'antenne papillon avec <i>CSRR_1</i> et <i>CSRR_2</i> : influence de la position des cellules . . . . .	130
4.30	Return Loss simulé de l'antenne papillon avec les caractéristiques de rejection de deux bandes . . . . .	131
4.31	Efficacité de rayonnement et Peak Gain simulé de l'antenne papillon avec les caractéristiques de rejection de deux bandes . . . . .	131
4.32	VWSR simulé de l'antenne papillon avec <i>CSRR_1</i> , <i>CSRR_2</i> et <i>CSRR_3</i> : influence de la position des cellules . . . . .	132
4.33	Return Loss simulé de l'antenne papillon avec les caractéristiques de rejection de trois bandes . . . . .	133
4.34	Efficacité de rayonnement et Peak Gain simulé de l'antenne papillon avec les caractéristiques de rejection de trois bandes . . . . .	133
4.35	Diagrammes de rayonnement de l'antenne papillon . . . . .	134

# Publications

1. **A. Chaibo**, M. Y. Khayal, K. Talla, A. Ngom, C. B. Ndao, V.B Traoré, and A. C. Beye. *Simultaneous Excitations of Both Even And Odd Modes Printed Slot Antenna For Bi-Band and/or Broadband Applications* . British Journal of Applied Science and Technology, *Soumis pour publication*
2. **A. Chaibo**, A. Ngom, M. C. Nimane, K. Talla, M. Y. Khayal et A. C. Beye. *Nouvelle technique d'adaptation d'une antenne coplanaire utilisant deux couples d'encoches rectangulaires situées sur le plan de masse pour des applications Ultra Large Bande*. Revue Scientifique du Tchad, Série B, pp. 57-67, Décembre 2016 *publié*
3. **A. Chaibo**, A. Ngom, M. Y. Khayl, K. Talla, and A. C. Beye. *A Novel Bow-Tie Antenna with Triple Band-Notched Characteristics for UWB Applications*. Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, Vol 8, pp. 271-281, 20 Décembre 2016 *publié*
4. R. Diouf, H. Sambou, V. B. Traoré. M. L. Ndiaye, **A. Chaibo**, B. Sambou, A. T. Diaw and A.C. Beye. *Frequency Analysis and Exploratory of Rainfall Variability in Bounkiling River Basin in a Context of Climate Change and Variability*. American Journal of Engineering Research (AJER), Vol 5, pp. 82-93 Novembre 2016 *publié*
5. A. Ngom, A. Diallo, K. Talla, **A. Chaibo**, I. Dioum, J. M. Ribero and A.C. Beye. *A Reconfigurable Beam Dual Polarized Microstrip Cross Patch Antenna*. EuCAP 2017 Paris, France. *Accepté pour présentation, 19-24 Mars 2017*



## RESUME

Le développement des systèmes de communications Ultra Large Bande (ULB) passe par la conception d'antennes spécialement adaptées à cette technologie. Cette thèse s'inscrit dans le cadre de la conception des structures rayonnantes ainsi que les contraintes relatives à la coexistence de ce système avec les systèmes "bande étroite" existants.

Après la validation du choix des types d'antennes par l'état de l'art, deux antennes ULB qui couvrent entièrement la bande (3.1-10.6GHz) autorisée en 2002 par la FCC (Fédéral Communication Commission) et qui sont adaptées pour les communications sans fil à court porté, ont été proposés. Il s'agit de deux monopôles ULB de forme carré avec quatre coins tronqués dont l'un est alimenté par un guide d'onde coplanaire (CoPlanar Wiveguide CPW) et l'autre par une ligne microruban. Étant donné que la technologie ULB partage la même bande avec quelques systèmes "bande étroite", des problèmes d'interférences électromagnétique peuvent exister. Des solutions pouvant permettre à ces systèmes de coexister et ceci sans perturbations mutuelles, ont ainsi été proposées dans ce travail.

Les monopôles déjà conçus ont été chargés par des structures méta-matériaux à perméabilité négative de types SRR et CSRR pour rejeter les bandes Wi-Fi 5GHz, Wi-Max 3GHz et X pour les communications radio. Afin de confirmer la maîtrise de la technique de filtrage des bandes étroites sur les antennes ULB, une troisième structure ULB de forme papillon a été proposée, structure sur laquelle ont été imprimées trois cellules CSRR pour rejeter la bande de service de l'IUT-8GHz et la bande Wi-Fi 5GHz. Une troisième bande (4.10-4.47GHz) a été également filtrée.

**Mots clés :** antennes ultra large bande, antenne imprimées, guide d'onde coplanaire, ligne microruban, SRRs, CSRRs, rejection de bande.

## ABSTRACT

The development of Ultra WideBand (UWB) communications systems involves the specially design antennas adapted to this technology. This thesis is part of the design of the radiating structures as well as the constraints relating to the coexistence of this system with existing "narrowband" systems.

After validation of the antenna choice by the literature, two UWB antennas which cover the entire band (3.1-10.6 GHz) authorized in 2002 by the FCC (Federal Communication Commission) and which are adapted for wireless communications, were proposed. They are two UWB monopoles with four truncated corners, one of which is powered by a co-planar waveguide (CPW) and the other by a microstrip line. Since UWB technology shares the same band with some "narrowband" systems, electromagnetic interference problems may exist. Solutions to enable these systems to coexist without disturbances have been proposed in this work.

The monopoles already designed have been loaded by negative-permeability meta-materials structures SRR and CSRR types to notch the Wi-Fi 5GHz, Wi-Max 3GHz and the X bands for radio communications. In order to confirm the mastery of the narrow band filtering technique on the UWB antennas, a third butterfly-shaped ULB structure was proposed, on which three CSRR cells were printed to notch the IUT-8GHz service band and the 5GHz Wi-Fi band. A third band (4.10-4.47GHz) was also notched.

**Keywords:** ultra wideband antenna, patch antenna, co-planar waveguide, microstrip line, SRRs, CSRRs, notched bands