



**HAL**  
open science

# Antennes agiles pour les télécommunications multistandards

Imen Ben Trad

► **To cite this version:**

Imen Ben Trad. Antennes agiles pour les télécommunications multistandards. Sciences de l'ingénieur [physics]. INSA de Rennes; Université de Tunis El-Manar. Faculté des Sciences de Tunis (Tunisie), 2014. Français. NNT : 2014ISAR0023 . tel-01127577

**HAL Id: tel-01127577**

**<https://theses.hal.science/tel-01127577>**

Submitted on 7 Mar 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



**THESE INSA Rennes**

*sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne*

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES**

*Spécialité : Electronique et Télécommunications*

présentée par

**Imen BEN TRAD**

**THESE Faculté des Sciences de Tunis**

*sous le sceau de l'Université de Tunis El Manar*

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE LA FST**

*Spécialité : Physique*

ECOLE DOCTORALE : MATISSE

LABORATOIRE : IETR / Innov'COM

**Jean Marie FLOC'H**

Ingénieur de recherche, IETR-INSA Rennes / *Invité*

**Hatem RMILI**

Maître de Conférence (HDR), Université du Roi Abdulaziz, Jeddah / *Invité*

**Thèse soutenue publiquement le 29.10.2014**

devant le jury composé de :

**Ali Gharsallah**

Professeur, FST / *Président*

**Jean Marc LAHEURTE**

Professeur, Université de Marne-la-Vallée / *rapporteur*

**Hichem TRABELSI**

Professeur, ESTI (Tunis) / *rapporteur*

**Anne Claude TAROT**

Maître de Conférence (HDR), Université de Rennes 1 / *examinatrice*

**Fethi CHOUBANI**

Professeur, Sup'COM (Tunis) / *Directeur de thèse*

**M'hamed DRISSI**

Professeur, INSA de Rennes / *Directeur de thèse*

## Antennes Agiles pour les Télécommunications Multistandards



# REMERCIEMENTS

Je remercie vivement **Monsieur Ali GHARSALLAH**, professeur à la Faculté des Sciences de Tunis (FST), pour avoir accepté de présider le jury. Je remercie également le docteur **Anne Claude TAROT** (MC (HDR) - Université de Rennes 1) pour avoir accepté de siéger en qualité d'examineur.

En acceptant d'être les rapporteurs de mon travail, les professeurs **Jean Marc LAHEURTE** (Université de Marne-la-Vallée, France) et **Hichem TRABELSI** (Ecole Supérieure de Technologie et d'Informatique (ESTI), Tunis), m'ont fait un grand honneur. Qu'ils trouvent ici toute ma gratitude.

Je tiens à remercier vivement mes directeurs de thèse, les professeurs **M'hamed DRISSI** (INSA de Rennes) et **Fethi CHOUBANI** (Sup'Com, Tunis) et mes co-encadrants docteur **Jean Marie FLOC'H** (ingénieur de recherche à l'IETR- INSA de Rennes) et docteur **Hatem RMILI** (MC (HDR)-Université du Roi Abdulaziz KAU, Jeddah). Merci pour avoir assuré l'encadrement de ma thèse, prodigué de précieux conseils et pour m'avoir laissé une grande liberté dans le choix et l'orientation de mes travaux tout en sachant me guider. J'ai énormément appris grâce à leurs compétences techniques et à leurs avis toujours sincères.

J'adresse ma gratitude et reconnaissance à **Monsieur Habib ZANGAR**, professeur à la Faculté des Sciences de Tunis (FST), d'avoir assuré la co-direction de ma thèse jusqu'à son admission à la retraite, pour l'aide et le soutien constant qu'il m'a apporté.

Cette thèse a été réalisée en cotutelle entre la Faculté des Sciences de Tunis et l'INSA de Rennes que je remercie pour m'avoir accueillie durant ces années de thèse, de m'avoir permis de travailler dans de très bonnes conditions et enfin de m'avoir soutenue en mettant à ma disposition tous les moyens nécessaires au bon déroulement de ma thèse.

Je tiens à adresser mes sincères remerciements à tous le personnel du laboratoire IETR et de l'INSA, en particulier à **Aurore GOUIN**. Merci pour son professionnalisme, son engagement, son sens de la responsabilité et sa gentillesse.

J'exprime ma vive gratitude à tous mes enseignants, qu'ils trouvent dans ce travail le fruit de tant d'efforts en particulier **Madame Monia OUERFELLI**, **Madame Imen CHERIF** et **Monsieur Naji EL GHARBI**, envers qui je serai éternellement reconnaissante.

Je voudrais remercier tous mes amis pour leurs encouragements et leurs soutiens pendant toutes ces années.

En fin, je remercie vivement mes chers parents, mes chères soeurs **Oifa**, **Boutheina** et **Mahboub**a et toute ma famille. Qu'ils trouvent dans ce travail toute ma gratitude.

*A la mémoire de mon cher oncle et deuxième père que la vie ne nous a pas accordé un peu plus de temps pour partager ce moment ensemble, paix à son âme.*

# *Table des matières*

<b>Introduction Générale.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

## **Chapitre 1 : Les Antennes Agiles pour des Applications de Télécommunication: Etat de l'art.**

<b>1 Introduction.....</b>	<b>5</b>
<b>2 Antennes Agiles .....</b>	<b>6</b>
2.1 Définition.....	6
2.2 Techniques de Reconfigurabilité .....	7
2.2.1 Diode Varicap .....	7
2.2.2 Diode PIN.....	8
2.2.3 Les MEMS .....	9
2.2.4 Commutateurs Optiques .....	10
2.2.5 Matériaux Agiles .....	11
2.3 Circuits de Polarisation.....	12
<b>3 Classification .....</b>	<b>13</b>
3.1 Aperçu sur les Antennes .....	13
3.1.1 Comportement Fréquentiel.....	13
3.1.2 Les Caractéristiques de Rayonnement .....	15
3.2 Antennes Reconfigurables en Fréquence .....	17
3.3 Antennes Agiles en Diagramme de Rayonnement .....	20
3.4 Antennes Agiles en Polarisation.....	23
<b>4 Conclusion .....</b>	<b>24</b>
<b>Références .....</b>	<b>26</b>

## **Chapitre2 : Etude et Conception des Antennes Reconfigurables en Fréquence pour les Télécommunications Multistandards**

<b>1 Introduction.....</b>	<b>31</b>
----------------------------	-----------

<b>2</b>	<b>Conception d'une antenne carrée multi-bandes à fente fractale reconfigurables en fréquence .....</b>	<b>31</b>
2.1	Objectif de l'étude .....	31
2.2	Antenne Référence .....	32
2.2.1	Conception de l'Antenne Carrée à Fente Fractale.....	33
2.2.2	Performances de l'Antenne Référence .....	33
2.3	Antenne Carrée Multi-bande à Fente Fractale Reconfigurable .....	36
2.3.1	Techniques de Reconfigurabilité et Contraintes Technologiques .....	37
2.3.2	Performances de l'Antenne Carrée à Fente Fractale Reconfigurable .....	37
2.4	Conclusion .....	42
<b>3</b>	<b>Etude et Conception d'une Antenne Elliptique ULB à Rejet de Bandes Reconfigurables .....</b>	<b>42</b>
3.1	Objectif de l'Etude.....	42
3.2	Antenne référence.....	43
3.2.1	Conception de l'antenne planaire elliptique ULB à rejet de bandes .....	43
3.2.2	Performances des Antennes Passives .....	45
3.3	Antenne Imprimée Elliptique ULB à Rejet de Bandes Reconfigurables .....	49
3.3.1	Techniques de Reconfigurabilité et Contraintes Technologiques .....	49
3.3.2	Performances des Antennes Elliptiques ULB Reconfigurables .....	50
3.4	Perspectives .....	57
<b>4</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>57</b>
	<b>Références .....</b>	<b>58</b>

### **Chapitre3 : Etude des Antennes à Diagrammes de Rayonnement Reconfigurables pour des Applications de Télécommunication**

<b>1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>62</b>
<b>2</b>	<b>Conception d'un Dipôle Formé de Deux Boucles Circulaires à Diagramme de Rayonnement Reconfigurable .....</b>	<b>62</b>
2.1	Objectif de l'Etude.....	62
2.2	Antenne Référence .....	63
2.2.1	Conception de l'Antenne Dipôle.....	63
2.2.2	Performances de l'Antenne Référence .....	64
2.3	Propriété d'Agilité des Diagrammes de Rayonnement .....	65
2.3.1	Technique d'Agilité.....	65
2.3.2	Performances de l'Antenne Agile .....	66
2.3.3	Conclusion et Perspective .....	69

<b>3 Etude d'une Antenne Dipôle avec Réflecteurs et Directeurs à Diagrammes de Rayonnement Reconfigurable</b> .....	<b>69</b>
3.1 Objectif de l'Etude.....	69
3.2 Antenne Référence .....	69
3.2.1 Conception de l'Antenne Dipôle Bi-faisceau avec Directeurs et Réflecteurs....	69
3.2.2 Performances de l'Antenne Référence .....	70
3.3 Propriété d'Agilité des Diagrammes de Rayonnement .....	73
3.3.1 Techniques d'Agilité .....	74
3.3.2 Performances de l'Antenne agile .....	75
<b>4 Conclusion</b> .....	<b>82</b>
<b>Références</b> .....	<b>84</b>

## **Chapitre 4: Etude et Conception d'une Antenne Agile en Polarisation pour des Applications de Télécommunication**

<b>5 Introduction</b> .....	<b>88</b>
<b>6 Conception d'une Antenne à double boucles Rectangulaires Agile en Polarisation pour les Applications du GPS et d'Iridium</b> .....	<b>88</b>
6.1 Objectif de l'Etude.....	88
6.2 Conception de l'antenne.....	89
6.3 Technique d'agilité .....	90
<b>7 Performances de l'Antenne Proposée</b> .....	<b>91</b>
7.1 Configuration 1 et Configuration 2: Polarisation Linéaire (LP).....	91
7.2 Configuration 3: Polarisation Circulaire droite (RHCP) .....	95
7.3 Configuration 4: Polarisation Circulaire Gauche (LHCP) .....	99
<b>8 Conclusion</b> .....	<b>102</b>
<b>Références</b> .....	<b>104</b>
<b>Conclusion Générale et perspective</b> .....	<b>105</b>
<b>Liste des Publications</b> .....	<b>108</b>

## *Liste des figures*

<b>Figure 1.1</b> Différents niveaux de reconfigurabilité : (a) Système adaptatif par traitement numérique ; (b) Réseau d'antennes phasées et (c) antennes reconfigurables.....	6
<b>Figure 1-3</b> Les deux antennes agile en fréquence proposées. ....	8
<b>Figure 1-4</b> Exemples de quelques diodes PIN.....	9
<b>Figure 1.5</b> Vue de dessus de l'antenne agile en utilisant des diodes PIN. ....	9
<b>Figure 1.6:</b> (a) Antenne 1; (b) Antenne 2 et (c) commutateur MEMS utilisé .....	10
<b>Figure 1.7</b> Vue de dessus de l'antenne agile en utilisant des photoconducteurs. ....	11
<b>Figure 1.8</b> Prototype de l'antenne proposée: (a) Vue de dessus et (b) Vue de dessous.....	12
<b>Figure 1.9</b> Bande passante.....	15
<b>Figure 1.10</b> Diagramme de rayonnement: (a) 3D omnidirectionnelle; (b) 3D directif et (c) 2D directif. ....	15
<b>Figure 1.11</b> Prototype de l'antenne reconfigurable en fréquence: (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.....	18
<b>Figure 1.12</b> Le coefficient de réflexion $S_{11}$ mesuré de l'antenne reconfigurable en fréquence. ....	18
<b>Figure 1.13</b> Antenne PIFA reconfigurable en fréquence. ....	19
Figure 1.14 Coefficient de réflexion $S_{11}$ simulé de l'antenne proposée. ....	19
<b>Figure 1.15</b> (a) Géométrie de l'antenne proposée; (b) Photo de l'antenne prototypée.....	20
<b>Figure 1.16</b> Diagrammes de rayonnement 3D simulées de l'antenne proposée dans les deux cas.....	21
<b>Figure 1.17</b> (a) Géométrie de l'antenne proposée; (b) Prototype. ....	22
<b>Figure 1.18</b> Diagrammes de rayonnement 3D simulés à 2.3 GHz: (a) L'état Off et (b) L'état On.....	22
<b>Figure 1.19</b> Photo de l'antenne en E reconfigurable en polarisation. ....	23
Figure 1.20 Photo de l'antenne reconfigurable: (a) Vue de dessus et (b) Vue de dessous. ....	24
<b>Figure.2.1</b> Ile de Koch: (a) itération 0 et (b) itération 1 .....	32
<b>Figure.2.2</b> Géométrie de l'antenne référence. ....	33
<b>Figure.2.3</b> L'antenne de référence.....	34
<b>Fig.2.5</b> La distribution des courants surfaciques de l'antenne de référence aux fréquences : (a) 2.36; (b) 3.30; (c) 4.03 et (d) 5.25 GHz. ....	35
<b>Figure 2.6</b> Les diagrammes de rayonnement 3D mesurés aux fréquences de résonances : (a) $F_1=2,36$ ; (b) $F_2=3,30$ ; (c) $F_3=4,05$ et (d) $F_4=5.27$ GHz. ....	36
<b>Figure 2.7</b> Géométrie de l'antenne multi-bandes reconfigurable en fréquence : insertion des switches. ....	36
<b>Figure 2.8</b> Photos des antennes prototypées: (a) Mode M1; (b) Mode M2; (c) Mode M3 et (d) Mode M4. ....	38
<b>Fig.2.9</b> Le coefficient de réflexion $S_{11}$ : (a) Mode M2; (b) Mode M3; (c) Mode M4 ; (d) Les quatre modes : Simulation et (e) Les quatre modes : Mesure. ....	39
<b>Figure 2.10</b> Distribution des courants surfaciques: (a) M2: $F_2=2.41$ GHz ; (b) M2: $F_4=4.4$ GHz; (c) M3: $F_1=1.7$ GHz; (d) M3: $F_2=3.6$ GHz (e) M4: $F_1=3.79$ GHz et (f) M4 : $F_3=5.31$ GHz. ....	41
<b>Figure 2.11</b> Diagrammes de rayonnement 3D mesurés: (a) $F_3=4.59$ GHz (mode M2); (b) $F_1=1.7$ GHz (mode M3) et (c) $F_1=3.79$ GHz (mode M4). ....	42

<b>Fig. 2.12</b> Géométrie de l'antenne ULB $A_1$ : (a) Face supérieur ; (b) Face inférieur.....	43
<b>Figure 2.13</b> Les trois configurations : (a) Antenne $A_2$ (OLR sur la gauche) ; (b) antenne $A_3$ (OLR sur la droite) ; (c) antenne $A_4$ (avec les deux OLRs) et (d) la géométrie de l'OLR. ...	44
<b>Figure 2.14</b> Photos des antennes passives prototypées: (a) Antenne ULB $A_1$ (b) Antenne $A_2$ (OLR sur la gauche) ; (c) antenne $A_3$ (OLR sur la droite) et (d) antenne $A_4$ (avec les deux OLRs).....	45
<b>Figure. 2.16</b> la distribution de courant vectorielle à la fréquence basse $F=0.56$ GHz. ....	46
<b>Figure. 2.15</b> Coefficients de réflexion simulé $S_{11}$ de l'antenne référence avec et sans fente..	46
<b>Figure. 2.17</b> Coefficients de réflexion $S_{11}$ simulé et mesuré de l'antenne ULB $A_1$ .....	46
<b>Figure.2.18</b> (a) Coefficients de réflexion $S_{11}$ simulé des quatre antennes passives et (b) les coefficients de réflexion $S_{11}$ simulé et mesuré de l'antenne $A_4$ . ....	47
<b>Figure.2.19</b> Diagrammes de rayonnement mesurés pour: (a) l'antenne $A_1$ à $F= 4$ GHz et (b) l'antenne $A_4$ à $F_1=2.1$ GHz et (c) à $F_2=3.5$ GHz. ....	48
<b>Figure.2.20</b> Photos des prototypes des antennes à rejet de bande reconfigurable: (a) antenne $A_2$ ; (b) circuit de polarisation (face inférieure) (c) antenne $A_3$ et (d) Procédure de mesure dans la chambre anéchoïque. ....	49
<b>Figure.2.21</b> Evolution du coefficient de réflexion $S_{11}$ de : (a) l'antenne $A_2$ ; (b) l'antenne $A_3$ et (c) l'antenne $A_4$ . ....	51
<b>Figure.2.22</b> distribution du courant vectorielle de l'antenne $A_4$ pour $C=0.75$ pF à: (a) la fréquence de fonctionnement $F=2.65$ GHz; (b) la fréquence basse rejetée $F=2.83$ GHz et (c) la fréquence haute rejetée $F=4.23$ GHz.....	53
<b>Figure.2.23.</b> Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne prototypée $A_2$ : (a) le long de la bande de fonctionnement 0.76-6 GHz et (b) la bande 1.2-3.6. ....	54
<b>Figure.2.24.</b> Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne prototypée $A_3$ : (a) le long de la bande de fonctionnement 0.75-6 GHz et (b) 3.2-4.8 GHz band. ....	54
<b>Figure 2.25.</b> Gain mesuré des antennes reconfigurables pour diverses valeurs de la capacité $C$ : (a) antenne $A_2$ et (b) antenne $A_3$ .....	55
<b>Figure 2.26</b> Diagrammes de rayonnement mesuré de l'antenne reconfigurable ULB $A_2$ pour $C=0.75$ pF (15V) aux fréquences: (a) $F= 2.45$ GHz et (b) $F= 3.2$ GHz. ....	56
<b>Figure 2.27</b> Diagrammes de rayonnement mesuré de l'antenne reconfigurable ULB $A_3$ pour $C=0.75$ pF aux fréquences: (a) 3.4 GHz et (b) 4GHz. ....	56
<b>Figure.3.1</b> (a) Schéma de l'antenne référence ; (b) Vue de dessus et (c) Vue de dessous. ....	63
<b>Figure 3.2</b> Pertes de retour $S_{11}$ de l'antenne de départ. ....	64
<b>Figure 3.3</b> Diagrammes de rayonnement (a) simulé et (b) mesuré. ....	65
Figure 3.4 Insertion des switches RF .....	65
<b>Figure 3.5</b> Dipôle agile prototypé (a) Vue de face et (b) Vue de dessous.....	66
<b>Figure 3.6</b> Pertes de retour $S_{11}$ à la fréquence de fonctionnement pour les trois modes (a) simulé et (b) mesuré. ....	67
<b>Figure 3.9</b> Diagrammes de rayonnement 3D en mode M3 (a) simulé et (b) mesuré. ....	68
<b>Figure 3.7</b> Diagrammes de rayonnement 3D en mode M1 : (a) simulé et (b) mesuré. ....	68
<b>Figure 3.8</b> Diagrammes de rayonnement 3D en mode M2 : (a) simulé et (b) mesuré. ....	68
<b>Figure.3.10</b> (a) Schéma de l'antenne référence ; (b) Face supérieure et (c) Face inférieure...	70
<b>Figure.3.11</b> Photo de l'antenne référence prototypée : (a) Vue de face et (b) Vue de dessous. ....	71
<b>Figure 3.12</b> Antenne de départ : (a) Pertes de retour $S_{11}$ et (b) Efficacité mesurée. ....	71
<b>Figure 3.13</b> Distribution des courants surfaciques à la fréquence 2.45 GHz : (a) Vue de face et (b) Vue de dessous.....	72
<b>Figure 3.14</b> Diagramme de rayonnement 3D (a) simulé et (b) mesuré. ....	72
<b>Figure 3.16</b> Photo de l'antenne agile prototypée: vue de dessous.....	73
<b>Figure 3.17</b> Circuit de polarisation des diodes PIN utilisées.....	74

<b>Figure 3.18</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ mesuré. ....	75
<b>Figure 3.19</b> Le coefficient de réflexion $S_{11}$ simulé et mesuré de l'antenne en mode M2. ....	76
<b>Figure 3.20</b> Distributions des courants surfaciques à la fréquence de fonctionnement simulée 2.63 GHz en mode M2 : (a) Etat $S_{21}$ et (b) Etat $S_{22}$ . ....	77
<b>Figure 3.22</b> Mode M2: (a) Diagramme de rayonnement 2D (états $S_{21}$ et $S_{22}$ ) à $F = 2.63$ GHz et (b) Diagramme de rayonnement 2D simulé (à 2.63 GHz) et mesuré (à 2,56 GHz) à l'état $S_{21}$ . ....	77
<b>Figure 3.21</b> Diagramme de rayonnement 3D simulé en mode M2 à $F = 2.63$ GHz: (a) état $S_{21}$ et (b) état $S_{22}$ . ....	77
<b>Figure 3.23</b> Gain mesuré de l'antenne agile à l'état $S_{21}$ /mode M2. ....	78
<b>Figure 3.24</b> Le coefficient de réflexion $S_{11}$ simulé et mesuré de l'antenne en mode M3... ..	79
<b>Figure 3.25</b> Distributions des courants surfaciques à la fréquence de fonctionnement simulée 2.64 GHz en mode M3 : (a) Etat $S_{31}$ et (b) Etat $S_{32}$ . ....	80
<b>Figure 3.26</b> Diagramme de rayonnement 3D simulé en mode M3 à $F = 2.64$ GHz: (a) état $S_{31}$ et (b) état $S_{32}$ . ....	80
<b>Figure 3.27</b> Mode M3: (a) Diagramme de rayonnement 2D (états $S_{31}$ et $S_{32}$ ) à $F = 2.64$ GHz et (b) Diagramme de rayonnement 2D simulé (à 2.64 GHz) et mesuré (à 2,56 GHz) à l'état $S_{31}$ . ....	80
<b>Figure 3.28</b> Gain mesuré de l'antenne agile à l'état $S_{31}$ /mode M3. ....	81
<b>Figure 3.29</b> Efficacité mesurée de l'antenne passive et l'antenne active. ....	81
<b>Figure 4.1</b> (a) Schéma de l'antenne proposée ; (b) Vue de dessus et (c) Prototype. ....	89
<b>Figure 4.2</b> Polarisation des diodes PIN utilisées. ....	90
<b>Figure 4.3</b> Coefficients de réflexion $S_{11}$ Simulés et mesurés. ....	92
<b>Figure 4.4</b> Taux d'ellipticité mesuré. ....	92
<b>Figure 4.5</b> Diagrammes de rayonnement Mesurés: Configuration 2 aux fréquences (a) $F_1=1.58$ GHz et (b) $F_2=1.62$ GHz. ....	93
<b>Figure 4.6</b> Diagrammes de rayonnement Mesurés: Configuration 2 aux fréquences (a) $F_1=1.58$ GHz et (b) $F_2=1.62$ GHz. ....	94
<b>Figure 4.9</b> Pertes de retour $S_{11}$ de l'antenne en polarisation circulaire droite. ....	96
<b>Figure 4.7</b> Gain maximal mesuré de l'antenne proposé. ....	95
<b>Figure 4.8</b> Efficacité mesurée de l'antenne agile à la configuration 1 et la configuration 2. ....	95
<b>Figure 4.10</b> Taux d'ellipticité simulé et mesuré de l'antenne en RHCP. ....	97
<b>Figure 4.11</b> Distribution des courants vectoriels: (a) à la fréquence GPS et (b) à la fréquence Iridium. ....	97
<b>Figure 4.13</b> Gain mesuré en polarisation circulaire droite. ....	99
<b>Figure 4.14</b> Efficacité mesurée en polarisation circulaire droite. ....	99
<b>Figure 4.15</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ simulé et mesuré en polarisation circulaire gauche. ....	100
<b>Figure 4.16</b> Taux d'ellipticité simulé et mesuré de l'antenne en LHCP. ....	101
<b>Figure 4.17</b> Distribution des courants vectoriels: (a) à la fréquence GPS et (b) à la fréquence Iridium. ....	101
<b>Figure 4.18</b> Diagrammes de rayonnement 3D Simulés (a) à la fréquence GPS et (b) à la fréquence Iridium. ....	102



# **Introduction Générale**

De nos jours, avec l'émergence de nouveaux standards, les nouveaux systèmes de télécommunication doivent être capables d'inclure un grand nombre de fonctionnalités pour répondre aux besoins de faire cohabiter plusieurs normes sur une même antenne, de diminuer les interférences avec d'autres utilisateurs, d'améliorer le débit des transmissions, d'éviter les phénomènes d'évanouissement, d'assurer une meilleure efficacité dans la réception du signal... De ce fait, les antennes déployées doivent être en mesure de s'adapter avec un tel environnement évolutif et variable. Les antennes agiles (en fréquence, en diagrammes de rayonnement et en polarisation) se présentent alors comme des candidates potentielles pour satisfaire aux exigences imposées avec un minimum d'encombrement et de complexité. Le développement des composants actifs tels que les diodes PIN, les diodes varicaps et les MEMS, utilisés pour produire l'agilité, a accéléré l'évolution rapide de ces antennes. Néanmoins, les circuits de polarisation de ces composants présentent encore un problème important pour rendre les antennes agiles.

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse s'inscrivent dans ce contexte et ont pour objectif d'étudier et de développer des prototypes d'antennes pour chacune des fonctionnalités d'agilité, à savoir l'agilité en fréquence, l'agilité en diagramme de rayonnement et l'agilité en polarisation pour les télécommunications multistandards. Le choix de la technique de reconfigurabilité dépendra des besoins de l'application visée. Le manuscrit comporte quatre chapitres décrivant les divers aspects des sujets abordés.

Dans le premier chapitre, après avoir proposé une définition du concept des antennes reconfigurables exposé les différentes techniques permettant de produire l'agilité, nous avons essayé de proposer une classification des antennes agiles en fonction de la fonctionnalité réalisée.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des antennes agiles en fréquence. En effet, deux nouvelles antennes reconfigurables en fréquence ont été conçues et expérimentalement caractérisées. La première est une antenne multi-bande optimisée pour commuter électriquement entre plusieurs bandes de fréquences. La deuxième structure est une antenne planaire ULB à rejet de bandes reconfigurables.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude des antennes agiles en diagramme de rayonnement. Deux dipôles planaires à diagramme de rayonnement reconfigurable ont été présentés et analysés. La première antenne proposée est un dipôle capable d'orienter son diagramme de rayonnement dans trois directions à la fréquence 1.54 GHz. La seconde

antenne est en mesure de rediriger son diagramme de rayonnement dans deux directions opposées tout en modifiant l'angle d'ouverture des faisceaux à la fréquence 2.56 GHz.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude d'une antenne à double boucle rectangulaire agile en polarisation pour des applications de GPS (Global Positioning System) et d'Iridium. L'insertion de quatre diodes PIN sur les boucles a permis d'obtenir quatre configurations de polarisation. La symétrie de la structure offre un maintien des propriétés de rayonnement et de bonnes performances lors du changement de configuration.

***Chapitre 1 :***  
***Les Antennes Agiles pour des Applications  
de Télécommunication: Etat de l'art***

---

# Sommaire

<b>1. Introduction.....</b>	<b>5</b>
<b>2. Antennes Agiles .....</b>	<b>6</b>
2.1 Définition .....	6
2.2 Techniques de Reconfigurabilité.....	7
2.2.1 Diode Varicap .....	7
2.2.2 Diode PIN.....	8
2.2.3 Les MEMS .....	9
2.2.4 Commutateurs Optiques.....	10
2.2.5 Matériaux Agiles .....	11
2.3 Circuits de Polarisation .....	12
<b>3. Classification .....</b>	<b>13</b>
3.1 Aperçu sur les Antennes.....	13
3.1.1 Comportement Fréquentiel.....	13
3.1.2 Les Caractéristiques de Rayonnement .....	15
3.2 Antennes Reconfigurables en Fréquence .....	17
3.3 Antennes Agiles en Diagramme de Rayonnement.....	20
3.4 Antennes Agiles en Polarisation .....	23
<b>4. Conclusion.....</b>	<b>24</b>
<b>Références .....</b>	<b>26</b>

## **1. Introduction**

Le concept d'antennes reconfigurables (ou encore antenne agile) n'est pas nouveau. Depuis de nombreuses années, ce type d'antennes a fait l'objet d'importantes recherches[1.1-1.6]. Les premiers développements remontent à la fin des années 60. Cependant, l'essor des techniques de diversité d'antennes a suscité un intérêt considérable et croissant pour les antennes intelligentes, et a largement contribué à la conception de nouveaux dispositifs antennaires reconfigurables afin de faire face à l'augmentation du nombre d'utilisateurs, des fonctionnalités demandées et du débit de transmission. Les antennes conçues devraient être en mesure de modifier leurs fréquences de fonctionnement, leurs bandes passantes, leurs polarisations et leurs diagrammes de rayonnement indépendamment pour s'adapter à l'évolution de leur environnement, à leur contexte d'utilisation et d'optimiser leurs performances.

De nombreuses applications exigent continuellement des antennes avec plus de fonctionnalités que ne le permettent des conceptions classiques; nous pouvons citer en exemple, les systèmes de communication, les systèmes Radar, les communications par satellite, les drones,...

En outre, une seule antenne agile peut remplacer un certain nombre d'antennes à fonction unique. La taille globale, le coût et la complexité d'un système doivent être réduits tout en améliorant les performances globales du système radio.

Néanmoins, le développement de ces antennes nous pose des défis très importants. Ces défis ne résident pas uniquement dans l'obtention des niveaux de fonctionnalité souhaités de l'antenne, mais aussi dans l'intégration de ces fonctionnalités dans des systèmes complets pour arriver à une solution efficace et à faible coût.

Les circuits de polarisation des éléments actifs peuvent aussi constituer une contrainte forte par leur consommation et les pertes qu'ils introduisent. On retrouve aussi des problèmes liés à la non-linéarité des composants mais aussi au coût de ces composants.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps définir le concept des antennes reconfigurables. Ensuite, nous allons exposer les différentes techniques permettant de réaliser l'agilité et nous essayerons de dégager les contraintes que nous imposent les circuits de polarisation nécessaires pour commander d'une manière optimale et automatique le fonctionnement des antennes.

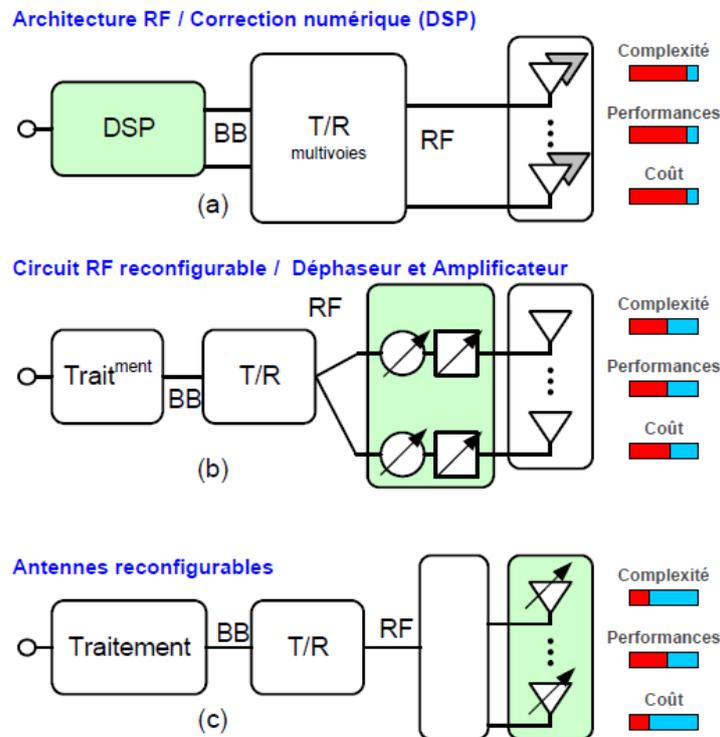
Finalement, nous allons proposer une classification des antennes agiles en fonction de la fonctionnalité réalisée. Nous dénombrons trois grandes familles: les antennes agiles en

fréquence, les antennes agiles en diagramme de rayonnement et les antennes agiles en polarisation.

## 2. Antennes Agiles

### 2.1 Définition

Une antenne est dite agile (ou reconfigurable) si elle est capable de modifier dynamiquement sa fonctionnalité après sa fabrication, c'est-à-dire de modifier une ou plusieurs de ses caractéristiques de fonctionnement (en terme de fréquence, de polarisation ou de diagramme de rayonnement) et cela en fonction des besoins dictés par l'environnement de l'antenne et les besoins de l'application.



**Figure 1.1** Différents niveaux de reconfigurabilité : (a) Système adaptatif par traitement numérique ; (b) Réseau d'antennes phasées et (c) antennes reconfigurables.

L'avantage de base d'une telle antenne c'est qu'à partir d'une antenne classique à fonctionnement fixe et en appliquant une technique de commutation de nature électrique, mécanique, optique ou autre, nous parvenons à étendre les capacités et améliorer le fonctionnement et les performances des terminaux sans fils avec un minimum d'impact sur la complexité et le coût de ces systèmes comme le montre le schéma illustratif présenté dans la Figure 1.1 [1.7]. En effet, la reconfigurabilité des systèmes de télécommunication peut être

appliquée à des niveaux différents du segment radio (DSP, circuit RF ou antenne). Néanmoins, les autres solutions restent des solutions plus complexes à mettre en œuvre et nécessitent l'intégration d'un certain nombre de composants ce qui en fait des solutions coûteuses.

Par ailleurs, nous utiliserons, dans ce manuscrit, les terminologies agilité, reconfigurabilité et accordabilité indifféremment pour désigner le changement de la configuration de l'antenne que ce soit d'une manière discrète ou continue.

## 2.2 Techniques de Reconfigurabilité

Le progrès de la microélectronique a offert de nouveaux moyens pour obtenir des antennes reconfigurables à travers de nouvelles approches plus efficaces et moins coûteuses. Certaines techniques ont eu recours à des composants localisés actifs tels que les diodes PIN, les diodes varicap, les MEMS, les commutateurs optiques... Intégrés dans la structure de l'antenne, ils permettent en effet d'en modifier sa longueur électrique effective, de réaliser des courts-circuits ou des fentes commutables, d'activer ou désactiver des éléments parasites.

D'autres approches s'appuyant sur l'agilité des substrats sont aussi mises en œuvre. En fait, il s'est avéré très utile d'utiliser des matériaux "intelligents", c'est-à-dire à caractéristiques accordables notamment les substrats ferroélectriques et ferromagnétiques et les cristaux liquides.

### 2.2.1 Diode Varicap

Une diode varicap (de l'anglais : variable capacity), aussi nommée varactor (acronyme de variable reactor) ou encore diode à capacité variable est une diode qui se comporte comme un condensateur dont la valeur de la capacité varie avec la tension inverse appliquée à ses bornes (Figure 1-2) ; lorsque l'on change sa tension de polarisation, on change la valeur de cette capacité. Bien que les diodes varicap présentent une certaine facilité d'intégration et une grande agilité continue, les pertes introduites par ce composant sont parfois importantes et les tensions de polarisation peuvent atteindre 30V. De plus, la complexité du circuit de polarisation augmente avec le nombre de diodes varicap nécessaires pour rendre l'antenne reconfigurable.



*Figure 1.2 Diode varicap.*

Ces diodes sont souvent utilisées pour produire l'agilité. Par exemple, dans [1.8], des diodes varicap ont été introduites sur deux filtres (CPW) passe-bande pour obtenir l'agilité en fréquence des deux antennes CPW large bande comme l'indique la Figure 1.3. Cela permet de contrôler les deux bandes rejetées qui sont assez loin l'une de l'autre de sorte qu'il existe une bande passante entre les deux. Lorsque les bandes de fréquences éliminées sont modifiées à l'aide de varicaps, la bande passante est aussi modifiée.

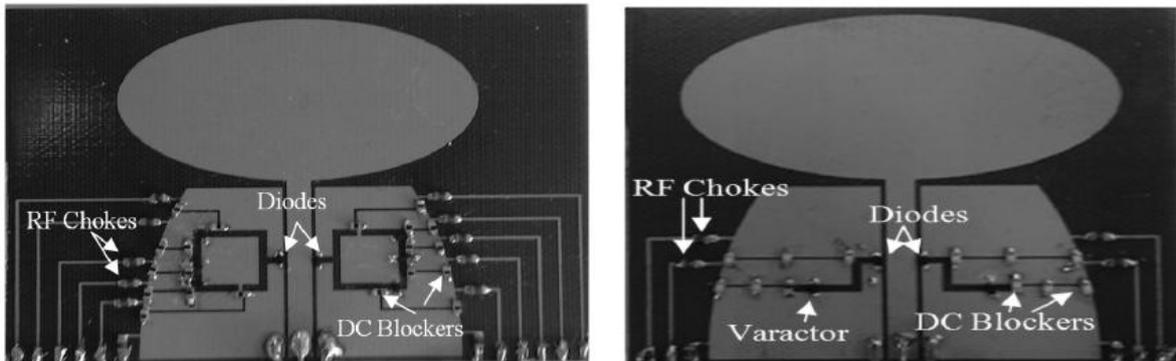
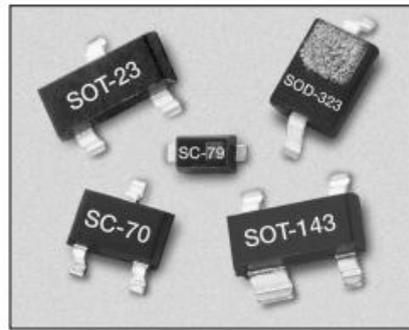


Figure 1.3 Les deux antennes agile en fréquence proposées.

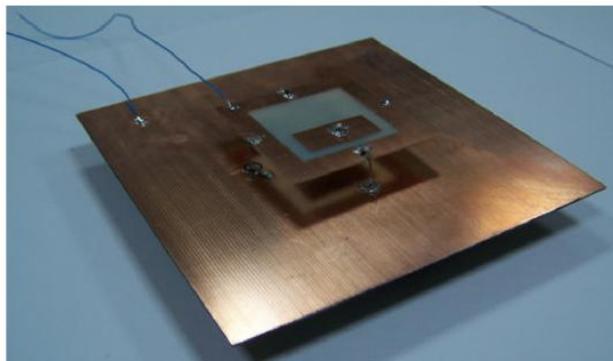
### 2.2.2 Diode PIN

La diode PIN (dopage P – Intrinsèque – dopage N) est un dispositif semi-conducteur qui fonctionne comme une résistance variable ou joue le rôle d'un interrupteur rapide utilisé pour les signaux de hautes fréquences (Figure 1.4). C'est le commutateur radiofréquence le plus répandu. Polarisée dans le sens direct (passante), la diode PIN offre une impédance dynamique extrêmement faible. Polarisée dans le sens inverse (bloquée), elle présente une très grande impédance et surtout une très faible capacité; elle se comporte comme un condensateur de très faible valeur. Il est important de souligner que les diodes PIN sont faciles à intégrer et nécessitent une tension de polarisation faible. Elles sont fiables et peu chères. Cependant, à l'état passant, elles requièrent des courants assez importants ce qui les rend gourmandes en puissance. Le circuit de polarisation est parfois très difficile à mettre en œuvre.



*Figure 1.4 Exemples de quelques diodes PIN*

Plusieurs travaux présentés ont eu recours aux diodes PIN pour obtenir des antennes agiles. A titre d'exemple, une antenne carrée à diagramme de rayonnement reconfigurable est présentée dans [1.9]. La structure d'antenne comprend quatre murs de court-circuit placés respectivement au niveau de chaque bord du patch carré, dont deux murs sont directement liés au patch et les deux autres sont reliées par l'intermédiaire des diodes PIN (Figure 1.5). En contrôlant les états des diodes PIN, l'antenne peut commuter entre deux diagrammes de rayonnement différents.



*Figure 1.5 Vue de dessus de l'antenne agile en utilisant des diodes PIN.*

### **2.2.3 Les MEMS**

Les MEMS (MicroElectroMechanical Systems) de type "switches RF" sont des composants utilisant un mouvement mécanique qui permet d'obtenir un court-circuit ou un circuit-ouvert sur une ligne de transmission. Les MEMS ont été développés au début des années 1970 et leur première commercialisation remonte aux années 1980. Depuis lors les MEMS ont connu un important développement et restent encore en plein essor [1.10].

Ces composants se distinguent par leur très faible consommation de puissance et faible temps de réponse, leur simple fabrication basée sur des techniques de micro-usinage... Cependant

encore aujourd'hui, leur fiabilité à long terme reste non garantie et leur coût d'encapsulation demeure encore élevé.

Les MEMS restent très utilisés dans la littérature comme par exemple dans [1.11] où deux monopôles elliptiques CPW ont été fabriqués sur un polymère à cristaux liquides (LCP) avec réjection de bande reconfigurable dans la bande de fréquence comprise entre 5 et 6 GHz (Figure 1.6). Les commutateurs MEMS sont utilisés pour activer et désactiver les éléments résonants sans qu'il soit nécessaire d'utiliser des lignes de polarisation DC.

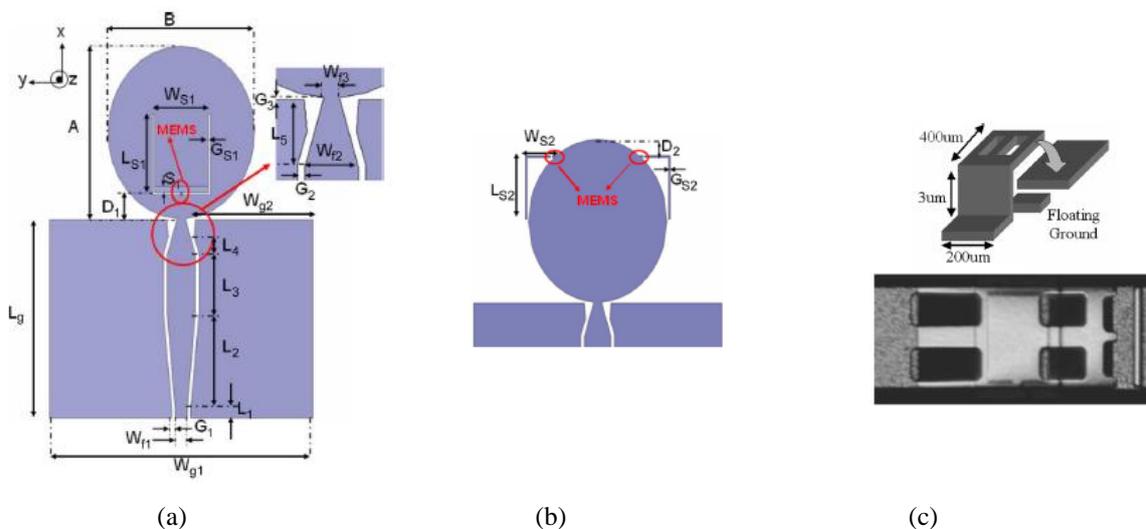


Figure 1.6: (a) Antenne 1; (b) Antenne 2 et (c) commutateur MEMS utilisé .

## 2.2.4 Commutateurs Optiques

L'utilisation des photoconducteurs dont la commande est optique peut nous éviter le recours aux circuits de polarisation complexes (nécessaires pour contrôler les diodes PIN par exemple) qui peuvent perturber le comportement de l'antenne. Les photoconducteurs offrent aussi l'avantage d'être très rapides.

Un exemple de commutateur optique de dimension  $1 \times 2 \times 0.3 \text{ mm}^3$  est présenté dans [1.12]. Yadav et al. ont proposé une antenne conçue sur un substrat FR4 d'épaisseur 1.5mm représentée sur la Figure 1.7. L'antenne se compose de cinq arcs et bras chacun à  $72^\circ$  avec un patch circulaire de rayon 4.5 mm au centre.

Lorsque le laser est désactivé, les commutateurs sont à l'état Off. Lorsque le laser est en état de marche, fonctionnant à 200mW, le silicium conduit et les gaps sont comblés, augmentant ainsi la longueur de l'antenne et permettant de produire trois fréquences de résonance différentes entre 2 et 4GHz.

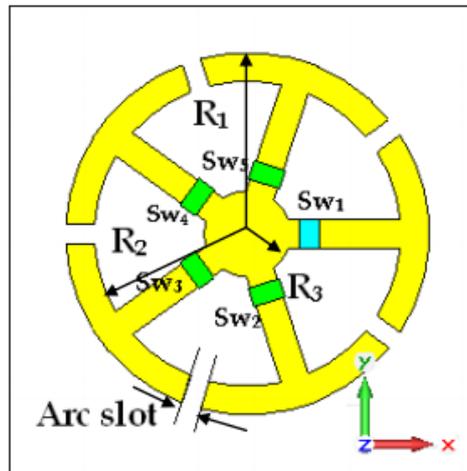


Figure 1.7 Vue de dessus de l'antenne agile en utilisant des photoconducteurs.

### 2.2.5 Matériaux Agiles

Les matériaux dits « agiles » ou encore « intelligents » sont utilisés le plus souvent comme substrat dont les propriétés électromagnétiques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées via une commande externe (par l'application d'un champ électrique et/ou magnétique) assurant ainsi l'agilité des antennes.

Quelques études ont été réalisées utilisant des propriétés de matériaux différents notamment les matériaux ferroélectriques, ferromagnétiques et les cristaux liquides.

Ils offrent l'avantage d'être peu encombrants et de plus en plus facilement intégrables. Néanmoins, rendre ces matériaux agile n'est pas une tâche facile; la commande est difficilement intégrable, de grandes tensions doivent être appliquées sur les matériaux, les dispositifs d'alimentation sont complexes, les pertes sont assez importantes et les temps de réponse sont élevés.

L'antenne reconfigurable en fréquence présentée dans la Figure 1.8 [1.13] est mise en œuvre en utilisant un substrat de silicone extensible TC5005. Le patch extensible est fabriqué par l'injection d'un alliage de métal liquide dans un réservoir Galinstan carré fabriqué dans le substrat en élastomère de silicone. La longueur électrique de l'antenne patch varie en fonction de l'étirement. Un réglage de fréquence de 1.3 à 3 GHz et une efficacité maximale de rayonnement mesurée de 80 % sont obtenus.

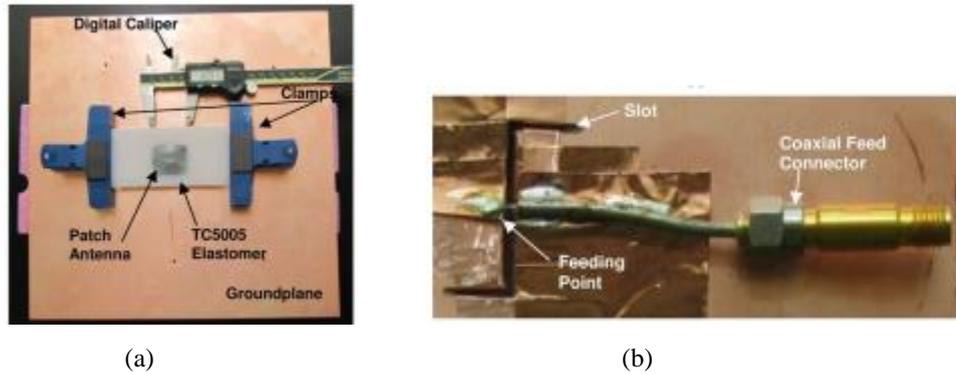


Figure 1.8 Prototype de l'antenne proposée: (a) Vue de dessus et (b) Vue de dessous.

Cette présentation générale des différents procédés permettant de réaliser une fonctionnalité de reconfiguration des antennes montre qu'il n'existe pas de solution universelle. Le choix technologique doit se faire en fonction des besoins de l'application visée notamment en termes de consommation, d'encombrement, de performances électriques, de simplicité de mise en œuvre, de fiabilité et du coût.

### 2.3 Circuits de Polarisation

Plusieurs facteurs importants peuvent aider à guider la sélection et la mise en œuvre d'un mécanisme de reconfiguration. Le premier d'entre eux est fondamental : l'isolement. Dans la plupart des études publiées à ce jour, le mécanisme de reconfiguration implique une certaine forme de contrôle DC, que ce soit pour le réglage des propriétés des matériaux ou l'activation des interrupteurs ou de structures électroniques. Afin d'avoir un bon isolement entre les trajets du signal DC et RF sur l'antenne, il faut inclure à la fois des condensateurs de blocage DC et des inductances RF réalisées en structure localisée ou distribuée à des endroits appropriés de l'antenne. Les conceptions holistiques peuvent également sélectionner des topologies micro-ruban particulières qui simplifient les réseaux de polarisation dès le départ. Une autre approche pour obtenir l'isolation DC-RF est de localiser les dispositifs de reconfiguration sur les éléments parasites ou l'alimentation plutôt que sur le patch rayonnant lui-même.

Cependant, l'intégration d'un grand nombre de composants localisés sur l'élément rayonnant peut augmenter la perte de puissance, le bruit, et la complexité du circuit de polarisation. En outre, la capacité de traitement de puissance et la durée de vie de ces composants sont également des problèmes importants à prendre en considération au cours de la phase de conception.

### 3. Classification

Il existe plusieurs critères pour classer les antennes reconfigurables, dans ce chapitre nous adoptons une classification selon la fonctionnalité. Nous obtenons donc trois grandes familles:

- Antennes agiles en fréquence.
- Antennes agiles en diagramme de rayonnement
- Antennes agiles en polarisation

La combinaison de deux fonctionnalités ou plus reste possible.

#### 3.1 Aperçu sur les Antennes

Une antenne est un dispositif électrique qui assure l'adaptation entre une source électrique et l'espace libre en émission, et c'est l'inverse en réception. Le principe de réciprocité stipule qu'une antenne peut être utilisée indifféremment en émission ou en réception.

Afin de bien appréhender le fonctionnement des antennes agiles, nous présentons dans cette section un rappel sur quelques caractéristiques fondamentales de l'antenne.

##### 3.1.1 Comportement Fréquentiel

###### \* Impédance d'entrée

L'antenne est considérée généralement comme un circuit résonnant dont la fréquence de résonance est déterminée à partir des valeurs de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C$  liées à ses structures, à ses dimensions et aux éléments ajoutés.

On définit la qualité d'adaptation d'une antenne soit en donnant son impédance d'entrée  $Z_{in}(\omega)$  (souvent 50 ou 75  $\Omega$ ), soit en donnant son niveau de coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ).

L'impédance d'entrée complexe de l'antenne est donnée par l'expression suivante :

$$Z_{in}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (1.1)$$

avec -  $R$ : la résistance

-  $X$ : la réactance

-  $\omega = 2\pi f$

### \* Coefficient de Réflexion et Pertes de Retour

Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchie en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée  $Z_{in}(\omega)$  de l'antenne et de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission  $Z_0$  tel que:

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0} \quad (1.2)$$

Ainsi les pertes de retour (par réflexion) dites aussi Return Loss (en anglais) s'en déduisent:

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (1.3)$$

### \* Rapport d'Onde Stationnaire et Bande Passante

L'adaptation de l'antenne est aussi souvent caractérisée par le Rapport d'Ondes Stationnaires ROS (en anglais: Voltage Standing Wave Ratio VSWR). Lorsqu'il y a désadaptation, la réflexion d'une partie de l'onde incidente et l'addition avec l'onde incidente conduit à l'apparition d'un régime d'ondes stationnaires dans la ligne d'alimentation de l'antenne. L'amplitude de cette onde stationnaire n'est pas constante le long de la ligne. Le ROS est le rapport entre l'amplitude maximale et l'amplitude minimale de cette onde stationnaire, il s'écrit sous la forme suivante :

$$ROS = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.4)$$

### \* Bande Passante

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximal. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion (il n'y a pas de critères précis pour la limite). Un critère typique est d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB (ou encore un  $ROS \leq 2$ ) sur la bande passante comme nous pouvons le voir sur la Figure 1.9 [1.14].

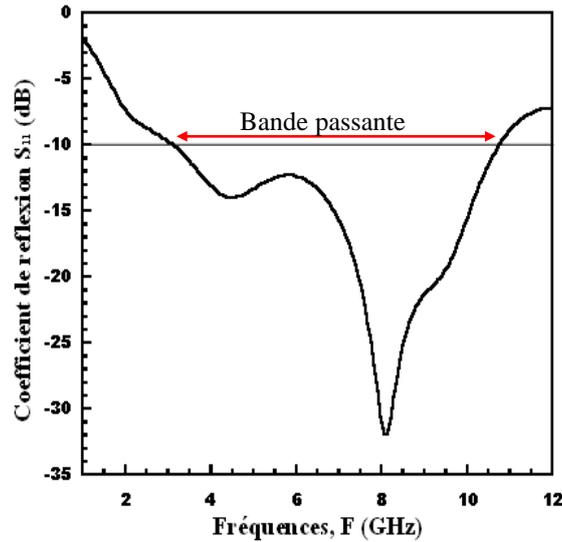


Figure 1.9 Bande passante.

### 3.1.2 Les Caractéristiques de Rayonnement

#### \* Diagramme de Rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace et indique les directions privilégiées; dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. Il existe des diagrammes de rayonnement quasi-omnidirectionnels ou directifs comme illustré dans la Figure 1.10 [1.13, 1.15]. La notion d'antenne isotrope, antenne rayonnant uniformément dans toutes les directions de l'espace, est tout à fait théorique.

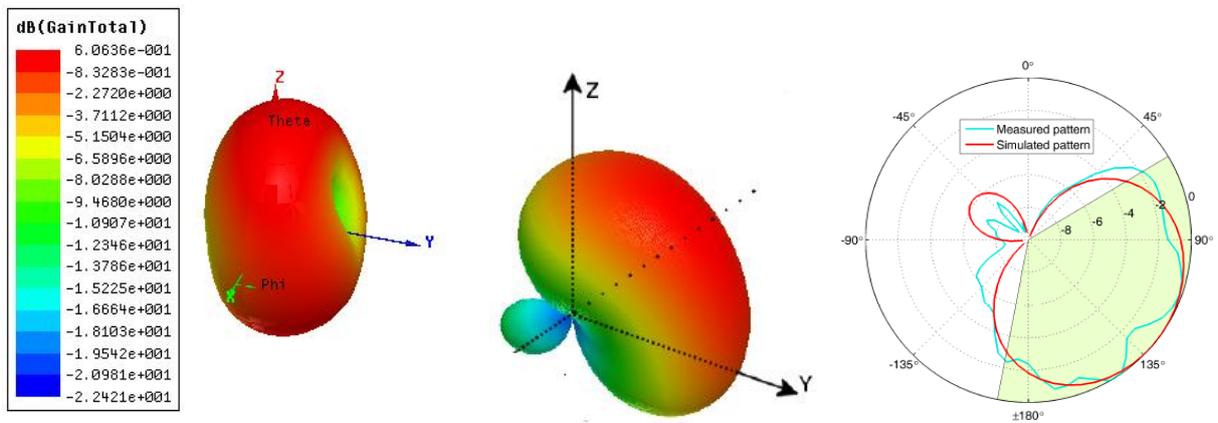


Figure 1.10 Diagramme de rayonnement: (a) 3D omnidirectionnelle; (b) 3D directif et (c) 2D directif.

### \* Rendement ou Efficacité

Le rendement  $\eta$  d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée  $P_F$  en puissance rayonnée  $P_R$ . C'est le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie.

Le rendement d'une antenne est défini ainsi :

$$\eta = \frac{P_R}{P_F} \quad (\text{I.5})$$

### \* La Directivité

La directivité (parfois appelée gain directionnel) caractérise la manière dont l'antenne concentre son rayonnement dans une partie de l'espace. C'est le rapport de la puissance rayonnée dans une direction donnée à la puissance moyenne que rayonnerait l'antenne isotrope sans tenir compte des pertes. Elle est définie par l'expression suivante:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(r, \theta, \varphi)}{P_{iso}} \quad (\text{I.6})$$

-  $P_{iso}$  est la densité de puissance émise par une antenne isotrope qui aurait la même puissance émise  $P(r, \theta, \varphi)$ .

### \* Gain

Le gain  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée  $P(\theta, \varphi)$  sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction. Il s'exprime en dBi (décibels par rapport à l'antenne isotrope).

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.7})$$

### \* PIRE

Dans un système de communication radio la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE ou EIRP en anglais), est définie dans la direction de l'antenne où la puissance émise est maximale : c'est la Puissance qu'il faudrait appliquer à une antenne isotrope pour obtenir le même champ dans cette direction.

$$PIRE = P_{max} \times Gain \quad (\text{I.8})$$

### \* Polarisation

La polarisation d'une onde EM est le type de trajectoire que décrit l'extrémité du champ E au cours du temps . Il existe deux types de polarisation :

- Polarisation linéaire (verticale ou horizontale): Le champ E n'a qu'une composante variant sinusoïdalement: sa trajectoire est donc un segment de droite. Un dipôle génère classiquement une onde EM polarisée linéairement.

- Polarisation elliptique: correspond au cas général d'un champ E comprenant deux composantes d'amplitudes et de phases quelconques.

**Remarque:** la polarisation circulaire est un cas particulier de la polarisation elliptique. Le champ E a deux composantes de même amplitude et déphasées de 90 degrés et son extrémité décrit un cercle.

## 3.2 Antennes Reconfigurables en Fréquence

L'agilité en fréquence est une fonctionnalité très sollicitée, et acquiert un intérêt croissant dans le milieu académique et industriel, à cause de l'augmentation importante et continue du nombre des standards à utiliser pour chaque système de télécommunication et de leurs exigences en terme de qualité et de nombre d'utilisateurs. En effet, un grand défi apparait découlant du besoin de faire cohabiter différentes normes sur une même antenne tels que le GSM 850, GSM 900, GSM1800, GSM 1900, GPS, UMTS, ISM, LTE, Radio FM, BlueTooth, WiFi, WLAN, WiMAX...

En outre, l'allocation des fréquences est gérée par les législations en vigueur et par des organismes spécialisés dans chaque pays, comme par exemple la FCC (Federal Communication Commission) aux Etats Unis et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) en Europe, afin de garantir la disponibilité des bandes de fréquences et réduire les interférences. Cependant, cette régulation rend parfois les différents réseaux incompatibles.

De plus, l'analyse du spectre fréquentiel à un instant donné montre que de larges plages de fréquences sont inutilisées. Il en résulte ainsi un gaspillage important des fréquences utilisables et des bandes passantes, ainsi qu'un engorgement de certains canaux.

Pour pallier ces problèmes, la radio cognitive peut apporter des solutions aux problèmes liés aux allocations. En effet un tel système, extrêmement flexible et évolutif, a la capacité de détecter et de reconnaître son cadre d'utilisation afin de pouvoir ajuster ses paramètres de

fonctionnement radio de façon dynamique et autonome. Il doit s'accompagner d'une antenne également performante.

L'antenne agile en fréquence se présente alors comme un candidat naturel pour ces nouveaux systèmes de télécommunication grâce à sa capacité d'accorder sa fréquence de fonctionnement, de filtrer les interférences des signaux et s'accorder pour tenir compte de son nouvel environnement.

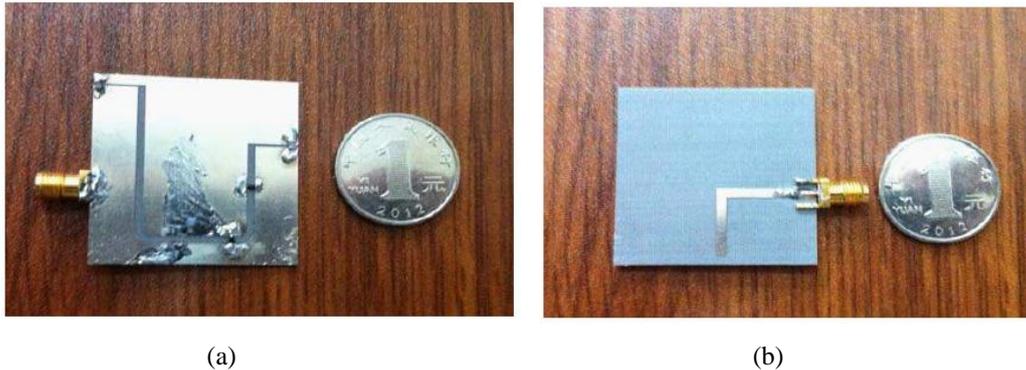


Figure 1.11 Prototype de l'antenne reconfigurable en fréquence: (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.

Plusieurs études ont été menées dans ce cadre. La Figure 1.11 illustre une antenne reconfigurable en fréquence [1.16]. L'insertion des deux varacteurs SMV 1232-79FL de SKYWORKS permet d'obtenir six différentes fréquences entre 2.3 GHz et 3.6 GHz comme le montre la Figure 1.12.

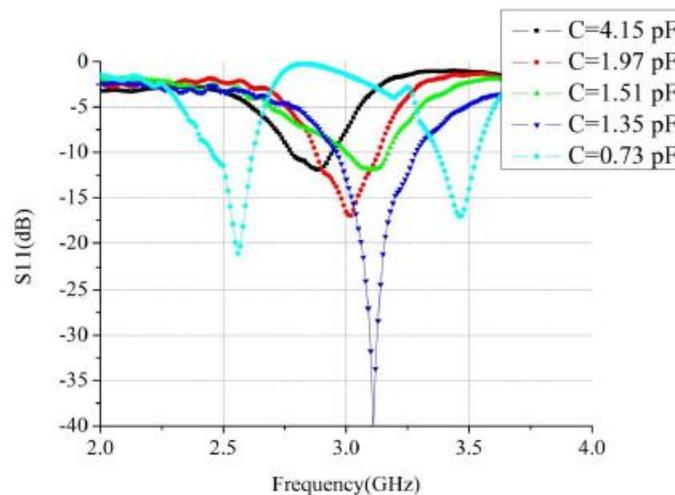


Figure 1.12 Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré de l'antenne reconfigurable en fréquence.

Les petites fentes dans le plan de masse sont utilisées pour le circuit de polarisation afin de minimiser l'effet des parasites sur les performances de l'antenne. La fente en U modifiée, alimentée par une ligne d'alimentation en forme de L, permet de réduire de 30% la taille de

l'antenne par rapport aux fentes en U conventionnelles. L'antenne présente un gain d'environ 4.5 dB.

Lee et al. proposent dans [1.17], une antenne reconfigurable en fréquence pour des applications de téléphone cellulaire comme présenté dans la Figure 1.13. La structure proposée est basée sur une antenne PIFA classique. En outre, deux stubs, chacun avec une diode varicap, sont intégrés. Afin d'obtenir une large bande, les deux fréquences de résonance ( $F_1$  et  $F_2$ ) sont contrôlées indépendamment par la variation de la tension appliquée aux varicaps.

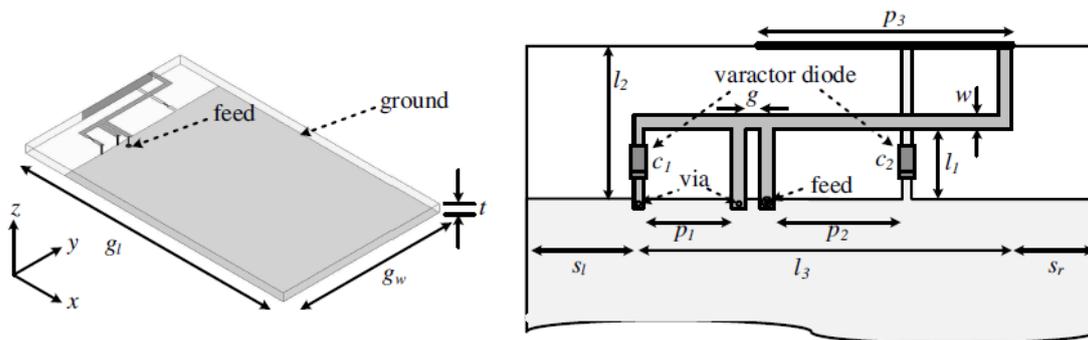


Figure 1.13 Antenne PIFA reconfigurable en fréquence.

Les résultats des mesures montrent que l'antenne proposée a une bande de fréquence accordable pour  $F_1$  de 47.7% (606-965 MHz) et de 45.5% (1343-2181 MHz) pour  $F_2$ .

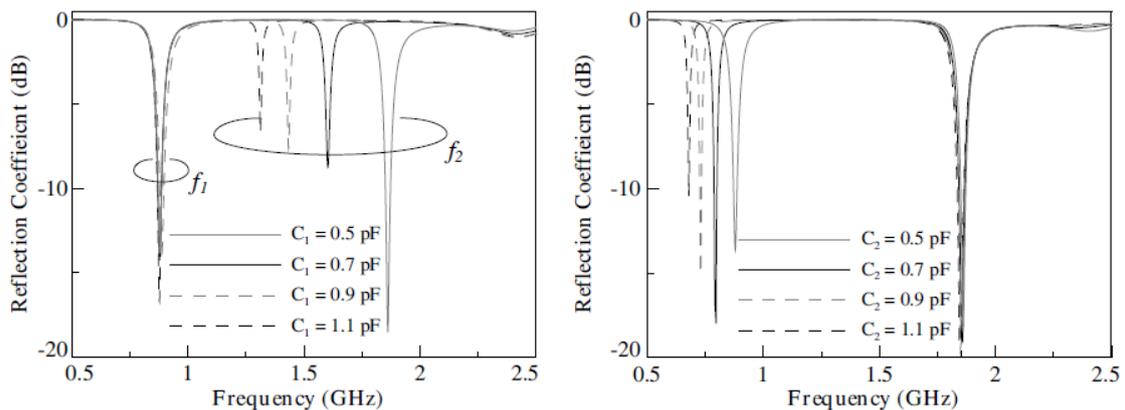
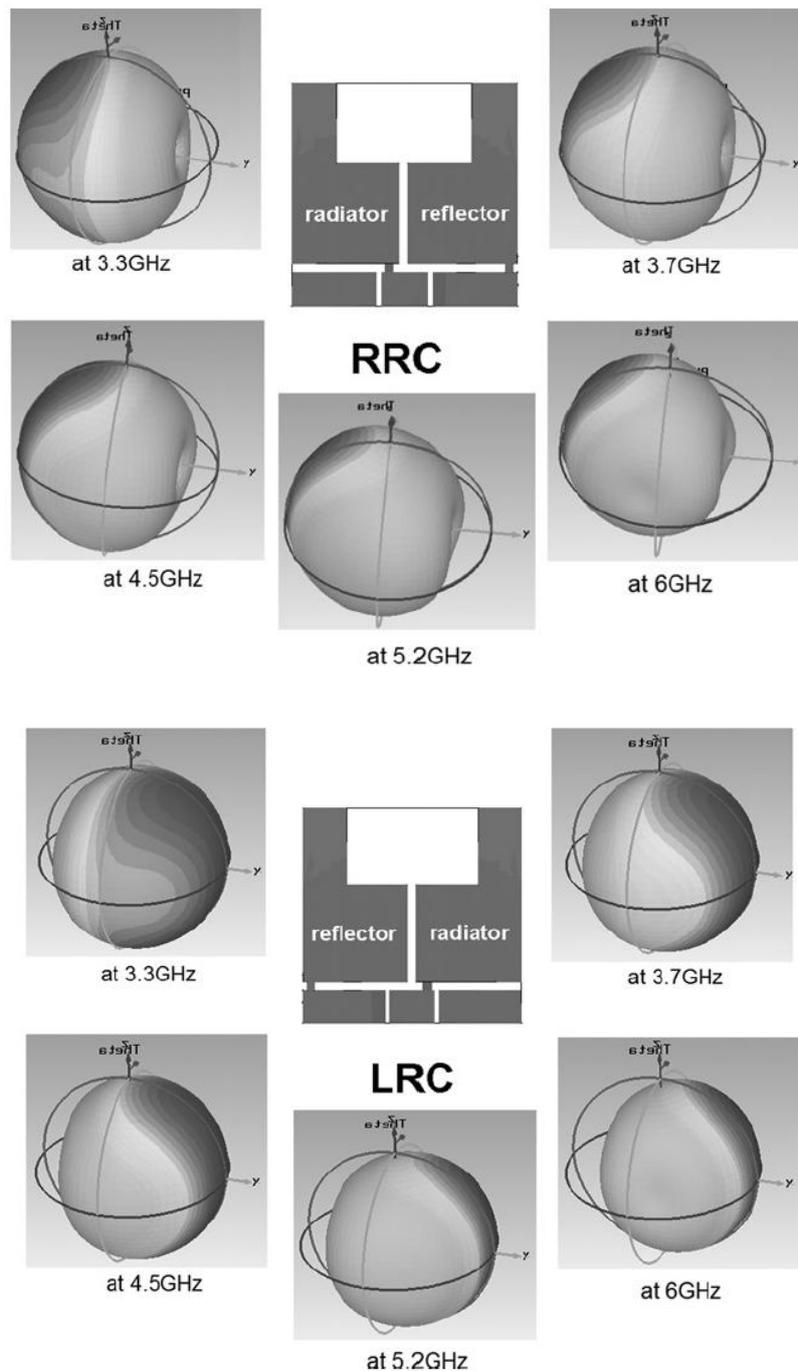


Figure 1.14 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé de l'antenne proposée.

Par conséquent,  $F_1$  couvre les standards LTE (698MHz - 798 MHz), CDMA (824MHz - 894 MHz), GSM (880MHz - 960 MHz), et  $F_2$  couvre la DCS (1710MHz - 1880 MHz), PCS (1850MHz - 1990 MHz), WCDMA (1920MHz - 2170 MHz) comme l'indique la Figure 1.14.





**Figure 1.16** Diagrammes de rayonnement 3D simulées de l'antenne proposée dans les deux cas.

En réglant les commutateurs à l'état On ou Off, les deux patches peuvent alternativement basculer entre le radiateur et le réflecteur comme présenté dans la Figure 1.16. Par conséquent, l'antenne proposée est en mesure de fournir des diagrammes de rayonnement directionnels de deux faisceaux dirigés plus ou moins dans des directions opposées de 3.7 à 6GHz.

Un autre exemple d'antenne à diagramme de rayonnement reconfigurable est proposé dans [1.19]. Initialement, l'antenne proposée de dimension  $85 \times 90 \times 7.2 \text{ mm}^3$  fonctionne comme une antenne monopole alimentée par un guide d'ondes coplanaires (CPW) comme l'indique la Figure 1.17.

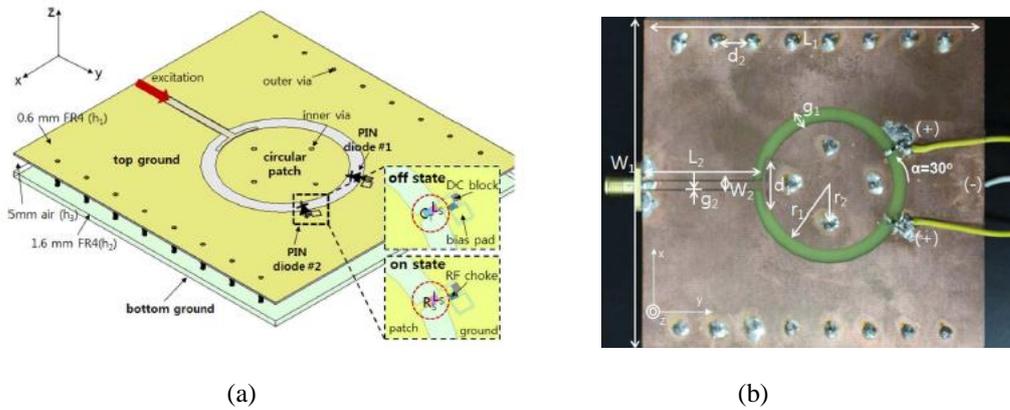


Figure 1.17 (a) Géométrie de l'antenne proposée; (b) Prototype.

L'agilité est assurée par l'insertion de deux diodes PIN, de type SMP1345-079LF de Skyworks, dans la fente circulaire.

A 2,3 GHz, en contrôlant la tension de polarisation des diodes PIN, deux diagrammes de rayonnement différents sont obtenus. Lorsque les deux diodes sont à l'état On, l'intensité de rayonnement est maximale selon l'axe (oy).

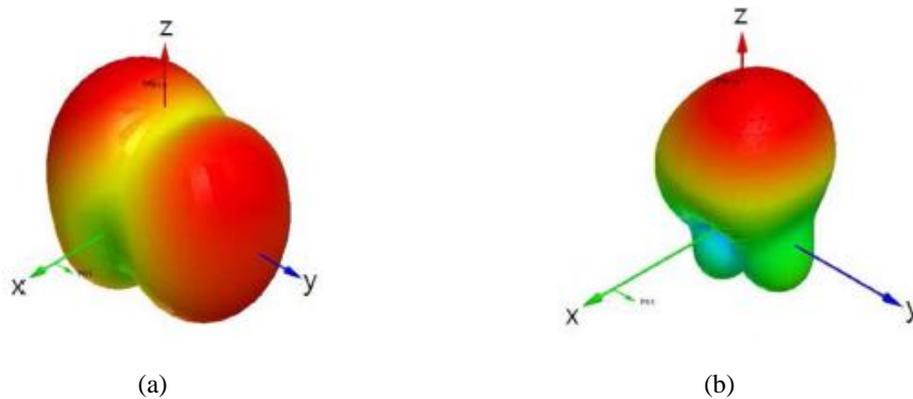


Figure 1.18 Diagrammes de rayonnement 3D simulés à 2.3 GHz: (a) L'état Off et (b) L'état On.

Mettre les deux diodes à l'état Off, réoriente le rayonnement maximal perpendiculairement à la direction initiale, l'antenne rayonne selon l'axe (oz) comme décrit dans la Figure 1.18.

### 3.4 Antennes Agiles en Polarisation

L'intégration des antennes agiles en polarisation dans des systèmes de communication sans fil et par satellite est de plus en plus populaire et en plein essor. La propriété d'agilité en polarisation doit être réalisée tout en gardant le même comportement fréquentiel (mêmes fréquences de résonance) et même rayonnement. Il s'agit de modifier uniquement l'orientation vectorielle du champ E. La diversité de polarisation permet d'atténuer l'influence néfaste causée par les trajets multiples en évitant les problèmes de pertes d'évanouissement offrant ainsi une meilleure efficacité dans la réception du signal de communication [1.20].

Plusieurs études ont été faites pour obtenir une diversité de polarisation. Par exemple, dans [1.21], les auteurs ont conçu une antenne patch large bande en forme de E et à polarisation reconfigurable. L'antenne est capable de commuter sa polarisation d'une polarisation circulaire droite (en anglais: RHCP) à une polarisation circulaire gauche (LHCP) et vice-versa. La bande de fréquence de fonctionnement est de 2.4 à 2.5 GHz (WLAN IEEE 802.11 b / g). Afin de rendre la structure agile en polarisation, deux diodes PIN (MA4SPS402) ont été placées aux endroits appropriés au niveau des fentes.

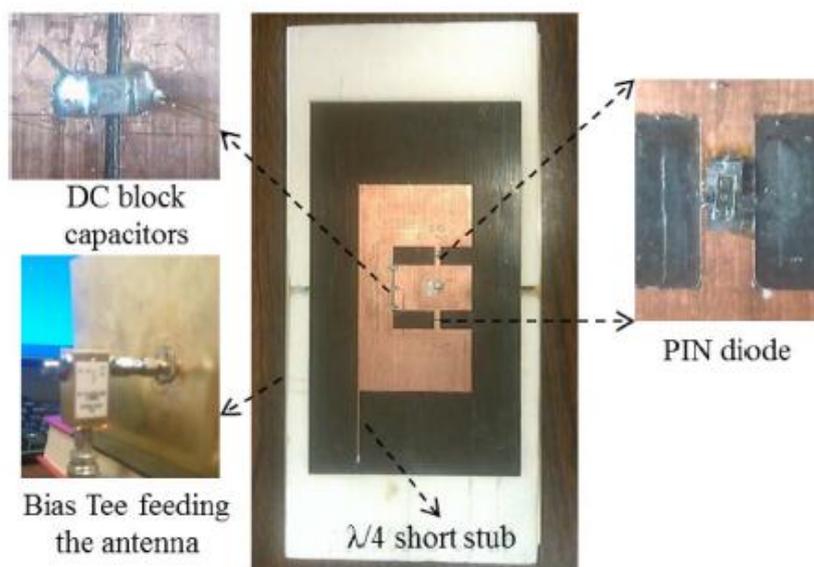


Figure 1.19 Photo de l'antenne en E reconfigurable en polarisation.

Un prototype avec un circuit de polarisation intégré a été fabriqué sur du Duroid de permittivité  $\epsilon=2.2$  comme le montre la Figure 1.19. L'antenne présente une largeur de bande effective de 7%, passant de 2.4 à 2.57 GHz avec un gain maximal de 8,7 dBi.

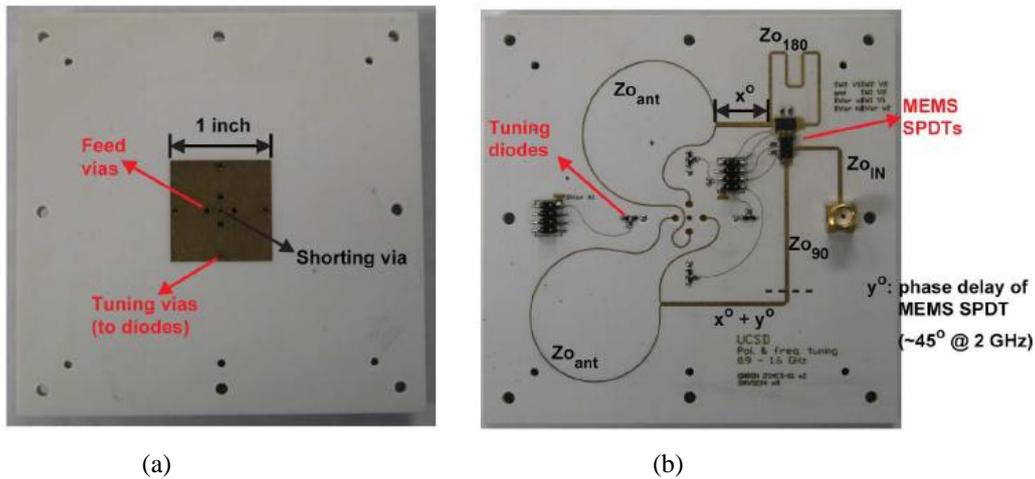


Figure 1.20 Photo de l'antenne reconfigurable: (a) Vue de dessus et (b) Vue de dessous.

Une antenne patch carré multicouche de dimension  $101.6 \times 101.6 \times 7 \text{ mm}^3$  avec agilité en fréquence et en polarisation est présentée dans [1.22]. Le contrôle de la fréquence de fonctionnement de 0.9 à 1.5 GHz est assuré par des diodes PIN. Les circuits RF MEMS sont utilisés avec un nouveau réseau d'alimentation pour fournir quatre états de contrôle de polarisation; linéaire vertical, linéaire horizontal, circulaire gauche et circulaire droite. La photo de l'antenne prototypée est présentée dans la Figure 1.20.

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le concept d'antenne reconfigurable qui se présente comme candidate potentielle pour les nouveaux systèmes de communication sans fil, car ce type d'antennes à comportement flexible et évolutif capable de s'adapter aux changements dynamiques de l'environnement permet une meilleure exploitation du spectre fréquentiel, l'augmentation des débits de transmission, l'optimisation de la consommation et de l'autonomie, le renforcement de la sécurité,...

Un grand nombre de travaux de recherche est en cours pour étudier ces antennes et exploiter notamment les propriétés dues au développement des techniques de diversité. Les diodes PIN, les MEMS, les diodes varicap, ont facilité l'implémentation de ces nouvelles fonctionnalités et ont augmenté l'intérêt pour ces antennes.

Dans le cadre de cette thèse, nous allons étudier chacune de ces fonctionnalités, à savoir l'agilité en fréquence, l'agilité en diagramme de rayonnement et l'agilité en polarisation pour les télécommunications multistandards.

Le choix de la technique de reconfigurabilité va se faire en fonction des besoins de l'application visée.

## Références

- [1.1] S. Andre, D. Leonard, "An active retrodirective array for satellite communications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.12, No.2, pp. 181-186, 1964.
- [1.2] O. F. DiFonzo, P. R. Karmel and A. E. A t i a, "A Multiple Shaped Beam Reconfigurable Satellite Antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 17, pp. 457-460, 1979.
- [1.3] T. N. Ding, P. Sillard, P.-T. Ho, "A Simple Reconfigurable Antenna," Flat Panel Display Technology/Technologies for a Global Information Infrastructure/ICs for New Age Lightwave Communications/RF Optoelectronics, Digest of the LEOS Summer Topical Meetings, pp.63-64, 1995.
- [1.4] J-M. Laheurte, "A switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation", Electronics letters, 2001, Vol.37, pp. 1498-1500.
- [1.5] B. Poussot, J-M. Laheurte, L. Cirio, O. Picon, D. Delcroix, L.Dussopt, "Diversity Measurements of a Reconfigurable Antenna with Switched Polarizations and Patterns", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 56. Issue: 1, pp.31-38, Jan. 2008.
- [1.6] Lieh-Hao Chang, Wen-Cheng Lai, Jui-Ching Cheng and Ching-Wen Hsue, "A Symmetrical Reconfigurable Multipolarization Circular Patch Antenna," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 13, pp. 87-90, 2014.
- [1.7] Laurent Petit, "Antennes Reconfigurables à Base de MEMS RF," Thèse soutenue le 9 Février 2007, Université Joseph FOURIER.
- [1.8] Abubakar Tariq and Hooshang Ghafouri-Shiraz, "Frequency-Reconfigurable Monopole Antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 60, No. 1, pp. 44-50, January 2012.
- [1.9] Shing-Hau Chen, Jeen-Sheen Row, and Kin-Lu Wong, " Reconfigurable Square-Ring Patch Antenna With Pattern Diversity," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 2, pp. 472-475, February 2007.
- [1.10] Elliott R. Brown, "RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits," IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, issue 11, pp. 1868-1880, 1998.

- [1.11] Symeon Nikolaou Nickolas D. Kingsley George E. Ponchak John Papapolymerou and Manos M. Tentzeris, "UWB Elliptical Monopoles With a Reconfigurable Band Notch Using MEMS Switches Actuated Without Bias Lines," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 8, pp. 2242-2251, August 2009.
- [1.12] A.M.Yadav, C.J Panagamuwa, R.D.Seager, "Investigation of a Plug hole shaped Frequency and Pattern Reconfigurable Antenna using Photoconductive Microwave Switches," *Proceedings of the 41st European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 878-881, 2011.
- [1.13] Shahrzad Jalali Mazlouman, Xing Jie Jiang, Alireza (Nima) Mahanfar, Carlo Menon and Rodney G. Vaughan, "A Reconfigurable Patch Antenna Using Liquid Metal Embedded in a Silicone Substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 12, pp. 4406-4412, December 2011.
- [1.14] Imen Ben Trad, Hatem Rmili, Jean Marie Floch, Mhamed Drissi and Habib Zangar, "Design of a Dual-Band Rejected UWB Printed Monopole Antenna," *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) proceeding*, pp 651-654, 2011.
- [1.15] Sahaya kulandai raj Joseph, Jan Fahlbusch and Joerg Schoebel, "A Beam Switching Three Layer Reconfigurable Antenna," *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2012.
- [1.16] Zhen Ren, Wentao Li, Le Xu, and Xiaowei Shi, "A Compact Frequency Reconfigurable Unequal U-Slot Antenna with a Wide Tunability Range," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 39, pp. 9-16, 2013.
- [1.17] M.-J. Lee, Y.-S. Kim, and Y. Sung, "Frequency Reconfigurable Planar Inverted-F Antenna (PIFA) for Cell-Phone Applications," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 32, pp. 27-41, 2012.
- [1.18] G.-M. Zhang, J.-S. Hong, G. Song, B.-Z. Wang, "Design and Analysis of a Compact Wideband Pattern Reconfigurable Antenna with Alternate Reflector and Radiator," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 6, Iss. 15, pp. 1629–1635, 2012.
- [1.19] Inseop Lim and Sungjoon Lim, "Monopole-Like and Boresight Pattern Reconfigurable Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 12, pp. 5854-5859, December 2013.
- [1.20] Wenquan Cao, Bangning Zhang, Aijun Liu, Tongbin Yu, Daosheng Guo, and Kegang Pan, "A Reconfigurable Microstrip Antenna With Radiation Pattern Selectivity and Polarization Diversity," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, 2012.

- [1.21] Ahmed Khidre, Kai-Fong Lee, Fan Yang, and Atef Z. Elsherbeni, "Circular Polarization Reconfigurable Wideband E-Shaped Patch Antenna for Wireless Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 2, pp. 960-964, February 2013.
- [1.22] Kevin Ming-Jiang Ho and Gabriel M. Rebeiz, "A 0.9–1.5 GHz Microstrip Antenna With Full Polarization Diversity and Frequency Agility," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 62, No. 5, pp. 2398-2406, May 2014.

***Chapitre 2 :***  
***Etude et Conception des Antennes  
Reconfigurables en Fréquence pour les  
Télécommunications Multistandards***

# Sommaire

<b>1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>31</b>
<b>2</b>	<b>Conception d'une antenne carrée multi-bandes à fente fractale reconfigurables en fréquence.....</b>	<b>31</b>
2.1	Objectif de l'étude .....	31
2.2	Antenne référence.....	32
2.2.1	Conception de l'antenne carrée à fente fractale .....	33
2.2.2	Performances de l'antenne référence .....	33
2.3	Antenne carrée multi-bande à fente fractale reconfigurable .....	36
2.3.1	Techniques de reconfigurabilité et contraintes technologiques .....	37
2.3.2	Performances de l'antenne carrée à fente fractale reconfigurable .....	37
2.4	Conclusion.....	42
<b>3</b>	<b>Etude et conception d'une antenne elliptique ULB à rejet de bandes reconfigurables .....</b>	<b>42</b>
3.1	Objectif de l'étude .....	42
3.2	Antenne référence.....	43
3.2.1	Conception de l'antenne planaire elliptique ULB à rejet de bandes .....	43
3.2.2	Performances des antennes passives .....	45
3.3	Antenne imprimée elliptique ULB à rejet de bandes reconfigurables.....	49
3.3.1	Techniques de reconfigurabilité et contraintes technologiques .....	49
3.3.2	Performances des antennes elliptiques ULB reconfigurables .....	50
3.4	Perspectives .....	57
<b>4</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>57</b>
	<b>Références .....</b>	<b>58</b>

## 1 Introduction

Au cours de ces dernières décennies, les antennes multi-bande et ultralarge bande (ULB) ont attiré beaucoup d'attention dans le domaine des communications sans fil en raison de la nécessité croissante de fournir des antennes capables de couvrir plusieurs standards telles que les standards GSM, UMTS, GPS, Bluetooth, WLAN, WiMAX, LTE [2.1-2.4]. Mais face aux exigences des utilisateurs et l'évolution incessante des systèmes de télécommunication, les antennes, sont de plus, capables de réaccorder leurs fréquences de fonctionnement. Elles sont considérées comme une alternative prometteuse et lucrative pour répondre aux besoins évolutifs de ce domaine. Cette solution intelligente a reçu beaucoup d'attention de la part des académiques et des industriels pour obtenir des antennes intelligentes, dynamiques, flexibles et adaptées à plusieurs applications sans fil [2.5-2.10].

Dans cette perspective, nous avons consacré le présent chapitre à la conception et à l'étude de deux nouvelles antennes reconfigurables en fréquence et alimentées par une ligne micro-ruban. Nous commencerons par présenter une antenne multi-bandes basée sur un patch carré avec fente fractale au centre. Cette antenne est conçue et optimisée afin de commuter électriquement entre plusieurs bandes de fréquences (quinze) de 1 à 6 GHz. Nous présenterons par la suite une antenne planaire ULB à rejet de bandes reconfigurables. La structure de référence est une antenne elliptique ULB couvrant la bande 0.76-6 GHz. L'agilité des bandes rejetées est assurée par deux varicaps. Les deux antennes ont été prototypées et expérimentalement caractérisées.

## 2 Conception d'une antenne carrée multi-bandes à fente fractale reconfigurables en fréquence

### 2.1 Objectif de l'étude

La première antenne étudiée est une antenne imprimée carrée multi-bandes reconfigurable en fréquence [2.11]. L'antenne comporte une fente de forme fractale de type île de Koch à la première itération qui était découpée au centre du patch. L'utilisation des fentes pliées nous permet d'avoir des fentes de taille plus grande dans des espaces restreints. Ceci nous offre la possibilité d'augmenter davantage la taille électrique de la structure rayonnante sans pour autant avoir à augmenter sa taille réelle permettant ainsi à l'antenne de fonctionner à des fréquences plus basses, ce qui justifie le choix d'une fente fractale. De plus, l'utilisation des fentes nous offre plus de degrés de liberté pour l'insertion des switches RF et assurer la

reconfigurabilité de l'antenne. L'agilité en fréquences est obtenue par l'insertion de 16 diodes PIN au niveau de la fente. L'utilisation d'un tel nombre élevé de switches est due à la forte corrélation des fréquences de résonance. Des rubans ont été utilisés à la place des diodes PIN . Ceci permet d'avoir une structure plus simple à réaliser par rapport à la polarisation de toutes ces diodes.

## 2.2 Antenne Référence

La structure de départ est un patch carré à fente fractale de type île de Koch à l'itération 1. L'alimentation est assurée à travers une ligne micro-ruban. L'antenne proposée est multi-bandes fonctionnant sur une large bande de 1 à 6 GHz avec une bonne adaptation d'impédance et un maximum de gain réalisé de 8,48 dBi.

Les fentes fractales sont obtenues en appliquant un processus itératif dans le but de générer une géométrie répétitive à différentes échelles. La fente de type île de Koch est réalisée à partir d'un carré de côté  $a$  (itération 0). D'abord, chaque côté est divisé en quatre parties égales de longueur  $l$ . Ensuite, les deux parties au milieu sont orientées dans deux directions opposées pour créer de nouveaux carrés (itération1) comme présenté dans la figure. 2.1. Ce processus de déformation continu est obtenu en découpant chaque segment en quatre parties et en procédant de la même manière. La longueur de la section fractale est décrite par l'équation suivante :

$$l(n) = (1/4)^n \times a \quad (2.1)$$

L'insertion de la fente permet d'augmenter davantage la longueur électrique de l'antenne et d'atteindre des fréquences plus basses sans avoir à augmenter la taille physique du patch carré.

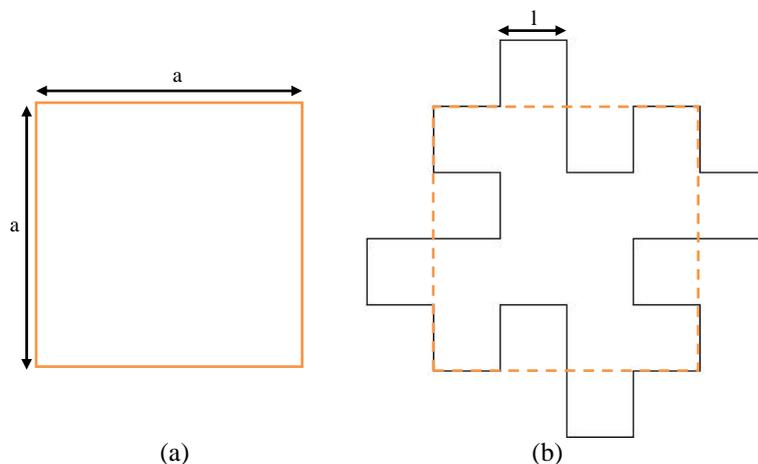


Figure.2.1 Ile de Koch: (a) itération 0 et (b) itération 1

### 2.2.1 Conception de l'Antenne Carrée à Fente Fractale

L'antenne référence de taille  $70 \times 70 \text{mm}^2$  est conçue sur le substrat du Duroid de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$  et d'épaisseur  $h = 1.6 \text{mm}$ . Le patch carré de côté  $L_p = W_p = 50 \text{mm}$  est imprimée sur la face supérieure du substrat. La fente fractale de type île de Koch à la première itération ( $L_1 = 7.74 \text{mm}$ ,  $L_2 = 11 \text{mm}$  et  $s = 2 \text{mm}$ ) découpée au centre du patch est dimensionnée et optimisée pour atteindre le comportement multi-bandes. L'antenne multi-bandes est alimentée par une ligne micro-ruban de longueur  $L_f = 10 \text{mm}$  et de largeur  $W_f = 3 \text{mm}$  comme présenté dans la Figure.2.2. Le plan de masse de dimension  $70 \times 70 \text{mm}^2$  est imprimé sur la face arrière du substrat.

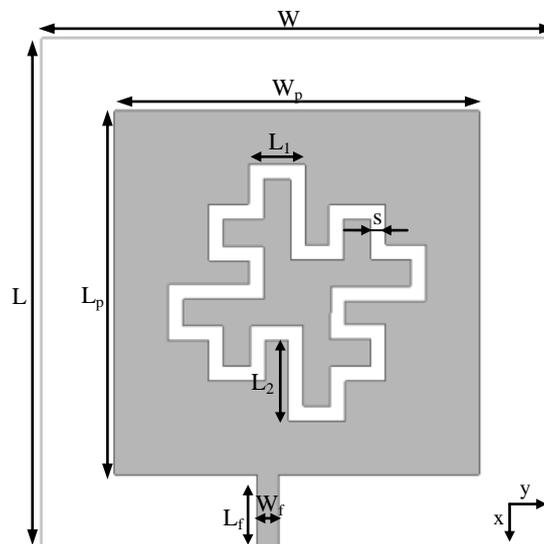


Figure.2.2 Géométrie de l'antenne référence.

### 2.2.2 Performances de l'Antenne Référence

#### a- Coefficient de Réflexion

L'antenne de départ est conçue en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique HFSS v.13. Un prototype a été réalisé puis expérimentalement caractérisé en utilisant les installations du laboratoire IETR de l'INSA de Rennes.

Nous avons optimisé l'antenne passive pour rayonner dans la bande 1-6 GHz; les fréquences de résonance obtenues sont 2.36, 3.30, 4.03 et 5.25 GHz. La mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$ , présentée dans la figure 2.4, a permis de confirmer que le patch imprimé

rayonne bien aux fréquences ciblées. En effet, les fréquences de résonance réelles de l'antenne sont : 2.36, 3.30, 4.05 et 5.27 GHz.



Figure.2.3 L'antenne de référence.

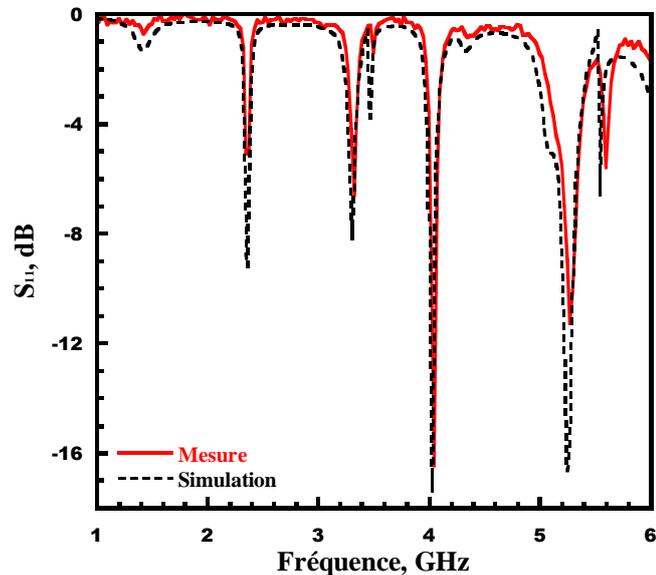
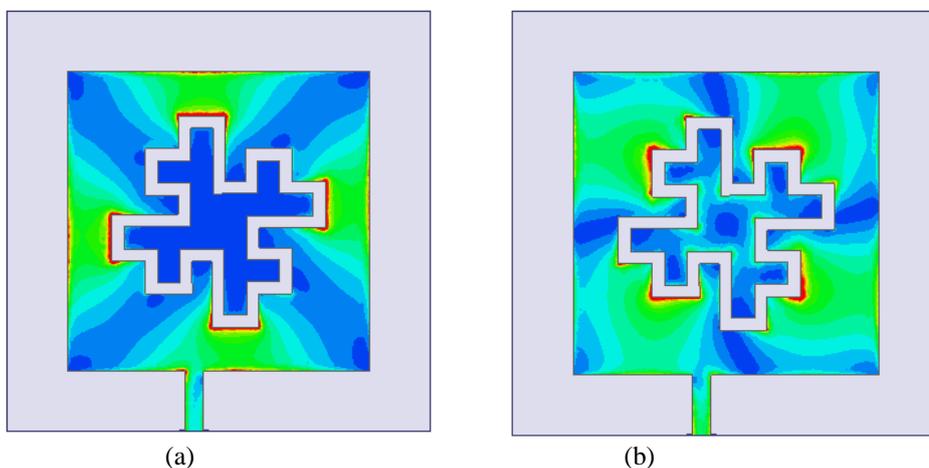


Figure.2.4 Les pertes de retour  $S_{11}$  simulées et mesurées.

### b- La Distribution des Courants Surfariques Simulée

L'étude de la distribution des courants surfariques est primordiale pour repérer les « zones d'influence » où la concentration des courants est la plus élevée. Cette étude nous permet de déterminer les emplacements idéaux pour l'intégration des éléments actifs utilisés dans le but de redistribuer les flux des courants et contrôler ainsi les fréquences de résonance. La figure 2.5 montre que les courants de surface sont principalement concentrés sur le contour externe du patch carré. En effet, le flux de courant est stoppé par la bordure extérieure de la fente fractale centrée. La partie centrale de l'antenne délimitée par la fente n'intervient (pratiquement) pas dans le rayonnement de ce dernier.



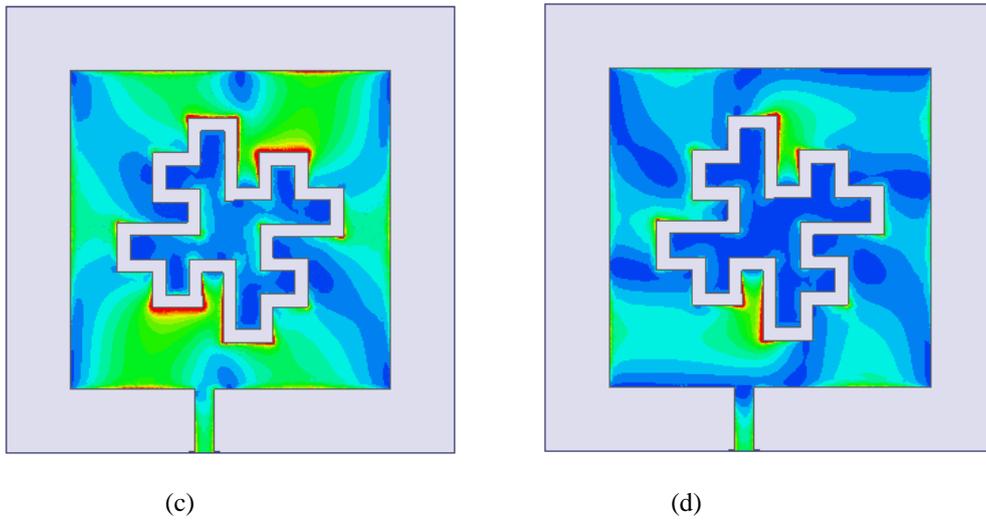
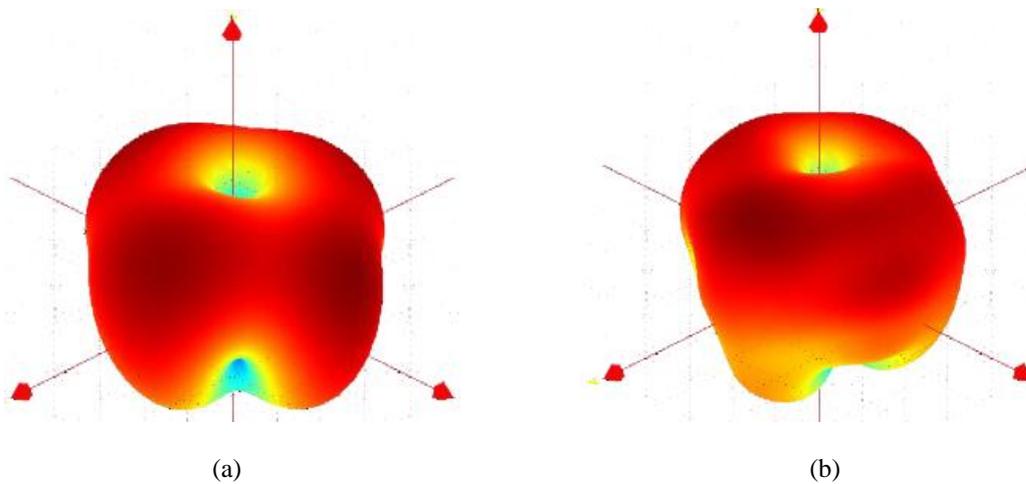
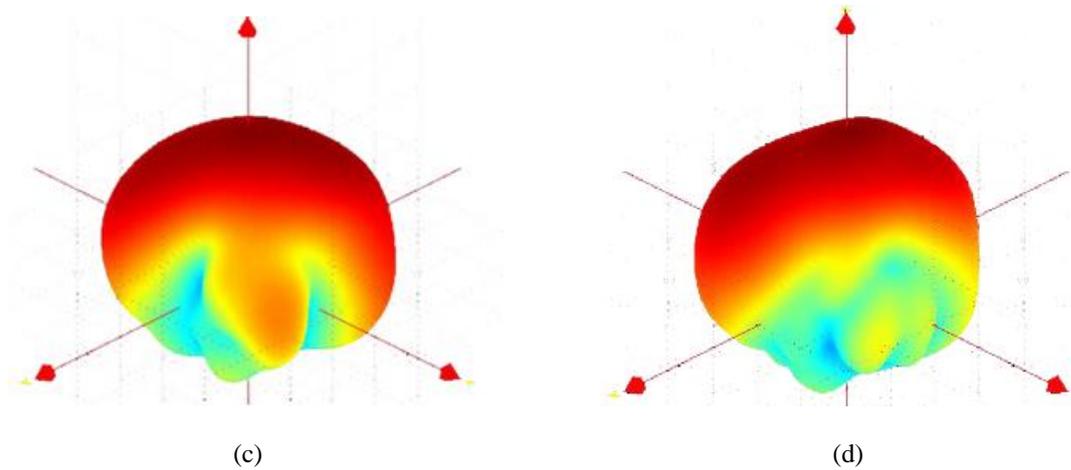


Fig.2.5 La distribution des courants surfaciques de l'antenne de référence aux fréquences : (a) 2.36; (b) 3.30; (c) 4.03 et (d) 5.25 GHz.

### c- Diagrammes de Rayonnement 3D et Gain Mesurés

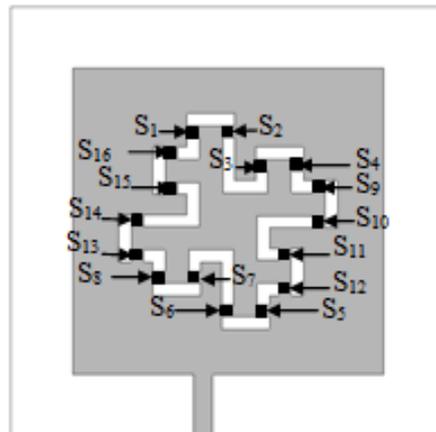
Les diagrammes de rayonnement (Figure 2.6) et le gain de l'antenne référence ont été mesurés dans la chambre anechoïque « Satimo-stargate 32» de l'IETR aux fréquences de résonance 2.36, 3.30, 4.05 et 5.27 GHz. Les gains réalisés mesurés à ces fréquences sont respectivement 1.73, 3.62, 8.48 et 7.59 dBi.





**Figure 2.6** Les diagrammes de rayonnement 3D mesurés aux fréquences de résonances : (a)  $F_1=2,36$  ; (b)  $F_2=3,30$  ; (c)  $F_3=4,05$  et (d)  $F_4=5.27\text{GHz}$ .

### 2.3 Antenne Carrée Multi-bande à Fente Fractale Reconfigurable



**Figure 2.7** Géométrie de l'antenne multi-bandes reconfigurable en fréquence : insertion des switches.

La reconfigurabilité en fréquence est obtenue en intégrant seize diodes PIN le long de la fente fractale comme le montre la Figure 2.7. Selon l'état des diodes PIN, quatre modes de fonctionnement ont été sélectionnés et présentés dans le tableau 4.1. Le premier mode M1 est établi quand tous les switches sont désactivés. Le mode M2 est excité en mettant les diodes  $S_1$ - $S_8$  à l'état On. Ensuite, pour passer au mode M3, les switches  $S_9$ - $S_{16}$  doivent être activés. Le dernier mode M4 est obtenu quand tous les switches sont à l'état On.

**TABLEAU 4.1.** LES MODES DE FONCTIONNEMENT DE L'ANTENNE RECONFIGURABLE

Mode	S <sub>1</sub> -S <sub>8</sub>	S <sub>9</sub> -S <sub>16</sub>
M1	Off	Off
M2	On	Off
M3	Off	On
M4	On	On

### 2.3.1 Techniques de Reconfigurabilité et Contraintes Technologiques

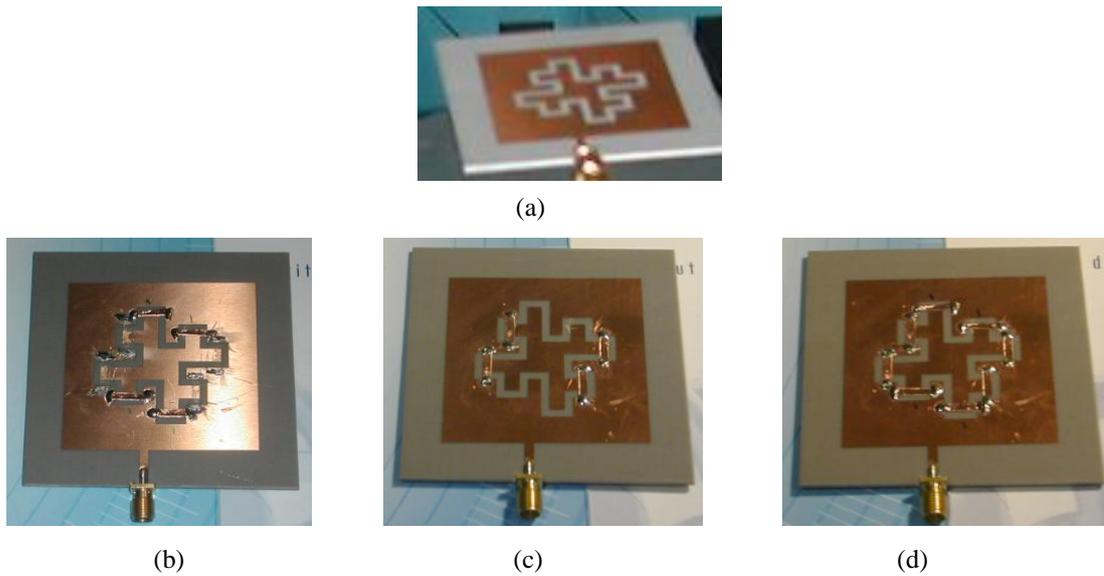
Afin de rendre le patch carré reconfigurable en fréquence, nous avons envisagé d'intégrer des diodes PIN dans la fente fractale. L'emplacement des switches RF est déterminé suite à une étude de la distribution des courants surfaciques de l'antenne référence. En effet, nous avons constaté que l'insertion des switches RF aux endroits où les concentrations en courants surfaciques sont élevées est sans intérêt. En fait, pour rediriger le flux des courants, les diodes PIN doivent être placées dans les régions de la fente où la distribution des courants surfaciques est de faible concentration. Ces emplacements facilitent l'établissement de nouvelles trajectoires du flux des courants surfaciques.

La forte corrélation liant les différentes fréquences de résonance de l'antenne multi-bandes nous a obligé à utiliser un nombre important de diodes PIN (seize) pour pouvoir piloter ces fréquences. Un problème technologique majeur est apparu à ce stade concernant le circuit de polarisation des diodes. La conception d'un tel circuit est compliquée ce qui rend sa mise en œuvre une tâche difficile.

Pour ces raisons, Nous avons modélisé les diodes PIN par des rubans de dimension  $2 \times 2 \text{mm}^2$  dans le but de prouver le concept. L'état On est illustrée par la présence du ruban correspondant, et l'état Off est présenté par l'omission de la ligne. Les pertes ne sont pas prises en compte. Quatre modes de fonctionnement ont été sélectionnés.

### 2.3.2 Performances de l'Antenne Carrée à Fente Fractale Reconfigurable

Quatre prototypes, correspondant aux quatre modes décrits ci-dessus, ont été réalisés et expérimentalement caractérisés. Les photos des antennes multi-bandes sont présentées dans la Figure 2.8.



**Figure 2.8** Photos des antennes prototypes: (a) Mode M1; (b) Mode M2; (c) Mode M3 et (d) Mode M4.

Selon les états des diodes PIN intégrées dans la fente (On ou Off), l'antenne est capable de rediriger le flux de courant et commuter entre quinze bandes de fréquences. La figure 2.9 illustre les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne reconfigurable aux modes de fonctionnement sélectionnés M1, M2, M3 et M4. Un bon accord peut être observé entre la simulation et les mesures, les fréquences ciblées sont atteintes avec succès.

Il est important de noter que lorsque le mode M1 est activé, tous les switches sont à l'état Off ce qui est traduit par l'absence des rubans. Dans ce cas l'antenne imprimée retrouve son état de fonctionnement de base (celui de l'antenne de référence) et rayonne aux mêmes fréquences mesurées 2,36, 3,30, 4,05 et 5,27GHz. Par conséquent, les performances de l'antenne en mode M1 ne seront pas présentées dans cette section (puisqu'elles sont les mêmes que celles de l'antenne référence). L'activation du mode M2 ( $S_1$ - $S_8$  On) génère des perturbations de la distribution des courants surfaciques donnant naissance à quatre nouvelles fréquences de résonance, à savoir 1.77, 3.67, 4.59 et 5.2 GHz. Quand le mode M3 est établi ( $S_9$ - $S_{16}$  On), le trajet du flux de courant est perturbé de nouveau entraînant ainsi un rayonnement aux fréquences 1.7, 2.43, 3.61 et 5.57 GHz avec une bonne adaptation d'impédance d'entrée comme nous pouvons le voir sur la figure 2.9-b. Finalement, au mode M4 (tous les switches sont en position On), les fréquences de résonance se décalent vers des fréquences plus élevées et l'antenne rayonne à 3.79, 4.34 et 5.47 GHz comme nous l'avons prédit aux simulations.

Le tableau 2.2 récapitule les fréquences de résonance obtenues (simulées et mesurées) et le tableau 2.3 présente les bandes passantes mesurées obtenues pour chaque mode.

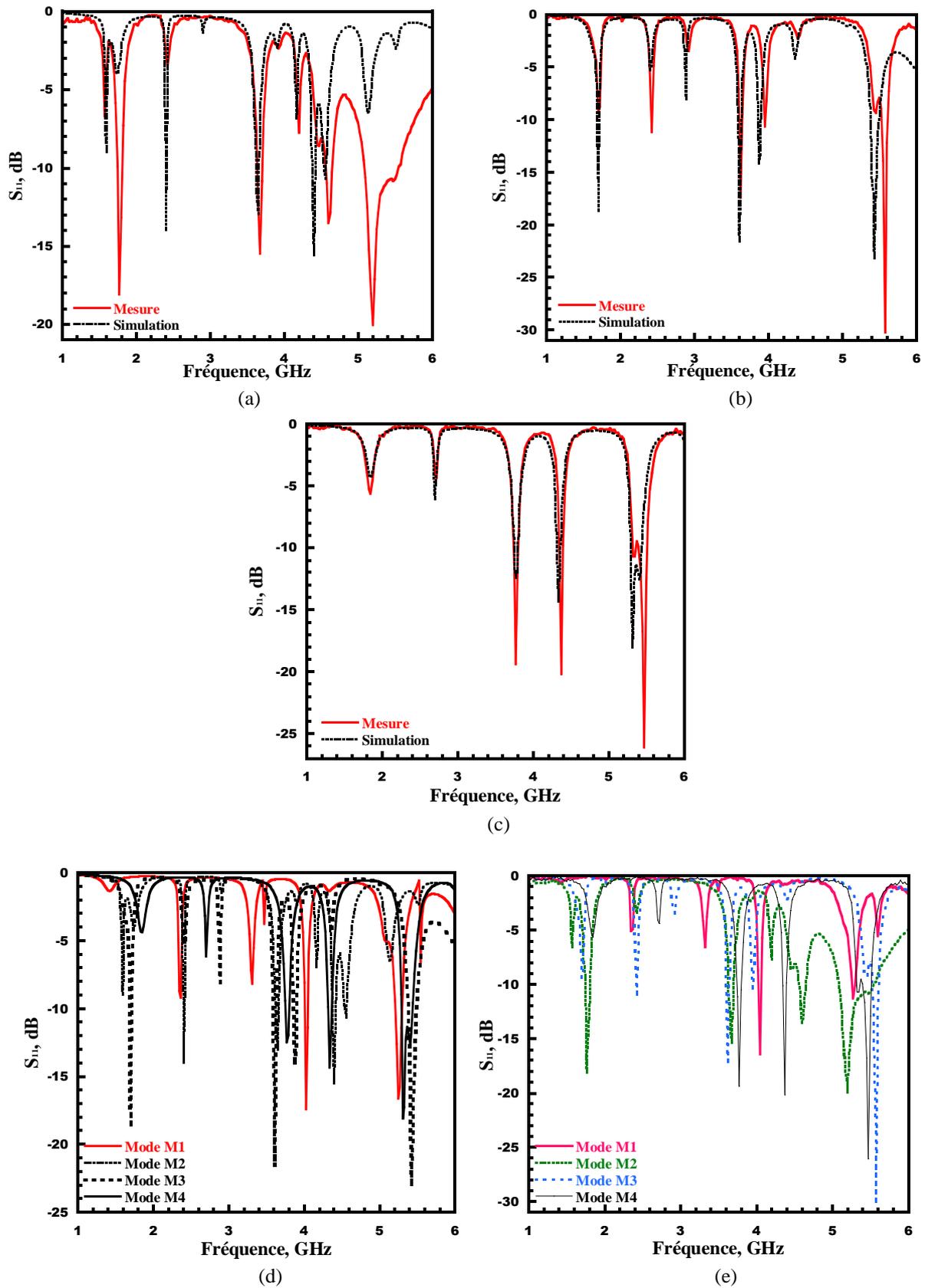


Fig.2.9 Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  : (a) Mode M2; (b) Mode M3; (c) Mode M4 ; (d) Les quatre modes : Simulation et (e) Les quatre modes : Mesure.

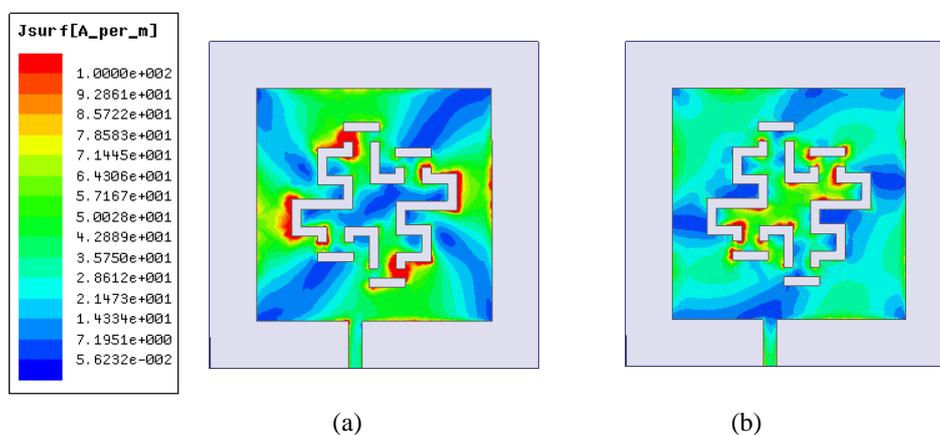
TABLEAU 2.4. RECAPITULATIF DES FREQUENCES DE RESONANCES SIMULEES ET MESUREES

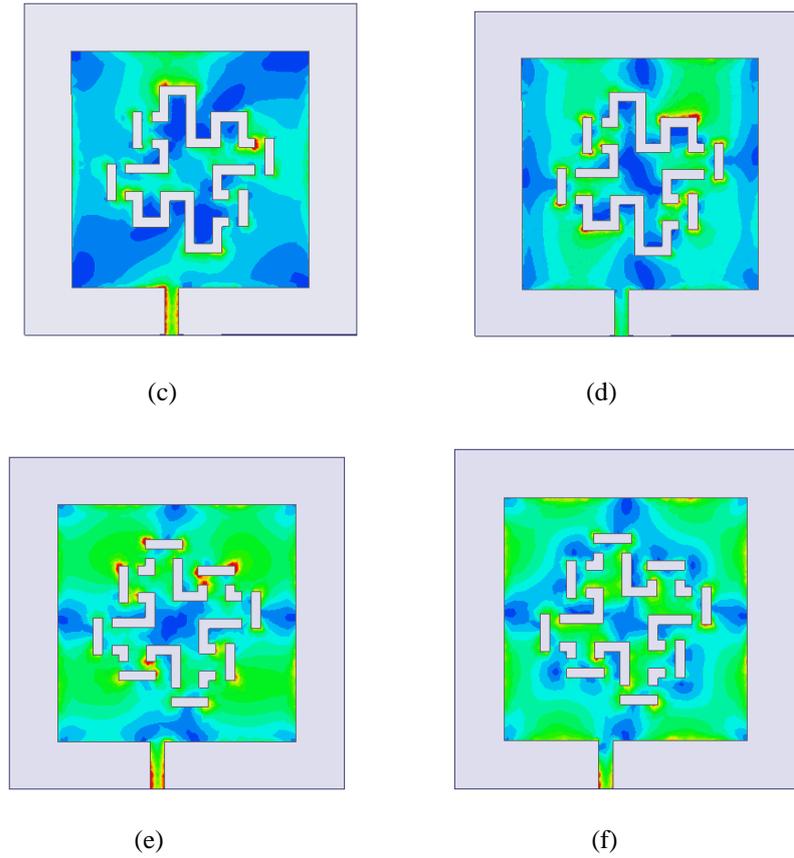
Mode	Fréquences simulées (GHz)				Fréquences mesurées (GHz)			
	F <sub>1</sub>	F <sub>2</sub>	F <sub>3</sub>	F <sub>4</sub>	F <sub>1</sub>	F <sub>2</sub>	F <sub>3</sub>	F <sub>4</sub>
M1	2.36	3.30	4.03	5.25	2.36	3.30	4.05	5.27
M2	1.6	2.41	3.65	4.4	1.77	3.67	4.59	5.2
M3	1.7	3.6	3.87	5.43	1.7	2.43	3.61	5.57
M4	3.79	4.34	5.31	--	3.79	4.34	5.47	--

TABLEAU 4.3. LES BANDES PASSANTES MESUREES OBTENUES

Mode	Bandes passantes mesurées (MHz)							
	F <sub>1</sub>	%	F <sub>2</sub>	%	F <sub>3</sub>	%	F <sub>4</sub>	%
M1	40	1.7	50	1.52	40	0.99	44	0.84
M2	62	3.5	80	2.18	100	2.18	470	9.04
M3	45	2.65	30	1.24	50	1.39	90	1.62
M4	80	2.12	70	1.62	220	4.03	--	--

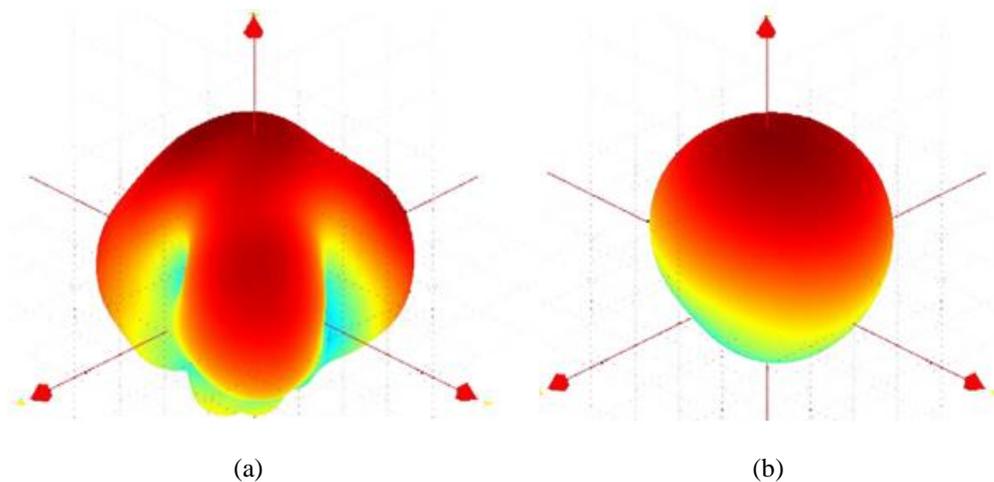
Afin de mieux comprendre l'influence des commutateurs RF sur le comportement de l'antenne, nous avons étudié les distributions de courants surfaciques pour tous les modes à des différentes fréquences. En ce qui concerne le mode M1, comme nous l'avons déjà expliqué (section 2.2.2-b), la contribution de la partie centrale de l'antenne délimitée par la fente fractale au rayonnement de l'antenne est très faible voire négligeable. Les courants surfaciques sont plutôt concentrés sur les bordures extérieures. Pour le reste des modes M2, M3 et M4, le flux de courant passe à travers la fente. Il est attiré vers l'intérieur du patch carré comme nous pouvons le voir à partir de la fig. 2.10. Presque toutes les parties du patch carré contribuent au rayonnement. Selon le mode activé, la migration du courant est menée à travers des trajectoires différentes. Par conséquent, la distribution de courant de surface est constamment modifiée conduisant à un accordement des fréquences de résonance.

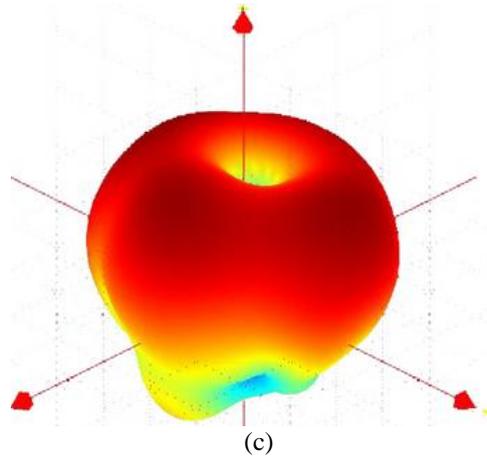




**Figure 2.10** Distribution des courants surfaciques: (a) M2:  $F_2=2.41$  GHz ; (b) M2:  $F_4=4.4$  GHz; (c) M3:  $F_1=1.7$  GHz; (d) M3:  $F_2=3.6$  GHz (e) M4:  $F_1=3.79$  GHz et (f) M4 :  $F_3=5.31$  GHz.

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés à des fréquences différentes et pour chaque mode sélectionné. Figure 2.11 présente quelques diagrammes de rayonnement 3D à 1.7, 3.79 et 4.59GHz. Les gains réalisés mesurés obtenus à ces fréquences sont 8.48, 6.16, 3.10 et 4 dBi respectivement.





**Figure 2.11** Diagrammes de rayonnement 3D mesurés: (a)  $F3=4.59$  GHz (mode M2); (b)  $F1=1.7$  GHz (mode M3) et (c)  $F1=3.79$  GHz (mode M4).

## 2.4 Conclusion

Nous avons réussi à concevoir une antenne multi-bande reconfigurable en fréquence capable de fonctionner sur quinze bandes de fréquences différentes avec des performances de rayonnement très acceptables. En dépit des contraintes technologiques qui accompagnent l'utilisation de seize diodes PIN pour assurer l'accord en fréquence, nous avons pu valider et valoriser notre étude théorique en utilisant des segments de ruban au lieu des diodes PIN afin de prouver le concept.

## 3 Etude et Conception d'une Antenne Elliptique ULB à Rejet de Bandes Reconfigurables

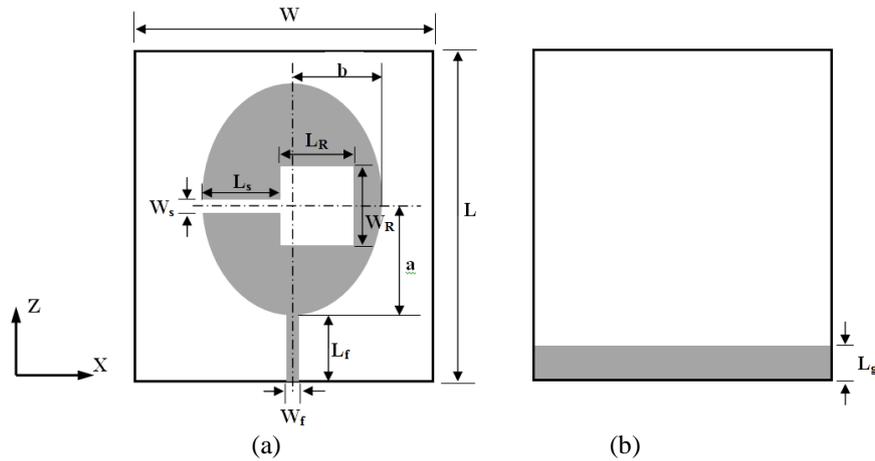
### 3.1 Objectif de l'Etude

Une nouvelle antenne elliptique ultralarge bande (ULB) avec deux rejets de bandes reconfigurables pour les télécommunications multistandards est présentée dans cette section [2.12]. L'antenne proposée consiste en un monopôle ULB alimenté par une ligne micro-ruban fonctionnant de 0,76 à 6 GHz. Le rejet des deux bandes ciblées a été obtenue par l'impression de deux résonateurs en boucle ouverte (en anglais : Open Loop Resonators OLRs) à proximité de la ligne d'alimentation. L'accordement des deux bandes éliminées est assuré par le chargement d'une diode varicap sur chaque résonateur (OLR). Les principaux avantages de la

structure proposée sont la grande sélectivité, la large plage d'agilité des bandes filtrées et la reconfiguration continue.

## 3.2 Antenne référence

### 3.2.1 Conception de l'antenne planaire elliptique ULB à rejet de bandes



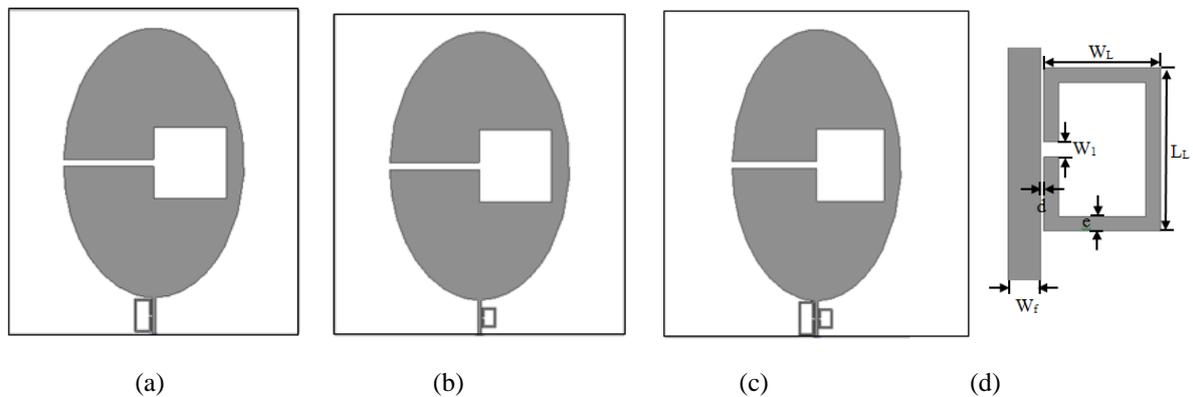
**Fig. 2.12** Géométrie de l'antenne ULB  $A_1$  : (a) Face supérieur ; (b) Face inférieur.

La procédure de conception de l'antenne proposée est réalisée en plusieurs étapes [2.13]. Tout d'abord, un patch elliptique (de grand rayon  $a = \lambda_{\text{eff}}/4$  (en basse fréquence) et de petit rayon  $b$ ) et une ligne d'alimentation ( $L_f \times W_f$ ) ont été imprimés sur la face supérieure d'un substrat, le Duroid, de longueur  $L = 180$  mm, largeur  $W = 160$  mm, d'épaisseur  $h = 0.8$  mm et de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$  (Figure 2.12-a). Par ailleurs, une fente carrée ( $L_R \times W_R$ ) reliée à une fente rectangulaire ( $L_s \times W_s$ ) a été découpée du patch elliptique en vue d'améliorer l'adaptation en basses fréquences. Puis, un plan de masse partiel ( $L_g \times W$ ) a été imprimé sur la face inférieure du substrat (Figure 2.12-b). Les principaux paramètres de conception de l'antenne ont été optimisés pour une bonne adaptation d'impédance d'entrée dans la bande de 0,56 à 6 GHz (voir tableau 2.4). Pour atteindre la propriété de rejet des bandes, deux OLRs de dimensions  $L_L \times W_L$ , de la largeur  $e$ , de gap  $W_1$  et de distance de couplage  $d$  (à partir de la ligne d'alimentation) ont été ajoutés successivement à l'antenne ULB  $A_1$ .

**Tableau2.4.** LES PARAMETRES DE CONCEPTION DES ANTENNES A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> ET A<sub>3</sub>

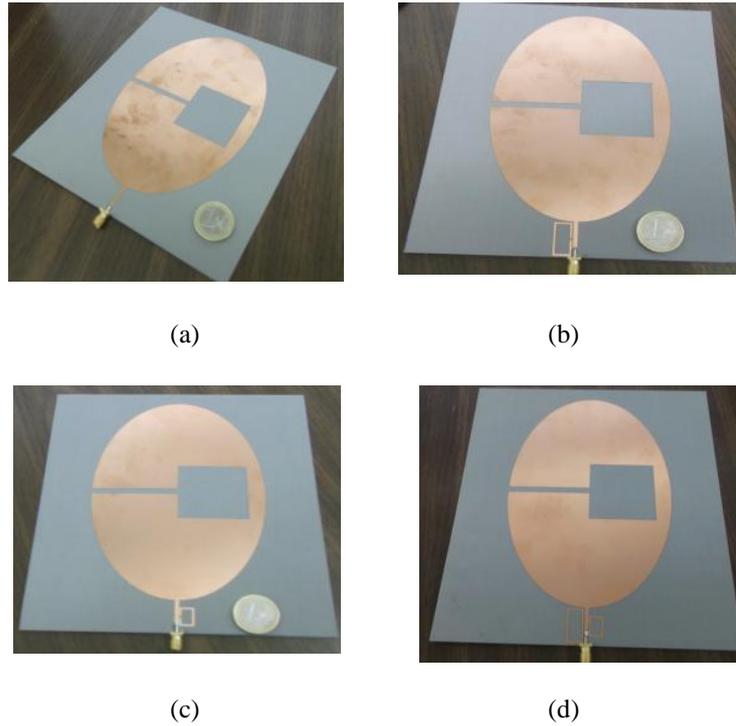
Patch (dimensions en mm)				OLR (dimensions en mm)		
					A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>
<b>a</b>	75	<b>L<sub>s</sub></b>	50	<b>L<sub>L</sub></b>	18.55	11
<b>b</b>	50	<b>L<sub>R</sub></b>	40	<b>W<sub>L</sub></b>	9	7.8
<b>L<sub>f</sub></b>	20	<b>W<sub>R</sub></b>	40	<b>e</b>	1	1
<b>W<sub>f</sub></b>	2.2	<b>L<sub>g</sub></b>	19	<b>W<sub>1</sub></b>	1	1
<b>W<sub>s</sub></b>	4	<b>W</b>	160	<b>d</b>	0.5	0.2

Trois configurations ont été étudiées en considérant un OLR ou deux OLRs (voir Figure 2.13). Lorsque l'OLR est placé sur la gauche de la ligne d'alimentation (antenne A<sub>2</sub>) sur la droite (antenne A<sub>3</sub>), nous éliminons une seule bande non désirée, tandis que lorsque les deux résonateurs sont pris en compte (antenne A<sub>4</sub>), nous parvenons à rejeter les deux bandes ciblées au même temps.



**Figure 2.13** Les trois configurations : (a) Antenne A<sub>2</sub> (OLR sur la gauche) ; (b) antenne A<sub>3</sub> (OLR sur la droite) ; (c) antenne A<sub>4</sub> (avec les deux OLRs) et (d) la géométrie de l'OLR.

Les OLRs ont été optimisés afin de rejeter deux bandes étroites; la bande UMTS (autour de 2.1 GHz) et la bande WiMAX (autour de 3,5 GHz). Selon les dimensions des éléments parasites (OLRs) et la distance de couplage, la première bande ciblée a été éliminée par l'OLR intégrée à gauche, tandis que la seconde a été éliminée grâce à l'OLR imprimé à droite. Les paramètres de conception optimisés des antennes étudiés sont présentés dans le tableau 2.4. Les photos des quatre antennes passives prototypées sont présentées dans la figure 2.14.



**Figure 2.14** Photos des antennes passives prototypées: (a) Antenne ULB  $A_1$  (b) Antenne  $A_2$  (OLR sur la gauche) ; (c) antenne  $A_3$  (OLR sur la droite) et (d) antenne  $A_4$  (avec les deux OLRs).

### 3.2.2 Performances des Antennes Passives

La simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne elliptique ULB  $A_1$  montre qu'il est capable d'atteindre une bonne adaptation pour  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  couvrant une large bande de 0,56 à 6 GHz. Les coefficients de réflexion de l'antenne de base  $A_1$  avec et sans la fente sont présentés pour montrer les effets de la fente sur le fonctionnement de l'antenne en basses fréquences. En fait, à partir de la Figure. 2.15, nous pouvons conclure que l'addition de la fente au patch elliptique améliore l'adaptation et permet d'élargir la bande passante de 440 MHz (en passant de 1-6 GHz à 0.56-6 GHz). Pour mieux expliquer ce phénomène nous avons examiné de près la distribution de courant vectorielle à la fréquence basse  $F=0.56$  GHz. En effet, la trajectoire du flux de courant suit la forme de la fente comme nous pouvons le constater à partir de la figure 2.16, ce qui augmente la longueur électrique de l'antenne ULB entraînant ainsi une meilleure adaptation à des fréquences plus basses, sans avoir à augmenter les dimensions physiques du monopole.

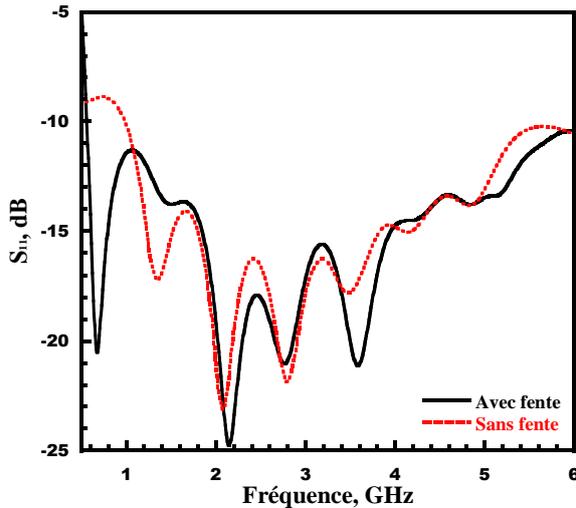


Figure. 2.15 Coefficients de réflexion simulé  $S_{11}$  de l'antenne référence avec et sans fente.

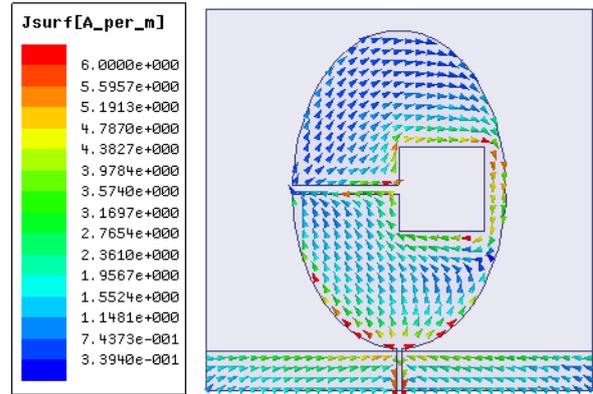


Figure. 2.16 La distribution de courant vectorielle à la fréquence basse  $F=0.56$  GHz.

Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulé et mesuré de l'antenne elliptique  $A_1$  sont présentés dans la figure. 2.17. Un décalage de fréquence de 200 MHz peut être remarqué. La bande passante mesurée 0.76-6 GHz présente une légère perturbation aux basses fréquences, ce phénomène a également été remarqué dans [2.14]. En fait, dans les simulations, le connecteur coaxial n'a pas été modélisé. Il a été approximé à une excitation rectangulaire (en anglais : rectangular wave port) pour faciliter la conception de l'antenne sous HFSS. Cela nous a amené à penser que les perturbations observées aux basses fréquences peuvent être attribuée à l'effet de l'alimentation du prototype par un connecteur coaxial.

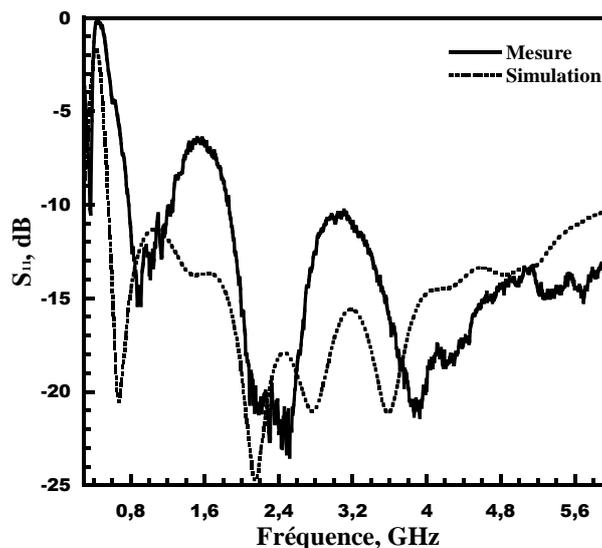
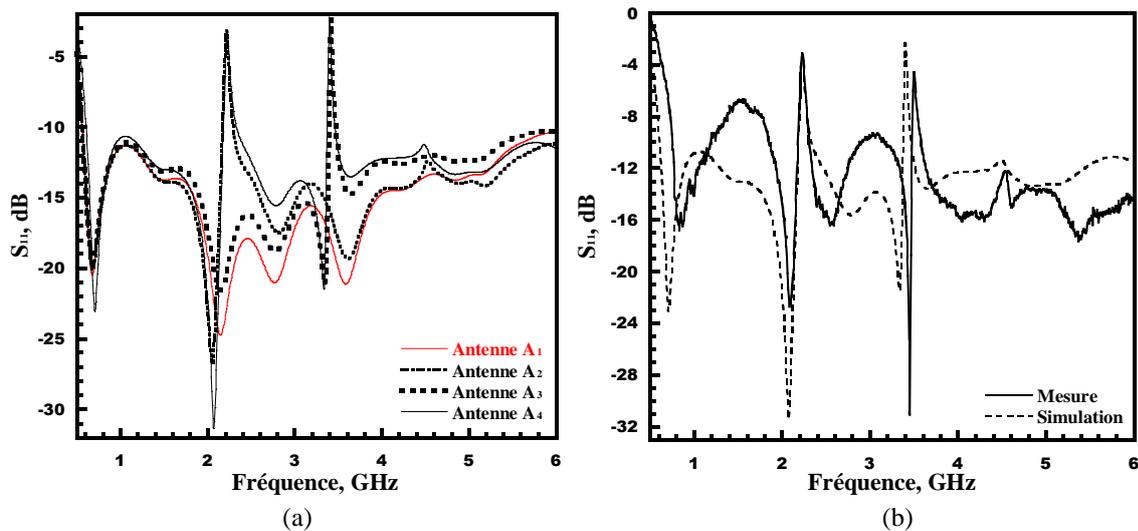


Figure. 2.17 Coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulé et mesuré de l'antenne ULB  $A_1$ .

Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulés de l'antenne  $A_1$ , les antennes passives à un rejet de bande  $A_2$  et  $A_3$  et à double-rejet de bandes  $A_4$  sont représentés sur la figure 2.18-a. Le mécanisme de rejet repose sur l'intégration des éléments parasites sur les deux côtés de la ligne d'alimentation. Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  des antennes  $A_2$  et  $A_3$  prouvent que chaque OLR est capable de contrôler une seule bande étroite visée. Il n'existe pas de corrélation entre le comportement des deux OLRs; chaque résonateur contrôle une bande visée (la bande UMTS pour l'antenne  $A_2$  et la bande WiMAX pour l'antenne  $A_3$ ) de manière indépendante de l'autre. Lorsque les deux OLRs sont imprimés sur l'antenne  $A_4$ , une désadaptation locale est créée à la fréquence de résonance de chaque OLR d'où la réjection des bandes UMTS et WiMAX initialement ciblées avec succès sans avoir à réajuster les dimensions des résonateurs. Le comportement des antennes en dehors des bandes éliminées reste inchangé.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré de l'antenne référence  $A_4$  est en bon accord avec les résultats de simulation comme nous pouvons le voir à partir de la Figure 2.18-b.



**Figure.2.18** (a) Coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulés des quatre antennes passives et (b) les coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulés et mesurés de l'antenne  $A_4$ .

En réalité, l'addition des résonateurs à proximité de la ligne micro-ruban crée un couplage magnétique entre le résonateur et la ligne d'alimentation ce qui engendre une réflexion totale de la puissance injectée à une fréquence  $F_0$  sélectionnée.

Cette fréquence de réjection  $F_0$  dépend des dimensions  $L_L$  et  $W_L$  du résonateur (OLR) ainsi que de la distance de couplage  $d$  le séparant de la ligne d'alimentation.

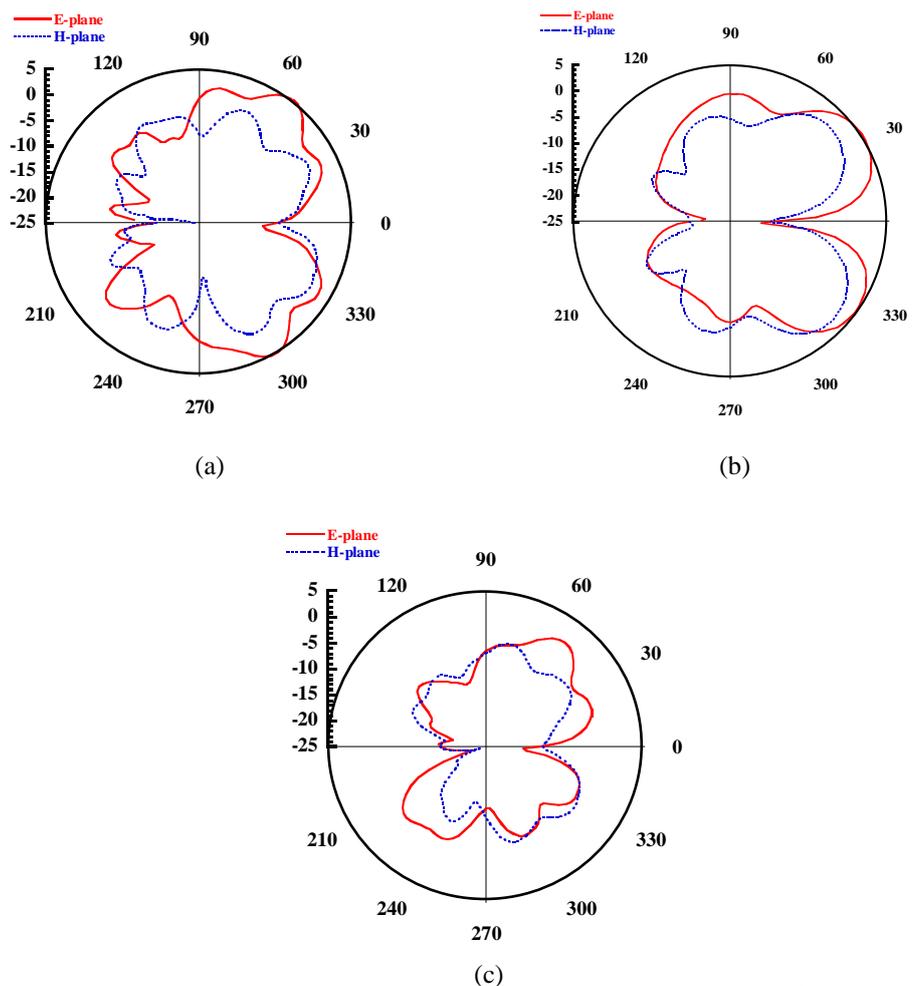
A cette fréquence de rejet, la longueur raisonnante  $L_{res}$  ( $L_{res} \approx 2(L_L + W_L) - w_1$ ) de l'OLR correspond à  $\lambda_{eff}/2$  ( $\lambda_{eff}$  étant la longueur d'onde effective dans le milieu hétérogène).

Ensuite, la fréquence de rejet peut être approximée par:

$$F_0 \approx \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} 2(L_L + W_L) - w_1} \quad (2.2)$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, et  $\epsilon_{eff}$  la permittivité effective du milieu.

Le comportement coupe-bande apparaît autour de la fréquence de résonance du résonateur grâce à la propriété de perméabilité magnétique négative de cette structure, donc il agit comme un filtre coupe-bande tout en maintenant les mêmes performances sur une large bande de 0,76 à 6 GHz. Les antennes ULB à rejet de bandes présentent une grande sélectivité des fréquences visées.



**Figure.2.19** Diagrammes de rayonnement mesurés pour: (a) l'antenne  $A_1$  à  $F=4$  GHz et (b) l'antenne  $A_4$  à  $F_1=2.1$  GHz et (c) à  $F_2=3.5$  GHz.

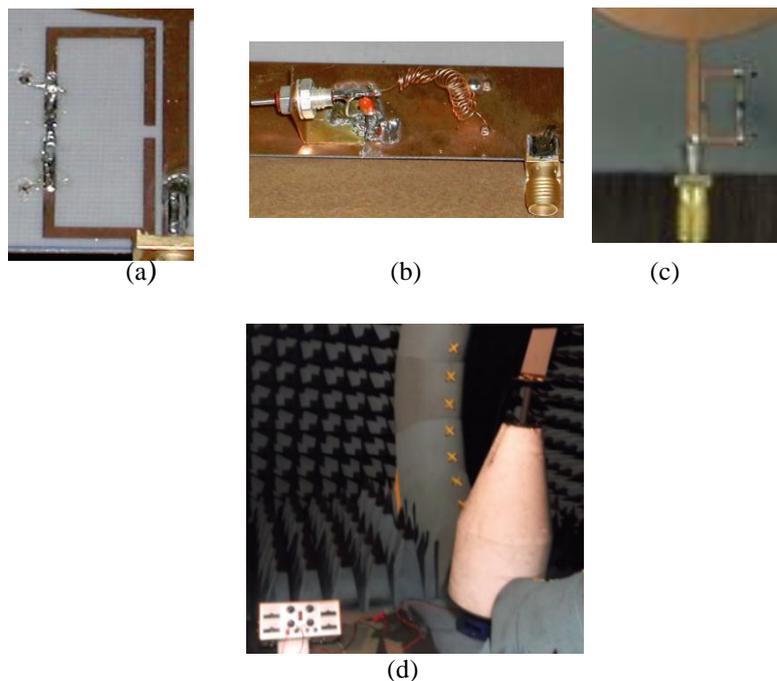
La figure 2.19 présente les diagrammes de rayonnement mesurés des antennes ULB  $A_1$  et  $A_4$  dans le plan E (yoz) et H-plan (xoz) à des différentes fréquences. Un diagramme de rayonnement stable est presque atteint et est bien entretenu sur l'ensemble de la large bande de fonctionnement 0.76 à 6 GHz. Nous pouvons donc conclure que les éléments parasites OLRs éliminent les bandes indésirables sans perturber le rayonnement de l'antenne dans les autres bandes de fréquences.

### 3.3 Antenne Imprimée Elliptique ULB à Rejet de Bandes Reconfigurables

Dans cette section, nous chargerons les antennes de départ  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$  par des diodes varicap dans le but d'obtenir des antennes à rejet de bande reconfigurable. La dénomination  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$  sera conservée pour ces antennes actives conçues.

#### 3.3.1 Techniques de Reconfigurabilité et Contraintes Technologiques

Nous avons envisagé d'utiliser deux diodes varicap, les SKYWORKS SMV1405, et les charger sur les deux OLRs pour assurer l'agilité des fréquences que nous désirons filtrer. Les varicaps ont été chargées sur les OLRs. L'application d'une tension inversement proportionnelle à la capacité de la diode permet de changer continûment la longueur électrique du résonateur (donc sa fréquence de résonance) et ainsi contrôler électroniquement les bandes rejetées le long de la bande de fonctionnement de l'antenne.



**Figure.2.20** Photos des prototypes des antennes à rejet de bande reconfigurable: (a) antenne  $A_2$ ; (b) circuit de polarisation (face inférieure) (c) antenne  $A_3$  et (d) Procédure de mesure dans la chambre anéchoïque.

Au départ, nous avons inséré sur chacune des antennes ULB  $A_2$  et  $A_3$  une seule diode varicap et son circuit de polarisation adéquat (capacité de découplage + self de choc + l'alimentation) pour commander électroniquement la bande non désirée comme le montre la Figure 2.20 [2.15-2.16]. Les antennes prototypées ont été caractérisées en utilisant les installations du laboratoire IETR de l'INSA de Rennes ; le coefficient de réflexion a été mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent N5230A sur la bande de fréquences de 0,5 à 6GHz. Les mesures des diagrammes de rayonnement et du gain ont été effectuées dans la chambre anéchoïque « SATIMOSTargate32 ».

Cependant, seuls les résultats de simulation de l'antenne à deux rejets de bande reconfigurable  $A_4$  seront présentées en plus des résultats de mesure des antennes reconfigurables  $A_2$  et  $A_3$  pour prouver le concept et simplifier l'étude.

### **3.3.2 Performances des Antennes Elliptiques ULB Reconfigurables**

#### **3.3.2.1 Les Résultats de Simulation**

La diode varicap a été modélisée dans les simulations en considérant une capacité localisée  $C$  en série avec une résistance  $R$ . Les différentes valeurs de  $R$  et  $C$  ont été extraites à partir de la fiche technique de la diode SKYWORKS SMV1405 [2.17] que nous avons décidé d'utiliser pour le prototypage des antennes reconfigurables. Pour des raisons de clarté, seul les coefficients de réflexion  $S_{11}$  des antennes actives  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$  simulés correspondant à quelques valeurs de  $C$  seront présentés dans la figure 2.21. Le tableau 2.5 résume les fréquences rejetés obtenus pour toutes les valeurs de capacité  $C$  de la diode varicap (et leurs tensions de polarisation correspondante).

Les figures 2.21-a et b illustrent les coefficients de réflexion  $S_{11}$  des antennes ULB  $A_2$  et  $A_3$ . Les bandes étroites éliminées se déplacent vers les hautes fréquences tout en gardant le comportement large bande ailleurs. En effet, l'antenne  $A_2$  présente une plage de réglage de sa bande rejeté simulé de 700MHz alors que l'antenne  $A_3$  peut atteindre une plage de réglage de la seconde bande filtrée de 600 MHz.

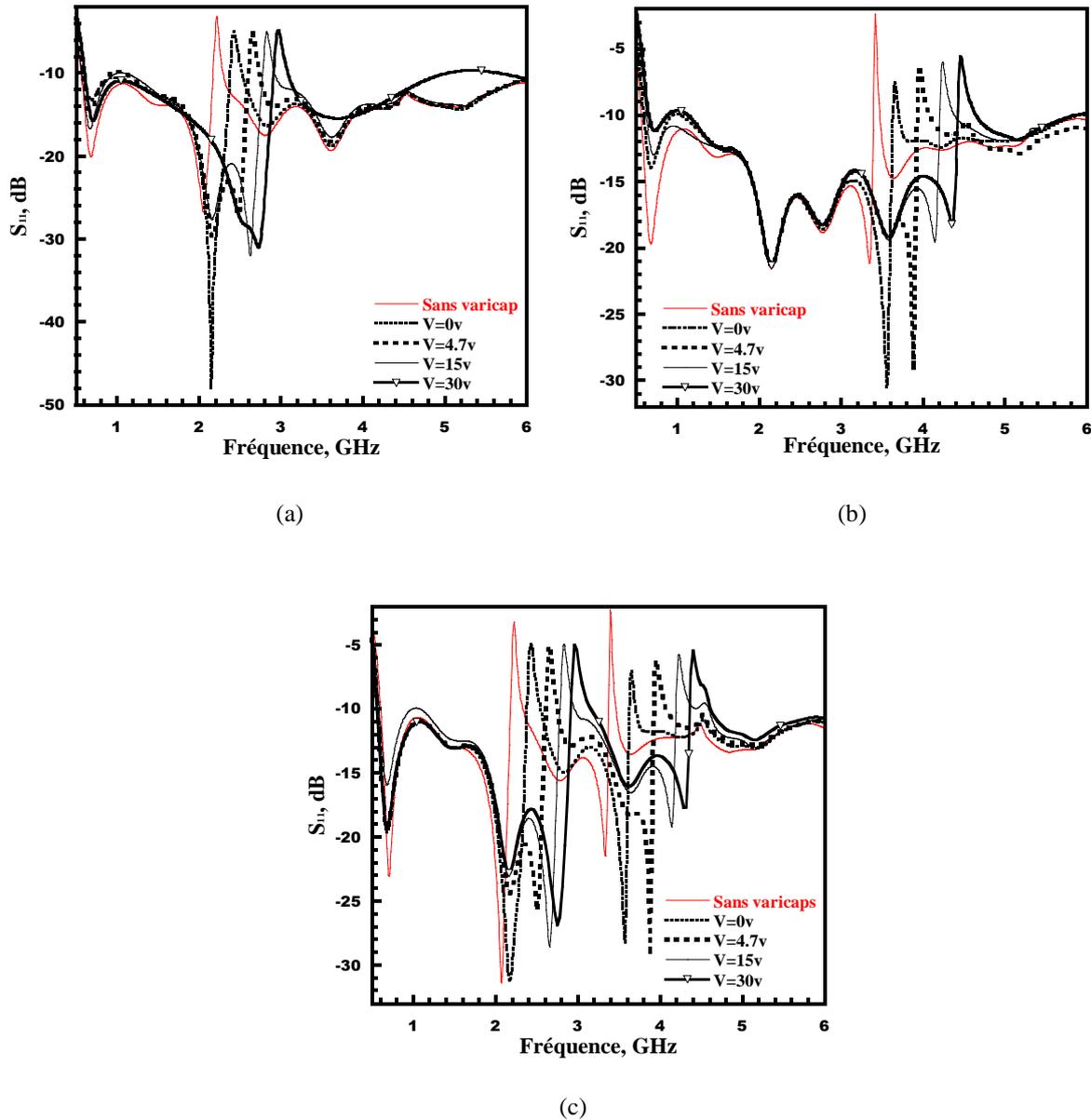


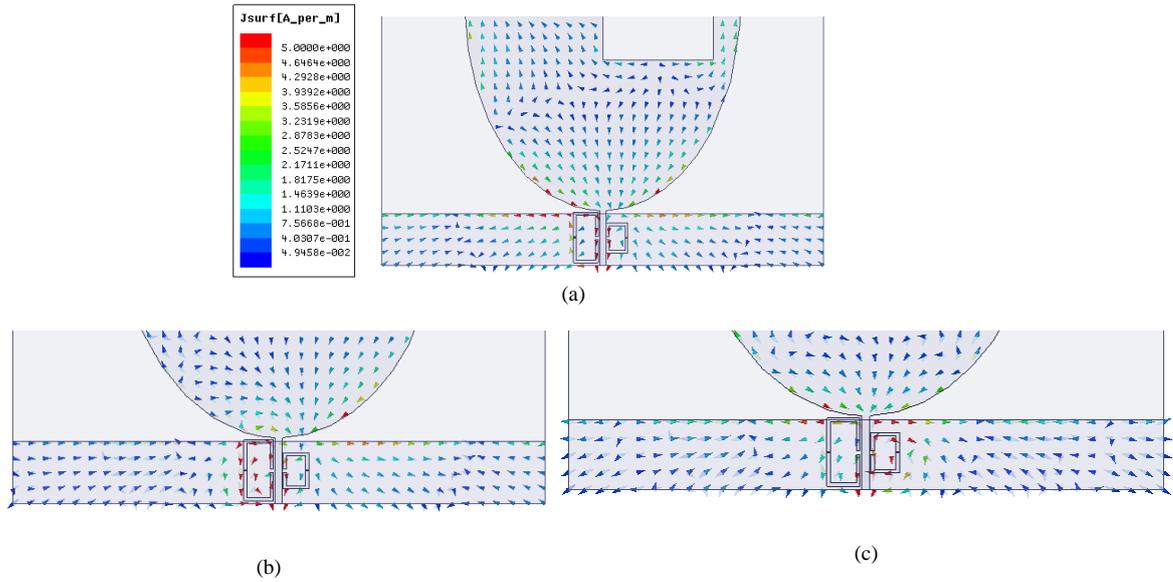
Figure.2.21 Evolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de : (a) l'antenne  $A_2$  ; (b) l'antenne  $A_3$  et (c) l'antenne  $A_4$ .

L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne à deux rejets de bandes reconfigurables  $A_4$  semble être une superposition des deux coefficients de réflexion  $S_{11}$  correspondant aux antennes  $A_2$  et  $A_3$ . Ceci atteste bien que par le réglage de la longueur électrique de chaque élément OLR via sa diode varicap associée, la bande rejetée correspondante sera continûment décalée d'une manière indépendante sans perturber le rayonnement naturel de l'antenne.

**Tableau 2.5.** LES FREQUENCES FILTRES SIMULEES DES ANTENNES A<sub>2</sub>, A<sub>3</sub> ET A<sub>4</sub> POUR LES DIFFERENTES VALEURS DE CAPACITE C.

Valeur de la capacité C (pF)	Tension de polarisation (V)	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>4</sub>	
		Fréquence rejetée (GHz)	Fréquence rejetée (GHz)	Fréquence rejetée F <sub>1</sub> (GHz)	Fréquence rejetée F <sub>2</sub> (GHz)
Sans diode varicap	--	2.1	3.5	2.1	3.5
C=2.81	0	2.43	3.64	2.42	3.64
C=1.95	1	2.5	3.75	2.5	3.75
C=1.19	4.7	2.65	3.95	2.65	3.95
C=0.89	10	2.76	4.1	2.76	4.08
C=0.75	15	2.83	4.23	2.83	4.23
C=0.66	20	2.88	4.32	2.88	4.3
C=0.56	30	2.96	4.46	2.95	4.41

Pour bien analyser les structures conçues, nous avons étudié la distribution du courant vectoriel dans l'antenne A<sub>4</sub> pour C = 0.75pF (V = 15v). Comme nous pouvons le voir sur la figure 2.22, à la fréquence de fonctionnement 2.65 GHz, les courants sont concentrés sur la ligne micro-ruban, les bordures du patch elliptique et du plan de masse. Le rayonnement du monopole n'est pas perturbé par la présence des éléments parasites, il fonctionne comme prévu dans la bande de 0.56 à 6 GHz à l'extérieur des deux bandes rejetées. A la fréquence 2.83 GHz (la première fréquence rejetée) qui correspond à la fréquence de résonance de l'OLR gauche, seul cet élément rayonne provoquant ainsi la réflexion totale de la puissance injectée. A la fréquence de résonance du second OLR, seul l'OLR droite est activé privant ainsi le reste de l'antenne de la puissance injectée ce qui a permis la création de la seconde bande rejetée comme déjà expliqué ci-dessus. Nous avons vérifié en analysant la distribution de courant vectorielle de la structure que les trajectoires des courants dans l'OLR (gauche ou droite) et la ligne d'alimentation sont déphasées, ce qui signifie que les résonances fournies par les OLRs à perméabilité négative ont été convertis en anti- résonances nécessaire pour le filtrage des bandes.



**Figure.2.22** Distribution du courant vectorielle de l'antenne  $A_4$  pour  $C=0.75\text{pF}$  à: (a) la fréquence de fonctionnent  $F=2.65\text{GHz}$ ; (b) la fréquence basse rejetée  $F=2.83\text{GHz}$  et (c) la fréquence haute rejetée  $F=4.23\text{GHz}$ .

### 3.3.2.2 Les Résultats de Mesure

#### a- Le Coefficient de Réflexion $S_{11}$

Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  mesurées des antennes  $A_2$  et  $A_3$  sont présentées respectivement dans la figure 2.23 et la figure 2.24. Les monopôles reconfigurables sont en effet capables de maintenir le même comportement ULB atteint de la structure de base (0.76 à 6 GHz) en dehors des fréquences ciblées. En ce qui concerne l'antenne  $A_2$ , la plage de réglage expérimentale mesurée de la bande rejetée est de 2.4 à 3.1GHz lorsqu'une tension inverse est appliquée sur la diode varicap. La bande éliminée visée se décale vers les hautes fréquences, alors que l'application d'une tension directe (+ 0.5 V et + 0.7 V) fait déplacer la bande rejetée vers des fréquences plus basses offrant ainsi une agilité supplémentaire de 150 MHz. Par conséquent, une plage totale de réglage de 850MHz est facilement réalisée. Nous avons noté l'apparition des fréquences rejetées parasites à 1.92 et 1.96 GHz dès que nous appliquons une tension de 15 V et plus, cela peut être dû à l'influence du circuit de polarisation à partir de cette tension. L'antenne  $A_3$  est capable d'atteindre une agilité en fréquence de 570 GHz de 3.84 à 4.41GHz. Nous notons la présence de légères différences entre les fréquences simulées et mesurées rejetées en raison des faibles écarts entre les vraies diodes et leurs modèles utilisés dans la simulation. Les valeurs de capacité de la diode varicap, leurs tensions de polarisation et les fréquences filtrées ainsi que les largeurs des bandes de fréquences mesurées correspondantes sont répertoriées dans le tableau 2.6. Comme nous pouvons le voir, la

capacité est inversement proportionnelle à la tension inverse appliquée. Par conséquent, quand la valeur de la capacité C diminue, la tension inverse augmente et les bande étroites rejetées se décalent vers des fréquences plus élevées.

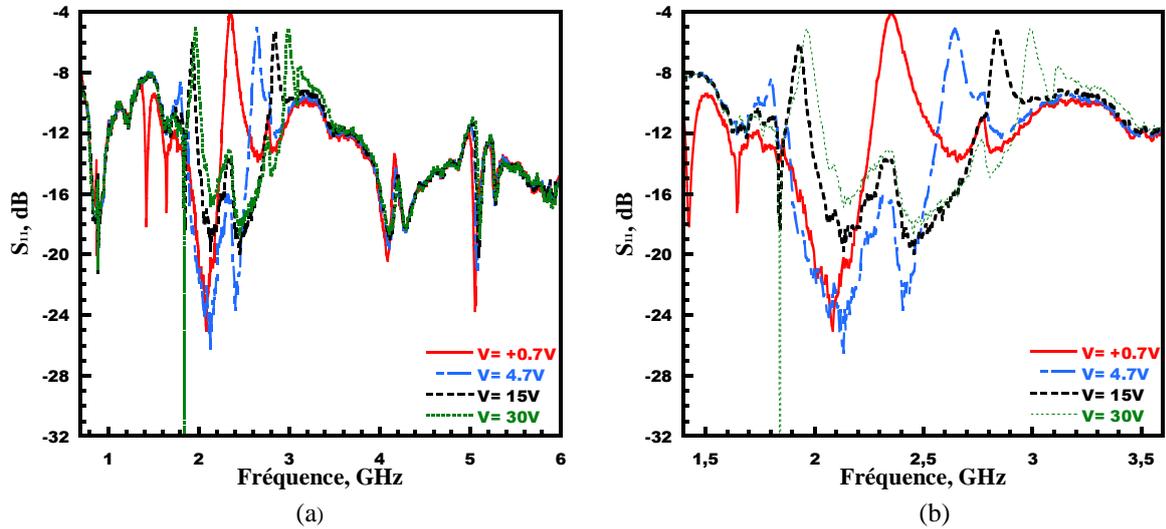


Figure.2.23. Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne prototypée  $A_2$ : (a) le long de la bande de fonctionnement 0.76-6 GHz et (b) la bande 1.2-3.6.

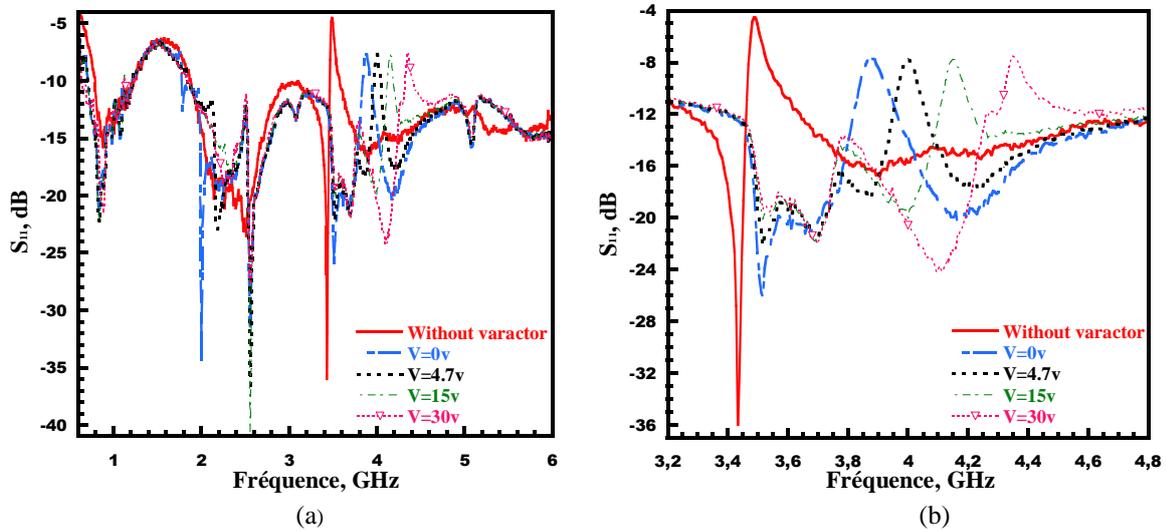


Figure.2.24. Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne prototypée  $A_3$ : (a) le long de la bande de fonctionnement 0.75-6 GHz et (b) 3.2-4.8 GHz band.

Tableau 2.6. FREQUENCES REJETEES ET LEURS LARGEURS DE BANDES ASSOCIEES DES ANTENNES  $A_2$  ET  $A_3$  POUR DIFFERENTES VALEURS DE LA CAPACITE.

Valeur de la capacité C (pF)	$A_2$			$A_3$		
	Tension de polarisation (V)	Fréquence rejetée (GHz)	largeur de la bande rejetée (MHz)	Tension de polarisation (V)	Fréquence rejetée (GHz)	largeur de la bande rejetée (MHz)
Sans varicap	--	2.1	120	--	3.5	100
--	+0.7	2.35	190	--	--	--
--	+05	2.42	190	--	--	--

C=2.81	0	2.46	170	0	3.87	90
C=1.95	1	2.51	170	1	3.89	90
C=1.19	4.7	2.64	160	4.7	3.99	70
C=0.89	10	2.76	140	10	4.084	70
C=0.75	15	2.84	160	15	4.149	70
C=0.66	20	2.88	210	20	4.199	70
C=0.56	30	2.98	140	30	4.344	90

### b- Gain des Antennes

Le gain mesuré des antennes  $A_2$  et  $A_3$  pour plusieurs valeurs de la capacité  $C$  de la diode varicap sont représentés sur la figure 2.25. L'évaluation des courbes de gain réalisé des antennes reconfigurables en fréquence montre une baisse importante du gain au niveau des bandes rejetées, une désadaptation locale est occasionnée par le résonateur. En fait, le gain diminue de manière drastique au voisinage des fréquences de résonance des OLRs tout en conservant les mêmes performances ailleurs. Le gain mesuré atteste qu'une reconfiguration des fréquences rejetées est clairement réalisée en utilisant la diode varicap SKYWORKS SMV1405. La chute significative du gain pour chaque valeur de la capacité  $C$  peut être dégradée à des fréquences plus élevées (au-delà de  $C = 0,66$  pF), en particulier pour  $A_2$ .

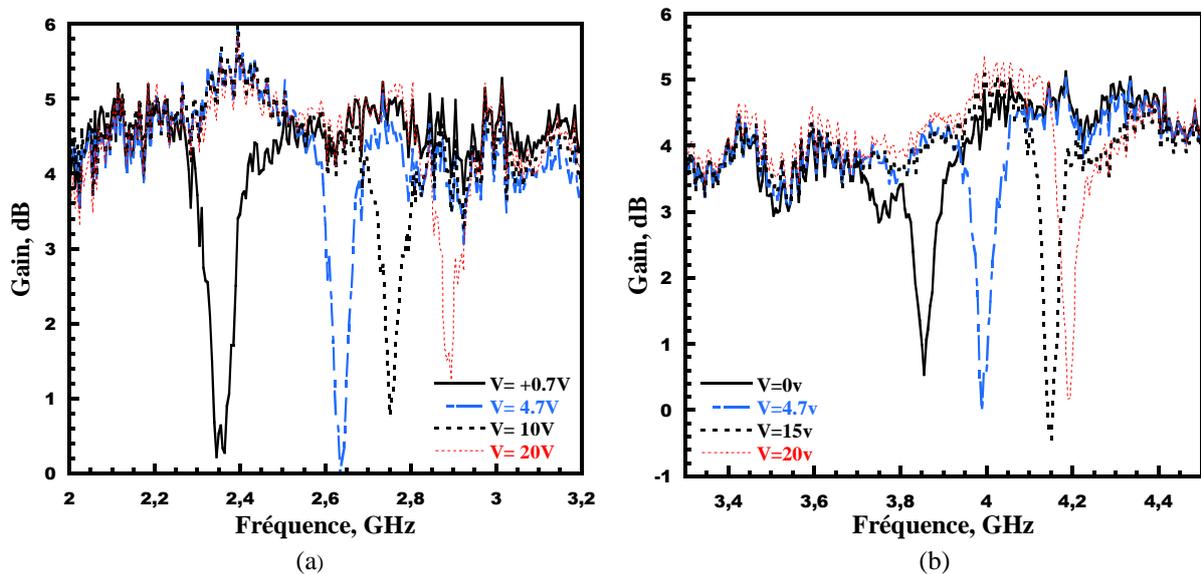


Figure 2.25. Gain mesuré des antennes reconfigurables pour diverses valeurs de la capacité  $C$ : (a) antenne  $A_2$  et (b) antenne  $A_3$ .

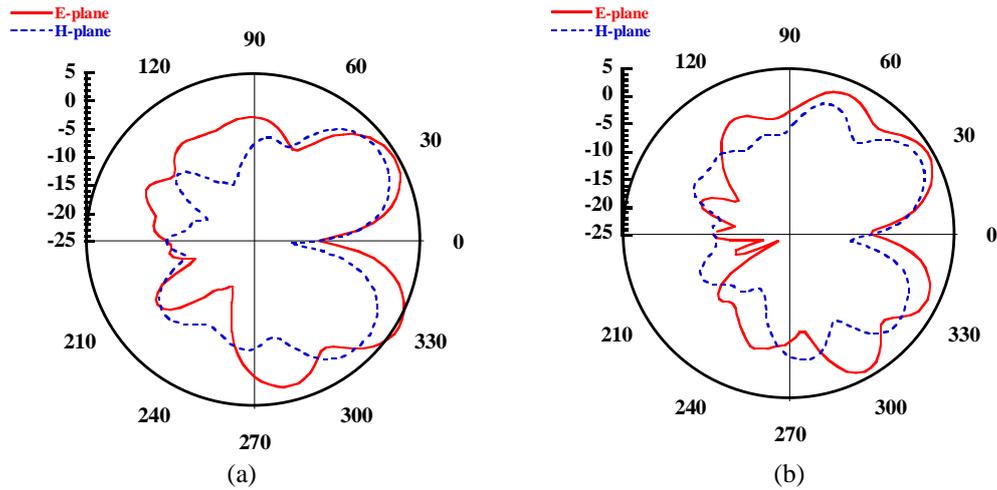


Figure 2.26 Diagrammes de rayonnement mesuré de l'antenne reconfigurable ULB  $A_2$  pour  $C=0.75$  pF (15V) aux fréquences: (a)  $F= 2.45$  GHz et (b)  $F= 3.2$  GHz.

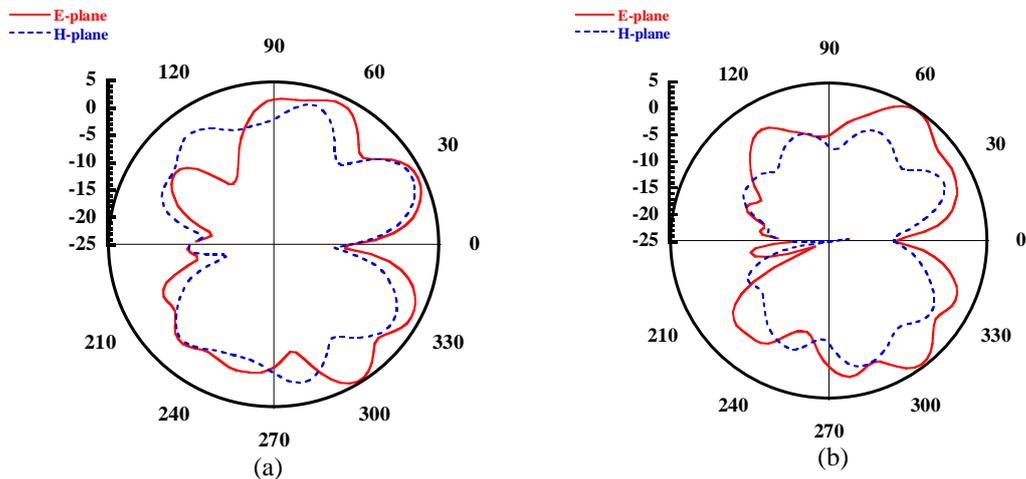


Figure 2.27 Diagrammes de rayonnement mesuré de l'antenne reconfigurable ULB  $A_3$  pour  $C=0.75$  pF aux fréquences: (a) 3.4 GHz et (b) 4GHz.

Les figures 2.26 et 2.27 présentent des diagrammes de rayonnement 2D mesurés des antennes ULB  $A_2$  et  $A_3$  dans le plan E (yoz) et H-plan (xoz) à des différentes fréquences pour  $C = 0.75$  pF (15 V). L'insertion des diodes varicap permet de contrôler électriquement les bandes filtrées sans perturber le rayonnement des antennes ULB. Les diagrammes de rayonnement restent assez stables sur l'ensemble de la bande de fonctionnement de 0.76 à 6 GHz.

### 3.4 Perspectives

L'étude de l'antenne ULB nous a permis de prouver la possibilité de créer la fonctionnalité de reconfigurabilité des bandes étroites filtrées tout en gardant des propriétés de rayonnement stables. Une étude plus élaborée et plus approfondie peut probablement nous aider à concevoir un circuit de polarisation bien adapté afin de pouvoir piloter les deux diodes varicap à la fois et ainsi contrôler électriquement les deux bandes à éliminer au même temps.

## 4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre deux antennes reconfigurables en fréquences que nous avons réalisé et expérimentalement caractérisé. La première est une antenne carrée multi-bandes avec fente fractale capable de commuter entre quinze bandes de fréquences de 0.5 à 6 GHz et la deuxième est antenne elliptique ULB à rejet de bandes accordables fonctionnant de 0.76 à 6 GHz. Les fonctionnalités ont pu être démontrées, même s'il reste une importante marge de progression.

En effet, durant cette étude, nous avons affronté plusieurs contraintes technologiques pour la conception et l'insertion des circuits de polarisation qui est avéré une tâche très difficile en pratique. Pour surmonter ce problème et pouvoir prouver le concept, nous avons eu recours à des rubans pour remplacer les seize diodes PIN indispensable pour reconfigurer la première antenne. Concernant la deuxième structure, nous nous sommes contentés d'utiliser une seule diode varicap pour piloter chaque bande filtrée à part.

Une étude plus appropriée des circuits de polarisation peut être envisagé afin de faciliter la conception et fournir la possibilité d'utiliser en pratique un certain nombre de switches.

Les résultats de mesure des deux patches présentent une bonne concordance avec les simulations et des performances de rayonnement assez stables.

Ces deux antennes offrent de nombreuses perspectives d'utilisation, notamment dans le domaine des télécommunications multistandards.

## Références

- [2.1] Ines Rouissi, Imen Ben Trad, Jean Marie Floch, Muntassar Sheikh and Hatem Rmili, "Design of Miniature Multiband Fractal CPW-fed Antenna for Telecommunication Applications", *PIERS Proceedings*, Stockholm, Sweden, pp 544-547, 2013.
- [2.2] Keng-Chih Lin ; Chih-Hao Lin ; Yi-Cheng Lin, "Simple Printed Multiband Antenna With Novel Parasitic-Element Design for Multistandard Mobile Phone Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, pp 488-491, June 2013.
- [2.3] Nakchung Choi, Changwon Jung, Joonho Byun, Frances J. Harackiewicz, Myun-Joo Park, Yong-Seek Chung, Taekyun Kim, and Byungje Lee, "Compact UWB Antenna With I-Shaped Band- Notch Parasitic Element for Laptop Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, pp. 580-582, 2009.
- [2.4] Imen Ben Trad, Hatem Rmili, Jean Marie Floch, Habib Zangar, "Design of Planar Mono-Band rejected UWB CPW-Fed Antennas for Wireless Communications", *Mediterranean Microwave Symposium, MMS proceeding*, pp 175-178, 2011.
- [2.5] Jong-Hyuk Lim, Chang-Wook Song, Zhe-Jun Jin and Tae-Yeoul Yun, "Frequency reconfigurable planar inverted-F antenna using switchable radiator and capacitive load," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 7, Iss. 6, pp. 430–435, 2013.
- [2.6] Yong Cai, Y. JayGuo and T. S. Bird, "A Frequency Reconfigurable Printed Yagi-Uda Dipole Antenna for Cognitive Radio Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 6, June 2012.
- [2.7] Bedri A. Cetiner, Gemma Roqueta Crusats, Lluís Jofre and Necmi Bıyıklı, "RF MEMS Integrated Frequency Reconfigurable Annular Slot Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 3, March 2010.
- [2.8] Chi-Yuk Chiu, Jichao Li, Sichao Song, and Ross D. Murch, "Frequency-Reconfigurable Pixel Slot Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No.10, October 2012.
- [2.9] Julien Perruisseau-Carrier, Pablo Pardo-Carrera, and Pavel Miskovsky, " Modeling, Design and Characterization of a Very Wideband Slot Antenna With Reconfigurable Band Rejection," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 7, July 2010.

- [2.10] Yingsong Li, Wenxing Li and Qiubo Ye, "A CPW-Fed Circular Wide-Slot UWB Antenna with Wide Tunable and Flexible Reconfigurable Dual Notch Bands," *The Scientific World Journal*, Article ID 402914, Vol. 2013.
- [2.11] Imen Ben Trad, Hatem Rmili, Jean Marie Floc'h, Wassim Zouch and M'hamed Drissi, "Planar Square Multiband Frequency Reconfigurable Micro-strip Fed Antenna with Quadratic Koch-Island Fractal Slot for Wireless Devices," *Microwave and Optical Technology Letters* (accepted).
- [2.12] Imen Ben Trad, Jean Marie Floch, Hatem Rmili, Lotfi Laadhar and M'hamed Drissi, "Planar Elliptic Very Broad Band Antenna With Wide Range Reconfigurable Narrow Notched Bands for Multi-Standard Wireless Communication Devices," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 145, pp 69-80, 2014.
- [2.13] Imen Ben Trad, Jean Marie Floch, Hatem Rmili, M'hamed Drissi and Habib Zangar, "Design of Dual Band-Notched UWB Elliptical Printed Antenna With Sharp Rejection of Narrow bands For Multi-standard Telecommunications," *Mediterranean Microwave Symposium, MMS proceeding*, 2012.
- [2.14] Imen Ben Trad, Hatem Rmili, Jean Marie Floc'h, Habib Zangar, "Design of a Dual-Band Rejected UWB Printed Monopole Antenna" , *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) proceeding*, pp 651-654, 2011.
- [2.15] Imen Ben Trad, Jean Marie Floch, Hatem Rmili, M'hamed Drissi and Habib Zangar, "Conception d'une Antenne Elliptique ULB à Rejet de Bande Reconfigurable pour les Télécommunications Multistandards, " *18<sup>èmes</sup> Journées Nationales des Microondes JNM*, Paris, Mai 2013.
- [2.16] Imen Ben Trad, Jean Marie Floch, Hatem Rmili, M'hamed Drissi and Habib Zangar, "Design of a Planar Reconfigurable Band-Rejected UWB Antenna for Multi-Standard Wireless Communication Systems," *LAPC 2012*.
- [2.17] <http://datasheet.octopart.com/SMV1405-040LF-Skyworks-Solutions-datasheet-11039839.pdf>.

***Chapitre 3 :***

***Etude des Antennes à Diagrammes de  
Rayonnement Reconfigurables pour des  
Applications de Télécommunication***

---

# Sommaire

<b>1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>62</b>
<b>2</b>	<b>Conception d'un Dipôle Formé de Deux Boucles Circulaires à Diagramme de Rayonnement Reconfigurable.....</b>	<b>62</b>
2.1	Objectif de l'Etude.....	62
2.2	Antenne Référence .....	63
2.2.1	Conception de l'Antenne Dipôle.....	63
2.2.2	Performances de l'Antenne Référence .....	64
2.3	Propriété d'Agilité des Diagrammes de Rayonnement .....	65
2.3.1	Technique d'Agilité.....	65
2.3.2	Performances de l'Antenne Agile .....	66
2.3.3	Conclusion et Perspective .....	69
<b>3</b>	<b>Etude d'une Antenne Dipôle avec Réflecteurs et Directeurs à Diagrammes de Rayonnement Reconfigurable.....</b>	<b>69</b>
3.1	Objectif de l'Etude.....	69
3.2	Antenne Référence .....	69
3.2.1	Conception de l'Antenne Dipôle Bi-faisceau avec Directeurs et Réflecteurs....	69
3.2.2	Performances de l'Antenne Référence .....	70
3.3	Propriété d'Agilité des Diagrammes de Rayonnement .....	73
3.3.1	Techniques d'Agilité .....	74
3.3.2	Performances de l'Antenne agile .....	75
<b>4</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>82</b>
	<b>Références .....</b>	<b>84</b>

## **1 Introduction**

Dans ce chapitre nous traitons un autre aspect d'agilité des antennes, à savoir l'agilité des diagrammes de rayonnement, qui suscite de plus en plus d'intérêt en raison des demandes croissantes sur la qualité et la capacité des systèmes de télécommunication [3.1-3.7]. L'aptitude à orienter électroniquement les directions du faisceau étend davantage les fonctionnalités des antennes et ajoute plus de flexibilité. En effet, la caractéristique d'agilité de rayonnement contribue à éviter les environnements bruyants, améliorer la sécurité et économiser de l'énergie par une meilleure direction du signal vers les utilisateurs prévus permettant ainsi d'améliorer les performances globales des systèmes de communication actuels.

Dans ce cadre, nous avons étudié deux dipôles planaires à diagrammes de rayonnement reconfigurables. La première antenne proposée est un dipôle constitué de deux boucles circulaires alimenté par une ligne micro-ruban. L'antenne est capable d'orienter son diagramme de rayonnement dans trois directions à la fréquence 1.54 GHz. La seconde antenne est composée par deux dipôles élémentaires. En utilisant quatre diodes PIN, nous parvenons à rediriger le diagramme de rayonnement dans deux directions opposées tout en modifiant l'angle d'ouverture des faisceaux à la fréquence 2.56 GHz.

## **2 Conception d'un Dipôle Formé de Deux Boucles Circulaires à Diagramme de Rayonnement Reconfigurable**

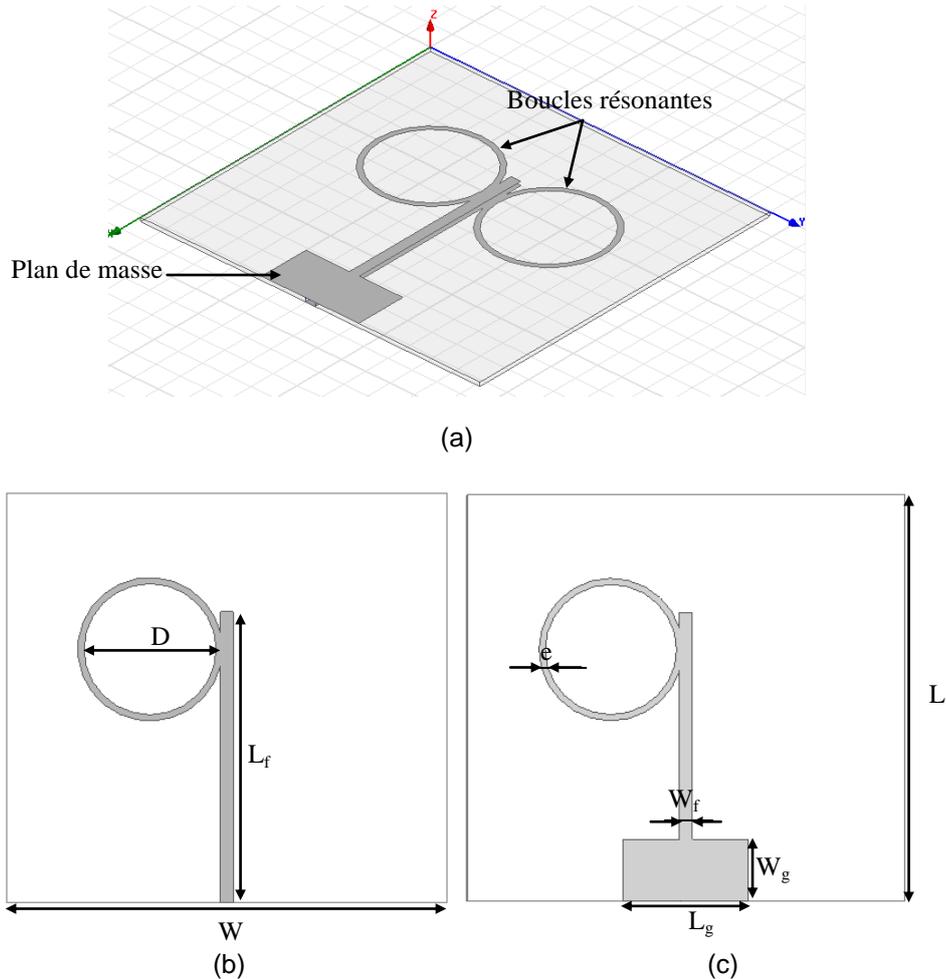
### **2.1 Objectif de l'Etude**

Dans cette section, nous nous proposons de faire une première étude pour concevoir une antenne dipôle constituée de deux boucles circulaires résonnantes capable de modifier électroniquement la direction de son diagramme de rayonnement à une fréquence fixe.

L'antenne conçue fonctionne à 2.45 GHz lorsque tous les switches sont à l'état On, et adopte un comportement multifréquences pour les différents états des switches RF [3.8]. A la fréquence 1.54 GHz, le dipôle peut rediriger son diagramme de rayonnement dans trois directions. Les premiers résultats ont été obtenus en utilisant des rubans au lieu d'implanter des diodes PIN.

## 2.2 Antenne Référence

### 2.2.1 Conception de l'Antenne Dipôle



**Figure.3.1** (a) Schéma de l'antenne référence ; (b) Vue de dessus et (c) Vue de dessous.

La Figure 3.1 illustre la géométrie de la structure de base proposée. L'antenne est un dipôle planaire alimenté par une ligne micro-ruban. Les paramètres de conception de la structure ont été optimisés pour fonctionner à la fréquence 2.45 GHz. Cette antenne est constituée de deux boucles circulaires de mêmes dimensions, chacune est imprimée sur une face du substrat, le Rogers Duroid <sup>TM</sup> 5880 de dimension  $L \times W$ , d'épaisseur  $h = 0.8$  mm et de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$ . La première boucle résonante de diamètre  $D$  et d'épaisseur  $e$  et la ligne micro-ruban ( $L_f \times W_f$ ) ont été imprimées sur la face de dessus. La seconde boucle et le plan de

masse ( $L_g \times W_g$ ) ont été imprimés sur la face de dessous. Nous récapitulons dans le Tableau 3.1 les différentes dimensions du dipôle optimisé.

**Tableau 3.1.** DIMENSIONS DE L'ANTENNE REFERENCE

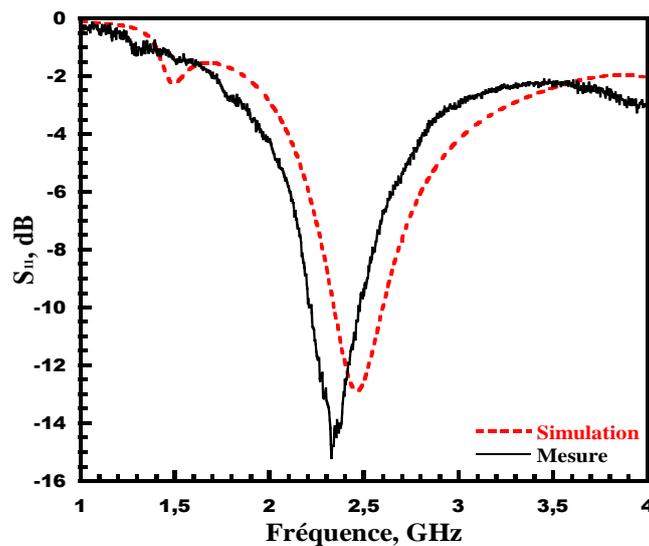
Dipôle (dimensions en mm)			
<b>L</b>	70	<b>L<sub>f</sub></b>	36
<b>W</b>	65	<b>W<sub>f</sub></b>	2
<b>D</b>	24	<b>L<sub>g</sub></b>	10
<b>e</b>	1	<b>W<sub>g</sub></b>	20

### 2.2.2 Performances de l'Antenne Référence

L'antenne a été optimisée pour rayonner à la fréquence de 2.45 GHz. Le diamètre D de la boucle résonante, à la fréquence de fonctionnement, est proportionnel à la longueur du quart d'onde :

$$\pi \times D \approx \frac{\lambda_{eff}}{2} \quad (3.1)$$

$\lambda_{eff}$  est la longueur d'onde effective dans le milieu hétérogène. La figure 3.2 présente les coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulé et mesuré. En réalité, un léger décalage vers les basses fréquences est observé. Le dipôle rayonne à la fréquence 2.36 GHz.



**Figure 3.2** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne de départ.

A la fréquence de résonance, le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel dans le plan orthogonal de l'antenne et présente un creux suivant l'axe du dipôle. Le gain maximal réalisé simulé est d'environ 3.54 dBi alors que les mesures montrent un gain de 3dBi.

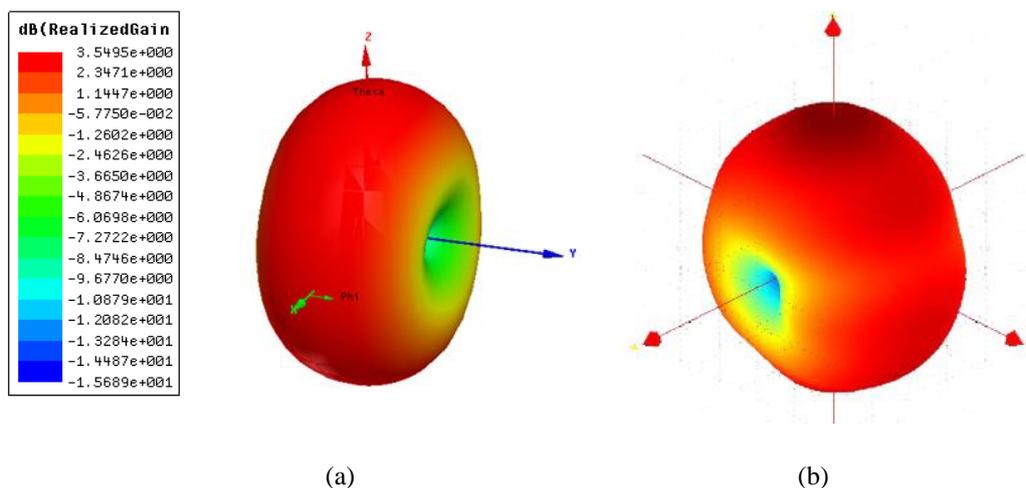


Figure 3.3 Diagrammes de rayonnement (a) simulé et (b) mesuré.

## 2.3 Propriété d'Agilité des Diagrammes de Rayonnement

### 2.3.1 Technique d'Agilité

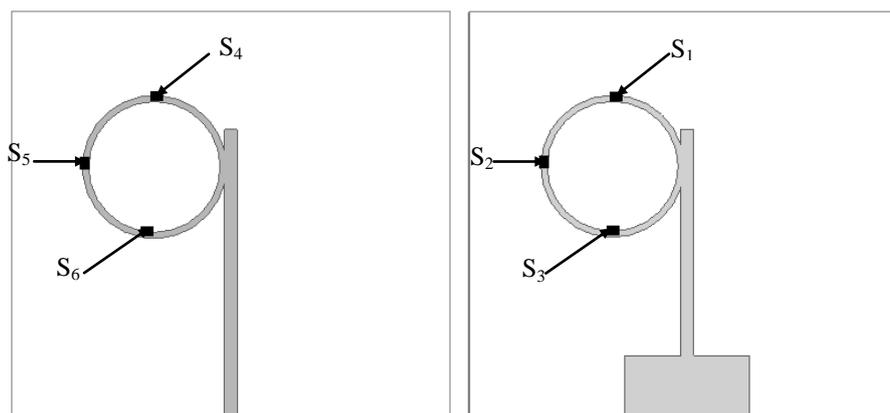


Figure 3.4 Insertion des switches RF.

Nous avons envisagé de créer l'agilité en diagramme de rayonnement en insérant trois diodes PIN sur chaque boucle résonante comme nous pouvons le voir sur la figure 3.4. Le dipôle prototypé est présenté dans figure 3.5. Des rubans ont été utilisés à la place des diodes

PIN, l'état On est traduit par la présence du ruban et l'état Off est modélisé par l'élimination du ruban. Quand tous les switches sont à l'état On, l'antenne rayonne à la fréquence 2.36 GHz et adopte un comportement multifréquences pour les autres modes de fonctionnement ; ainsi, quatre nouvelles fréquences de résonance apparaissent aux 1.21, 1.4, 1.54 et 1.8 GHz. A la fréquence 1.54 GHz, le dipôle est capable de rediriger son diagramme de rayonnement dans trois directions selon trois modes de fonctionnement M1, M2 et M3 présentés dans le tableau 3.2. Le premier mode M1 est obtenu lorsque uniquement les switches  $S_1$  et  $S_5$  sont à l'état Off, le second mode M2 est établi quand  $S_3$  et  $S_5$  basculent à l'état Off, et le troisième mode M3 est activé lorsque les switches  $S_3$  et  $S_6$  sont à l'état Off.

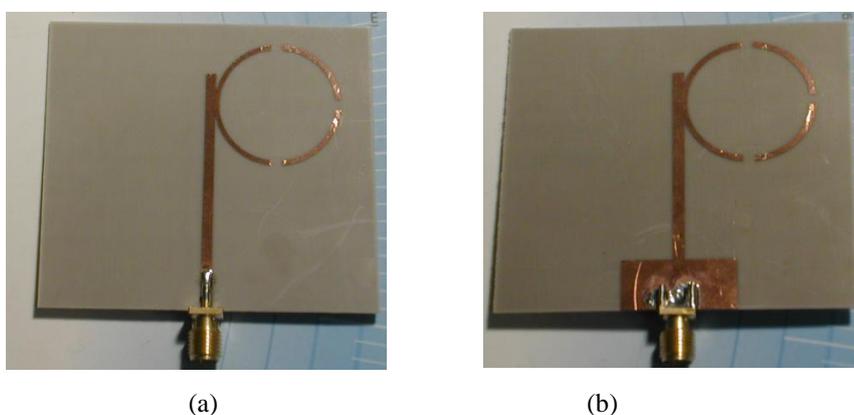


Figure 3.5 Dipôle agile prototypé (a) Vue de face et (b) Vue de dessous.

Tableau 3.2 LES TROIS MODES DE FONCTIONNEMENT SELECTIONNES

	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
<b>Mode M1</b>	<u>Off</u>	On	On	On	<u>Off</u>	On
<b>Mode M2</b>	On	On	<u>Off</u>	On	<u>Off</u>	On
<b>Mode M3</b>	On	On	<u>Off</u>	On	On	<u>Off</u>

### 2.3.2 Performances de l'Antenne Agile

Le mécanisme de rayonnement est dynamiquement piloter en commutant entre les modes sélectionnés ce qui permet de changer continuellement la répartition des courants surfaciques. Nous avons sélectionné trois modes de fonctionnement M1, M2 et M3 où le dipôle est capable de rayonner à la fréquence 1.54 GHz et le diagramme de rayonnement est en mesure de basculer dans trois directions différentes. Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulés et

mesurés sont représentés dans la figure 3.6. Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  mesurés présentent un léger décalage de 160 MHz par rapport aux résultats simulés.

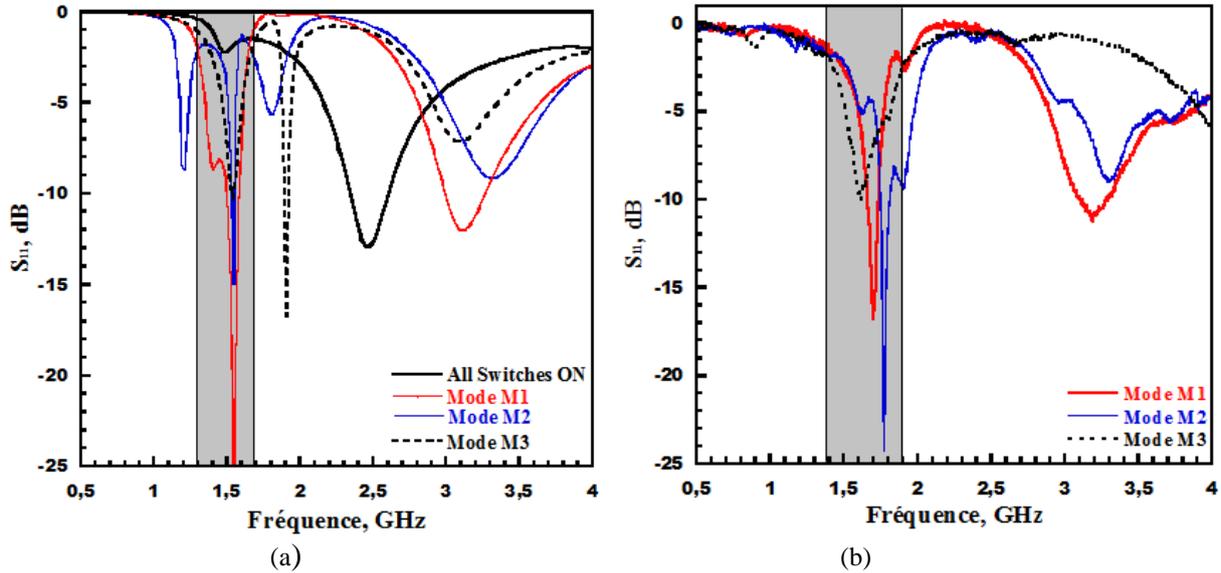


Figure 3.6 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  à la fréquence de fonctionnement pour les trois modes (a) simulé et (b) mesuré.

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés en 3D, à la fréquence de résonance pour les trois modes décrits précédemment, sont présentés dans les figures 3.7, 3.8 et 3.9. L'évaluation des différents diagrammes simulés de l'antenne imprimée montre qu'en mode M1 la structure agit comme un dipôle magnétique; le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan H est omnidirectionnel. Lorsque le second mode M2 est établi, le diagramme de rayonnement obtenu est bi-faisceaux orienté dans la direction de l'axe (ox). Enfin, l'antenne fonctionne comme un dipôle électrique quand nous activons le mode M3; un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan E est donc obtenu. Les mesures confirment qu'en basculant d'un mode à l'autre, nous pouvons atteindre la propriété d'agilité en diagramme de rayonnement pour le dipôle proposé. Cependant, les résultats simulés sont différents de ceux mesurés. Dans le premier cas (mode M1), le diagramme de rayonnement maintient le même comportement omnidirectionnel comme prévu. Dans le second cas (mode M2), le diagramme de rayonnement obtenu est omnidirectionnel avec un décalage de  $45^\circ$  à partir de sa position dans le premier cas. En mode M3, quatre faisceaux sont apparus. Deux faisceaux sont orientés vers l'axe (oz) et les deux autres sont orientés vers l'axe (oy). Le diagramme de rayonnement peut être donc modifié en fonction des conditions de commutation. Les différences entre les

diagrammes de rayonnement simulés et mesurés peuvent être attribués à l'alimentation par le câble coaxial, les imprécisions de simulation et de fabrication et de la modification imprévue de la distribution des courants surfaciques due à l'intégration des switches.

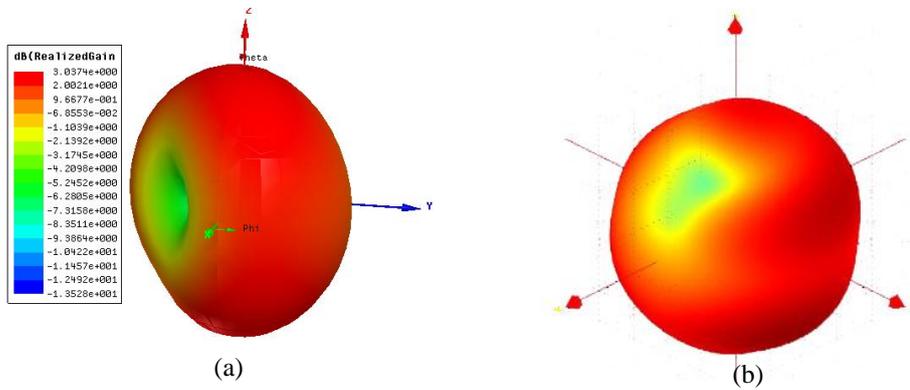


Figure 3.7 Diagrammes de rayonnement 3D en mode M1 : (a) simulé et (b) mesuré.

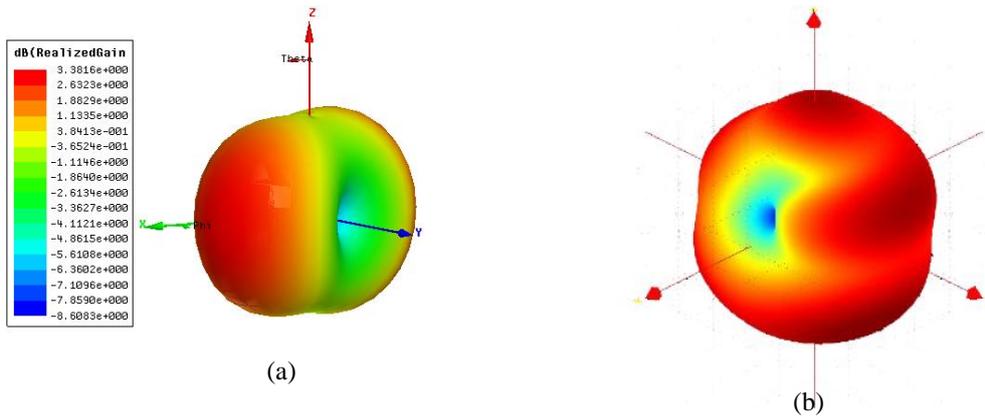


Figure 3.8 Diagrammes de rayonnement 3D en mode M2 : (a) simulé et (b) mesuré.

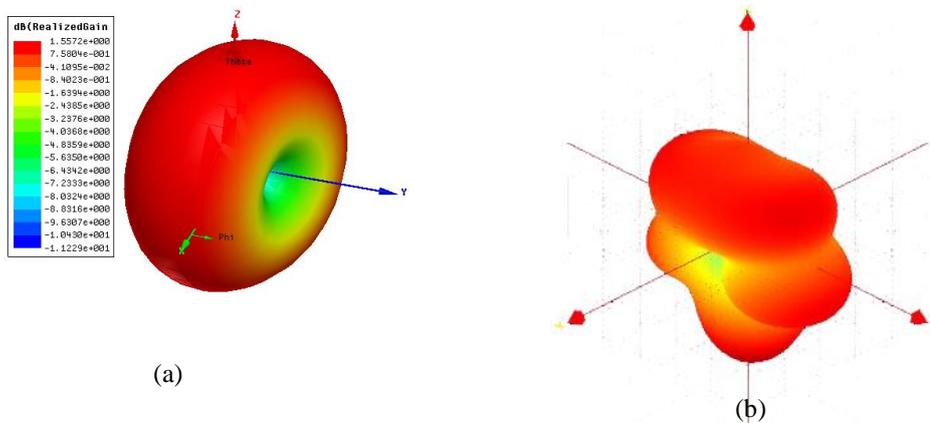


Figure 3.9 Diagrammes de rayonnement 3D en mode M3 (a) simulé et (b) mesuré.

### 2.3.3 Conclusion et Perspective

Cette première étude a permis de concevoir un dipôle capable de rediriger son diagramme de rayonnement. En dépit des écarts observés, les résultats de mesures confirment cette fonctionnalité. Ces écarts peuvent être attribués à la précision des simulations et/ou de fabrication notamment à la variation imprévue de la distribution des courants surfaciques. Une deuxième étude exhaustive sera élaborée sur une antenne dipôle afin d'étendre et de mieux comprendre le mécanisme d'agilité des diagrammes de rayonnement.

## 3 Etude d'une Antenne Dipôle avec Réflecteurs et Directeurs à Diagrammes de Rayonnement Reconfigurable

### 3.1 Objectif de l'Etude

L'antenne proposée dans cette section est un dipôle bi-faisceau fonctionnant à la fréquence 2.45 GHz. l'objectif de cette étude est d'explorer les possibilités de piloter le diagramme de rayonnement du dipôle dans des directions différentes et d'expliquer son comportement dans chaque cas étudié. La fonctionnalité d'agilité des diagrammes de rayonnement est assurée par l'insertion de quatre diodes PIN.

### 3.2 Antenne Référence

Cette antenne a été conçue dans le cadre du projet ANR appelé CAPNET dédiée à la sécurité du site (réseau de capteurs autonomes). Le réseau est autonome en terme d'énergie et il est très facile à déployer sur le site (le temps de déploiement de chaque nœud du réseau est d'environ 10 minutes). La première démonstration a été déployée dans la station de base de feu de Brest en France avec 10 nœuds et un périmètre de sécurité autour de 1.5 km [3.9].

#### 3.2.1 Conception de l'Antenne Dipôle Bi-faisceau avec Directeurs et Réflecteurs

L'antenne de départ est un dipôle planaire bi-faisceau. Elle a été réalisé pour fonctionner à la fréquence 2.45 GHz en imprimant deux dipôles élémentaires noté dipôle 1 et dipôle 2 imprimés dos à dos sur un substrat, le Arlon CuClad 217, d'épaisseur  $h = 0.8$  mm et de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.17$ . Comme il est indiqué dans la figure 3.10, deux bras des dipôles de dimensions identiques  $((L_1/2) \times L_{\text{dip}})$  ont été imprimés sur la face supérieure du substrat,

tandis que les deux réflecteurs identiques ( $L_{ref} \times W_{ref}$ ), les deux directeurs ( $L_{dir} \times W_{dir}$ ), le plan de masse ( $L_g \times W_g$ ), et les deux autres bras des dipôles ( $L_2 \times L_{dip}$ ) ont été imprimés sur la face inférieure. Un prototype a été fabriqué et caractérisé. Les paramètres de conception sont résumés dans le tableau 3.3.

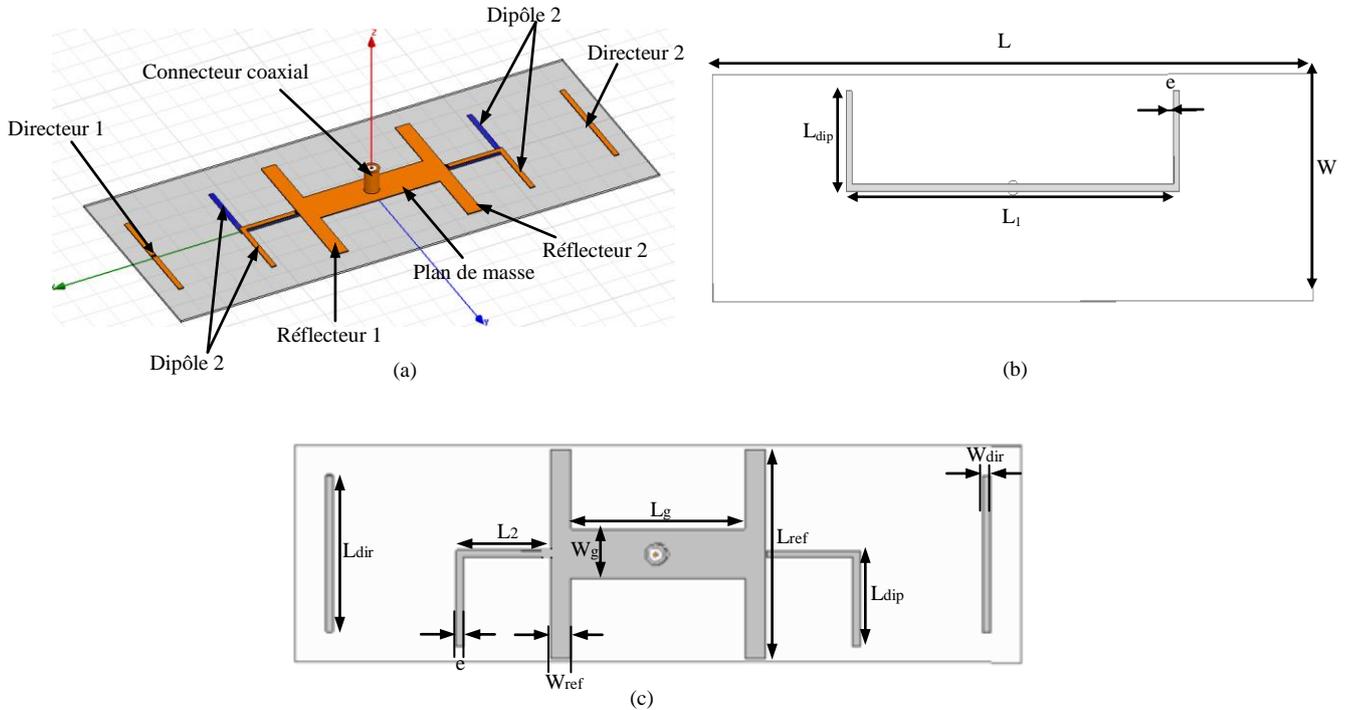


Figure.3.10 (a) Schéma de l'antenne référence ; (b) Face supérieure et (c) Face inférieure.

TABLEAU 3.3 PARAMETRES DE CONCEPTION DU DIPOLE

Dimension (mm)			
Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
L	209	$L_{dir}$	45
W	62	$W_{dir}$	2
$L_{dip}$	27.5	$L_{ref}$	60
$L_1$	116	$W_{ref}$	6
$L_2$	27	$L_g$	50
e	2	$W_g$	14

### 3.2.2 Performances de l'Antenne Référence

L'antenne a été simulée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS d'Ansoft-v.13. Le dipôle prototypé a été caractérisé à la fréquence de fonctionnement 2.45GHz. Nous avons évalué les différentes performances de cette antenne, à savoir le coefficient de réflexion  $S_{11}$  (sur la bande de fréquence de 2 à 3 GHz) et les propriétés de

rayonnement (distribution des courants surfaciques, gain, efficacité et diagrammes de rayonnement). La figure 3.11 présente les photos de l'antenne réalisée.

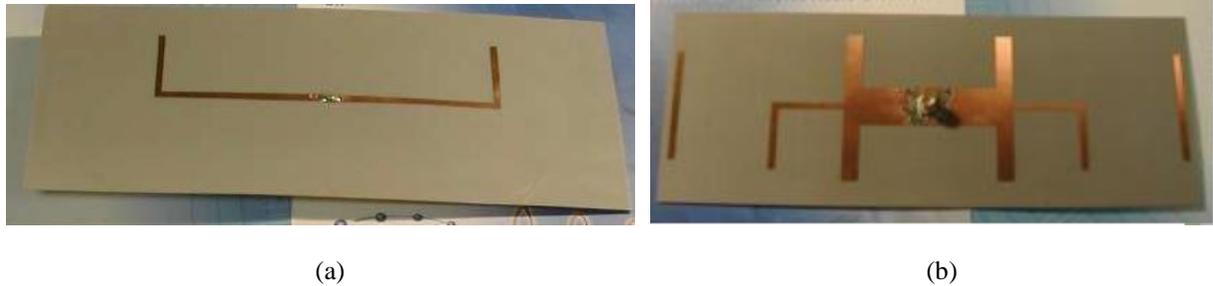


Figure.3.11 Photo de l'antenne référence prototypée : (a) Vue de face et (b) Vue de dessous.

### b- Coefficient de Réflexion, Efficacité

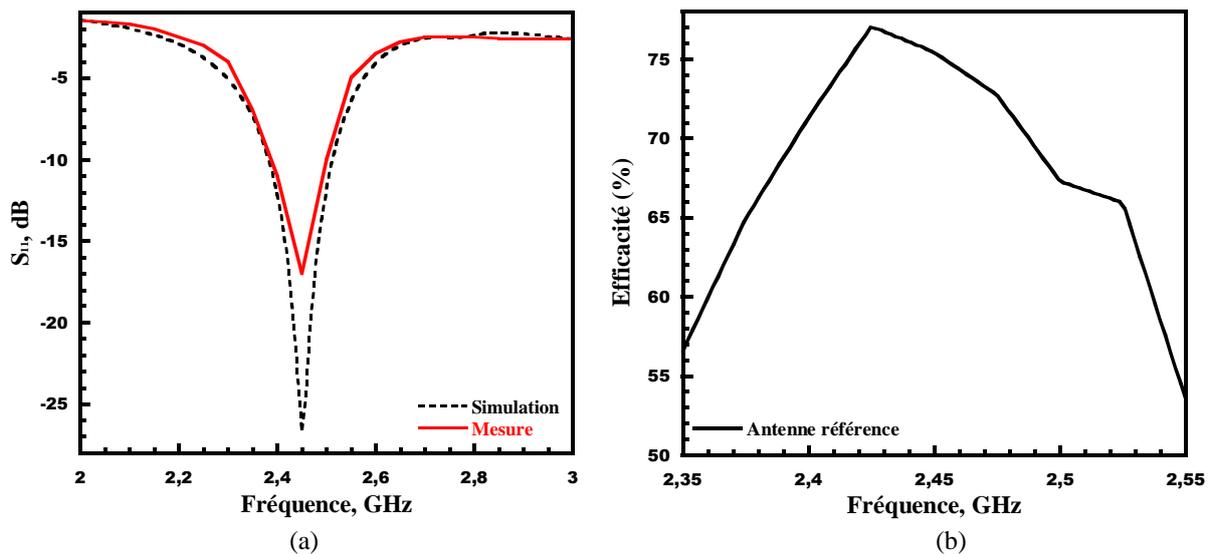


Figure 3.12 Antenne de départ : (a) Coefficient de réflexion  $S_{11}$  et (b) Efficacité mesurée.

Nous avons optimisé l'antenne référence pour fonctionner à la fréquence 2.45 GHz. La Figure 3.12-a nous montre un bon accord entre les résultats de mesure et de simulation. Par ailleurs le dipôle prototypé présente une bonne efficacité mesurée qui peut atteindre les 77% comme nous pouvons le voir à partir de la Figure 3.12-b.

### c- Distribution des Courants Surfiques et Diagrammes de Rayonnement

Afin de bien expliquer le mécanisme de rayonnement de la structure, nous avons analysé la distribution des courants surfiques de l'antenne. En effet, à la fréquence 2.45 GHz, les deux

dipôles élémentaires et identiques contribuent de la même manière au rayonnement de l'antenne comme nous pouvons le voir sur la figure 3.13. Pour chaque dipôle, la présence d'un réflecteur (dont la longueur doit être supérieure à la longueur du dipôle:  $L_{ref} = 1,1 \times 2L_{dip}$ ) à une certaine distance de l'antenne, fait orienter le diagramme de rayonnement vers le dipôle avec un maximum de rayonnement dans la direction de l'axe des  $x$ . L'ajout d'un directeur (dont la longueur doit être inférieure à la longueur de dipôle:  $L_{dir} = 0,8 \times 2L_{dip}$ ) permet d'améliorer le gain en dirigeant mieux le rayonnement selon l'axe des  $x$ . Le diagramme de rayonnement du dipôle 1 est donc orienté dans la direction des  $x$  croissant et celle du dipôle 2 dans la direction des  $x$  décroissant formant ainsi un diagramme de rayonnement bi-faisceau suivant la direction de l'axe ( $ox$ ) comme nous pouvons le voir sur la Figure 3.14-a. Le diagramme de rayonnement mesuré présente aussi un comportement bi-faisceaux, un gain maximal réalisé d'environ 7.3 dBi a été obtenu dans la direction de l'axe des  $x$  comme il a été prévu (voir la Figure 3.14-b).

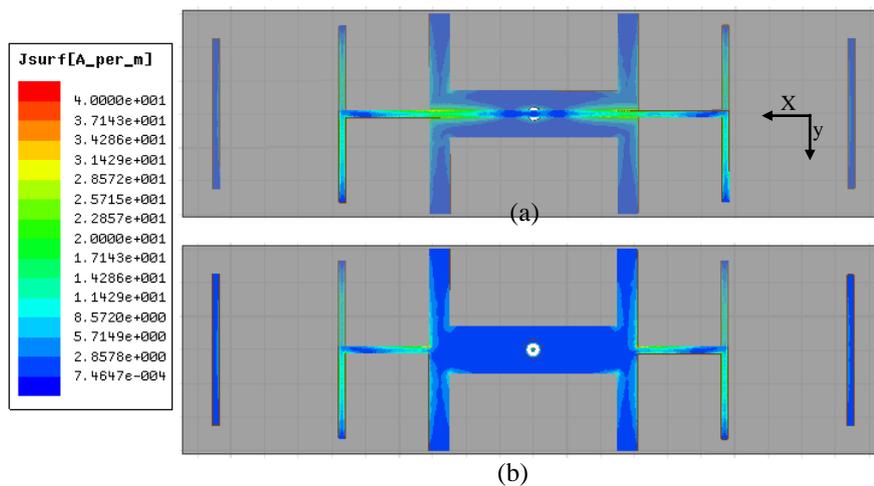


Figure 3.13 Distribution des courants surfaciques à la fréquence 2.45 GHz : (a) Vue de face et (b) Vue de dessous.

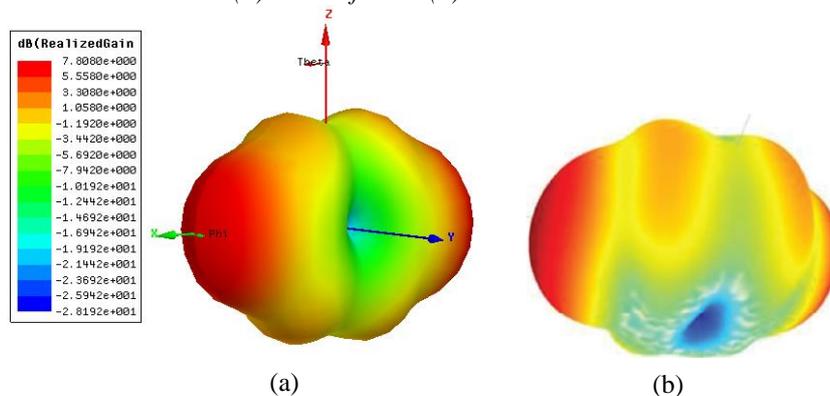


Figure 3.14 Diagramme de rayonnement 3D (a) simulé et (b) mesuré.

### 3.3 Propriété d'Agilité des Diagrammes de Rayonnement

Afin de rendre le dipôle capable de rediriger électroniquement son diagramme de rayonnement, nous avons œuvré pour privilégier ou non certaines directions [3.10, 3.11]. Pour se faire, quatre diodes PIN  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  et  $S_4$  ont été chargées sur la face arrière du substrat. Deux d'entre elles ont été intégrées entre chaque réflecteur et le bras du dipôle correspondant, tandis que les deux autres ont été implantées au milieu des deux directeurs comme représenté sur la Figure 3.15. La Figure 3.16 montre la photo de la structure active réalisée et le circuit de polarisation adéquat.

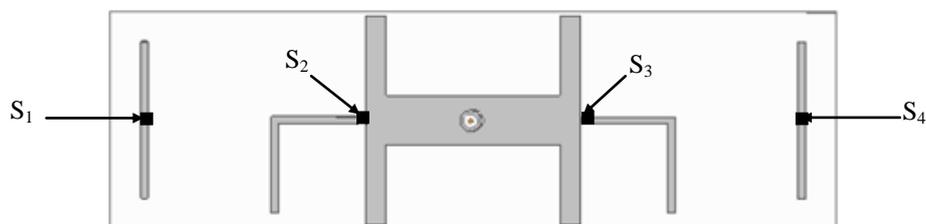


Figure 3.15 Intégration des diodes PIN.



Figure 3.16 Photo de l'antenne agile prototype: vue de dessous.

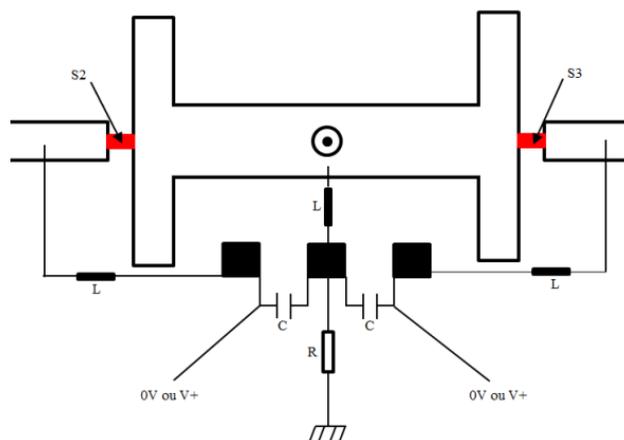
Trois modes de rayonnement ont été sélectionnés dépendant des états des switches RF. Le mode M1 est défini lorsque toutes les diodes PIN sont activées, un comportement similaire à celui de l'antenne passive est obtenu à la même fréquence de fonctionnement 2.45 GHz. Le mode M2 représente le fonctionnement d'un seul compartiment de la structure (dipôle + directeur + réflecteur) quand l'autre est désactivé. Un seul faisceau directif peut être rayonné soit dans la direction des  $x$  croissant soit des  $x$  décroissant à la fréquence de résonance 2.56 GHz. Enfin, le mode M3 exclut l'effet du directeur dans le compartiment décrit dans le mode M2. Par conséquent, lorsque seul le dipôle élémentaire est activé, un faisceau moins directif serait atteint. Ces modes sont détaillés dans le tableau 3.4.

**TABLEAU 3.4** MODES DE FONCTIONNEMENT DE L'ANTENNE AGILE

Mode	Configuration	Etat	Switch S1	Switch S2	Switch S3	Switch S4
Mode 1	Tous les dipôles et les directeurs sont actifs	$S_1$	On	On	On	On
Mode 2	Dipôle 1 et Directeur 1 actifs	$S_{21}$	On	On	Off	Off
	Dipôle 2 et Directeur 2 actifs	$S_{22}$	Off	Off	On	On
Mode 3	Seul le dipôle 1 est actif	$S_{31}$	Off	On	Off	Off
	Seul le dipôle 2 est actif	$S_{32}$	Off	Off	On	Off

### 3.3.1 Techniques d'Agilité

La procédure de la mise en œuvre des diodes PIN et leur circuit de polarisation étant complexe, nous avons donc décidé de ne charger que deux diodes PIN  $S_2$  et  $S_3$  entre chaque réflecteur et le bras du dipôle comme indiqué sur la Figure 3.17. Puis, des segments de ruban seront utilisés pour les deux directeurs pour prouver le concept. L'état On sera traduite par la présence du ruban et l'état Off par son absence.



**Figure 3.17** Circuit de polarisation des diodes PIN utilisées.

Les diodes PIN utilisées, Skyworks - SMP 1320- 079LF [3.12], ont été choisies pour leur faible résistance série. Le circuit de polarisation associé est composé de trois plots dont deux ont été reliées à la borne (+) de l'alimentation, trois selfs et une résistance  $R = 1 \text{ k}\Omega$  reliée à la masse de l'alimentation. Deux capacités de découplage  $C = 10 \text{ nF}$  ont été aussi intégrées dans le circuit de polarisation comme représenté sur la Figure 3.17. La tension de commande fournie était d'environ  $V^+ = 1.5\text{V}$ .

Le chargement d'un tel circuit sur le dipôle ne perturbe pas son comportement. En simulation, les pertes n'ont pas été prises en considération vu les faibles pertes du composant réel.

### 3.3.2 Performances de l'Antenne agile

Dans cette section, nous présentons les résultats des simulations et des mesures tels que le coefficient de réflexion  $S_{11}$ , les distributions des courants surfaciques, les diagrammes de rayonnement, le gain et l'efficacité pour tous les modes décrits plus haut (section 3.3). Concernant le mode M1, nous allons exposer les résultats principaux puisque pour ce mode l'antenne retrouve son fonctionnement de base. Alors que pour les modes M2 et M3 et en raison de la symétrie de la structure, nous avons choisi de présenter en plus des simulations, les résultats de mesures portant sur le mode M2/Etat  $S_{21}$  et le mode M3/Etat  $S_{31}$  où l'antenne rayonne dans la direction des  $x$  croissant.

#### a- Mode M1: Antenne Dipôle Bi-faisceau

Nous présentons sur la Figure 3.18 les coefficients de réflexion  $S_{11}$  du dipôle passif et du dipôle actif en mode M1. Comme nous pouvons le constater, l'antenne agile en mode M1 est capable de fonctionner à la fréquence 2.45 GHz. En effet, en mode M1, l'antenne retrouve son comportement initial (celui de la structure référence). On peut donc conclure que l'effet de l'insertion du circuit de polarisation ne perturbe pas beaucoup le fonctionnement de l'antenne.

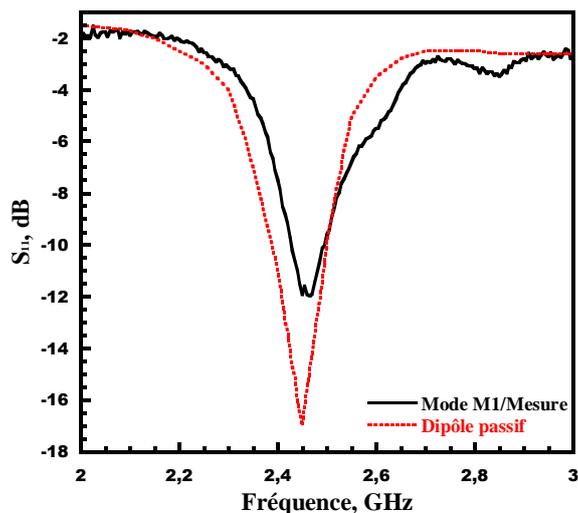


Figure 3.18 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré.

### b- Mode M2: Faisceau Agile Directif

Lorsque le mode M2 est excité, la fréquence de résonance du dipôle est légèrement décalée vers des fréquences plus élevées. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 3.19, la fréquence de fonctionnement simulé est 2.63 GHz alors que celle mesurée est à 2.56 GHz. Ce décalage en fréquence peut s'expliquer par l'effet possible du circuit de polarisation et du chargement différent en impédance de l'antenne excitée.

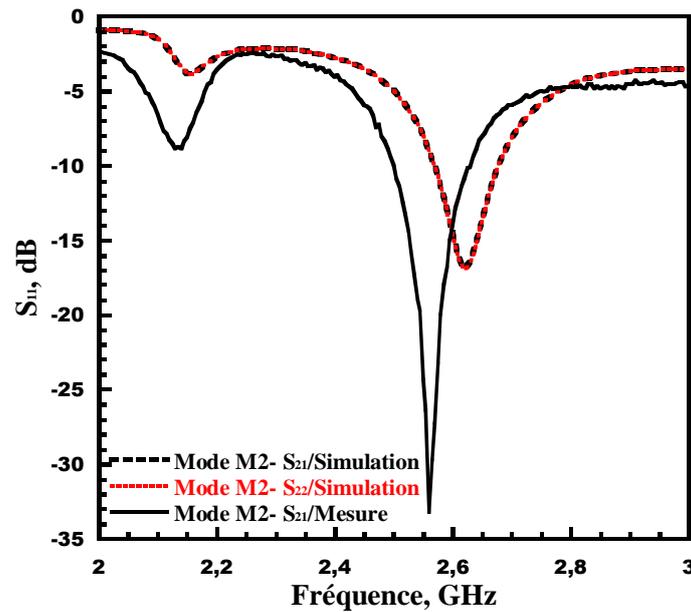


Figure 3.19 Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé et mesuré de l'antenne en mode M2.

A l'état  $S_{21}$  du mode M2, la distribution des courants surfaciques présentée sur la figure 3.20-a montre que le compartiment 2 (dipôle 2 + directeur 2) est désactivé. Seul le compartiment 1 (dipôle 1 + directeur 1) rayonne dans la direction des  $x$  croissants (l'état  $S_{21}$ ). Le rayonnement dans la direction des  $x$  décroissants est simplement obtenu par l'activation du compartiment 2 et la désactivation du compartiment 1, la structure fonctionne alors à l'état  $S_{22}$  du mode M2 (figure 3.20-b).

Le diagramme de rayonnement 2D mesuré confirme ce comportement prédit par les simulations (diagrammes 2D et 3D) comme le montre la figure 3.21 et la figure 3.22.

L'étude de ces diagrammes de rayonnement de près montre la présence d'un rayonnement arrière pour les deux états  $S_{21}$ - $S_{22}$ . Par ailleurs, en raison de la symétrie de la structure, l'antenne dipôle reconfigurable présente les mêmes performances dans la direction des  $x$  croissants et des  $x$  décroissants. Dans les deux cas, l'angle d'ouverture mesuré est d'environ

48°. L'asymétrie observée sur le diagramme de rayonnement 2D mesuré peut être attribuée aux diodes PIN utilisées et leur circuit de polarisation associé.

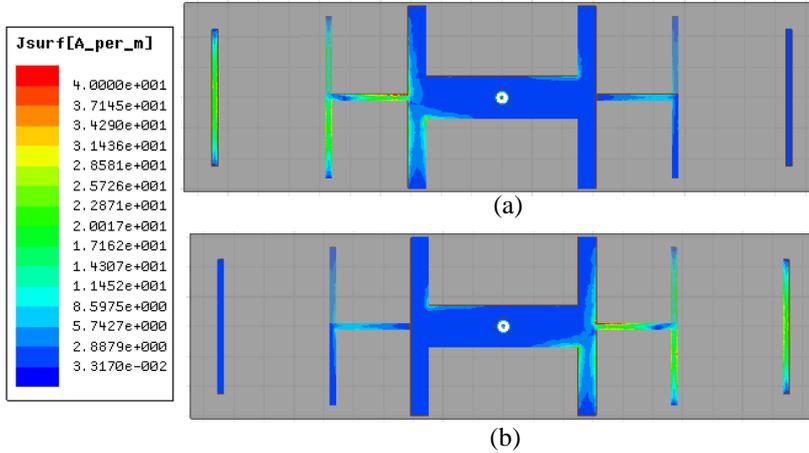


Figure 3.20 Distributions des courants surfaciques à la fréquence de fonctionnement simulée 2.63 GHz en mode M2 : (a) Etat  $S_{21}$  et (b) Etat  $S_{22}$ .

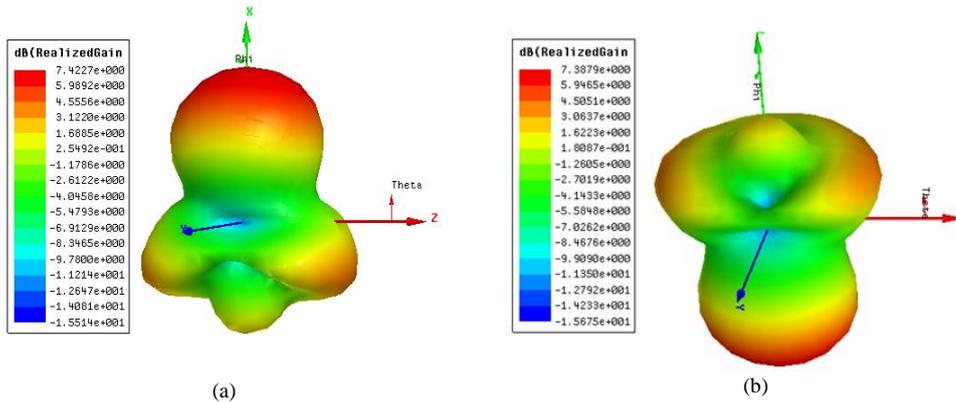


Figure 3.21 Diagramme de rayonnement 3D simulé en mode M2 à  $F = 2.63$  GHz: (a) état  $S_{21}$  et (b) état  $S_{22}$ .

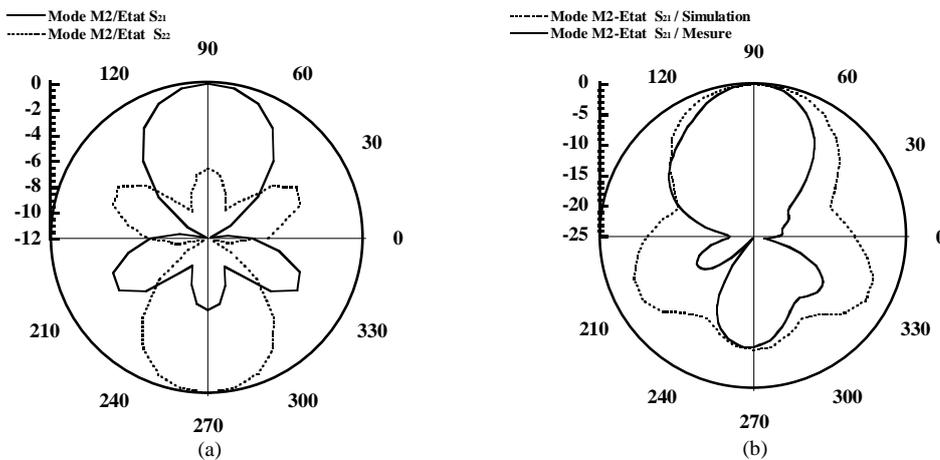


Figure 3.22 Mode M2: (a) Diagramme de rayonnement 2D (états  $S_{21}$  et  $S_{22}$ ) à  $F = 2.63$  GHz et (b) Diagramme de rayonnement 2D simulé (à 2.63 GHz) et mesuré (à 2,56 GHz) à l'état  $S_{21}$ .

La Figure 3.23 présente l'évolution du gain mesuré sur la bande de fréquences 2.4-2.7 GHz (centrée autour de la fréquence de résonance 2.56 GHz) de l'antenne reconfigurable fonctionnant à l'état  $S_{21}$  du mode M2. Le dipôle actif présente un maximum de gain simulé de 7.42 dBi à la fréquence résonnante de 2,63 GHz, tandis que le gain maximum mesuré est de 8,12 dBi à la fréquence de fonctionnement de 2,56 GHz. Il est intéressant de rappeler que le gain maximal mesuré pour la structure passive est de 7.3 dBi.

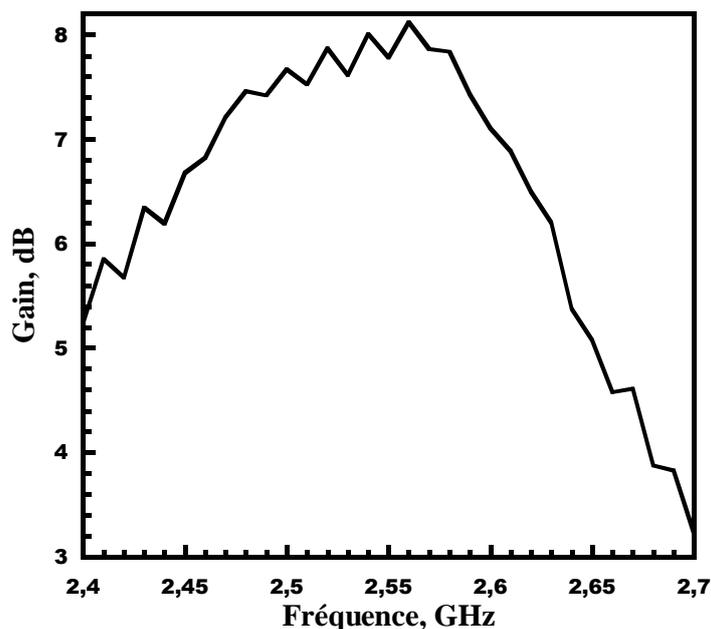


Figure 3.23 Gain mesuré de l'antenne agile à l'état  $S_{21}$ /mode M2.

### c- Mode M3 : Faisceau Agile Moins Directif

Comme pour le mode M2, lorsque le mode M3 est excité, la fréquence de fonctionnement du dipôle reconfigurable se déplace légèrement vers les hautes fréquences. La Figure 3.24 montre une fréquence de résonance mesurée de 2,56 GHz.

Comme mentionné précédemment, en raison de la symétrie de l'antenne, le dipôle se comporte de la même manière dans la direction des  $x$  croissants et des  $x$  décroissants. C'est pourquoi, nous nous sommes contentés d'étudier expérimentalement l'état  $S_{31}$  du mode M3 (lorsque l'antenne rayonne dans la direction des  $x$  croissants).

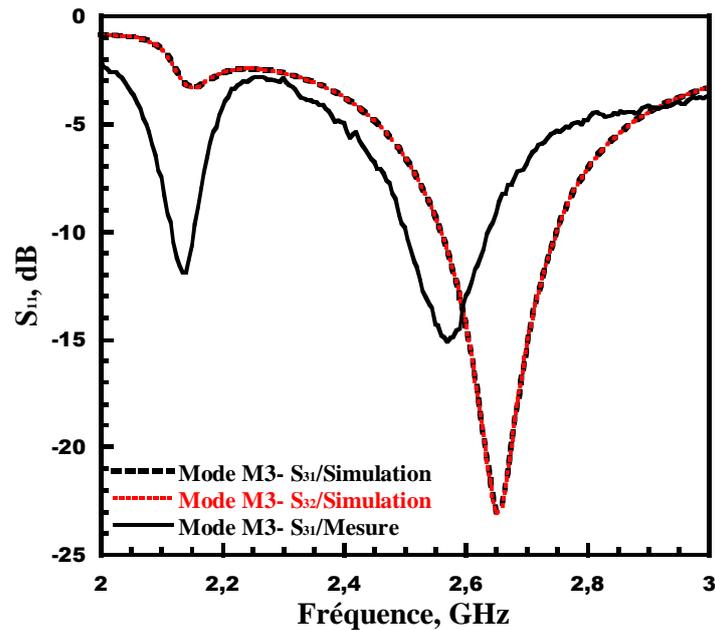


Figure 3.24 Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé et mesuré de l'antenne en mode M3.

Lorsque l'état  $S_{31}$  est actif (S2 On et S1, S3 et S4 Off), le dipôle 2 sera évidemment désactivé comme expliqué auparavant (l'état  $S_{21}$  du mode M2). De plus, les deux rubans formant le directeur 1 seront déconnectés. De ce fait la distribution des courants surfaciques sera modifiée et le directeur 1 devient invisible (inactif). Seul le dipôle 1 rayonne comme le montre la Figure 3.25-a. L'antenne agile rayonne donc dans la direction des  $x$  croissants.

D'autre part, si on excite l'état  $S_{32}$ , l'antenne rayonne à peu près comme nous l'avons décrit pour l'état  $S_{22}$  du mode M2. Le diagramme de rayonnement sera alors orienté dans la direction des  $x$  décroissants. Cependant, la distribution des courants surfacique dans le directeur 2 devient très faible quand le switch S4 est mis à l'état Off comme nous pouvons le voir sur la Figure 3.25-b. Le directeur 2 devient donc inaperçu par le dipôle 2 ce qui explique la diminution du gain mesuré d'environ 2,75 dBi par rapport au mode M2 comme le montre la figure 3.26 et la Figure 3.27.

En comparaison avec le mode M2, nous avons remarqué que pour les états  $S_{31}$  et  $S_{32}$ , le rayonnement arrière de l'antenne est considérablement réduit et les diagrammes de rayonnement deviennent moins directifs avec un angle d'ouverture mesuré plus grand de l'ordre de  $94^\circ$ . En outre, un bon accord entre le diagramme de rayonnement 2D mesuré et les simulations est obtenu. Il est trivial de noter que, pour les modes M2 et M3, lorsque le dipôle élémentaire est désactivé, garder le switch chargé sur le directeur correspondant à l'état On ou bien Off (S1 ou S4) est sans intérêt car le directeur sera par conséquent désactivé.

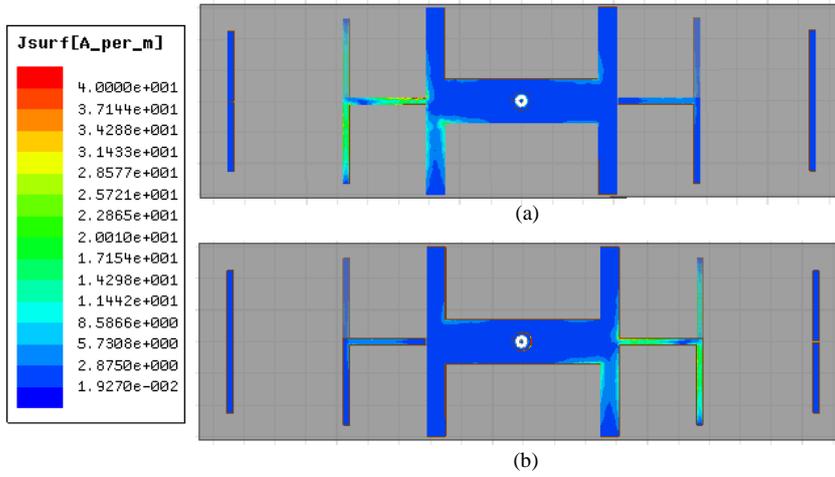


Figure 3.25 Distributions des courants surfaciques à la fréquence de fonctionnement simulée 2.64 GHz en mode M3 : (a) Etat  $S_{31}$  et (b) Etat  $S_{32}$ .

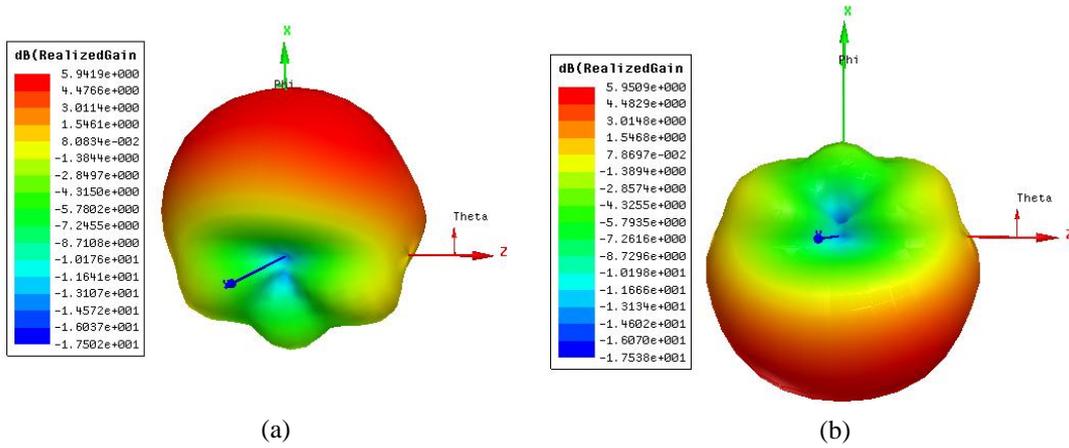


Figure 3.26 Diagramme de rayonnement 3D simulé en mode M3 à  $F = 2.64$  GHz: (a) état  $S_{31}$  et (b) état  $S_{32}$ .

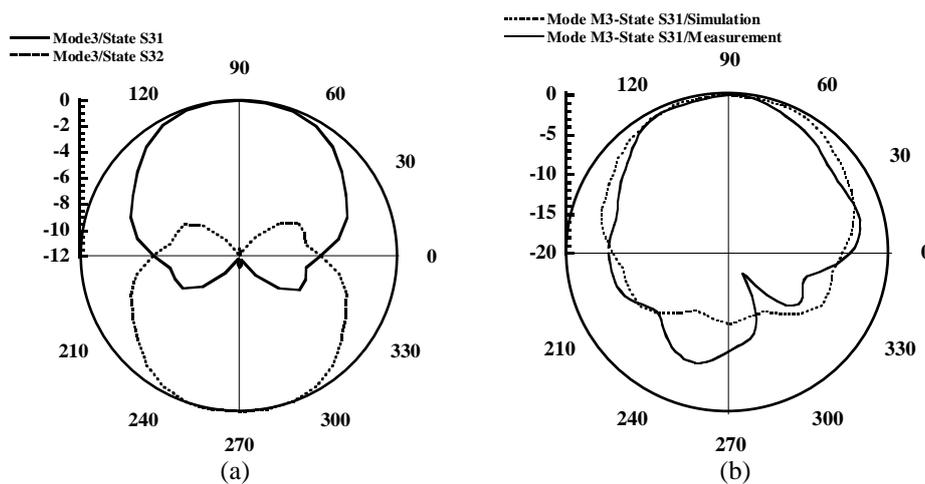


Figure 3.27 Mode M3: (a) Diagramme de rayonnement 2D (états  $S_{31}$  et  $S_{32}$ ) à  $F = 2.64$  GHz et (b) Diagramme de rayonnement 2D simulé (à 2.64 GHz) et mesuré (à 2,56 GHz) à l'état  $S_{31}$ .

La désactivation des directeurs a conduit l'antenne à émettre un faisceau moins directif dans la direction des  $x$  croissants et des  $x$  décroissants avec un gain réalisé simulé de 5,9 dBi. Le gain réalisé mesuré est d'environ 5,37 dBi comme nous pouvons le déduire de la figure 3.28.

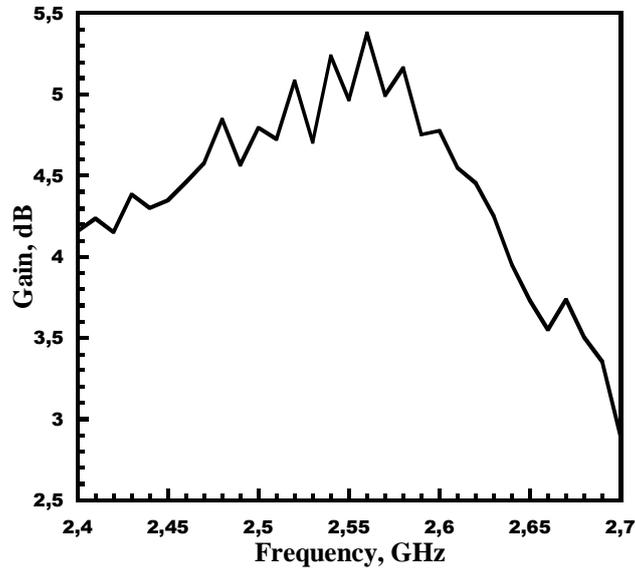


Figure 3.28 Gain mesuré de l'antenne agile à l'état  $S_{31}$ /mode M3.

L'antenne active présente une efficacité maximale mesurée de 75 % à la fréquence de fonctionnement. Nous pouvons donc conclure que l'intégration des switches RF et leur circuit de polarisation associé améliore les performances de l'antenne tout en maintenant un fonctionnement aussi efficace que celui de la structure passive comme nous pouvons le voir à partir de la figure 3.29.

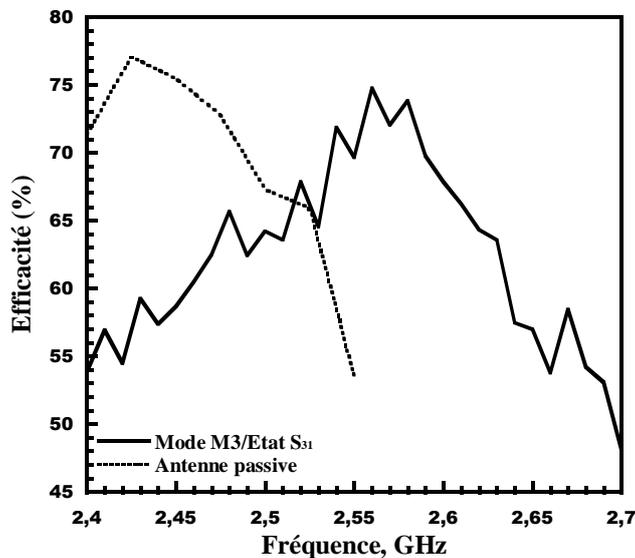


Figure 3.29 Efficacité mesurée de l'antenne passive et l'antenne active.

#### d- Synthèse

Selon les états des quatre diodes PIN chargées, l'antenne peut commuter entre trois modes. Dans le premier mode M1, un double faisceau peut être obtenu dans la direction de l'axe central des deux dipôles élémentaires (ox). Un gain maximal mesuré de 7.3 dBi est bien atteint. A l'activation du deuxième mode M2, un seul compartiment (dipôle + directeur) est activé. Un unique faisceau directif est rayonné dans la direction des  $x$  croissants ou des  $x$  décroissants avec un angle d'ouverture de  $48^\circ$  et un gain maximal mesuré de 8.12 dBi. Enfin, lorsque seul le dipôle élémentaire est activé, nous pouvons obtenir le troisième mode M3. L'antenne se comporte de la même manière qu'en mode M2. Cependant, un faisceau moins directif serait rayonné avec un angle d'ouverture de  $94^\circ$  et un gain maximal mesuré de 5.37dBi.

TABLEAU 3.5 RÉCAPITULATIF DES RÉSULTATS OBTENUS

	Etat	Direction du faisceau	Angle d'ouverture (°)	Gain maximal (dBi)
<b>Mode M1</b>	$S_1$	-x et +x	--	7.3
<b>Mode M2</b>	$S_{21}$	+x	48	8.12
	$S_{22}$	-x	48	8.12
<b>Mode M3</b>	$S_{31}$	+x	94	5.37
	$S_{32}$	-x	94	5.37

## 4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux dipôles à diagrammes de rayonnement accordables pour les communications sans fil. La première étude a été élaborée pour concevoir une antenne dipôle constitué de deux boucles identiques capable de piloter son diagramme de rayonnement dans trois directions différentes. L'utilisation de six diodes PIN était nécessaire pour réaliser la fonctionnalité d'agilité. Les premiers résultats ont été obtenus par l'intégration de six rubans sur l'antenne prototypée au lieu des diodes. Malgré les écarts observés entre les résultats de simulation et des mesures, la propriété d'agilité en diagramme de rayonnement est bien vérifiée. Ces écarts peuvent être attribué à la méthodologie de simulation et/ou les précisions de fabrication.

Le deuxième dipôle avec réflecteurs et directeurs agile en diagramme de rayonnement a été étudié afin de bien expliquer le comportement de l'antenne dans chaque mode de fonctionnement présenté. Nous avons analysé trois modes de fonctionnement où l'antenne est capable de rediriger son diagramme de rayonnement dans une direction privilégiée tout en modifiant l'angle d'ouverture du faisceau rayonné. Le gain de l'antenne varie entre 5.37 et 8.12 dBi tout en restant aussi efficace que l'antenne passive de référence. Nous avons réussi à obtenir une antenne à comportement flexible, parfaitement adaptée aux besoins pressants de concevoir des systèmes de télécommunication robuste et capable de réduire leur consommation en énergie. Néanmoins, il reste un travail à effectuer notamment concernant les circuits de polarisation des diodes PIN.

## Références

- [3.1] J. Sahaya kulandai raj, J. Fahlbusch and J. Schoebel, "A Beam Switching Three Layer Reconfigurable Antenna," German Microwave Conference (Ge MiC), 2012.
- [3.2] Y. L Tsai, R. B. Hwang and Y. D. Lin,"A Reconfigurable Beam-Switching Antenna Base on Active FSS," International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012.
- [3.3] S. J. Wu and T. G. Ma," A Wideband Slotted Bow-Tie Antenna with Reconfigurable CPW-to-Slotline Transition for Pattern Diversity," IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol 56 (No 2), pp 327-334, 2008.
- [3.4] G. –M. Zhang, J. –S. Hong, G. Song, B. –Z Wang, "Design and Analysis of a Compact Wideband Pattern-Reconfigurable Antenna with Alternate Reflector and Radiator," IET Microwaves, Antenna and Propagation, Vol 6, pp1629-1635, 2012.
- [3.5] W. Kang, S. Lee, K. Kim, "Design of symmetric beam pattern reconfigurable antenna," Electronic Letter, Vol 46 (No 23), pp1536-1537, 2010.
- [3.6] D. Patron, D. Piazza and K.R. Dandekar, "Wideband Planar Antenna with Reconfigurable Omnidirectional and directional patterns," Electronics Letters, Vol 49, No 8, 11 April 2013.
- [3.7] Yu Zhou, R.S.Adve, S.V.Hum, "Design and Evaluation of Pattern Reconfigurable Antennas for MIMO Applications," IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol 2 (Issue 3), pp 1084-1092, 2014.
- [3.8] I. Ben Trad, J. M. Floch, H. Rmili, M. Drissi and F. Choubani, "Design of Reconfigurable Radiation Pattern Ring-Dipole Antenna for Wireless Communication," European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) proceeding, pp 1252-1255, 2013.
- [3.9] J. M. Floc'h, A. Al. Sayed Ahmad and Y. Kokar,"Dual-Beam Antenna Design for Autonomous Sensor Network Applications," International Journal of Antennas and Propagation, vol11, pp 453-456, 2012.
- [3.10] I. Ben Trad, J. M. Floch, H. Rmili, M. Drissi and F. Choubani, "Design of Reconfigurable Radiation Pattern Dipole Antenna with Director and Reflector Elements for Telecommunication Systems," Loughborough Antennas & Propagation Conference 2013.

[3.11] I. Ben Trad, J. M. Floch, H. Rmili, M. Drissi and F. Choubani, " A Planar Reconfigurable Radiation Pattern Dipole Antenna with Reflectors and Directors for Wireless Communication Applications," International Journal of Antennas and Propagation, Vol. January 2014.

[2.12] <http://www.datasheetarchive.com/dlmain/Datasheets-27/DSA-539172.pdf>

***Chapitre 4 :***  
***Etude et Conception d'une Antenne Agile en***  
***Polarisation pour des Applications de***  
***Télécommunication***

---

# Sommaire

<b>1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>88</b>
<b>2</b>	<b>Conception d'une Antenne Agile en Polarisation pour les Applications du GPS et d'Iridium .....</b>	<b>88</b>
2.1	Objectif de l'étude .....	88
2.2	Conception de l'antenne.....	89
2.3	Technique d'agilité .....	90
<b>3</b>	<b>Performances de l'Antenne Proposée.....</b>	<b>91</b>
3.1	Configuration 1 et Configuration 2: Polarisation Linéaire (LP).....	91
3.2	Configuration 3: Polarisation Circulaire droite (RHCP) .....	95
3.3	Configuration 4: Polarisation Circulaire Gauche (LHCP) .....	99
<b>4</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>102</b>
	<b>Références .....</b>	<b>104</b>

## 1 Introduction

Nous avons choisi, dans ce chapitre, de nous focaliser sur l'étude de la propriété d'agilité en polarisation. Cette fonctionnalité attire de plus en plus d'intérêt grâce au développement des systèmes de communication sans fil et par satellites.

L'agilité en polarisation est très sollicitée car elle augmente la capacité du système en offrant la possibilité de réutiliser ses fréquences, elle permet d'atténuer l'influence néfaste entraînée par les trajets multiples ...

L'antenne agile en polarisation est considérée aussi comme une candidate potentielle pour les systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) dits adaptatifs [4.1, 4.2].

Plusieurs études ont été effectuées pour obtenir la diversité en polarisation [4.3-4.10]. Cependant, plusieurs problèmes difficiles existent encore dans les conceptions de ces antennes, en particulier la bande passante, le gain, la complexité de la conception et la symétrie des performances lors de la commutation.

Dans cette perspective, nous nous proposons d'étudier une antenne à double boucles rectangulaire agile en polarisation pour des applications de GPS (Global Positioning System) et d'Iridium. L'antenne proposée est alimentée par un câble coaxial au centre. L'insertion de quatre diodes PIN sur les boucles a permis d'obtenir quatre configurations de polarisation; une polarisation linéaire à 1.54GHz (configuration 1) et à 1.63GHz (configuration 2), une polarisation circulaire droite (configuration 3) et une polarisation circulaire gauche à 1.53 GHz (configuration 4). La symétrie de la structure a permis de maintenir des propriétés de rayonnement stables et de bonnes performances lors du basculement entre les configurations.

## 2 Conception d'une Antenne Agile en Polarisation pour les Applications du GPS et d'Iridium

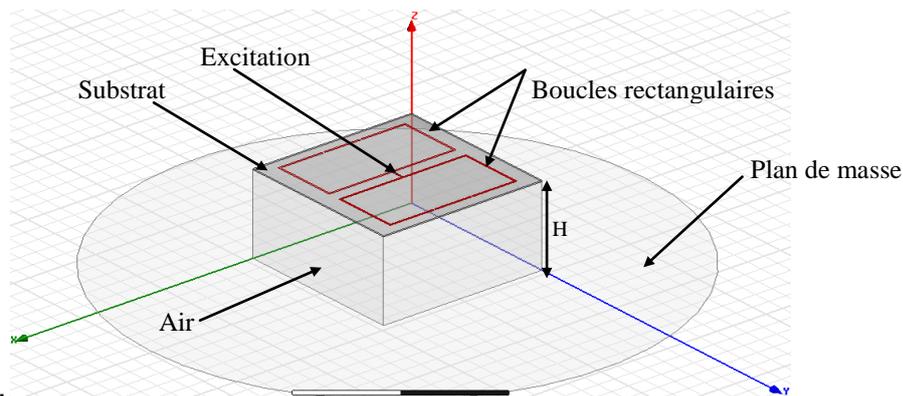
### 2.1 Objectif de l'Etude

Dans le chapitre présent, nous allons étudier une antenne imprimée agile en polarisation pour les applications GPS et Iridium[4.11]. Sa structure est simple et se compose de deux boucles rectangulaires alimentées au centre par un câble coaxial. L'antenne est capable de basculer soit entre une polarisation linéaire (LP) et une polarisation circulaire (CP) ou entre deux polarisations circulaires (polarisation circulaire droite (RHCP) et polarisation circulaire

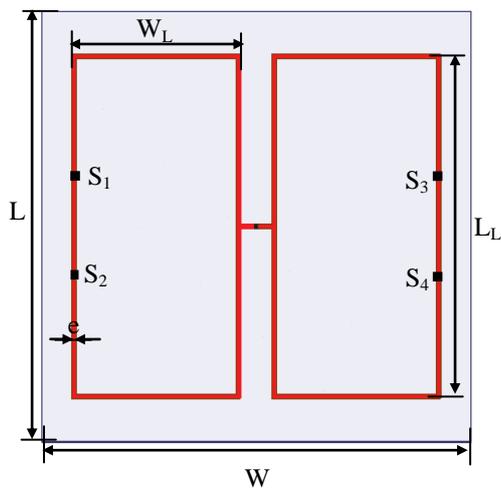
gauche (LHCP)) en contrôlant les deux diodes PIN chargées sur chaque boucle rectangulaire. Un prototype a été réalisé et expérimentalement caractérisé.

## 2.2 Conception de l'antenne

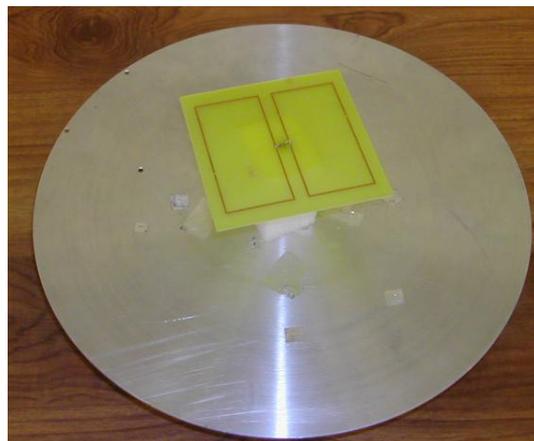
L'antenne proposée est constituée de deux boucles rectangulaires de dimensions  $L_L = 77\text{mm}$ ,  $W_L = 37\text{mm}$  et  $e = 1\text{mm}$  imprimées sur la couche supérieure du substrat FR4 époxy d'épaisseur  $h = 0,8\text{ mm}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 4,4$ . Les détails de conception sont présentés dans la Figure 4.1. Le substrat de dimension  $96 \times 96\text{ mm}^2$  est monté à une hauteur  $H = 57.5\text{ mm}$  au-dessus du plan de masse pour atteindre une large bande passante [4.12].



(a)



(b)



(c)

**Figure.4.1** (a) Schéma de l'antenne proposée ; (b) Vue de dessus et (c) Prototype.

Une brique en mousse de permittivité relative  $\epsilon_r = 1,05$  est insérée entre le plan de masse et le substrat en tant que support comme représenté sur la Figure 1-c. La structure est alimentée par un câble coaxial au centre et est chargée par quatre diodes PIN à raison de deux diodes sur chaque boucle comme illustré dans la Figure 4.1-b afin d'assurer l'agilité en polarisation.

L'antenne a été optimisée pour couvrir les bandes GPS (1.5-1.56GHz) et Iridium (1.621-1.626GHz).

### 2.3 Technique d'agilité

Dans le but de produire l'agilité en polarisation nous avons envisagé d'introduire deux diodes PIN sur chaque boucle en les polarisant comme l'indique la Figure 4.2. En effet, le maintien d'une tension de 0V permet de bloquer les deux switches RF. Si une tension de +3V est appliquée, le switch  $S_1$  devient passant alors que le switch  $S_2$  reste bloqué. En revanche, l'application d'une tension de -3V permet de bloquer  $S_1$  et de rendre  $S_2$  passant.

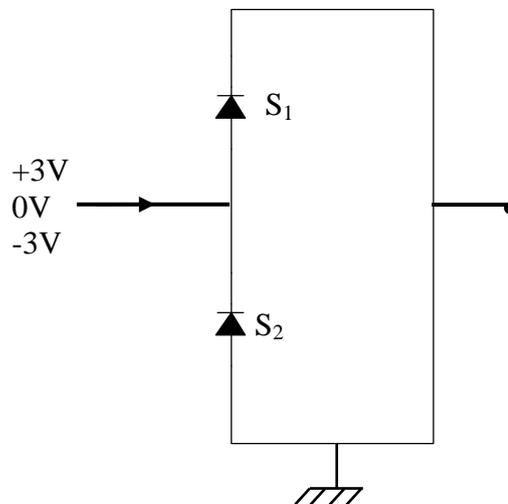


Figure 4.2 Polarisation des diodes PIN utilisées.

Les premières mesures ont été réalisées en utilisant des segments de ruban à la place des diodes PIN de même dimensions que le boîtier du composant. L'état On est traduit par la présence du ruban et l'état Off est modélisé par son absence. En mettant les quatre diodes PIN à l'état On ou à l'état Off, une polarisation linéaire (LP) est établie à 1.54GHz (configuration 1) et à 1.63GHz (configuration 2), respectivement comme indiqué dans le tableau 3.1. En

outre, lorsque la configuration 3/4 est établie, la perturbation des courants surfaciques génère une polarisation circulaire droite (RHCP) ou une polarisation circulaire gauche (LHCP) à 1.53GHz.

**Tableau 4.1** LES DIFFERENTES CONFIGURATION DE L'ANTENNE

Configuration	Polarisation	Etas des Switches			
		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
1	LP	On	On	On	On
2	LP	Off	Off	Off	Off
3	RHCP	On	Off	Off	On
4	LHCP	Off	On	On	Off

### 3 Performances de l'Antenne Proposée

L'antenne à double boucles rectangulaire a été conçue et optimisée en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique HFSS d'Ansoft. Les quatre configurations de polarisation ont été étudiées et un prototype a été réalisé et caractérisé pour valider notre étude.

L'intérêt majeur de cette structure est que, grâce à la symétrie de l'antenne lorsque la configuration 3 (polarisation circulaire droite) ou configuration 4 (polarisation circulaire gauche) est active, le comportement de l'antenne (le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le taux d'ellipticité, diagramme de rayonnement, gain...) reste inchangé. Pour cette raison, les résultats de mesure de la configuration 4 ne seront pas présentés. Un bon accord est obtenu entre les résultats simulés et mesurés.

#### 3.1 Configuration 1 et Configuration 2: Polarisation Linéaire (LP)

##### a- Coefficient de Réflexion $S_{11}$ , Taux d'Ellipticité

Les segments de ruban utilisés pour remplacer les diodes PIN sont de dimension  $1 \times 1 \text{ mm}^2$ . Quand la configuration 1 est activée, l'antenne rayonne à la fréquence 1.54 GHz. Cependant, l'établissement de la configuration 2 engendre un décalage de la fréquence de résonance de 90 MHz vers les hautes fréquences comme prédit par la simulation comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.3 . Cela peut être expliqué par le fait qu'à la configuration 2, les quatre switches RF sont à l'état Off ce qui est traduit par l'absence des rubans; 2 mm sont donc déduits de la longueur totale de chaque boucle ce qui entraîne la diminution de la longueur

électrique et donc le décalage de la fréquence de résonance vers 1.63 GHz. Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  mesurés présentent un bon accord avec les simulations et donc une bonne adaptation.

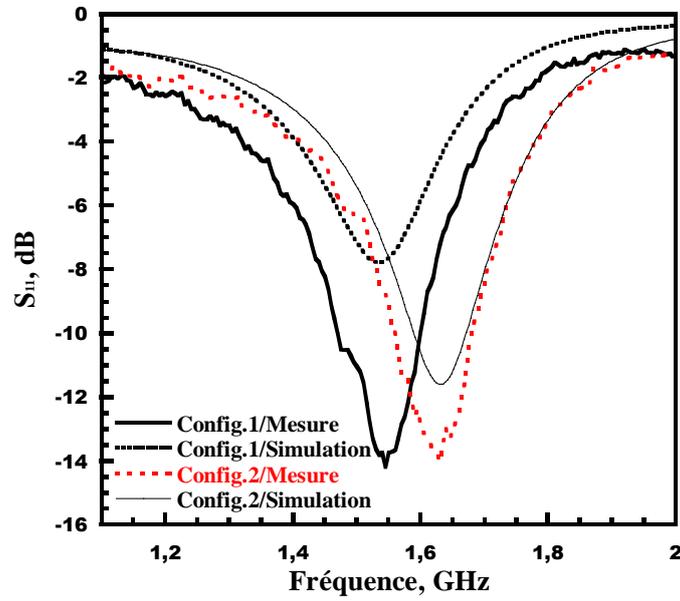


Figure 4.3 Coefficients de réflexion  $S_{11}$  Simulés et mesurés.

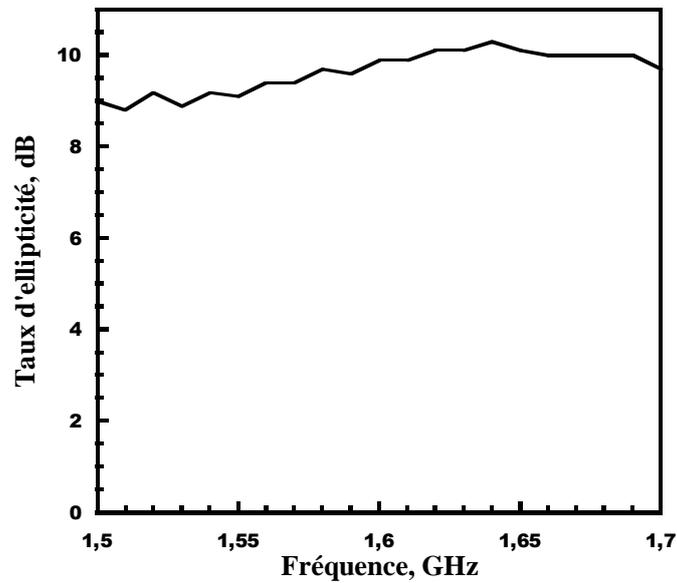


Figure 4.4 Taux d'ellipticité mesuré.

Le taux d'ellipticité (en anglais: Axial Ratio (AR)) est calculé à partir de l'équation suivante:

$$AR = \frac{(|E_{RHCP}| + |E_{LHCP}|)}{(|E_{RHCP}| - |E_{LHCP}|)} \quad (4.1)$$

Avec:  $E_{RHCP} = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta} + jE_{\phi})$

$E_{LHCP} = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta} - jE_{\phi})$

La Figure 4.4 illustre le taux d'ellipticité mesuré, ce dernier dépasse 9 dB le long de la bande passante. En raison de la symétrie de la structure de l'antenne, à la configuration 2, la polarisation est également linéaire.

**b- Diagrammes de Rayonnement**

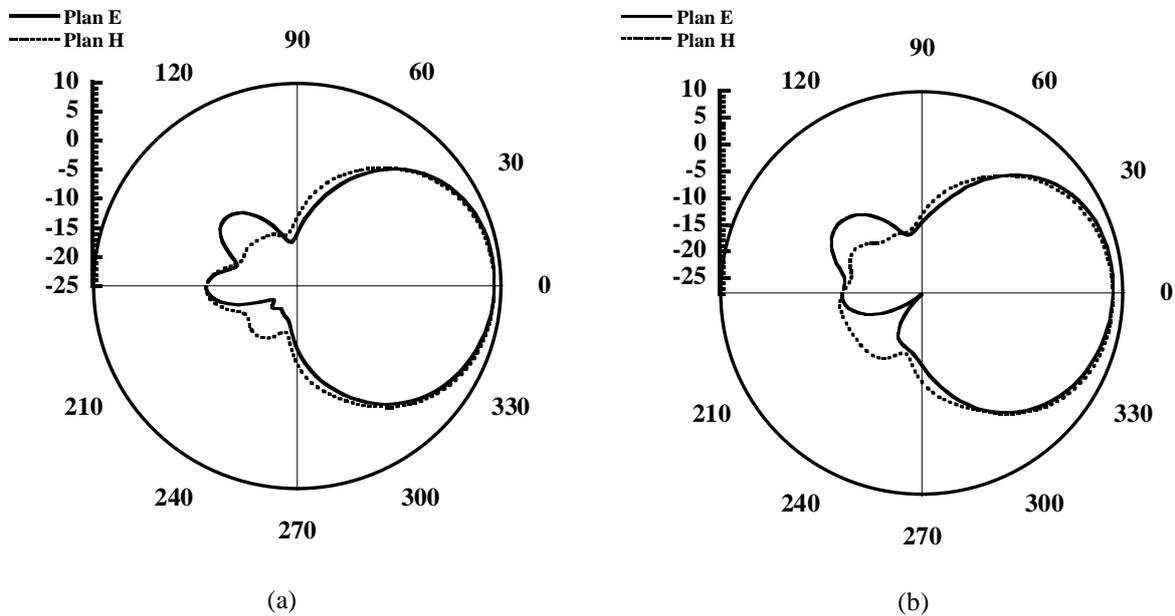
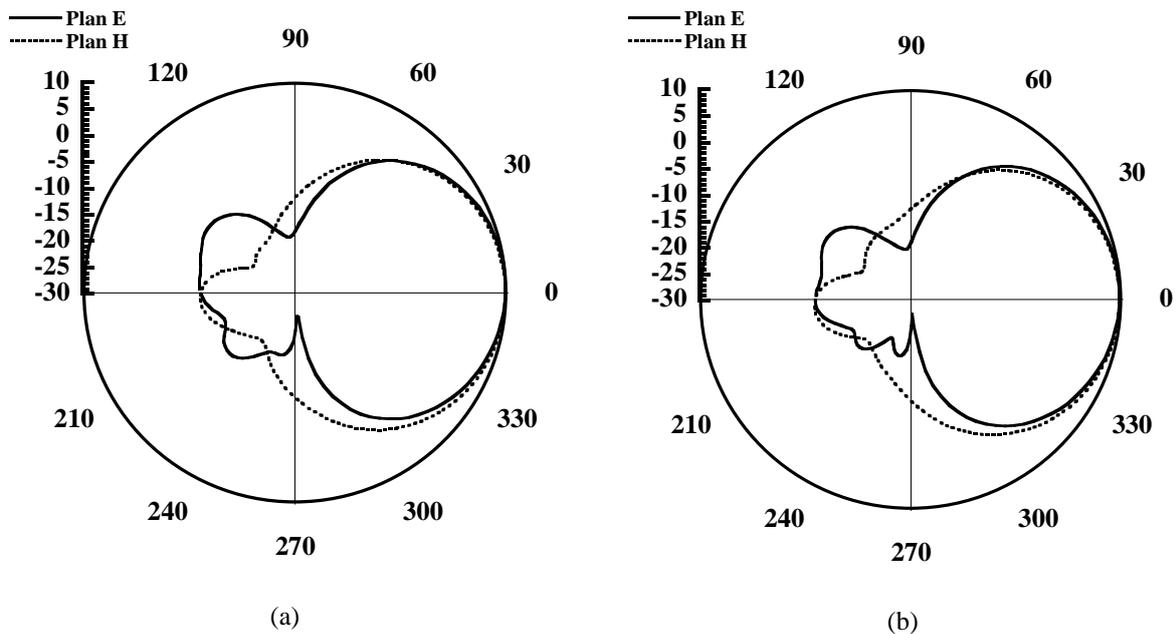


Figure 4.5 Diagrammes de rayonnement Mesurés: Configuration 1 aux fréquences (a)  $F_1=1.58$  GHz et (b)  $F_2=1.62$  GHz.



**Figure 4.6** Diagrammes de rayonnement Mesurés: Configuration 2 aux fréquences (a)  $F_1=1.58$  GHz et (b)  $F_2=1.62$  GHz.

Le basculement entre les deux configurations 1 et 2 n'affecte pas le rayonnement de l'antenne. En effet, les diagrammes de rayonnement mesurés à des fréquences différentes dans les deux cas sont directives (avec un rayonnement arrière) et quasi-identiques comme présenté dans la Figure 4.5 et la Figure 4.6. L'antenne fonctionne en polarisation linéaire tout en gardant un rayonnement stable.

### c- Gain, Efficacité

Le gain maximal mesuré pour la configuration 1 et la configuration 2 est présenté dans la Figure 4.7. Fonctionnant en polarisation linéaire (LP), la structure proposée présente un gain qui peut atteindre 8.5 dB (configuration 1) et 9.3 dB (configuration 2).

L'antenne peut atteindre une efficacité mesurée de 80% si la configuration 1 est établie et 92% si nous activons la configuration 2 et dépasse 70% le long de la bande passante comme illustré dans Figure 4.8.

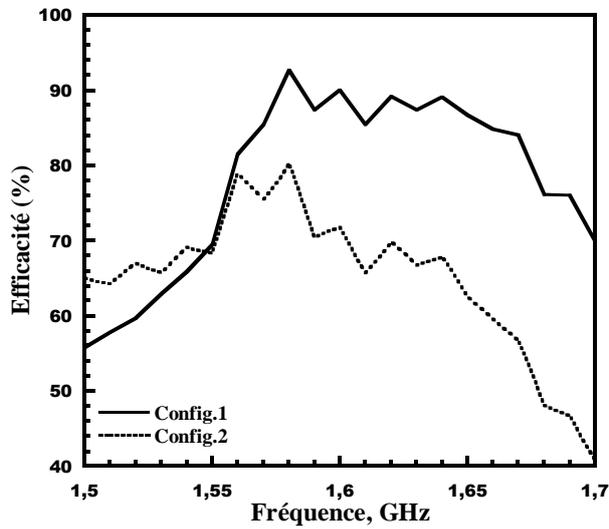
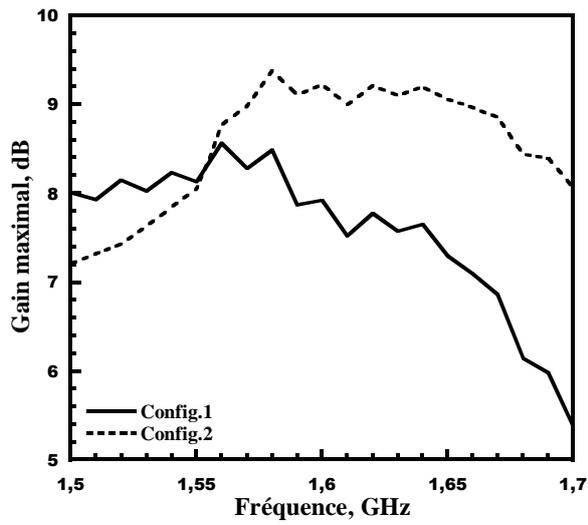


Figure 4.7 Gain maximal mesuré de l'antenne proposé.

Figure 4.8 Efficacité mesurée de l'antenne agile.

### 3.2 Configuration 3: Polarisation Circulaire droite (RHCP)

#### a- Coefficient de Réflexion $S_{11}$ , Taux d'Ellipticité

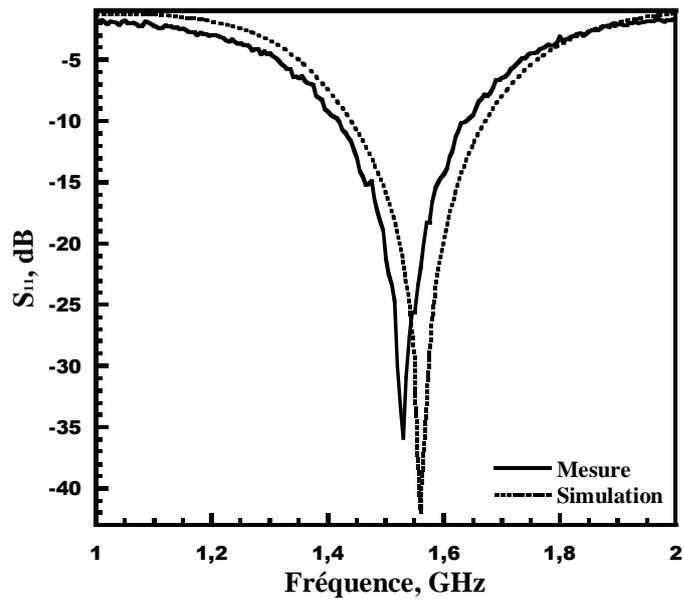
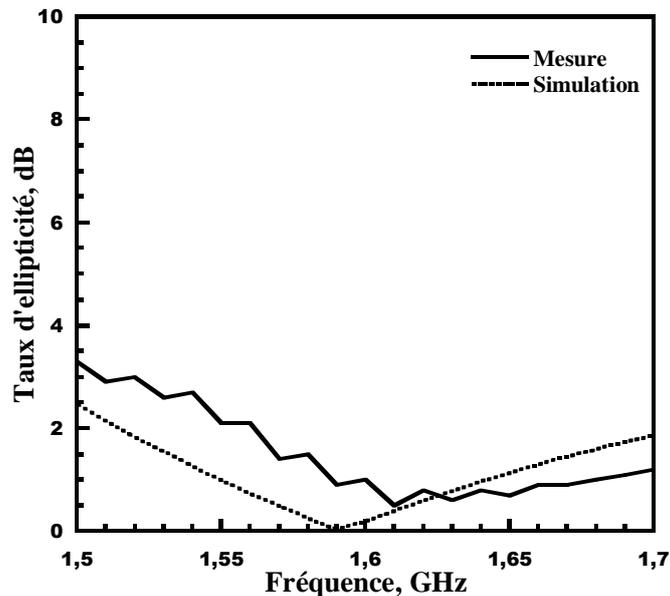


Figure 4.9 Pertes de retour  $S_{11}$  de l'antenne en polarisation circulaire droite.

L'activation de la configuration 3 ( $S_1$  et  $S_4$  On/  $S_2$  et  $S_3$  Off) permet de faire basculer l'antenne en polarisation circulaire droite (RHCP). Le dipôle fonctionne sur la bande passante mesurée 1.42-1.64 GHz couvrant ainsi les deux applications visées, à savoir le GPS (1,563-1.587GHz) et l'Iridium (1.621-1.626GHz), avec une bonne adaptation de -35 dB.

Le coefficient de réflexion mesuré est en bon accord avec les simulations comme l'indique la Figure 4.9. La bande passante simulée est de 1.44 à 1.67 GHz avec une adaptation de -41.5 dB.



**Figure 4.10** Taux d'ellipticité simulé et mesuré de l'antenne en RHCP.

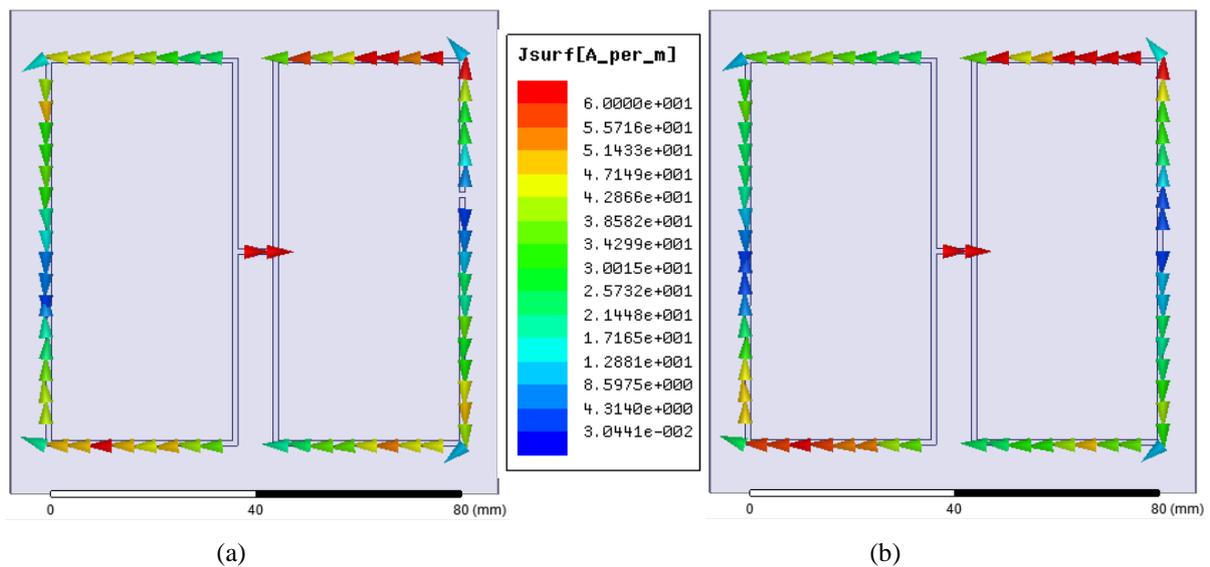
Le taux d'ellipticité est bien au dessous de 3 dB le long de la bande 1.5-1.7 GHz comme présenté sur la Figure 4.10.

Cela nous permet de conclure que la bande passante effective obtenue (pour  $S_{11} < -10$  dB et le taux d'ellipticité  $< 3$  dB) pour laquelle l'antenne rayonne en polarisation circulaire droite est de 1.5 à 1.64 GHz couvrant à la fois les deux applications ciblées.

### b- Distribution Vectorielles des Courants, Diagrammes de Rayonnement

La distribution des courants vectoriels présentée dans la Figure 4.11 montre que la répartition des courants sur les bords latéraux des deux boucles est beaucoup plus élevée que celle sur les deux bords du milieu en raison de l'existence du câble coaxial alimentant l'antenne.

A l'activation de la configuration 3, la concentration des courants vectoriels à la fréquence GPS est similaire à la concentration des courants à la fréquence Iridium. L'antenne se comporte de la même manière le long de la bande passante.



**Figure 4.11** Distribution des courants vectoriels: (a) à la fréquence GPS et (b) à la fréquence Iridium.

Par ailleurs, les diagrammes de rayonnement présentés dans la Figure 4.12, à la fréquence GPS et à la fréquence d'Iridium sont directifs comme prévu et présentent des similitudes assez importantes. Nous pouvons donc conclure que l'antenne, en basculant vers une polarisation circulaire droite, reste capable de garder des caractéristiques de rayonnement stables.

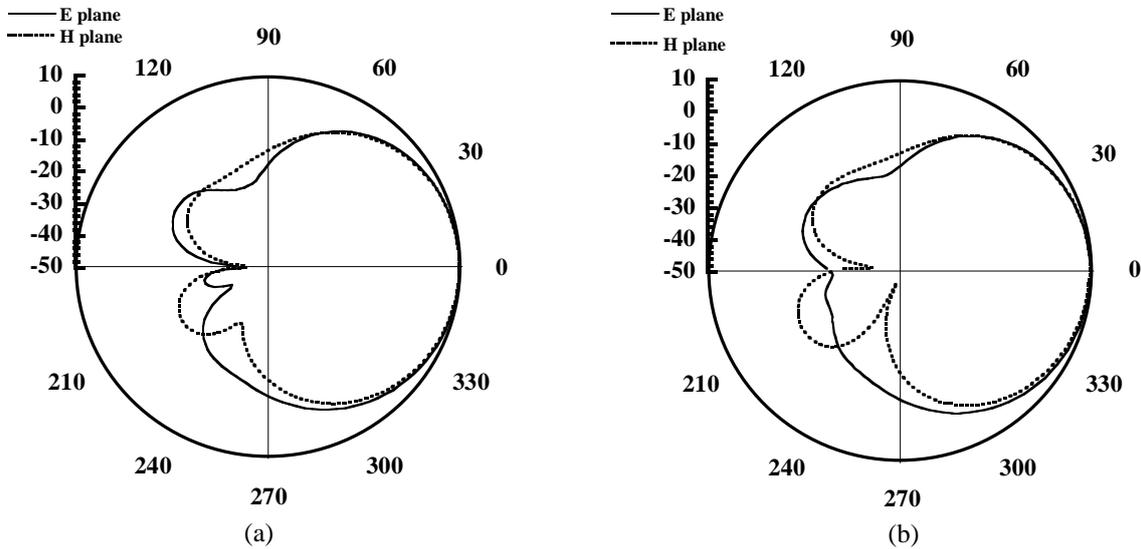


Figure 4.12 Diagramme de rayonnement Mesuré (a) à la fréquence GPS et (b) à la fréquence Iridium.  
**c- Gain, Efficacité**

Lorsque l'antenne agile fonctionne en polarisation circulaire droite, un gain maximal de 9.15 dB peut être atteint. Le long de la bande passante effective, le minimum de gain obtenu est 7.8 dB comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.13.

De plus, le dipôle présente une efficacité mesurée importante variant entre 70% et 98% dans la bande de fonctionnement comme illustré dans la Figure 4.14.

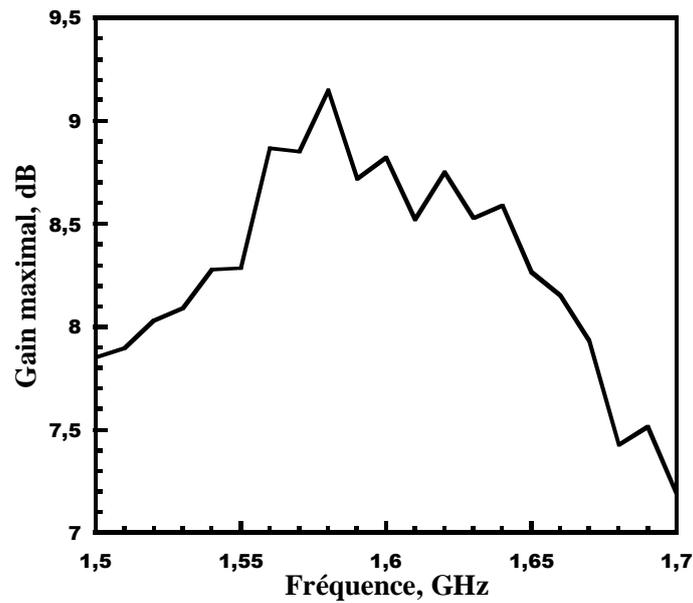


Figure 4.13 Gain mesuré en polarisation circulaire droite.

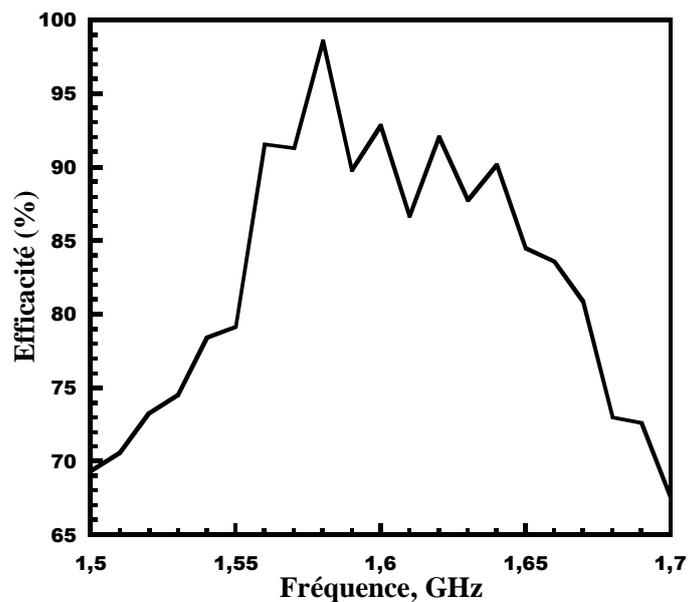


Figure 4.14 Efficacité mesurée en polarisation circulaire droite.

### 3.3 Configuration 4: Polarisation Circulaire Gauche (LHCP)

En raison de la symétrie de la structure, lors du basculement d'une polarisation circulaire droite (configuration 3) à une polarisation circulaire gauche (configuration 4), l'antenne à double boucles rectangulaires garde les mêmes caractéristiques de rayonnement à savoir le coefficient de réflexion  $S_{11}$ , le taux d'ellipticité, les diagramme de rayonnement, le gain...

Donc par souci de concision, nous allons présenter dans cette section uniquement quelques résultats de simulation.

#### a- Coefficient de Réflexion $S_{11}$ , Taux d'Ellipticité

La Figure 4.15 présente le coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé et mesuré. Comme prévu, la bande passante mesurée est 1.42-1.64 GHz couvrant ainsi les deux applications GPS (1,5-1.56GHz) et Iridium (1.621-1.626GHz) avec une bonne adaptation de -35 dB.

La bande passante simulée est de 1.44 à 1.67 GHz avec une adaptation de -41.5 dB similairement qu'à la configuration 3.

Le taux d'ellipticité simulé est au dessous de 3 dB entre 1.5 et 1.7 GHz comme présenté sur la Figure 4.16.

Nous pouvons donc conclure que la bande passante effective est maintenue lors de la commutation entre la polarisation circulaire droite et la polarisation circulaire gauche.

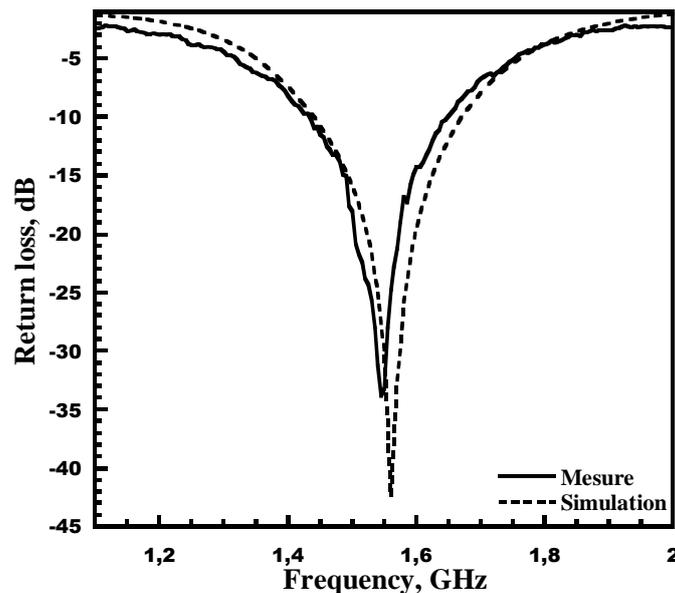


Figure 4.15 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé et mesuré en polarisation circulaire gauche.

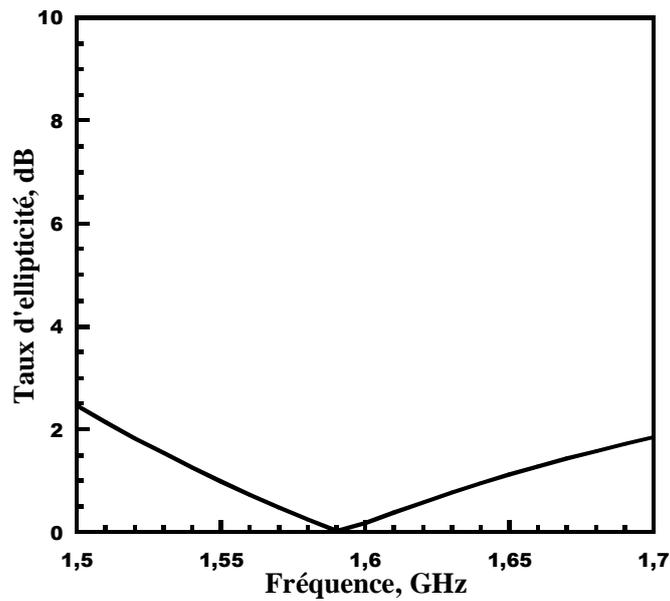


Figure 4.16 Taux d'ellipticité simulé et mesuré de l'antenne en LHCP.

### b- Distribution Vectorielle des Courants, Diagrammes de Rayonnement

L'analyse de la distribution des courants vectoriels simulée montre que les deux côtés des boucles rectangulaires directement liés à la ligne d'excitation ne participent pas au rayonnement de l'antenne. En fait, le courant suit la même trajectoire décrite précédemment (configuration 3) mais dans le sens opposé et adopte le même comportement aux fréquences du GPS et d'Iridium.

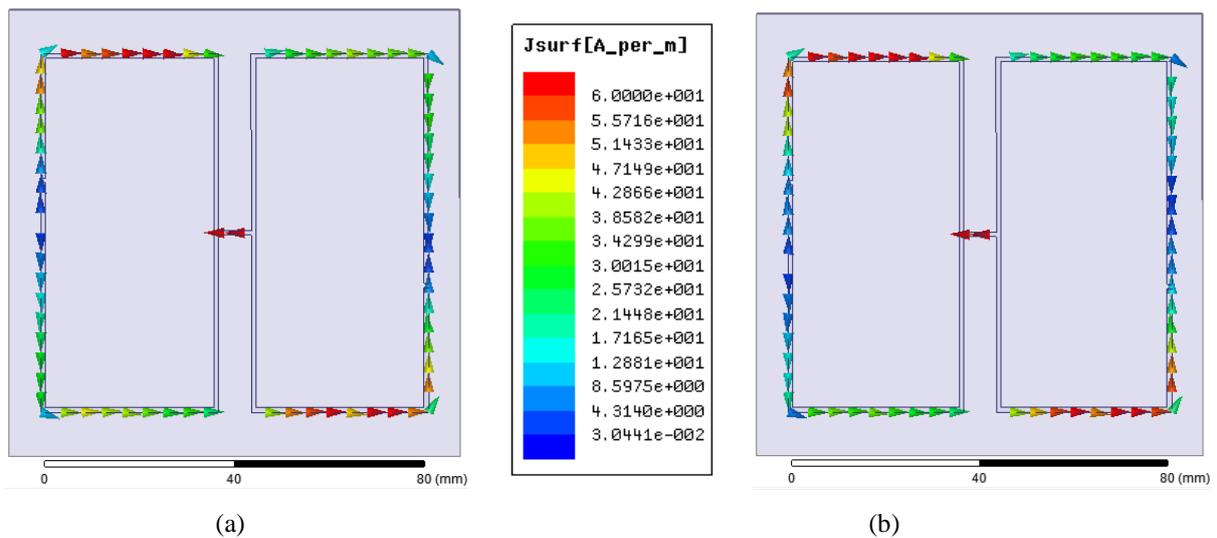


Figure 4.17 Distribution des courants vectoriels: (a) à la fréquence GPS et (b) à la fréquence Iridium.

En outre, le rayonnement de l'antenne reste inchangé après la commutation grâce à la symétrie de la structure pour les configurations 3 et 4 comme le montre la Figure 4.18.

L'antenne en polarisation circulaire gauche est capable de maintenir des caractéristiques de rayonnement aussi stables que celles décrites en polarisation circulaire droite.

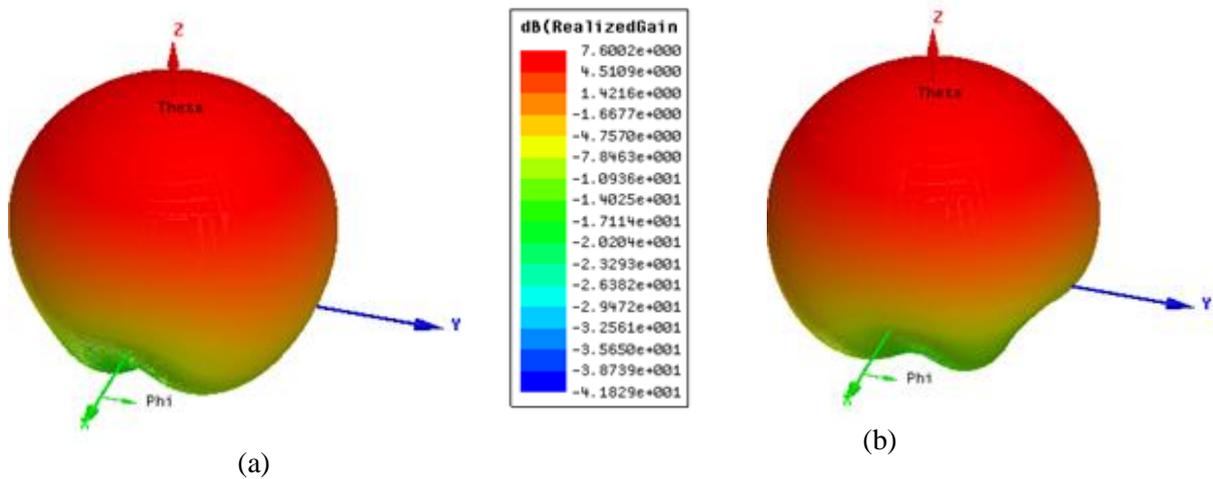


Figure 4.18 Diagrammes de rayonnement 3D Simulés (a) à la fréquence GPS et (b) à la fréquence Iridium.

## 4 Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre à l'étude d'une antenne à double boucle rectangulaire agile en polarisation pour des applications de GPS et d'Iridium. En intégrant quatre diodes PIN, la structure est capable de commuter entre une polarisation linéaire à 1.54 GHz ou à 1.63 GHz, une polarisation circulaire droite ou une polarisation circulaire gauche.

Les premières mesures ont été obtenues en utilisant des rubans à la place des diodes PIN. Un prototype a été fabriqué et expérimentalement caractérisé validant ainsi le concept proposé dans ce chapitre.

En effet, la commutation de la configuration 1 à la configuration 2 nous offre une agilité fréquentielle en passant de 1.54 à 1.63 GHz, tout en gardant une polarisation linéaire et un rayonnement stable.

Le basculement vers une polarisation circulaire (configuration 3 et 4) se réalise à la fréquence 1.53 GHz. La symétrie de la structure nous a permis de maintenir une bande passante effective de 1.5 à 1.64 GHz (pour  $S_{11} < -10$  dB et un taux d'ellipticité  $< 3$  dB).

Par ailleurs, l'antenne a conservé des propriétés de rayonnement stables lors de la commutation entre les deux configurations de polarisation circulaire gauche et droite.

Cependant, un travail concernant l'intégration des diodes PIN et l'élaboration d'un circuit de polarisation approprié doit être poursuivi. Nous pouvons également étudier les différentes techniques de miniaturisation possibles pour réduire la taille de cette antenne tout en gardant les mêmes performances.

## Références

- [4.1] Daniele Piazza, Prathaban Mookiah, Michele D'Amico, and Kapil R. Dandekar, "Experimental Analysis of Pattern and Polarization Reconfigurable Circular Patch Antennas for MIMO Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 59, No. 5, June 2010
- [4.2] Pei-Yuan Qin, Y. Jay Guo, and Chang-Hong Liang, "Effect of Antenna Polarization Diversity on MIMO System Capacity," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 9, pp. 1092-1095, 2010.
- [4.3] Wenquan Cao, Bangning Zhang, Aijun Liu, Tongbin Yu, Daosheng Guo, and Kegang Pan, "A Reconfigurable Microstrip Antenna With Radiation Pattern Selectivity and Polarization Diversity," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 11, 2012.
- [4.4] Xue-Xia Yang, Bing-Cheng Shao, Fan Yang, Atef Z. Elsherbeni, and Bo Gong, "A Polarization Reconfigurable Patch Antenna With Loop Slots on the Ground Plane," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 11, 2012.
- [4.5] Zi-Xian Yang, Hong-Chun Yang, Jing-Song Hong and Yang Li, " Bandwidth Enhancement of a Polarization-Reconfigurable Patch Antenna With Stair-Slots on the Ground, *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 13, 2014.
- [4.6] Yuandan Dong and Tatsuo Itoh, "Planar Ultra-Wideband Antennas in Ku- and K-Band for Pattern or Polarization Diversity Applications *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 60, NO. 6, JUNE 2012.
- [4.7] M. S. Nishamol, V. P. Sarin, D. Tony, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, "An Electronically Reconfigurable Microstrip Antenna With Switchable Slots for Polarization Diversity," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 59, NO. 9, SEPTEMBER 2011.
- [4.8] Mustafa Murat Bilgiç and Korkut YeLin, "Polarization Reconfigurable Patch Antenna for Wireless Sensor Network Applications," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, Vol. 2013, <http://dx.doi.org/10.1155/2013/967329>.
- [4.9] S. Vongsack, C. Phongcharoenpanich, S. Kosulvit, K. Hamamoto, and T. Wakabayashi, "Unidirectional Antenna Using Two-Probe Excited Circular Ring above Square

- Reflector for Polarisation Diversity with High Isolation," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 133, pp. 159-176, 2013.
- [4.10] Kevin Ming-Jiang Ho and Gabriel M. Rebeiz, "A 0.9–1.5 GHz Microstrip Antenna With Full Polarization Diversity and Frequency Agility," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 62, No. 5, pp. 2398-2406, May 2014.
- [4.11] Imen Ben Trad, Jean Marie Floch, Hatem Rmili, M'hamed Drissi and Fethi Choubani, "Rectangular Bi-Loop Single-Feed Antenna with Polarization Agility Property for GPS and Iridium Applications," *Loughborough Antennas & Propagation Conference LAPC 2014* (accepted).
- [4.12] C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2005, p. 814.

***Conclusion générale  
et Perspectives***

---

Au cours des travaux menés dans le cadre de cette thèse, nous avons étudié, optimisé et caractérisé des antennes agiles en fréquence, en diagramme de rayonnement et en polarisation pour les télécommunications multistandards.

Après avoir défini le concept d'antenne agile et présenté les différentes techniques de production de l'agilité dans le premier chapitre, nous avons proposé une classification des antennes reconfigurables selon leurs fonctionnalités et nous avons présenté quelques exemples illustratifs.

Le deuxième chapitre a été dédié à l'étude de deux antennes reconfigurables en fréquence que nous avons réalisé et expérimentalement caractérisé. La première structure est une antenne carrée multi-bandes avec fente fractale capable de commuter entre quinze bandes de fréquences de 0.5 à 6 GHz. La deuxième est une antenne elliptique ULB à rejet de bandes reconfigurable fonctionnant de 0.76 à 6 GHz. Des diodes PIN et des lignes micro-ruban ont été utilisées afin de démontrer les fonctionnalités visées.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié deux dipôles à diagrammes de rayonnement reconfigurables pour les communications sans fil. La première antenne conçue est une antenne dipôle constitué de deux boucles circulaires identiques capable de piloter son diagramme de rayonnement dans trois directions différentes à 1.54 GHz. La deuxième antenne étudiée est un dipôle avec réflecteurs et directeurs. Afin de bien expliquer le comportement de l'antenne, nous avons analysé les trois modes de fonctionnement où l'antenne est capable de rediriger son diagramme de rayonnement dans une direction privilégiée tout en modifiant l'angle d'ouverture du faisceau rayonné et en restant aussi efficace que l'antenne passive.

Finalement, nous avons consacré le dernier chapitre à l'étude d'une antenne à double boucle rectangulaire agile en polarisation pour des applications de GPS et d'Iridium. En intégrant quatre diodes PIN, la structure devient capable de commuter entre une polarisation linéaire à 1.54 GHz ou à 1.63 GHz, une polarisation circulaire droite et une polarisation circulaire gauche. Un prototype utilisant des rubans a été fabriqué et expérimentalement caractérisé validant ainsi le concept proposé dans ce chapitre.

Cependant, durant cette étude, nous avons affronté plusieurs contraintes technologiques pour la conception et l'insertion des circuits de polarisation surtout que leur complexité augmente avec le nombre des switches à utiliser ce qui rend leur réalisation une tâche moins facile en pratique. Pour surmonter ce problème et pouvoir prouver le concept étudié, nous

avons eu recours à des segment de ruban pour remplacer les diodes PIN indispensable pour reconfigurer les antennes.

Dans la continuité des travaux présentés, il reste une importante marge de progression. Une étude approfondie peut être menée afin de concevoir des circuits de polarisation appropriés des composants actifs permettant ainsi d'améliorer les performances des antennes proposées. Par ailleurs, l'étude des différentes configurations de contrôle possible et la mise en œuvre d'une commande numérique pour piloter les composants actifs intégrés permettra de rendre les antennes flexibles, intelligentes et autonomes. L'utilisation de la technologie multicouche est envisageable.

Nous pouvons également explorer la possibilité de mixer des différentes technologies d'agilité (matériaux et composants actifs).

*Liste des Publications*

## **I. Articles**

### **1. Planar Elliptic Broadband Antenna With Wide Range Reconfigurable Narrow Notched Bands for Multi-Standard Wireless Communication Devices**

**Imen BEN TRAD**, Jean-Marie FLOCH, Hatem RMILI, Lotfi Laadhar, and M'hamed DRISSI  
*Progress in Electromagnetic Research, Vol. 145, pp 69-80, 2014.*

### **2. A Planar Reconfigurable Radiation Pattern Dipole Antenna with Reflectors and Directors for Wireless Communication Applications**

**Imen BEN TRAD**, Jean-Marie FLOCH, Hatem RMILI, M'hamed DRISSI and Fethi CHOUBANI

*International Journal on Antennas and Propagation, Article ID 593259, 10 pages, 2014.*

### **3. Planar Square Multiband Frequency Reconfigurable Micro-strip Fed Antenna with Quadratic Koch-Island Fractal Slot for Wireless Devices**

**Imen Ben Trad**, Hatem Rmili, Jean Marie Floc'h, Wassim Zouch and M'hamed Drissi,

*Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 57, No.1, pp. 207-212, January 2015.*

## **II. Communications parues avec comité de lecture**

### **1- Rectangular Bi-Loop Single-Feed Antenna with Polarization Agility Property for GPS and Iridium Applications**

**Imen Ben Trad**, Jean Marie FLOC'H, Hatem RMILI, M'hamed DRISSI and Fethi CHOUBANI.

Loughborough Antennas & Propagation Conference LAPC 2014.

### **2. Design of a Printed Elliptic Reconfigurable Dual Band-Rejected UWB Micro-strip Fed Antenna**

**Imen BEN TRAD**, Jean-Marie FLOCH, Hatem RMILI, M'hamed DRISSI and Fethi CHOUBANI

*Mediterranean Microwave Symposium, MMS 2013, September 02-05, Saida, Lebanon.*

### **3. Conception d'une Antenne Elliptique ULB à Rejet de Bande Reconfigurable pour les Télécommunications Multistandards**

**Imen BEN TRAD**, Jean Marie FLOC'H, Hatem RMILI, M'hamed DRISSI and Habib ZANGAR.

18th National Days Microwave (JNM), Paris, 14-17 May 2013.

### **4. Design of Reconfigurable Radiation Pattern Ring-Dipole Antenna for Wireless Communication**

**Imen BEN TRAD**, Jean-Marie FLOCH, Hatem RMILI, M'hamed DRISSI and Fethi CHOUBANI.

*European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gothenburg, Sweden, April 2013.*

**5. Design of Miniature Multiband Fractal CPW-fed Antenna for Telecommunication Applications**

Iness ROUISSI, **Imen BEN TRAD**, Jean-Marie FLOCH, Muntassar SHEIKH and Hatem RMILI

34<sup>th</sup> *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2013)*, Stockholm, SWEDEN. 12-15 August, 2013.

**6. Design of Reconfigurable Radiation Pattern Dipole Antenna for Telecommunication Systems**

**Imen BEN TRAD**, Jean-Marie FLOCH, Hatem RMILI, M'hamed DRISSI and Fethi CHOUBANI

*Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2013, November 11-12, Loughborough, United Kingdom.*

**7. Design of a planar reconfigurable band-rejected UWB antenna for multi-standard wireless communication systems**

**Imen BEN TRAD**, Jean-Marie FLOCH, Hatem RMILI, M'hamed DRISSI and Habib ZANGAR.

*Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2012, November 12-13, Loughborough, United Kingdom.*

**8. Design of elliptic printed dual band-notched UWB antenna with sharp rejection of narrow bands for multi-standard telecommunication systems**

**Imen BEN TRAD**, Jean-Marie FLOCH, Hatem RMILI, M'hamed DRISSI and Habib ZANGAR.

*Mediterranean Microwave Symposium, MMS 2012, September 02-05, Istanbul, Turkey.*

**9. Design of Planar Mono-Band rejected UWB CPW-Fed Antennas for Wireless Communications**

**Imen BEN TRAD**, Hatem RMILI, Jean-Marie FLOCH and Habib ZANGAR

*Mediterranean Microwave Symposium, MMS 2011, September 08-10, Hammamet, Tunisia.*

**10. Design of a Dual-Band Rejected UWB Printed Monopole Antenna**

**Imen BEN TRAD**, Hatem RMILI, Jean-Marie FLOCH and Habib ZANGAR

*European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2011, April 11-15, Rome, Italy.*

## AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

**Titre de la thèse:**

Antennes agiles pour les télécommunications multistandards

**Nom Prénom de l'auteur : BEN TRAD IMEN**

**Membres du jury :**

- Madame TAROT Anne-Claude
- Monsieur DRISSI M'HAMED
- Monsieur LAHEURTE Jean-Marc
- Monsieur CHOUBANI Fethi
- Monsieur TRABELSI Hichem
- Monsieur GHARSALLAH Ali

Président du jury : *Ali Gharsallah*

Date de la soutenance : 29 Octobre 2014

Reproduction de la these soutenue

Thèse pouvant être reproduite en l'état

Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 29 Octobre 2014

Signature du président de jury

Le Directeur,  
  
M'hamed DRISSI





## Résumé

Avec l'apparition de nouveaux standards, les nouveaux systèmes de télécommunication doivent être en mesure de faire cohabiter différentes normes sur une même antenne, de diminuer les interférences avec d'autres utilisateurs, d'améliorer le débit des transmissions, d'éviter les phénomènes d'évanouissements, d'assurer une meilleure efficacité dans la réception du signal... Afin de s'adapter avec un tel environnement évolutif et variable avec un minimum d'encombrement et de complexité, les antennes agiles en fréquence, en diagrammes de rayonnement et en polarisation ont été déployées. Le développement des composants actifs tels que les diodes PIN, les diodes varicaps et les MEMS, utilisés pour produire l'agilité, a facilité l'évolution rapide de ces antennes.

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse s'inscrivent dans ce contexte. Nous nous sommes intéressés à l'étude et la conception de nouvelles topologies d'antennes agiles. Nous avons essayé tout d'abord de définir le concept d'antenne agile et d'identifier les différentes techniques de reconfigurabilité avant de proposer une classification des antennes agiles en fonction de la fonctionnalité proposée, à savoir l'agilité en fréquence, en diagrammes de rayonnement et en polarisation.

Les travaux présentés dans ce mémoire sont principalement axés sur l'étude de chacune de ces fonctionnalités. En effet, plusieurs topologies d'antennes ont été étudiées et expérimentalement caractérisées:

- Une antenne carré multi bande avec fente fractale capable de commuter entre quinze bandes de fréquences de 0.5 à 6 GHz.
- Une antenne elliptique ULB à rejet de bandes reconfigurable fonctionnant de 0.76 à 6 GHz.
- Une antenne dipôle constitué de deux boucles circulaires identiques capables de piloter son diagramme de rayonnement dans trois directions différentes à 1.54 GHz.
- Un dipôle avec réflecteurs et directeurs fonctionnant en trois modes, capable de rediriger son diagramme de rayonnement dans une direction privilégiée tout en modifiant l'angle d'ouverture du faisceau rayonné.
- Une antenne à double boucles rectangulaires capable de commuter entre une polarisation linéaire à 1.54 GHz ou à 1.63 GHz, une polarisation circulaire droite et une polarisation circulaire gauche.

Le choix de la technique de reconfigurabilité est les dicté par besoins de l'application visée.

## Abstract

With the emergence of new standards, new telecommunication systems must be able to cohabit different standards on the same antenna, to reduce interference with other users, improve the flow of communications, avoid the detrimental fading loss, ensure greater efficiency in the signal reception ... In order to adapt with such evolving and changing environment with minimal congestion and complexity, antennas with agile frequency, radiation patterns and polarization properties have been deployed. The development of active components such as PIN diodes, varactors diodes and MEMS switches used to produce agility, facilitated the rapid development of these antennas.

Works carried out during this thesis fit into this context. We are interested in the study and design of new topologies of agile antennas.

We tried at first to define the concept of agile antenna and identify the different techniques of agility before proposing a classification of agile antennas based on the proposed feature, namely agility in frequency, radiation patterns and polarization.

Works presented in this thesis are mainly focused on the study of each of these features. Indeed, several topologies have been studied and experimentally characterized:

- A square multiband antenna with fractal slot able to switch between fifteen frequency bands from 0.5 to 6 GHz.
- An elliptical UWB antenna with reconfigurable rejection bands operating from 0.76 to 6 GHz.
- A dipole antenna consists of two identical circular loops able to tilt its radiation pattern in three different directions at 1.54 GHz.
- A dipole with reflectors and directors, working in three modes, able to steer its radiation pattern in a different direction while changing the opening angle of the radiated beam.
- Rectangular bi-loop single-feed antenna able to toggle either between Linear Polarization (LP) and Circular Polarization (CP) or between two CP (Right Hand (RHCP) and Left Hand Circular Polarization (LHCP)).

The choice of used agility technique is dictated by needs of the targeted application.