



HAL
open science

Conception d'Antennes Planaires Reconfigurables pour Opération Large Bande et Multi-Bande

Youcef Braham Chaouche

► **To cite this version:**

Youcef Braham Chaouche. Conception d'Antennes Planaires Reconfigurables pour Opération Large Bande et Multi-Bande. Electromagnétisme. Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj (Algérie), 2019. Français. NNT: . tel-03277215

HAL Id: tel-03277215

<https://theses.hal.science/tel-03277215v1>

Submitted on 2 Jul 2021

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.

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

THÈSE DE DOCTORAT 3^{ème} CYCLE

Présentée à la Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique

Pour l'Obtention du Diplôme de
Doctorat 3^{ème} Cycle (LMD) en Électronique
Spécialité

Conception des Systèmes Electroniques (C7COM)

Présentée par

M. Braham Chaouche Youcef

Thème

**Conception d'Antennes Planaires
Reconfigurables pour Opération
Large Bande et Multi-Bande**

Soutenu publiquement le : 16/09/2019

Devant Le Jury :

- | | | |
|----------------------------|---------------|---|
| • Pr. MESSALI Zoubeida | Président | <i>Prof -U. de Bordj Bou Arreridj</i> |
| • Pr. BOUTTOUT Farid | Rapporteur | <i>Prof - U. de Bordj Bou Arreridj</i> |
| • Pr. PICHON Lionel | Co-rapporteur | <i>Prof -Directeur de recherche au CNRS</i> |
| • Pr. LASHAB Mohamed | Examineur | <i>Prof - U. de Larbi Ben M'hidi</i> |
| • Dr. TALBI Mohamed Lamine | Examineur | <i>MCA- U. de Bordj Bou Arreridj</i> |
| • Dr. MESSAOUDENE Idris | Invité | <i>MCB -E.S.I ALGER</i> |

Promotion 2013/2014

ملخص

يتعلق العمل المقدم في هذه الأطروحة بدراسة وتصميم هوائيات ذات تردد قابل لإعادة التشكيل الخاصة بأنظمة التطبيقات اللاسلكية. بعد إدخال مفهوم الهوائي المطبوع، خصائصه و تقنيات التغذية المتعلقة به، وكذا وصف تفصيلي للهوائيات الكسورية، الهوائيات ذات النطاق الفائق (UWB) والهوائيات متعددة النطاقات. بعد ذلك أنجزنا بحثاً بيوجرافياً نوقشت فيه مجموعة من الدراسات السابقة على الهوائيات القابلة لإعادة التشكيل وأنواعها المختلفة. تركز الجزء الأول من التنفيذ العملي على تصميم ثلاث هوائيات كسورية جديدة تعمل في نطاق التردد المخصص من طرف لجنة الاتصالات الاتحادية (FCC) للتطبيقات ذات النطاق الفائق (UWB). أما في الجزء الثاني من هذه الأطروحة، فتم محاكاة وقياس العديد من النماذج للهوائيات القابلة لإعادة التشكيل التي تسمح بوظائف متعددة (التبديل بين مختلف النطاقات). النماذج المبتكرة تم تجسيدها وقياسها باستعمال صمامات ثنائية (PIN diode). تتوافق النتائج التجريبية مع النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة وتقدم حلاً لأنظمة الاتصالات متعددة الوضعيات.

كلمات مفتاحية : هوائيات ذات النطاق الفائق، هوائيات إعادة التشكيل، هوائيات كسورية، الصمام الثنائي، التطبيقات اللاسلكية.

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude et la conception d'antennes reconfigurables en fréquence pour les applications sans fil. Après avoir introduit les antennes imprimées, y compris les caractéristiques de ce type d'antennes, les techniques d'alimentation, ainsi qu'une description sur les antennes fractales, Ultra Large Bande (ULB) et multi-bandes. Un état de l'art sur les antennes reconfigurables et les différents types de reconfiguration existant ont été discutés. La première partie est focalisée sur la réalisation pratique de trois nouvelles antennes fractales pour fonctionner dans la bande de fréquence allouée par la Commission fédérale de communication (FCC) pour les applications Ultra Large Bande (ULB). Dans la seconde partie de cette thèse, plusieurs prototypes d'antennes reconfigurables permettant diverses fonctions (un basculement entre mode multi-bandes) ont été simulés et réalisés. Les approches plus originales jugées, ont été implémentées avec des interrupteurs réels (diodes PIN). Les résultats expérimentaux concordent avec ceux obtenus par simulation et valident bien un fonctionnement reconfigurable nécessaire pour les systèmes de communication multimodes.

Mots clés : antennes Ultra Large Bande (ULB), antennes reconfigurables, diodes PIN, applications sans fil, antenne Fractale.

Abstract

The work presented in this thesis concerns the study and design of frequency reconfigurable antennas for wireless application systems. After introducing the printed antennas, including the characteristics of this type, feeding techniques, and the description of the fractal antennas, UWB antennas and multiband antennas. A state of the art on reconfigurable antennas and the different types of reconfiguration that exist were discussed. The first part of the practical implementation is focused on the fabrication of new three fractal antennas have to operate at the frequency band allocated by the Federal Communications Commission (FCC) for Ultra-Wideband (UWB) applications. The second part of this thesis, several prototypes of reconfigurable antennas allowing various functions (a switch between multiband mode) were simulated and realized. The approaches more original considered have been implemented with real switches (PIN diode). The experimental results agree with those obtained by simulation and validate a reconfigurable operation mode necessary for multimode communication systems.

Keywords : Ultra-Wide Band (UWB) antennas, reconfigurable antennas, PIN diodes, Fractal antennas, wireless applications.

*“L’imagination est plus importante que la connaissance. Car la connaissance est limitée, tandis-que l’imagination englobe le monde entier, stimule le progrès et suscite l’évolution.” **Albert Einstein.***

Remerciements

Mes louanges et remerciements à Allah avant tout, pour ses bienfaits indénombrables, en outre, de m'avoir aidé dans l'accomplissement de ce projet, qui représente une étape conséquente de mon parcours professionnel.

Le travail décrit dans ce mémoire a été effectué à l'université de Mohamed El Bachir El Ibrahimi, au sein du laboratoire d'Electronique et des Télécommunications Avancées (ETA).

Cette thèse a été réalisée grâce à l'engagement et l'accompagnement de plusieurs personnes tout au long de ce parcours, c'est pourquoi je souhaite profiter de cette occasion pour leur exprimer toute ma reconnaissance.

*Je voudrais tout d'abord vivement remercier les membres du jury, pour avoir accepté d'en faire partie, et pour leur lecture attentive et critique de l'ensemble de ce manuscrit. Je tiens à remercier Mme **Messali Zoubeida**, Professeur de l'enseignement supérieur à l'université de Mohamed El Bachir El Ibrahimi, d'avoir accepté de présider le jury et d'examiner ce travail.*

*J'exprime également ma profonde reconnaissance à M. **Mohamed Lashab**, Professeur de l'enseignement supérieur à l'université de Larbi Ben M'hidi, Oum El Bouaghi, et M. **Talbi Mohamed Lamine**, Professeur de l'enseignement supérieur à l'université de Mohamed El Bachir El Ibrahimi, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant d'en être les rapporteurs. Je tiens à souligner la qualité de leurs observations et remarques pertinentes lors de la soutenance qui vont certainement améliorer la qualité de cette thèse. J'ai aussi énormément appris grâce à leurs remarques précieuses et leurs questions.*

*J'adresse mes remerciements chaleureux à M. **Farid Bouttout** pour avoir assuré la direction et l'encadrement de cette thèse, pour la confiance qu'il m'a témoignée et ses encouragements tout au long de mes cinq ans de thèse. Sa grande expertise scientifique et son professionnalisme ont apporté énormément à la qualité de cette thèse. Je lui exprime ma sincère reconnaissance pour ses qualités scientifiques et humaines, pour ses critiques constructives et pour les connaissances qu'il m'a transmises durant cette expérience exceptionnelle.*

*Je tiens à adresser mes plus sincères remerciements à mon encadrant M. **Idris Messaoudene** qui m'a beaucoup apporté tant au niveau scientifique que personnel, et qui a permis l'accomplissement de ce travail. Un grand merci à vous pour votre gentillesse, votre disponibilité et votre soutien moral. Vous êtes pour moi un modèle à suivre pour ce qui est de la façon d'aborder les choses autant dans le monde de la recherche que sur le plan académique, ainsi que pour les échanges qui ont enrichi mes connaissances en électromagnétisme et microonde.*

*J'adresse ma gratitude et reconnaissance à M. **Mourad Nedil**, professeur à Laboratoire de LRTCS à l'université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, Canada, pour les idées, les conseils et les remarques pertinentes, qui m'a aidé à accomplir mon travail dans de bonnes conditions au cours de mon stage de formation.*

*Je tiens aussi à remercier toutes les personnes qui ont participé à la réalisation des prototypes et les mesures. Un grand merci au docteur **Ali Mansoul** pour sa disponibilité pour effectuer les mesures, et au doctorants **Massinissa Belazzoug** et*

Boualem Hammache. Merci également au l'ingénieur de laboratoire **Abdelbaki Yessaad**, pour sa disponibilité pour fabriquer les prototypes.

Je ne pourrais terminer ces remerciements sans exprimer ma profonde reconnaissance et gratitude à ma mère **Houria** et à mon père **Hadj Elmehdi**, mes frères, **El-Hocine** et **Yacine Feth Allah**, mes chères soeurs, **Widad** et **Khaoula**, sans oublier les petits coucous, **Mohamed Iyad**, **Mahdi** et **Awab**, qui m'ont soutenu et épaulé durant toute ma vie, et particulièrement durant ces cinq années de thèse. Je les remercie pour m'avoir toujours poussé à la réussite dans toutes les situations dans ma vie. Je leur dédie ce manuscrit.

A la mémoire de mon oncle **KAMEL Braham Chaouche**, qui a été toujours dans mon esprit et dans mon cœur, je vous dédie aujourd'hui ma réussite. Que Dieu, le miséricordieux, vous accueille dans son éternel paradis.

Mes derniers remerciements et non les moindres, s'adressent à ma femme **Boutheyna**, qui pour mon plus grand bonheur partage ma vie et mes expériences professionnelles depuis leurs origines. Elle est simplement le pilier de toutes mes constructions et la base de tous mes projets. Elle a su, tout au long de cette thèse, réfréner mes "ras le bol" et m'encourager dans ma voie. Son soutien a été sans faille et je lui serai éternellement reconnaissant d'avoir été la pierre angulaire de cette entreprise. Elle est la clef de ma réussite, sans elle à mes côtés, cette réalisation n'aurait pas la même saveur.

Enfin, je souligne une profonde gratitude pour tous ceux qui me sont très chers, **Habib Belaayali**, **Hamid Ait Taleb**, **Abdennour Ben Terki** et **Iyadh Gammoudi**, ceux qui m'ont aimé, soutenu, et qui se sont sacrifiés pour ma réussite.

Tables des matières

Table des matières	i
Liste des figures	v
Liste des tableaux	xi
Introduction Générale	1

Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées

1. Introduction	6
2. Description d'une antenne microruban	6
2.1 Forme des antennes imprimées	7
2.2 Choix du matériau de patch	8
2.2.1 Les matériaux diélectriques utilisés	9
2.2.2 Critères de choix du substrat	9
3. Les caractéristiques des antennes	9
3.1 Impédance d'entrée	10
3.2 Le coefficient de réflexion	11
3.3 Bande passante et fréquence de résonance	11
3.4 Diagramme de rayonnement	13
3.5 Efficacité	15
3.6 Directivité	16
3.7 Gain	17
4. Techniques d'alimentation	18
4.1 Alimentation par ligne microruban	18
4.2 Alimentation par ligne coplanaire avec et sans plan de masse	19
4.3 Alimentation par câble coaxial	20
5. Les antennes fractales	21
5.1 Caractéristiques de la géométrie fractale	22
5.2 Généralité sur le fractal	24
5.3 Les différentes formes fractales	25
5.3.1 La courbe de Koch	25
5.3.2 Flocon de neige de Koch	27
5.3.3 Ensemble de Cantor	27
5.3.4 Le triangle de Sierpinski « Sierpinski Gasket »	27
5.3.5 Le tapis de Sierpinski « Sierpinski Carpet »	28
5.4 Technologie d'antenne fractale	29
6. Les antennes Ultra Large Bande	31
6.1 Avantages et inconvénients	32
6.2 Problèmes de réglementation	33
6.3 Règlementation de la FCC aux Etats-Unis (2002)	33
6.4 Les applications ULB	34
7. Les antennes Multi-bande	35
7.1 Nécessité	35
7.2 Les Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes	36

7.2.1	Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	36
7.2.2	La technique de fente	37
7.2.3	La technique fractale	37
8.	Conclusion	38
9.	Référence bibliographies du chapitre I	39

Chapitre II : État de l'art sur Les antennes reconfigurables (agiles)

1.	Introduction	46
2.	Les antennes agiles	47
2.1	Définition	47
2.2	Application et exigences d'antennes agiles	48
2.3	Avantages et inconvénients des antennes agiles	50
3.	Technique de reconfiguration	51
3.1	Diodes PIN	53
3.2	Diode varicap	53
3.3	MEMS	54
3.4	Commutateur optique	55
3.5	Matériaux agiles	55
3.6	Modification mécanique	55
4.	Classification des antennes reconfigurables	56
4.1	Antenne reconfigurable en Fréquence	57
4.1.1	Commutation de fréquences par diodes PIN	57
4.1.2	Commutation de fréquences par MEMS	60
4.1.3	Commutation de fréquence par diodes varicaps	61
4.1.4	Commutation de fréquences par photoconducteurs	62
4.2	Antenne reconfigurable en Diagramme de rayonnement	63
4.2.1	Utilisation de diodes PIN	63
4.2.2	Utilisation de MEMS	66
4.2.3	Utilisation de photoconducteurs	67
4.3	Antenne reconfigurable en Polarisation	68
4.3.1	Utilisation de diodes PIN	69
5.	Conclusion	70
6.	Référence bibliographies du chapitre II	71

Chapitre III : Conception et réalisation des antennes fractale ultra large bande (ULB) alimentées par CPW

1.	Introduction	76
2.	Techniques de fabrication et de mesure	77
2.1	Etapes de fabrication	77
2.2	Mesure des paramètres de répartition S	78
2.3	Mesure du diagramme de rayonnement	78
3.	Réalisation et validation expérimentale d'une antenne fractale de forme hexagonale pour les applications ULB	80

3.1	Géométrie de l'antenne proposée	80
3.2	Résultats et Discussions	83
3.2.1	Coefficient de réflexion	84
3.2.2	Diagramme de rayonnement et Gain	85
4.	Conception d'une antenne fractale de forme tapis de Sierpinski pour les applications ULB	87
4.1	Géométrie de l'antenne proposée	87
4.2	Résultats et Discussions	89
4.2.1	Coefficient de réflexion	89
4.2.2	Diagramme de rayonnement et Gain	89
5.	Conception d'une antenne fractale de forme tapis de Sierpinski carpet pour les applications ULB	90
5.1	Géométrie de l'antenne proposée	91
5.2	Résultats et Discussions	92
5.2.1	Coefficient de réflexion	92
5.2.2	Diagramme de rayonnement et Gain	93
6.	Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes	94
7.	Conclusion	95
8.	Référence bibliographies du chapitre III	96

Chapitre IV : Conception et réalisation des antennes fractale reconfigurables en fréquence pour les applications multi-bande

1.	Introduction	99
2.	Circuits de polarisation	100
2.1	Techniques de polarisation	101
2.2	Composants du circuit de polarisation	101
2.2.1	Ligne de polarisation	101
2.2.2	Capacités	102
2.2.3	Inductances	102
3.	Réalisation et validation expérimentale d'une antenne patch fractale reconfigurable	102
3.1	Géométrie de l'antenne proposée	102
3.2	Mécanisme de reconfiguration	103
3.3	Réalisation du prototype et résultats expérimentaux	105
3.3.1	Coefficient de réflexion	105
3.3.2	Diagramme de rayonnement et Gain	109
4.	Réalisation et validation expérimentale d'une antenne fractale reconfigurable	111
4.1	Géométrie de l'antenne proposée	111
4.2	Etude de l'influence des différents paramètres	114
4.2.1	Effet de S	114
4.2.2	Effet de g et W_f	115
4.2.3	Effet de H_g	116
4.3	Mécanisme de reconfiguration	116

4.4	Réalisation du prototype et résultats expérimentaux	120
4.4.1	Coefficient de réflexion	121
4.4.2	Distribution des courants surfaciques	126
4.4.3	Diagramme de rayonnement et Gain	127
4.4.4	Performance de l'antenne proposée	131
5.	Conclusion	133
6.	Référence bibliographies du chapitre IV	134

***Chapitre V : Étude et Conception d'une Antenne Bi-bande Agile en Fréquence
pour les Applications sans fil***

1.	Introduction	138
2.	Réalisation et validation expérimentale d'une antenne bi-bande reconfigurable	139
2.1	Géométrie de l'antenne proposée	139
2.2	Etude de l'influence des différents paramètres	141
2.3	Implémentation avec de switchs réels	142
2.4	Réalisation du prototype et résultats expérimentaux	142
2.4.1	Coefficient de réflexion	144
2.4.2	Distribution des courants surfaciques	146
2.4.3	Diagramme de rayonnement et Gain	146
3.	Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes	149
4.	Conclusion	151
5.	Référence bibliographies du chapitre V	152
	Conclusion générale et Perspectives	155
	Liste des annexes	159
	Contributions scientifiques	164

Listes des figures

Fig. I.1 Schéma descriptif d'une structure imprimée.....	6
Fig. I.2 Schéma descriptif d'une structure imprimée.....	7
Fig. I.3 Les différentes formes d'une antenne imprimée.....	8
Fig. I.4 Exemple de $ S_{11} $ d'une antenne en dB en fonction de la fréquence et la bande passante à -10 dB.....	12
Fig. I.5 Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.....	13
Fig. I.6 Exemple de diagramme de rayonnement normalisé à deux dimensions en dB	14
Fig. I.7 Diagrammes de rayonnement dans le plan E et H pour une antenne cornet pyramidale avec distributions ouverte de champs en E et H.....	15
Fig. I.8 Organigramme illustrant la relation entre le gain réalisé, le gain et la directivité avec l'efficacité, selon la base de	17
Fig. I.9 Alimentation par ligne microruban.....	18
Fig. I.10 Vue en coupe d'une ligne coplanaire avec plan de masse.....	19
Fig. I.11 (a) Configuration du câble coaxial et (b) l'alimentation d'antenne par le câble.....	20
Fig. I.12 Vision futuriste d'un arbre. Chaque bras peut être considéré comme une copie réduite de tout l'arbre.....	24
Fig. I.13 La transformation affine.....	25
Fig. I.14 Niveau d'itération de la courbe de Koch.....	26
Fig. I.15 Itérations d'un flocon de Koch.....	27
Fig. I.16 Construction des quatre premières itérations d'un ensemble Cantor.....	28
Fig. I.17 Itération du triangle de Sierpinski composé de triangles pleins.....	28
Fig. I.18 Itération d'un tapis de Sierpinski.....	29
Fig. I.19 Différentes formes de radiateurs pour les monopôles ULB alimentés par CPW.....	32
Fig. I.20 ULB prend en charge une large bande passante relative et absolue par rapport aux communications à bande étroite et à large bande.....	34
Fig. I.21 Antennes à fente pour un fonctionnement multi-bande.....	37
Fig. I.22 Différents types d'antennes fractales.	37
Fig. II.1 Antenne en losange reconfigurable conçue par Bruce et Beck.....	47
Fig. II.2 Schéma du fonctionnement d'une antenne rhombique et de son diagramme de rayonnement.....	47
Fig. II.3 Les techniques de reconfigurabilité	52

Fig. II.4 Le circuit équivalent d'une diode dans les états ON et OFF.	53
Fig. II.5 Le symbole et le circuit équivalent d'une diode varicap.	54
Fig. II.6 Commutateur MEMS RF.	54
Fig. II.7 Arbre de catégorisation par fonctionnalité.	56
Fig. II.8 Antenne reconfigurable en forme de F.	58
Fig. II.9 Antenne ULB avec bande de rejection reconfigurable.	58
Fig. II.10 (a) Antenne reconfigurable en fréquence. (b) Vue latérale de l'antenne. c) Prototype fabriqué	59
Fig. II.11 (a) Configuration de l'antenne reconfigurable en largeur de bande et (b) Ses performances pour différents états des diodes PIN.	60
Fig. II.12 Antenne reconfigurable en fréquence. (a) Antenne 1, et (b) Antenne 2.	60
Fig. II.13 Antenne reconfigurable de type Sierpinsky.	61
Fig. II.14 Antenne patch reconfigurable en fréquence.	61
Fig. II.15 Monopôle plan large bande perpendiculaire au plan de masse (conducteur noir, conducteur non blanc, ligne de polarisation gris pâle à l'arrière).	62
Fig. II.16 Monopôle plan avec talon de microstrip court-circuité.	62
Fig. II.17 (a) Antenne optiquement reconfigurable pour la deuxième technique d'activation. (b) Vue de dessus du prototype fabriqué. (c) Vue de dessous du prototype fabriqué.	63
Fig. II.18 Antenne reconfigurable en diagramme.	64
Fig. II.19 (a) Antenne reconfigurable en diagramme et résultat du S11 (b) Diagrammes de rayonnement pour différents modes de fonctionnement.	65
Fig. II.20 Antenne patch reconfigurable en polarisation.	65
Fig. II.21 (a) Antenne spirale reconfigurable de diagramme de rayonnement. (b) Prototype fabriqué.	66
Fig. II.22 (a) Antenne octogonal reconfigurable de diagramme de rayonnement.	66
Fig. II.23 Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement.	67
Fig. II.24 (a) Antenne reconfigurable à commutateur optique. (b) Intégration de la diode laser avec un luminaire en cuivre. (c) Prototype fabriqué.	68
Fig. II.25 (a) Schéma de l'antenne, (b) caractéristiques du rapport d'onde stationnaire (SWR), du gain et du rapport axial de l'antenne	69
Fig. II.26 Antenne patch circulaire reconfigurable en polarisation a) Géométrie de l'antenne ; b) Types de polarisation et états des diodes.	70
Fig. III.1. Machine de gravure.	77
Fig. III.2. Insoleuse UV des circuits imprimés.	78
Fig. III.3. Banc de mesure : Analyseur de réseaux ANRITSU MS4647A.	78

Fig. III.4. Schéma de la chambre anéchoïque du EMT-INRS.	79
Fig. III.5. La chambre anéchoïde de l'INRS.	80
Fig. III.6. L'antenne de référence cornet AH-118.	80
Fig. III.7. L'évolution de la conception de l'antenne ULB, avec et sans éléments de fente fractale.	81
Fig. III.8. Géométrie de la conception finale de l'antenne proposée.....	81
Fig. III.9. Coefficients de réflexion de l'antenne avec et sans les fentes fractales.....	82
Fig. III.10. Diagramme de rayonnement simulés et mesurés à :(a) 4.8 GHz et (b) 9.7 dans le plan XZ et plan YZ.	83
Fig. III.11. La distribution du courant surfacique de l'antenne ULB: (a) 4.2 GHz, (b) 9.7 GHz.....	83
Fig. III.12. (a) Photographie du prototype fabriqué. (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée.	84
Fig. III.13. (a) Photographie du prototype fabriqué. (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée.	85
Fig. III.14. Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB à : (a) 4.8 GHz, (b) 7.8 et (c) 10.5, dans les deux plans H et E.	86
Fig. III.15. Gain simulé de l'antenne proposée.	87
Fig. III.16. L'évolution de la géométrie de l'antenne proposée(a) prototype I, (b) prototype II, (c) prototype final.	88
Fig. III.17. Géométrie de l'antenne proposée :(a) vue de dessus, (b) vue latérale.....	88
Fig. III.18. Paramètre S_{11} simulé de l'antenne, forme hexagonale de base, de première et seconde itération.	89
Fig. III.19. Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne proposée dans: (a) le plan XZ, (b) le plan YZ.	90
Fig. III.20. Gain simulé de l'antenne proposée.	90
Fig. III.21. L'évolution de la géométrie de l'antenne proposée(a) prototype I, (b) prototype II, (c) prototype final.	91
Fig. III.22. Schéma de l'antenne proposée : (a) Vue de dessus, (b) Vue latérale.....	91
Fig. III.23. Paramètre S_{11} simulé de l'antenne, forme hexagonale de base, de première et seconde itération.	92
Fig. III.24. Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne proposée dans: (a) le plan XZ, (b) le plan YZ.	93
Fig. III.25. Gain simulé de l'antenne proposée.	94
Fig. IV.1. L'insertion du composant actif au-dessous de la structure (a) et dans la fente (b).	100

Fig. IV.2. L'évolution de la géométrie de l'antenne proposée. (E1) première, (E2) deuxième et (E3) 3e itération.....	103
Fig. IV.3. Schéma de l'antenne proposée avec des switchs réels.....	104
Fig. IV.4. Exemple d'une simulation avec schematic de CST MS (6 diodes pin).....	105
Fig. IV.5. Photographie de prototype réalisé.	105
Fig. IV.6. Photographie du prototype réalisé en utilisant des switchs idéals avec l'analyseur de réseau.	106
Fig. IV.7. S_{11} simulé et mesuré pour chaque état de fonctionnement du mode 1 et 5..	107
Fig. IV.8. S_{11} simulé et mesuré pour chaque état de fonctionnement du mode 2, 3 et 4.	108
Fig. IV.9. Diagramme de rayonnement dans le plan XZ et le plan YZ à différents états de fonctionnement. (a) 3.58GHz et 3.62GHz, (b) 5.55GHz, 5.88GHz et 5.93GHz, (c) 6GHz et 6.07GHz, (d) 8.63GHz, 8.67GHz et 8.72 GHz.....	110
Fig. IV.10. Evolution de l'antenne fractale proposée. (a) la géométrie de base circulaire, (b) Première itération, (c) Deuxième itération.	112
Fig. IV.11. Schéma de l'antenne proposée avec des switchs réels : (a) Vue de face (b) Vue de dessus, c) Vue latérale.	113
Fig. IV.12. Paramètre S_{11} simulé de l'antenne, circulaire de base, de première et seconde itération de la forme de croissant.	114
Fig. IV.13. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de l'espace entre les deux circonférences 's'.....	115
Fig. IV.14. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte l'effet du gap 'g' de la ligne CPW.	115
Fig. IV.15. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la largeur de la ligne ' W_f '.	116
Fig. IV.16. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la ligne de coplanaire ' h_g '.	116
Fig. IV.17. Modèle électrique de la diode PIN RF : (a) Le circuit équivalent d'une diode dans les états ON et OFF, et (b) le modèle HFSS.	117
Fig. IV.18. Modélisation de la diode PIN en HFSS : (a) attribuer le premier élément localisé et (b) attribuer le deuxième élément localisé.	117
Fig. IV.19. Emplacement de diodes PIN.....	119
Fig. IV.20. Superposition du coefficient de réflexion simulé pour chaque position des diodes pin à : (a) l'état ON-OFF (diode 1), et (b) l'état OFF-ON (Diode 2).....	119
Fig. IV.21. Circuit de polarisation de la diode PIN. $R=1\text{ K}\Omega$, $L_R=10\mu\text{H}$	120

Fig. IV.22. Photographie du prototype réalisé. a) Vue de la façade. b) Polarisation des diodes à l'aide d'une alimentation stabilisée.....	120
Fig. IV.23. Configuration descriptive de l'antenne pour les quatre modes. (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3 and (d) Mode 4.	122
Fig. IV.24. S_{11} simulé et mesuré pour les quatre modes (switchs idéaux).....	123
Fig. IV.25. S_{11} simulé et mesuré pour chaque état de fonctionnement du mode. a) mode 1, b) mode 2, c) mode 3 et d) mode 4 (switchs réels).	125
Fig. IV.26. Distribution des courants de surface de l'antenne proposée aux : Mode 1: (a) 4.5 GHz. Mode 2: (b) 3.0 GHz. Mode 3: (c) 1.7 GHz. Mode 4: (d) 1.6 GHz....	126
Fig. IV.27. Banc de mesure : Chambre anéchoïque.	127
Fig. IV.28. Comparaison des diagrammes de rayonnement, simulé et mesuré, dans le plan XZ et le plan YZ pour plusieurs modes à différentes fréquences.	129
Fig. IV.29. Représentation du gain en fonction de la fréquence pour les 04 modes de fonctionnement : (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3, and (d) Mode 4.....	130
Fig. V.1. L'évolution de la géométrie de l'antenne proposée (a) prototype I, (b) prototype II, (c) prototype III, (d) prototype final.	139
Fig. V.2. Coefficients de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes configurations d'antenne.	140
Fig. V.3. Schéma de l'antenne proposée avec de switch réel : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.	141
Fig. V.4. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte l'effet de la longueur de la queue horizontale (paramètre "c").....	142
Fig. V.5. Circuit équivalent simplifié de la diode PIN : (a) polarisation directe ; (b) polarisation inverse, (c) Modèle HFSS.	142
Fig. V.6. a) Photographie du prototype réalisé. b) polarisation de diode à l'aide d'une alimentation stabilisée.....	143
Fig. V.7. Banc de mesure : Analyseur de réseaux.	143
Fig. V.8. Schéma de la technique de polarisation proposée avec la diode PIN.....	144
Fig. V.9. Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence : (a) État OFF, (b) État ON.	145
Fig. V.10. Distribution des courants de surface de l'antenne de détection aux : (a) 3.2 GHz, (b) 5.2 GHz.	146
Fig. V.11. Banc de mesure : Chambre anéchoïque.	146
Fig. IV.12. Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à 3.2 GHz (État OFF)....	147
Fig. V.13. Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à 5.2 GHz (État ON).....	148

Fig. V.14. Le gain simulé et le gain mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence pour les deux modes.	149
---	-----

Listes des tableaux

Tableau I.1 Tableau décrivant les différents types de diagrammes de rayonnement....	14
Tableau I.2 Comparaison de différentes techniques d'alimentation.....	21
Tableau I.3 Comparaison générale des géométries euclidienne et fractale.....	29
Tableau I.4 Exemples d'antennes ULB.....	33
Tableau I.5 Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants.....	36
Tableau I.6 Points forts et faibles de la technique fractale.....	38
Tableau II.1 Techniques de reconfiguration d'antenne.....	48
Tableau III.1. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.....	82
Tableau III.2. Dimensions optimales de l'antenne proposée.....	88
Tableau III.3. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.....	92
Tableau III.4. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.....	93
Tableau III.5. Comparaison entre l'antenne proposée et les conceptions récentes d'antennes.....	94
Tableau IV.1. Valeurs des différents paramètres physiques de l'antenne.....	104
Tableau IV.2. Configuration des switches pour les trois modes de fonctionnement....	107
Tableau IV.3. Les valeurs optimales pour les dimensions de l'antenne fractale.....	112
Tableau IV.4. Les coordonnées du centre des diodes PIN par rapport à l'origine.....	118
Tableau IV.5. Configuration des switches pour chaque mode de fonctionnement.....	124
Tableau IV.6. Tableau récapitulatif des performances en termes de fréquence et de largeur de bande.....	124
Tableau IV.7. Comparaison entre l'antenne proposée et les antennes fractales reconfigurables existantes.....	131
Tableau IV.8. Mesure de largeur de bande de couverte par l'antenne proposée.....	132
Tableau V.1. Bandes passantes pour différents prototypes.....	140
Tableau V.2. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.....	141
Tableau V.3. Les modes de fonctionnement de l'antenne reconfigurable pour les deux états de la diode.....	145
Tableau V.4. Le gain simulé, le gain mesuré, et l'efficacité de rayonnement à des fréquences sélectionnées.....	149
Tableau V.5. Comparaison des performances de l'antenne bi-bande proposée avec celles des travaux connexes.....	151

Listes des abréviations

AUT :	Antenna Under Test.
BP :	Bande passante.
CPW :	CoPlanar Waveguide.
CST MS :	Computer Simulation Technology.
DC :	Direct Current.
DCS :	Digital Cellular System ou Digital Communication System.
FEM :	Finite Element Method.
FIT :	Finite Integral Technique.
FR4 :	Flame Resistant 4.
FPGA :	Field-Programmable Gate Array.
FCC :	Federal Communications Commission.
FNBW :	First-Null Beamwidth.
GSM :	Global System for Mobiles communications.
GPS :	Global Positioning System.
HPBW :	Half-Power Beamwidth.
HFSS :	High Frequency Structural Simulator.
IOT :	Internet of Things.
IFS :	Iterated Function System.
LHCP :	Left-Hand Circularly Polarised.
LTE :	Long Term Evolution.
MEMS :	Micro Electro Mechanical Systems.
MIMO :	Multiple-Input and Multiple-Output.
PSO :	Particle Swarm Optimization.
PIN :	Positif Intrinsic Négative.
RL :	Return Loss.
RF :	Radio Frequency.
RC :	Radio Cognitive.
RCS :	Reaction Control System.
RHCP :	Right-Hand Circularly Polarised.
ROS :	Rapport d'Onde Stationnaire.
SMA :	Sub Miniature version A.
UAV :	Unmanned Aerial Vehicle.
UMTS :	Universal Mobile Telecommunications System.
USB :	Universal Serial Bus.

ULB :	Ultra Large Bande.
VSWR :	Voltage Standing Wave Ratio.
VNA :	Vector Network Analyser.
WCDMA :	Wideband Code Division Multiple Access.
WiFi :	Wireless Fidelity.
WiMAX :	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN :	Wireless Local Area Network.

Introduction générale

Introduction générale

Les tendances récentes ont vu le développement d'antennes à large bande, d'antennes multi-bandes ou d'antennes reconfigurables être l'objet de beaucoup d'attention pour la réalisation de différentes applications dans un seul appareil. Ces appareils pourraient avoir de nombreuses applications telles que GPS, GSM, WLAN, Bluetooth, etc. Pour répondre à ces applications, des antennes à large bande, multi-bandes ou reconfigurables ont été développées.

Les antennes reconfigurables, introduites pour la première fois en 1998, élargissent les possibilités fonctionnelles des antennes ordinaires en modifiant leurs configurations selon la demande. La reconfiguration de ces antennes est obtenue par une redistribution intentionnelle des courants ou, de manière équivalente, des champs électromagnétiques de l'ouverture effective de l'antenne. Ceci entraîne des modifications réversibles de l'impédance de l'antenne et/ou des propriétés de rayonnement. L'approche reconfigurable offre des avantages significatifs de compacité et de flexibilité. De plus, quand on considère les niveaux de brouillage au niveau du récepteur, ils constituent la meilleure option puisqu'une seule bande est utilisée à un moment donné.

La reconfiguration d'une antenne peut être réalisée à l'aide de nombreuses techniques. Certains concepteurs vont se servir des éléments de circuit alors que d'autres ont recours à une modification mécanique de la structure telle que la rotation ou la flexion d'une ou plusieurs de ses pièces. D'autres approches encore polarisent diverses parties d'antennes à différents moments, reconfigurant les réseaux d'alimentation ou excitant de manière appropriée les réseaux d'antennes.

Toutes ces approches ont largement contribué à l'évolution des antennes reconfigurables au cours de la dernière décennie. Plus récemment, les concepteurs d'antennes ont utilisé des commutateurs à commande électrique et des condensateurs variables afin de réaliser la reconfiguration. Les diodes PIN et les MEMS RF font partie des dispositifs à actionnement électrique les plus utilisés.

Idéalement, les antennes reconfigurables devraient être en mesure de modifier leurs fréquences de fonctionnement, les largeurs de bande d'impédance, les polarisations et les diagrammes de rayonnement indépendamment pour s'adapter à l'évolution des exigences de fonctionnement. Cependant, le développement de ces antennes pose des défis importants à la fois aux concepteurs d'antennes et de systèmes. Ces défis ne se trouvent pas seulement dans l'obtention des niveaux de fonctionnalité d'antennes souhaités, mais aussi dans la façon d'intégrer cette fonctionnalité dans des systèmes complets pour parvenir à des solutions efficaces et rentables.

Un problème particulièrement difficile pour les terminaux mobiles de la nouvelle génération est le développement et la conception des antennes multi-bandes

miniaturisées. La miniaturisation est particulièrement importante pour le concepteur d'antennes et découle du volume disponible limité du boîtier terminal. De tels modules d'antennes sont censés assurer une adaptation efficace à large bande, un gain acceptable et des diagrammes de rayonnement stables tout au long des bandes de fréquences désignées. En fait, la technique de la géométrie fractale est considérée comme une solution prometteuse pour réduire la taille physique des antennes. La première géométrie fractale a été introduite par Mandelbrot et chaque sous-section présente les caractéristiques de la structure entière à une plus petite échelle.

Une géométrie fractale a été appliquée dans les différentes technologies telles que des antennes et des radiateurs. Plusieurs antennes fractales ont été rapportées dans la littérature, comme Koch, Sierpinski, Minkowski et Hilbert. Les antennes fractales de type Koch ont été étudiées par Cohen pour améliorer l'efficacité des antennes dipôles.

Récemment, des antennes fractales avec des caractéristiques reconfigurables ont reçu une attention pour de nombreux systèmes de communication sans fil modernes. La technique de « reconfigurabilité » proposée a été de prévoir la possibilité que les antennes ne fonctionnent que dans les bandes de fréquences préférées. La reconfigurabilité pourrait être obtenue en utilisant des diodes et des systèmes microélectromécaniques négative intrinsèque positive (PIN), (MEMS) ou varactors diodes.

Ce travail était motivé par l'importance croissante et le développement d'antennes reconfigurables ainsi que par le besoin de nouvelles techniques de reconfiguration, le manque de directives de conception claires, le besoin d'une approche d'optimisation facile à saisir et l'absence d'études sur la fiabilité et la complexité des systèmes d'antennes reconfigurables. La contribution majeure de ce travail à ces sujets réside dans les points suivants :

- Développement et fabrication de nouvelles conceptions d'antennes reconfigurables.
- Investigation des méthodes possibles pour atteindre la reconfiguration de la fréquence.
- Développement de nouvelles techniques de reconfiguration et de leurs mécanismes de contrôle.
- Introduction et évaluation d'une nouvelle technique de conception d'antennes reconfigurables.
- Conception d'antennes larges bandes et multi-bandes à fréquences accordables.

Organisation de la thèse

Cette thèse est divisée en cinq chapitres :

Le premier chapitre présente quelques généralités sur les antennes imprimées. Par conséquent, l'ensemble des paramètres fondamentaux des antennes, leurs différents types et leurs techniques d'alimentation permettent d'avoir une vue d'ensemble sur les paramètres clés des antennes, une description détaillée des antennes fractales

imprimées pour les différents concepts ainsi que les antennes ultra large bande et multi-bandes.

Le deuxième chapitre présente les antennes reconfigurables proposées qui sont classées et discutées en fonction des caractéristiques pouvant être reconfigurées en fréquence de fonctionnement, polarisation et diagramme de rayonnement. De plus, les méthodes les plus courantes pour chaque groupe sont présentées et discutées. Un état de l'art sur les différentes approches utilisées dans la littérature pour réaliser la reconfiguration antennaire conclut ce chapitre.

Le troisième chapitre présente trois antennes ULB suggérées dans le cadre de cette thèse en utilisant le concept fractal. Le logiciel de modélisation électromagnétique utilisé pour la conception des antennes est le CST Microwave Studio et Ansoft HFSS (disponibles au laboratoire LRTCS de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT), Canada). Cet outil est utilisé pour calculer les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne proposée, y compris le coefficient de réflexion, les diagrammes de rayonnement et le gain.

Le quatrième chapitre présente deux antennes de type reconfiguration fréquentielle en utilisant des diodes PIN. Il s'agit de deux antennes multi-bandes qui ont la flexibilité de travailler dans n'importe quelle des bandes et dans n'importe quelle combinaison de celles-ci. Elles reposent sur l'activation et la désactivation des cellules qui présentent des perméabilités négatives. Les antennes proposées sont fabriquées et mesurées (au sein du laboratoire LRTCS de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) et l'Institut national de la recherche scientifique (INRS), Québec, Canada.

Le cinquième chapitre est consacré à la présentation de la sixième antenne reconfigurable en fréquence. Cette antenne est capable d'ajuster graduellement sa largeur de bande en gardant la limite inférieure fixe et en variant celle supérieure. Cette perméabilité est utilisée pour créer de nouvelles bandes d'opération qui permettent à l'antenne de fonctionner en bi-bande. Une conclusion générale termine cette thèse en faisant le bilan des résultats obtenus et en évoquant les perspectives pour la continuité du travail effectué.

Finalement, une annexe est jointe à la fin pour présenter les fiches techniques des diodes utilisées.

Chapitre I

Généralités des antennes imprimées

Sommaire

- 1. Introduction*
 - 2. Description d'une antenne micro-ruban*
 - 3. Les caractéristiques des antennes*
 - 4. Techniques d'alimentation*
 - 5. Les antennes fractales*
 - 6. Les antennes Ultra Large Bande*
 - 7. Les antennes Multi-bandes*
 - 8. Conclusion*
 - 9. Références bibliographiques du chapitre I*
-

1. Introduction

Depuis peu, les réseaux sans fil se développent de plus en plus en termes du nombre de connexions et du nombre d'applications couvertes aussi bien qu'en qualité de liaisons. La transmission par ondes électromagnétiques est considérée comme un support principal de cette génération de télécommunications au lieu des câbles et des liaisons filaires. L'efficacité de ces réseaux est totalement dépendante des performances des éléments qui les composent, en particulier les antennes. Pour l'établissement d'une liaison entre deux ou plusieurs points, l'antenne est un élément important, là où les supports de communication habituels (câbles, fibres optiques...) sont difficiles, voire impossibles à mettre en œuvre. Elle assure ainsi les fonctions d'émission et de réception des ondes électromagnétiques qui véhiculent le signal dans l'espace libre. Différents types d'antennes peuvent être utilisées telles que les antennes imprimées [I.1].

2. Description d'une antenne micro-ruban

La ligne micro-ruban est constituée d'un élément rayonnant (ruban) déposé sur un substrat diélectrique d'épaisseur « t », au-dessus d'un plan de masse. L'épaisseur du substrat à « t » est proportionnelle à la longueur des ondes et est généralement comprise entre $0.003\lambda_0 - 0.05\lambda_0$ [I.2]. Autant que les dimensions et la permittivité relative restent constantes, aucun rayonnement ne va apparaître. La structure de base d'une ligne micro-ruban est illustrée à la figure I.1.

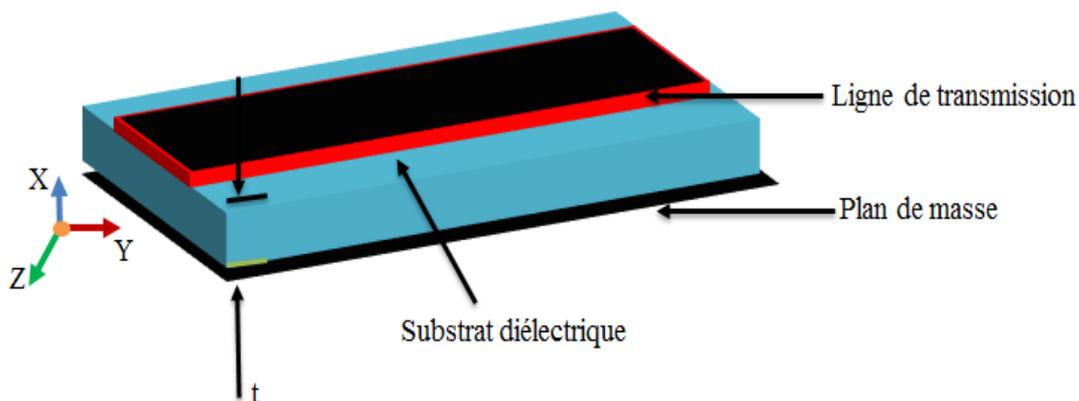


Fig. I.1 Schéma descriptif d'une structure imprimée.

Le ruban et le plan de masse forment une ligne de transmission qui amène l'énergie avec une onde quasi-TEM. Le micro-ruban va rayonner en modifiant la forme de la ligne et cela est dû à l'effet du bord, ce qui signifie que des éléments ΔL vont s'ajouter à l'extrémité de l'antenne. On le voit d'ailleurs à la figure I.2 qui montre en plus l'allure d'une antenne imprimée rectangulaire. La discontinuité introduite par le changement rapide de la largeur de la ligne rayonne [I.3].

En général, le carré, le rectangle, le disque ou l'anneau sont les formes courantes des éléments rayonnants utilisés. Pour répondre à certaines contraintes spécifiques de fonctionnement, comme pour la polarisation circulaire, des géométries plus

complexes sont envisagées [I.4]. Toutes les antennes micro-ruban sont en fait des discontinuités qui rayonnent. La forme de la discontinuité est choisie pour que le maximum de rayonnement soit celui demandé [I.3].

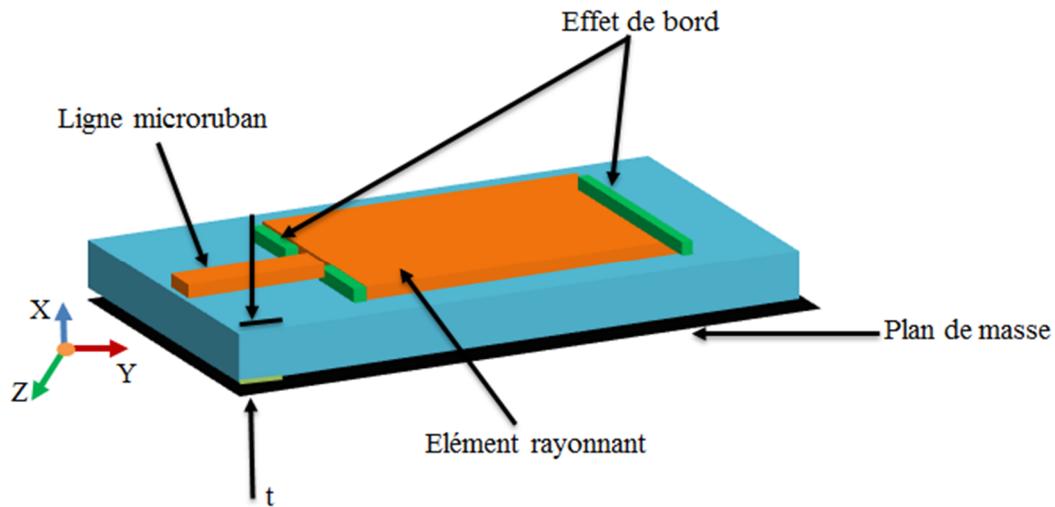


Fig. I.2 Schéma descriptif d'une structure imprimée.

2.1 Forme des antennes imprimées

Les antennes imprimées peuvent prendre des formes géométriques arbitraires. Parmi les formes les plus utilisées, on distingue la forme circulaire et la forme rectangulaire qui est préférable à cause des dimensions encombrantes de la circulaire. Cependant, dans certaines applications, l'antenne micro-ruban circulaire [I.5] offre de meilleures performances que celle de l'antenne rectangulaire.

L'antenne circulaire présente l'avantage de pouvoir obtenir la polarisation circulaire. L'antenne micro-ruban circulaire a fait l'objet d'un grand nombre de recherches au cours des dernières années. La forme triangulaire a également été prise en considération par certains auteurs [I.6-7]. La figure I.3 présente les différentes formes d'une antenne imprimée.

Le dépôt des éléments triangulaires, d'une certaine façon, permet au constructeur de réduire de manière considérable le couplage entre les éléments adjacents du réseau. Ils présentent aussi des caractéristiques de rayonnement semblables à celles du rectangle [I.8]. On trouve également des antennes des formes complexes et difficiles à analyser. Elles sont utilisées dans certaines applications particulières et elles sont souvent le résultat de la combinaison de deux formes simples.

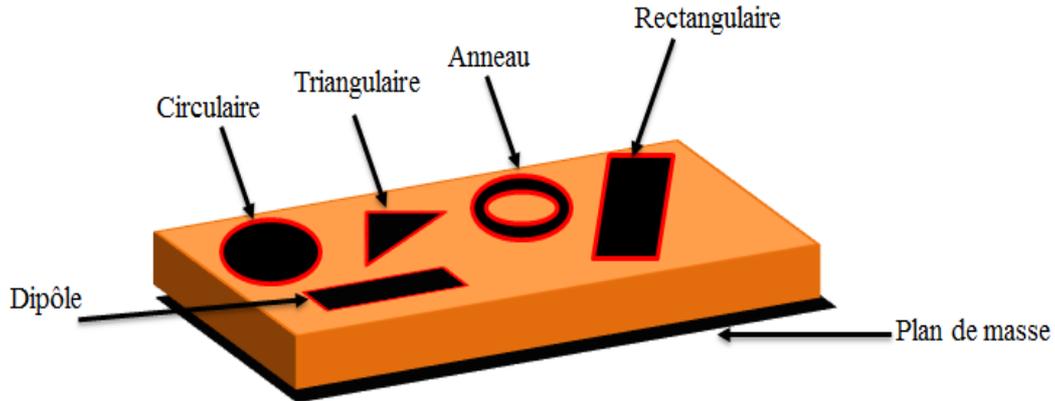


Fig. I.3 Les différentes formes d'une antenne imprimée.

2.2 Choix du matériau de patch

Les matériaux peuvent être classés suivant leur susceptibilité et leurs variations en fonction de différents facteurs physiques. Lors du passage de l'onde dans l'antenne, le conducteur de patch s'échauffe et la chaleur est alors dissipée par effet Joule [I.9]. La conductivité d'un supraconducteur en hyperfréquence n'étant pas infinie, on s'attend à ce qu'il se comporte comme un métal normal et bon conducteur. L'impédance de surface est définie comme le rapport des composantes parallèles des champs électrique et magnétique. On montre que pour un métal normal, elle est liée à la conductivité par :

$$Z_s = \frac{E_{\parallel}}{H_{\parallel}} \sqrt{\frac{i\omega\mu_0}{\sigma}} \quad (\text{I. 1})$$

Avec :

σ : Conductivité du matériau.

μ_0 : Perméabilité absolue.

ω : Fréquence du travail.

E_{\parallel} : Composantes parallèles des champs électriques.

H_{\parallel} : Composantes parallèles des champs magnétiques.

À partir de la formule ci-dessus, l'impédance tend vers 0 lorsque ω tend vers 0 (basses fréquences). Dans le cas des hautes fréquences, la résistance de surface augmente et cette augmentation qui conduit à une puissance dissipée par unité de surface est donnée par :

$$P = \frac{1}{2} R_s H_{\parallel}^2 \quad (\text{I. 2})$$

Avec :

H_{\parallel} : Composantes parallèles des champs magnétiques.

Afin de diminuer la puissance dissipée ou les pertes métalliques dans les dispositifs hyperfréquences, plusieurs auteurs ont proposé d'utiliser des supraconducteurs et particulièrement des céramiques à haute température critique [I.9-10].

2.2.1 Les matériaux diélectriques utilisés

Le substrat joue un rôle double dans la technologie micro-ruban. Il est à la fois un matériau diélectrique où viennent se graver les circuits et une pièce mécanique qui joue un rôle de support mécanique car il soutient la structure. Cela comporte des exigences à la fois sur le plan mécanique et électrique qui sont parfois difficiles à concilier. D'épaisseur généralement faible devant la longueur d'ondes de fonctionnement ($h < \lambda$), le substrat diélectrique affecte le comportement et les performances électromagnétiques de l'antenne. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ($\tan \delta < 10^{-3}$) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ($\epsilon_r < 3$) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par onde de surface pour une hauteur donnée [I.11].

2.2.2 Critères de choix du substrat

La conception des antennes micro-ruban dans le domaine des ondes millimétriques est guidée par les critères suivants pour le choix du substrat :

- Possibilité d'excitation par onde de surface.
- Effets de la constante et de la tangente de perte diélectrique sur la dispersion.
- Importance des pertes par diélectrique et par conducteur.
- Anisotropie dans le substrat.
- Effets de l'environnement tels que la température et l'humidité.
- Conditions mécaniques : Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques et conserver sa forme originelle. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible.
- Coût de fabrication.

3. Les caractéristiques d'une antenne

Une antenne peut être définie comme un appareil métallique qui émet ou reçoit des ondes radio. L'antenne peut être considérée comme une structure de transition entre une ligne de transmission et un espace libre. Ainsi, il convertit les photons électromagnétiques en courants de circuit et inversement. La ligne de transmission, qui peut être une ligne coaxiale, un guide d'ondes ou une ligne de transmission plane,

est utilisée pour transporter l'énergie électromagnétique de l'émetteur au récepteur de l'antenne. Il est nécessaire de transmettre l'énergie avec une atténuation minimale.

Par conséquent, les lignes de transmission guident l'énergie, les antennes rayonnent (ou reçoivent) tandis que les résonateurs emmagasinent de l'énergie [I.3].

Si nous considérons un système de communication sans fil le plus simple qui soit, celui-ci serait composé d'un bloc d'émission et d'un bloc de réception. Ces deux blocs seraient séparés par un canal de propagation dans lequel le signal émis transite avant d'être reçu. Au niveau du bloc d'émission, le circuit d'émission fournit à sa sortie un courant généralement modulé qui va être transformé en ondes électromagnétiques capables de se propager dans le canal. C'est l'antenne d'émission qui assure ce rôle. À l'inverse, au niveau du bloc de réception, lorsque les ondes atteignent le récepteur, c'est à l'antenne de réception qu'incombe le rôle de les transformer en courant susceptible d'être traité par le circuit de réception. Ainsi, une antenne peut se définir par sa fonction : c'est un transducteur passif qui convertit les grandeurs électriques d'un conducteur ou d'une ligne de transmission (tension et courant) en grandeurs électromagnétiques dans l'espace (champ électrique et champ magnétique) et inversement. Une antenne peut donc indifféremment être utilisée à la réception ou à l'émission.

De plus, comme le montre le théorème de réciprocité de Lorentz, l'ensemble des caractéristiques d'une antenne est identique, que l'antenne soit utilisée comme antenne d'émission ou comme antenne de réception. C'est très intéressant car cela signifie qu'un objet communicant qui dispose d'une partie émission et d'une partie réception pourra utiliser la même antenne. L'antenne, qui permet de recevoir ou de rayonner des ondes, peut également être vue comme un adaptateur d'impédance entre le milieu de propagation et un circuit électronique.

Le but de cette section est de fournir des informations introductives sur les paramètres et les mesures des antennes. Ces paramètres incluent l'impédance d'entrée, la bande passante, le diagramme de rayonnement, la polarisation, la directivité et le gain. Nous les détaillerons dans les sous-sections suivantes.

3.1 Impédance d'entrée

Une chaîne de transmission radiofréquence est toujours composée au minimum d'un générateur et d'une charge. Quand l'antenne est utilisée en émission, le générateur est formé par le circuit de sortie de l'émetteur et l'antenne constitue la charge qui rayonne les signaux électromagnétiques.

À l'inverse, en mode réception, l'antenne devient le générateur qui collecte les signaux électromagnétiques et le circuit d'entrée du circuit récepteur constitue la charge. D'un point de vue circuit, une antenne est un composant qui se caractérise par son impédance appelée impédance d'entrée de l'antenne. L'impédance d'entrée d'une antenne est le rapport entre la tension et le courant d'entrée. L'expression de cette impédance Z_{in} se présente sous forme complexe composée d'une partie réelle R_{in} et d'une partie imaginaire X_{in} reliée par l'expression suivante :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + j X_{in} \quad (1.3)$$

Où I_{in} et V_{in} représentent le courant d'entrée et la tension d'entrée de l'antenne, respectivement.

La partie réelle de l'impédance d'entrée regroupe la résistance de rayonnement R_r et la résistance de perte R_p comme exprimées dans l'équation (1.4). La résistance de rayonnement correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne alors que la résistance de pertes se réfère aux pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'ondes de surface de l'antenne.

$$R_{in} = R_r + R_p \quad (1.4)$$

3.2 Le coefficient de réflexion

D'une manière générale, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface, une partie de cette onde incidente est réfléchi et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion Γ , et le coefficient de transmission, T , quantifient ces deux parties, respectivement. Ces deux coefficients sont reliés par l'expression suivante :

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \quad (1.5)$$

Pour un transfert de puissance maximal entre les différents éléments d'un circuit, il faut que le module du coefficient de réflexion soit le plus faible possible. Pour cela les différents éléments d'une chaîne d'émission/réception radiofréquence sont conçus pour être adaptés à une impédance caractéristique Z_0 . A partir de l'impédance caractéristique et de l'impédance d'entrée de l'antenne, nous pouvons définir le coefficient de réflexion comme suit :

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0} \quad (1.6)$$

Le coefficient de réflexion d'une antenne se définit comme étant le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies. Il peut également s'exprimer en décibel comme suit [I.12] :

$$S_{11} = 20 \log_{10} |\Gamma| \quad (1.7)$$

3.3 Bande passante et fréquence de résonance

Hormis les antennes multi-bandes et large bande, les antennes sont souvent conçues pour travailler sur une plage de fréquence sur laquelle l'objet communicant doit pouvoir fonctionner. Cette contrainte se retrouve donc sur tous les composants du module RF, dont l'antenne. Ainsi, il faut, pour l'antenne, garantir des caractéristiques acceptables notamment au niveau de l'impédance qui est dépendante de la fréquence. La bande passante d'une antenne définit donc la plage de fréquence dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil donné. Il est alors question de bande passante absolue.

$$BP = \Delta F = f_h - f_l \quad (1.8)$$

On déduit souvent la bande passante BP d'une antenne à partir de la courbe de son coefficient de réflexion. Généralement, la bande passante correspond à la plage de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ou à -3 dB, ce qui permet de relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne.

Il est cependant communément admis que si le seuil auquel est considérée la bande passante n'est pas précisé, il s'agit de la bande passante pour un $S_{11} \leq -10$ dB. La figure I.4 montre le paramètre S_{11} d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante pour un $S_{11} \leq -10$ dB. Dans cet exemple, la bande passante qui s'exprime en GigaHertz (GHz) est de 2.86 GHz.

La fréquence de résonance f_{res} correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minima, donc plusieurs fréquences de résonance. Afin de comparer des structures d'antennes, on exprime souvent la bande passante d'une antenne en termes de bande passante relative par rapport à la fréquence de résonance.

$$BP(en\ %) = \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \times 100 = \frac{\Delta F}{f_{res}} \times 100 \quad (I.9)$$

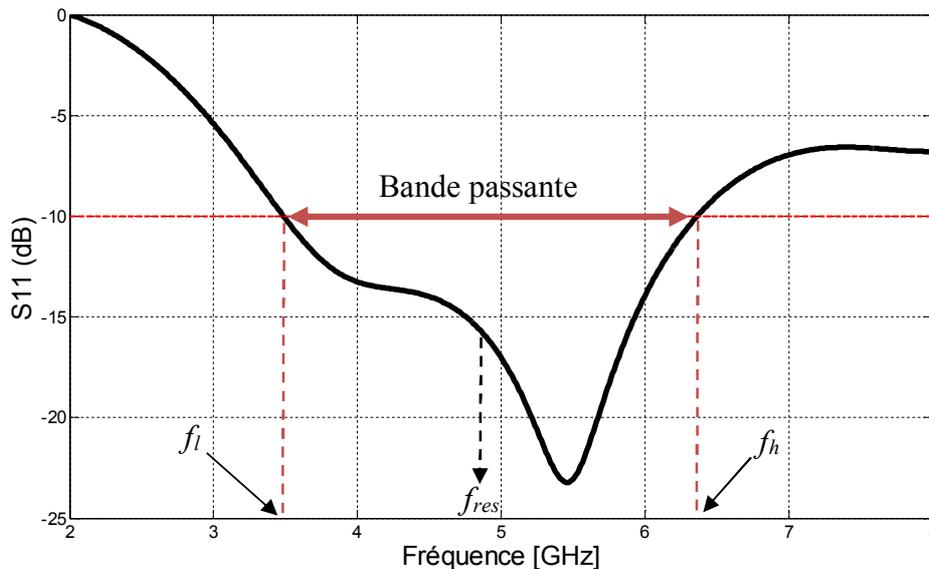


Fig. I.4 Exemple de $|S_{11}|$ d'une antenne en dB en fonction de la fréquence et la bande passante à -10 dB.

Le lien entre la bande passante relative (à -3 dB), si on considère l'antenne du point de vue du circuit électronique, et le facteur de qualité Q que l'on définira plus tard se font de manière assez simple :

$$BP = \frac{\Delta F}{f_{res}} = \frac{1}{Q} \quad (I.10)$$

Mais cette formule n'est pas une forme généralisée car en réalité l'adaptation d'impédance doit être prise en compte à l'entrée de l'antenne. Une formule [I.13] prenant en compte le rapport d'ondes stationnaires ROS défini plus haut s'écrit :

$$BP = \frac{ROS - 1}{Q\sqrt{ROS}} \quad (I.11)$$

3.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement fournit des informations sur l'intensité et la direction des ondes électromagnétiques (EM) sortant de l'antenne en fonction des coordonnées de l'espace. Il est principalement défini dans la région éloignée et représente la variation spatiale de la densité de puissance le long d'un rayon constant, avec des pics dans les régions de l'espace où l'antenne rayonne avec une intensité élevée. Ce sont les lobes.

Il présente également des zéros ou des zéros indiquant qu'il n'y a pas de rayonnement dans cette direction particulière [I.3]. Fréquemment, le diagramme de rayonnement est normalisé à sa valeur maximale et généralement tracé en dB sur une échelle logarithmique afin de mettre en évidence les valeurs les plus faibles, qui font référence aux lobes mineurs. La figure I.5 montre le diagramme de rayonnement d'une antenne directive.

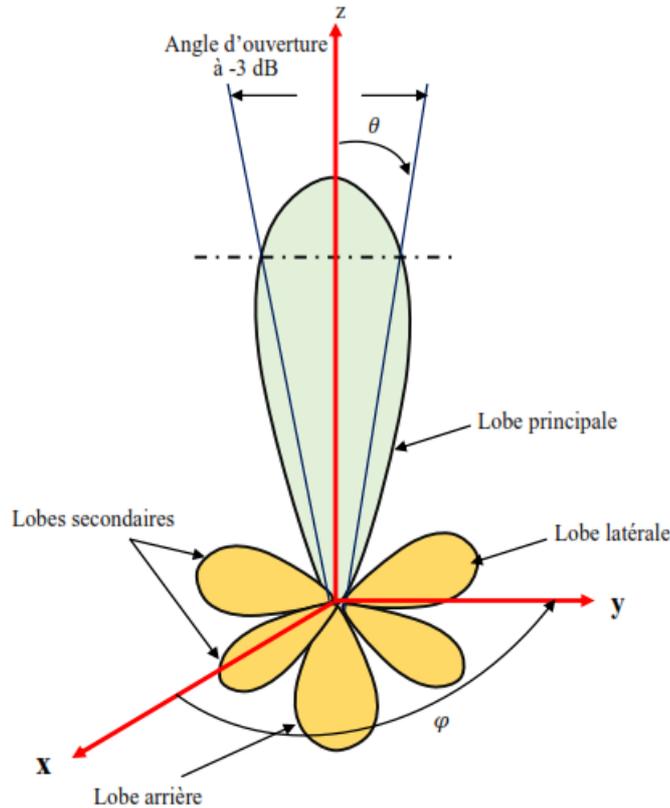


Fig. I.5 Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.

Le plus grand lobe, appelé "lobe principal", indique la direction principale du rayonnement, c'est-à-dire la direction dans laquelle la plus grande quantité de puissance est irradiée. Le 'lobe arrière' est le faisceau situé approximativement à 180° du lobe principal de l'antenne. Les autres faisceaux du diagramme de rayonnement sont appelés 'lobes latéraux'. La puissance irradiée vers les lobes latéraux et le lobe arrière est déviée du lobe principal, ce qui contribue à une perte de gain d'antenne.

Par conséquent, ces lobes doivent être minimisés. À la figure I.6, les faisceaux décrits sont représentés avec la relation entre la densité de puissance de l'antenne (ρ) et la densité de puissance de l'antenne isotrope (ρ_i). Ce paramètre définit la directivité de l'antenne (D).

La largeur de faisceau du lobe principal est généralement définie par la largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) comme séparation angulaire entre deux points à mi-puissance ou lorsque le diagramme de rayonnement normalisé en dB rayonne à une valeur de -3 dB de son maximum dans le lobe principal, comme le montre la figure 2.5.

Elle peut également être définie par la séparation angulaire entre deux valeurs nulles dans le diagramme de rayonnement appelé largeur de faisceau nul (FNBW), qui sont parfois plus faciles à mesurer que les valeurs HPBW. L'ouverture du faisceau d'une antenne est importante pour déterminer la capacité d'une antenne à distinguer deux sources de rayonnement adjacentes [I.14].

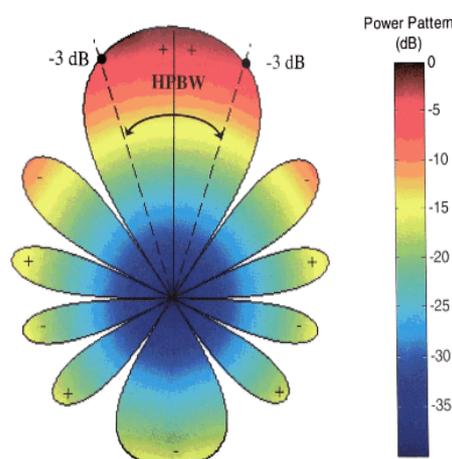


Fig. I.6 Exemple de diagramme de rayonnement normalisé à deux dimensions en dB [I.3].

Tableau I.1 Tableau qui décrit les différents types de diagrammes de rayonnement.

Types de diagrammes de rayonnement	
Isotrope :	Un radiateur isotrope est défini en rayonnant de manière égale dans toutes les directions. C'est une hypothétique antenne sans perte qui est utilisée comme référence pour exprimer les propriétés directives d'une antenne réelle.
Directionnel :	Un diagramme de rayonnement directionnel est capable d'émettre ou de recevoir des signaux plus efficacement dans certaines directions que dans d'autres.
Omnidirectionnel :	C'est un cas particulier de modèle directionnel. Il est défini comme « ayant un motif essentiellement non directionnel dans un plan donné et un motif directionnel dans un plan orthogonal quelconque » [I.3]. Un bon exemple est une antenne dipôle.

Le tableau I.1 présente trois types de diagrammes de rayonnement, bien que deux seulement soient physiquement réalisables, soit les antennes directionnelles et les antennes omnidirectionnelles [I.3]. Pour les antennes à polarisation linéaire, le

diagramme de rayonnement est généralement décrit dans les plans E et H. Le plan E peut être défini comme « le plan contenant le vecteur champ électrique et la direction du rayonnement maximal » et le plan H comme « le plan contenant le vecteur champ magnétique et la direction du rayonnement maximum » [I.3].

La figure I.7 représente une antenne cornet pyramidale avec son plan E et son plan H, dans les plans x-z et x-y, respectivement. Habituellement, les antennes sont orientées de sorte que le plan E coïncide avec l'un des plans géométriques de l'antenne.

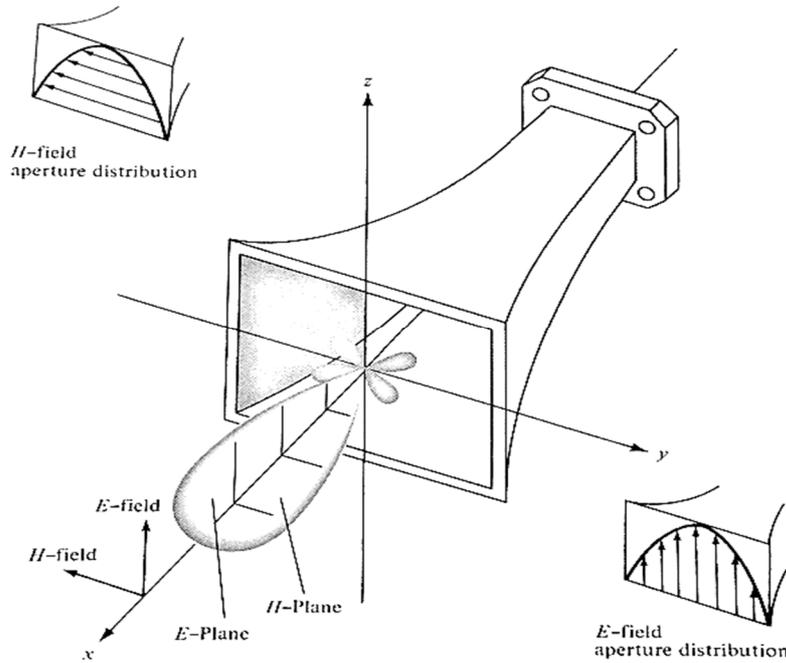


Fig. I.7 Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H pour une antenne cornet pyramidale avec distribution ouverte de champs en E et H [I.3].

3.5 Efficacité

Plusieurs pertes aux bornes d'entrée et à l'intérieur de la structure d'une antenne définissent son efficacité [I.3]. L'efficacité totale d'une antenne (η_0) peut être écrite sous la forme de l'équation I.12, où la réflexion de l'efficacité (inadéquation) (η_r) prend en compte les pertes dues à l'inadéquation entre l'antenne et la ligne d'alimentation (comme dans l'équation I.13). La conduction et l'efficacité diélectrique (η_{cd}) tiennent compte des pertes dans les matériaux conducteurs et diélectriques au sein de la structure de l'antenne. Γ Représente le coefficient de réflexion de l'antenne.

$$\eta_0 = \eta_r \cdot \eta_{cd} \quad (\text{I. 12})$$

$$\eta_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (\text{I. 13})$$

Les pertes de conduction et diélectriques d'une antenne sont très difficiles à séparer. Elles sont généralement combinées pour former η_{cd} , déterminé expérimentalement en rapportant la puissance rayonnée par l'antenne et la puissance fournie à l'antenne, comme dans l'équation I.14 où P_r est l'antenne rayonnée et P_A est la puissance fournie

à l'antenne. C'est cette efficacité de rayonnement d'antenne (η_{cd}) qui est utilisée pour mettre en relation le gain et la directivité, tel qu'expliqué dans la section suivante.

$$\eta_{cd} = \frac{P_r}{P_A} \quad (I.14)$$

Comme la puissance rayonnée peut être définie comme la puissance fournie à la résistance de rayonnement R_r , et la puissance fournie peut être définie comme la puissance fournie à R_r , plus la puissance fournie à l'antenne par conduction et par les pertes diélectriques R_L , le rendement diélectrique de conduction η_{cd} peut également être écrit comme dans l'équation I.15.

$$\eta_{cd} = \left[\frac{R_r}{R_r + R_L} \right] \quad (I.15)$$

3.6 Directivité

Dans les sections suivantes, les paramètres d'antenne liés au rayonnement sont analysés. La directivité (D) est la capacité de rayonnement d'une antenne dans une direction spécifique. Elle est exprimée à l'aide d'une relation entre l'antenne sous test (AUT) et l'antenne isotrope, comme indiqué dans l'équation I.16 où est la densité de puissance de l'AUT et P est la puissance totale rayonnée par l'AUT [I.3]. Une directivité de 10 dBi indique que l'antenne dirige 10 fois plus de puissance dans la direction de son lobe principal par rapport à l'antenne isotrope.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\wp(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (I.16)$$

Habituellement, la directivité se réfère à la figure de pic, qui coïncide avec la direction du lobe principal. Par conséquent, la directivité dépend de la densité de puissance maximale, c'est-à-dire de la densité de puissance dans la direction de propagation maximale, comme indiqué dans l'équation I.17.

$$D = \frac{\wp_{max}}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (I.17)$$

Une antenne isotrope est une antenne qui rayonne également dans toutes les directions. Ainsi, sa directivité est égale à 1 (0 dBi) et il s'agit de la directivité minimale dans la direction du lobe principal que peut réaliser une autre antenne [I.3]. La directivité souhaitable d'une antenne dépend de l'application de l'antenne. Si l'AUT est utilisé pour la diffusion, l'antenne doit avoir une directivité faible, c'est-à-dire aussi proche que possible de 0dBi.

Par contre, si l'AUT est utilisé pour émettre dans une direction spécifique, comme dans les communications par satellite, il faut une grande directivité. Par exemple, le radiotélescope de l'observatoire d'Arecibo est la deuxième antenne parabolique en

importance au monde, avec un diamètre de 305 m. Il procure un gain de 70 dBi à 2.38 GHz [I.15]. Certains cas intermédiaires seraient, par exemple, une antenne patch micro-ruban avec une directivité d'environ 5dBi.

3.7 Gain

L'une des propriétés les plus importantes d'une antenne est sa capacité à diriger la puissance rayonnée dans une direction donnée tout en la supprimant dans toutes les autres. Le gain (G) est défini comme étant le rapport entre l'intensité du rayonnement dans une direction donnée et l'intensité du rayonnement qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'AUT était rayonnée de manière isotrope, c'est-à-dire répartie également dans toutes les directions. On le voit à l'équation I.18 où $\wp(\theta, \varphi)$ est la densité de puissance et P_A est l'alimentation fournie à l'antenne.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\wp(\theta, \varphi)}{\frac{P_A}{4\pi r^2}} \quad (\text{I.18})$$

L'équation I.19 montre que le gain est le produit de la directivité et de l'efficacité, où P_r est la puissance rayonnée.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\wp(\theta, \varphi)}{\frac{P_A}{4\pi r^2}} = \frac{P_r}{P_A} = \frac{\wp(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} = \eta_{cd} \cdot D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.19})$$

Ne confondez pas le gain d'une antenne avec le gain d'un amplificateur. Une antenne est un élément passif, elle n'amplifie donc pas les signaux. Son gain décrit combien de puissance est rayonnée dans chaque direction. De même que la directivité, le gain d'antenne est généralement désigné par la figure ci-dessus, c'est-à-dire dans la direction du lobe principal, comme le montre l'équation I.20.

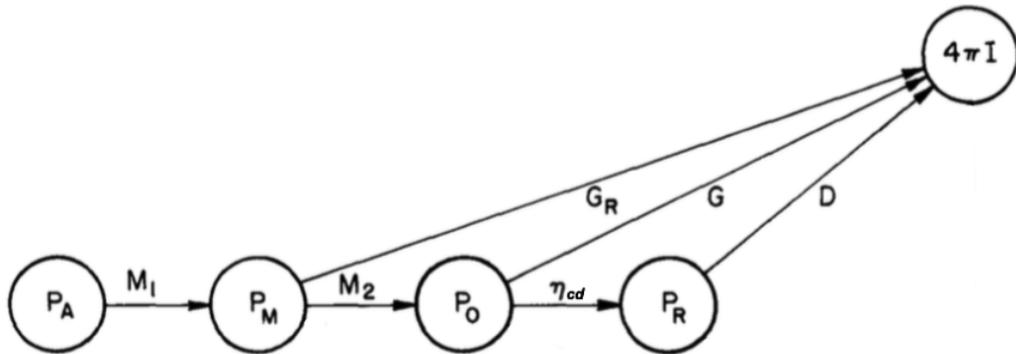


Fig. I.8 Organigramme qui illustre la relation entre le gain réalisé, le gain et la directivité avec l'efficacité, selon la base de [I.16].

La figure I.8 représente les corrélations entre la puissance fournie (P_A), la puissance adaptée à la ligne de transmission (P_M), la puissance acceptée par l'antenne (P_o) et la puissance rayonnée (P_R) avec des déséquilibres d'impédance ($M1$ et $M2$) et le rendement de l'antenne (η_{cd}), obtenir le gain réalisé (G_R), le gain (G) et la directivité (D) selon que l'efficacité et les inadéquations sont prises en compte ou non. Dans le diagramme de flux, $4\pi I$ représente l'intensité de rayonnement de l'antenne que celle-ci émet réellement [I.16].

Bien que le gain tienne compte de l'efficacité d'une antenne, il n'inclut pas les pertes dues aux inadéquations d'impédance et de polarisation [I.3]. Le gain réalisé par une antenne est plus proche de la réalité car il prend également en compte les pertes de réflexion ou de désadaptation. Par exemple, si une antenne présente une haute efficacité mais n'est pas bien adaptée à sa ligne de transmission, elle ne fonctionnera pas comme prévu. Ceci n'est pas affiché par la figure de gain alors qu'il est représenté dans le gain réalisé. Dans cette thèse, le gain réalisé sera utilisé pour indiquer le gain des antennes proposées.

4. Techniques d'alimentation

Les antennes patch micro-rubans peuvent être alimentées par diverses méthodes. Ces méthodes sont classées en deux catégories, contact et non contact. Dans le procédé de mise en contact, la puissance RF est fournie directement au patch rayonnant en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne micro-ruban. Dans le schéma sans contact, un couplage de champ électromagnétique est effectué pour transférer de l'énergie entre la ligne à micro-ruban et le patch rayonnant.

Les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées sont la ligne micro-ruban, la sonde coaxiale (les deux schémas de mise en contact), le couplage d'ouverture et le couplage de proximité (les deux schémas sans contact) [I.13-17].

4.1 Alimentation par ligne micro-ruban

Dans ce type de technique d'alimentation, une bande conductrice est connectée directement au bord du patch microstrip, comme illustré à la figure I.9.

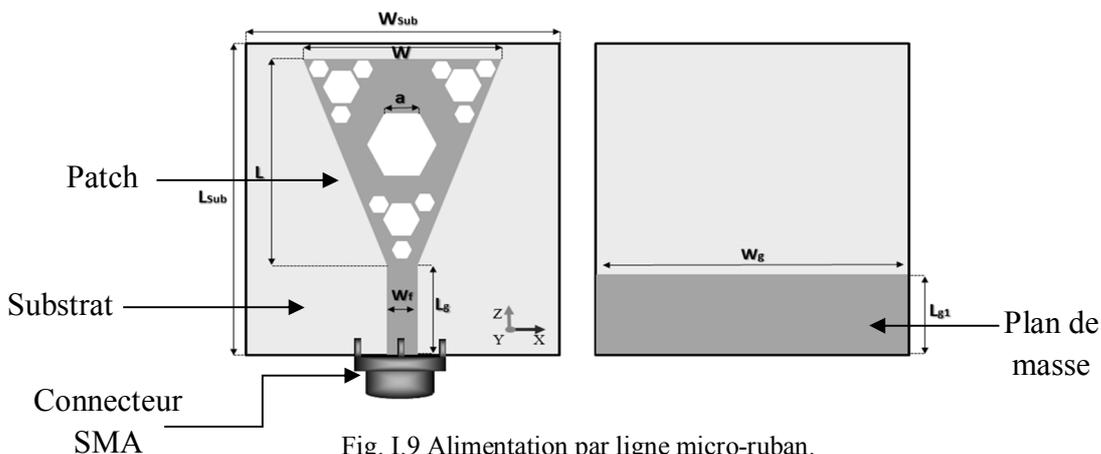


Fig. I.9 Alimentation par ligne micro-ruban.

La bande conductrice a une largeur inférieure à celle du patch et ce type d'agencement d'alimentation présente l'avantage que l'alimentation peut être gravée sur le même substrat afin de fournir une structure plane. La bande conductrice a une largeur inférieure à celle du patch et ce type d'agencement d'alimentation présente l'avantage que l'alimentation peut être gravée sur le même substrat afin de fournir une structure plane.

Il s'agit d'un schéma d'alimentation facile, car il facilite la fabrication, simplifie la modélisation et l'adaptation d'impédance. Cependant, à mesure que l'épaisseur du substrat diélectrique utilisé augmente, les ondes de surface et le rayonnement parasite d'alimentation sont majorés également, ce qui entrave la largeur de bande de l'antenne. Le rayonnement d'alimentation conduit également à une polarisation croisée indésirable (cross-polarisation) [I.18-21].

4.2 Alimentation par ligne coplanaire avec et sans plan de masse

Un guide d'ondes coplanaire (CPW, CoPlanar Waveguide en anglais) est la ligne de transmission privilégiée pour les circuits intégrés monolithiques hyperfréquences. La configuration d'un CPW est illustrée à la figure I.10. Le couplage est réalisé via une fente. Cet agencement de couplage est quelque peu similaire au couplage à ouverture. Un avantage de l'alimentation CPW est que le rayonnement de la structure d'alimentation est négligeable car le guide d'ondes coplanaire est excité dans le mode impair de la ligne de fente couplée.

En raison de ce mode, les courants magnétiques équivalents sur les deux fentes CPW rayonnent presque déphasés, contribuant de manière négligeable au rayonnement d'alimentation. Cette caractéristique d'une alimentation CPW est utile dans la conception des réseaux d'antennes car le couplage mutuel entre les lignes adjacentes est minimisé [I.22-23]. Le tableau I.2 ci-dessous résume les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation.

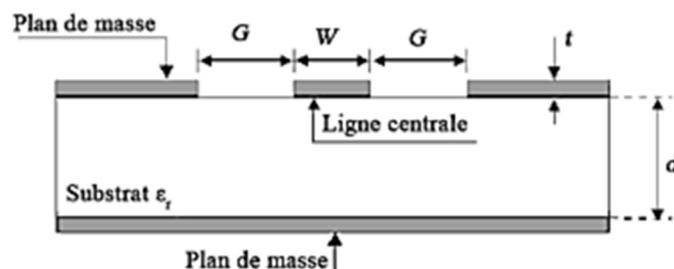


Fig. I.10 Vue en coupe d'une ligne coplanaire avec plan de masse.

La technologie coplanaire offre de nombreux avantages tels que :

- Elle est facile à fabriquer et à intégrer dans les circuits. Les composants passifs et actifs peuvent être facilement montés sur la ligne en raison du fait que le conducteur et le plan de masse se trouvent sur la même face du substrat. Contrairement au micro-ruban, aucun via n'est nécessaire [I.24] [I.25].
- Elle peut fonctionner jusqu'à des fréquences extrêmement élevées (>100 GHz) [I.26].

- Une bonne isolation peut être atteinte en utilisant un CPW parce qu'il y a toujours des espaces vides (non métallisés) entre les conducteurs. De nombreux exemples de commutateurs RF à haute isolation ont utilisé un GCPW pour obtenir 60 dB ou plus d'isolation [I.25].
- L'impédance caractéristique de la ligne centrale est déterminée par sa largeur et l'épaisseur des fentes, comme nous pouvons le voir dans la partie suivante. Alors, la réduction de taille est possible sans limite, la seule sanction étant les pertes élevées [I.27].

4.3 Alimentation par câble coaxial

L'alimentation coaxiale ou sonde est une technique très répandue pour l'alimentation des antennes patch microstrip. Comme le montre la figure I.11, le conducteur interne du connecteur SMA traverse le diélectrique et est soudé au patch rayonnant, tandis que le conducteur externe est connecté au plan de masse.

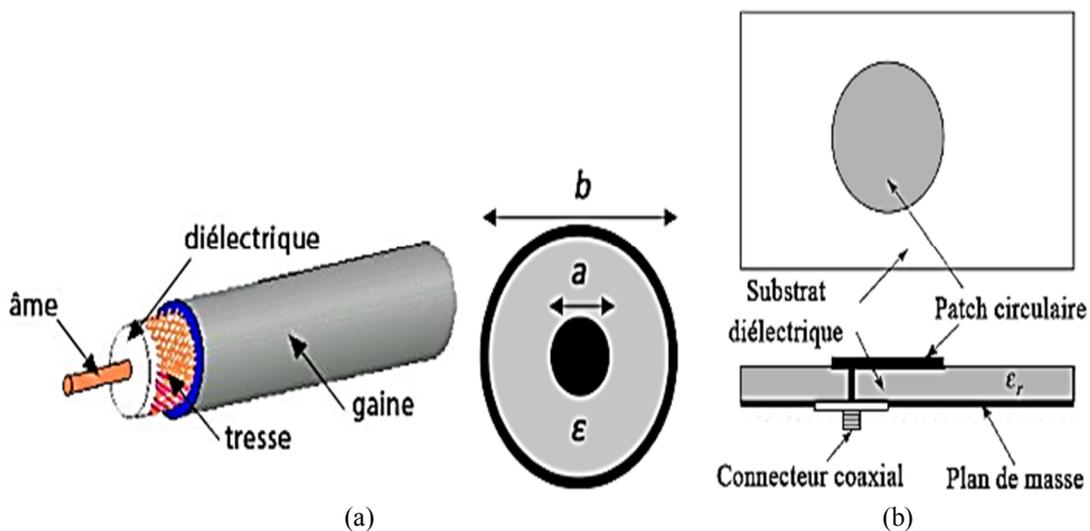


Fig. I.11 (a) Configuration du câble coaxial, (b) alimentation d'antenne par le câble.

L'avantage principal de ce type de système d'alimentation est que l'alimentation peut être placée à n'importe quel endroit souhaité à l'intérieur du patch afin de correspondre à son impédance d'entrée. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et a un faible rayonnement parasite.

Cependant, un inconvénient majeur est qu'il fournit une bande passante étroite et qu'il est difficile à modéliser puisqu'un trou doit être percé dans le substrat. Ainsi, le connecteur dépasse du plan de masse, ce qui le rend totalement plan pour les substrats épais ($h > 0.02\lambda_0$). En plus, pour les substrats plus épais, la longueur de sonde accrue rend l'impédance d'entrée plus inductive et entraîne des problèmes d'adaptation.

On voit ci-dessus que pour un substrat diélectrique épais, qui fournit une large bande passante, l'alimentation de la ligne à micro-ruban et l'alimentation coaxiale subissent de nombreux inconvénients. Les techniques d'alimentation sans contact décrites ci-dessous résolvent ces problèmes.

Tableau I.2 Comparaison de différentes techniques d'alimentation.

Les caractéristiques	Alimentation par ligne micro-ruban	Alimentation coaxiale	Alimentation CPW
Rayonnement alimentaire parasite	Plus	Plus	Moins
Fiabilité	Meilleure	Médiocre à cause de la soudure	Bien
Facilité de fabrication	Facile	Soudure et perçage nécessaires	Alignement requis
Correspondance d'impédance	Facile	Facile	Facile
Bande passante (obtenue avec adaptation d'impédance)	2-5%	2-5%	3%

5. Les antennes fractales

"Tout le monde veut le sans fil". Cette déclaration décrit en fait la tendance des communications sans fil modernes. À la fin du XIXe siècle, James Clark Maxwell avait jeté les bases du rayonnement électromagnétique [I.28]. Il a déclaré que "l'énergie, par l'engagement d'ondes électriques et magnétiques, pourrait être transportée à travers les matériaux et l'espace à une vitesse infinie" [I.29].

En 1888, la théorie de Maxwell était étayée par les expériences de Heirich Hertz. Il a prouvé que la lumière et les ondes électromagnétiques voyagent à la même vitesse. Son expérience avec ces ondes électromagnétiques a conduit au développement du télégraphe sans fil et de la radio [I.30].

Plus tard, en 1901, Gulilmo Marconi avait interprété le remarquable équipement de traduction, transmettant la lettre «S» (trois points en code Morse), sur une distance de 1,8 km [I.31]. Grâce à l'effort de ces grands scientifiques, les utilisateurs ont obtenu une liberté de communication beaucoup plus grande. Ce succès initial des communications sans fil est bientôt devenu une réalité et de nouvelles recherches ont été menées sur le domaine en plein essor des systèmes de communication personnels.

Au cours des dernières années, l'évolution des communications sans fil a suscité un intérêt majeur dans la conception des antennes. Particulièrement en raison de la demande du marché, la conception de petites antennes pour les nouveaux terminaux mobiles suscite actuellement beaucoup d'attention [I.32-34].

Cependant, concevoir une antenne portative n'est pas une tâche facile, car ce type d'antenne est soumis à des spécifications très strictes [I.35]. Structure compacte, légèreté, flexibilité, robustesse et profil bas font partie des considérations clés pour la conception classique de petites antennes [I.36].

Parce que les nouveaux combinés mobiles doivent fonctionner selon plusieurs normes, leurs antennes doivent capter le plus de spectre possible, ce qui nécessite un

fonctionnement multi-bandes ou large bande [I.37]. Malheureusement, les géométries des antennes étant complexes, le plus souvent, il n'y a pas de formulation précise pour les analyser et l'utilisation de méthodes numériques [I.38-40] devient impérative.

En conséquence, la conception des antennes modernes repose sur l'utilisation de codes numériques ou de simulateurs électromagnétiques développés par des simulateurs commerciaux, tels que IE3D [I.41], FEKO [I.42], CST MW Studio [I.43] et HFSS [I.44] et sur l'évaluation des performances de l'antenne avant la fabrication d'un prototype physique. Même avec ces simulateurs, le succès de la conception finale dépend de l'intuition et de l'expérience du concepteur. Dans la plupart des cas, l'optimisation finale est effectuée par des méthodes d'essais et d'erreurs.

D'autre part, une approche alternative et certainement prédominante de la conception d'antennes consiste à utiliser des techniques d'optimisation basées sur des algorithmes de recherche pseudo-aléatoires [I.45]. Les exemples typiques basés sur ces techniques sont l'optimisation d'essaims de particules (PSO) [I.46], les réseaux de neurones artificiels (ANN) [I.47] d'algorithmes génétiques (GA) [I.48, 49], les algorithmes d'abeilles [I.50], etc. Leur avantage réside dans le fait qu'une fois l'algorithme optimisé, développé et codé, le concepteur doit intervenir un peu en raison des procédures indépendantes.

De nos jours, les petits appareils portatifs représentent un défi pour les concepteurs d'antennes, d'appareils portables et de hautes performances capables de répondre à plusieurs normes. Ceci a initié des recherches sur les antennes dans différentes directions, l'une d'entre elles utilisant des éléments d'antenne de forme fractale.

Ces dernières années, plusieurs géométries fractales ont été introduites pour les applications d'antennes avec plus ou moins de succès dans l'amélioration des caractéristiques des antennes. Certaines de ces géométries sont particulièrement utiles pour réduire la taille de l'antenne, tandis que d'autres conceptions visent à inclure des caractéristiques multi-bandes et large bande.

5.1 Caractéristiques de la géométrie fractale

Les efforts récents des chercheurs du monde entier visant à combiner la géométrie fractale avec la théorie électromagnétique ont conduit à une opulence de nouvelles conceptions d'antennes attractives [I.51, 52].

Dans ce chapitre, nous fournissons un aperçu complet des développements récents dans le domaine en forte croissance de l'ingénierie des antennes fractales, qui s'est principalement concentré sur deux domaines, soit la conception et l'analyse des éléments d'antennes fractales et l'application de concepts fractals à la conception de réseaux d'antennes. Plusieurs géométries fractales ont été explorées pour des antennes présentant des caractéristiques spéciales, dans le contexte d'éléments d'antenne et de fonctions de distribution spatiale pour des éléments dans des réseaux d'antennes.

Jusqu'à présent, il n'y a eu aucun effort concret pour concevoir des antennes qui utilisent des éléments en forme de fractales. Dans de nombreuses antennes fractales [I.53–56], la nature similaire et le caractère spatial des géométries fractales sont souvent qualitativement liés à leurs caractéristiques de fréquence.

Les fractales peuvent être trouvées dans la nature ou générées à l'aide d'une technique mathématique. Le mot 'fractale' a été cité par Benoit Mandelbrot [I.57], parfois appelé le père de la géométrie fractale. Il a dit : « J'ai inventé la géométrie fractale de l'adjectif latin ».

À ce jour, il n'existe pas de définition précise d'un objet fractal. Mandelbrot a également déclaré qu'une fractale est par définition un ensemble pour lequel la dimension de Hausdorff dépasse strictement la dimension topologique, qu'il a ensuite retirée et remplacée par : "Une fractale est une forme composée d'éléments semblables au tout d'une manière ou d'une autre".

La manière la plus simple de définir une fractale est de considérer un objet qui se présente de manière similaire sous des degrés de grossissement différents et, par conséquent, qui possède une symétrie sur toute l'échelle. Chaque petite partie de l'objet répliquant la structure de l'ensemble. C'est peut-être la plus lâche des définitions. Cependant, elle capture la caractéristique essentielle qui est la similitude de soi. Les quatre propriétés principales des fractales sont :

1. Propriété d'auto-similarité / auto-identité.
2. Propriété de mise à l'échelle.
3. Propriété de remplissage d'espace / dimensions fractales.
4. Propriété statique.

Parmi les nombreuses propriétés qui caractérisent les fractales, deux présentent un intérêt en termes de conception d'antennes, propriétés d'auto-similarité, auto-identité et de remplissage d'espace / dimension fractale. Nous allons définir brièvement ces propriétés dans la section suivante et nous allons relier ces propriétés géométriques au champ de l'antenne.

Certaines fractales sont auto-similaires, ce qui peut être approximativement compris car il existe des copies de la structure entière dans la structure à différentes échelles. Par exemple, l'arbre futuriste de la figure I.12 peut être compris dans un sens vague pour se ressembler.

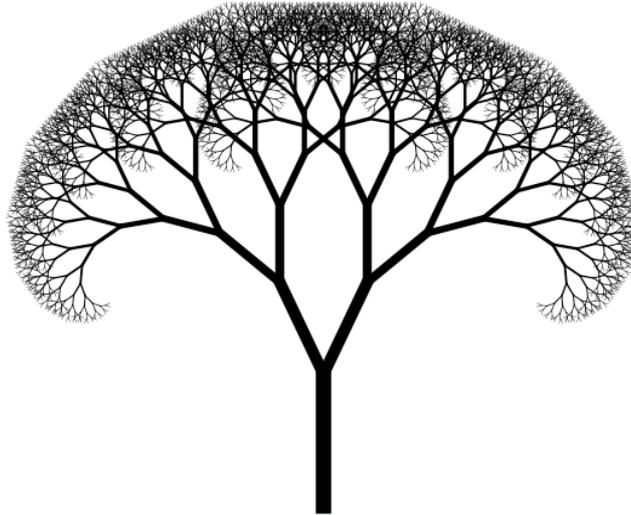


Fig. I.12 Vision futuriste d'un arbre. Chaque bras peut être considéré comme une copie réduite de tout l'arbre.

Si nous coupons une branche, nous verrions qu'il s'agit d'une copie simplifiée réduite de toute la structure. Si un tel facteur d'échelle est différent pour plusieurs directions, la structure n'est plus semblable à elle-même. Quelques fondements mathématiques sont expliqués dans [I.58]. Ils sont utiles pour relier les propriétés géométriques de l'antenne et son comportement électromagnétique afin d'obtenir des antennes multifréquences.

Une autre caractéristique intéressante des fractales est leur propriété de remplir l'espace. Afin de caractériser de telles propriétés de remplissage d'espace, le concept de dimension fractale est utilisé. Il existe plusieurs définitions de dimension fractale [I.58]. Un objet fractal peut avoir une dimension fractionnaire ou une dimension plus grande que celle topologique. Quelques exemples sont présentés dans la prochaine section.

5.2 Généralités de la fractale

Les systèmes de fonction itérés (IFS) représentent une méthode extrêmement polyvalente pour générer facilement une grande variété de structures fractales utiles. Cet IFS est basé sur l'application d'une série de transformations, w [I.51, 52].

$$w \cdot \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \quad (\text{I. 21})$$

Où, de manière équivalente de

$$\begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \quad (\text{I. 22})$$

Où a , b , c , d , e et f sont des nombres réels. Par conséquent, la transformation inverse, w est représentée par six paramètres, comme indiqué ci-dessous (Voir figure I.13).

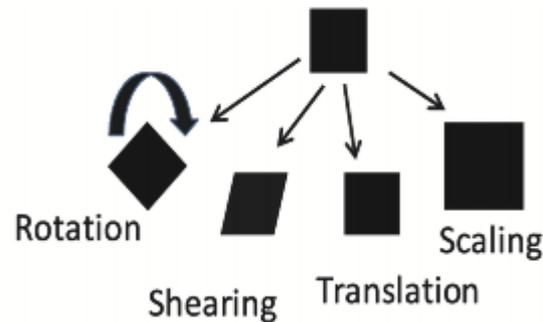


Fig. I.13 La transformation affine.

Supposons maintenant que nous considérons W_1, W_2, \dots, W_n comme un ensemble de transformations linéaires et soit A la géométrie initiale. Ensuite, une nouvelle géométrie produite en appliquant l'ensemble des transformations à la géométrie d'origine, A , et en collectant les résultats de $W_1(A), W_2(A), W_n(A)$ peut être représentée par

$$W(A) = \bigcup_{n=1}^N W_n(A) \quad (\text{I. 23})$$

Où W est connu sous le nom d'opérateur Hutchinson.

Une géométrie fractale peut être obtenue en appliquant de manière répétée W à la géométrie précédente. Par exemple, si l'ensemble A_0 représente la géométrie initiale, il est écrit :

$$A_1 = W(A_0); A_2 = W(A_1); \dots A_{K+1} = W(A_K) \quad (\text{I. 24})$$

Un système de fonction itéré génère une séquence qui converge vers une image finale A_∞ de telle sorte que

$$W(A_\infty) = A_\infty \quad (\text{I. 25})$$

Cette image est appelée l'attracteur du système de fonction itéré et représente un point fixe de W . L'équation de matrice de transformation alternative est utilisée pour la conception de la courbe de Koch, du triangle de Sierpinski, fractal de l'arbre, etc.

5.3 Les différentes formes fractales

Certaines structures fractales sont construites simplement en utilisant un processus itératif consistant en un initiateur (état initial) et un générateur (opération itérative).

5.3.1 La courbe de Koch

La courbe de Koch a une longueur infinie. Elle a été générée par Helge Von Koch en 1904. Chaque segment de longueur ε est remplacé par une ligne brisée (générateur)

composée de quatre segments de longueur $\varepsilon/3$, selon la relation de récurrence suivante (Figure I.14) :

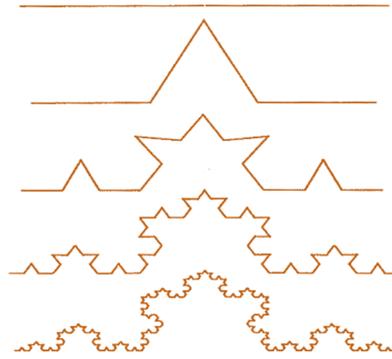


Fig. I.14 Niveau d'itération de la courbe de Koch.

A l'itération zéro, nous avons un initiateur qui est un segment dans le cas de la courbe de Koch triadique ou un triangle équilatéral dans le cas de l'île de Koch. Si l'initiateur est un segment de longueur horizontale L , à la première itération (la courbe coïncide avec le générateur), les segments de base auront une longueur $\varepsilon_1 = \frac{L}{3}$.

À la deuxième itération, ils auront une longueur $\varepsilon_2 = \frac{L}{9}$, chaque segment étant à nouveau remplacé par le générateur, puis $\varepsilon_3 = \frac{L}{27}$, à la troisième itération, etc. Les relations donnant la longueur L de la courbe sont donc :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_1 = \frac{L}{3} & \longrightarrow L_1 = 4\varepsilon_1 \\
 \varepsilon_1 = \frac{L}{9} & \longrightarrow L_1 = 16\varepsilon_2 \\
 \dots & \\
 \dots & \\
 \varepsilon_n = \frac{L}{3^n} & \longrightarrow \xi_n = 4^n \varepsilon_n \tag{I.26}
 \end{aligned}$$

En éliminant 'n' des deux équations de la dernière ligne, la longueur ξ peut être écrite en fonction de l'unité de mesure :

$$\xi_n = L^D (\varepsilon_n)^{1-D} \tag{I.27}$$

Avec

$$D = \frac{\log 4}{\log 3} = 1.261 \tag{I.28}$$

Pour une unité de longueur fixe, ε_n , ξ_n augmente avec la puissance D^{th} de la taille L de la courbe. Ici, l'exposant $\rho = D-1$ de ε_n est basé sur la loi de Richardson et montre la divergence de ξ_n comme $\varepsilon_n \rightarrow 0$.

5.3.2 Flocon de neige de Koch

Un flocon de Koch est construit en commençant par un triangle équilatéral puis en modifiant chaque segment de ligne de manière récursive. L'expression précédente est le premier exemple donné d'une loi d'échelle qui peut s'écrire :

$$\frac{\xi_n}{\varepsilon_n} = f\left(\frac{L}{\varepsilon_n}\right) = \left(\frac{L}{\varepsilon_n}\right)^D \quad (\text{I. 29})$$

Une loi d'échelle est une relation entre différentes quantités sans dimension décrivant le système (ici, la relation est une simple loi de puissance). Une telle loi n'est généralement possible que lorsqu'il existe une seule unité de longueur indépendante dans l'objet (ε_n). Une structure associée à la courbe de Koch est obtenue en choisissant un triangle équilatéral comme initiateur. La structure générée de cette manière est le flocon de Koch, illustré à la figure I.15.

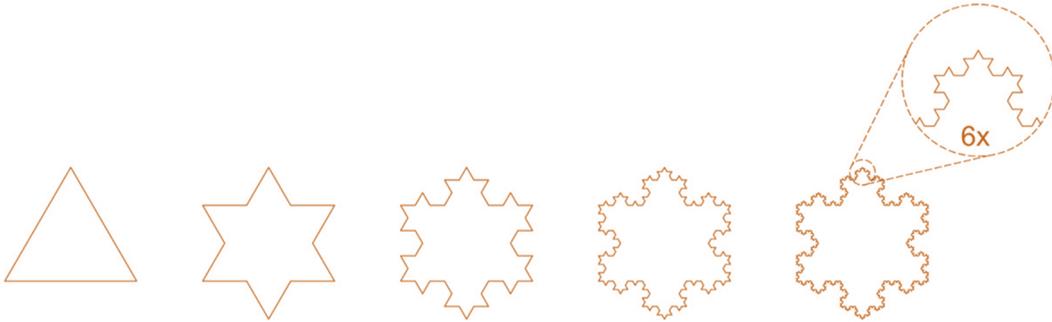


Fig. I.15 Itérations d'un flocon de Koch.

En modifiant simplement le générateur, la courbe de Koch peut être généralisée pour donner des courbes de dimension fractale $1 \leq D \leq 2$. Un exemple simple est fourni par la courbe de Koch modifiée dont le générateur avec l'angle α est montré à la figure 1.3. La dimension fractale est donnée par :

$$D = \log 4 / \log [2 + 2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)] \quad (\text{I. 30})$$

On remarque qu'on a $D = 2$ dans la limite $\alpha = 0$, c'est-à-dire une courbe qui remplit un triangle. Ce n'est pas exactement une courbe, car elle comporte un nombre infini de points multiples. Mais la construction peut être légèrement modifiée pour les éliminer.

5.3.3 Ensemble Cantor

En mathématiques, l'ensemble de Cantor est un ensemble de points situés sur un segment de ligne unique et qui possède plusieurs propriétés remarquables et profondes. Il a été découvert en 1874 par Henry John Stephen Smith et introduit par le

mathématicien allemand George Cantor, en 1883. Il s'agit d'un autre exemple d'objets ayant donné lieu à de nombreuses études avant l'introduction de la notion de fractale.

L'ensemble de Cantor suivant est obtenu en supprimant de manière itérative le tiers central de chaque segment : Les cinq premières itérations sont illustrées à la figure I.16. La dimension fractale de cet ensemble est donnée par :

$$D = \frac{\log 2}{\log 3} = \log_3(2) = 0.6309 \tag{I.31}$$

Pour les ensembles Cantor, nous avons $0 \leq D \leq 1$: on dit qu'il s'agit d'une “poussière”. Comme il est composé uniquement de points, sa dimension topologique est $d_T = 0$.

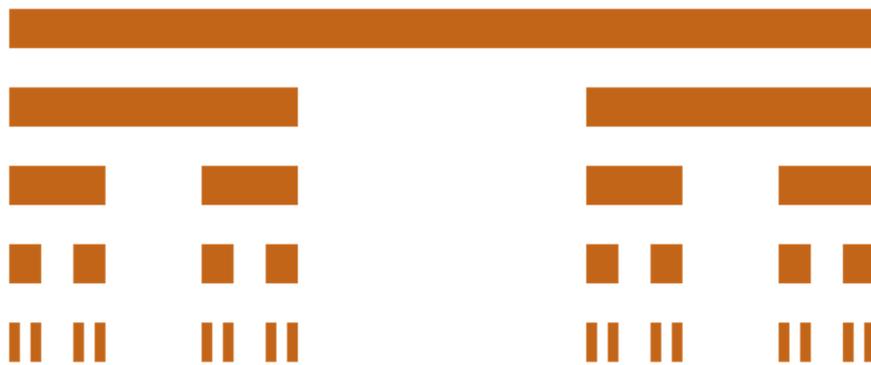


Fig. I.16 Construction des quatre premières itérations d'un ensemble Cantor.

5.3.4 Triangle de Sierpinski (Sierpinski gasket)

Le triangle de Sierpinski, le joint de Sierpinski ou le tamis de Sierpinski constituent un ensemble fractal fixe et attrayant. Il a été introduit par le mathématicien polonais Waclaw Sierpinski, en 1915.



Fig. I.17 Itérations du triangle de Sierpinski composées de triangles pleins.

Le facteur d'échelle de l'itération est 2, tandis que le rapport de masse est 3 (figure I.17). La dimension fractale correspondante est donnée dans (I.32) :

$$D = \frac{\log 3}{\log 2} = 1.585 \tag{I.32}$$

5.3.5 Tapis de Sierpinski (Sierpinski carpet)

Le tapis de Sierpinski est une fractale plane. Il a également été décrit par Waclaw Sierpinski, en 1916. Le tapis est une généralisation du jeu de Cantor à deux dimensions (une autre est la poussière de Cantor).



Fig. I.18 Itérations d'un tapis de Sierpinski.

Le facteur d'échelle est 3 et le rapport de masse (carrés noirs) est 8 (Figure I.18). Par conséquent,

$$D = \frac{\log 8}{\log 3} = 1.8928 \dots \quad (\text{I.33})$$

5.4 Technologie des antennes fractales

Les approches traditionnelles de la conception et de l'analyse des systèmes d'antennes sont fondées sur la géométrie euclidienne. Toutefois, la possibilité de développer des antennes qui utilisent la géométrie fractale dans leur conception a suscité un intérêt considérable récemment. La comparaison générale de la géométrie euclidienne et de la géométrie fractale est présentée dans le tableau I.3.

Tableau I.3 Comparaison générale des géométries euclidienne et fractale

Géométrie euclidienne ou fractale	
Géométrie euclidienne	Géométrie fractale
Souvent définie par la formule	Souvent définie par une règle itérative
Applicable aux objets artificiels	Applicable aux objets naturels
Les formes changent avec la mise à l'échelle	Invariante sous mise à l'échelle, auto-similaire
Objets définis par des équations analytiques	Objets définis par des algorithmes récursifs
Localement lisses, différentiables	Localement rugueux, non différentiables
Éléments : sommets, arêtes, surfaces	Éléments : itération de fonctions

Dans le domaine de la théorie des antennes, Kim et D.L. ont rapporté la première application de fractales. Jaggard [I.59]. Ils ont présenté une méthodologie de conception de matrices à lobes secondaires basses basées sur la théorie des fractales aléatoires. Carles Puente Baliarda a proposé d'explorer les propriétés multifréquences des fractales en tant que structure rayonnante [I.60,61]. Dans ces études, les antennes unipolaires de Sierpinski ont été introduites.

Cette antenne unipolaire a un comportement multi-bandes sur cinq bandes de fonctionnement. Ce comportement est basé sur la propriété d'autosimilarité de la forme fractale de l'antenne. Les antennes dipôles en forme de fractale avec des courbes de Koch sont généralement alimentées au centre de la géométrie. En augmentant l'itération fractale, la longueur de la courbe en fait autant, ce qui réduit la fréquence de résonance de l'antenne. La résonance d'antennes unipolaires utilisant ces géométries en dessous de la limite de petites antennes a été rapportée par Puente et al. [I.56].

C. Borja et al. [I.62] ont introduit un modèle numérique simple et rapide qui permet de prédire les paramètres d'entrée d'un réseau avec la topologie de la forme fractale du joint de Sierpinski. Une antenne fractale de Sierpinski et plusieurs modifications de cette géométrie ont été étudiées dans [I.63–65]. Les antennes à double bande et à large bande, basées sur la variation du monopôle fractal de Sierpinski, ont été présentées dans [I.66–68]. Les propriétés multi-bandes des monopôles fractals basées sur la famille généralisée de Sierpinski ont été étudiées par Castany et al. [I.69].

L'avantage de cette approche est qu'elle offre une grande souplesse dans le choix du nombre de bandes et de l'espacement des bandes associés pour une conception d'antenne. Afin de résoudre le problème des antennes miniatures à micro-ruban (faible largeur de bande et efficacité du rayonnement), des techniques parasitaires ont été combinées à des techniques fractales dans le but d'obtenir des antennes miniatures à large bande avec un rendement amélioré [I.58]. Une nouvelle configuration d'une antenne à joint de Sierpinski fractal carré a été présentée et discutée dans [I.70].

Une caractéristique importante de nombreuses géométries fractales a déjà été leur nature remplissant l'espace. La taille de l'antenne est un paramètre critique, car son comportement dépend des dimensions en termes de longueur d'ondes d'espace libre (λ_0). Une antenne est dite petite lorsque sa plus grande dimension est inférieure à deux fois le rayon de la sphère radienne; son rayon est $\lambda/2\pi$. Wheeler et Chu ont été les premiers à étudier les limites fondamentales de ces antennes. Les courbes fractales de Hilbert et Koch ont également été utiles pour la conception de petites antennes patch à micro-ruban [I.71-75].

Une autre facette de la réduction de la taille de l'antenne résonante est que la résistance d'entrée de petites boucles peut être augmentée à l'aide de fractales. Un problème avec une petite boucle est que la résistance d'entrée est très faible, ce qui rend difficile le couplage de l'alimentation à l'antenne. En utilisant une boucle fractale, l'antenne peut être rapprochée de la résonance et ainsi augmenter l'impédance d'entrée.

Une île de Koch a été utilisée comme antenne cadre pour augmenter la résistance d'entrée [I.72,73]. Le processus est similaire à la formation de la boucle fractale de Minkowski, à la différence que le générateur ne comprend que quatre segments de longueur égale, au lieu de cinq segments de deux échelles différentes. À titre de comparaison, une boucle circulaire de rayon égal a aussi été construite, qui circonscrit la boucle fractale [I.76,77].

Les fractales peuvent être utilisées pour miniaturiser les éléments de patch ainsi que les éléments de fil. Le même concept d'augmentation de la longueur électrique d'un radiateur peut être appliqué à un élément de patch [I.78]. L'antenne patch peut être vue comme une ligne de transmission micro-ruban.

Par conséquent, si le courant peut être forcé de suivre la trajectoire sinueuse d'une fractale au lieu d'une trajectoire euclidienne droite, la zone nécessaire pour occuper la

ligne de transmission résonnante peut être réduite. Cette technique a été appliquée à des antennes patch sous différentes formes [I.79–84]. Récemment, de nouvelles formes d'antennes fractales (combinaison de géométrie fractale) ont été proposées pour la miniaturisation, les applications WLAN, ULB [I.85–90].

Une nouvelle technique de réduction de la taille des antennes patch micro-ruban est proposée [I.85]. Ici, en gravant les bords du patch selon les courbes de Koch en tant que chargement inductif et en insérant les tapis de Sierpinski dans le patch lors du chargement de la fente, il est expérimentalement constaté que la fréquence de résonance du patch peut être suffisamment abaissée.

De plus, l'ordre d'itération plus élevé des formes fractales entraîne une diminution de la fréquence de résonance. Cette propriété peut être utilisée pour réduire la taille des antennes patch micro-ruban. Une autre antenne fractale hybride est proposée pour les applications ULB [I.86]. Dans cette étude, deux géométries fractales sont utilisées. Premièrement, les fractales de Giuseppe Peano sont appliquées sur les bords d'un carré et, deuxièmement, une fractale de Sierpinski Carpet est formée à sa surface.

6. Les antennes ultra large bande (ULB)

Néanmoins, toutes les antennes ne sont pas à bande étroite. Certaines antennes peuvent fonctionner sur une large bande passante (plus de 500 MHz ou 25 % de la fréquence centrale) [I.16]. Celles-ci s'appellent des antennes ultra large bande (ULB). Dernièrement, les antennes ULB sont plus nécessaires en raison du nombre croissant de systèmes ULB et de leurs applications, détaillées ci-après.

Les systèmes ULB diffèrent des autres systèmes par la dispersion de l'énergie nécessaire sur une large plage de fréquences (> 500 MHz) afin de pouvoir émettre en deçà d'une limite et de partager le spectre avec d'autres utilisateurs. Par exemple, l'utilisation sans licence d'ULB est autorisée dans la gamme de fréquences allant de 3.1 GHz à 10.6 GHz aux États-Unis (FCC) avec une pire jusqu'à -41.25 dBm/MHz [I.91]. Ces systèmes ne sont pas limités à une seule fréquence, mais ils transmettent des flux d'impulsions très courtes pouvant être réparties sur une large plage de fréquences [I.92].

Parmi les applications d'ULB, on peut citer [I.93], mais sans limitation, accès à l'internet à large bande très haut débit à courte distance, localisation au centimètre près, liaisons de communication secrètes, radar haute résolution pénétrant le sol, imagerie traversée de murs, navigation de précision et suivi des actifs. Le tableau I.4 présente différents types d'antennes ULB [I.94].

Dans le but d'atteindre l'impédance souhaitée, des variations peuvent être apportées au radiateur, comme illustré à la figure I.19. Il peut s'agir d'un polygone alimenté soit par l'un des bords droits (Fig. I.19(a)), ou par l'un des coins (Fig. I.19(b)). Afin d'améliorer les performances de l'antenne, le radiateur peut avoir un fond lisse (Fig. I.19(c)), des biseaux ou des encoches (Fig. I.19(d)), des découpes différentes (Fig.

I.19(e)), des talons ajoutés ou des éléments parasites (Fig. I.19(f)), ou des combinaisons et des dérivations de toutes les options mentionnées pour une bonne correspondance.

Le rayonnement dans ces antennes ne dépend pas seulement de la taille et de la forme du radiateur. Les enquêtes montrent que le plan de sol contribue également au rayonnement. Par conséquent, la forme et les dimensions du sol doivent être optimisées pour obtenir un bon rayonnement ULB.

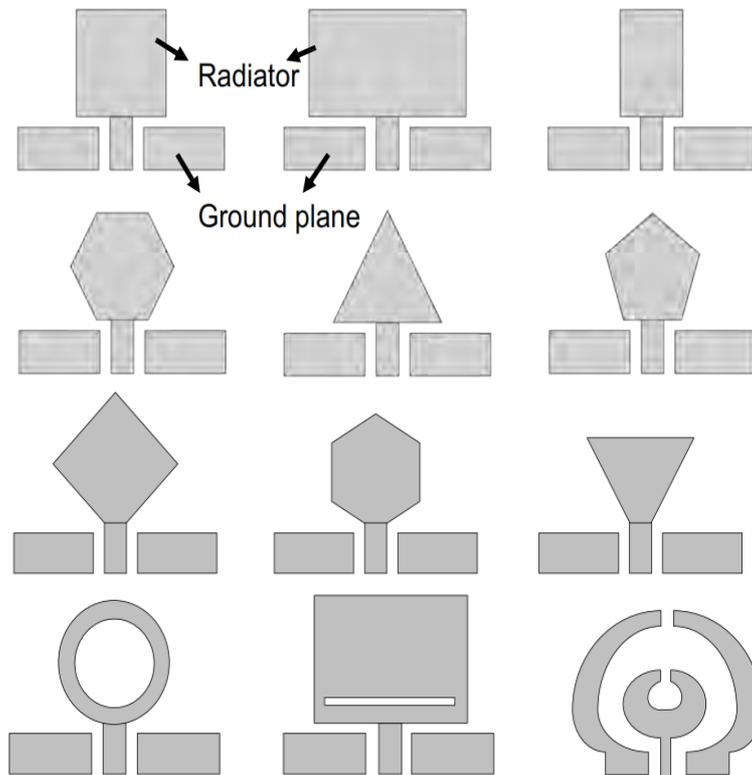


Fig. I.19 Différentes formes de radiateurs pour les monopôles ULB alimentés par CPW.

6.1 Avantages et inconvénients

Le principal avantage des communications ULB est qu'elles permettent la mobilité des périphériques sans fil avec des communications à haut débit et à faible consommation d'énergie. De plus, la large fréquence utilisée rend l'ULB très résistant aux interférences. Aussi, une quantité énorme de données peut être transmise au sein de ces systèmes. La sécurité est moins un problème car les impulsions courtes sont très difficiles à intercepter.

Néanmoins, comme les antennes ULB fonctionnent sur une large plage de fréquences, elles ont besoin d'une largeur de bande suffisante pour l'adéquation de l'impédance et d'une réponse gain / fréquence stable ainsi que d'un retard de groupe constant et d'une efficacité accrue du rayonnement [I.95]. Cela peut être un défi lors de la conception de ce type d'antennes.

Tableau I.4 Exemples d'antennes ULB.

Type d'antennes	Exemples d'antennes
Omnidirectionnel	Discone Bi-conique Monopôle rouleau / épais / plan Dipôle rouleau / épais / planaire
Directionnel	Corne TEM Vivaldi Journal périodique Grande ouverture
Miniaturisé	Sur PCB Chargement diélectrique Basé sur LTCC DRA
Patch	Compact Direction par faisceau Couplage moins mutuel
Considérations particulières	Spectrale entaillée Moins de dispersion La diversité

6.2 Problèmes de réglementation

Toute technologie a ses propres propriétés et est soumise aux contraintes imposées par la physique ainsi que par les réglementations. Les régulateurs gouvernementaux définissent le fonctionnement des technologies de manière à rendre la coexistence plus harmonieuse et à garantir la sécurité du public [I.96]. Les systèmes ULB fonctionnent sur un spectre de fréquences extrêmement large qui chevauchera les systèmes sans fil existants tels que le système de positionnement global (GPS) et le réseau local sans fil IEEE 802.11. Il est donc naturel que la réglementation soit un problème important.

La réglementation internationale sur la technologie ULB n'est pas encore disponible et dépendra principalement des conclusions et des recommandations relatives aux Unions internationales des télécommunications (UIT). À l'heure actuelle, les États-Unis, avec l'approbation de la Commission fédérale des communications ou FCC (Federal Communications Commission), sont le seul pays à disposer d'une réglementation complète pour les dispositifs ULB. Il appert que d'autres organismes de réglementation du monde entier tentent également de mettre en place une réglementation pour l'ULB.

6.3 Réglementation de la FCC aux États-Unis (2002)

Après plusieurs années de débat, la FCC a publié son premier rapport et adopté les règles relatives à la partie 15 du fonctionnement des dispositifs ULB, le 14 février 2002.

La FCC définit le fonctionnement ULB comme tout schéma de transmission ayant une largeur de bande fractionnelle supérieure ou égale à 20 % ou une largeur de bande absolue supérieure ou égale à 500 MHz [I.97]. La bande passante ULB est la bande de

fréquence délimitée par les points situés à 10 dB en dessous de l'émission émise la plus élevée, sur la base du système de transmission complet, antenne comprise. La limite supérieure et la limite inférieure sont désignées par f_H et f_L , respectivement.

La fréquence à laquelle l'émission émise par rayonnement est la plus élevée est appelée FM. De plus, il doit être contenu avec cette bande passante. Bien que les systèmes ULB aient un niveau de puissance de transmission très faible, les interférences potentielles qu'ils pourraient causer avec d'autres services sans fil suscitent toujours de vives préoccupations. Pour éviter efficacement les interférences nuisibles, la FCC régule le masque d'émission qui définit la puissance rayonnée maximale admissible pour les dispositifs ULB.

Dans le premier rapport et ordre de la FCC, les dispositifs ULB sont définis comme des systèmes d'imagerie, des systèmes radar pour véhicules, des systèmes intérieurs et des systèmes portables. Les appareils des systèmes intérieurs sont exclusivement destinés à une utilisation en intérieur et doivent fonctionner avec une infrastructure intérieure fixe. Il est interdit d'utiliser une antenne extérieure pour diriger intentionnellement la transmission à l'extérieur d'un bâtiment. La bande passante ULB doit être comprise entre 3.1 GHz et 10.6 GHz [I.97] comme le montre la figure I.20.

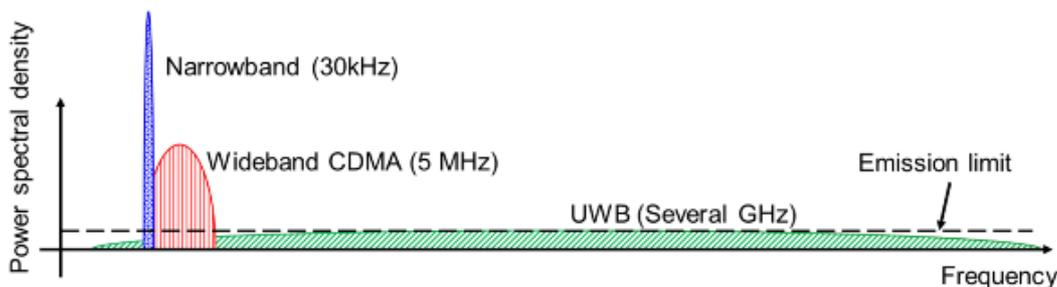


Fig. I.20 ULB prend en charge une large bande passante relative et absolue par rapport aux communications à bande étroite et à large bande [I.97].

6.4 Les applications ULB

ULB a plusieurs applications allant des communications sans fil à l'imagerie radar, en passant par le radar pour les véhicules. La largeur de bande ultra-large et, partant, la grande variété de capacités de pénétration de matériaux permettent à ULB d'être utilisé pour les systèmes d'imagerie radar, y compris les radars de pénétration au sol, l'imagerie radar à travers la paroi, les systèmes de surveillance et l'imagerie médicale. Les images à l'intérieur ou derrière les objets obstrués peuvent être obtenues avec une résolution élevée en utilisant ULB [I.98].

L'excellente résolution temporelle et la capacité de mesure précise d'ULB peuvent être utilisées dans les systèmes de radar de véhicule pour éviter les collisions, le stationnement guidé, etc. La localisation et les capacités de positionnement relatif des systèmes ULB sont d'autres applications remarquables qui ont suscité une attention particulière.

Le dernier, mais non le moindre, est l'application de communication sans fil, qui est sans doute la raison pourquoi ULB est devenu partie intégrante du monde sans fil. Pensons aux réseaux domestiques sans fil, à l'utilisation à haute densité dans les immeubles de bureaux et les centres d'affaires, à l'imprimante sans fil ULB, au

clavier, aux haut-parleurs sans fil, au bus série universel (USB), aux réseaux locaux personnels sans fil haute vitesse, aux réseaux de zone centrale sans fil, aux capteurs de réseaux sans fil, à la télémétrie sans fil et à la télémédecine [I.98].

Enfin, ULB peut également être soumis aux applications radar et d'imagerie. L'objectif des applications militaires est de localiser les objets ennemis derrière les murs et autour des coins du champ de bataille. ULB a également trouvé un intérêt dans les utilisations commerciales telles que les travaux de secours dans lesquels un radar ULB peut détecter le souffle d'une personne sous les décombres ou les diagnostics médicaux dans lesquels les systèmes à rayons X peuvent être moins souhaitables.

7. Les antennes multi-bandes

Une antenne multi-bandes est une antenne qui fonctionne ou plus précisément qui résonne sur au moins deux fréquences avec les mêmes exigences (adaptation, valeur du coefficient de réflexion, ...) [I.99].

7.1 Nécessité

Actuellement, beaucoup de téléphones mobiles fonctionnent avec des antennes intégrées tri-bandes GSM900/DCS1800/UMTS2172. La plupart des solutions existantes pour réaliser ces antennes sont basées sur des éléments court-circuités (quart-d'onde). L'élément rayonnant est généralement optimisé pour assurer le fonctionnement en bande basse (GSM900). Le fonctionnement en bande haute (DCS 1800) est, quant à lui, assuré par l'abaissement des modes supérieurs de l'élément quart-d'onde.

Pour cela, en simplifiant, deux principes sont utilisés la majorité du temps, soit l'allongement des longueurs électriques et/ou la création d'effets capacitifs. Les bandes passantes ainsi obtenues, au moyen d'une seule résonance pour chaque standard, sont cependant souvent trop étroites pour assurer un bon fonctionnement. Cette situation se produit particulièrement lorsque l'antenne se trouve dans son environnement de travail définitif (boîtier plastique, batterie, composants ajoutés sous l'antenne ...).

Il semble donc difficile de pouvoir continuer à réaliser des antennes pour les terminaux de troisième génération avec ce concept d'élément à un seul résonateur [I.100-103]. En raison de la largeur des bandes passantes, il est nécessaire d'ajouter un ou plusieurs résonateurs supplémentaires, indispensables à l'obtention du caractère large bande, tout en conservant un encombrement plus réduit.

De ce fait, les concepteurs des antennes pour les terminaux mobiles ont pensé à rajouter un nouveau type d'antenne qui assure les fonctionnalités pour plusieurs applications (GSM 900, DCS 1800, UMTS 2160, Bluetooth 2400, ...) en même temps. Ce sont les antennes multi-bandes. Dans la littérature scientifique, on en a trouvé plusieurs types tels que les antennes fractales (l'antenne de Sierpinski, de Koch...), les antennes large bande, l'antenne Yagi, etc.

7.2 Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes

Les techniques utilisées pour faire résonner une antenne à plusieurs fréquences sont très variées et basées sur plusieurs concepts. Plus loin dans ce travail, nous allons décrire les techniques les plus employées pour l'obtention d'antennes multi-bandes et énumérer leurs avantages et leurs inconvénients sur les performances radioélectriques.

7.2.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bande peuvent être de même type [I.99,100] ou différents les uns des autres [I.104,105]. En ce qui a trait à l'excitation, les éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes :

- Alimentation directe par port d'excitation. Dans ce cas, ces éléments sont appelés éléments actifs ou directeurs.
- Alimentation par couplage électromagnétique avec élément rayonnant voisin alimenté directement. Dans ce cas, ces éléments sont appelés éléments parasites ou passifs.

Les différents éléments rayonnants de ces antennes créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur [I.105]. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur [I.106]. En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois large-bandes et multi-bandes.

Dans le cas des antennes imprimées, l'association de plusieurs éléments rayonnants peut se faire de deux façons différentes, soit ces éléments sont juxtaposés dans le même plan [I.107], soit ils sont empilés les uns sur les autres. Le cas où les deux méthodes sont combinées existe également mais au détriment d'une augmentation importante du volume global de l'antenne [I.108, 109]. Les points forts et faibles en général de cette technique sont regroupés dans le tableau I.5.

Tableau I.5 Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants.

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> - Facilité du premier dimensionnement des éléments constitutifs. - Rayonnement relativement identique sur toute la large bande couverte. - Bonne efficacité. 	<ul style="list-style-type: none"> - Structures généralement encombrantes. - Couplage entre éléments pas toujours maîtrisé. - Bon positionnement des différents éléments rayonnants délicat. - Diagrammes de rayonnement généralement perturbé par les autres éléments rayonnants. - Nombre de ports d'excitation dans le cas d'excitations séparées.

7.2.2 La technique des fentes

Ces dernières années, l'augmentation du nombre de standards de communication (GSM 900, DCS 1800, UMTS, WLAN, BLUETOOTH...), a fortement incité les chercheurs à trouver des modèles d'antennes de plus en plus complexes. Ces modèles font généralement appel à des structures court-circuitées ou avec des fentes rayonnantes qui permettent d'abaisser les modes supérieurs. La figure I.21 présente quelques formes d'antennes à fentes.

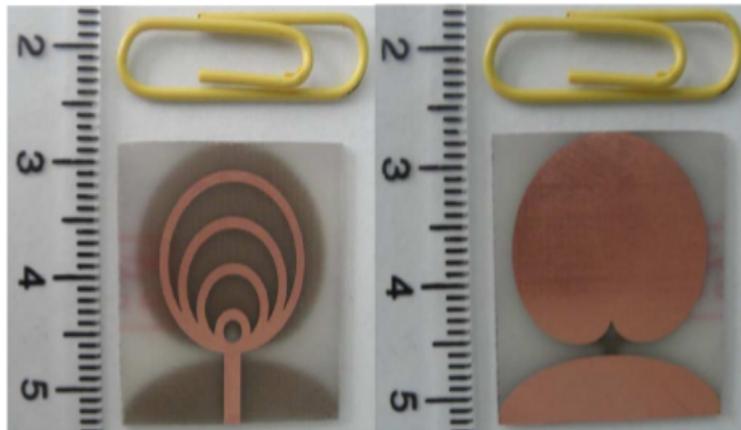


Fig. I.21 Antennes à fentes pour un fonctionnement multi-bandes [I.85].

7.2.3 La technique fractale

Ce sont des antennes très spéciales qui permettent, avec une forme fractale, d'aboutir à un fonctionnement multi-bandes. Les fractales sont des solutions efficaces pour augmenter le périmètre d'une surface. Il est évident que le périmètre d'une antenne est un facteur crucial dans la détermination de la fréquence de résonance.

Une antenne fractale avec un périmètre donné couvre une surface inférieure à celle d'une antenne comparable carrée. La figure I.22 présente quelques types d'antennes fractales. Les points forts et faibles de cette technique sont regroupés dans le tableau I.6.

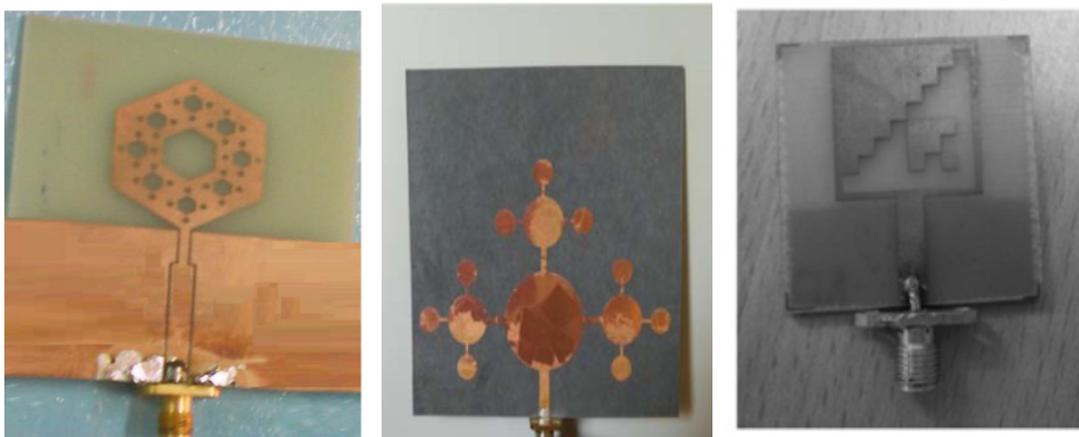


Fig. I.22 Différents types d'antennes fractales.

Tableau I.6 Points forts et faibles de la technique fractale.

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> • Surface occupée très réduite : la compacité résulte du caractère irrégulier des formes fractales. • Résonances multiples : le caractère multi-bandes vient du caractère d'autosimilarité. • Gain très important dans certains cas. 	<ul style="list-style-type: none"> • Gain faible dans d'autres cas. • Réalisation très difficile liée à la complexité des formes. • Plus faible bande passante que les antennes spirales. • Difficulté de contrôler la polarisation.

8. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur les antennes imprimées. On a commencé par une description des antennes imprimées. Ensuite, nous avons décrit l'ensemble des paramètres fondamentaux des antennes ainsi que leurs différents types et leurs techniques d'alimentation afin d'avoir une vue d'ensemble des paramètres clés d'antennes. Aussi, on s'est intéressé aux géométries fractales et à la technologie des antennes fractales.

Dans cette partie, nous avons donné une description détaillée des antennes fractales imprimées pour les différents concepts. Puis on a présenté les antennes ultra large bande et multi-bandes. Leur sélectivité et leur aptitude à couvrir des bandes de fréquences relativement éloignées font des antennes multi-bandes des candidates plus intéressantes que les large-bandes pour la couverture des systèmes de télécommunication modernes.

Dans notre cas, le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées. Leurs nombreux avantages permettent de les utiliser dans différents secteurs et surtout dans les communications mobiles (satellite, avion, voiture, missile, téléphone portable, ...).

Le chapitre suivant fait l'objet d'une analyse complète du concept d'antennes reconfigurables qui se présentent comme des candidates potentielles pour les nouveaux systèmes de communication sans fil.

Références bibliographiques du chapitre I

- [I.1] Hedi Ragad, “*Etude et conception de nouvelles topologies d’antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF*”, Thèse de Doctorat, Université de Tunis El Manar Sous le label de l’Université Nantes Angers Le Mans, Novembre 2013.
- [I.2] Linda Djouablia, “*Contribution à l’étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application a la forme triangulaire*”, Doctorat en sciences en Electronique, Université de Constantine, 2012.
- [I.3] Constantine A. Balanis, “*Antenna theory analysis and design*”, A John Wiley & Sons, 2016.
- [I.4] Michaël DIBLANC, “*développement du concept de l’antenne a résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire*”. Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [I.5] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, “*Vector, hankel transform analysis of a tunable circular microstrip patch*”, commun. Numer. Meth. Engng. (John Xiley and sons), vol. 21, no. 5, pp. 219-231, May 2005
- [I.6] Dahele J. S & Lee K.F, “*On the resonant frequencies of the triangular patch*”, IEEE-trans. Antenna and propagation, AP-35, pp.100-101, 1987.
- [I.7] Radhwane KEBBAB, « *Conception d’antennes ultra large bande en technologie imprimée* », Thèse de magister, Université de Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
- [I.8] M. MESSAOUDENE, “*Modélisation par Modèle équivalent amélioré des antennes Périodiques et log-périodiques à base d’éléments rayonnants à encoche : Applications aux télécommunications Sans Fil*”, Thèse de doctorat, l’Université de Tlemcen, 2016.
- [I.9] Ouarda BARKAT, « *Etude et Synthèse des Caractéristiques de Réseaux d’antennes Imprimées Supraconductrices dans la Bande Millimétrique* », Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [I.10] Z. Cai and J. Bornemann, "Generalized spectral-domain analysis for multilayered complex media and high Tc superconductor application" IEEE transactions on microwave Theory and Tec. Vol. 40, Dec 1992.
- [I.11] Amel BOUFRIOUA, “*contribution à l’étude des antennes a patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d’une source d’excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant*”. Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [I.12] Makarov, S.N, “*Antenna and EM Modeling with MATLAB*”, John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [I.13] K. Carver and J. Mink. Microstrip antenna technology. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 29(1) :2–24, January 1981.
- [I.14] Griffiths Hugh D. Baker-Chris J. Adamy Dave Stimson, George W. Institution of Engineering and Technology, 2014.
- [I.15] C. Drentea. Modern Communications Receiver Design and Technology. Artech House intelligence and information operations series. Artech House, 2010.
- [I.16] IEEE. IEEE standard definitions of terms for antennas. IEEE Std 145-1983, pages 1–31, 1983.
- [I.17] Ramesh Garg, P. Bhartia, I. J. Bhal and A. Ittipiboon, Microstrip antenna design handbook, Artech house, 2001.

- [I.18] I. J. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Dedham, MA: Artech House, 1980.
- [I.19] David M. Pozar, *Microstrip Antennas*, *Proceedings of IEEE*, vol. 80, No.1, 1992.
- [I.20] G. Kumar and K. P Ray, *Broadband microstrip antennas*, Artech house, 2003.
- [I.21] K. L Wong, *Compact and broadband microstrip antennas*, John wiley & sons, 2002.
- [I.22] A. K. Bhattacharya and R. Garg, *Generalized Transmission Line Model for Microstrip Patches*, *IEE Proc. Microwaves, Antennas Propagation*, Pt. H, Vol. 132, No. 2, 93–98, 1985.
- [I.23] G. Dubost and G. Beauquet, *Linear Transmission Line Model Analysis of a Circular Patch Antenna*, *Electronics Letters*, Vol. 22, 1174–1176, 1986.
- [I.24] R. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, John Wiley & Sons, 2001.
- [I.25] J. Browne, “Broadband Amps Sport Coplanar Waveguide,” *Microwaves RF*, vol. 26, no. 2, pp. 131–134, Feb. 1987.
- [I.26] J. Browne, “Coplanar MIC Amplifier Bridges 0.5 To 18.0 GHz,” *Microwaves RF*, vol. 26, no. 6, pp. 194–195, June 1987.
- [I.27] R. E. Stegens, D.N. Alliss, “Coplanar Microwave Integrated Circuit for Integrated Subsystems”, *Microwave Sys. News Comm. Tech.*, vol. 17, no. 11, pp. 84–96, Oct. 1987.
- [I.28] J. C. Maxwell, “A Treatise on Electricity and Magnetism,” tech. rep., Oxford University Press, London, UK, 1873-1904.
- [I.29] K. Fujimoto and J. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*. Artech House, 1994.
- [I.30] W. Beynon, “Marconi, Radio waves and the Ionosphere,” *Radio Science*, vol. vol.10, no. 7, pp. 657–664, July, 1975.
- [I.31] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996.
- [I.32] K. Hirasawa and M. Haneishi, “Analysis, Design and Measurement of Small and Low-profile Antennas,” Boston, London: Artech House Antennas and Propagation Library, 1992.
- [I.33] K. Fujimoto, “Small Antennas,” England, Research Studies Press, 1993.
- [I.34] D. B. Miron, *Small Antenna Design*. Communications Engineering Series, Newnes, 2006.
- [I.35] James S. McLean, “A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas,” *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 44, no. 5, pp. 672–676, 1996.
- [I.36] H. Morishita, Y. Kim, and K. Fujimoto, “Design Concept Of Antennas For Small Mobile Terminals And The Future Perspective,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, no. 5, pp. 30–43, 2002.
- [I.37] K. L. Wong, *Planar Antennas for Wireless Communications*. Wiley-Interscience, 2000.
- [I.38] A. F. Peterson, S. L. Ray, and R. Mittra, *Computational Methods for Electromagnetics*. IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, 1997.
- [I.39] E. K. Miller, L. Medgyesi Mitschang, and E. H. Newman, *Computational Electromagnetics: Frequency-Domain Method of Moments*. IEEE Press, 1992.
- [I.40] W. C. Chew, J. Jin, E. Michielssen, and J. Song, *Fast and Efficient Algorithms in Computational Electromagnetics*. Artech House, 2001.

- [I.41] IE3D User Manual. Zeland Software Inc, 2014.
- [I.42] FEKO User's Manual, Suite 5.1. EM Software & Systems, South Africa.
- [I.43] User Manual for the CST. IMST GmbH, Germany, 2015.
- [I.44] User Manual for HFSS. Ansoft Corporation Pittsburg, PA, USA., 2015.
- [I.45] E. K. P. Chong and S. H. Zak, *An Introduction to Optimization*. Wiley-Interscience Series in Discrete Mathematics and Optimization, 2001.
- [I.46] J. Robinson and Y. Rahmat-Samii, "Particle Swarm Optimization In Electromagnetics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 397–407, 2004.
- [I.47] C. G. Christodoulou, M. Georgiopoulos, and A. H. E. Zooghby, *Applications of Neural Networks in Smart Antennas for Mobile Communications*. Applied Computational Intelligence, CRC Press, LLC, 2000.
- [I.48] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*. New York: John Wiley & Sons, 1999.
- [I.49] D. S. Linden, *Automated Design and Optimization of Wire Antennas Using Genetic Algorithms*. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, Department of Electrical Engineering and Computer Science, 1997.
- [I.50] D. T. Pham, A. Ghanbarzadeh, E. Koç, S. Otri, S. Rahim, and M. Zaidi, "The Bees Algorithm: A Novel Tool for Complex Optimisation Problems," in *Proc. 2nd Int. Virtual Conf. on Intelligent Production Machines and Systems*, 2006.
- [I.51] D. Werner and S. Ganguly, "An overview of fractal antenna engineering research," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 1, pp. 38–57, 2003.
- [I.52] K. Vinoy, *Fractal shaped antenna elements for wideband and multi band wireless applications*. Ph.d. dissertation, The Pennsylvania State University, 2002.
- [I.53] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, and F. Benitez, "Fractal Multiband Antenna Based on The Sierpinski Gasket," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 1, pp. 1–2, 1996.
- [I.54] C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On The Behavior Of The Sierpinski Multiband Fractal Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 4, pp. 517–524, 1998.
- [I.55] N. Cohen, "Fractal antenna applications in wireless telecommunications," in *Professional Program Proceedings Electronics Industries Forum of New England*, pp. 43–49, 1997.
- [I.56] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo, "Small but long Koch fractal monopole," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1, pp. 9–10, 1998.
- [I.57] B. B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*. W.H. Freeman and Company, 1983.
- [I.58] J. Anguera, *Fractal and Broadband Techniques on Miniature, Multifrequency, and High Directivity Microstrip Patch Antennas*. PhD thesis, Department of Signal Theory and Communications, Universitat Politècnica de Catalunya, Spain, 2003.
- [I.59] Y. Kim and D. Jaggard, "The fractal random array," *Proceedings of the IEEE*, vol. 74, no. 9, pp. 1278–1280, 1986.
- [I.60] C. Puente-Baliarda and R. Pous, "Fractal Design of Multiband and Low Side-Lobe Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 5, pp. 730–739, 1996.

- [I.61] G. J. Walker and J. James, "Fractal Volume Antennas," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 16, pp. 1536–1537, 1998.
- [I.62] C. Borja, C. Puente, and A. Medina, "Iterative Network Model to Predict The Behaviour Of A Sierpinski Fractal Network [antennas]," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 15, pp. 1443–1445, 1998.
- [I.63] C. T. P. Song, P. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, and D. Wake, "Fractal Stacked Monopole With Very Wide Bandwidth," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 12, pp. 945–946, 1999.
- [I.64] C. Baliarda, C. Borau, M. Rodero, and J. Robert, "An Iterative Model for Fractal antennas: Application to the Sierpinski Gasket Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 5, pp. 713–719, 2000.
- [I.65] D. Werner, P. Werner, and K. Church, "Genetically Engineered Multiband Fractal Antennas," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 19, pp. 1150–1151, 2001.
- [I.66] J. Vemagiri, M. Balachandran, M. Agarwal, and K. Varahramyan, "Development Of Compact Half-sierpinski Fractal Antenna For RFID Applications," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 22, pp. –, 2007.
- [I.67] W. Krzysztofik, "Modified Sierpinski Fractal Monopole for ISM-Bands Handset Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 3, pp. 606–615, 2009.
- [I.68] K. Hwang, "Dual-wideband Monopole Antenna Using A Modified Half-sierpinski Fractal Gasket," *Electronics Letters*, vol. 45, no. 10, pp. 487–489, 2009.
- [I.69] J. S. Castany, J. R. Robert, , and C. Puente, "Mod-P Sierpinski Fractal Multi-Band Antenna," in *Proc. Millennium Conference on Antennas and Propagation*, April 2000.
- [I.70] Y. Sung, "Bandwidth Enhancement of a Wide Slot Using Fractal-Shaped Sierpinski," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 8, pp. 3076–3079, 2011.
- [I.71] C. Borja, G. Font, S. Blanch, and J. Romeu, "High Directivity Fractal Boundary Microstrip Patch Antenna," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 9, pp. 778–779, 2000.
- [I.72] S. Best, "On the Performance Properties Of The Koch Fractal And Other Bent Wire Monopoles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 6, pp. 1292–1300, 2003.
- [I.73] C. Borja and J. Romeu, "On the Behavior of Koch Island Fractal Boundary Microstrip Patch Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 6, pp. 1281–1291, 2003.
- [I.74] D. Li and J.-F. Mao, "A Koch-Like Sided Fractal Bow-Tie Dipole Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2242–2251, 2012.
- [I.75] C. Baliarda, J. Romeu, and A. Cardama, "The Koch Monopole: A Small Fractal Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 11, pp. 1773–1781, 2000.
- [I.76] S. Behera and K. J. Vinoy, "Multi-Port Network Approach for the Analysis of Dual Band Fractal Microstrip Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 11, pp. 5100–5106, 2012.
- [I.77] D. Oloumi, S. Ebadi, A. Kordzadeh, A. Semnani, P. Mousavi, and X. Gong, "Miniaturized Reflectarray Unit Cell Using Fractal-Shaped Patch-Slot Configuration," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 10–13, 2012.

- [I.78] J. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal Antennas: A Novel Antenna Miniaturization Technique, And Applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, no. 1, pp. 20–36, 2002.
- [I.79] S. Sinha and M. Jain, "A Self-Affine Fractal Multiband Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 110–112, 2007.
- [I.80] D.-C. Chang, B.-H. Zeng, and J.-C. Liu, "CPW-Fed Circular Fractal Slot Antenna Design for Dual-Band Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 12, pp. 3630–3636, 2008.
- [I.81] M. Naghshvarian-Jahromi, "Novel Wideband Planar Fractal Monopole Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 12, pp. 3844–3849, 2008.
- [I.82] W.-L. Chen, G.-M. Wang, and C. xin Zhang, "Bandwidth Enhancement of a Microstrip-Line Fed Printed Wide-Slot Antenna With a Fractal-Shaped Slot," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 7, pp. 2176–2179, 2009.
- [I.83] J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, and H. Shirzad, "Multiband Ring Fractal Monopole Antenna for Mobile Devices," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 863–866, 2010.
- [I.84] W. Lui, C. Cheng, and H. Zhu, "Compact Frequency Notched UWB Fractal Printed Slot Antenna," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 4, pp. 224–226, 2006.
- [I.85] W.-L. Chen, G.-M. Wang, and C. xin Zhang, "Small-Size Microstrip Patch Antennas Combining Koch and Sierpinski Fractal-Shapes," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 738–741, 2008.
- [I.86] R. Azaro, L. Debiassi, E. Zeni, M. Benedetti, P. Rocca, and A. Massa, "A Hybrid Prefractal Three-Band Antenna for Multistandard Mobile Wireless Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 905–908, 2009.
- [I.87] H. Oraizi and S. Hedayati, "Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the Combination of Giuseppe Peano and Sierpinski Carpet Fractals," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 67–70, 2011.
- [I.88] N. Bayatmaku, P. Lotfi, M. Azarmanesh, and S. Soltani, "Design of Simple Multiband Patch Antenna for Mobile Communication Applications Using New E-Shape Fractal," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 873–875, 2011.
- [I.89] H. Oraizi and S. Hedayati, "Miniaturization of Microstrip Antennas by the Novel Application of the Giuseppe Peano Fractal Geometries," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 8, pp. 3559–3567, 2012.
- [I.90] H. Oraizi and S. Hedayati, "Circularly Polarized Multiband Microstrip Antenna Using the Square and Giuseppe Peano Fractals," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 7, pp. 3466–3470, 2012.
- [I.91] E. Pancera. UWB antennas and channel characteristics. In 2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), pages 1–1, 2010.
- [I.92] Guan-Yu Chen, Jwo-Shiun Sun, Sheng-Yi Huang, Guan-Yu Chen, and Cheng-Hung Lin. Characteristics of UWB antenna and wave propagation. In Proceedings of 2005 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, 2005. ISPACS 2005, pages 713–716, 2005.

- [I.93] Liuqing Yang and G.B. Giannakis. Ultra-wideband communications: an idea whose time has come. *IEEE Signal Processing Magazine*, 21(6):26–54, 2004.
- [I.94] Zhi Ning Chen. UWB antennas: Design and application. In 6th International Conference on Information, Communications Signal Processing, 2007, pages 1–5, 2007.
- [I.95] A.A. Kishk, Xuan Hui Wu, and K. S. Ryu. UWB antenna for wireless communication and detection applications. In 2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), pages 72–76, 2012.
- [I.96] Oppermann, I., Hamalainen, M., & Iinatti, J. (Eds.). (2005). *UWB: theory and applications*. John Wiley & Sons.
- [I.97] Webb, W. (2006, April). Ultra-Wide band-The Final Few Regulatory Processes. In *Ultra-Wideband Systems, Technologies and Applications*, 2006. The Institution of Engineering and Technology Seminar on (pp. 9-19). IET.
- [I.98] H. Arslan, Z. N. Chen and M.-G. Di Benedetto, “Ultra-Wideband Wireless Communication,” John Wiley & Sons, ISBN 0-471-71521-2, New Jersey, United States of America, 2006.
- [I.99] A. Mirkamali, P. S. Hall, M. Soleimani, “Elliptical multiple-ring monopole antennas,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 1, Jan, pp. 4-8, 2006.
- [I.100] Sami hebib, “Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales,” Thèse de doctorat, l’université de Toulouse III- Paul Sabatier-2008.
- [I.101] Hong-Son CHU, “Couplage Algorithmes Génétiques et TLM pour la conception des antennes imprimées miniatures,” Thèse de doctorat de l'université de NiceSophia Antipolis Discipline : Electronique, juin 2004.
- [I.102] Yazid Hmeydi, “Réalisation et mise au point d’un système de brouillage GSM900-1800,” Projet de fin d’études, Institut Supérieur des Etudes Technologique en Communication de Tunis. (2009),
- [I.103] Hafedh Ben IBRAHIM GAHA, “Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande,” Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse (France).
- [I.104] Y. S. Liu, J. S. Sun, R. H. Lu, Y. J. Lee, “New multiband printed meander antenna for wireless applications,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 6, Dec. 2005, pp. 539-543.
- [I.105] P. Eratuuli, P. Haapala, P. Vainikainen, “Dual frequency wire antennas,” *Electronics Letters*, vol. 32, no. 12, Jun. 1996, pp. 1051-1052.
- [I.106] N. Behdad and K. Sarabandi, “Wideband double-element ring slot antenna”, *Electronics Letters*, Vol. 40 No. 7, April 2004.
- [I.107] D.M. Kokotoff, R.B. Waterhouse, C.R. Birtcher, J.T. Aberle, “annular ring coupled circular patch with enhanced performance”, *Electronics letters*, Vol.33, No. 24, 1997.
- [I.108] Debatosh Guha, Senior, Sujoy Biswas, Manotosh Biswas, Jawad Y. Siddiqui, and Yahia M. M. Antar, “Concentric Ring Shaped Defected Ground Structures for Microstrip Applications”, *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, 2006.
- [I.109] P. Bafrooei, L. Shafai, “Characteristics of single and double layer microstrip square antennas”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 47, NO. 10, October 1999.

Chapitre II

État de l'art sur les antennes reconfigurables (agiles)

Sommaire

- 1. Introduction*
 - 2. Les antennes reconfigurables*
 - 3. Technique de reconfiguration*
 - 4. Classification des antennes reconfigurables*
 - 5. Conclusion*
 - 6. Références bibliographiques du chapitre II*
-

1. Introduction

Ces dernières années, les exigences envers les systèmes de communication de haute qualité, à faible coût, à haut débit et qui peuvent s'adapter à des conditions d'environnement imprévisibles ont conduit à une croissance rapide de sujets de recherche attractifs appelés antennes agiles ou reconfigurables [II.1,2].

Le but de ces domaines de recherche est de surmonter les restrictions des antennes conventionnelles. Bien sûr, il existe des techniques efficaces pour utiliser des antennes non reconfigurables dans des arrangements intelligents tels que les systèmes de réseaux phasés. Mais en utilisant des antennes intelligentes comme éléments de ces réseaux intelligents, cela peut conduire à de meilleurs paramètres tels que des angles de balayage et améliorer considérablement les performances globales des systèmes.

D'un autre côté, si un seul élément reconfigurable est utilisé à la place d'un tableau intelligent, le coût et la complexité du système peuvent être considérablement réduits.

Les antennes reconfigurables ont fait l'objet d'une grande attention. La reconfiguration peut être réalisée en redistribuant les courants sur l'antenne ou les champs électromagnétiques dans l'ouverture de l'antenne. Pour réaliser la reconfigurabilité, il existe différents mécanismes tels que la commutation et l'accord de matériaux [II.3].

Pratiquement, les capacités supplémentaires que les antennes reconfigurables doivent supporter devraient compenser la complexité et le coût de la reconfiguration. Les systèmes d'application qui pilotent le développement d'antennes reconfigurables comprennent la radio cognitive (RC), les dispositifs sans fil multifonctionnels et les systèmes à bande ultra-large (ULB).

Le développement de l'antenne reconfigurable dépend fortement des performances des diodes semi-conductrices et des commutateurs. Cette section traite du fonctionnement des antennes reconfigurables et présente également quelques études de cas pour montrer le potentiel de telles antennes.

Les antennes reconfigurables proposées dans ce chapitre sont classées et discutées en fonction des caractéristiques qui peuvent être reconfigurées en fréquence de fonctionnement, polarisation et diagramme de rayonnement.

Dans chaque section, les antennes sont classées selon la manière dont elles sont reconfigurées, en utilisant des commutateurs RF ou d'autres méthodes capables de modifier mécaniquement le comportement des antennes en matière de rayonnement.

Plus tard, considérant que ces méthodes présentent certains inconvénients, de nouvelles techniques de conception sont proposées pour surmonter les inconvénients des composants électroniques qui permettent de reconfigurer les antennes. Les designs proposés seront ensuite analysés.

2. Les antennes agiles

2.1 Définition

La première antenne reconfigurable aurait été rapportée en 1935 lorsque Bruce et Beck ont changé la taille d'une antenne en losange en allongeant les fils avec un moteur et des contrepoids [II.4]. La figure II.1 montre un diagramme de l'antenne reconfigurable proposée par Bruce et Beck. Cette antenne doit être terminée par des résistances (généralement de 600 à 800 ohms) pour réduire les réflexions. Ce type d'antenne est excité à partir de l'autre extrémité où sont placées les résistances.

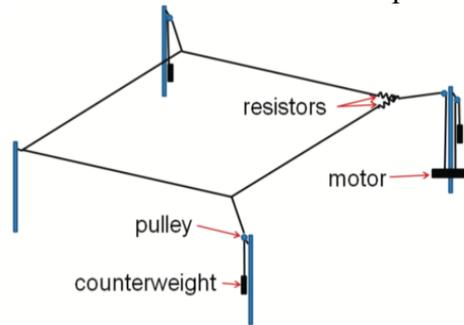


Fig. II.1 Antenne en losange reconfigurable conçue par Bruce et Beck [II.4].

Un diagramme de rayonnement du lobe principal unique est acquis lorsque les faisceaux de rayonnement 2, 3, 6 et 7 de chaque fil sont alignés, comme illustré à la figure II.2. Reconfigurer cette antenne consiste à modifier la longueur du grand axe de l'antenne filaire rhombique pour orienter le faisceau en azimut.

Toutefois, parce que l'antenne fonctionne dans le spectre de radiofréquences à ondes courtes, il fallait que l'axe change de plus de 100 m pour ne diriger que 17.5° du lobe principal. Cette méthode est rudimentaire et a une contrainte de taille, mais on pense qu'elle est la première antenne reconfigurable.

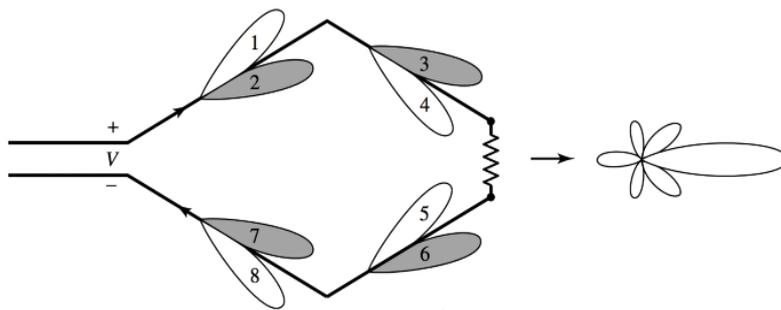


Fig. II.2 Schéma du fonctionnement d'une antenne rhombique et de son diagramme de rayonnement. [II.5].

Depuis 1935, plusieurs modèles ont été proposés. D'autres nouveaux modèles ont ensuite été présentés et analysés et ils ont été classés en fonction de leurs paramètres d'antenne reconfigurables. Une antenne peut être configurée selon trois paramètres différents, soit la fréquence de fonctionnement, la polarisation et le diagramme de rayonnement.

Différentes techniques de reconfiguration peuvent être mises en œuvre pour déjouer les contraintes imposées et remplir pleinement la fonction d'antenne. La plupart de ces techniques peuvent être classées comme dans le tableau II.1 [II.6]. Dans les sections suivantes, chaque technique de reconfiguration est expliquée et quelques exemples sont présentés.

Tableau II.1 Techniques de reconfiguration d'antennes.

Interrupteurs	Actionneurs	Changement du matériel
Électrique	Moteurs	Plasmonique
Optique	Actionneurs	Cristaux liquides
Thermique	linéaires	

2.2 Applications et exigences d'antennes reconfigurables

Les antennes reconfigurables sont conçues pour être mises en œuvre sur différentes plates-formes qui couvrent plusieurs services sans fil répartis sur une large gamme de fréquences. En particulier, des antennes reconfigurables sont proposées pour maintenir les efficacités plus élevées dans diverses implémentations impliquant la cognition et la continuité et une adaptation à l'environnement, comme dans les systèmes radio cognitifs et MIMO.

En raison de la prolifération rapide des systèmes de communication sans fil, le spectre électromagnétique est devenu de plus en plus congestionné. Pour relever ce défi, les nouveaux systèmes de communication sans fil doivent être cognitifs et reconfigurables [II.6]. Actuellement, les antennes sont une partie essentielle des systèmes de communication. Cependant, une limite importante apparaît lorsqu'ils sont incapables de s'adapter aux environnements dynamiques [II.2,7]. Les systèmes cognitifs commencent à surveiller un canal pour détecter les parties inutilisées du spectre dans lesquelles opérer.

Par conséquent, des antennes reconfigurables avec des caractéristiques de rayonnement adaptables qui peuvent être changées de manière dynamique dans l'environnement sont essentielles pour la demande accrue d'antennes pour les communications sans fil futures. Ces antennes peuvent fonctionner dans une bande de fréquences tout en rejetant les autres bandes. Ainsi, les performances du système ne sont pas limitées par les caractéristiques de l'antenne.

Les antennes multi-bandes et les antennes large bande peuvent fonctionner sur une grande gamme de fréquences, mais seules les antennes reconfigurables peuvent fournir un rejet du bruit dans les bandes inutilisées, ce qui permet de réduire considérablement les besoins en filtres des circuits frontaux [II.6].

Les antennes reconfigurables à bande étroite sont encore plus critiques dans les applications de sécurité en raison de la possibilité de brouillage des signaux pouvant saturer le système de réception. D'autres applications de sécurité pertinentes peuvent

inclure des systèmes anti-UAV pour assurer que des drones non autorisés n'interfèrent pas dans un espace aérien contrôlé ou ne commettent pas de crimes tels que le trafic de drogue.

Un système de sécurité approprié pour désactiver les drones indésirables nécessite une antenne hautement directive capable de s'accorder sur la fréquence de fonctionnement d'un drone sans brouiller les autres bandes ni gérer une puissance élevée.

Même si certaines applications d'antennes reconfigurables ont été expliquées dans la section précédente, vous trouverez, dans cette section, plus d'exemples d'applications qui nécessitent des antennes reconfigurables. L'importance des antennes reconfigurables est démontrée par leur large éventail d'applications. La radio cognitive, les canaux MIMO, les dispositifs portables, la détection sans fil et les communications par satellite sont toutes des applications possibles [II.6].

Leur capacité d'adaptation à la demande leur permet de fournir de manière dynamique de multiples applications sans fil sans avoir besoin d'un espace supplémentaire pour pouvoir accueillir plusieurs antennes.

La radio cognitive est l'une des principales applications des antennes reconfigurables, comme expliqué dans la section précédente. Les systèmes de radio cognitifs sont basés sur la surveillance des canaux de transmission et la recherche de fréquences non utilisées dans le spectre. Par conséquent, une radio cognitive nécessite une antenne qui peut identifier efficacement les modifications des canaux de communication et de réagir en conséquence [6].

De plus, les antennes reconfigurables apportent une grande amélioration aux systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output), car elles peuvent non seulement modifier leurs diagrammes de rayonnement, mais également leurs propriétés de polarisation et de fréquence, en transformant leur structure physique [II.7]. Les antennes reconfigurables en fréquence peuvent changer de bande de fonctionnement et filtrer les signaux interférents [II.2], ce qui peut être crucial pour lutter contre la saturation des systèmes de téléphonie mobile existants.

Aussi, des antennes reconfigurables en fréquence peuvent être rattachées à des applications de détection sans fil, notamment le contrôle de processus industriels, la surveillance au champ de bataille et la télémétrie médicale implantable [II.6]. Ces antennes permettent de multiples bandes de fonctionnement qui offrent une isolation et une furtivité élevées.

Dans les applications de sécurité où la furtivité est une fonctionnalité essentielle, les antennes reconfigurables peuvent jouer un rôle crucial. Une antenne reconfigurable peut être conçue pour n'émettre que lorsqu'elle est dans un état excité en utilisant un fluide comme émetteur. Lorsqu'il n'est pas utilisé, le liquide peut être stocké ailleurs, réduisant ainsi le RCS du système.

On trouve plus d'applications sur les appareils portables où l'espace alloué pour le système d'antenne est rare et sur les dispositifs sans fil portables où des antennes reconfigurables offrent la possibilité de rediriger le signal de transmission ou d'améliorer une connexion bruyante pour économiser la batterie. De plus, ils peuvent changer de bande de fonctionnement ou changer rapidement d'opération standard et filtrer les signaux parasites, ce qui peut être essentiel pour lutter contre la saturation des systèmes de téléphonie mobile existants [II.2,6].

2.3 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables

Les antennes reconfigurables offrent de nombreux avantages par rapport à leurs homologues conventionnels en concevant une seule antenne qui assure la fonctionnalité de plusieurs antennes. Bien que cela procure généralement des avantages économiques, ces bénéfices ne peuvent pas être obtenus à tout moment, car les antennes reconfigurables de certaines applications nécessitent des pièces et un système de contrôle plus onéreux pour obtenir de meilleures performances, ce qui entraîne un dilemme performances / optimisation des coûts [II.2].

Cependant, il est possible de réaliser une conception compacte plus petite qui convient à de nombreuses applications telles que celles utilisées dans les appareils portables. Toutefois, cela dépend du type d'antenne, de la reconfigurabilité et du périphérique utilisé pour la contrôler. Des études récentes portant sur la technologie intégrée d'antennes reconfigurables, dans lesquelles se trouvent plusieurs possibilités de créer un certain nombre de configurations, ont été démontrées dans de nombreux cas [II.2,8,9].

Les progrès technologiques, tant sur le plan des logiciels que du matériel, facilitent également la conception d'antennes reconfigurables contrôlées par logiciel qui peuvent prendre en charge les nouvelles exigences en matière de communication sans fil pour les périphériques introduits avant le développement de ces technologies. Cela peut être réalisé par une simple mise à jour du logiciel de l'appareil [II.8].

Les avantages des antennes reconfigurables peuvent être résumés comme suit [II.10]. Plusieurs opérations dans un seul système, qui minimisent le coût et le volume, permettent l'intégration et contrôlent les effets de couplage mutuel. De plus, ces antennes éliminent le besoin de filtrage et améliorent le rejet hors bande.

Le contrôle logiciel fournit des capacités supplémentaires pour interagir dans différentes situations. De plus, les antennes reconfigurables conviennent aux opérations multitâches.

La reconfigurabilité nécessite un élément de contrôle, ce qui entraîne une conception complexe puisqu'une source d'alimentation est généralement requise pour dériver le mécanisme de contrôle. Il en résulte un coût de fonctionnement supplémentaire qui peut, dans certains cas, être hors de prix. Toutefois, dans un modèle plus petit, cela ne doit pas dépasser quelques piles AAA. Chaque circuit et connexion supplémentaires

affecteront le rayonnement, la polarisation et la fréquence de fonctionnement. Une isolation supplémentaire et/ou une disposition appropriée doivent aussi être envisagées.

Dans de nombreux cas, la modification de la fréquence de fonctionnement nécessite un ou plusieurs circuits d'adaptation pour maintenir le gain aussi élevé que possible. S'il s'agit de conceptions plus complexes, cela entraînera un coût considérablement plus élevé [II.2].

Bien qu'il ait été démontré que la conception d'antennes reconfigurables peut représenter un réel défi, les avantages dépassent les inconvénients si le mécanisme approprié est adopté et si une méthodologie de conception appropriée est suivie.

3. Technique de reconfiguration

Le concept d'antennes reconfigurables peut être daté d'un brevet de 1983 de D. Schaubert [II.11]. En 1999, l'Agence des projets de recherche avancée de la défense (DARPA), aux États-Unis, a parrainé une initiative sous le nom de *Reconfigurable Aperture Program (RECAP)* afin d'enquêter sur les antennes reconfigurables et leurs applications potentielles [II.12].

Depuis, les antennes reconfigurables ont été utilisées dans la communication à large bande, la radio cognitive, les systèmes MIMO et d'autres applications. On peut obtenir la reconfiguration d'une antenne en changeant sa fréquence, sa polarisation ou ses caractéristiques de rayonnement. La plupart des techniques utilisées pour réaliser la reconfigurabilité dans les antennes redistribuent les courants d'antenne et modifient ainsi les champs électromagnétiques de l'ouverture effective de l'antenne.

Les antennes planaires reconfigurables sont des antennes de type reconfigurable les plus largement développées en raison de leur facilité de fabrication et d'intégration dans de petits appareils électroniques tels que les téléphones portables et les ordinateurs portables. Habituellement, une antenne patch reconfigurable est composée d'un certain nombre de régions qui se trouvent sur un plan et sont connectées ensemble par des commutateurs ou des éléments d'accord.

En contrôlant dynamiquement l'état des commutateurs, différentes sections métallisées peuvent être mises en contact ensemble, modifiant ainsi les performances de rayonnement de l'antenne totale.

Il existe de nombreuses méthodes pour reconfigurer les caractéristiques de l'antenne. Cependant, les chercheurs et les industriels s'intéressent souvent aux composants électroniques pour une intégration facile, une fiabilité élevée et une petite taille. Les composants électroniques ont été principalement utilisés en tant que diodes PIN (Positif-Intrinsèque-Négatif) et diodes varactor (ou diodes varicaps). Par contre, récemment, nous notons aussi l'utilisation de MEMS et les commutateurs optiques

qui, de par leur petite taille et leur performance, peuvent être utilisés pour avoir plus d'efficacité.

Les commutateurs à diodes PIN sont les composants radiofréquences les plus utilisés. Elles présentent des tensions de commande peu élevées (de l'ordre de quelques volts) pour une consommation de puissance qui peut atteindre 50 mW. Les varactors sont des capacités variables dont les valeurs dépendent de la tension de polarisation appliquée en inverse. La façon dont varie leur capacité est donc directement en fonction de la tension appliquée.

Les MEMS sont utilisés comme interrupteurs ou capacités variables [II.13]. Ils nécessitent des tensions de commande relativement faibles et consomment très peu. Cependant, encore aujourd'hui, leur fiabilité à long terme est non garantie et leur coût d'encapsulation est relativement élevé. Que ce soit pour les semi-conducteurs ou les composants MEMS, il est nécessaire de ramener des lignes de polarisations (qui peuvent être résistives) près de la partie radiofréquence (RF) et alors d'intégrer des éléments de découplage ou de modifier les topologies.

Les lignes de courant continu, généralement intégrées dans le plan de l'antenne, entraînent des interférences qui modifient fortement les performances électromagnétiques de l'antenne. Afin d'éviter la présence de lignes de polarisation, il est possible d'utiliser des commutateurs optiques photoconducteurs dont la commande est optique.

Ce bref résumé des méthodes qui permettent d'obtenir une fonctionnalité de reconfiguration des antennes montre qu'il n'existe pas de solution globale. Ces commutateurs sont de divers types comme nous le montrons dans la figure II.3. Le choix technologique doit se faire en fonction des besoins de l'application désirée, notamment en termes de consommation énergétique, d'encombrement, de simplicité de mise en œuvre, de fiabilité et de coût de fabrication [II.14].

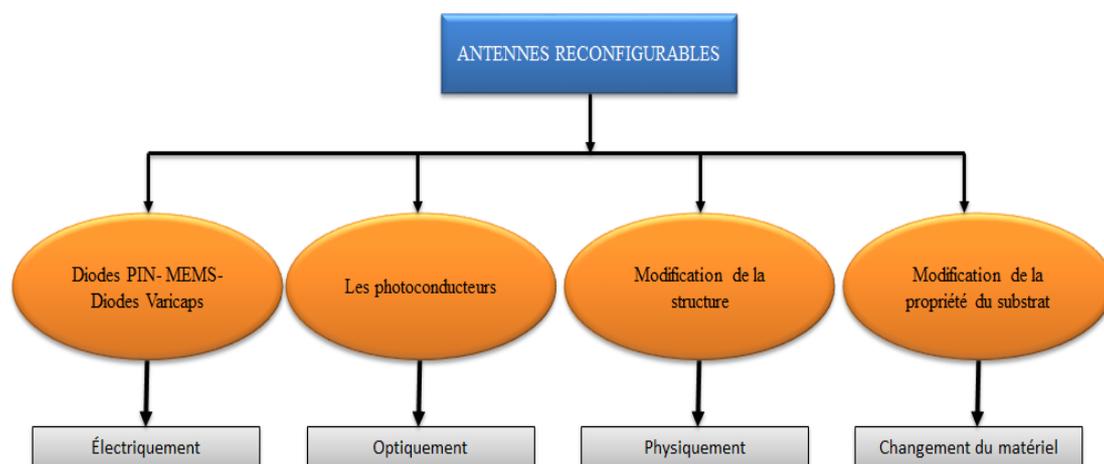


Fig. II.3 Les techniques de reconfigurabilité [II.14].

Plus loin dans ce chapitre, on présente un aperçu de quelques antennes reconfigurables mentionnées dans la littérature et classifiées selon la fonction de reconfiguration et les moyens de la réaliser.

3.1 Diode PIN

La diode PIN est un dispositif semi-conducteur dont la résistance en série peut varier en fonction de la tension appliquée via sa cathode et son anode. Idéalement, ce composant agit comme un court-circuit à l'état *ON* et un circuit ouvert à l'état *OFF*, comme le montre la figure II.4. La diode PIN est un composant à faible coût, de dimensions variées et un temps de commutation très rapide.

En règle générale, la diode PIN peut gérer une alimentation de l'ordre de 40 dBm, ce qui est suffisant pour les nœuds des capteurs sans fil ou les applications des téléphones mobiles. Cependant, son principal inconvénient est la forte consommation de courant continu à l'état activé.

La diode PIN est souvent employée pour obtenir la reconfigurabilité de polarisation, de diagramme de rayonnement ou de fréquence. Elle a été utilisée dans de nombreux types d'antennes tels que les dipôles imprimés, les antennes à fentes, les antennes patch micro-ruban, les PIFA et les antennes à résonateur diélectrique [II.15-19].

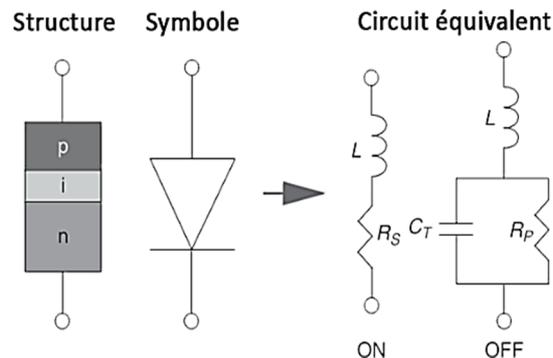


Fig. II.4 Le circuit équivalent d'une diode dans les états *ON* et *OFF*.

3.2 Diode varicap

La diode varicap (nommée aussi varactor) est un condensateur variable qui peut changer la capacité de résistance en raison de la modification de la valeur de la tension de polarisation. Sur la base des caractéristiques de la jonction PN, la diode varicap fonctionne dans des conditions de polarisation inverse, ce qui donne lieu à trois régions. Aux deux extrémités de la diode se trouvent les régions P et N où le courant peut être conduit (voir Figure II.5).

Cependant, autour de la jonction se trouve la région d'épuisement où aucun porteur de charge n'est disponible. Cette région produira l'effet du condensateur parasite. La taille de cette zone est modifiée grâce aux changements de tension injectée. De ce fait, la capacité de la diode varicap fluctuera. L'avantage de ce type de composants est le courant continu, la basse consommation et le réglage continu. Par

contre, l'inconvénient majeur de ces composants est leur faible consommation en énergie. Ils sont donc souvent utilisés pour l'antenne reçue, en particulier les applications DVB-H [II.20-22].

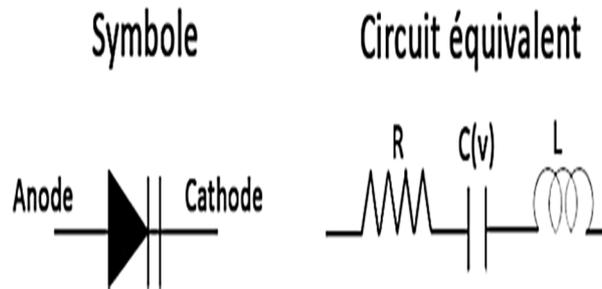


Fig. II.5 Le symbole et le circuit équivalent d'une diode varicap.

3.3 MEMS

Le commutateur de systèmes micro-électromécaniques RF (MEMS) est un composant mis au point en 1990-1991 par le Dr Larry Larson, des laboratoires de recherche Hughes à Malibu, en Californie, avec le soutien de la DARPA (Agence de projets de recherche avancée pour la défense) [II.23].

Ces commutateurs utilisent un mouvement mécanique pour créer un court-circuit ou un circuit ouvert (voir Figure II.6). Ils présentent plusieurs caractéristiques par rapport à la diode PIN ou à une autre diode à semi-conducteurs, telles qu'une perte d'insertion moindre, une isolation supérieure, une faible consommation d'énergie en CC et une gestion de la puissance relativement élevée.

Cependant, les commutateurs MEMS RF présentent également certains inconvénients, notamment des tensions d'activation élevées, un coût accru, une fiabilité moindre et une disponibilité commerciale limitée [II.24]. Grâce à la large plage de fréquences de fonctionnement, ces composants sont utilisés dans différentes conceptions d'antennes et dans différentes applications [II.25-29].

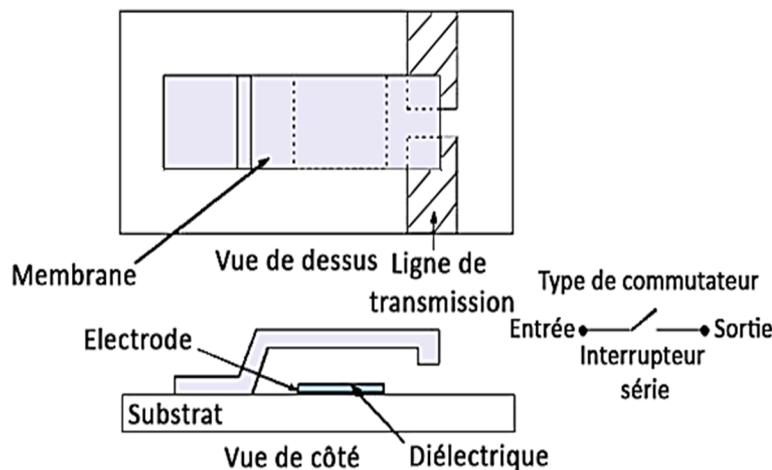


Fig. II.6 Commutateur MEMS RF.

3.4 Commutateur optique

Contrairement au composant ci-dessus, au lieu d'utiliser la tension de polarisation, le commutateur optoélectronique peut être reconfiguré par biais optique. Grâce à l'utilisation d'une fibre ou d'un éclairage direct, l'impédance du composant peut être commutée entre une valeur élevée ou faible.

Les commutateurs optoélectroniques ont montré de nombreux avantages supérieurs tels que de faibles pertes, une légèreté, une immunité au bruit et une isolation des circuits RF. Certaines antennes reconfigurables utilisées avec ce composant sont introduites dans [II.30-34].

3.5 Matériaux agiles

Bien que les modifications apportées aux conducteurs prédominent dans les conceptions d'antennes reconfigurables, les modifications des caractéristiques matérielles des conceptions promettent également la possibilité de régler les antennes en fréquence. En particulier, un champ électrique statique appliqué peut être utilisé pour modifier la permittivité relative d'un matériau ferroélectrique et un champ magnétique statique appliqué peut être utilisé pour modifier la perméabilité relative d'une ferrite.

Ces changements de permittivité ou de perméabilité relative peuvent ensuite être utilisés pour modifier la longueur électrique effective des antennes, ce qui entraîne à nouveau des décalages de la fréquence de fonctionnement. En prime, leurs permittivités et perméabilités relatives sont élevées par rapport aux matériaux de substrat couramment utilisés, ce qui se traduit par des tailles d'antenne considérablement réduites.

Outre les complexités résultant de la nécessité de la structure en biais, l'utilisation de matériaux en vrac ferroélectriques et ferritiques standard (typiquement d'une épaisseur de l'ordre du millimètre) présente comme principal inconvénient la forte conductivité par rapport à d'autres substrats qui peuvent dégrader considérablement l'efficacité des matériaux de l'antenne. Quelques études ont été réalisées en utilisant des propriétés de matériaux différents, notamment les matériaux ferroélectriques, ferromagnétiques et les cristaux liquides.

3.6 Modification mécanique

Des changements mécaniques plutôt qu'électriques dans la structure de l'antenne peuvent produire des décalages de fréquence plus importants, qu'ils soient utilisés pour des bandes commutées ou à variation continue. Cette technique peu utilisée dans les antennes reconfigurables consiste à modifier mécaniquement la structure de l'antenne. Les principaux problèmes liés à ces antennes résident dans la conception physique de l'antenne, le mécanisme d'actionnement et le maintien d'autres caractéristiques face à des changements structurels importants.

Cette présentation générale des différents procédés qui permettent de réaliser une fonctionnalité de reconfiguration des antennes montre qu'il n'existe pas de solution universelle. Cependant, dans notre cas, en raison des contraintes budgétaires et de mesures, nous nous sommes basés sur la technique des diodes PIN pour réaliser les différents types de reconfigurabilité que nous allons présenter à la fin de ce chapitre.

4. Classification des antennes reconfigurables

Les antennes imprimées sont principalement utilisées dans les systèmes de communication sans fil et par satellite modernes en raison de leur poids léger, de leur faible coût, de leur petite taille et de leur directivité améliorée. Après l'invention de la technologie des antennes imprimées durant les années 1950, de nombreuses recherches ont été menées sur les antennes imprimées. En raison de la croissance rapide des technologies sans fil modernes, les chercheurs se concentrent maintenant sur les antennes imprimées reconfigurables.

Dans la prochaine section, la définition de la reconfigurabilité est discutée avec les groupes. Différentes applications de la reconfigurabilité et certaines conceptions sont présentées dans les sections suivantes.

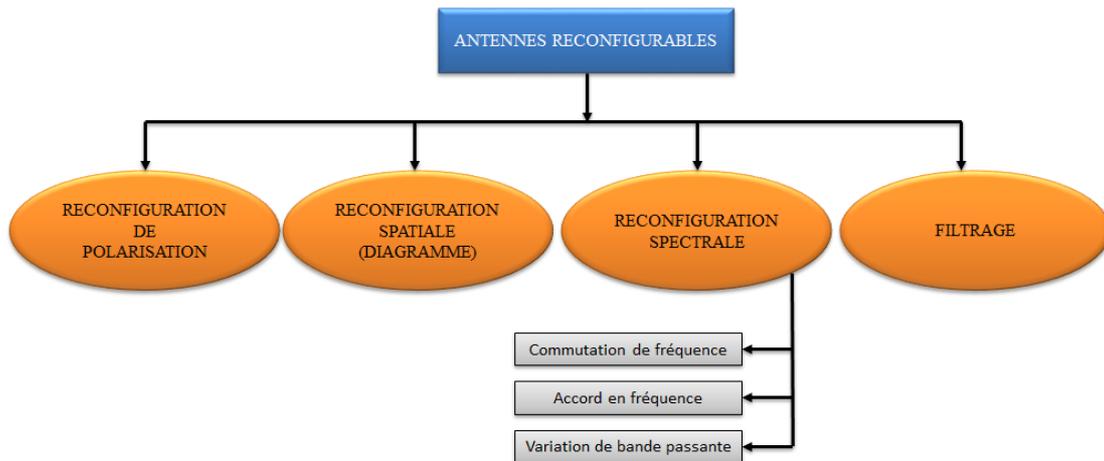


Fig. II.7 Arbre de catégorisation par fonctionnalité.

Dans une antenne, la reconfigurabilité est la capacité de modifier les caractéristiques de fonctionnement fondamentales d'un radiateur par des moyens électriques, mécaniques ou autres. Les antennes reconfigurables peuvent être placées dans quatre groupes en fonction des propriétés de la reconfiguration. Celles-ci sont illustrées à la figure II.7.

Après avoir expliqué les caractéristiques de rayonnement de l'antenne, cette section présente les antennes reconfigurables considérées. La reconfiguration, lorsqu'elle est utilisée dans le contexte d'une antenne, est la capacité de modifier les caractéristiques de fonctionnement fondamentales d'un radiateur individuel par des moyens électriques, mécaniques ou autres [II.2,35]. Ces caractéristiques reconfigurables sont :

1. Antennes agiles en fréquence.

2. Antennes agiles en diagramme de rayonnement.

3. Antennes agiles en polarisation.

L'obstacle principal est d'ajuster l'une de ces caractéristiques sans modifier les autres paramètres de l'antenne. Les antennes reconfigurables sont utiles en raison de leur encombrement réduit, leur coût faible et leur consommation électrique moindre. Aussi, elles peuvent être utilisées dans des systèmes ou des applications différentes, car il est possible d'utiliser une antenne pour plusieurs systèmes [II.5].

De plus, les antennes reconfigurables permettent les futures communications mobiles car elles peuvent faire face aux demandes croissantes des communications mobiles et permettent l'intégration de multiples applications sur une seule plate-forme [II.6].

Une antenne reconfigurable a la capacité de s'adapter à son environnement en modifiant sa fréquence, sa polarisation ou son diagramme de rayonnement. De nombreuses études ont montré une amélioration significative des performances du système lorsque de telles antennes sont utilisées. Pour cette raison, il est possible de trouver diverses antennes reconfigurables dans la littérature.

4.1 Antennes reconfigurables en fréquence

Aujourd'hui, dans les systèmes de télécommunication modernes, on peut constater de nombreuses conditions dans lesquelles un système fonctionne dans différentes bandes de fréquence. Le scénario le plus simple est le cas où un émetteur-récepteur émet des signaux dans une fréquence et reçoit à une autre fréquence.

Dans ce cas, au lieu d'utiliser une antenne distincte pour chaque bande, une antenne reconfigurable en fréquence est utilisée pour réduire le coût du système, la rendre plus facile à mettre en œuvre et moins volumineuse. L'objectif le plus important dans la conception de ces antennes est de conserver les caractéristiques de diagramme de rayonnement et de polarisation souhaitées sur l'ensemble des bandes de fréquences utilisées.

Cette tâche est ardue, car normalement la taille physique de l'antenne ne peut pas être modifiée facilement pendant l'opération. Bien sûr, il est toujours possible d'utiliser des commutateurs mécaniques pour modifier réellement les caractéristiques physiques de l'antenne, mais la solution alternative consiste à modifier la répartition du courant sur l'antenne et à modifier la longueur électrique de la structure.

4.1.1 Commutation de fréquences par diodes PIN

Un exemple d'antennes qui utilisent des diodes PIN exploitant la variation de la longueur électrique est illustré dans la figure II.8. [II.36]. Il s'agit d'une antenne en forme de F planaire reconfigurable en fréquence. La fréquence centrale de l'antenne est ajustée électroniquement en changeant la longueur électrique de l'antenne grâce à l'emploi de deux diodes PIN. Quatre modes ont été établis.

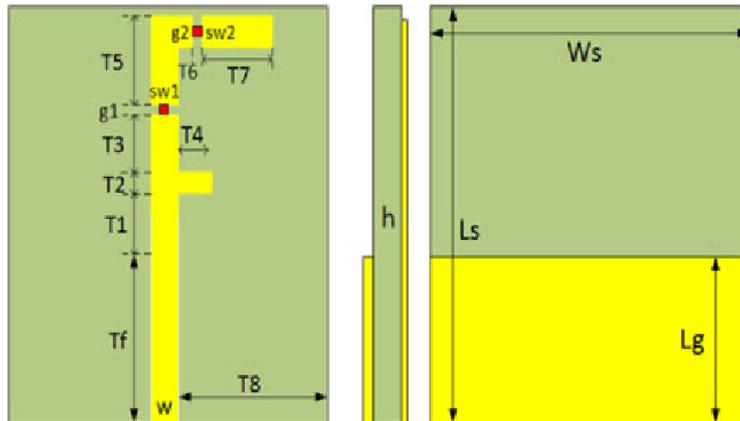


Fig. II.8 Antenne reconfigurable en forme de F [II.36].

Cette antenne offre donc six bandes passantes distinctes selon la configuration choisie. Lorsque les deux diodes sont réglées à l'état *OFF*, il s'agit d'une antenne à bande unique qui fonctionne dans la fréquence 3.5 GHz (WiMAX). Dans le cas contraire (les deux diodes sont passantes, état *ON*), l'antenne procède dans deux bandes de fréquence à 2.1 GHz (3G) et 5.28 GHz (WLAN), respectivement.

Lorsque SW1 est à l'état *OFF* et SW2 est à l'état *ON*, l'antenne unipolaire présentée fonctionne en mode bande unique, ce qui opère à 3.35 GHz (WiMAX). Et lorsque SW1 est à l'état *ON* et SW2 est à l'état *OFF*, l'antenne fonctionne dans un autre mode bi-bande 2.40 GHz (Wifi) et 5.97 GHz (services mobiles par satellite). L'antenne est compacte, discrète et parfaitement adaptée aux appareils sans fil multi-bandes.

Un autre exemple utilisant des diodes PIN afin de contrôler quatre bandes de rejet introduites par deux fentes de formes arc et deux tronçons en forme de L, placées sur la structure de l'élément rayonnant principal, est présenté dans [II.37].

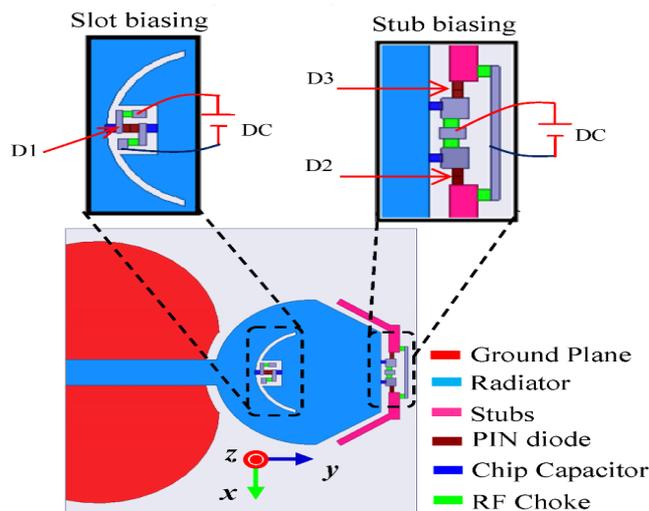


Fig. II.9 Antenne ULB avec bande de rejet reconfigurable [II.37].

Cette structure offre alors la possibilité de modifier facilement la bande rejetée en plaçant des courts-circuits sur les deux fentes, ce qui permet de basculer entre un mode ULB, un mode ULB avec une seule bande de rejet et un mode ULB avec deux

bandes de rejet. Le prototype présenté permet d'obtenir quatre états à l'aide de trois diodes PIN (Voir figure II.9).

Une antenne reconfigurable en fréquence basée sur des diodes PIN est discutée dans [II.38]. L'activation des commutateurs est automatisée via un FPGA. La structure de l'antenne est composée de trois couches. La couche inférieure est un plan de masse qui couvre l'ensemble du substrat. Le substrat central a une constante diélectrique de 4.2 et une épaisseur de 0.235 cm. La couche supérieure est constituée du patch métallique composé d'une section centrale principale et de quatre sections plus petites environnantes, comme illustré à la figure II.10(a).

Une vue latérale de l'antenne est représentée à la figure II.10(b). Les variations de configuration sont obtenues grâce à des commutateurs à commande individuelle, chacun implémenté sous forme de diode PIN. Le prototype d'antenne fabriqué est illustré à la figure II.10(c). L'antenne règle sa fréquence de fonctionnement par rapport à quatre combinaisons de commutateurs.

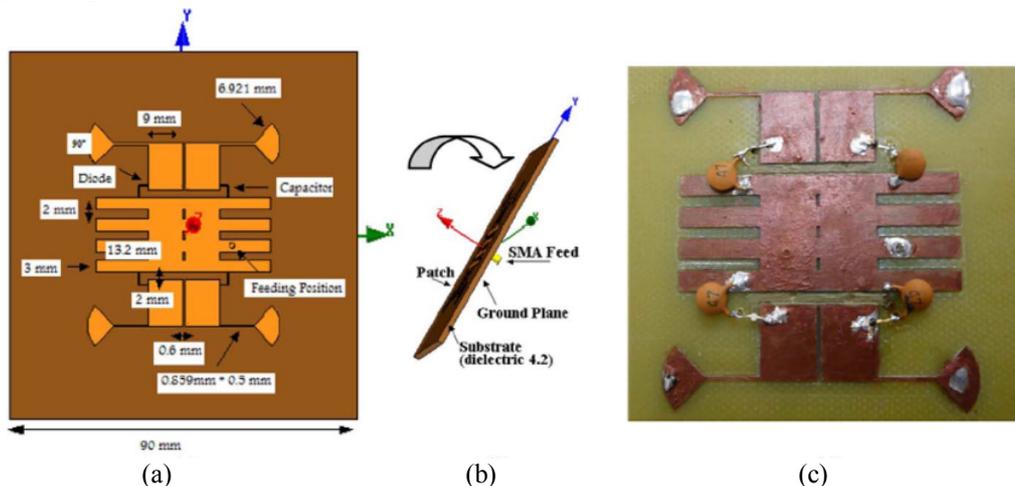


Fig. II.10 (a) Antenne reconfigurable en fréquence, (b) Vue latérale de l'antenne et (c) Prototype fabriqué [II.38].

Dans [II.39], une antenne reconfigurable en bande passante a été introduite pour les réseaux locaux sans fil (WLAN) et WiMAX. La configuration d'antenne proposée est illustrée à la figure II.11. Elle comporte une plaque de rayonnement rectangulaire avec une fente en forme de F pivotée reliée à une ligne d'alimentation micro-ruban et à un plan de masse tronqué à l'arrière d'un substrat FR-4. Une paire de diodes PIN situées au milieu de la fente sur le patch de rayonnement contrôle le flux de courant.

En commutant les états de fonctionnement des diodes, la caractéristique de largeur de bande de fréquence de l'antenne peut être reconfigurée d'une bande étroite à une bande large, comme illustré à la figure II.11(b). La largeur de bande d'impédance varie de 22 % à 78 %, ce qui permet d'utiliser l'antenne dans divers systèmes de communication sans fil. L'antenne peut également avoir une caractéristique reconfigurable pour basculer entre une caractéristique de multi-résonance et une bande large / ULB.

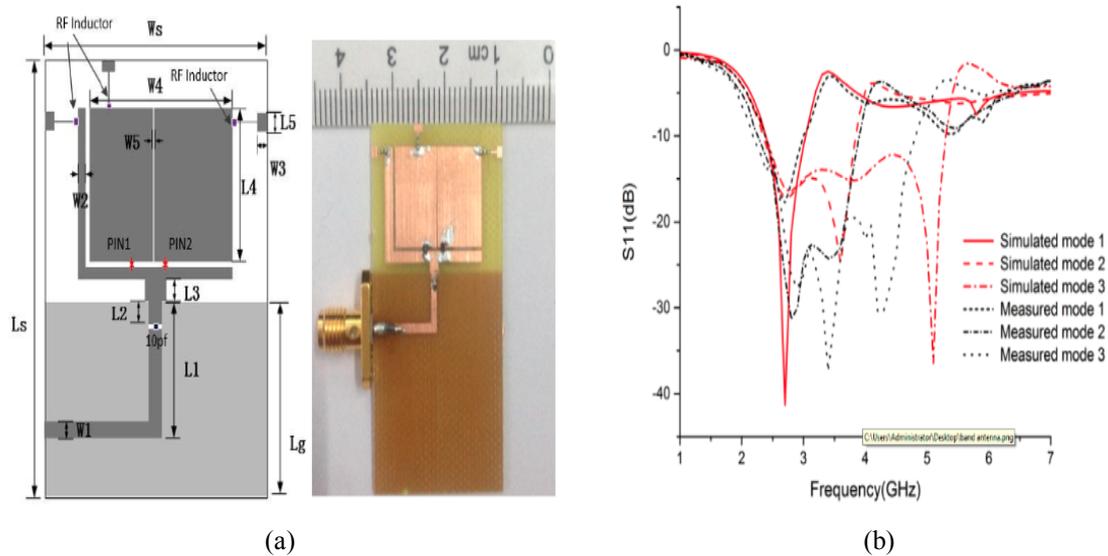


Fig. II.11 (a) Configuration de l'antenne reconfigurable en largeur de bande, (b) Performances pour différents états des diodes PIN [II.39].

4.1.2 Commutation de fréquences par MEMS

Les MEMS restent très utilisés dans la littérature comme par exemple dans [II.40] où deux monopôles elliptiques CPW ont été fabriqués sur un polymère à cristaux liquides (LCP) avec rejet de bande reconfigurable dans la bande de fréquence comprise entre 5 et 6 GHz (Figure II.12). Les commutateurs MEMS servent à activer et à désactiver les éléments résonants sans qu'il soit nécessaire de recourir à des lignes de polarisation DC.

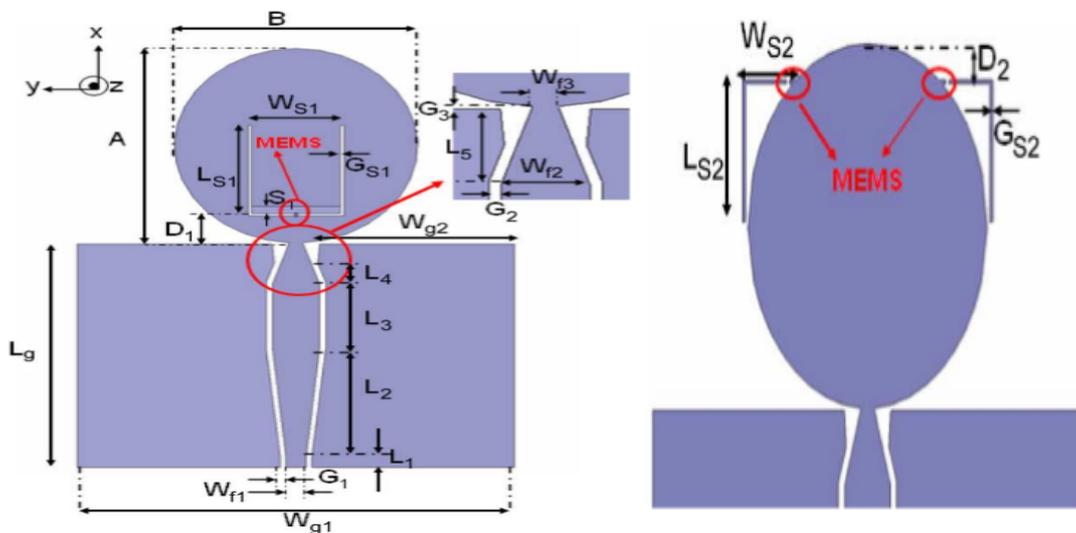


Fig. II.12 Antenne reconfigurable en fréquence. (a) Antenne 1, (b) Antenne 2 [II.40].

L'antenne proposée dans [II.41] donne un exemple de structures utilisant des MEMS. Cette antenne est planaire fractale de type « Sierpinsky » constituée de triangles isocèles. L'alimentation est par ligne CPW. L'antenne est rendue reconfigurable par l'ajout d'interrupteurs aux jointures entre les triangles (Voir figure II.13). Ces connecteurs permettent, ou non, la connexion des différentes parties conductrices de

l'antenne. L'antenne proposée est utilisée dans plusieurs bandes de fréquence entre 2.4 et 18 GHz avec quatre états de fonctionnement différents.

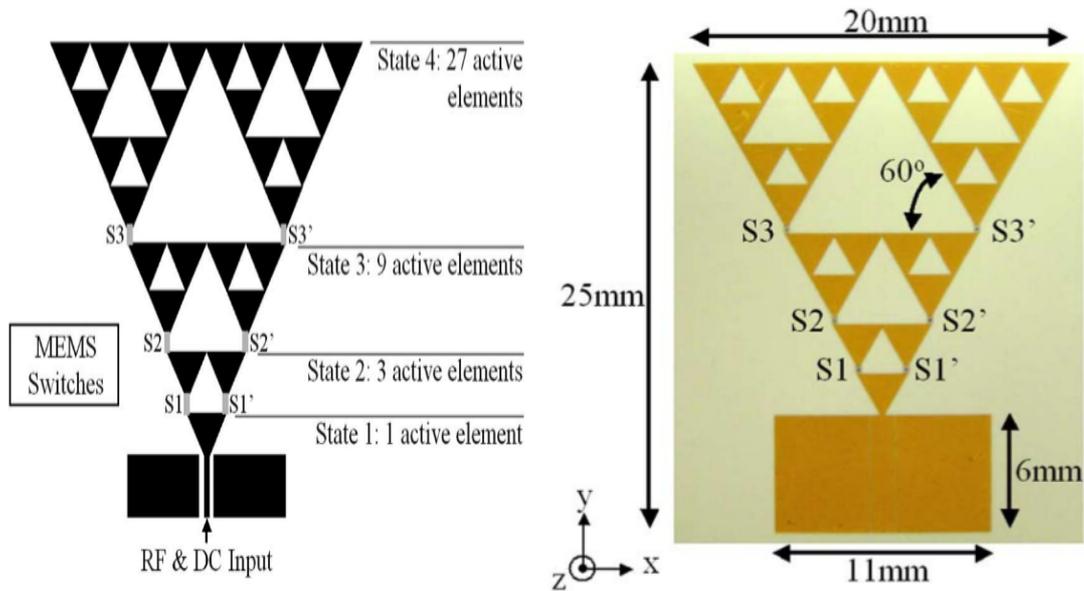


Fig. II.13 Antenne reconfigurable de type Sierpinsky [II.41].

Un autre type d'antenne reconfigurable en fréquence utilisant des MEMS est présenté dans [II.42]. Il s'agit d'une antenne patch en forme de E. La structure proposée (Figure II.14) utilise des MEMS afin de modifier la géométrie de l'antenne et offrir alors deux bandes de fréquence réglables, la première entre 2 et 2.6 GHz et la deuxième entre 2.6 et 3.2 GHz.

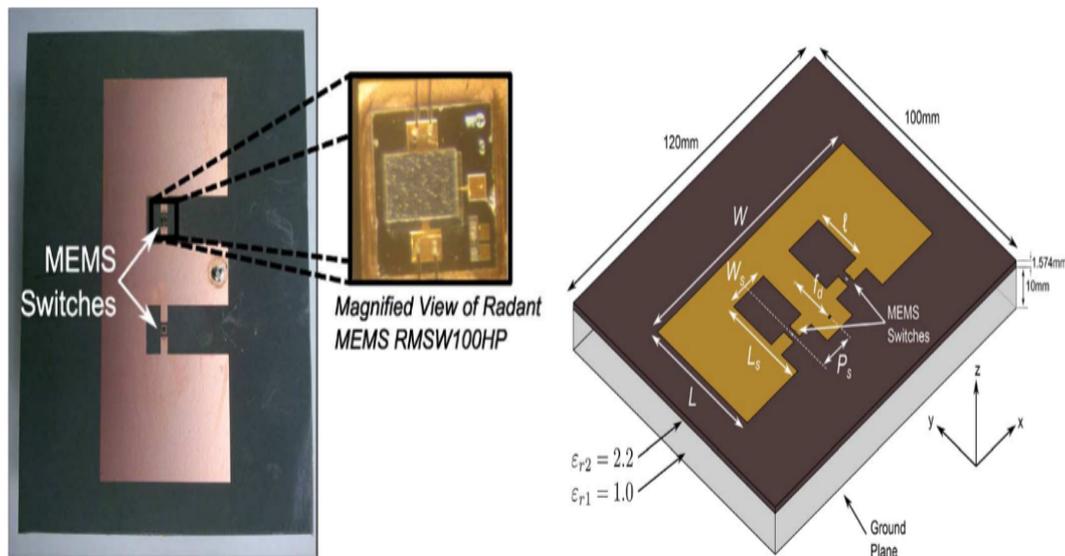


Fig. II.14 Antenne patch reconfigurable en fréquence [II.42].

4.1.3 Accord en fréquence à l'aide de diodes varicaps

Une bande de rejet accordable est généralement réalisée en utilisant des varactors comme dans [II.43-46]. Dans [II.43], une fente circulaire carrée est gravée dans un monopôle plan pour créer des rejets de bande. Le monopôle est perpendiculaire au

plan de sol, comme illustré à la figure II.15. Une diode varactor est utilisée pour obtenir une capacité de rejet de bande ajustable de 5.2 à 5.8 GHz.

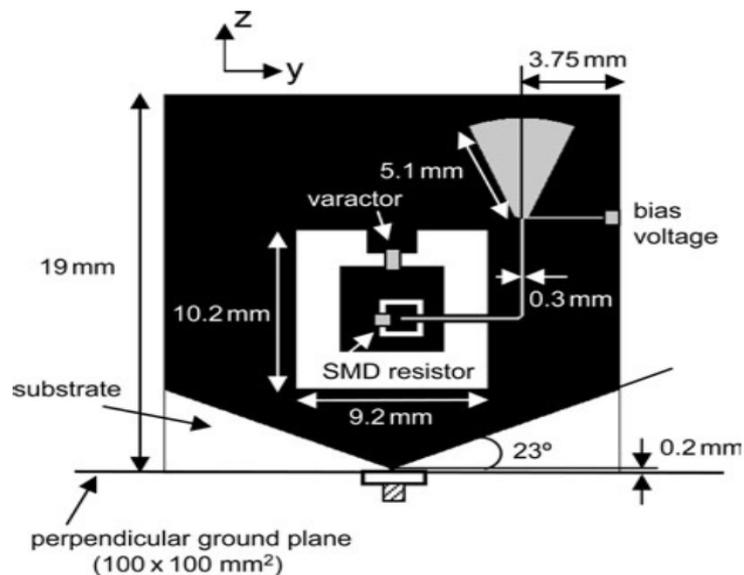


Fig. II.15 Monopôle plan large bande perpendiculaire au plan de masse (conducteur noir, conducteur non blanc, ligne de polarisation gris pâle à l'arrière) [II.43].

Dans [II.47], un tronçon quart de longueur d'onde court-circuité avec un varactor est appliqué à un monopôle plan à large bande, comme illustré à la figure II.16. Une plage d'accord de 4.6 à 6.5 GHz a été obtenue avec deux diodes varactors.

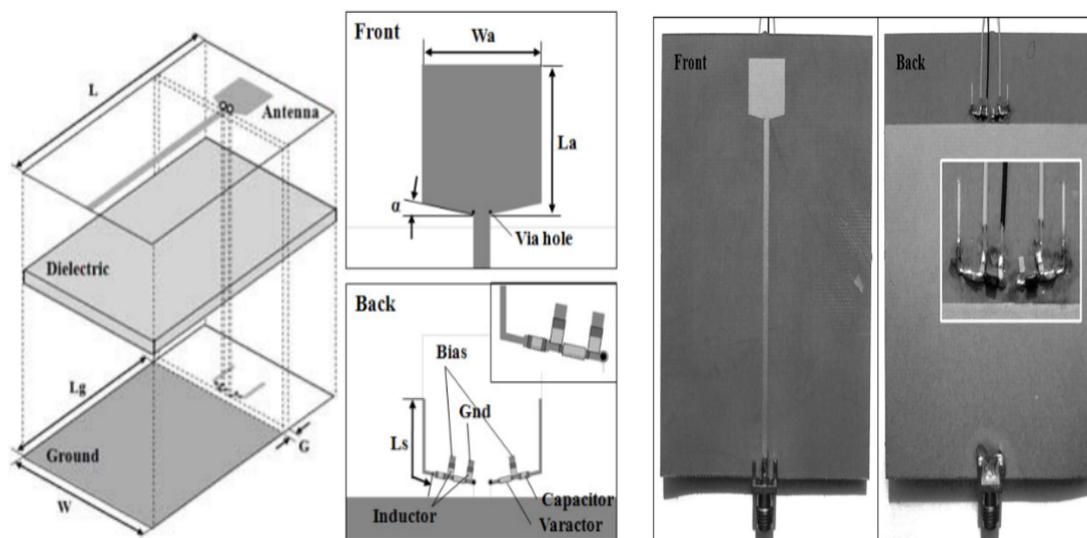


Fig. II.16 Monopôle plan avec talon de microstrip court-circuité [II.47].

4.1.4 Commutation de fréquences par photoconducteurs

La structure de l'antenne pour ce cas consiste en un anneau annulaire circulaire externe [région 1 de la figure II.17(a)] et un patch circulaire intérieur [région 2 de la figure II.17(a)]. Les deux structures sont séparées par un intervalle de 1 mm et reliées par deux pièces de silicium qui jouent le rôle de commutateurs RF. La vue de dessus

de la topologie d'antenne fabriquée est illustrée à la figure II.17(b). La vue de dessous de la structure d'antenne est illustrée à la figure II.17(c).

L'antenne peut régler sa fréquence de fonctionnement selon l'état du commutateur au silicium. Pour activer les pièces de silicium, la lumière d'une diode laser 808 nm est transmise aux commutateurs via un câble à fibre optique. Il est placé sous le substrat et maintenu par un support en plastique. Pour coupler la lumière dans les commutateurs en silicium, deux trous de rayon 1 mm sont percés dans le substrat, comme indiqué sur la figure II.17(c) [II.31].

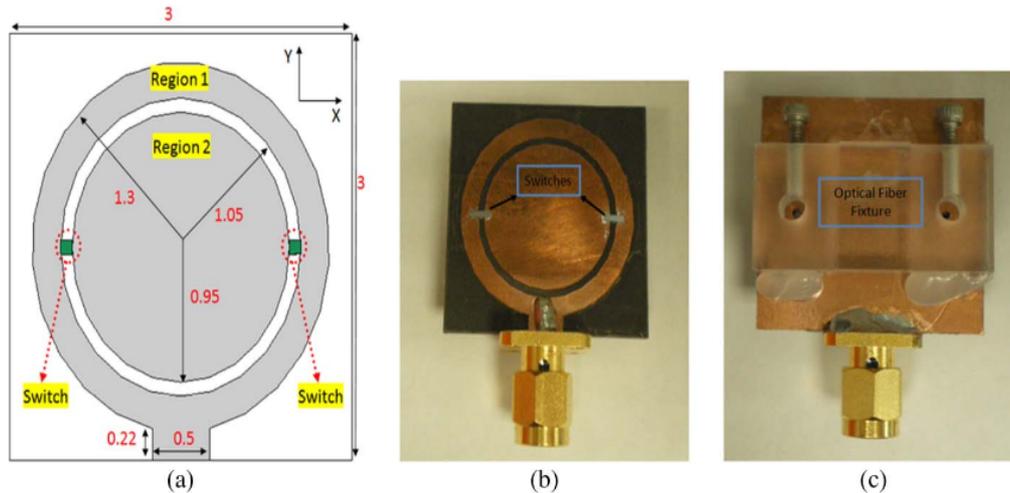


Fig. II.17 (a) Antenne optiquement reconfigurable pour la deuxième technique d'activation, (b) Vue de dessus du prototype fabriqué et (c) Vue de dessous du prototype fabriqué [II.31].

4.2 Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

Un autre sujet intéressant à propos des antennes intelligentes est la reconfiguration du diagramme de rayonnement. Ce terme est utilisé pour les techniques de guidage de faisceau et pour les méthodes de contrôle du gain d'antenne dans les plans d'azimut et d'élévation. Les antennes reconfigurables à diagramme de rayonnement ont généralement pour objectif d'améliorer la qualité de la liaison en focalisant simplement les signaux dans la direction souhaitée ou en modifiant le gain pour changer la zone de couverture.

Il est évident que la méthode principale pour mettre en œuvre ces fonctionnalités consiste à contrôler la distribution actuelle de l'antenne, ce qui conduit à modifier le comportement en fréquence et par conséquent l'adaptation d'impédance de l'antenne. Par conséquent, le maintien des propriétés de correspondance souhaitées doit être pris en compte lorsque le faisceau ou le gain de l'antenne est modifié.

4.2.1 Utilisation de diodes PIN

Un exemple d'antenne imprimée, une antenne reconfigurable en diagramme est présentée dans [II.48], est illustré par la figure II.18. Un balun micro-ruban à quart de longueur d'onde sert de transformateur asymétrique / asymétrique de la ligne coaxiale

d'alimentation aux deux barrettes dipôles imprimées. Pour reconfigurer le diagramme de rayonnement, deux diodes PIN sont utilisées.

Le réglage des deux commutateurs entraîne des géométries différentes de la structure de l'antenne. Cela produit divers niveaux de couplage mutuel entre les éléments et donc un diagramme de rayonnement différent. Un tel comportement d'antenne diminue la corrélation de canal spatial MIMO et optimise ensuite la capacité de liaison.

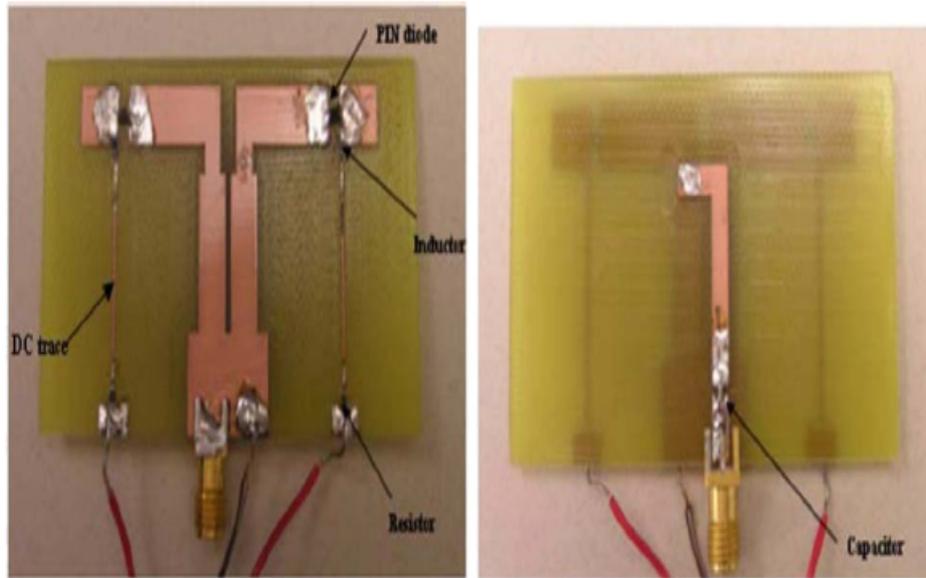


Fig. II.18 Antenne reconfigurable en diagramme [II.48].

Les antennes reconfigurables en diagramme sont intéressantes pour les applications de surveillance et de poursuite parce qu'elles produisent des diagrammes de rayonnement avec des directivités différentes à la même fréquence de fonctionnement [II.49-50]. Généralement, les structures sont conçues de manière à produire une diversité de motifs où les configurations d'alimentation sont reconfigurables, application de la théorie des matrices. Nous allons discuter d'un exemple typique [II.51].

À la figure II.19(a), quatre dipôles d'arc identiques et un réseau d'alimentation reconfigurable sont représentés sur différents côtés d'un substrat Rogers 4350B. En changeant les états des diodes, le diagramme de rayonnement d'extrémité d'antenne peut être dirigé avec une différence de 90 degrés dans le plan azimutal afin de couvrir toutes les directions, comme illustré à la figure II.19(b).

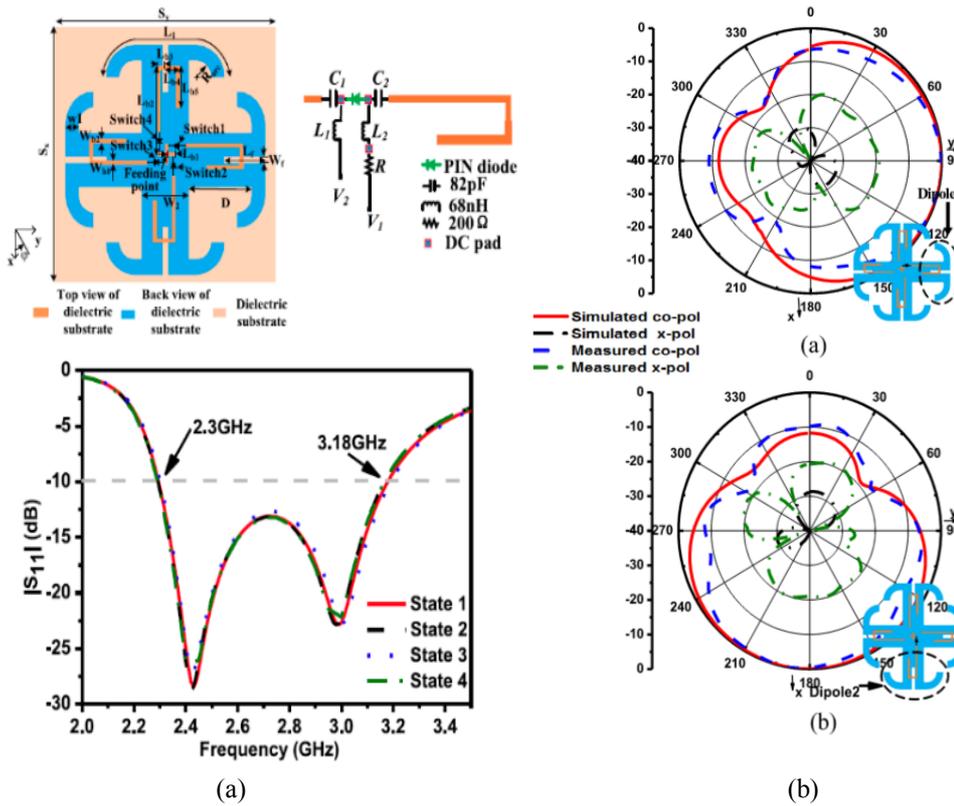


Fig. II.19 (a) Antenne reconfigurable en diagramme et résultat du S_{11} , (b) Diagrammes de rayonnement pour différents modes de fonctionnement [II.51].

Dans [II.52], la structure proposée (Fig. II.20) est un autre modèle d'antenne patch reconfigurable en polarisation avec de taille compacte a été rapporté pour les systèmes sans fil 5G et ses caractéristiques ont été examinées.

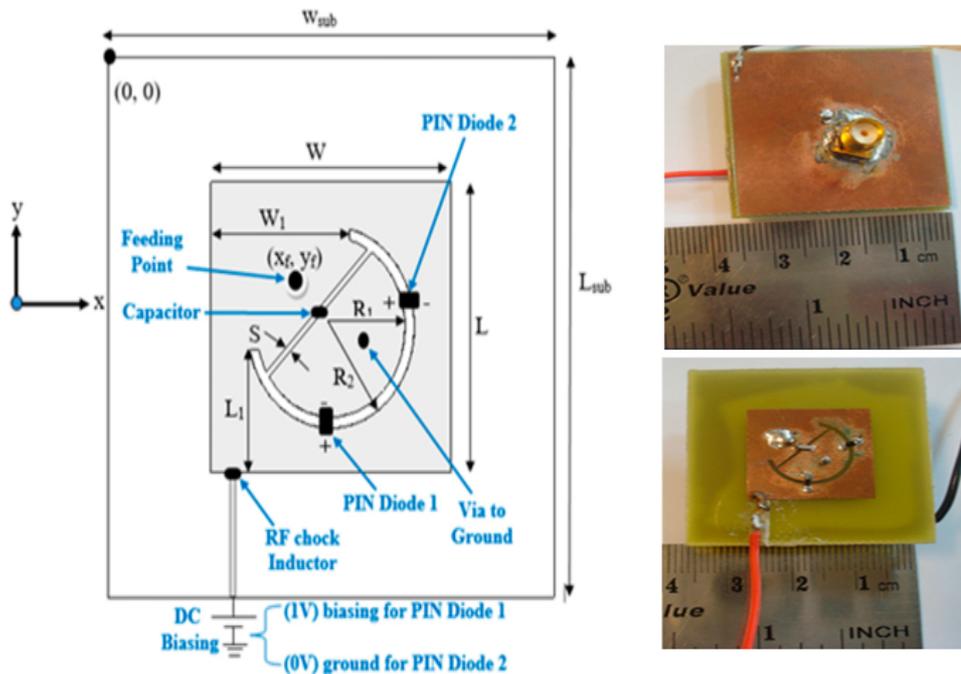


Fig. II.20 Antenne patch reconfigurable en polarisation [II.52].

4.2.2 Utilisation de MEMS

Dans [II.53] est proposée une antenne reconfigurable en diagramme, en forme de spirale rectangulaire, dans laquelle sont intégrés quatre MEMS (Fig. II.21). La spirale est alimentée, en son centre, par un câble coaxial. Elle est constituée de cinq sections qui sont connectées par quatre MEMS RF placés stratégiquement. En fonction des commutateurs activés, la longueur totale de la spirale varie et le diagramme de rayonnement se trouve modifié en conséquence. La fréquence de résonance est égale à 10 GHz.

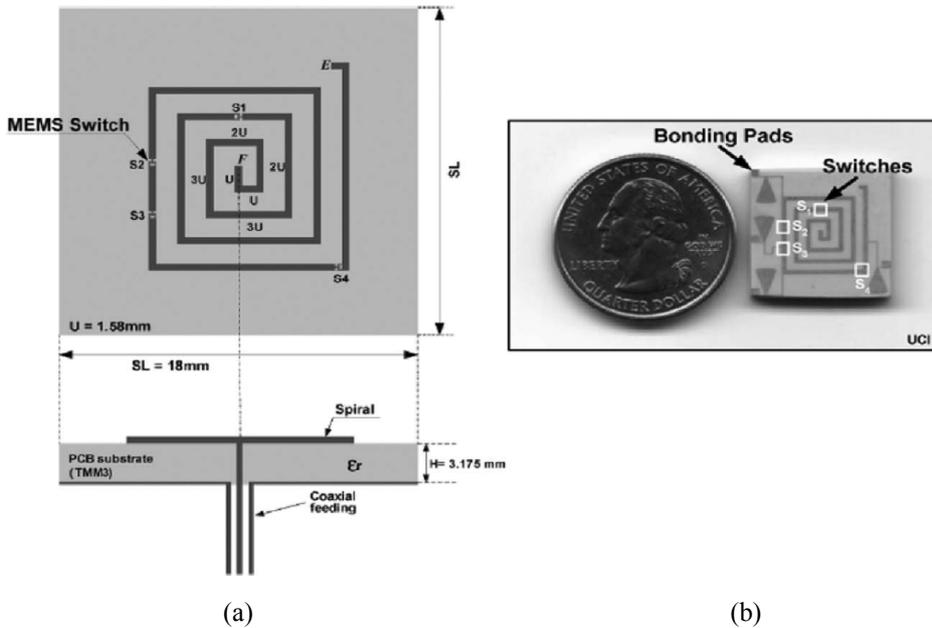


Fig. II.21 (a) Antenne spirale reconfigurable de diagramme de rayonnement, (b) Prototype fabriqué [II.53].

Dans [II.54], on voit une antenne à deux ports fonctionnant à 3.82 GHz et formée d'un patch octogonal composé de commutateurs RF-MEMS capables de reconfigurer sa polarisation verticale/horizontale en inclinaison $\mp 45^\circ$. L'inconvénient de cette antenne réside dans la complexité de sa conception, notamment de la structure d'alimentation et du réseau de polarisation (Voir figure II.22).

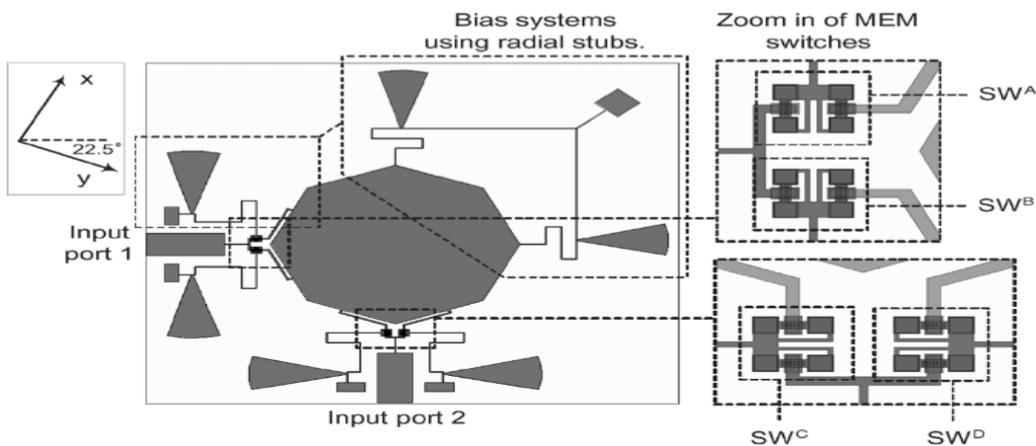


Fig. II.22 (a) Antenne octogonale reconfigurable de diagramme de rayonnement [II.54].

4.2.3 Utilisation de diodes photoconductrices

Dans [II.55], une antenne reconfigurable en diagramme est proposée. La figure II.23 illustre les différents diagrammes de rayonnement selon l'état des photoconducteurs. Des dés de silicium de $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$ sont ensuite placés sur les entrefers et maintenus en place à l'aide d'époxy chargé d'argent, ce qui garantit un bon contact entre le cuivre et le silicium.

Dans le cas où une seule diode est passante, la fréquence de résonance est égale à 2.7 GHz. Quand le commutateur de gauche est activé, le diagramme de rayonnement subit une rotation à gauche de 50° dans le plan du champ électrique et inversement quand celui de droite est passant.

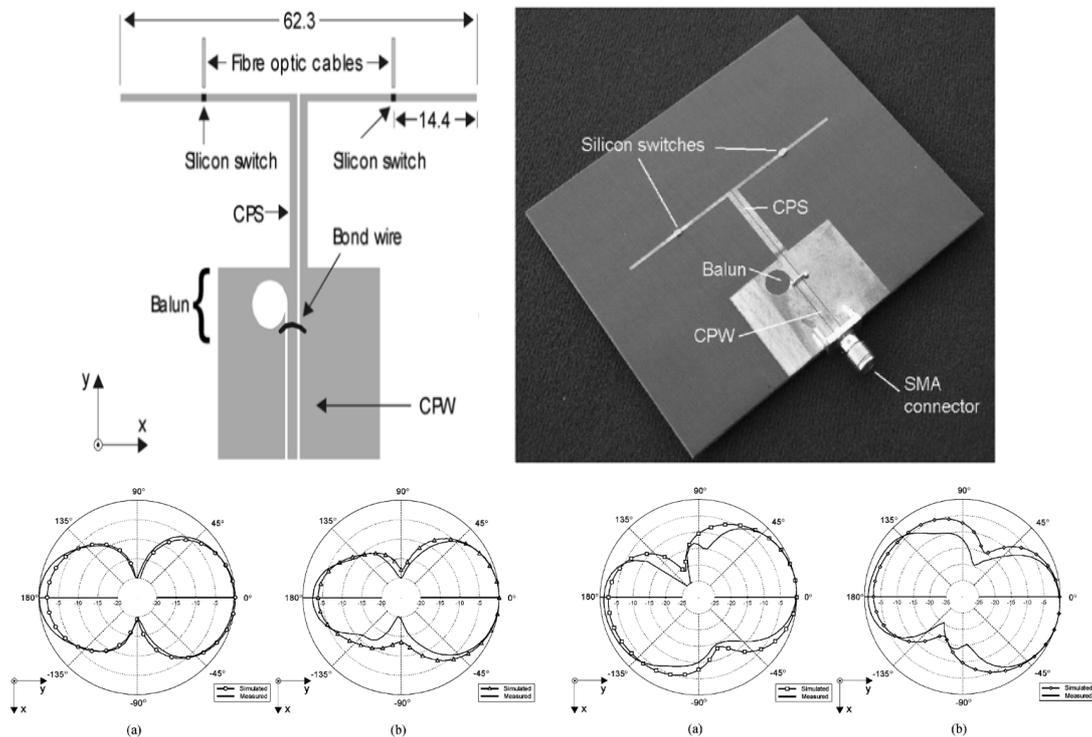


Fig. II.23 Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement [II.55].

Des antennes optiquement reconfigurables bi-bande peuvent également être mises en œuvre en intégrant des diodes laser directement dans le substrat d'antenne [II.56]. Une pièce en cuivre est fixée à l'arrière de la masse de l'antenne, comme illustré à la figure II.24. Cette pièce a un effet minimal sur le diagramme de rayonnement de l'antenne, car elle a une faible profondeur, une largeur et une hauteur inférieures au plan de masse de l'antenne.

Cette technique élimine l'utilisation de câbles à fibres optiques pour la diffusion de la lumière, ce qui permet une intégration plus facile de l'antenne optiquement reconfigurable. Les diodes laser sont activées via un pilote de courant pour générer la puissance optique de sortie requise. Un exemple de ce type d'antenne reconfigurable est présenté à la figure II.24(a). La couche supérieure de l'antenne est le patch rayonnant, tandis que la couche inférieure représente le plan de masse d'antenne.

Deux commutateurs au silicium (indiqués par S1 et S2) sont inclus pour permettre à l'antenne d'ajuster sa fréquence de résonance. Pour activer les commutateurs en silicium, deux diodes laser sont intégrées dans le substrat d'antenne en fixant une petite pièce de cuivre à la terre de l'antenne, comme indiqué sur la figure II.24(b). Deux trous sont forés dans le substrat afin de permettre à la lumière de la diode laser d'être transmise aux commutateurs au silicium. Ces pièces de cuivre servent également de puits de chaleur pour les diodes laser.

La couche supérieure d'antenne fabriquée est également représentée à la figure II.24(c). Lorsque les deux commutateurs photoconducteurs au silicium sont à l'état bloqué, seule la zone de rayonnement de l'antenne principale est alimentée. Cela fait que l'antenne couvre les bandes 3.84-4.8 GHz et 6.2-7.4 GHz. Quand l'un des commutateurs est passant, l'antenne fonctionne à 4.6-5.92 GHz, 7.35-8.6 GHz ou à 3.2-4.1 GHz, 7-7.5 GHz.

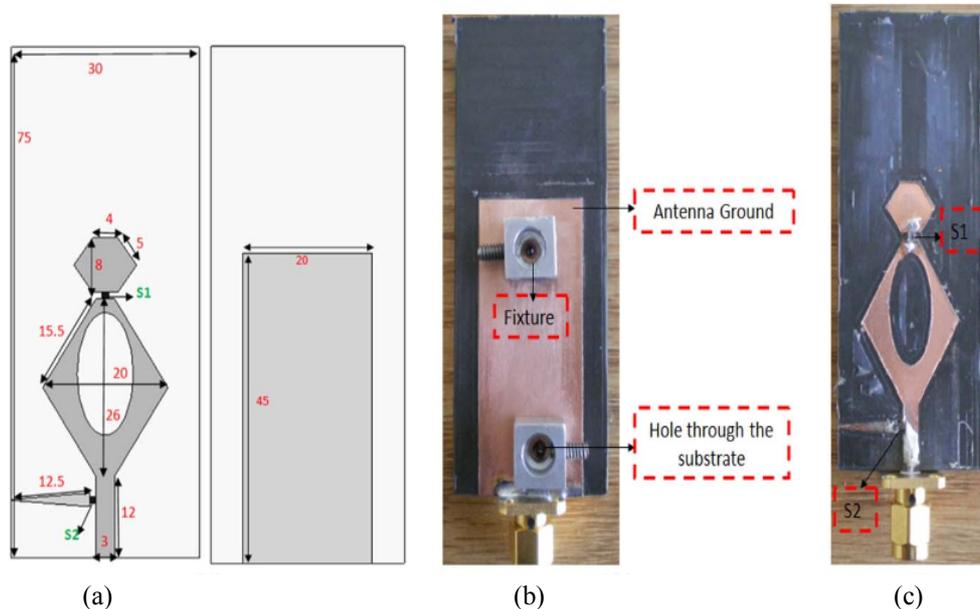


Fig. II.24 (a) Antenne reconfigurable à commutateur optique, (b) Intégration de la diode laser avec un luminaire en cuivre et (c) Prototype fabriqué [II.56].

4.3 Antennes reconfigurables en polarisation

Les antennes dotées de la capacité de reconfiguration de la polarisation sont utilisées lorsque nous devons éviter les signaux brouilleurs dans des conditions d'environnement imprévisibles et offrir également des degrés de liberté supplémentaires pour la diversité d'antennes afin d'améliorer la qualité de la liaison.

La reconfigurabilité de la polarisation est réalisée en contrôlant la direction de la distribution actuelle. Cela se fait généralement en modifiant l'antenne elle-même ou le réseau d'alimentation. Le principal défi de la conception de ces types d'antennes consiste à conserver une bonne adaptation d'impédance et un bon diagramme de rayonnement tout en maintenant la reconfigurabilité de la polarisation.

4.3.1 Utilisation de diodes PIN

Dans [II.57], une nouvelle conception simple d'antenne reconfigurable en polarisation avec fente en forme de C a été introduite pour les applications 4G de 2.2-2.8 GHz. Sa configuration, illustrée à la figure II.25(a), consiste en un patch de rayonnement circulaire avec une fente en forme de C et deux diodes situées de part et d'autre de la fente circulaire concentrique du patch de rayonnement.

Comme le montre la figure 4b, l'antenne peut basculer entre les modes de polarisation linéaire verticale et horizontale (VP/HP) et entre les modes de polarisation circulaire LHCP et RHCP et peut être utilisée dans les communications sans fil 5G.

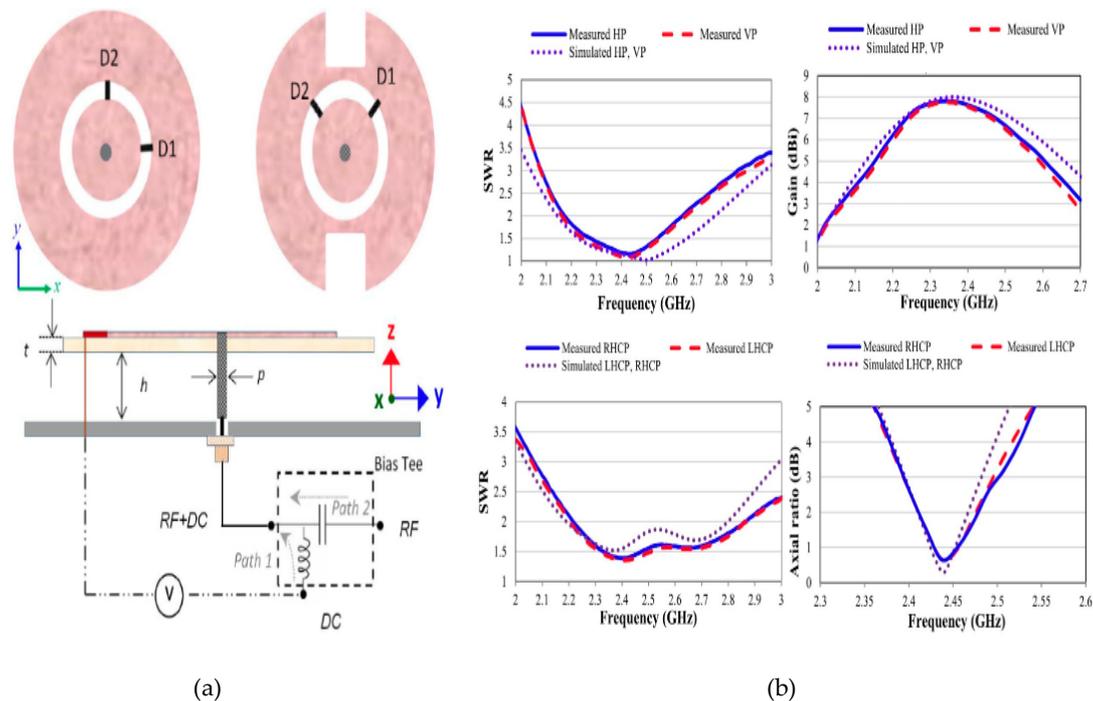


Fig. II.25 (a) Schéma de l'antenne, (b) Caractéristiques du rapport d'onde stationnaire (SWR), du gain et du rapport axial de l'antenne [II.57].

Un exemple d'antenne reconfigurable en polarisation, utilisant des diodes PIN, est proposé dans [II.58]. Cette antenne, illustrée à la figure II.26(a), est composée d'un patch circulaire alimenté par une ligne micro-ruban de 50Ω .

Pour changer le mode de polarisation de l'antenne, deux diodes PIN sont insérées, près du bord de la fente, permettant ainsi d'obtenir deux états en polarisation linéaire (horizontale et verticale) et deux états en polarisation circulaire, droite et gauche (figure II.26(b)). Sur la ligne d'alimentation, trois stubs commutables sont utilisés pour maintenir l'adaptation en fonction des états de polarisation.

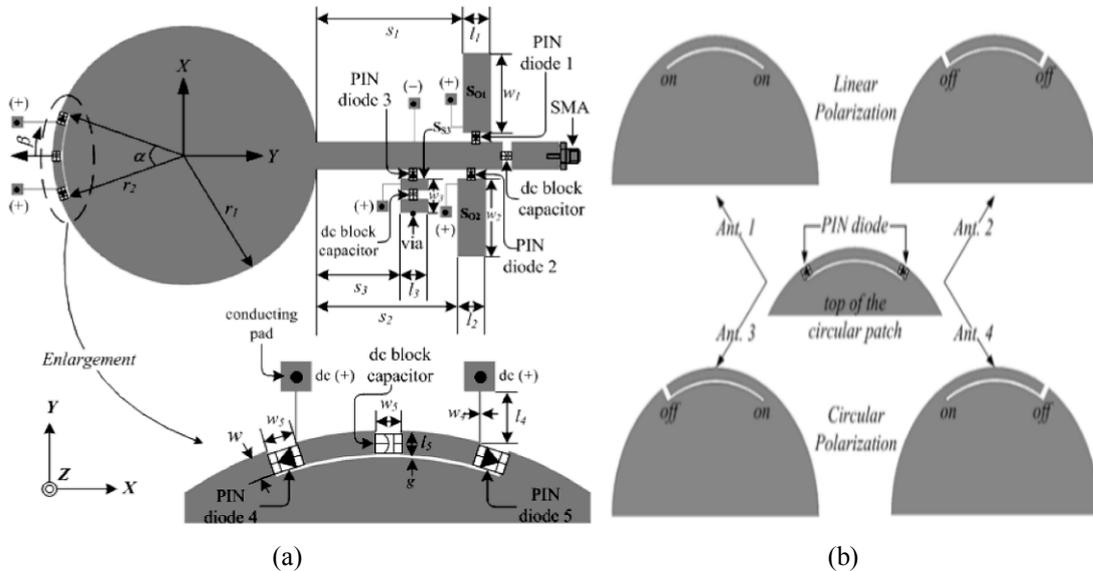


Fig. II.26 Antenne patch circulaire reconfigurable en polarisation [II.58]. (a) Géométrie de l'antenne, (b) Types de polarisation et états des diodes.

5. Conclusion

Selon l'investigation réalisée dans ce chapitre, la conception et la mise en œuvre d'antennes reconfigurables à un seul élément est une tâche ardue et des recherches supplémentaires sont nécessaires dans ce domaine. Les méthodes réalisables actuellement pour la reconfiguration de différents paramètres des antennes font face à des coûts élevés et à un niveau de complexité supérieur, ce qui rend crucial le recours à de nouvelles techniques à cette fin. L'utilisation de nouvelles approches, telles que les patches reconfigurables, nous a permis non seulement d'exploiter les antennes adaptatives en tant que composants des systèmes intelligents multi-éléments, mais nous aide également à disposer d'antennes intelligentes à élément unique. Ces dernières peuvent s'avérer extrêmement utiles pour la conception et la mise en œuvre de systèmes de télécommunication performants et discrets à faible coût.

Dans ce chapitre, on a commencé par une description de la partie radio fréquence d'un système multiservices. Puis nous avons présenté les applications et les exigences d'antennes reconfigurables. Les composants employés pour la reconfiguration restent limités en nombre et comptent essentiellement parmi des diodes (PIN ou varicaps), des MEMS et des photoconducteurs.

Ensuite, on a présenté un état de l'art sur les antennes reconfigurables et les approches utilisées dans la littérature pour réaliser la reconfiguration. Nous avons aussi abordé la classification des antennes reconfigurables en fonctionnement de fréquence, le diagramme de rayonnement et la polarisation. De plus, les méthodes les plus courantes pour chaque groupe ont été présentées et discutées.

Plus loin dans notre étude, on restreindra davantage la catégorie d'antennes reconfigurables analysées et nous focaliserons uniquement sur les antennes reconfigurables en fréquence.

Références bibliographiques du chapitre II

- [II.1] A. J. Fenn, *Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communication Systems*, Artech House, 2008.
- [II.2] J. T. Bernard, "Reconfigurable Antennas," *Synthesis Lectures on Antennas*, vol. 2, no. 1, pp. 1-66, 2007 Morgan & Claypool publication series.
- [II.3] W. Kim, M. F. Iskander and W. D. Palmer, "An Integrated Phased Array Antenna Design Using Ferroelectric Materials and the Continuous Transverse Stub Technology," *IEEE Trans. on Ant. and Propag.*, Vol. 54 (No. 11), p. p. 3095-3105, 2006.
- [II.4] E. Bruce and A. C. Beck. Experiments with directivity steering for fading reduction. *The Bell System Technical Journal*, 14(2):195–210, April 1935. ISSN 0005-8580.
- [II.5] C. A. Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [II.6] Zhi Ning Chen. *Handbook of Antenna Technologies*. Springer, 2015.
- [II.7] B.A. Cetiner, Hamid Jafarkhani, Jiang-Yuan Qian, Hui Jae Yoo, A. Grau, and F. De Flaviis. Multifunctional reconfigurable MEMS integrated antennas for adaptive MIMO systems. *IEEE Communications Magazine*, 42(12):62–70, 2004.
- [II.8] J. Costantine, Y. Tawk, S. E. Barbin, and C. G. Christodoulou, "Reconfigurable Antennas: Design and Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 3, pp. 424-437, 2015.
- [II.9] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250-2261, 2012.
- [II.10] Z. Dai, S. Liu, Y. Chen, and N. G. Nanjing, "Development and investigation of reconfigurable plasma antennas," in *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2010 International Conference on, 2010, pp. 1135-1137.
- [II.11] D. Schaubert, "Frequency-agile polarization diversity microstrip antennas and frequency scanned arrays," US Patent #4,367,474, Jan. 1983.
- [II.12] J. K. Smith, "Reconfigurable aperture antenna (RECAP)," DARPA, 1999.
- [II.13] Grau, J.R.; Lee, M.J. A dual-linearly-polarized MEMS-reconfigurable antenna for NB MIMO communication systems. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2010, 58, 4–17.
- [II.14] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," *Proceedings of the IEEE*, 100(7), pp. 2250–2261, 2012.
- [II.15] H. J. De Los Santos, *Introduction to Microelectromechanical Microwave Systems*, Second Edition, Norwood, MA, Artech House, 2004.
- [II.16] J. M. Laheurte, "Switchable CPW-Fed Slot Antenna for Multifrequency Operation," *Electronics Letters*, 37, 25, December 2001, pp. 1498-1500.
- [II.17] C. Luxey, I. Dussopt, J. L. Le Sonn, and J. M. Laheurte, "Dual-Frequency Operation of CWP-Fed Antenna Controlled by PIN Diodes," *IEE Electronics Letters*, 36, 1, January 2000, pp. 2-3.
- [II.18] N. C. Karmakar, "Shorting Strap Tunable Stacked Patch PIFA," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP- 53, 2, November 2004, pp. 2877-2884.
- [II.19] A. F. Sheta and S. F. Mahmoud, "A Widely Tunable Compact Patch Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7, 2008, pp. 40-42.

- [II.20] L. Huang and P. Russer, "Tunable Antenna Design Procedure and Harmonics Suppression Methods of the Tunable DVB-H Antenna for Mobile Applications," 37th European Microwave Conference EMC 2007, Munich, Germany, October, 2007
- [II.21] I. J. Yoon, S. H. Park, and Y. E. Kim, "Frequency Tunable Antenna for Mobile TV Signal Reception," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, Honolulu, HI, July 2007, pp. 5861-5864.
- [II.22] M. Abdallah, L. Le Coq, F. Colombel, G. Le Ray, and M. Hindi, "Frequency Tunable Monopole Coupled Loop Antenna with Broadside Radiation Pattern," IET Electronics Letters, 45, 23, November, 2009, pp. 1149-1151.
- [II.23] G. M. Rebeiz, "RF MEMS: Theory, design, and technology", John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [II.24] A. Petosa "An overview of tuning techniques for frequency-agile antennas", IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 54, pp.271 -296 2012.
- [II.25] D. E. Anagnostou, G. Zheng, M. T. Chryssomallis, J. C. Lyke, G.E. Ponchak, J. Papapolymerou, and C. G. Christodoulou, "Design, Fabrication, and Measurements of an RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable Antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-54, 2, February 2006, pp. 422-432.
- [II.26] N. Kingsley, D. E. Anagnostou, M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, "RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique," IEEE Journal of Microelectromechanical Systems, 16, 5, October 2007, pp. 1185-1192.
- [II.27] R. K. Gupta, U.C. Sharma, P. Ayanu, and G. Kumar, "MEMS Based Reconfigurable Dual Band Antenna" Microwave and Optical Technology Letters, 50, 6, June 2008, pp. 1570-1575.
- [II.28] T. Wu, R. L. Li, S. Y. Eom, S. S. Myoung, K. Lim, J. Laskar, S.I. Jeon, and M.M. Tentzeris, "Switchable Quad-Band Antennas for Cognitive Radio Base Station Applications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-58, 5, May, 2010, pp. 1468-1476.
- [II.29] W. B. Zheng, Q. A. Huang, X. P. Liao, and F. X. Li, "RF MEMS Membrane Switches on GaAs Substrate for X-Band Applications," Journal of Microelectromechanical Systems, 14, 3, June 2005, pp. 464-471.
- [II.30] R. N. Lavallee and B. A. Lail, "Optically-Controlled Reconfigurable Microstrip Patch Antenna," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, San Diego, July 2008.
- [II.31] Y. Tawk, A. R. Albrecht, S. Hemmady, G. Balakrishnan, and C. G. Christodoulou, "Optically pumped frequency reconfigurable antenna design, IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 9, pp. 280-283, 2010.
- [II.32] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, and J. C. Vardaxoglou, "Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconducting Switches," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-54, 2, February 2006, pp. 449-454.
- [II.33] G. P. Jin, D.L. Zhang, and R. L. Li, "Optically Controlled Reconfigurable Antenna for Cognitive Radio Applications," IET Electronics Letters, 47, 17, August 2011, pp. 948-950.

- [II.34] I. Carraquillo-Rivera, Z. Popovic, and R. A. Rodriguez Solis, "Tunable Slot Antenna Using Varactors and Photodiodes," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, Columbus, OH, June 2003, pp. 532-535.
- [II.35] E.R. Brown. On the gain of a reconfigurable-aperture antenna. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 49(10):1357–1362, 2001.
- [II.36] Ullah S, Ahmad S, Khan BA, Flint JA (2018). A multi-band switchable antenna for Wi-Fi, 3G Advanced, WiMAX, and WLAN wireless applications. International Journal of Microwave and Wireless Technologies 1–7.
- [II.37] Alam MS, Abbosh A. Reconfigurable band-rejection antenna for ultra-wideband applications. IET Microwaves, Antennas & Propagation,;12(2):195-202.
- [II.38] S. Shelley, J. Costantine, C. G. Christodoulou, D. E. Anagnostou, and J. C. Lyke, BFGPA-controlled switch-reconfigured antenna, IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 9, pp. 355–358, 2010.
- [II.39] Chen, S.-Y.; Chu, Q.-X.; Shinohara, N. A bandwidth reconfigurable planar antenna for WLAN/WiMAX applications. In Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), New Delhi, India, 5–9 December 2016.
- [II.40] 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.
- [II.41] Nickolas Kingsley and all., "RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique," Journal of microelectromechanical systems, vol. 16, issue 5, pp. 1185-1192, 2007.
- [II.42] Harish Rajagopalan et al., "MEMS Reconfigurable Optimized E-Shaped Patch Antenna Design for Cognitive Radio," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, issue 3, pp. 1056-1064, 2014.
- [II.43] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and A. Vila-Jimenez, "Active UWB antenna with tunable band-notched behaviour," Electronics Letters, vol. 43, pp. 959-960, 2007.
- [II.44] J. Won-Seok, L. Sang-Yun, L. Won-Gyu, L. Ho, and Y. Jong-Won, "Tunable Band-notched Ultra Wideband (UWB) Planar Monopole Antennas Using Varactor," in Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European, 2008, pp. 266-268.
- [II.45] Z. H. Hu, P. S. Hall, J. R. Kelly, and P. Gardner, "UWB pyramidal monopole antenna with wide tunable band-notched behaviour," Electronics Letters, vol. 46, pp. 1588-1590, 2010.
- [II.46] B. Rahmati and H. R. Hassani, "Wideband planar plate monopole antenna with dual tunable notch," Electronics Letters, vol. 46, pp. 480-481, Apr. 2010.
- [II.47] W. S Jeong, Lee S.-Y., W.-G Lim, H. Lim, J.-W. Yu, "Tunable Band-notched Ultra-Wideband (UWB) Planar Monopole Antennas Using Varactor," Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European, Volume 266, Issue No 268, 27-31 Oct. 2008
- [II.48] D. Piazza, N. J. Kirsch, A. Forenza, R. W. Heath, and K. R. Dandekar, Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for MIMO systems, IEEE Trans Antennas Propag., vol. 56, no. 3, pp. 869–881, Mar. 2008.

- [II.49] Abdulraheem, Y.I.; Abdullah, A.S.; Mohammed, H.J.; Mohammed, B.A.; Abd-Alhameed, R.A. Design of radiation pattern-reconfigurable 60-GHz antenna for 5G applications. *J. Telecommun.* 2014, 52, 1–5.
- [II.50] Zhong-Liang, L.; Xue-Xia, Y.; Guan-Nan, T. A wideband printed tapered-slot antenna with pattern reconfigurability. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2014, 13, 1613–1616.
- [II.51] Jin, G.; Li, M.; Liu, D.; Zeng, G. A simple planar pattern-reconfigurable antenna based on arc dipoles. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2018, 17, 1664–1668.
- [II.52] Al-Yasir Y, Abdullah A, Ojaroudi Parchin N, Abd-Alhameed R, Noras J. A new polarization-reconfigurable antenna for 5G applications. *Electronics.* 2018 Nov 2;7(11):293.
- [II.53] Chang won, J., et al., “Reconfigurable scan-beam single-arm spiral antenna integrated with RF-MEMS switches,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, issue 2, pp. 455-463, 2006.
- [II.54] Grau A, Romeu J, Lee MJ, Blanch S, Jofre L, De Flaviis F. A dual-linearly-polarized MEMS-reconfigurable antenna for narrowband MIMO communication systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 2010 Jan;58(1):4-17.
- [II.55] C.J. Panagamuwa, A. Chauraya, J.C. Vardaxoglou, “Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, issue 2, pp. 449 - 454, 2006.
- [II.56] Y. Tawk, J. Costantine, S. E. Barbin, and C. G. Christodoulou, Integrating laser diodes in a reconfigurable antenna system, in *Proc. SBMO/IEEE MTT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf.*, Oct. 2011.
- [II.57] Mak, K.M.; Lai, H.W.; Luk, K.M.; Ho, K.L. Polarization reconfigurable circular patch antenna with a C-shaped. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2017, 65, 1388–1392.
- [II.58] Boyon, K., et al., “A Novel Single-Feed Circular Microruban Antenna with Reconfigurable Polarization Capability,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, issue 3, pp. 630-638, 2008.

Chapitre III

Conception et réalisation des antennes fractales ultra large bande (ULB)

Sommaire

1. *Introduction*
 2. *Techniques de fabrication et de mesure*
 - 2.1 *Étapes de fabrication*
 - 2.2 *Mesure des paramètres de répartition S*
 - 2.3 *Mesure du diagramme de rayonnement*
 3. *Réalisation et validation expérimentale d'une antenne fractale de forme hexagonale pour les applications ULB*
 - 3.1 *Géométrie de l'antenne proposée*
 - 3.2 *Résultats et discussions*
 - 3.3.1 *Coefficient de réflexion*
 - 3.3.2 *Diagramme de rayonnement et gain*
 4. *Conception d'une antenne fractale de forme tapis de Sierpinski pour les applications ULB*
 - 4.1 *Géométrie de l'antenne proposée*
 - 4.2 *Résultats et discussions*
 - 4.3.1 *Coefficient de réflexion*
 - 4.3.2 *Diagramme de rayonnement et gain*
 5. *Conception d'une antenne fractale de forme tapis de Sierpinski carpet pour les applications ULB*
 - 5.1 *Géométrie de l'antenne proposée*
 - 5.2 *Résultats et discussions*
 - 5.3.1 *Coefficient de réflexion*
 - 5.3.2 *Diagramme de rayonnement et gain*
 6. *Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes*
 7. *Conclusion*
 8. *Références bibliographiques du chapitre III*
-

1. Introduction

Ces dernières années, le domaine de la communication a fait d'énormes progrès pour répondre aux besoins croissants des utilisateurs. Cette nouvelle réalité nécessitera non seulement le développement de systèmes de communication avec succès, mais aussi leur adaptation aux besoins spécifiques [III.1]. La technique ultra large bande est l'une des technologies émergentes qui a attiré beaucoup l'attention de nombreux chercheurs.

La technologie ULB présente des caractéristiques uniques et des applications prometteuses en communication. Par exemple, dans les communications sans fil, la bande passante d'exploitation extrêmement large peut permettre des connexions à haut débit.

Cependant, le très faible niveau d'émission a limité la portée de la connexion sans fil à quelques mètres. En conséquence, la technologie ULB est plus susceptible d'être appliquée dans les produits électroniques grand public tels que les réseaux centrés sur les combinés/ordinateurs portables et les réseaux domestiques qui nécessitent des solutions sans fil à courte portée mais à débit de données élevé.

Les systèmes ULB coexisteront avec les autres systèmes de communication traditionnels dans la même bande de fréquences en utilisant des niveaux de puissance faible. La gamme de fréquences par la Commission fédérale des communications (FCC) allouée à la communication ULB en 2002 [III.2] est comprise entre la bande de 3.1 à 10.6 GHz. Cette technologie possède de nombreux avantages tels que la capacité élevée et l'immunité à l'annulation multi-chemins [III.3].

Par conséquent, sans augmenter la taille de l'antenne, la géométrie fractale est apparue comme une solution prometteuse pour obtenir les caractéristiques de haut débit en raison des propriétés de remplissage de l'espace et l'autosimilarité [III.4].

La meilleure façon d'intégrer l'antenne ULB à des systèmes sans fil est d'utiliser l'antenne micro-ruban plane. Cependant, ce type d'antenne a un problème de plus grande taille. Pour le résoudre, l'une des méthodes les plus récentes est d'augmenter la bande passante par l'utilisation de la géométrie fractale [III.5].

Les antennes patch fractales se sont révélées être des candidates appropriées pour les systèmes ULB qui sont capables de miniaturiser la taille et d'avoir des performances multi-bandes [III.6-7]. Récemment, dans le domaine commercial, de nombreuses techniques sont développées pour alimenter les antennes ULB qui servent de guide d'ondes d'alimentation avec la ligne micro-ruban et coplanaire [III.8]. Le plan de masse coplanaire offre les avantages d'une intégration facile avec circuit à micro-ondes [III.9].

Dans ce chapitre, nous allons concevoir trois antennes ultra-large bande, une antenne hexagonale ULB, une antenne fractale de Carpet et une antenne fractale de Sierpinski. Nous commencerons par présenter une antenne ULB basée sur un patch hexagonal

avec des fentes fractales au centre. La seconde antenne comporte une fente de forme fractale de type tapis de Sierpinski. La troisième antenne est un patch hexagonal avec l'application des fentes hexagonales de type tapis de Sierpinski qui fonctionne dans une bande de fréquence ULB. Nous avons utilisé le logiciel CST (Computer Simulation Technologie) studio suite pour concevoir les antennes fractales [III.10].

2. Techniques de fabrication et de mesure

Toutes les fabrications qui seront présentées dans ce chapitre ont été effectuées dans le laboratoire RF (Radio Frequency) de l'université de Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arréridj, Algérie.

2.1 Étapes de fabrication

Pour le processus de fabrication du prototype d'antenne proposée, nous nous sommes servis de la machine de gravure en utilisant du perchloreure de fer, du laboratoire RF de l'université de Bordj Bou Arréridj (Figure III.1). Un résumé du processus de fabrication suivi est décrit ci-dessous :



Fig. III.1. Machine de gravure chimique.

- On exporte les structures de simulation MS CST sous forme de fichier de type DXF. Ce type de fichier nous permet de travailler avec le logiciel Autocad sous forme de 2D afin d'imprimer sur une feuille transparente.
- L'insolation désigne l'exposition au rayonnement solaire (les rayons UV).
- Révélation de la plaque d'époxy exposée à la lumière dans une solution NaOH pour être développée.
- Gravure de la plaque dans un bain de perchloreure de fer qui enlève le cuivre non protégé.
- Les connecteurs SMA, les bobines et les diodes PIN sont directement soudés aux points d'alimentation pour effectuer les mesures nécessaires.



Fig. III.2. Insoleuse UV des circuits imprimés.

2.2 Mesure des paramètres de répartition S

Un analyseur de réseau ANRITSU MS4647A (Vectorial Network Analyzer (VNA)) (Figure III.3) est utilisé pour mesurer les caractéristiques des antennes réalisées. Les paramètres qu'on peut mesurer sont le coefficient S_{ij} (module et phase) de l'antenne en fonction de la fréquence et l'impédance d'entrée de l'antenne (partie réelle et partie imaginaire). L'antenne sous test est reliée à cet analyseur qui fonctionne dans la bande 10 MHz à 70 GHz à travers deux câbles coaxiaux d'impédances 50Ω . Ces deux adaptateurs sont utilisés pour assurer la transition antenne/câble.



Fig. III.3. Banc de mesure : Analyseur de réseaux ANRITSU MS4647A.

2.3 Mesure du diagramme de rayonnement

L'ensemble des mesures effectuées au cours de ces travaux a été réalisé dans la chambre anéchoïque du laboratoire RF de l'Institut national de la recherche scientifique EMT-INRS à Montréal, Canada.

Une chambre anéchoïque est une salle d'expérimentation dont les parois sont recouvertes d'absorbants qui permettent d'atténuer les réflexions des ondes électromagnétiques et ainsi reproduire les conditions d'un rayonnement en espace libre sans perturbation électromagnétique. La chambre du EMT-INRS est spécifiée pour fonctionner dans la bande de fréquences [1-18 GHz]. La figure III.4 donne un schéma descriptif de la chambre.

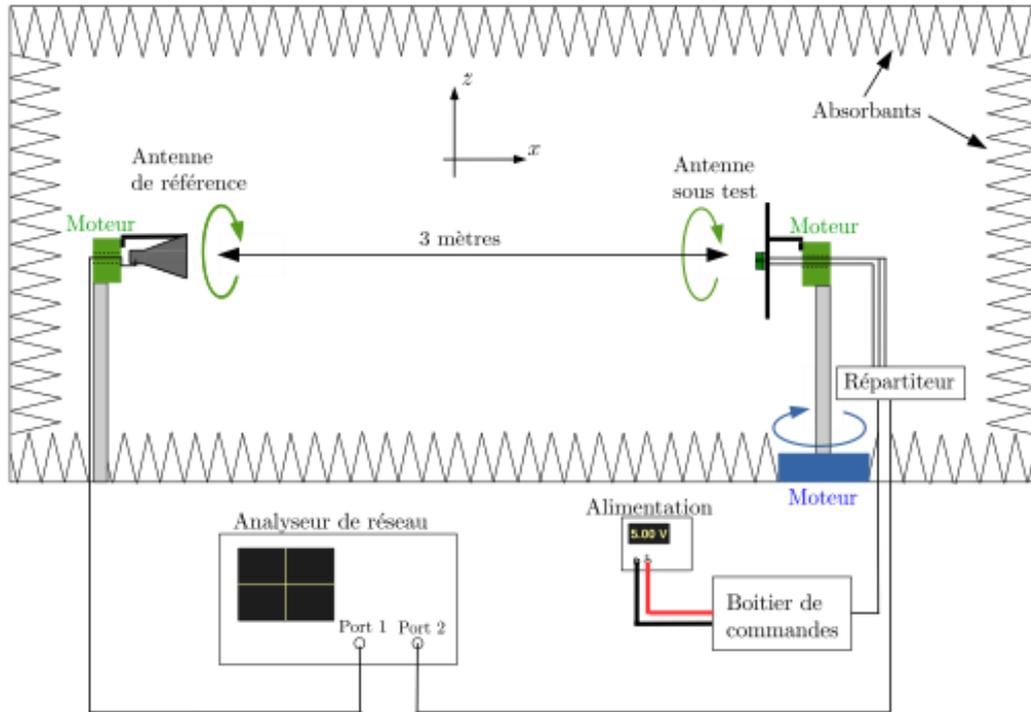


Fig. III.4. Schéma de la chambre anéchoïque du EMT-INRS.

Deux positionneurs, distants de trois mètres, sont situés aux extrémités de la chambre. Le premier, utilisé pour fixer une antenne de référence, est motorisé sur 360° autour de l'axe x afin d'adapter la polarisation de la mesure. Le second est, quant à lui, motorisé sur 360° autour de deux axes, l'axe x et l'axe z , ce qui permet de faire varier l'angle en azimut et l'angle en site de l'antenne sous test.

Les deux antennes sont connectées aux ports d'un analyseur de réseau, modèle Agilent 8722ES, et permettent de calculer l'atténuation entre le signal émis et le signal reçu au travers du coefficient de transmission S . Connaissant les caractéristiques de l'antenne de référence (le coefficient de réflexion S_{11} , le gain), la distance séparant les deux antennes et à partir de l'équation de Friis (III.1), on en déduit le gain de l'antenne sous test.

$$P_{ant}(\varphi, \theta) = \frac{P_e G_e}{4\pi r^2} \frac{G_r(\varphi, \theta) \lambda^2}{4\pi} \quad (\text{III.1})$$

La chambre 3D anéchoïde peut mesurer divers paramètres d'antennes comme le diagramme de rayonnement, l'efficacité et le gain (Figure III.5). Pour nos expérimentations, l'antenne de référence utilisée est l'antenne cornet AH-118 fabriquée par la société Antcom (Figure III.6).

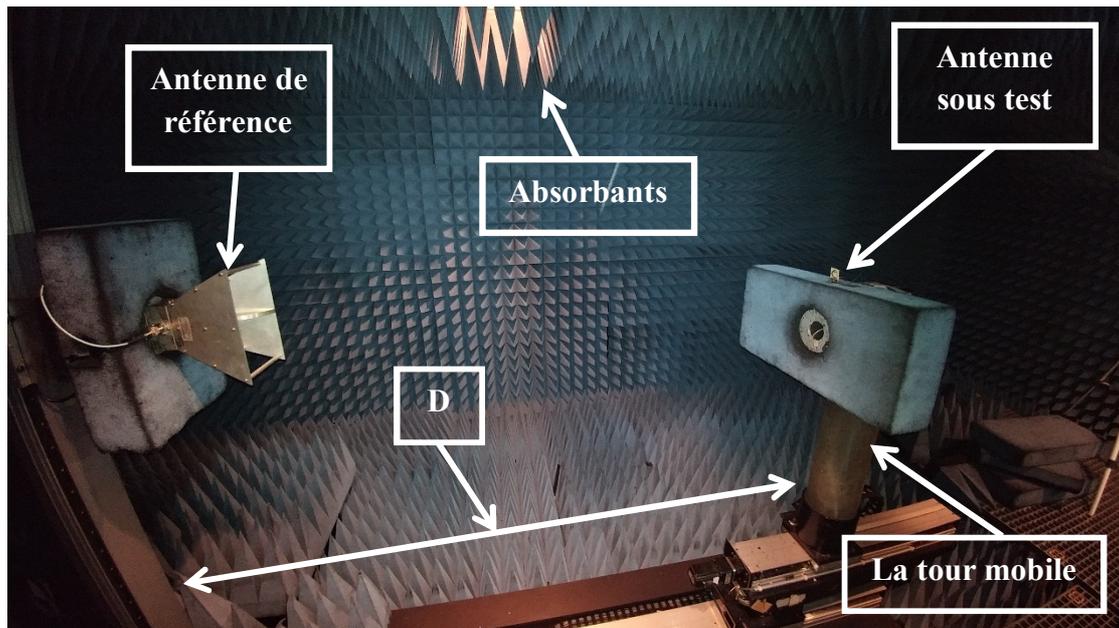


Fig. III.5. La chambre anéchoïque de l'INRS.



Fig. III.6. L'antenne de référence cornet AH-118.

3. *Réalisation et validation expérimentale d'une antenne fractale de forme hexagonale pour les applications ULB*

La première antenne étudiée est une antenne hexagonale basée sur le concept fractal pour les applications ULB [III.11]. L'antenne proposée se compose d'une pièce hexagonale de fentes fractales coupées montée sur une couche diélectrique alimentée par une ligne coplanaire. Le coefficient de réflexion S_{11} simulé et la variation du diagramme de rayonnement sont réalisés en utilisant une analyse de domaine temporel (FIT) sur la base de simulateur CST et vérifié expérimentalement. Le coefficient de réflexion de la performance de l'antenne avec la taille compacte possédait une amélioration par rapport à d'autres antennes citées récemment dans la littérature.

3.1 Géométrie de l'antenne proposée

L'antenne proposée est réalisée sur un matériau de substrat FR-4 avec une permittivité relative de 4.4, une épaisseur de 1.6 mm et une perte tangentielle de 0.0018. La dimension globale de l'antenne est de $16.5 \times 14.5 \text{ mm}^2$ (soit $W_{\text{sub}} \times L_{\text{sub}}$). L'antenne est alimentée par une ligne coplanaire (CPW), avec une distance d'écartement de $g = 0.65$

mm et une largeur $W_f = 1.5$ mm, qui est reliée à la ligne d'alimentation 50Ω pour obtenir une bonne adaptation d'impédance.

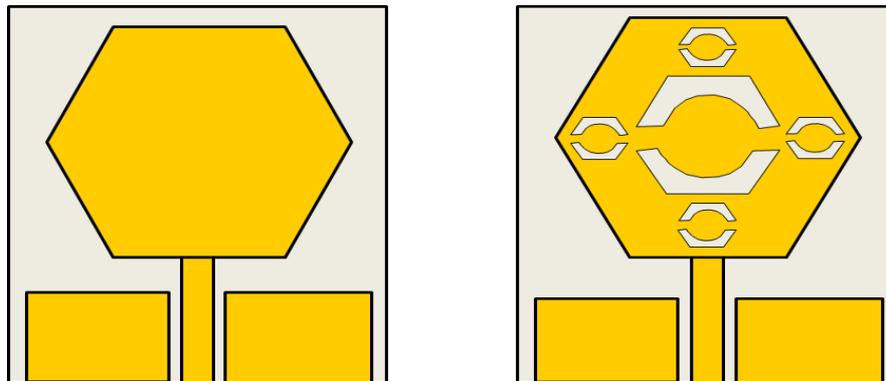


Fig. III.7. L'évolution de la conception de l'antenne ULB, avec et sans éléments de fente fractale.

Les différentes itérations de l'antenne hexagonale proposée pour les applications ULB sont représentées dans la figure III.7. Deux étapes ont été réalisées pour étendre la largeur de bande d'impédance de l'antenne fractale sur toute la bande passante. La géométrie fractale a été mise en œuvre dans une antenne micro-ruban plane en utilisant une alimentation coplanaire.

Dans la première étape, une simple antenne hexagonale est conçue, puis l'antenne proposée repose sur l'utilisation de formes bénéfiques (hexagonal, cercle et rectangle) et est employée pour obtenir les caractéristiques désirées à large bande. La figure III.8 montre la configuration finale de l'antenne étudiée. Les valeurs des paramètres optimaux de la structure sont indiquées dans le tableau III.1.

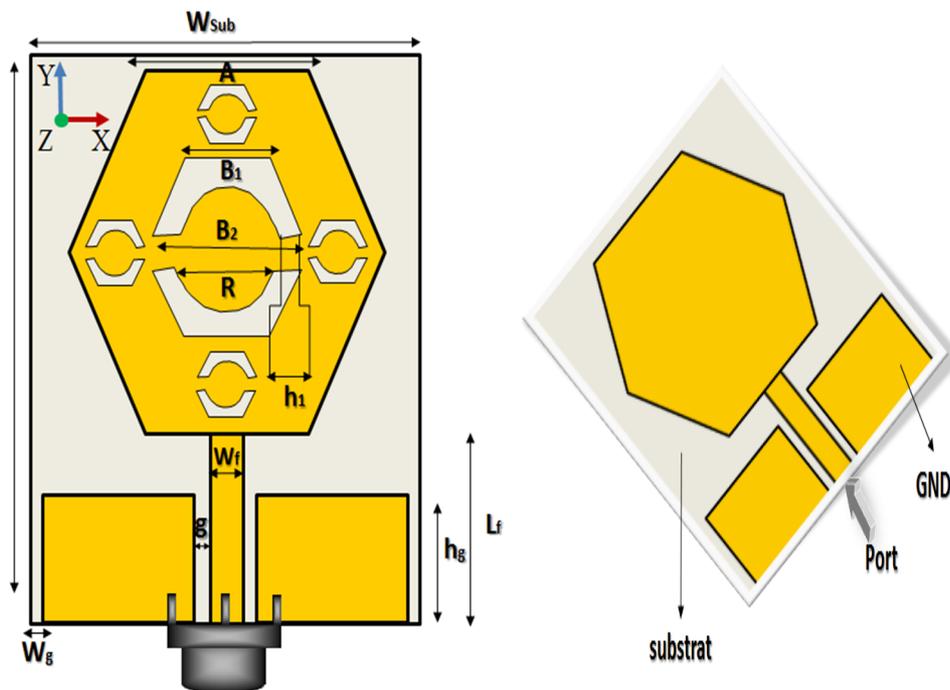


Fig. III.8. Géométrie de la conception finale de l'antenne proposée.

Tableau III.1. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
<i>A</i>	6	<i>Wsub</i>	14.5
<i>B1</i>	3.25	<i>Lsub</i>	16.5
<i>B2</i>	5.8	<i>Lf</i>	4.5
<i>hg</i>	3.25	<i>Wf</i>	1.5
<i>h1</i>	1	<i>g</i>	0.65
<i>R</i>	2	<i>Wg</i>	0.1

Les coefficients de réflexions simulés de l'antenne hexagonale présentée sont tracés à la figure III.9. À partir de ces résultats, on remarque que la largeur de bande d'impédance de l'antenne sans éléments à fente fractale a un fonctionnement à large bande de 4.2 GHz à 11.1 GHz avec deux fréquences de résonance à 4.9 et 9.2 GHz. Dans le cas contraire, on peut voir que la largeur de bande d'impédance de l'antenne avec des éléments fractals à une ultra-large bande et opère à partir de 2.98 GHz à 11.4 GHz, pour $S_{11} \leq -10$ dB, avec deux fréquences de résonance à 4.2 et 9.7 GHz.

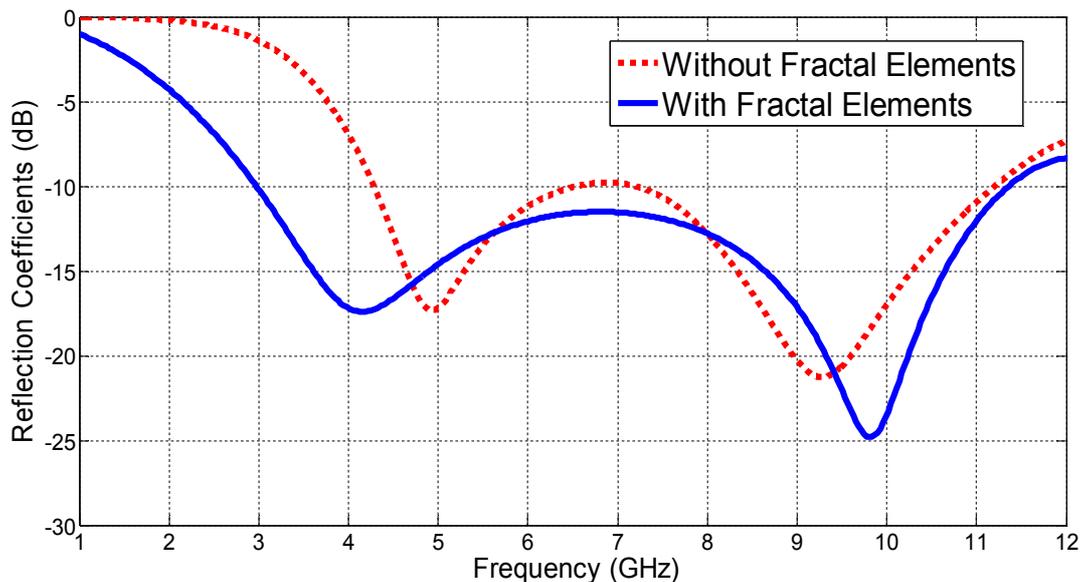


Fig. III.9. Coefficients de réflexion de l'antenne avec et sans les fentes fractales.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne simulée proposée, dans les plans E et H, à deux fréquences choisies est illustré à la figure III.10. On remarque que la forme du diagramme dans le plan E ressemble à celui d'un monopole classique avec la forme en huit (8). Pour le plan H, le rayonnement omnidirectionnel s'apparente à un monopole classique.

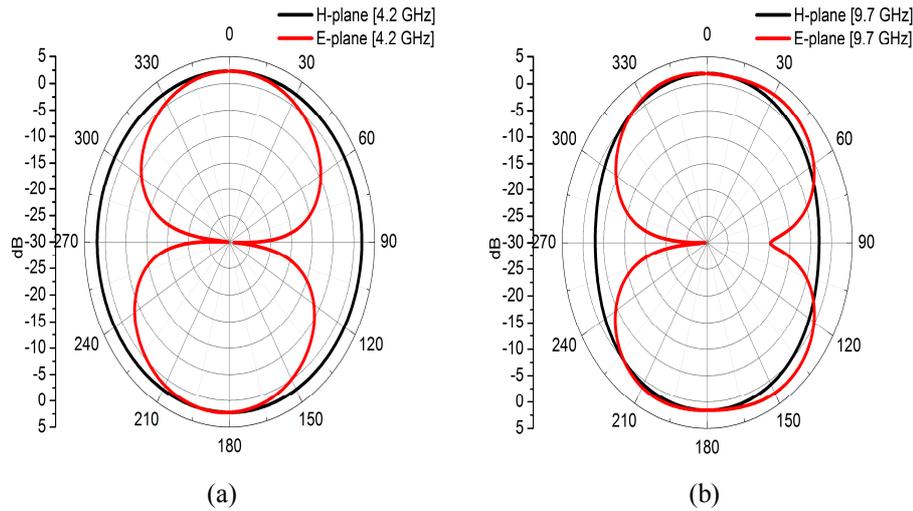


Fig. III.10. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à : (a) 4.8 GHz et (b) 9.7 dans le plan XZ et plan YZ.

La performance de l'antenne ULB proposée est illustrée plus en détails à l'aide des distributions des courants de surface simulées sur la structure d'antenne à deux fréquences de résonance 4.2 et 9.7 GHz, tel qu'il apparaît à la figure III.11. À la figure III.11(a), on voit que le courant de surface est concentré sur la ligne d'alimentation et les bords inférieurs du côté de l'hexagone central du radiateur. Cependant, à la figure III.11(b), on observe que la distribution du courant électrique est principalement localisée sur la ligne d'alimentation et des éléments de fente fractale du radiateur.

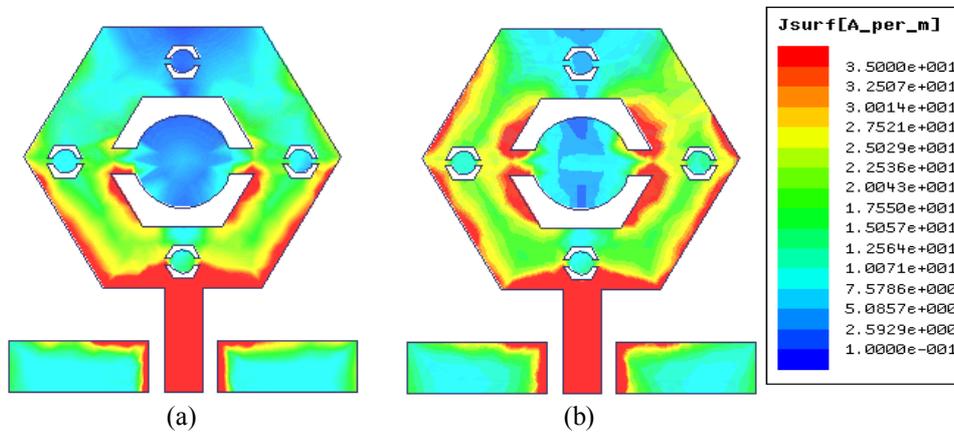


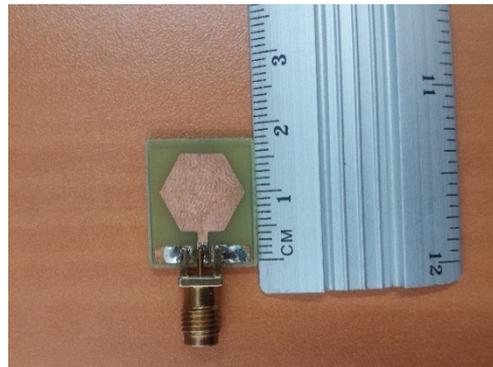
Fig. III.11. La distribution du courant surfacique de l'antenne ULB: (a) 4.2 GHz, (b) 9.7 GHz

3.2 Résultats et discussions

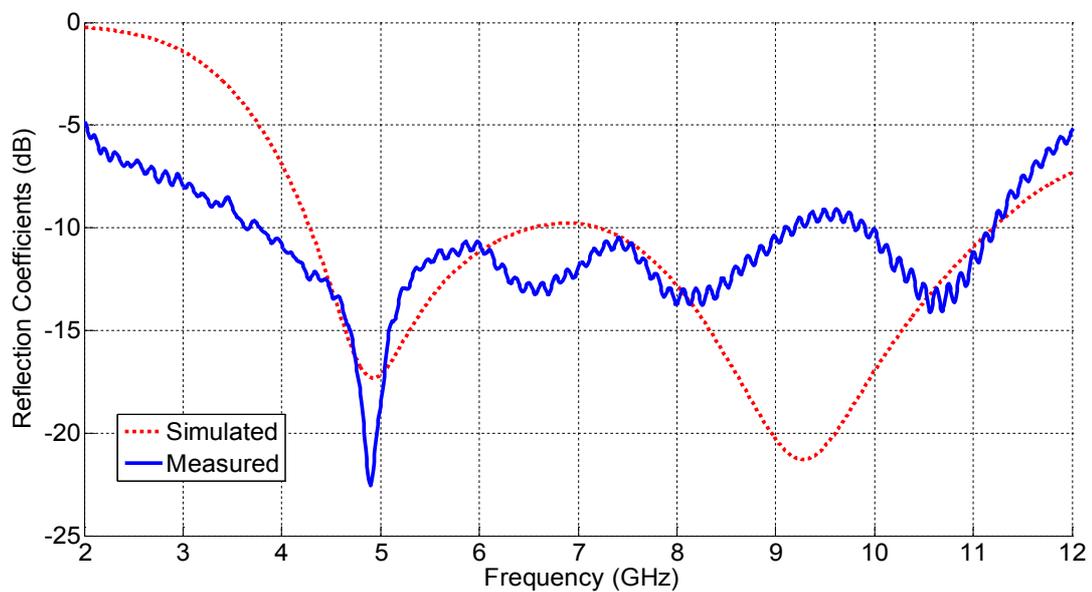
La conception de l'antenne à fentes fractale hexagonale a été étudiée et simulée à l'aide du simulateur électromagnétique commercial CST MWS. Pour la vérification expérimentale de l'approche de conception, un prototype d'antenne a été fabriqué et testé.

3.2.1 Coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion ont été testés avec un analyseur de réseau vectoriel ANRITSU MS467A. Une photographie des antennes apparaît aux figures III.12(a)-13(a). La figure III.12(b)-13(b) montre le paramètre S_{11} en fonction de la fréquence tracée pour les résultats de la simulation et des mesures expérimentales de l'antenne proposée. En comparant les résultats de mesure à ceux de la simulation, on peut montrer un bon accord. On peut observer qu'il y a une grande amélioration avec l'utilisation des éléments de fente fractale. En fait, l'utilisation de la géométrie fractale crée des fréquences de résonance espacées qui augmentent la largeur de bande de l'antenne hexagonale.



(a)

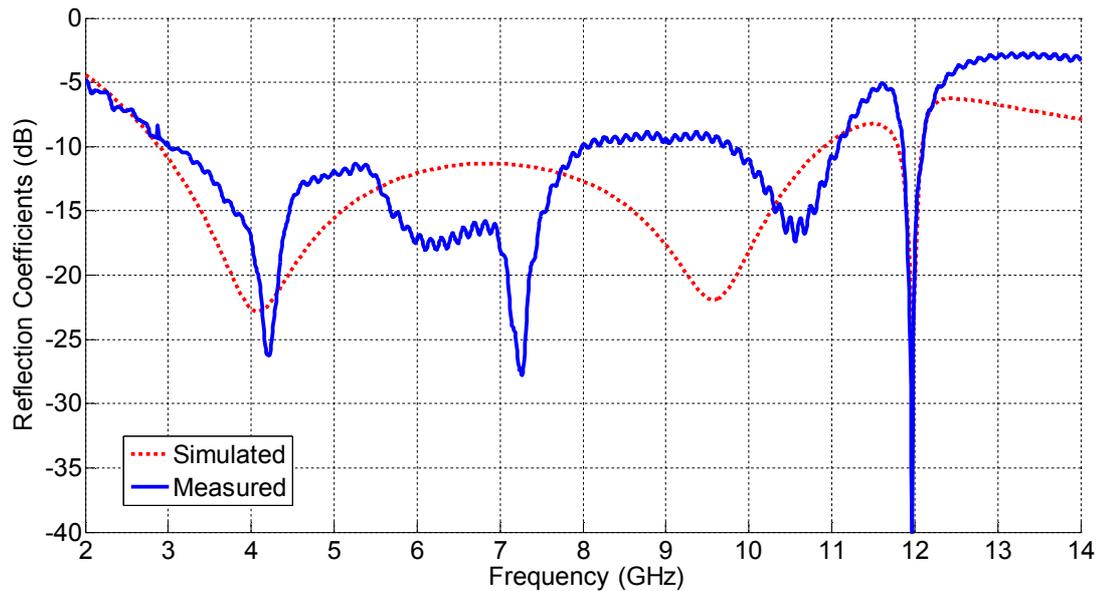


(b)

Fig. III.12. (a) Photographie du prototype fabriqué (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée.



(a)



(b)

Fig. III.13. (a) Photographie du prototype fabriqué (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée.

3.2.2 Diagramme de rayonnement et gain

Les caractéristiques de diagramme de rayonnement de l'antenne proposée, pour les plans E et H, à trois fréquences sélectionnées sont illustrées à la figure III.14. On peut voir que les résultats simulés et mesurés sont en bon accord. Aussi, il peut être remarqué que l'antenne a une bidirectionnelle dans le plan E et presque une omnidirectionnelle dans le plan H.

De plus, la variation du gain simulé en fonction de la fréquence est mise en évidence à la figure III.15. On constate que le gain varie entre un maximum de 3.78 dB et un minimum de 0.65 dB avec une moyenne de 2.73 dB sur toutes les fréquences de fonctionnement.

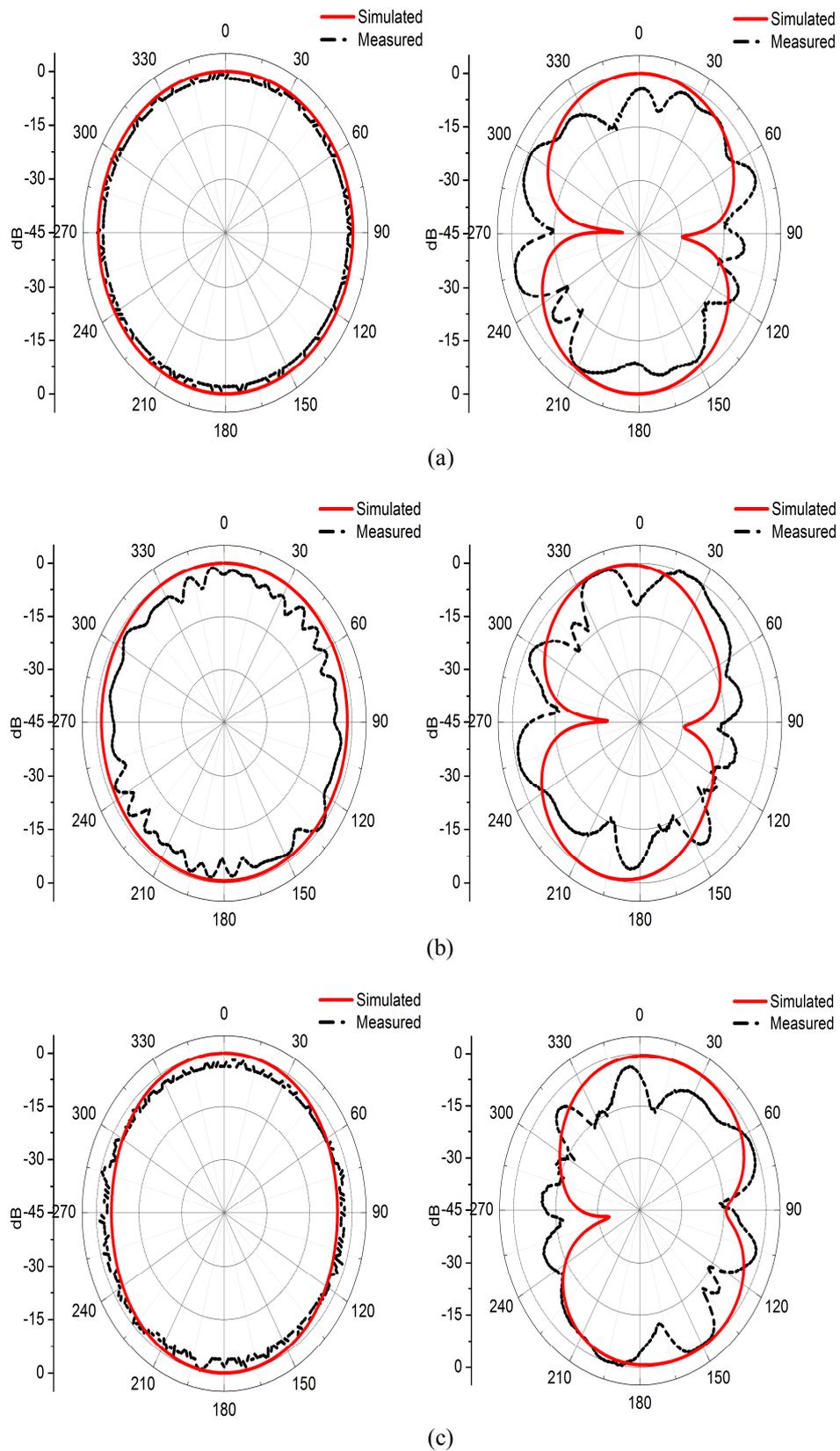


Fig. III.14. Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB à : (a) 4.8 GHz, (b) 7.8 GHz et (c) 10.5 GHz, dans les deux plans H et E.

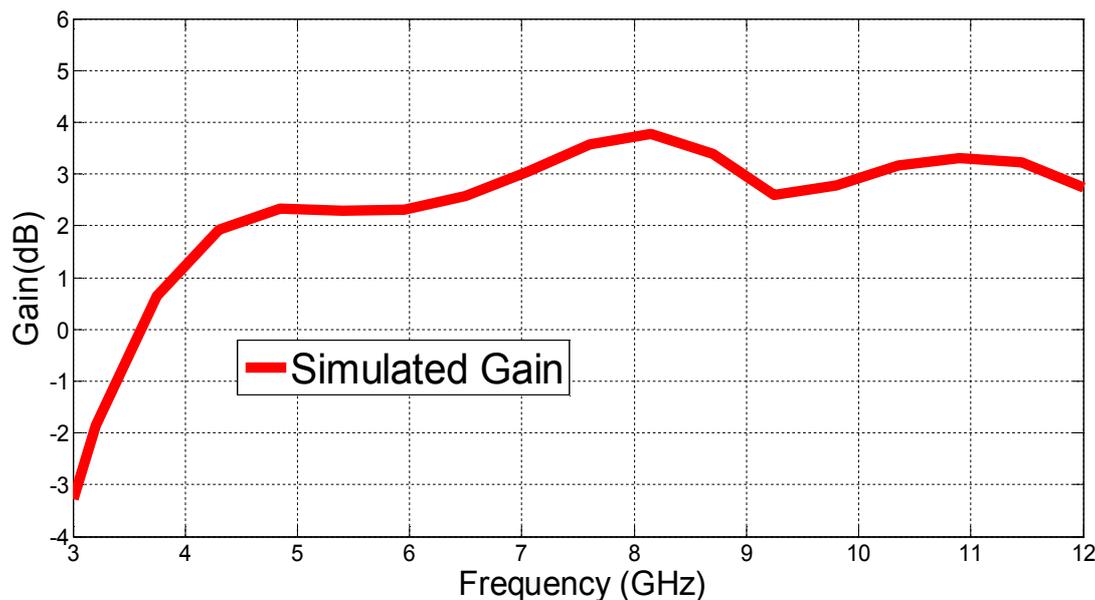


Fig. III.15. Gain simulé de l'antenne proposée.

4. Conception d'une antenne fractale de forme tapis de Sierpinski pour les applications ULB

Dans cette partie, une antenne ULB hexagonale basée sur la géométrie fractale est étudiée [III.12]. L'antenne comporte une fente de forme fractale de type tapis de Sierpinski à la première itération qui était découpée au centre du patch. L'utilisation des fentes carrées nous permet d'avoir des fentes de taille plus petite dans des espaces restreints. Ceci nous offre la possibilité d'augmenter la taille électrique de la structure rayonnante sans pour autant avoir à grossir sa taille réelle et permet ainsi à l'antenne de fonctionner à une large de bande, ce qui justifie le choix d'une fente fractale.

4.1 Géométrie de l'antenne proposée

L'antenne proposée est réalisée sur un matériau de substrat Rogers RO4350B avec une permittivité relative $\epsilon_r = 3.66$, une épaisseur de $h = 1.524$ mm et la perte tangente de $\delta = 0.004$, qui a des dimensions de 26×25 mm². L'alimentation de l'antenne est assurée par une ligne coplanaire, avec une distance d'intervalle $g = 0.3$ mm et la largeur $W_f = 3.6$ mm qui est reliée au câble coaxial 50Ω d'impédance via le connecteur SMA (version sous-miniature A). L'évolution de l'antenne Sierpinski pour les applications ULB est représentée à la figure III.16. Trois étapes ont été utilisées pour étendre la largeur de bande.

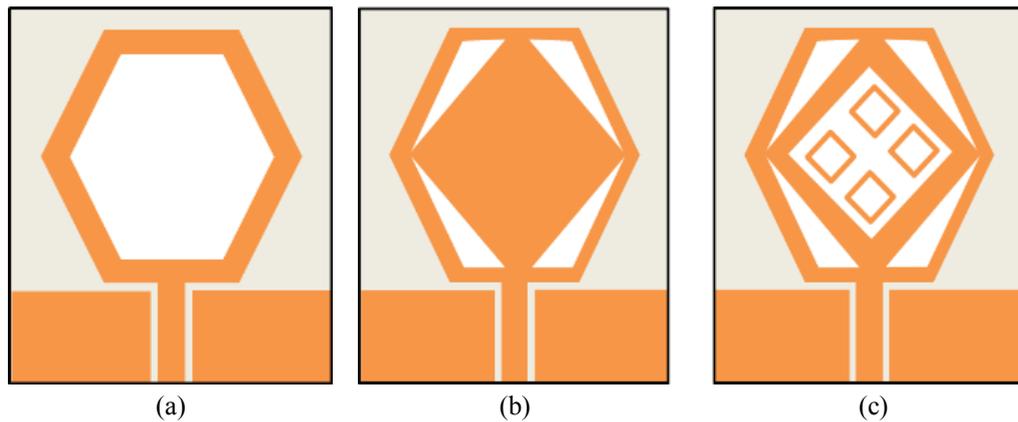


Fig. III.16. L'évolution de la géométrie de l'antenne proposée (a) prototype I, (b) prototype II et (c) prototype final.

La configuration finale de l'antenne fractale proposée est représentée à la figure III.17 et les paramètres géométriques optimisés sont résumés dans le tableau III.2.

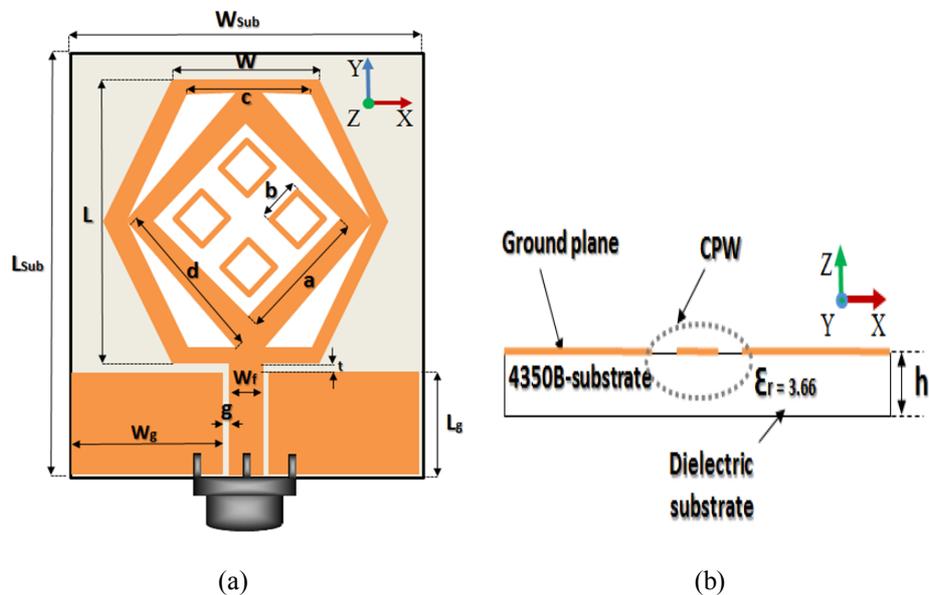


Fig. III.17. Géométrie de l'antenne proposée : (a) vue de dessus, (b) vue latérale.

Tableau III.2. Dimensions optimales de l'antenne proposée.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
a	9.8	<i>Wsub</i>	25
b	2.8	<i>Lsub</i>	26
c	8.3	<i>Lg</i>	6.25
d	9.3	<i>Wf</i>	3.6
h	1.524	<i>Wg</i>	10.4
g	0.3	<i>t</i>	0.9
W	10.5	<i>L</i>	18.2

4.2 Résultats et discussions

4.2.1 Coefficient de réflexion

La simulation du paramètre S de l'antenne Sierpinski pour différentes itérations est présentée à la figure III.18. D'après ces résultats, il peut être observé que la largeur de bande d'impédance de l'antenne présentée a une excellente bande ultra-large à partir de 2.86 GHz à 14.36 GHz ($S_{11} \leq -10$ dB), avec quatre fréquences de résonance à 3.5, 7.5, 10.2 et 12.2 GHz, avec leur coefficient réflexion -21.8, -15.49, -30.11 et -34.37 dB, respectivement. De plus, on observe que la largeur de bande d'impédance peut être améliorée avec une augmentation du nombre d'itérations de l'antenne proposée.

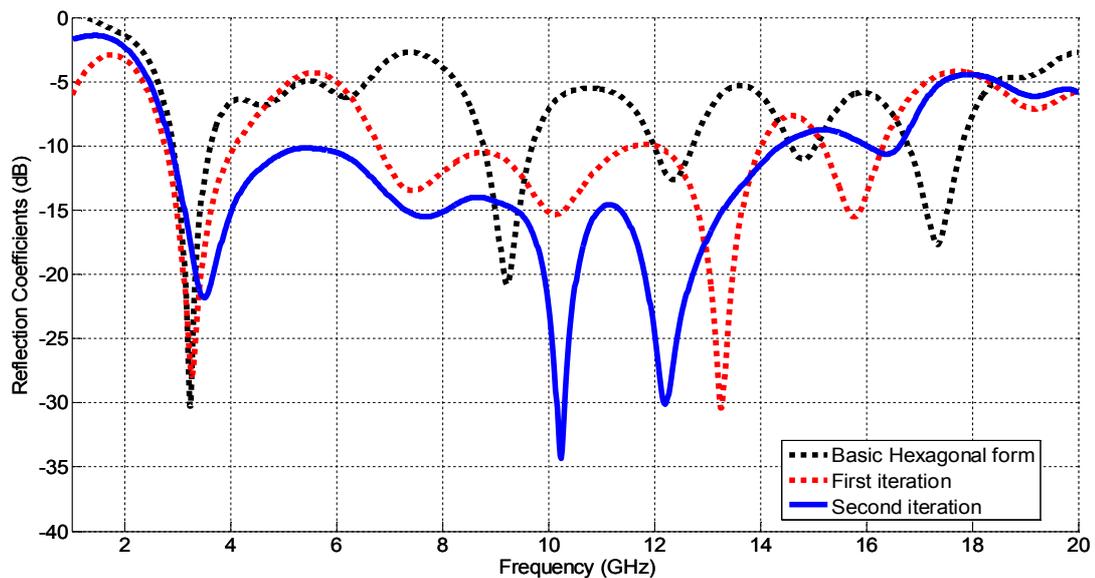


Fig. III.18. Paramètre S_{11} simulé de l'antenne, forme hexagonale de base, de première et seconde itérations.

4.2.2 Diagramme de rayonnement et gain

La figure III.19 présente les caractéristiques simulées de diagramme de rayonnement de l'antenne présentée sur trois fréquences de résonance : 3.5 GHz, 7.5 GHz et 10.2 GHz, respectivement. On peut observer que, pour les trois fréquences, les modèles simulés sont près de diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan XZ et le plan YZ. Les variations de gain simulé par rapport à la fréquence sont représentées à la figure III.20 et on peut voir que le gain augmente avec la fréquence d'une variation entre un minimum de 0.5 dBi et un maximum de 5.5 dBi.

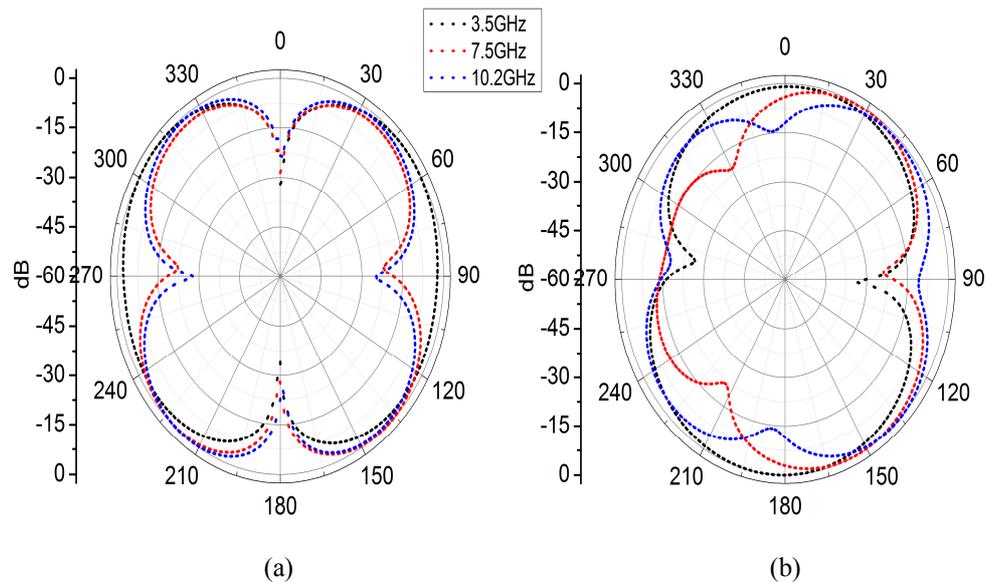


Fig. III.19. Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne proposée dans : (a) le plan YZ, (b) le plan XZ.

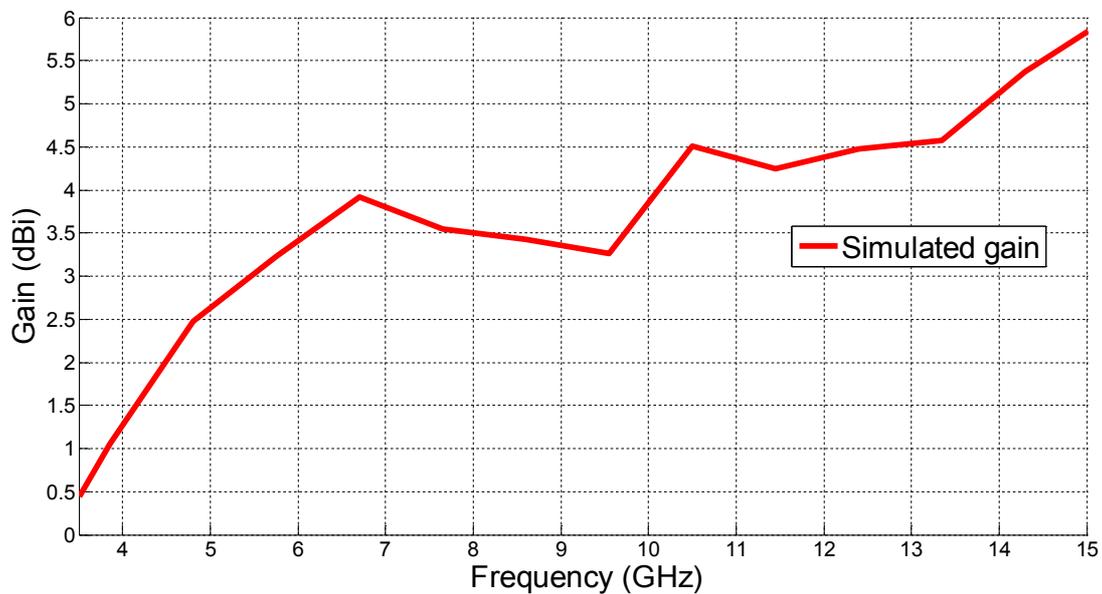


Fig. III.20. Gain simulé de l'antenne proposée.

5. Conception d'une antenne fractale de forme tapis de Sierpinski carpet pour les applications ULB

Dans cette contribution, une antenne fractale de type tapis de Sierpinski pour les applications ULB est proposée et étudiée [III.13]. Cette antenne est composée d'un hexagone avec des fentes coupe en forme hexagonale. Son analyse dans le domaine temporel est effectuée en utilisant la technique d'intégration finie basée sur le simulateur CST MWS. Sa taille compacte avec une performance améliorée de coefficient de réflexion sont les principaux avantages par rapport aux structures d'antenne disponibles dans la littérature [III.6-7], [III.14-19].

5.1 Géométrie de l'antenne proposée

L'antenne proposée est conçue sur le substrat Rogers RO4350B, la taille globale de 16.5x14.5 mm² avec une permittivité relative $\epsilon_r = 3.66$, une épaisseur de $h = 1.524$ mm et perte tangente de $\delta = 0.004$. La largeur W_g et la longueur L_g de la ligne d'alimentation coplanaire sont fixées à 5.75 et 2.85 mm, respectivement.

L'itération de la structure de l'antenne fractale Sierpinski est montrée à la figure III.21. Par la suite, les fentes hexagonales résultantes montrées à la figure III.21(c) sont mises à l'échelle par un rapport de 0.25 autour de la fente centrale de la première structure d'itération (Fig. III.21(b)). Deux itérations ont été utilisées pour obtenir l'amélioration de la bande passante de l'antenne proposée.

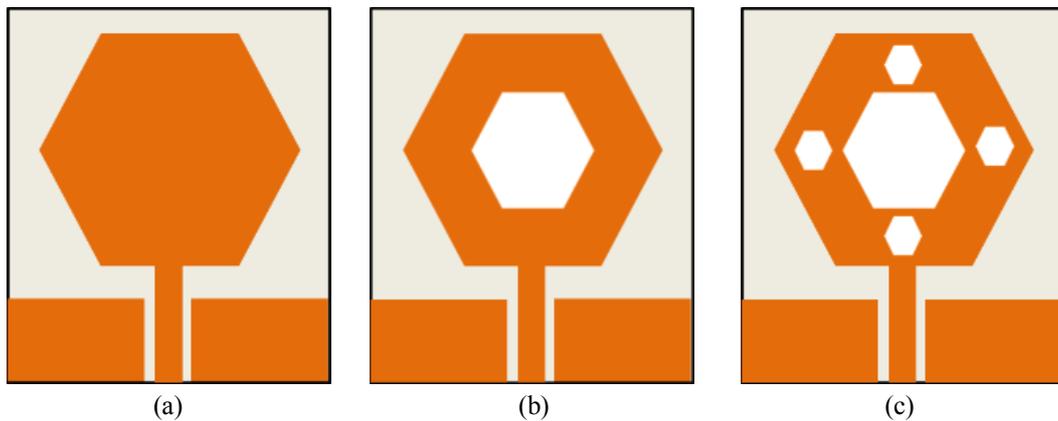


Fig. III.21. L'évolution de la géométrie de l'antenne proposée (a) prototype I, (b) prototype II et (c) prototype final.

La mise en page finale de l'antenne fractale proposée et ses paramètres géométriques sont illustrés à la figure III.22 et au tableau III.3, respectivement.

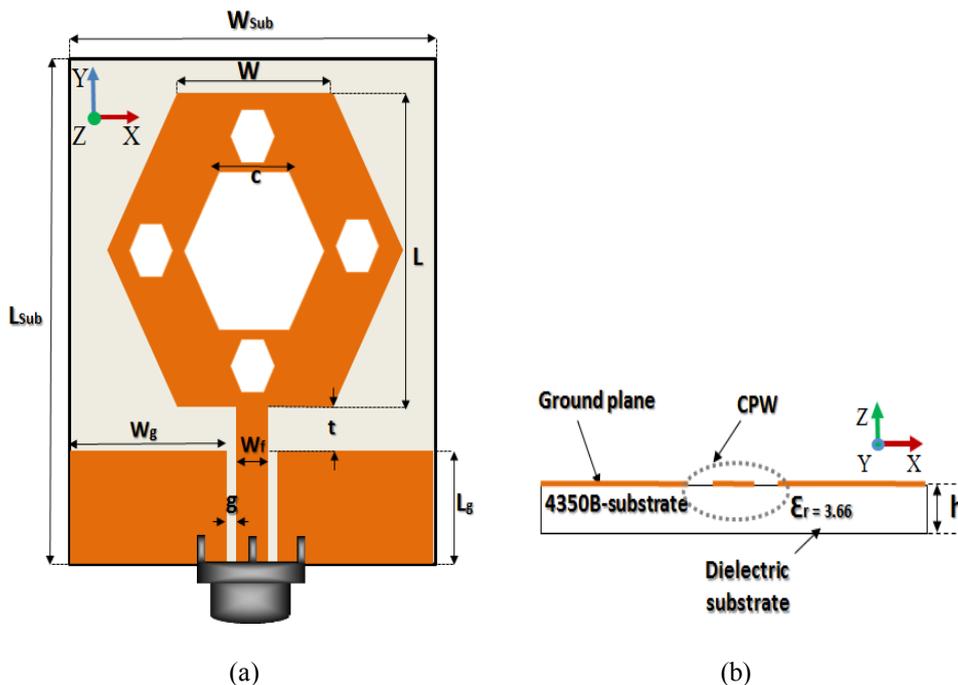


Fig. III.22. Schéma de l'antenne proposée : (a) Vue de dessus, (b) Vue latérale.

Tableau III.3. Paramètres optimisés de l'antenne proposée.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
h	1.524	W_{sub}	14.5
g	0.4	L_{sub}	16.5
W	6.5	L_g	2.85
c	3.25	W_f	2.0
L	11.25	W_g	5.75
		t	1.65

5.2 Résultats et discussions

5.2.1 Coefficient de réflexion

La figure III.23 montre les résultats simulés de coefficient de réflexion S_{11} pour deux itérations. La forme de base a une bande passante (ou $S_{11} \leq -10$ dB) de 2.46 à 5.35 GHz (74%). Ensuite, en introduisant la première itération, la largeur de bande est décalée. Enfin, après la deuxième itération, l'amélioration de la bande passante de 121 % est atteinte. De plus, une fois la deuxième courbe d'itération de l'antenne fractale de Sierpinski modifiée, on peut remarquer qu'il couvre toute la largeur de bande ULB qui a été améliorée en augmentant le nombre d'itérations de l'antenne proposée comme indiqué au tableau III.4.

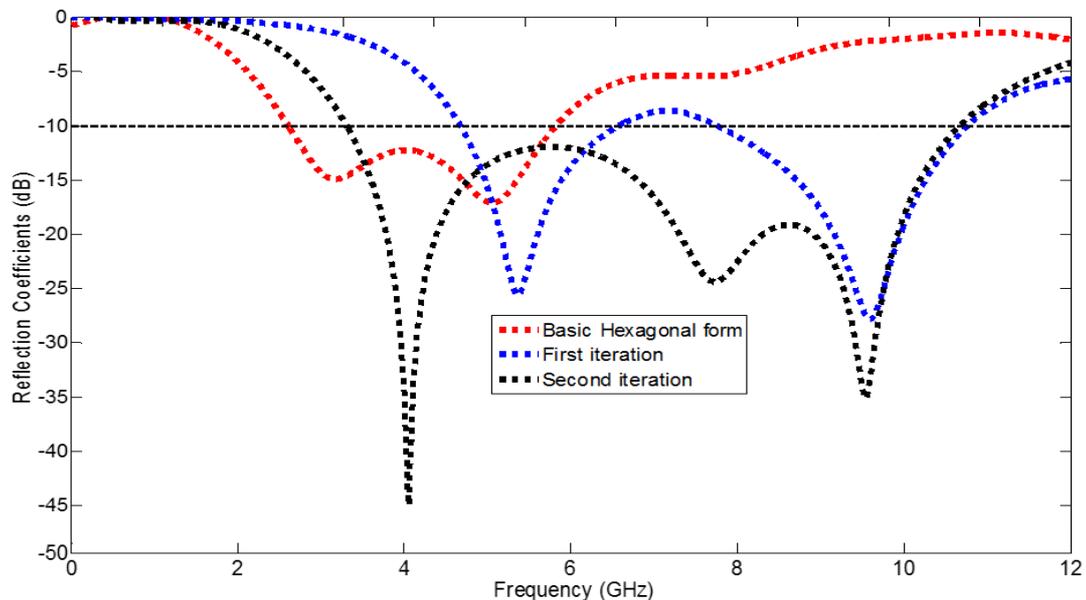


Fig. III.23. Paramètre S_{11} simulé de l'antenne, forme hexagonale de base, de première et seconde itérations.

Tableau III.4. Paramètres optimisés de l'antenne proposée.

Itération	f_L (GHz)	f_H (GHz)	BP1 (%)	f_L (GHz)	f_H (GHz)	BP2 (%)
Forme de base	2.46	5.35	74.0	-	-	-
1 ^{er}	5.2	7.01	29.6	8.1	10.87	29.2
2 ^{ème}	3.03	10.77	121.2	-	-	-

5.2.2 Diagramme de rayonnement et gain

La figure III.24 illustre les diagrammes de rayonnement simulé en champ lointain. À partir de ces résultats, le rayonnement omnidirectionnel est observé dans le plan XZ, tandis qu'un rayonnement bidirectionnel est indiqué dans le plan YZ pour toutes les fréquences de fonctionnement. D'autre part, il peut être établi, selon la figure III.25, que le gain commence à partir de -3 dBi à 3 GHz jusqu'à atteindre un maximum de 3.74 dBi à 8.15 GHz.

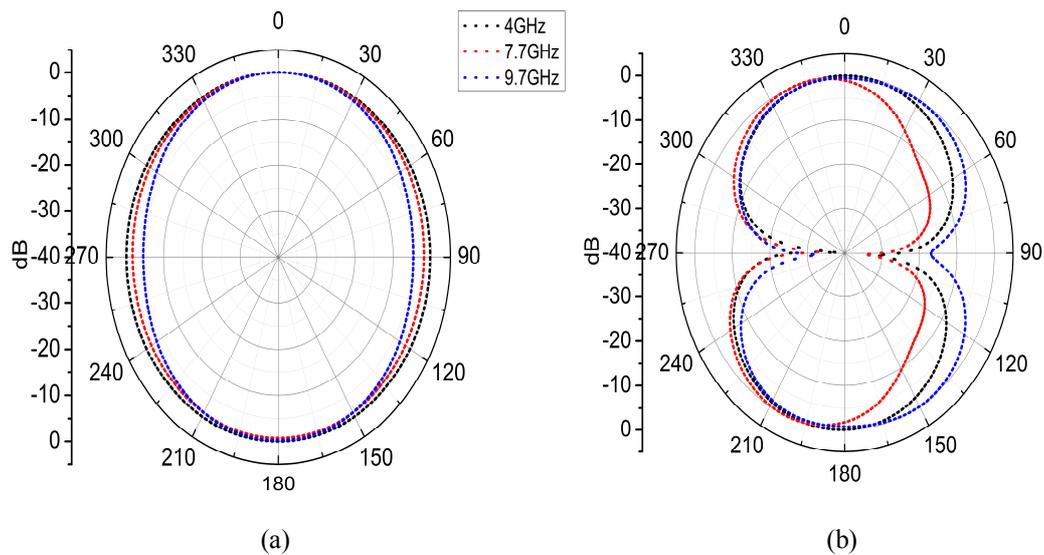


Fig. III.24. Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne proposée dans: (a) le plan XZ, (b) le plan YZ.

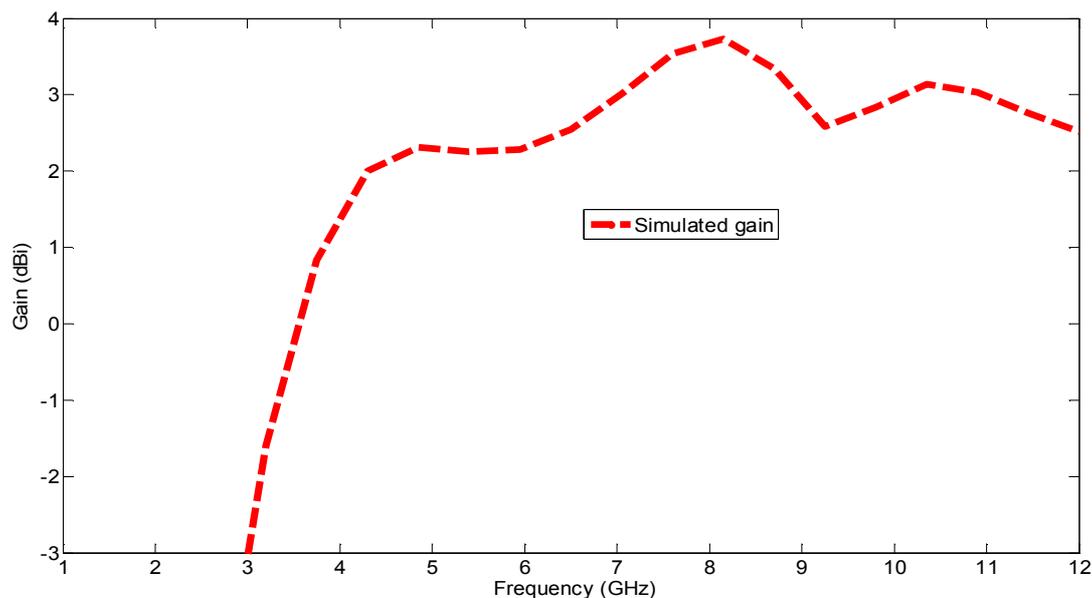


Fig. III.25. Gain simulé de l'antenne proposée.

6. Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes

Dans cette section, la performance de nos antennes proposées est comparée à certaines des antennes efficaces publiées récemment dans la littérature. À partir du tableau III.5, on peut voir que la conception mono polaire fractale proposée est plus compacte et présente une largeur de bande d'impédance correspondant à un gain acceptable que les autres travaux existants.

Tableau III.5. Comparaison entre l'antenne proposée et les conceptions récentes d'antennes.

Antenne	Dimension (mm ²)	La bande passante (GHz)	Maximum Gain (dB)
Ref. [III.6]	25×19	3.73-20	6.85
Ref. [III.7]	41×35	3-13.1	6
Ref. [III.14]	27×31	3.4-14.6	5.75
Ref. [III.15]	28×28	3.41-15.37	5.95
Antenne 1	16.5×14.5	2.98-11.4	3.78
Antenne 2	26×25	2.86-14.36	5.5
Antenne 3	16.5×14.5	3.03-10.77	3.74

7. Conclusion

Pour les applications ULB, trois antennes fractales sont conçues. Dans une première partie, nous avons présenté une antenne hexagonale compacte en utilisant la géométrie fractale. Les résultats obtenus montrent que l'antenne proposée est en mesure d'atteindre la bande passante d'impédance à partir de 2.98 GHz à 11.4 GHz. L'antenne proposée offre une bonne performance avec la compacité, la simplicité de configuration et de petite taille.

En plus, la conception proposée présente un comportement monopôle de rayonnement avec un gain stable dans l'ensemble de la bande opérationnelle. Dans une deuxième partie, nous avons présenté une antenne hexagonale basée sur tapis de Sierpinski. Les résultats obtenus montrent que l'antenne proposée est en mesure d'atteindre une bande passante de l'impédance 2.86 GHz à 14.36 GHz. L'antenne proposée offre une bonne performance avec la compacité et la simplicité.

Finalement, on a présenté une antenne compacte basée sur le concept fractal de tapis Sierpinski. Les résultats obtenus ont montré que l'antenne conçue couvre une largeur de bande d'impédance à partir de 3.03 GHz à 10.77 GHz. Cette antenne présente des avantages en ce qui concerne la performance, la compacité et le profil bas.

Grâce à cette fonctionnalité, les antennes proposées sont adaptées pour des applications à ultralarge bande y compris les applications en bande C (4-8 GHz) et bande X (8-12 GHz).

Références bibliographiques du chapitre III

- [III.1] K. K. Sawant, S. Kumar, "CPW fed hexagonal micro strip fractal antenna for UWB wireless communications", *Int J Electron Commun (AEU)*, 2014.
- [III.2] Federal Communications Commission: First report and order, Revision of Part 15 of commission's rule regarding UWB transmission system, FCC 02-48, Washington, DC, USA, 22 April 2002.
- [III.3] B. B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*, New York, W. H. Freeman, 1983.
- [III.4] H. Oraizi, S. Hedayati, "Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the Combination of Giuseppe Peano and Sierpinski Carpet Fractals", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, 2011.
- [III.5] M. Ding, R. Jin, J. Geng and Qi Wu, 'Design of a CPW-Fed Ultra-Wideband Fractal Antenna', *Microwave and Optical Technology letter*, Vol. 49, No. 1, January 2007.
- [III.6] S. Singhal, P. Singh and A. K. Singh, 'Asymmetrically CPW-FED Octagonal Sierpinski UWB Fractal Antenna', *Microwave and Optical Technology letter*, Vol. 58, No. 7, July 2016.
- [III.7] D. Aissaoui, L. M. Abdelghani, N. Boukil-Hacen and T. Denidni, 'CPW-FED UWB Hexagonal Shaped Antenna with Additional Fractal Elements', *Microwave and Optical Technology letter*, Vol. 58, No. 10, October 2016.
- [III.8] I. Messaoudene, T. A. Denidni, and A. Benghalia, 'A Hybrid Integrated Ultra-Wideband/Dual-Band Antenna with High Isolation', *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 8, pp. 341-346, January 2015.
- [III.9] K. Shrivastava, A. K. Gautam, B. K. Kanaujia, 'An M-shaped monopole-like slot UWB', *Microwave and Optical Technology Letter*, vol. 56, no. 1, pp. 127-131, January 2014.
- [III.10] CST Microwave Studio, Computer Simulation Technology, version 2015.
- [III.11] Y. Braham Chaouche, F. Bouttout, I. Messaoudene, L. Pichon, M. Belazzoug, F. Chetouah, "A compact CPW-Fed hexagonal antenna with a new fractal shaped slot for UWB communications", 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 26-30 June. 2017.
- [III.12] Y. Braham Chaouche, I. Messaoudene, M. Nedil, F. Bouttout, CPW-Fed Hexagonal Modified Sierpinski Carpet Fractal Antenna for UWB Applications. IEEE APS/URSI National Radio Science Meeting, 2018.
- [III.13] A. Ben Terki, M. Nedil, Y. Braham Chaouche, Design of Compact UWB Coplanar Waveguide-Fed Modified Sierpinski Carpet Fractal Antenna. IEEE APS/URSI National Radio Science Meeting, 2019.
- [III.14] Hafid Tizyi, Fatima Riouch, Abdelwahed Tribak, 'CPW and Microstrip Line-Fed Compact Fractal Antenna for UWB-RFID Applications', *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 65, 201-209, 2016.
- [III.15] T. Ali, S. B K, and R. C. Biradar, "A Miniaturized Decagonal Sierpinski UWB Fractal Antenna," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 84, 161-174, 2018.

Chapitre IV

Antennes fractales reconfigurables en fréquence

Sommaire

- 1. Introduction*
 - 2. Circuits de polarisation*
 - 2.1 Techniques de polarisation*
 - 2.2 Composants du circuit de polarisation*
 - 3. Réalisation et validation expérimentale d'une antenne patch fractale reconfigurable*
 - 3.1 Géométrie de l'antenne proposée*
 - 3.2 Réalisation du prototype et résultats expérimentaux*
 - 3.2.1 Coefficient de réflexion*
 - 3.2.2 Diagramme de rayonnement et gain*
 - 4. Réalisation et validation expérimentale d'une antenne fractale reconfigurable*
 - 4.1 Géométrie de l'antenne proposée*
 - 4.2 Étude de l'influence des différents paramètres*
 - 4.3 Réalisation du prototype et résultats expérimentaux*
 - 4.3.1 Coefficient de réflexion*
 - 4.3.2 Distribution des courants surfaciques*
 - 4.3.3 Diagramme de rayonnement et gain*
 - 4.3.4 Performance de l'antenne proposée*
 - 5. Conclusion*
 - 6. Références bibliographiques du chapitre IV*
-

1. Introduction

Le développement de modules d'antennes multi-bandes miniaturisées [IV.1] représente un problème particulièrement difficile pour les concepteurs de terminaux mobiles de nouvelle génération. La miniaturisation est particulièrement importante et découle du volume limité du boîtier du terminal. On s'attend à ce que ces modules d'antenne fournissent une adaptation efficace à large bande, un gain acceptable et des diagrammes de rayonnement stables dans toutes les bandes de fréquences désignées [IV.2].

La technique de la géométrie fractale est considérée comme une solution prometteuse pour réduire la taille physique des antennes [IV.3]. La première géométrie fractale a été introduite par Mandelbrot [IV.4] dans laquelle chaque sous-section présente les caractéristiques de la structure entière à une plus petite échelle.

En fait, les géométries fractales ont été appliquées dans diverses technologies, dont les antennes et les radiateurs [IV.5]. Plusieurs antennes fractales ont été rapportées dans la littérature telles que Koch, Sierpinski, Minkowski et Hilbert [IV.6]. Cohen a étudié les antennes fractales de type Koch afin d'améliorer l'efficacité des antennes dipôles [IV.7-11].

Dans [IV.12], une antenne de résonateur diélectrique rectangulaire à deux éléments (RDRA) combinant les fractales de Sierpinski et de Minkowski est proposée pour réduire la taille de l'antenne pour les applications à large bande. De plus, une antenne micro-ruban en forme de croissant miniaturisé est étudiée dans [IV.13]. L'antenne en forme de croissant a des propriétés de rayonnement similaires à celles de l'antenne elliptique complète, avec une réduction de 40 %. Également, une antenne patch en forme de croissant alimentée par CPW pour les applications UWB est étudiée dans [IV.14].

Récemment, les antennes fractales aux caractéristiques reconfigurables ont retenu l'attention de nombreux concepteurs de systèmes de communication sans fil modernes [IV.15]. La technique de reconfigurabilité a été proposée pour permettre aux antennes de ne fonctionner que dans les bandes de fréquences préférées. En fait, la reconfigurabilité pourrait être obtenue en utilisant des diodes négatives intrinsèques positives (PIN), des systèmes micro électromécaniques (MEMS) ou des diodes à varactors [IV.16-20].

Dans [IV.21], une antenne fractale de flocon de neige de Koch reconfigurable en fréquence large bande est étudiée. L'approche reconfigurable en fréquence est obtenue pour la bande UHF à l'aide de diodes PIN RF, de condensateurs localisés et d'inductances. Dans [IV.22], une antenne fractale reconfigurable imprimée en forme de U s'est révélée être une bonne candidate pour les systèmes de communication sans fil multi-normes.

Dans [IV.23], une antenne fractale Koch reconfigurable à double bande a été conçue à des dimensions de $30 \times 30 \times 3.2 \text{ mm}^3$ pour les applications sans fil GSM / Wi-Fi (1.8/2.48 GHz). Aussi, une antenne fractale de Koch carrée plane qui présente des performances de fréquence reconfigurables a été fabriquée avec des dimensions de $70 \times 70 \times 0.8 \text{ mm}^3$ en utilisant 16 diodes PIN dans [IV.24].

Dans [IV.25], une antenne plane carrée avec une fente fractale de Koch-Island centrée a été utilisée pour obtenir des bandes de fonctionnement multi-bandes sur la gamme de fréquences 1-6 GHz en positionnant 10 commutateurs MEMS RF. Cependant, ces antennes ne sont pas compactes et nécessitent un grand nombre de diodes pour générer des fréquences multi-bandes, ce qui ajoute des difficultés supplémentaires en termes d'intégration et de coûts.

Dans le deuxième chapitre, plusieurs antennes reconfigurables ont été présentées. Celles-ci sont basées essentiellement sur l'insertion d'une fonction de filtrage reconfigurable au niveau du plan de masse afin de supprimer différentes parties de la bande de l'antenne. Dans ce chapitre, on y présente deux antennes de type reconfiguration fréquentielle. Il s'agit de deux antennes multi-bandes qui ont la flexibilité de travailler dans n'importe laquelle des bandes et dans n'importe quelle combinaison de celles-ci.

2. Circuits de polarisation

Comme nous avons mentionné dans le chapitre II, chaque technique de reconfigurabilité a besoin d'alimentation. Le problème majeur qui se pose ici est que les composants impliqués nécessitent un courant continu pour être polarisés. Par conséquent, il faut acheminer le courant DC jusqu'aux composants sans affecter le comportement fréquentiel et spatial de l'antenne.

Ces composants doivent également être découplés des signaux RF pour assurer à la fois leur bon fonctionnement de commutation et leur protection. Par la suite, nous allons présenter les composants utilisés dans les circuits de polarisation pour éviter ces problèmes.

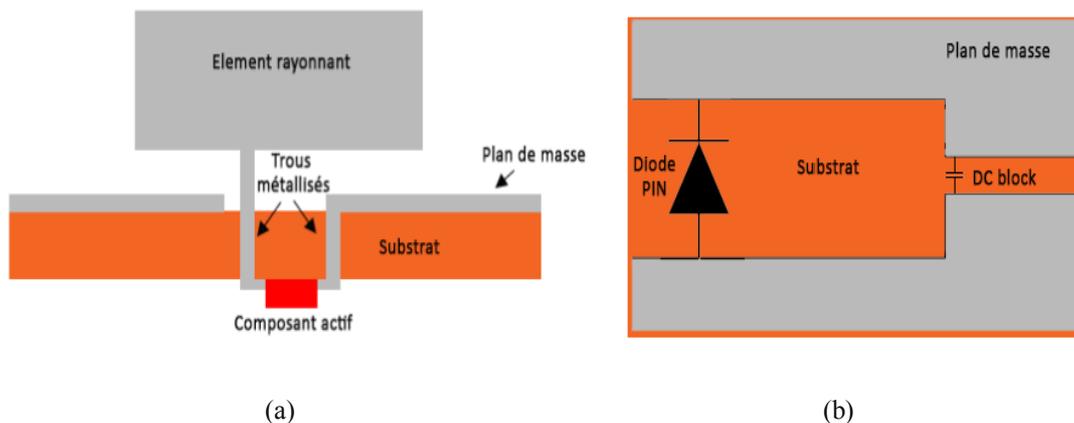


Fig. IV.1. L'insertion du composant actif au-dessous de la structure (a) et dans la fente (b).

2.1 Techniques de polarisation

Généralement, il existe deux manières pour insérer les éléments localisés dans une structure d'antenne. La première consiste à situer le composant derrière la structure (Figure IV.1(a)). Cette méthode n'est choisie que lorsque la technique d'alimentation CPW est utilisée. Cependant, les trous et les fils qui servent pour l'alimentation peuvent compliquer la procédure de conception. Et le courant qui parcourt ces fils peut rayonner et le champ proche peut se coupler dans les lignes des circuits de monture des composants.

Avec la deuxième méthode, il faut introduire les composants dans l'élément rayonnant en utilisant des fentes (Figure IV.1(b)). Cette méthode est la technique employée au cours de cette thèse. Ces fentes coupent les signaux RF et c'est pour cette raison qu'il est nécessaire d'utiliser des capacités de découplage dites DC blocks pour bloquer les signaux DC tout en permettant le passage des signaux RF.

2.2 Composants du circuit de polarisation

Généralement, il existe trois éléments essentiels pour construire correctement un circuit de polarisation. Ce sont les lignes de polarisation, les capacités et les inductances. Cependant, les inductances peuvent être remplacées par d'autres techniques que nous détaillerons ultérieurement.

2.2.1 Lignes de polarisation

De manière générale, les lignes de polarisation peuvent être imprimées sur le substrat ou détachées du substrat en utilisant des fils conducteurs. La métallisation de ces lignes est censée uniquement permettre l'acheminement du courant aux composants en question. Cependant, cette métallisation devient, dans le domaine RF des lignes de propagation, des parasites dans lesquelles des rayonnements peuvent se produire, ce qui perturbe le comportement spatial de l'antenne.

Lors de la réalisation de ces lignes, il faut limiter leur impact et leur nombre le plus possible. Une autre manière de déterminer le couplage RF est de diminuer la largeur des lignes imprimées, autant que c'est possible technologiquement, dans le but d'augmenter leur impédance.

Néanmoins, cette technique est limitée et une ligne de largeur trop petite risque de fondre, que ce soit lors de la soudure ou du passage du courant trop élevé. Dans cette thèse, nous avons utilisé des lignes de largeur de 200 μm (pour une épaisseur de métallisation de 35 μm). De plus, pour bien découpler les signaux RF, il est souvent nécessaire d'utiliser des inductances. Elles peuvent être insérées aux extrémités ou le long d'une ligne.

2.2.2 Capacités

Le rôle principal des capacités est de permettre le passage des signaux RF tout en bloquant les signaux DC. Idéalement, leur valeur doit être la plus élevée possible pour que les signaux passent sans perturbation. Ces capacités de découplages ne sont pas des composants parfaits. Il faut mettre en considération leurs pertes d'insertion et leur adaptation aux lignes. Elles sont généralement fabriquées à base de céramique. Cependant, leur seul inconvénient est leur trop petite taille qui pose des difficultés lors du positionnement et de la soudure.

2.2.3 Inductances

Le dernier et le plus important des éléments dans le circuit de polarisation est l'inductance. Son rôle principal dans un circuit de polarisation est exactement l'inverse de celui de la capacité. Les bobines RF, également nommées RF-chokes, doivent avoir une forte valeur avec un comportement stable sur une large bande de fréquence large, voire ultra large dans notre cas. Dans le cas le plus simple, lorsque la fréquence d'opération est suffisamment basse (moins de 1 GHz), les inductances commerciales peuvent être utilisées et simplement connectées.

En revanche, lorsque la fréquence augmente, il est impossible de prédire correctement le comportement des inductances et ils peuvent se comporter comme une capacité. Par conséquent, pour des fréquences très élevées, il existe de nombreuses techniques pour remplacer l'inductance et assurer l'isolement DC/RF.

3. Réalisation et validation expérimentale d'une antenne multi-bande reconfigurable à base de composants actifs

Cette antenne reprend d'une antenne reconfigurable avec le concept fractal utilisant des diodes PIN proposée pour les applications sans fil. La largeur de bande simulée avec VSWR est inférieure à 2. L'antenne couvre une bande de fréquence entre 3.2 GHz et 8.4 GHz.

Les diodes PIN sont généralement utilisées d'avantage que les transistors et les commutateurs en tant que dispositifs de commutation pour les systèmes de communication frontaux RF et hyperfréquences. Elles possèdent des propriétés diverses déterminantes, dont l'isolation, la faible consommation d'énergie, la faible perte d'insertion et le faible coût [IV.26]. Bien qu'une antenne reconfigurable puisse prendre de nombreuses formes, nous allons, dans ce travail, nous concentrer sur les antennes fractales.

3.1 Géométrie de l'antenne proposée

Cette section présente une antenne reconfigurable en multi-bandes de fréquence qui a une limite inférieure fixe et une limite supérieure variable. Avant de commencer à présenter l'approche proposée, il est utile de faire ressortir le défi de l'objectif. Pour

cela, on commence par considérer une antenne fractale en forme de U représentée à la figure IV.2.

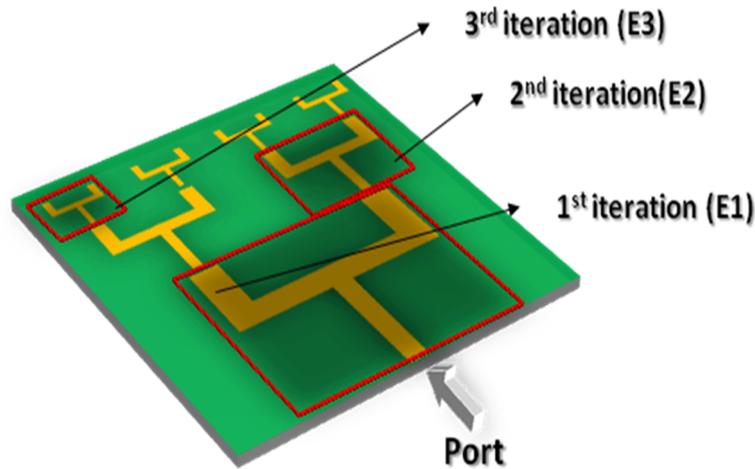


Fig. IV.2. L'évolution de la géométrie de l'antenne proposée. (E1) première itération (E2) deuxième itération (E3) 3e itération.

La figure IV.2 montre la conception de la 1^{ère}, 2^e et 3^e itérations de l'antenne reconfigurable fractale. Nous utilisons le facteur d'itération égal à 0.5. La bande passante de l'antenne sera augmentée lorsque l'itération fractale de l'antenne patch est utilisée [IV.27].

3.2 Mécanisme de reconfiguration

La figure IV.3 montre la conception de l'antenne proposée. La structure d'antenne fractale suggérée a été conçue sur un substrat FR-4 de $60 \times 60 \times 1.6$ (5760 mm^3), avec une constante diélectrique ϵ_r de 4.3, une épaisseur de 1.6 mm et des pertes tangentiellles de 0.018. L'élément rayonnant est alimenté avec une ligne micro-ruban. Les dimensions optimales de la structure décrite à la figure IV.3 ont été résumées dans le tableau I.

Les diodes PIN sont associées à la position de jonction des branches. La liaison entre la première et la deuxième itération est installée par des diodes D1 et D2, à savoir si la connexion entre la deuxième et la troisième itération est établie par des diodes D3, D4, D5 et D6. Pour régler la longueur électrique de l'antenne, six diodes PIN sont utilisées dans cette géométrie pour fonctionner à des fréquences de résonance différentes. Les valeurs des divers paramètres géométriques de l'antenne sont résumées dans le tableau IV.1.

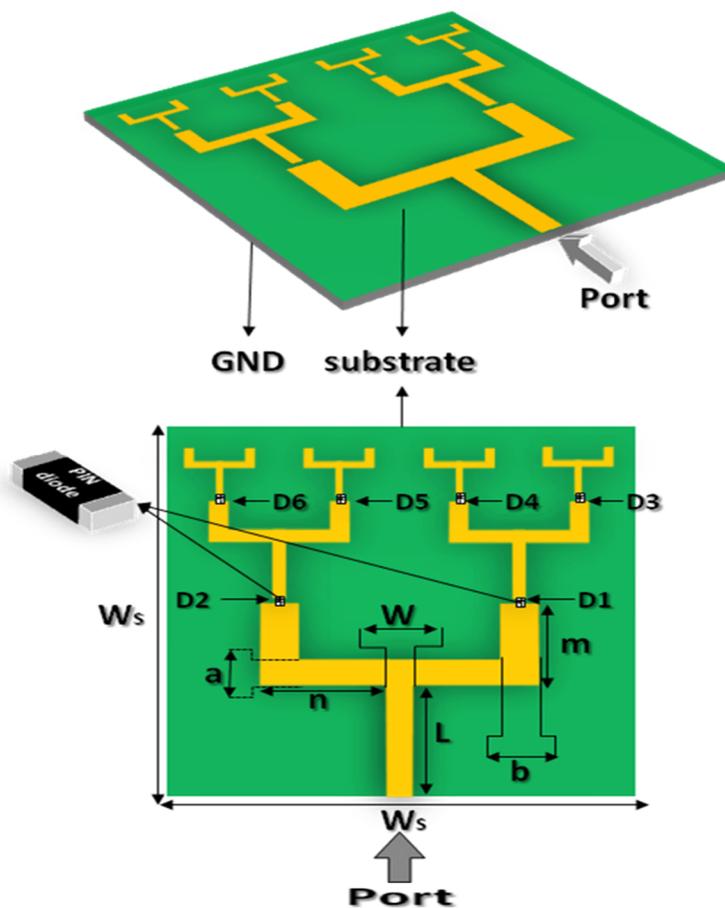


Fig. IV.3. Schéma de l'antenne proposée avec des switches réels.

Tableau. IV.1. Valeurs des différents paramètres physiques de l'antenne.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
a	4	W	3.4
b	5.1	m	13
L	18	n	16.3
WS	60		

En utilisant l'approche de modélisation par paramètres S, on doit insérer à l'endroit de chaque diode deux ports discrets (un pour chaque patte de la diode) et lancer la simulation électromagnétique de l'antenne avec ces ports. Les coefficients de réflexion de cette diode ont été mesurés dans l'environnement réel dans la gamme des hautes fréquences (1-12 GHz).

Le résultat de la simulation va montrer un nombre de ports égal à deux fois celui des diodes, plus un qui est celui de l'antenne. Par convention, le port numéro 1 est le port d'alimentation de l'antenne. Une fois cette étape franchie, on doit passer dans la partie Schematic de CST pour mettre un fichier correspondant à l'état désiré (*ON* ou *OFF*)

entre chacune des paires de ports qui doivent abriter une diode (Fig. IV.4). On peut alors lancer la simulation dans Schematic, ce qui prend seulement quelques secondes.

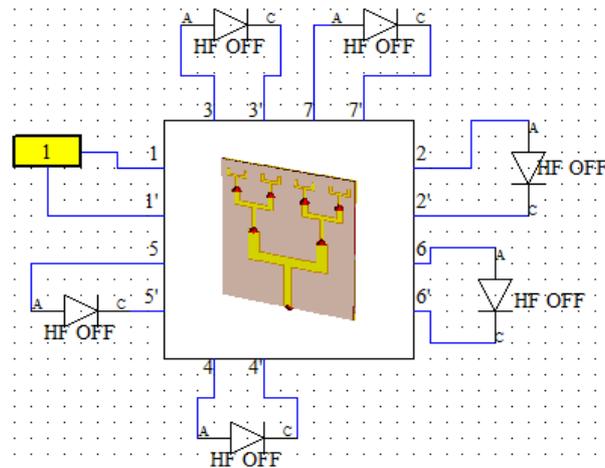


Fig. IV.4. Exemple d'une simulation avec Schematic de CST MS (6 diodes PIN).

3.3 Réalisation du prototype et résultats expérimentaux

Pour valider expérimentalement l'approche proposée, un prototype d'antenne avec des swiths idéaux a été fabriqué et ses différentes performances sont mesurées. La figure IV.5 montre une photographie de la façade avant/arrière avec indication de l'emplacement des diodes.

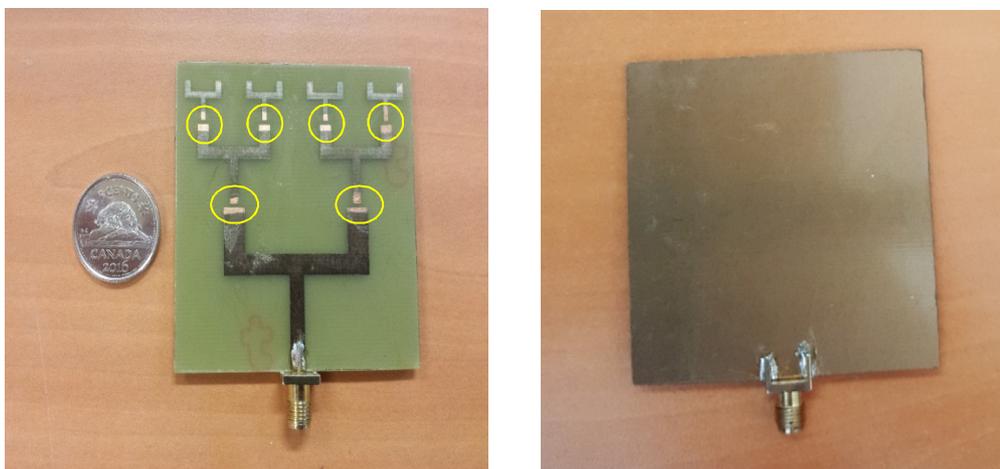


Fig. IV.5. Photographie de prototype réalisé.

3.3.1 Coefficient de réflexion

Dans cette section, les résultats de la simulation et de la mesure des 1^{ère}, 2^e et 3^e itérations de l'antenne proposée sont présentés. Il y a deux fréquences de fonctionnement qui peuvent varier. En faisant varier l'état des diodes, état *OFF* et état *ON*, qui sont en distribuant l'antenne, nous reconfigurant les caractéristiques de l'antenne afin d'avoir une fréquence de fonctionnement multiple différent et le diagramme de rayonnement.

Le tableau IV.2 donne les diverses configurations des switches pour les différents modes de fonctionnement. Toutes les fréquences de résonance sont avec une bande passante inférieure à -10 dB. Pour des raisons de clarté et de démonstration, la figure IV.7-8 superpose les résultats de simulation et de mesure du S_{11} de chaque mode.

Pour toutes les courbes de la figure IV.7-8, on remarque une concordance acceptable dans les bandes d'opération de l'antenne. Cependant, la concordance est moins bonne dans les basses fréquences. On croit que la différence entre les résultats de simulation et de mesure aux basses fréquences est principalement due au mauvais contact du court-circuit entre la ligne d'alimentation et le plan de masse.

Cinq configurations ont été testées. Quand toutes les diodes sont à l'état *OFF*, il a été constaté que l'antenne résonne à trois groupes, à savoir 3.62 GHz, 5.55 GHz et 8.63 GHz avec leur coefficient de réflexion -16.07 dB, -15.69 dB et inférieur à -30 dB, respectivement. Lorsque toutes les diodes sont à l'état *ON*, on peut voir que l'antenne résonne dans les fréquences de 2.47 GHz, 6.07 GHz et 8.72 GHz avec un coefficient de réflexion -9.59 dB, -25.33 dB et -22.48 dB, respectivement.

Lorsque les diodes D1 et D2 sont à l'état *ON*, alors que toutes les autres diodes sont à l'état *OFF*, à cet instant, les fréquences de résonance sont 5.93 GHz et 8.72 GHz avec -23.26 dB et -22.35 dB, respectivement, comme représenté à la figure IV.7(b). Alors que les diodes D1, D3 et D4 sont activées alors que les diodes 2, 5 et 6 sont à l'état *OFF*. L'antenne peut fonctionner sur trois différentes bandes opérationnelles, soit 3.58 GHz, 5.88 GHz et 8.67 GHz avec -11.37 dB, 24.72 dB et -21.74 dB, respectivement. Enfin, lorsque la diode 1 à 4 sont dans l'état *ON*, alors que les diodes 5 et 6 sont à l'état *OFF*, l'antenne fournit deux fréquences : 6 GHz et 8.72 GHz avec -22.42 dB et -27.16 dB. Cette antenne est conçue pour offrir les trois modes de fonctionnement suivants : WiMAX (2.400 à 2.483 GHz), m-WiMAX (à 3.4 à 3.6 GHz) et WLAN (5.15 GHz à 5.825 GHz).

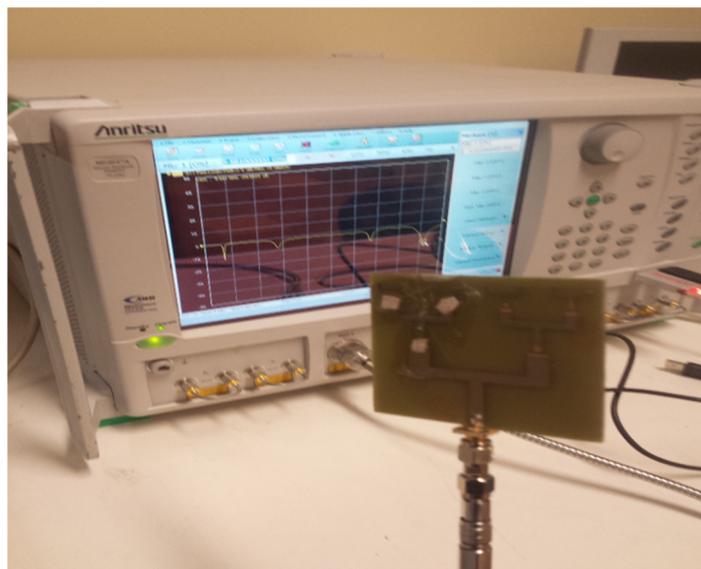
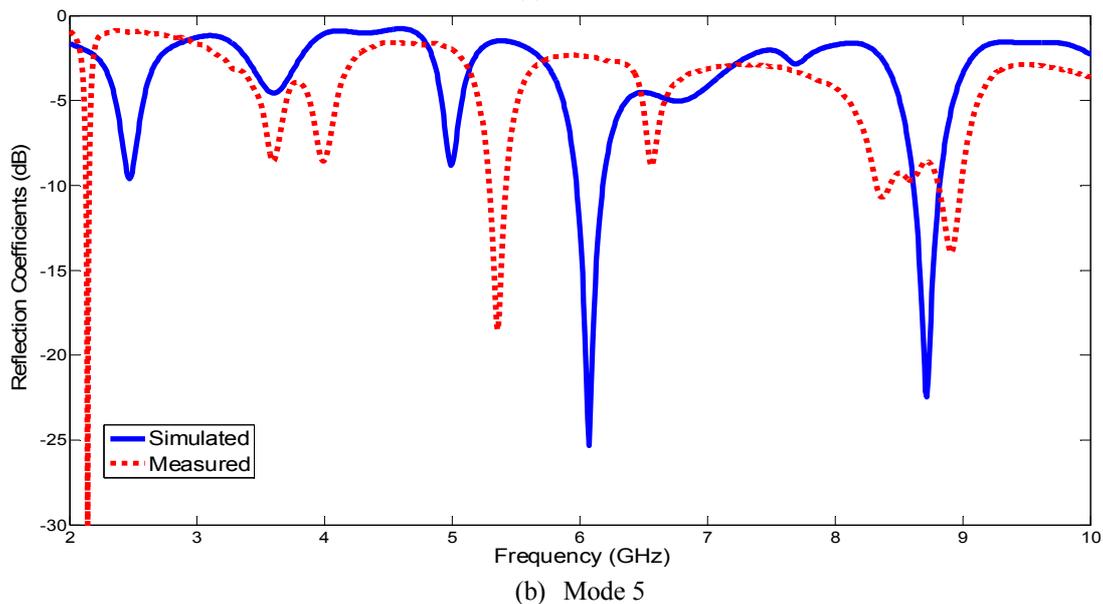
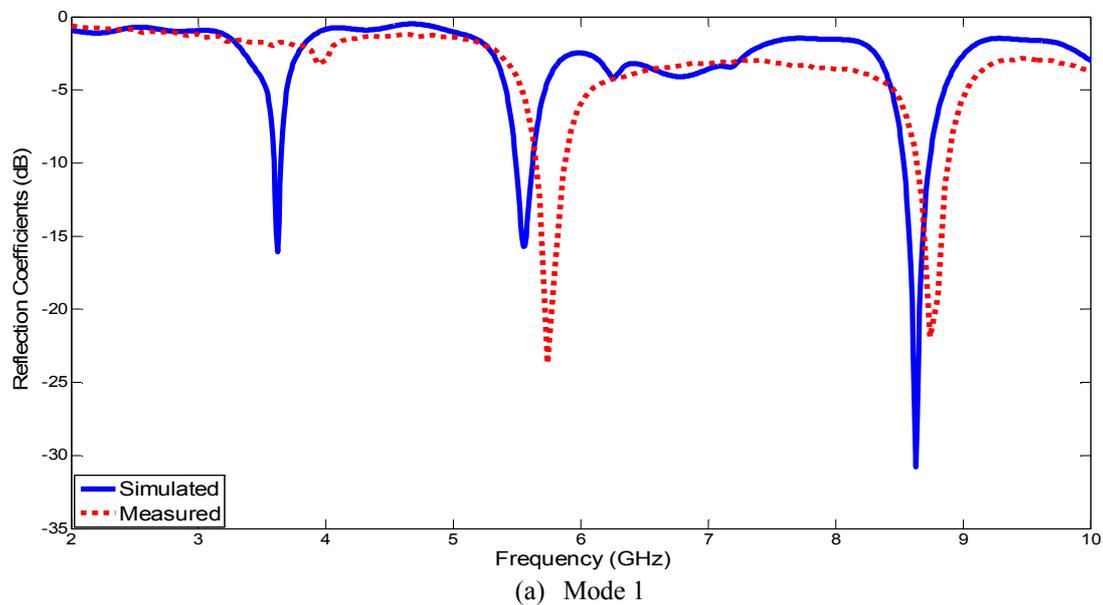
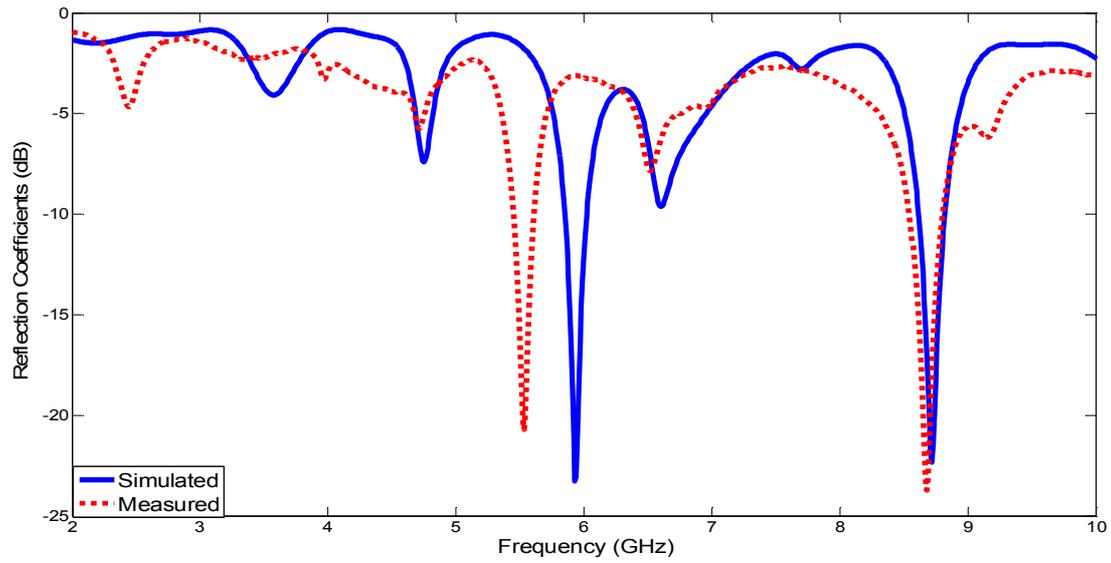


Fig. IV.6. Photographie du prototype réalisé en utilisant des switches idéaux avec l'analyseur de réseau.

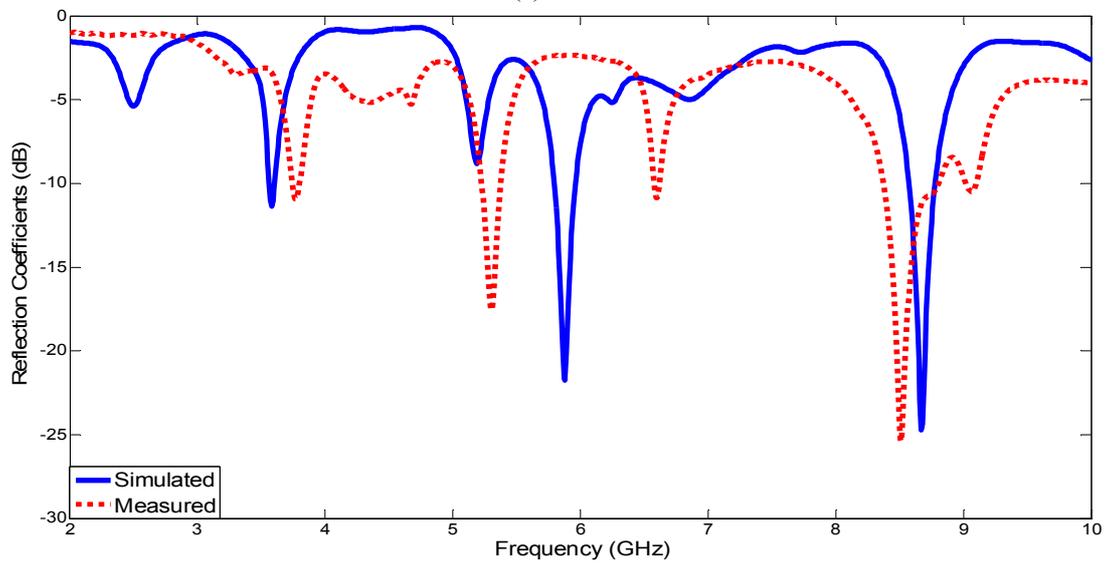
Tableau IV.2. Configuration des switches pour les trois modes de fonctionnement.

Modes	États des commutateurs (D1, D2, D3, D4, D5, D6)	Fréquence de résonance (GHz) (Simulée)	Fréquence de résonance (GHz) (Mesurée)
1	Lorsque tous les interrupteurs sont éteints	3.62, 5.55, 8.63	5.74, 8.74
2	Lorsque D1 et D2 sont activés	5.93, 8.72	5.5, 8.67
3	Lorsque D1, D3 et D4 sont activés ou lorsque D2, D5 et D6 sont ON	3.58, 5.88, 8.67	2.1, 5.26, 6.6, 8.65
4	Lorsque D1, D2, D3 et D4 sont activés ou lorsque D1, D2, D5 et D6 sont ON	6, 8.72	5.3, 6.6, 8.52
5	Lorsque tous les interrupteurs sont activés	2.47, 6.07, 8.72	2.15, 5.35, 8.3, 8.9

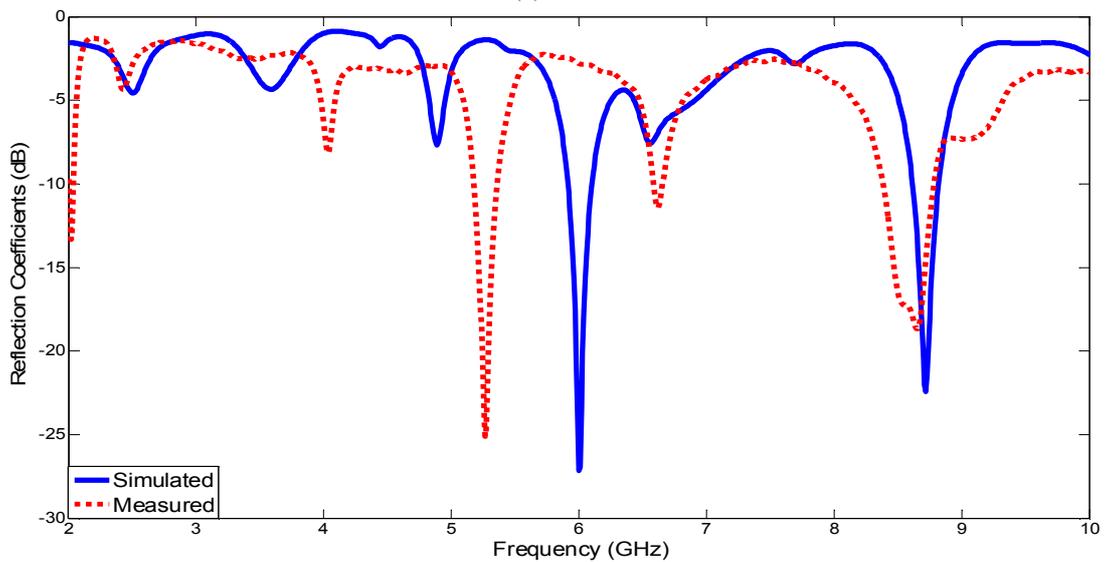
Fig. IV.7. S_{11} simulé et mesuré pour chaque état de fonctionnement des modes 1 et 5.



(a) Mode 2



(b) Mode 3



(c) Mode 4

Fig. IV.8. S_{11} simulé et mesuré pour chaque état de fonctionnement des modes 2, 3 et 4.

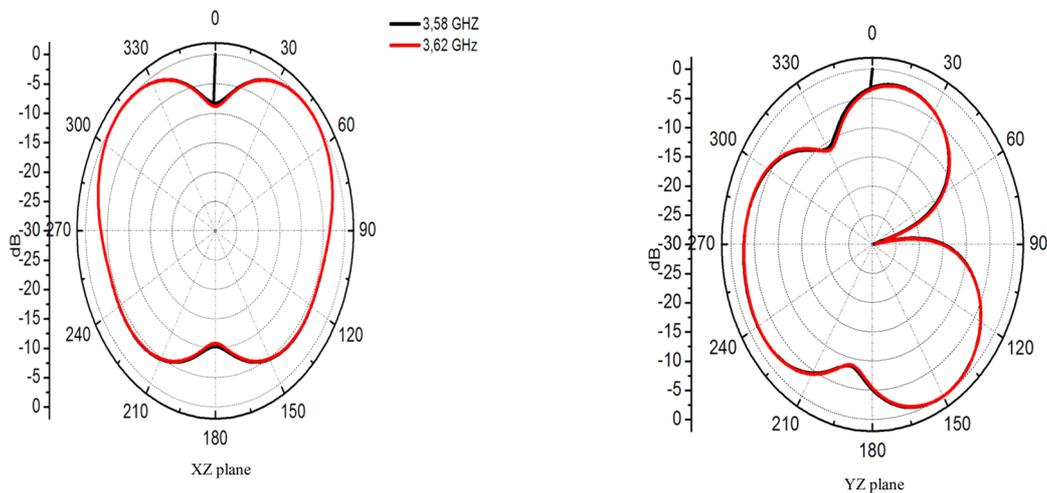
3.3.2 Diagramme de rayonnement et gain

Pour analyser l'effet de l'approche proposée sur les propriétés de rayonnement, on a calculé les diagrammes de rayonnement de l'antenne pour différentes fréquences dans les deux plans Phi (xy) et Thêta (xz). Les résultats se trouvent à la figure IV.9.

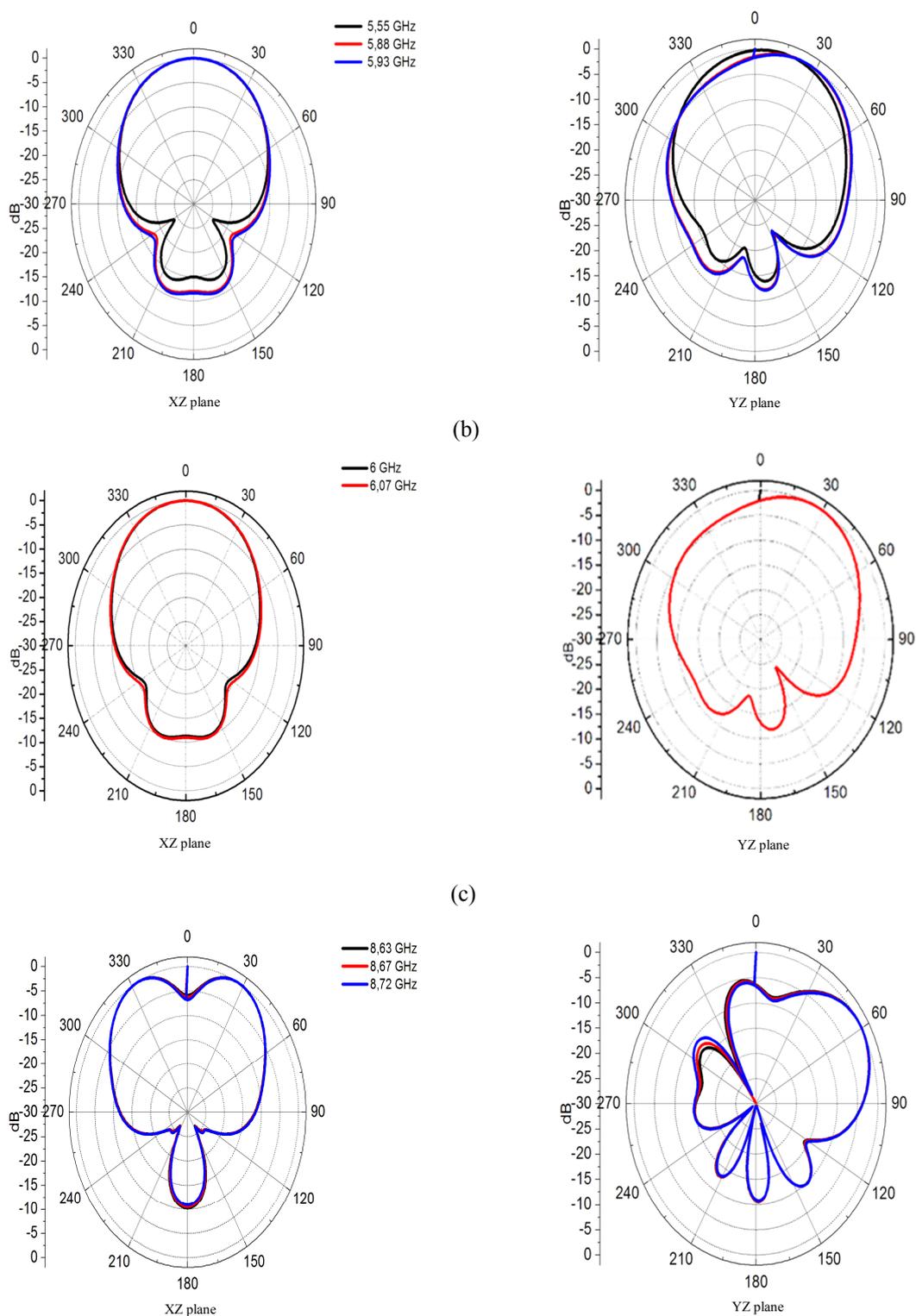
Comme on peut le voir à la figure IV.9 et tel qu'anticipé d'après l'analyse des courants de surface, au lieu d'avoir les diagrammes de rayonnement omnidirectionnel pour le cas des basses fréquences, à la fréquence inférieure 4 GHz, l'antenne présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan E, tandis qu'au plan H, on observe le même comportement en rayonnement avec un creux suivant l'axe Ox. Cette déformation peut être expliquée en examinant la figure IV.9(a).

Par ailleurs, à la fréquence entre 5-6 GHz, le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel dans le plan E, tandis qu'au plan H, on observe l'apparition d'autres creux comme ceux de la figure IV.9(b)-(c).

Cependant, lorsque la fréquence augmente au-dessus de 8 GHz, les diagrammes de rayonnement d'antenne commencent à se déformer. Ceci s'explique par le fait qu'à des fréquences plus élevées, la longueur électrique effective du plan de masse devient beaucoup plus longue que la longueur d'onde, ce qui déforme le diagramme de rayonnement en créant des creux (fig. IV.9(e)). Cependant, pour les deux fréquences correspondant aux extrémités de la bande passante, l'antenne de détection maintient un comportement omnidirectionnel.



(a)



(d)

Fig. IV.9. Diagramme de rayonnement dans le plan XZ et le plan YZ à différents états de fonctionnement. (a) 3.58GHz et 3.62GHz, (b) 5.55GHz, 5.88GHz et 5.93GHz, (c) 6GHz et 6.07GHz et (d) 8.63GHz, 8.67GHz et 8.72 GHz.

4. Réalisation et validation expérimentale d'une antenne fractale reconfigurable

Dans cette partie, nous étudions une nouvelle antenne monopôle fractale reconfigurable en forme de croissant pour les applications multi-bandes. L'antenne proposée peut fonctionner dans les différentes normes de communication sans fil comprenant 1.6 à 1.7 GHz pour la bande L, 1.71 à 1.88 GHz pour le DCS, 1.85 à 1.95 GHz PCS/TD SCDMA/LTE 3.5/5.5GHz (3.5-3.6 GHz /5.25-5.85 GHz) pour le WiMAX, 5.2/5.8 GHz (5.15-5.35 GHz /5.725-5.825GHz) pour le WLAN, et les applications en bande C.

Un nombre minimal de diodes ont été utilisées pour générer de multiples fréquences de résonance, ce qui réduit le coût du système d'antenne. De plus, cette antenne a une structure simple et une taille compacte par rapport aux antennes rapportées dans la littérature [IV.21-25].

4.1 Géométrie de l'antenne proposée

La géométrie fractale autosimilaire présentée à la figure IV.10 est construite à partir d'une antenne monopôle circulaire. Cette antenne fractale est un modèle itératif de patch croissant généré à l'intérieur d'une forme circulaire. La conception de l'antenne fractale proposée est réalisée en trois étapes : (Fig. IV.10(a)) l'antenne à plaque circulaire de base (b) la forme de croissant de la première itération est obtenue par l'intersection de deux cercles remplis de cuivre résultant à la forme de croissant, comme illustré à la figure IV.10(b). Itérée à la seconde afin d'obtenir la forme fractale comme représenté à la figure IV.10(c).

La miniaturisation est réalisée depuis les deux petits croissants sont principalement situés dans l'écart du grand croissant de très près à sa frontière intérieure, ainsi prélever la structure de la reconfigurable de fréquence (placer la diode PIN). Comme on peut le voir, la mise à l'échelle et l'auto-similarité de cette technique provoque un effet de fractale multi-bande où chaque itération génère une nouvelle fréquence de résonance. En conséquence, les ordres d'itération peuvent être répétés plusieurs fois, compte tenu de la complexité de fabrication. Dans ce cas, l'antenne fractale désirée a été maintenue jusqu'à la deuxième itération.

Pour l'examen de la conception, la géométrie fractale auto-similaire présentée à la figure IV.10 est construite à partir d'une antenne monopôle circulaire. Le rayon de la plaque circulaire (12 mm pour la fréquence de résonance d'environ 3.5 GHz) est calculé en utilisant l'équation donnée (IV.1) à partir de [IV.28] où f_r est la fréquence de résonance en Hz, h est l'épaisseur du substrat en cm et le substrat est la constante diélectrique ϵ_r .

$$r_0 = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} + 1.7726 \right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{IV.1})$$

Ou

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}$$

Ceci est l'initiateur circulaire de base (itération 0) comme représenté à la figure IV.10 (a). La dimension de la ligne d'alimentation monopolaire est $6.75 \times 3.6 \text{ mm}^2$ et elle est calculée en utilisant le modèle de ligne de transmission [IV.28] pour obtenir 50 Ohm caractéristique d'impédance de la ligne.

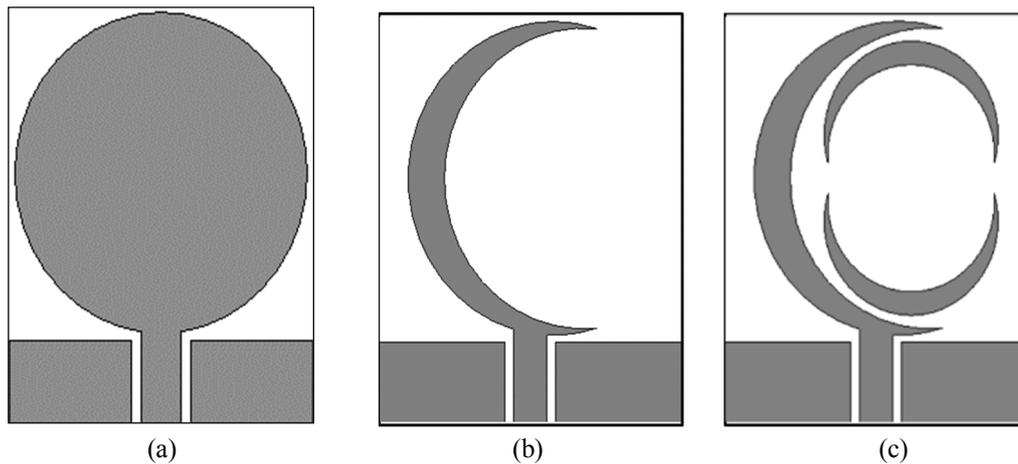


Fig. IV.10. Évolution de l'antenne fractale proposée. (a) La géométrie de base circulaire, (b) Première itération et (c) Deuxième itération.

Le patch est mis en œuvre sur un matériau de substrat Rogers RO4350B avec une permittivité relative $\epsilon_r = 3.66$, une épaisseur de $h = 1.524 \text{ mm}$ avec tangente de perte $\tan \delta = 0.004$. L'alimentation de l'antenne est assurée par une ligne de guide d'ondes coplanaire (CPW), avec une distance d'intervalle $g = 0.3 \text{ mm}$ et la largeur $W_f = 3.6 \text{ mm}$. La figure IV.11 montre la disposition de l'antenne fractale reconfigurable proposée. Les paramètres de dimension sont énumérés au tableau IV.3. +

Tableau IV.3. Les valeurs optimales pour les dimensions de l'antenne fractale.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
g	0.3	W_{sub}	25
r_1	11.5	L_{SUB}	31
r_0	12	l_f	6.75
Hg	6.25	W_f	3.6
S	2.5	l_c	2.24

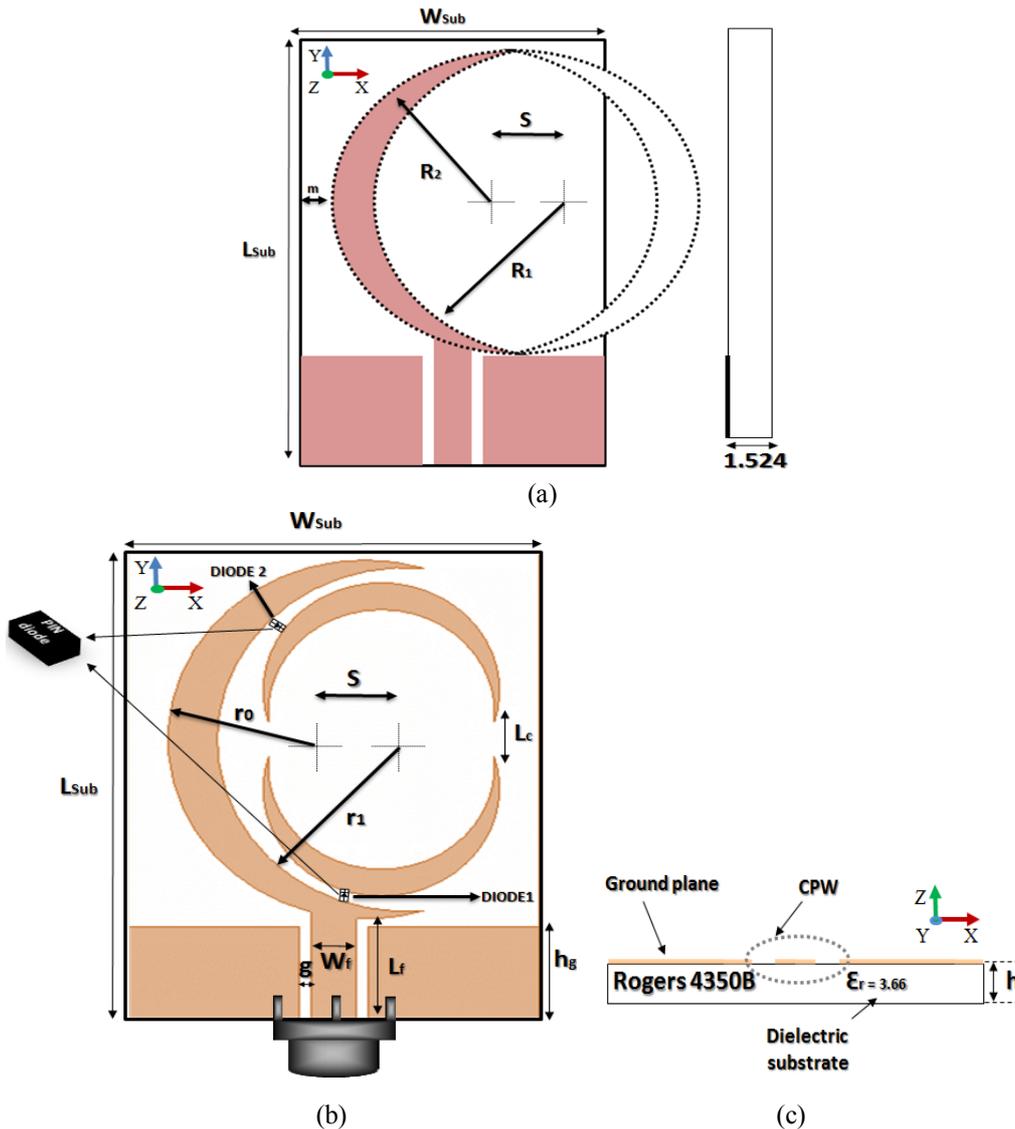


Fig. IV.11. Schéma de l'antenne proposée avec des switches réels : (a) Vue de face, (b) Vue de dessus et (c) Vue latérale.

Les structures d'antenne (circulaires classiques, de premier et second patch en forme de croissant d'itération) ont été conçues en utilisant un logiciel basé de Ansoft FEM-HFSS [IV.29]. Les coefficients de réflexion simulés des antennes conçues sont tracés à la figure IV.12. On peut constater, pour la géométrie circulaire classique de la figure IV.10(a), qu'une largeur de bande de 3.2 GHz (de 2.8 à 6 GHz) est obtenue.

D'autre part, l'impédance des largeurs de bande des antennes fractales de la figure IV.10(b) et (c) sont les suivantes : 2.2 à 2.5 GHz, de 5.7 à 6 GHz et de 2.0 à 2.2 GHz, 4.17 à 4.42 GHz, 5.15 à 5.35 GHz, respectivement. L'utilisation d'une technique fractale pour l'antenne proposée fournit deux propriétés communes, à savoir la propriété de l'espace de remplissage qui est en mesure d'étendre la longueur électrique, et l'autosimilarité qui est utile pour obtenir des phénomènes multi-bandes.

Il est à noter que lorsqu'on augmente le niveau d'itération de l'antenne fractale, d'autres fréquences de résonance peuvent être générées. Pour obtenir les dimensions

d'autosimilarité, la géométrie est divisée en utilisant l'approche descendante de mise à l'échelle, avec des copies identiques de lui-même. S'il y a « n » telles copies de la géométrie d'origine mises à l'échelle par une fonction S, la dimension de similitude «DS» est définie selon la formule suivante rapportée dans [IV.30].

$$DS = \frac{\log n}{\log\left(\frac{1}{S}\right)} \quad (\text{IV.2})$$

$$DS = \frac{\log n}{\log\left(\frac{1}{S}\right)} = \frac{\log 2}{\log\left(\frac{1}{\frac{1}{3}}\right)} = \frac{\log 2}{\log(3)} = 0.6309 \quad (\text{IV.3})$$

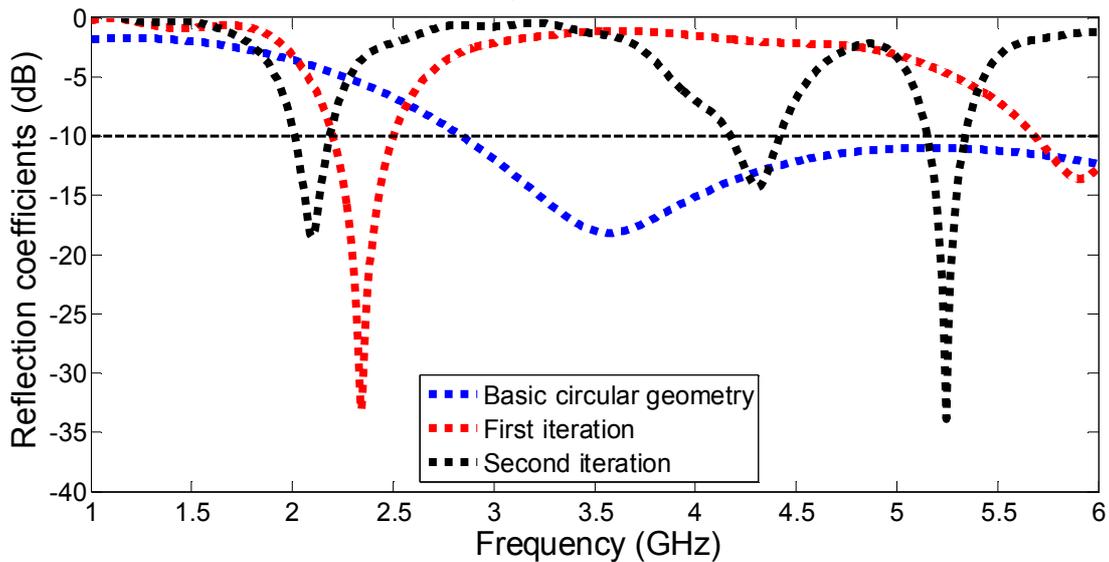


Fig. IV.12. Paramètre S_{11} simulé de l'antenne circulaire de base, de première et seconde itérations de la forme de croissant.

4.2 Étude de l'influence des différents paramètres

Dans cette section, nous avons consulté une étude paramétrique sur l'effet des paramètres dimensionnels de l'alimentation coplanaire à la première itération du coefficient de réflexion de l'antenne en forme de croissant.

4.2.1 Effet de S

L'espacement entre les centres des deux circonférences qui constituent les limites de la forme de croissant est modifié. La comparaison de coefficient de réflexion simulé de valeur différente de S est représentée à la figure IV.13. La meilleure adaptation d'impédance est observée pour $S = 2.5$ mm.

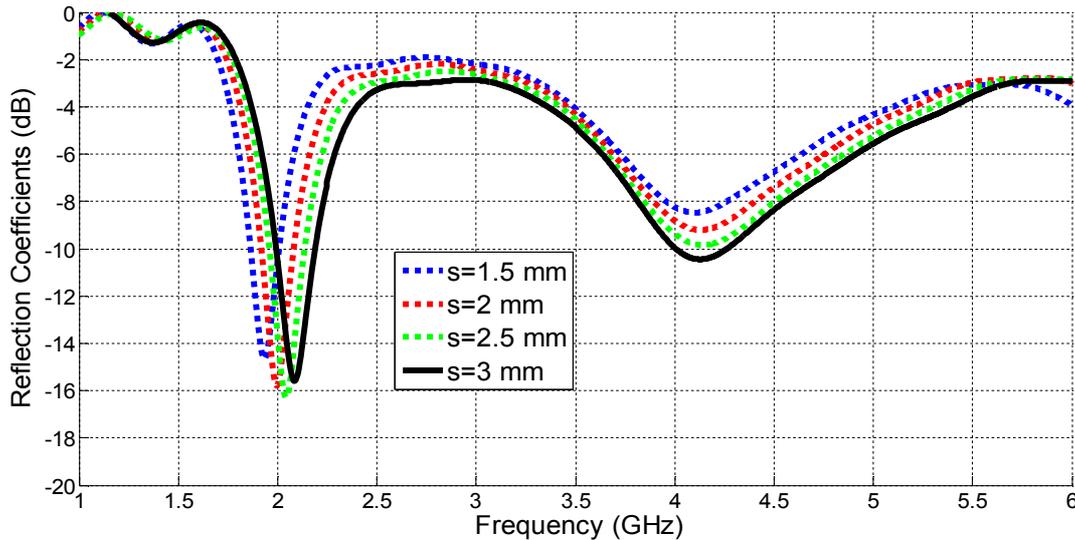


Fig. IV.13. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de l'espace entre les deux circonférences 's'.

4.2.2 Effet de g et W_f

L'écart entre le patch et le plan de masse (g) affecte la bande passante d'impédance comme suit : la première fréquence de résonance reste à peu près constante avec une bonne performance de réflexion des valeurs croissantes de g alors que la position et la largeur de bande des bandes de fréquences plus élevées sont fortement décalées.

La variation de la largeur de la ligne coplanaire alimentée donne approximativement les mêmes effets que g . Le S_{11} simulé est représenté aux figures IV.14 et 15. À partir de ces courbes, on constate que la meilleure largeur de bande d'impédance est obtenue pour $g = 0.3$ mm et $W_f = 3.6$ mm.

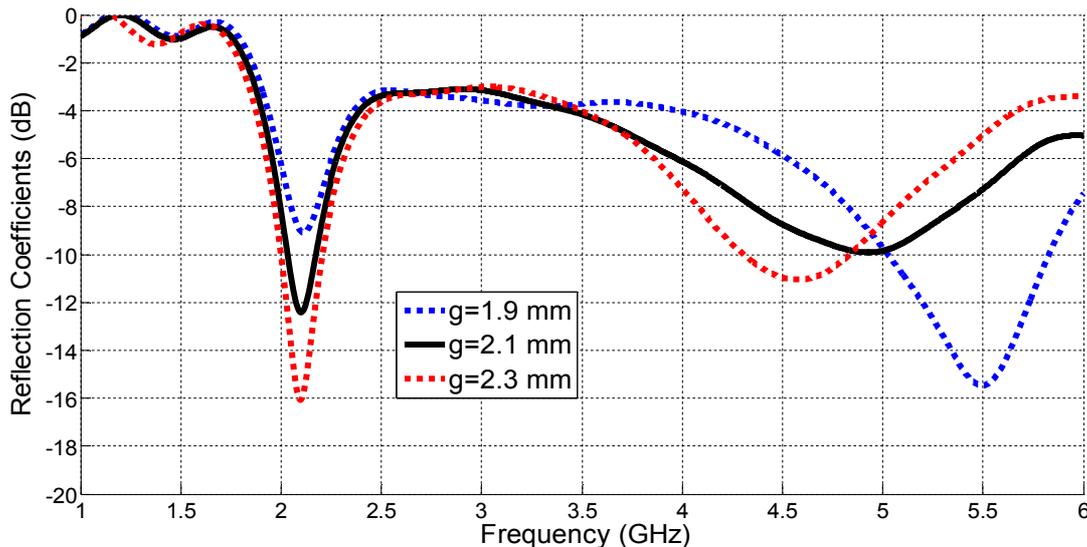


Fig. IV.14. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet du gap 'g' de la ligne CPW.

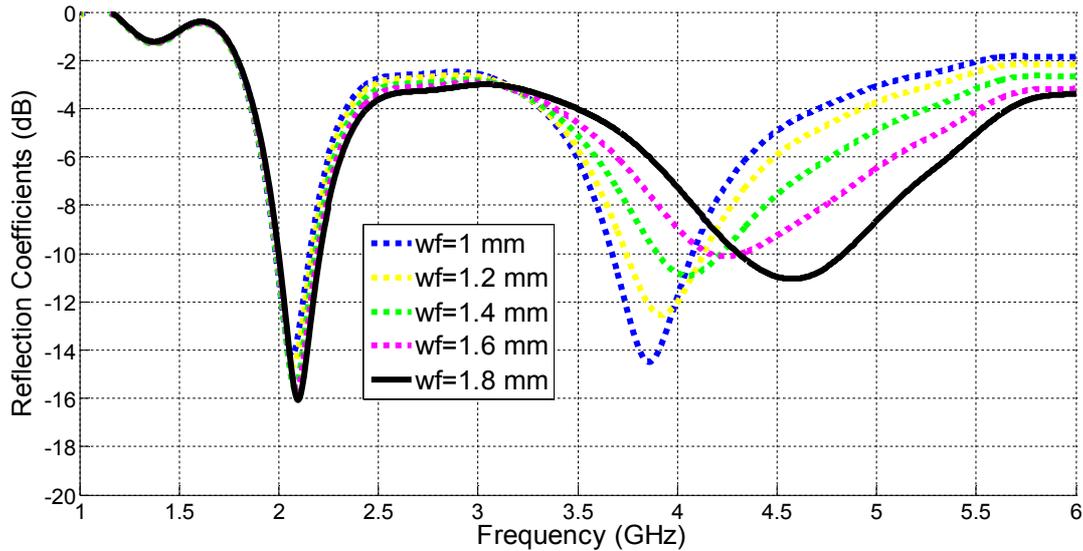


Fig. IV.15. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la largeur de la ligne ' w_f '.

4.2.3 Effet de h_g

La longueur de h_g de plan de masse est modifiée et le retour des performances de perte est présenté à la figure IV.16. La largeur de bande d'impédance est grandement affectée dans les deux fréquences de résonance inférieure et supérieure. L'excellente performance de la bande passante d'impédance est observée pour $h_g = 6.25$ mm.

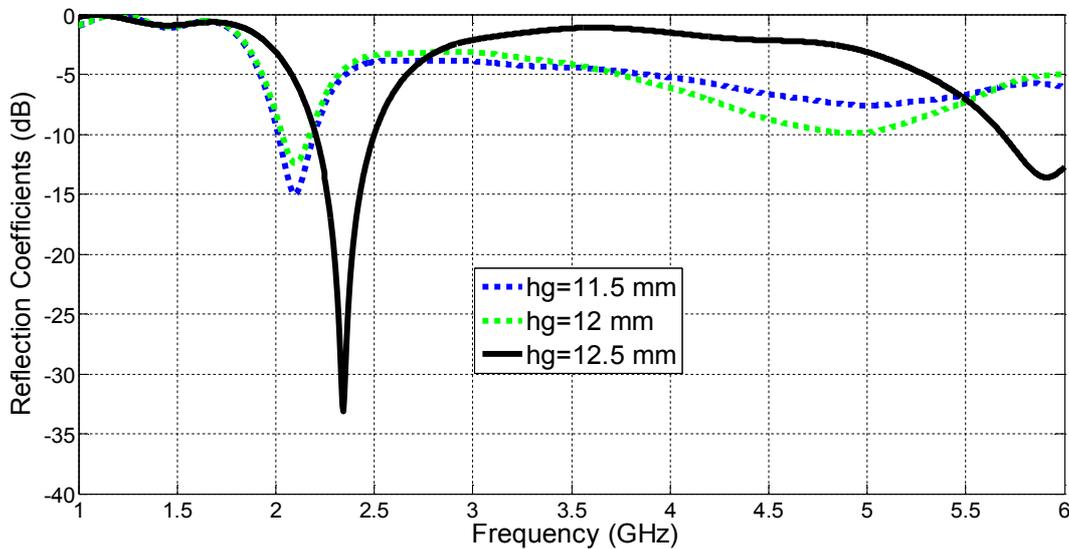


Fig. IV.16. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la ligne de coplanaire ' h_g '.

4.3 Mécanisme de reconfiguration

Des diodes PIN ont été introduites dans l'antenne fractale reconfigurable proposée afin de permettre le contrôle de la longueur effective des fréquences de résonance de l'antenne. Dans ce travail, des diodes PIN de type BAR 50-03W du constructeur Infineon technologies sont utilisées pour pouvoir les polariser et mettre des tensions

différentes entre leurs bornes, tout en étant dans le plan de masse. Il est impératif d'assurer une isolation DC (courant-continu) entre les anodes et cathodes, comme il est illustré dans la figure IV.17(a) [IV.31]. Ils ont été choisis en raison de leur large gamme de fréquence (10 MHz à 6 GHz). De plus, il se compose d'une inductance parasite $L = 1.8$ nH utilisée pour les deux états *ON* et *OFF*. Pour l'état *OFF* (polarisé en inverse), le circuit comporte une combinaison en parallèle d'une résistance et capacité ($R_p = 5$ k Ω , $C_T = 0.15$ pF). Pour l'état *ON* (polarisé en direct), seule la résistance R_s (3Ω) est considérée dans le modèle de diodes PIN. Les positions des diodes PIN sont optimisées sur les croissants afin d'obtenir des fréquences de résonance proches des bandes de fréquence standard requise. Pour tenir compte de la diode PIN dans la HFSS, deux feuilles rectangulaires sont introduites dans les positions diodes souhaitées comme montré à la figure IV.17(b).

Ces feuilles rectangulaires sont ensuite affectées en tant qu'éléments RLC localisés. Pour l'état *ON* (polarisé), le premier rectangle se voit attribuer l'inductance (L) et le plus étroit est assigné pour son excitation de limite. Figure IV.18(a), le deuxième rectangle est attribué en tant que résistance et sa valeur est R_f comme indiquée à la figure IV.18(b). Pour l'état *OFF* (non biaisé), le premier élément rectangulaire n'est pas modifié mais les valeurs des deuxième éléments localisés sont modifiées de R_f à R_p , en ajoutant un condensateur parallèle C_T .

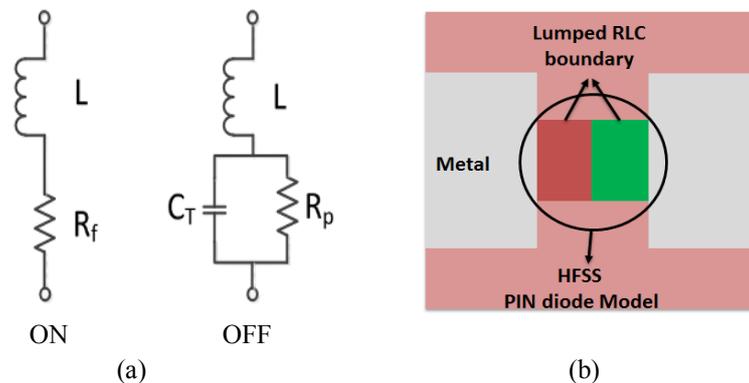


Fig. IV.17. Modèle électrique de la diode PIN RF : (a) Le circuit équivalent d'une diode dans les états *ON* et *OFF* (b) le modèle HFSS.

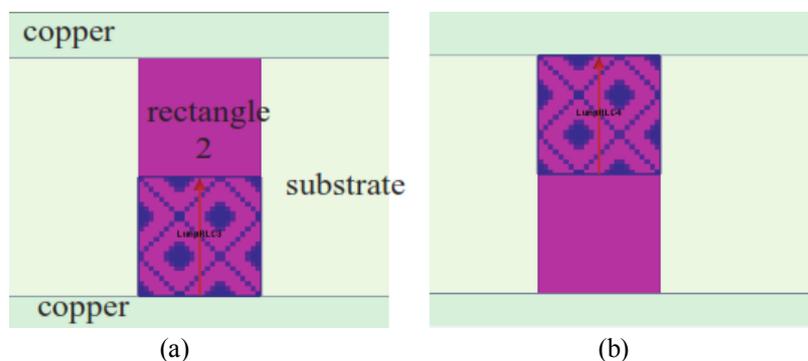


Fig. IV.18. Modélisation de la diode PIN en HFSS : (a) attribuer le premier élément localisé et (b) attribuer le deuxième élément localisé.

Dans cette section, une étude paramétrique en ce qui concerne l'effet des positions de diodes PIN sur l'antenne est réalisée pour obtenir la meilleure résonance possible. Deux diodes PIN est le nombre minimum afin d'obtenir la fréquence reconfigurable pour une meilleure performance de l'antenne. Dans ce cas, seules deux diodes PIN sont utilisées dans le système d'antenne proposé. L'effet négatif sur les lignes d'efficacité énergétique et les préjugés pourraient être négligés [IV.32].

À travers l'étude paramétrique de la structure d'antenne étudiée, plusieurs positions de diodes PIN sont effectuées afin de choisir celles qui sont optimales en termes de coefficient de réflexion et les bandes requises de fréquence standard. Des diodes PIN (comme interrupteurs) sont situées symétriquement à travers l'espace entre le gros croissant et son bord extérieur des deux petits croissants de l'antenne comme représenté à la figure IV.19. Selon les bandes de fréquences désirées, différentes positions pour chaque commutateur sont évaluées.

En conséquence, les positions sont choisies pour de meilleurs résultats obtenus de paramètre S_{11} sur une plus large gamme de fréquences. Les caractéristiques de réflexion de l'antenne conçue pour quatre positions de diodes PIN sont représentées graphiquement à la figure IV.20(a)-(b).

À partir de ces chiffres, on constate que la variation de l'emplacement des diodes PIN affecte le nombre de bandes de fréquences générées. De plus, la première fréquence de résonance reste presque inchangée avec une bonne performance de réflexion. Cependant, pour les bandes de fréquences plus élevées, le nombre de bandes produites a diminué et est décalé. Pour différentes positions des diodes PIN, on peut noter que les bonnes performances en termes de bande passante d'impédance sont obtenues pour la position 3 (diode 1) et la position 1 (diode 2).

En fait, la reconfigurabilité permet de contrôler la longueur électrique de l'antenne et de générer des bandes de fréquences sans changer la longueur physique de l'antenne. On peut conclure que l'antenne proposée a fourni plus de flexibilité en termes de contrôle des bandes de fréquences générées par rapport aux travaux récents publiés dans [IV.21-25]. Les positions des commutateurs représentés à la figure IV.11(a) sont données dans le tableau IV.4.

Tableau IV.4. Les coordonnées du centre des diodes PIN par rapport à l'origine.

Switchs	(x (mm), y (mm))
Diode 1	(27.2, 16.7)
Diode 2	(9.1, 26.3)

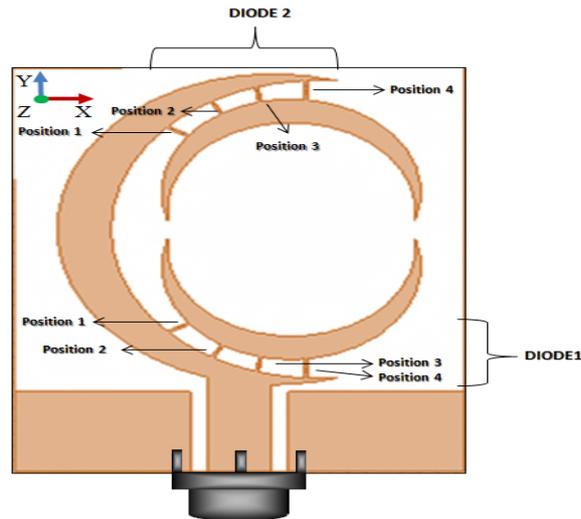
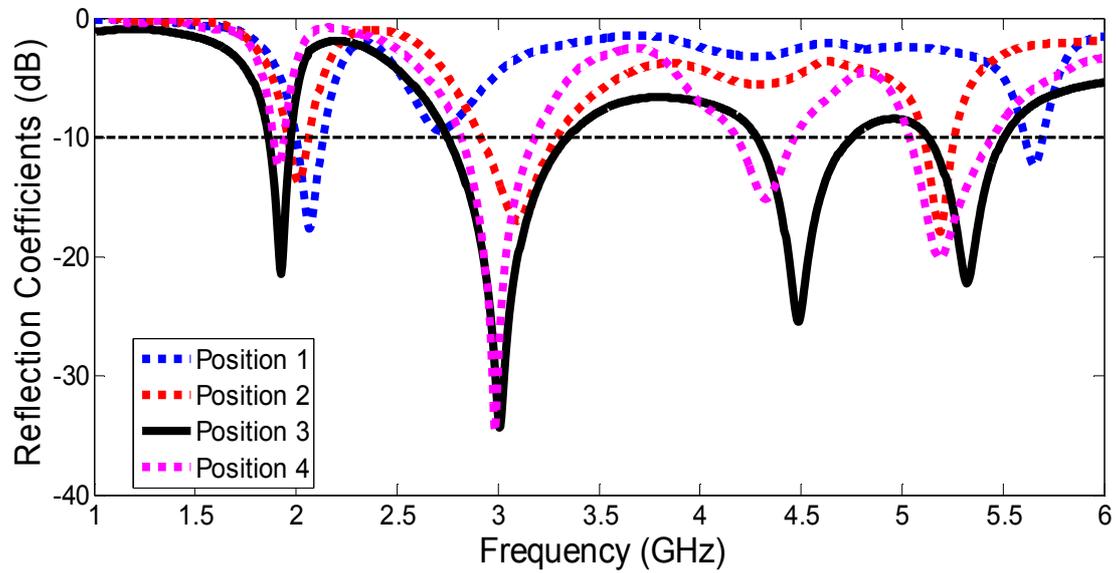
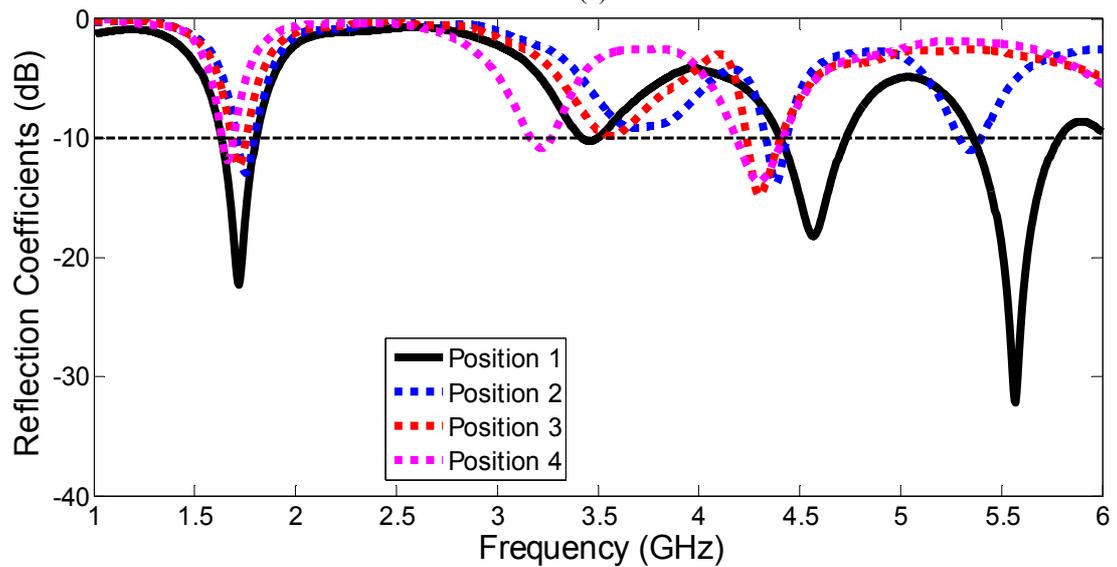


Fig. IV.19. Emplacement des diodes PIN.



(a)



(b)

Fig. IV.20. Superposition du coefficient de réflexion simulé pour chaque position des diodes pin à: (a) l'état ON-OFF (diode 1) (b) l'état OFF-ON (diode 2).

Pour polariser les diodes PIN, une alimentation en courant continu a été connectée à une inductance RF ($L_R=10\mu\text{H}$) pour isoler le signal RF à partir de la ligne de polarisation. La bobine d'arrêt RF (Murata) est utilisée pour fournir un motif à courant continu à la cathode du blocage de la diode PIN du signal RF. Une résistance de $1\text{ k}\Omega$ est également montée pour limiter la tension aux bornes de la diode. Le circuit de polarisation correspondant est représenté sur la disposition de l'antenne de la figure IV.21.

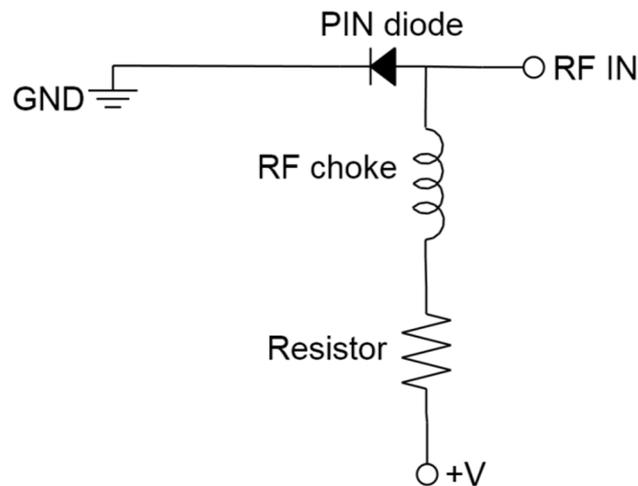


Fig. IV.21. Circuit de polarisation de la diode PIN. $R=1\text{ k}\Omega$, $L_R=10\mu\text{H}$.

4.4 Réalisation du prototype et résultats expérimentaux

Un prototype a été fabriqué et testé afin de valider expérimentalement l'approche de conception. La photographie de l'antenne fabriquée est donnée à la figure IV.22. La mesure du coefficient de réflexion est effectuée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel ANRITSU MS4647A.

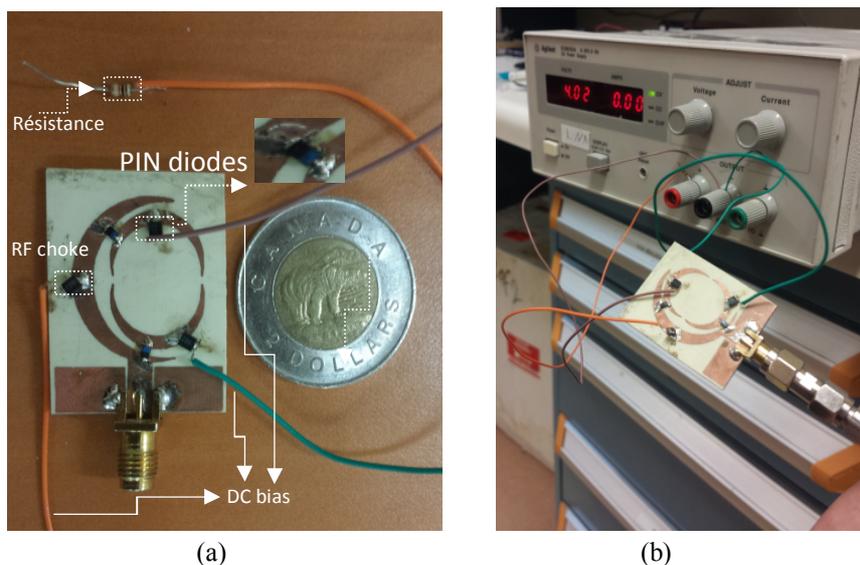


Fig. IV.22. Photographie du prototype réalisé. a) Vue de la façade b) Polarisation des diodes à l'aide d'une alimentation stabilisée.

4.4.1 Coefficient de réflexion

Les fréquences de fonctionnement de l'antenne préfabriquée ont été ajustées en utilisant deux switches différents, idéaux et réels (diodes PIN). La configuration descriptive de l'antenne proposée pour les quatre modes est présentée à la figure IV.23.

La figure IV.24 montre, respectivement, la superposition des paramètres de réflexion S simulés et mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel de type Anritsu pour les différents modes de fonctionnement. On remarque une très bonne concordance entre les différents résultats, ce qui valide le concept proposé pour obtenir une reconfiguration sélective en fréquence. Le tableau IV.5 résume les différentes configurations de switches pour les quatre modes de travail.

Pour implémenter l'approche proposée avec de vrais commutateurs, des diodes PIN de type BAR 50-03W ont été utilisées. Lorsque des diodes PIN fonctionnent en polarisation inverse (état *OFF*), les dimensions de l'antenne sont plus petites et résonnent à une fréquence de fonctionnement supérieure.

Cependant, lorsque les diodes sont en biais vers l'avant (état *ON*), les dimensions de l'antenne sont grandes et les antennes fonctionnent à des fréquences plus basses. La figure IV.25 montre les paramètres S_{11} simulés et mesurés avec différents états (*ON* et *OFF*). Le tableau 3 illustre la simulation et la mesure de l'antenne proposée en termes de largeur de bande pour les modes générés fournis par les deux diodes PIN. L'équation (IV.4) a été utilisée dans le calcul de la largeur de bande d'impédance (BW) telle que donnée par

$$BW = \left(\frac{f_H - f_L}{f_C} \right) \times 100 \quad (\text{IV.4})$$

On peut voir, à partir de la figure IV.25(a), trois bandes qui ont été obtenues lorsque les diodes sont en mode *OFF-OFF*. En mode *ON-OFF*, *OFF-ON* et *ON-ON*, quatre bandes sont réalisées comme indiqué dans la figure IV.25(b), (c) et (d), respectivement. L'effet des diodes PIN peut être illustré en examinant la figure 10(a), qui est le coefficient de réflexions mesurées et simulées, résultat du mode 1.

En réalité, la diode PIN dans l'état *OFF* agit comme une capacité (circuit ouvert). Ainsi, un effet négligeable sur la performance de l'antenne en termes de S_{11} dans les bandes ne fonctionnent pas est noté, (près de 0 dB). Toutefois, dans les modes 2, 3 et 4 (Fig. IV.25(b), (c) et (d)), l'effet est observé quand l'une ou l'autre des diodes PIN est activée (état *ON*). En conséquence, l'utilisation de diodes PIN a un petit effet sur la performance de l'antenne. À des basses fréquences, le modèle de la résistance à l'état *ON* ajoute des petites pertes comme indiqué dans [IV.33-34].

La légère variation observée entre les résultats simulés et mesurés est principalement représentée en raison de la tolérance de fabrication, la perte de matière, le connecteur SMA et le circuit de polarisation en courant continu.

Cependant, ces pertes sont encore acceptables puisque la diminution de rendement mesurée est inférieure à -10 dB. Les bandes de fréquences de fonctionnement de l'antenne proposée sont illustrées à partir des coefficients de réflexion simulés et mesurés pour différents modes et peuvent couvrir huit systèmes de communication sans fil commerciaux, soit la bande L, PCS, DCS, TD SDMA, LTE, WiMAX, WLAN et des applications de la bande C.

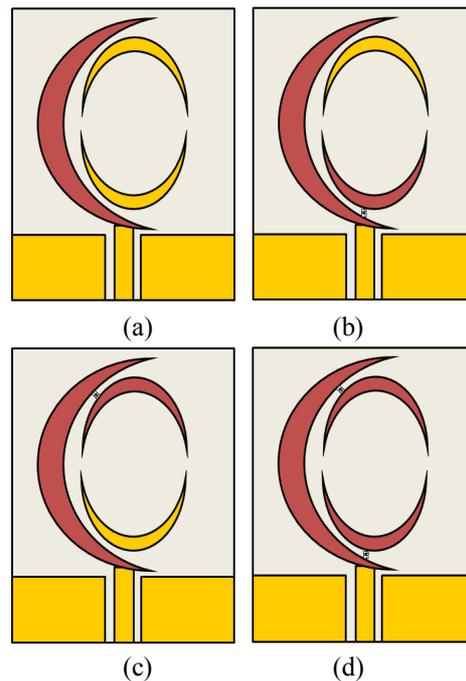
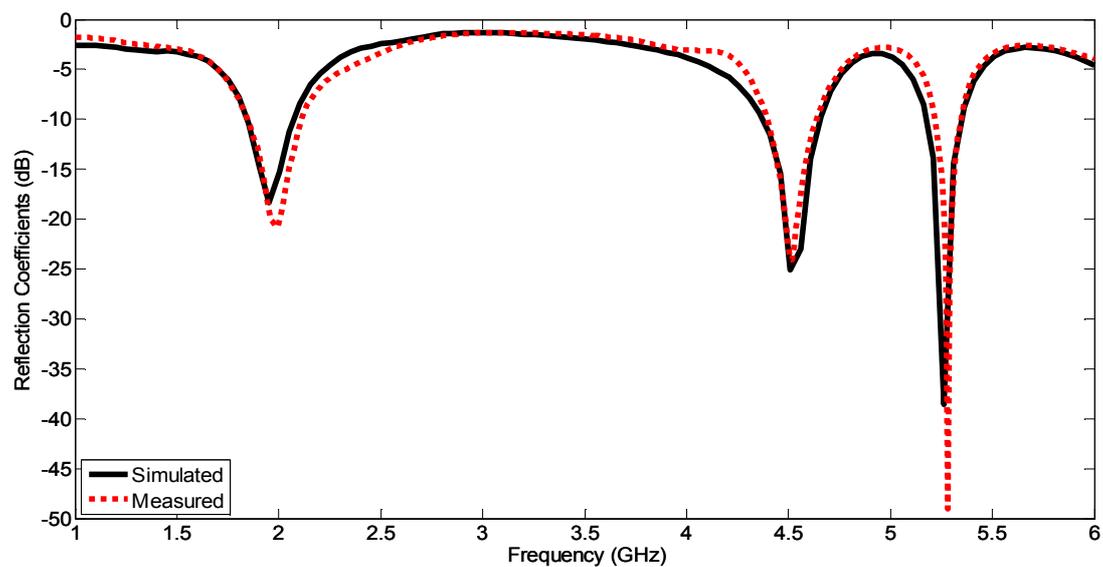
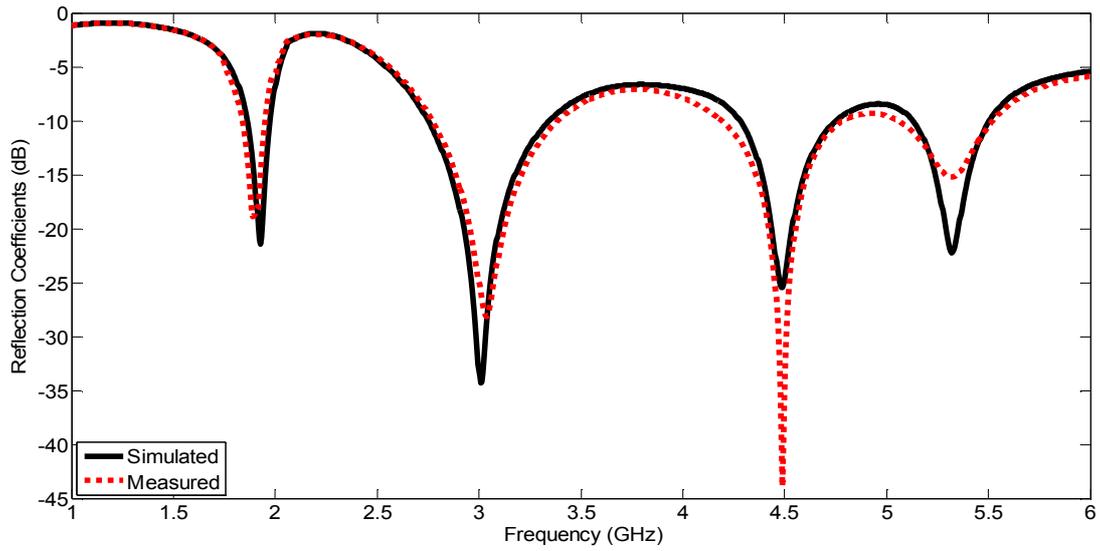


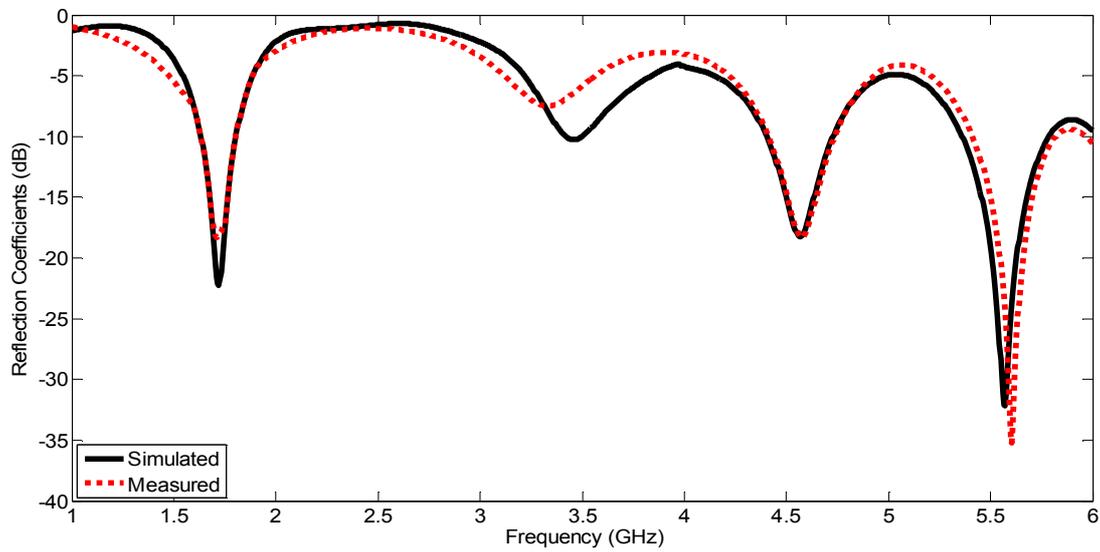
Fig. IV.23. Configuration descriptive de l'antenne pour les quatre modes. (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3 et (d) Mode 4.



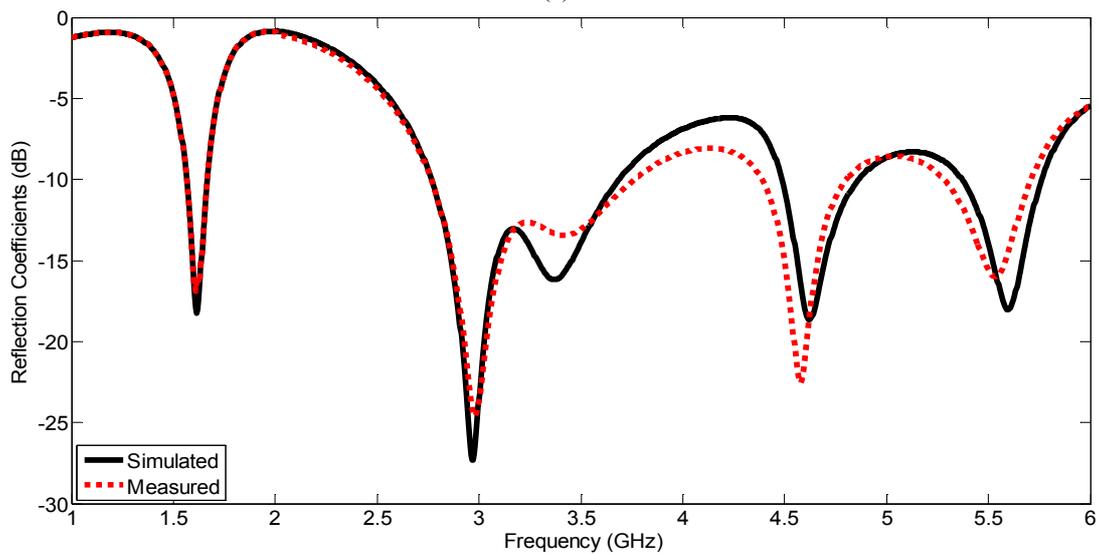
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. IV.24. S_{11} simulé et mesuré pour les quatre modes (switchs idéaux).

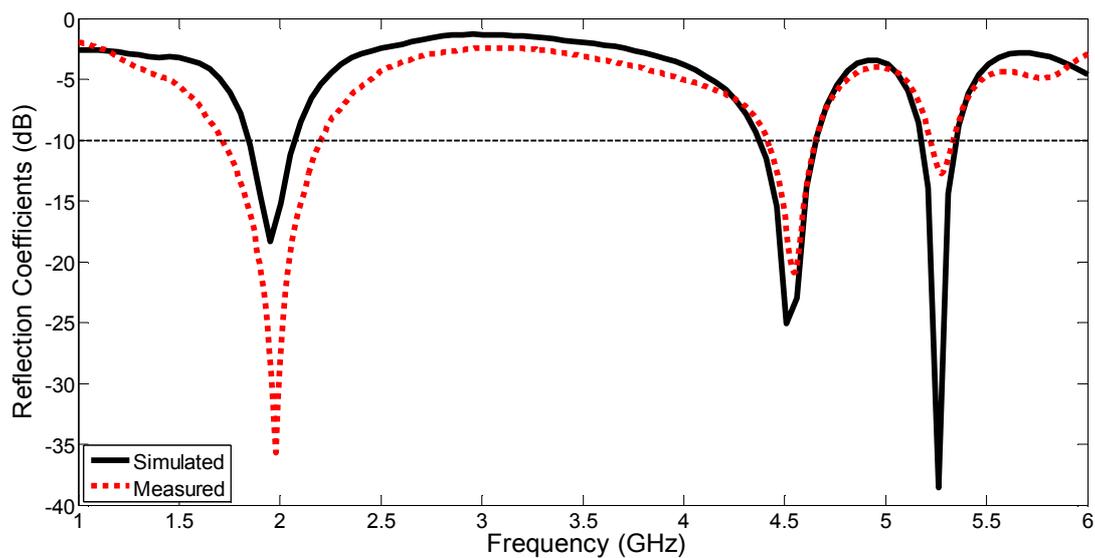
Tableau IV.5. Configuration des switches pour chaque mode de fonctionnement.

Configuration	D1	D2
Mode 1	OFF	OFF
Mode 2	ON	OFF
Mode 3	OFF	ON
Mode 4	ON	ON

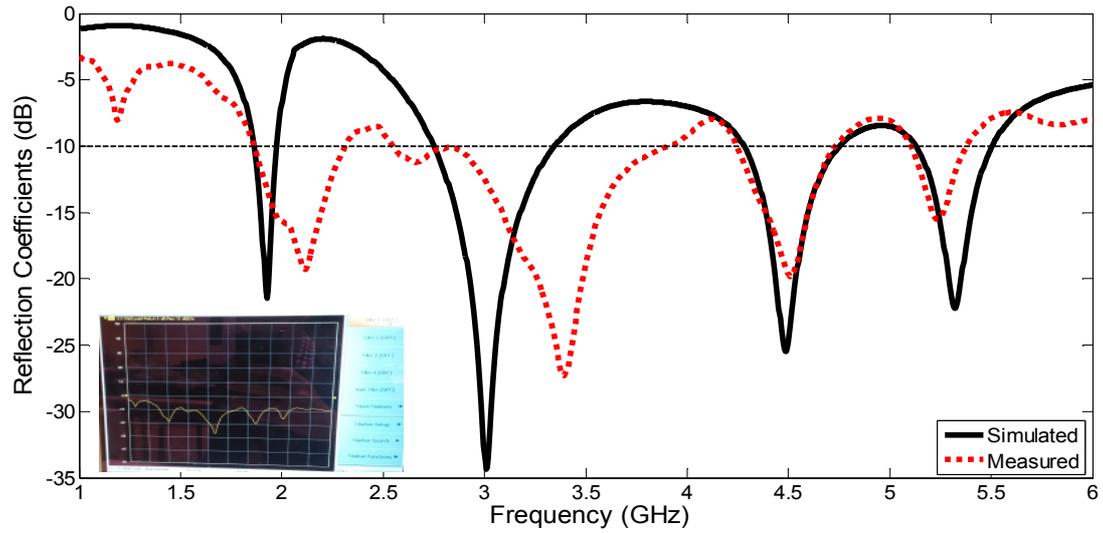
Le tableau IV.6 résume les résultats de simulation et de mesure de l'antenne proposée en termes de fréquence et de bande passante pour les quatre modes de travail.

Tableau IV.6. Tableau récapitulatif des performances en termes de fréquence et de largeur de bande.

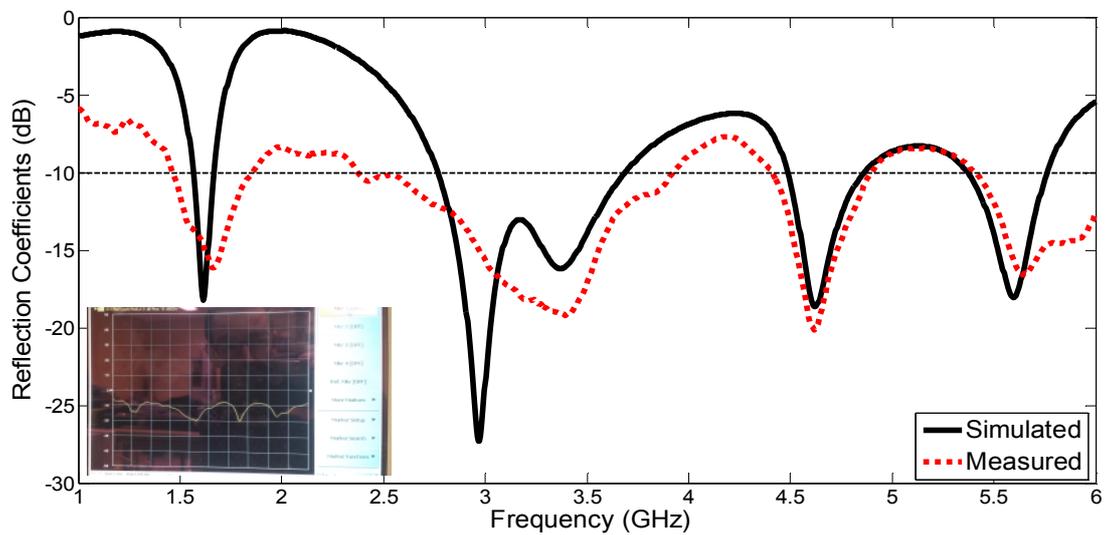
Configuration <i>D1-D2</i>	f_{min} simulée, GHz	f_{max} simulée, GHz	Largeur de bande relative simulée, %	f_{min} mesurée, GHz	f_{max} mesurée, GHz	Largeur de bande relative mesurée, %
Mode 1 <i>OFF-OFF</i>	1.85	2.07	11.22	1.71	2.20	25.06
	4.36	4.63	4.00	4.41	4.65	5.30
	5.15	5.35	3.81	5.22	5.34	2.27
Mode 2 <i>ON-OFF</i>	1.86	1.97	5.74	1.86	2.31	21.57
	2.74	3.37	20.62	2.53	3.92	43.10
	4.27	4.75	10.64	4.24	4.72	10.71
Mode 3 <i>OFF-ON</i>	5.11	5.50	7.35	5.10	5.38	5.34
	1.63	1.80	9.91	1.68	1.81	7.45
	3.42	3.53	3.17	3.10	3.24	4.42
Mode 4 <i>ON-ON</i>	4.40	4.72	7.02	4.33	4.67	7.56
	5.35	5.80	8.07	5.55	6.08	9.11
	1.56	1.66	6.21	1.46	1.85	23.56
Mode 4 <i>ON-ON</i>	2.77	3.68	28.22	2.37	3.92	49.28
	4.48	4.85	7.93	4.41	4.90	10.53
	5.37	5.86	8.73	5.41	6.15	12.80



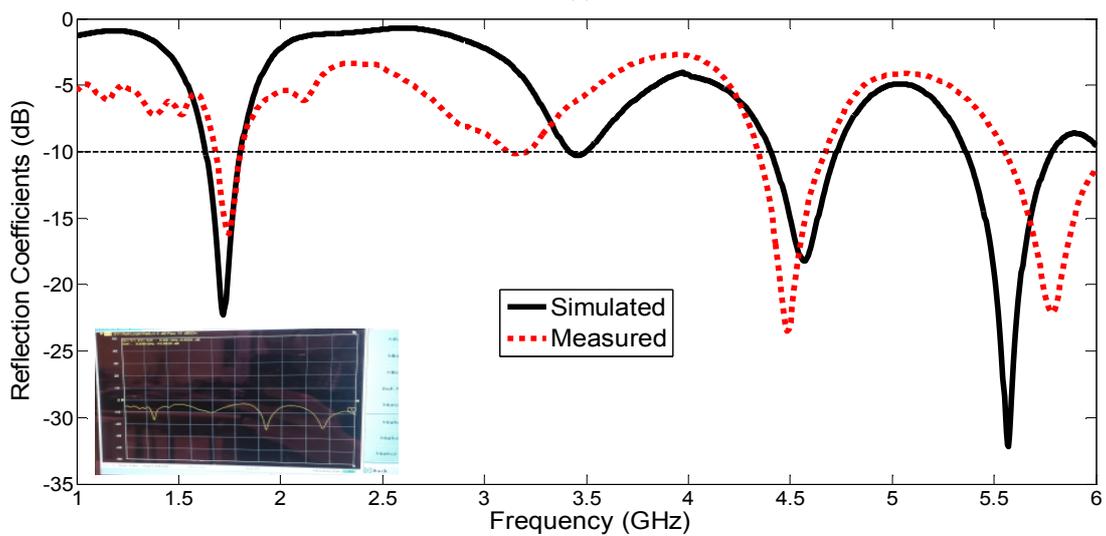
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. IV.25. S_{11} simulé et mesuré pour chaque état de fonctionnement du mode : (a) mode 1, (b) mode 2 (c) mode 3 et (d) mode 4 (switchs réels).

4.4.2 Distribution des courants surfaciques

Les performances de l'antenne reconfigurable proposée sont mises en évidence à la figure IV.26 en utilisant les distributions de courant simulées pour les divers modes. En plaçant les commutateurs à différents modes, les changements de distribution de courant, produit une nouvelle longueur électrique correspondant à une nouvelle bande de fréquences de résonance.

La fréquence de fonctionnement change lorsque la répartition actuelle varie. Par exemple, pour une fréquence de résonance supérieure, comme représentée à la figure IV.26(a)-(b), le courant se concentre sur les bords inférieurs du côté du grand résonateur central en forme de C et de la petite plaque inférieure. Par conséquent, à la figure IV.26(c)-(d), on observe que la distribution de courant électrique est surtout concentrée le long des grandes courbes de délimitation en forme de croissant de la pièce externe et de la petite plaque supérieure.

Grâce à ces chemins de distribution actuels, on peut noter que les fréquences de fonctionnement plus élevées indiquent un trajet de courant de courte durée (comme on le voit à la figure IV.26(a)-(b)). De plus, la longueur de trajet de courant effective de l'antenne fractale augmente à plus basses fréquences de fonctionnement (comme on le voit à la figure IV.26(c)-(d)).

De cette étude, on peut conclure que la variation de la distribution de courant dans des parties différentes de l'antenne en forme de croissant fournit le comportement de rayonnement multi-bandes.

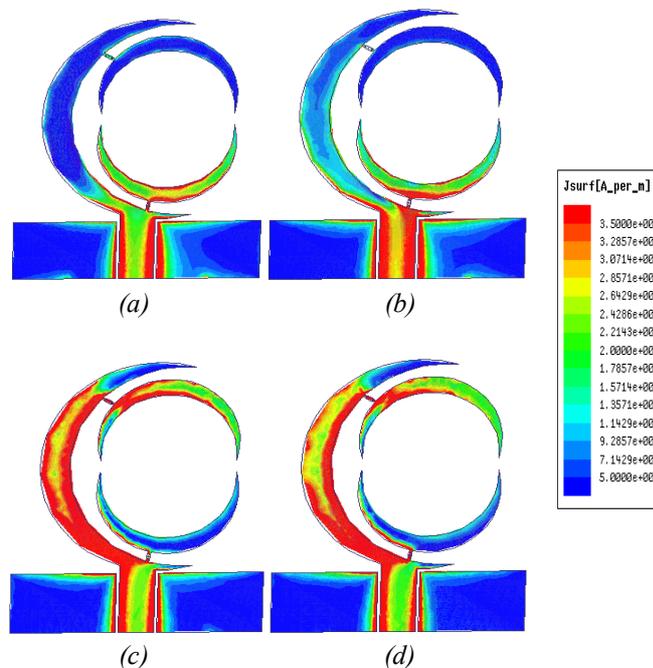


Fig. IV.26. Distribution des courants de surface de l'antenne proposée aux : Mode 1: (a) 4.5 GHz, Mode 2: (b) 3.0 GHz, Mode 3: (c) 1.7 GHz et Mode 4: (d) 1.6 GHz.

4.4.3 Diagramme de rayonnement et gain

La mesure du rayonnement de l'antenne proposée a été réalisée en chambre anéchoïque champ lointain à l'aide du système de mesure de l'antenne. Les mesures se sont déroulées dans la chambre anéchoïque de l'INRS (figure IV.27).

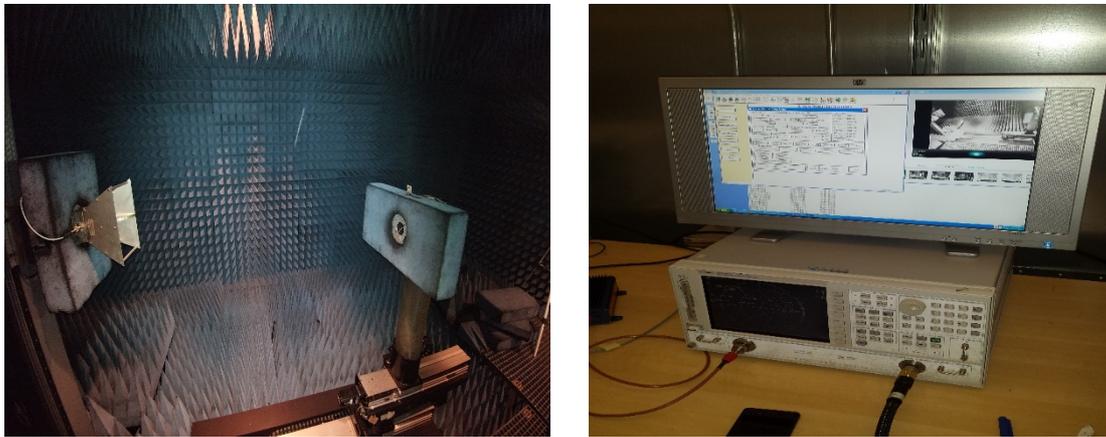
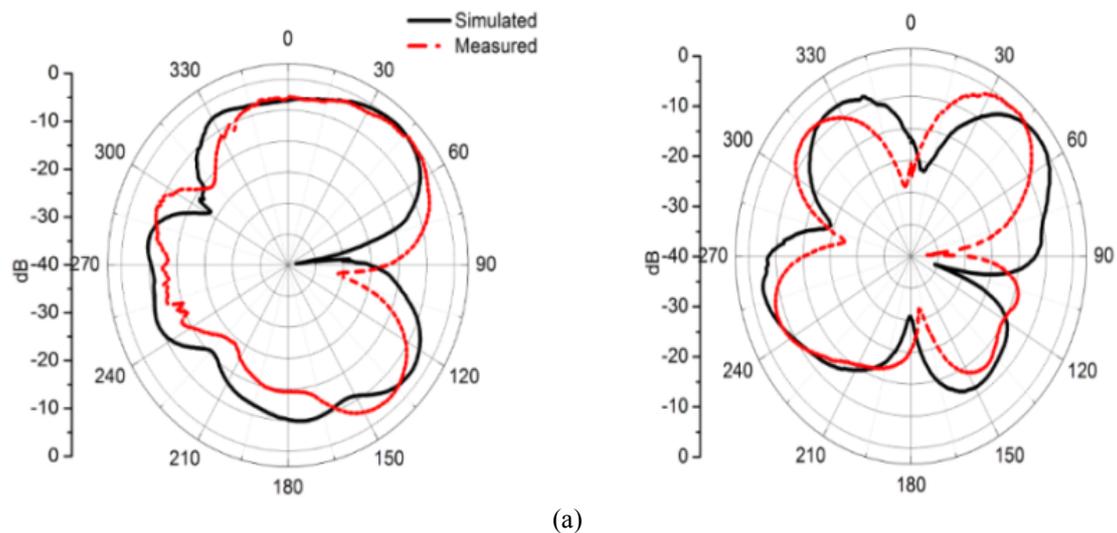
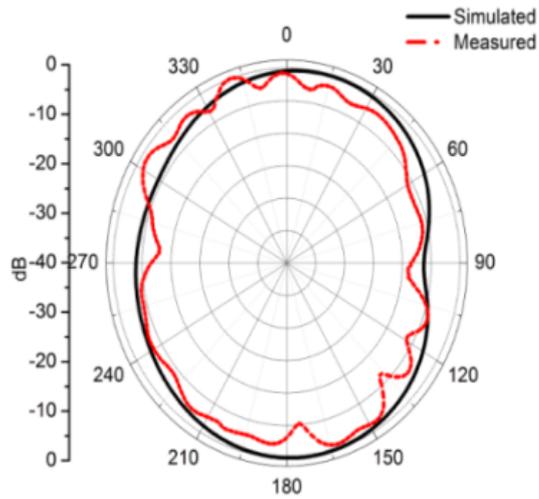


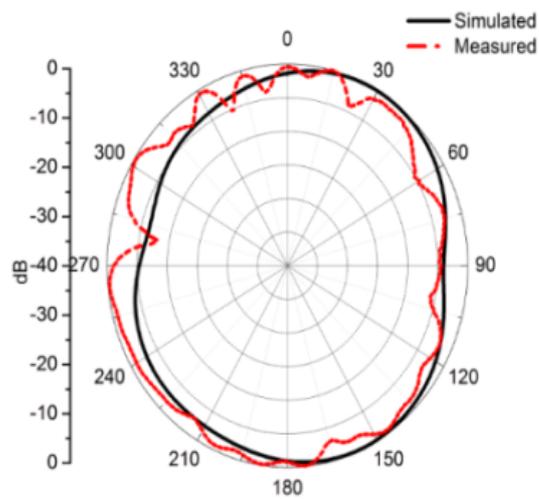
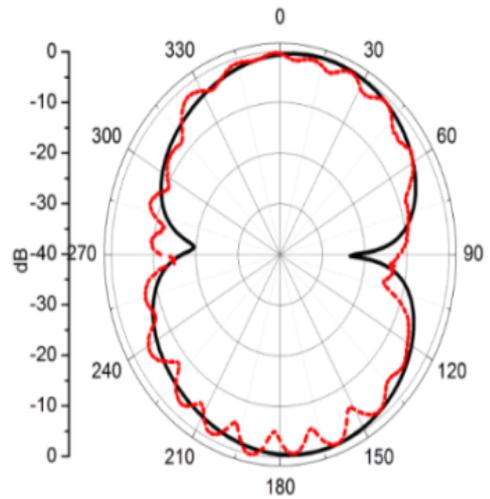
Fig. IV.27. Banc de mesure : Chambre anéchoïque.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée à cinq fréquences 2.0 GHz, 4.5 GHz et 5.2 GHz (mode 1), 4.6 GHz (mode 3), 1.6 GHz (mode 4) sont indiqués à la figure IV.28. On peut observer qu'à ces fréquences, les motifs sont mesurés comme un monopôle modèle dans les deux plans principaux (plans xz et yz).

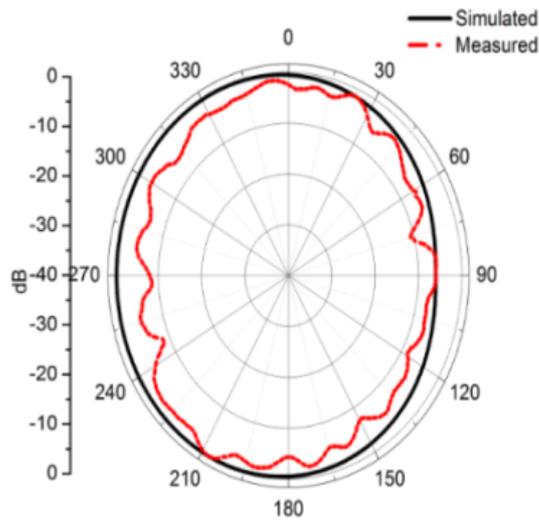
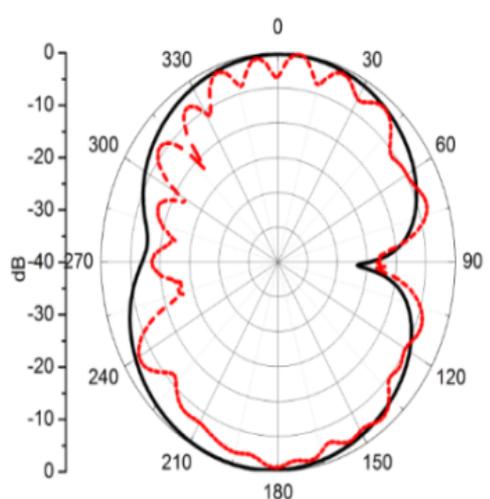




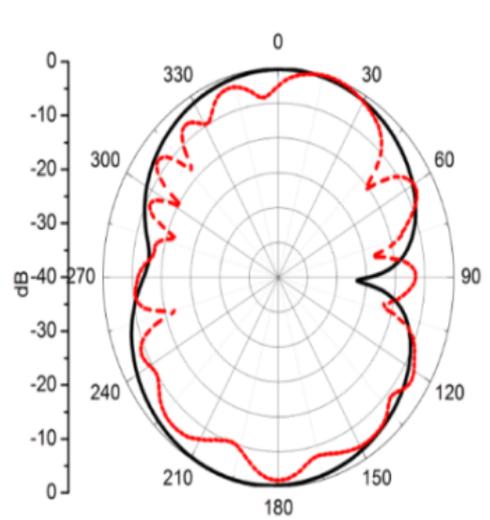
(b)

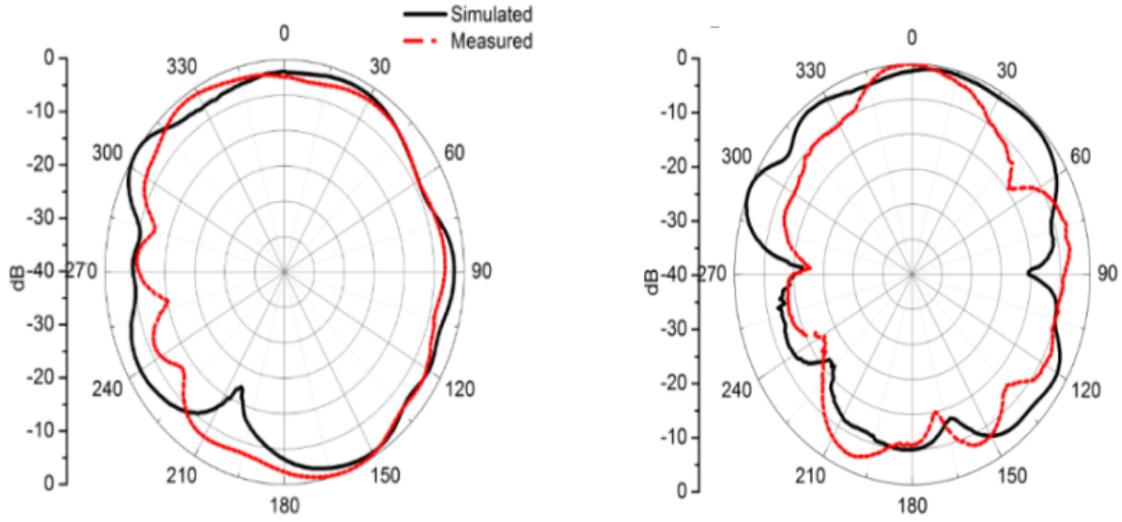


(c)



(d)





(e)

Fig. IV.28. Comparaison des diagrammes de rayonnement, simulé et mesuré, dans le plan XZ et le plan YZ pour plusieurs modes à différentes fréquences.

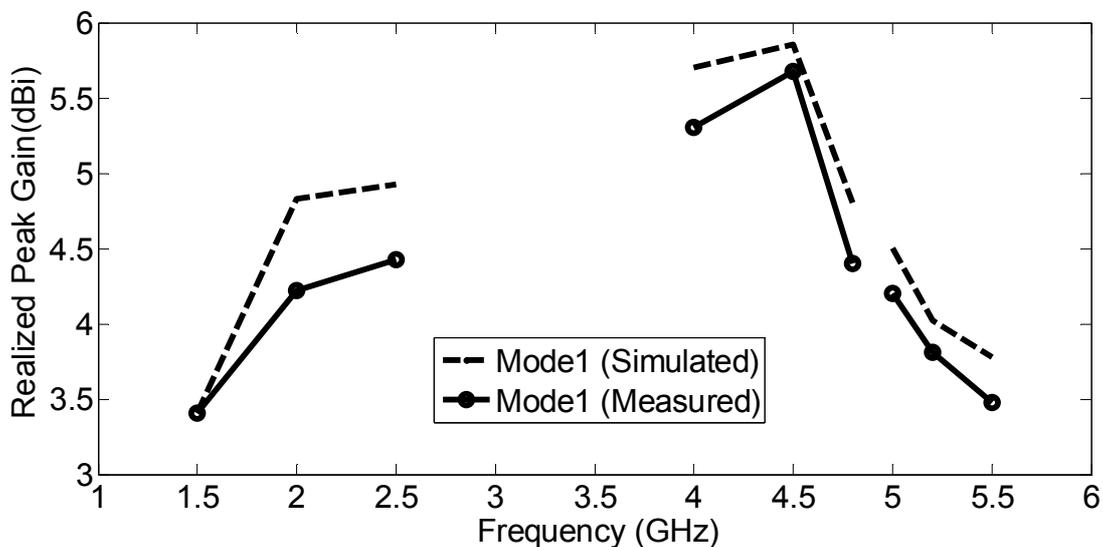
Mode 1: (a) 2.0 GHz, (b) 4.5 GHz, (c) 5.2 GHz.

Mode 3: (d) 4.6 GHz.

Mode 4: (e) 1.6 GHz.

Les gains d'antenne simulés et mesurés dans différents états à l'aide de deux diodes PIN sont présentés à la figure IV.29. Les valeurs de gain réalisé mesurées ont été prélevées à des bandes de fréquences de résonance de chaque mode. On peut observer que les réponses de gain changent avec la reconfigurabilité et elles présentent des valeurs différentes pour chaque mode.

À partir de ces résultats, on peut noter que l'antenne proposée fournit des gains acceptables dans ces bandes d'exploitation, avec un maximum de 5.67 dBi au mode 1, 1.93 dBi au mode 2, 2.01 dBi au mode 3 et 2.53 dBi au mode 4. Les variations observées entre les résultats simulés et mesurés sont dues aux pertes dans le circuit de polarisation à courant continu utilisé dans la construction de l'antenne reconfigurable, ce qui affecte par conséquent les valeurs du gain mesuré.



(a)

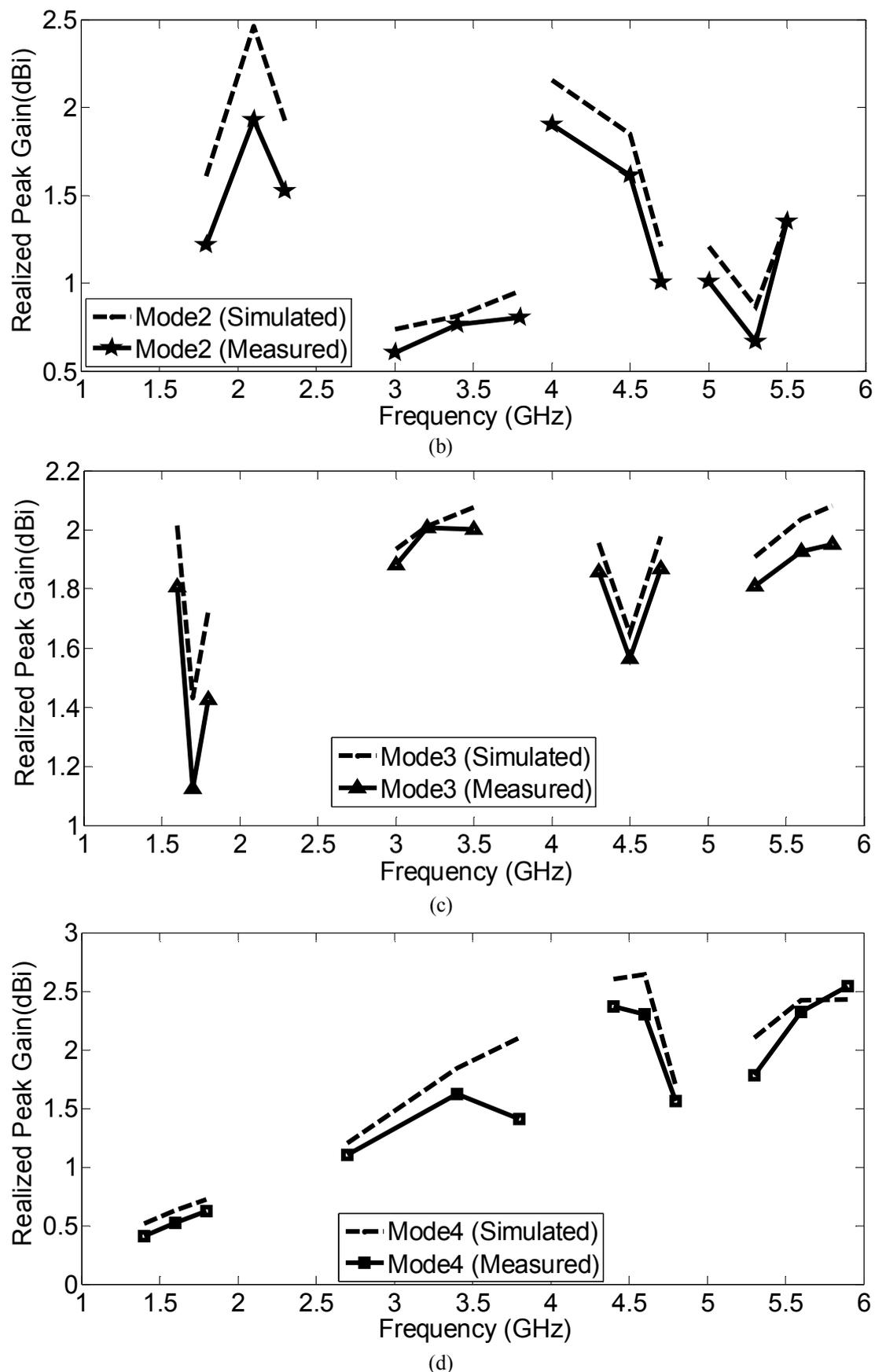


Fig. IV.29. Représentation du gain en fonction de la fréquence pour les quatre modes de fonctionnement : (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3 et (d) Mode 4.

4.4.4 Performance de l'antenne proposée

Le tableau IV.7 montre une comparaison entre l'antenne proposée et plusieurs antennes fractales reconfigurables typiques en termes de taille, de coût et du nombre de bandes générées. Il est démontré que la conception proposée est compacte ($31 \times 25 \text{ mm}^2$), à faible coût et que seulement deux diodes PIN sont utilisées pour obtenir plus de bandes de fréquence de fonctionnement.

La réduction de la taille typique réalisée pour notre antenne prototype par rapport aux autres structures d'antenne dans la littérature [IV.21-25] est calculée selon la réduction du volume (R_V) telle que rapportée dans [IV.35] :

$$R_V = \frac{V_i - V_f}{V_i} \quad (\text{IV.5})$$

Où

V_i est le volume occupé par la référence de l'antenne.

V_f est le volume occupé par le travail proposé.

Pour exprimer la réduction de volume en pourcentage du volume initial, on multiplie cette valeur par 100 %.

$$R_V(\%) = \left(1 - \frac{V_f}{V_i}\right) \times 100 \quad (\text{IV.6})$$

Comme on peut le noter au tableau 4, la taille de la conception proposée a été réduite de 17.98 à 88.47 %. En plus de diminuer les dimensions physiques de l'antenne, l'autre but de cette technique est d'abaisser le nombre d'antennes désirées dans des applications à usages multiples.

Tableau IV.7. Comparaison entre l'antenne proposée et les antennes fractales reconfigurables existantes.

No.	Antenne	Taille de l'antenne (mm^3)	Réduction de		N° de switches	N° de bandes	Système de commutation
			la taille	(%)			
1	Ref. [IV.21]	$80 \times 80 \times 1.6$ (10240 mm^3)	88.47		4	2-3	PIN diode
2	Ref. [IV.22]	$30 \times 30 \times 1.6$ (1440 mm^3)	17.98		6	4	PIN diode
3	Ref. [IV.23]	$48 \times 48 \times 3.2$ (7372.8 mm^3)	83.98		4	2	PIN diode
4	Ref. [IV.24]	$70 \times 70 \times 0.8$ (3920 mm^3)	69.87		16	7	Ideal Switch
5	Ref. [IV.25]	$45 \times 40 \times 1.6$ (2880 mm^3)	58.99		10	4	RF MEMS
6	Antenne proposée	$31 \times 25 \times 1.524$ (1181.1 mm^3)	-		2	3-4	PIN diode

Les bandes de fréquence de fonctionnement de l'antenne proposée sont obtenues à partir de coefficient de réflexion mesuré -10 dB pour des modes différents et peuvent couvrir huit systèmes de communication sans fil commerciaux, tels que la bande L, PCS, DCS, TD SDMA, LTE, WiMAX, WLAN et des applications de la bande C, comme indiqué au tableau IV.8.

Tableau IV.8. Mesure de largeur de bande de couverte par l'antenne proposée.

Modes	La bande passante (GHz)	Les applications commerciales
Mode 1	1.71-2.20	DCS
	4.41-4.65	Bande C
	5.22-5.34	WLAN (802.11a/n)
Mode 2	1.86-2.31	PCS, TD-SCDMA, LTE 33/35/37
	2.53-3.92	WiMAX (802.16e), LTE42
	4.24-4.72	C band applications
	5.10-5.38	WLAN (802.11a/n)
	1.68-1.81	Bande L
Mode 3	3.10-3.24	LTE42/43, WiMAX (802.16e)
	4.33-4.67	Bande C
	5.55-6.08	WiMAX (802.16e), WLAN (802.11a/n)
Mode 4	1.46-1.85	Bande L
	2.37-3.92	LTE42/43, WiMAX (802.16e)
	4.41-4.90	Bande C
	5.41-6.15	WLAN (802.11a/h/j/n/ac/p)

5. Conclusion

Deux prototypes d'antennes reconfigurables en fréquence qui permettent de subdiviser une largeur de bande de travail donnée en plusieurs sous-bandes grâce à une approche basée sur le concept fractal ont été présentés dans ce chapitre.

On a montré comment, à partir d'une antenne reconfigurable avec une alimentation micro-ruban ou coplanaire, on pouvait modifier la distribution du courant dans la structure de l'antenne pour avoir un comportement en multi-bandes et ensuite balayer cette bande sur une large bande de travail. Deux prototypes ont été réalisés et caractérisés expérimentalement pour valider le concept proposé.

Dans un premier temps, nous avons présenté une nouvelle antenne fractale reconfigurable en fréquence pour les applications sans fil. La structure a été commandée par six diodes PIN sur une ligne d'alimentation micro-ruban. Les impacts des éléments localisés de sollicitation sur la performance de l'antenne sont réalisés à l'aide des logiciels CST Studio Suite et Ansoft HFSS.

Le motif de fréquence de résonance et le rayonnement de l'antenne peuvent être contrôlés en modifiant l'état des diodes PIN, *ON* ou *OFF*, qui est déployé dans cette antenne. L'antenne proposée est possible pour une utilisation à un faible coût et à profil bas. Elle peut donc être utilisée pour différents systèmes reconfigurables, y compris les systèmes de communication sans fil, par satellite et les systèmes de communication radar.

Finalement, nous avons proposé une autre solution qui permet d'utiliser une antenne fractale reconfigurable. Des résonateurs en forme de croissants ont été étudiés.

Un nombre minimal de diodes PIN à des endroits choisis sont utilisées pour réaliser la fonction reconfigurable à faible coût. L'antenne dans ce cas-là peut basculer entre plusieurs modes de fonctionnement en multi-bandes et vice versa. L'approche jugée la plus originale a été implémentée avec des switchs réels de type BAR50-03W (RF diodes Pin).

Les résultats expérimentaux obtenus ont montré un bon accord avec ceux atteints par simulation, validant ainsi l'approche proposée. L'antenne fabriquée a un design simple et sa taille a été réduite de 17.98 à 88.47 % par rapport à celles rapportées dans la littérature. Le dernier prototype proposé a fait l'objet d'une publication dans le journal IET Microwaves, Antennas & Propagation. Les deux antennes proposées seraient idéales pour les systèmes de communication multimodes.

Références bibliographiques du chapitre IV

- [IV.1] Sung Yun Jun., Benito Sanz-Izquierdo, Edward A. Parker.: ‘Manufacturing Considerations in the 3-D Printing of Fractal Antennas’, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology.*, 2017, 7, (11), pp. 1891 – 1898
- [IV.2] Chetouah F, Aidel S, Bouzit N, Messaoudene I.: ‘A miniaturized printed monopole antenna for 5.2-5.8 GHz WLAN applications’, *Int J RF Microw Comput Aided Eng.*, 2018. e21250
- [IV.3] Euclides Lourenço Chuma, Lisandro de la Torre Rodríguez, Yuzo Iano, Leonardo L. Bravo Roger, Miguel-Angel Sanchez-Soriano.: ‘Compact rectenna based on a fractal geometry with a high conversion energy efficiency per area’, *IET Microwaves, Antennas & Propagation.*, 2018, 12, (2), pp 173 - 178
- [IV.4] B. B. Mandelbrot.: ‘The Fractal Geometry of Nature’, New York, W. H. Freeman, 1983
- [IV.5] Jingjing Xue, Wen Jiang Shuxi Gong.: ‘Chessboard AMC Surface Based on Quasi-Fractal Structure for Wideband RCS Reduction’, *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, 2018, 17, (2), pp 201 - 204
- [IV.6] D. H. Werner, R. L. Haupt, and P. L. Werner.: ‘Fractal antenna engineering: The theory and design of fractal antenna arrays’, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 1999, 41, (5), pp. 37–58
- [IV.7] N. Cohen and R. G. Hohfeld.: ‘Fractal loops and the small loop approximation’, *Commun. Quart.*, 1996, pp. 77–78
- [IV.8] N. Cohen.: ‘Fractal and shaped dipoles’, *Commun. Quart.*, 1996, pp. 25–36
- [IV.9] C. P. Balirida, J. Romeu, and A. Cardama.: ‘The Koch monopole: A small fractal antenna’, *IEEE Trans. Antenna Propag.*, 2000, 48, (11), pp. 1773– 1781
- [IV.10] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii.: ‘Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications’, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 2002, 44, (1), pp. 20–36
- [IV.11] J. Anguera, C. Puente, C. Borja, and J. Soler.: ‘Fractal-shaped antennas: A review’, *Wiley Encyclopedia RF Microw. Eng.*, 2005, 2, pp. 1620–1635
- [IV.12] Duggirala Venkata Kiran, Dileep Sankaranarayanan, and Biswajeet Mukherjee.: ‘Compact Embedded Dual-Element Rectangular Dielectric Resonator Antenna Combining Sierpinski and Minkowski Fractals’, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology.*, 2017, 7, (5), pp. 786 - 791
- [IV.13] Ntsanderh C. Azenui and H. Y. D. Yang.: ‘A Printed Crescent Patch Antenna for Ultrawideband Applications’, *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, 2007, 6, pp. 113-116
- [IV.14] M.-E. Chen and J.-H. Wang.: ‘CPW-fed crescent patch antenna for UWB applications’, *Electron. Lett.*, 2006, 44, pp. 135– 136
- [IV.15] Li, L., Wu, Z., Li, K., et al.: ‘Frequency-reconfigurable quasi-Sierpinski antenna integrating with dual-band high-impedance surface’, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2014, 62, (9), pp. 4459-4467
- [IV.16] Kulkarni, A.N., Sharma, S.K.: ‘Frequency reconfigurable microstrip loop antenna covering LTE bands with MIMO implementation and wideband microstrip slot antenna

- all for portable wireless DTV media player', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2013, 61, (2), pp. 964–968
- [IV.17] Anagnostou, D.E., Zheng, G., Chryssomallis, M.T., et al.: 'Design, fabrication, and measurements of an RF-MEMS-based self-similar reconfigurable antenna', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2006, 54, (2), pp. 422–432
- [IV.18] Lai, M.-I., Wu, T.-Y., Hsieh, J.C., et al.: 'Design of reconfigurable antennas based on an L-shaped slot and PIN diodes for compact wireless devices', *IET Microwaves, Antennas & Propagation.*, 2009, 3, (1), pp. 47–54
- [IV.19] Yang, F., Rahmat-Samii, Y.: 'A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity', *Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2002, 12, pp. 96–98
- [IV.20] Kingsley, N., Anagnostou, D.E., Tentzeris, M., et al.: 'RF MEMS sequentially reconfigurable Sierpinski antenna on a flexible organic substrate with novel DC-biasing technique', *J. Microelectromech. Syst.*, 2007, 16, (5), pp. 1185–1192
- [IV.21] Yogesh Kumar Choukiker and Santanu Kumar Behera.: 'Wideband frequency reconfigurable Koch snowflake fractal antenna', *IET Microwaves, Antennas & Propagation.*, 2016, 3, (1), pp. 203–208
- [IV.22] Y. Braham Chaouche, F. Bouttout, I. Messaoudene, L. Pichon, M. Belazzoug, F. Chetouah.: 'Design of reconfigurable fractal antenna using pin diode switch for wireless applications', 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS'16), 14-16 November. 2016
- [IV.23] Venkateshwar V. Reddy and N. V. S. N. Sarma.: 'Circularly polarized frequency reconfigurable Koch antenna for GSM/WI-FI applications', *Micro. Opt. Technol. Lett.*, 2015, 57, (12), pp. 2895–2898
- [IV.24] I. Ben Trad, H. Rmili, J. M. Floch, W. Zouch and M. Drissi.: 'Planar Square Multiband Frequency Reconfigurable Microstrip fed Antenna with Quadratic Koch-Island Fractal Slot for Wireless Devices', *Microwave and Optical Technology Letters.*, 2015, 57, (1), pp.207-212
- [IV.25] Y. Nafde and R. Pande.: 'Design and Analysis of Reconfigurable Antenna Using RF MEMS and Fractal Geometry', *Advanced computer and communication engineering technology. Lecture notes in electrical engineering.*, 2016, 362, pp. 1249–1261
- [IV.26] Kiani, G. I., K. P. Esselle, A. R. Weily, and K. L. Ford, "Active frequency selective surface using PIN diodes," International Symposium on Antennas and Propagation Society, 4525{4528}, Honolulu, HI, Jun. 9{17}, 2007
- [IV.27] J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, and H. Shizad, "Multiband ring fractal antenna for mobile devices," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* vol. 9, pp. 863-866, 2010
- [IV.28] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2005
- [IV.29] Ansoft Corporation, HFSS, High frequency structure simulator version 15, Finite element package, Ansoft Corporation, Available at: <http://www.ansoft.com>
- [IV.30] W. J. Krzysztofik, *Microwave Review* 19, 3 (2013)
- [IV.31] Datasheet for Infineon BAR50-03W, Silicon PIN Diode, Infineon Technologies AG. <http://www.farnell.com/datasheets/1500311.pdf>.

- [IV.32] A. Zohur, H. Mopidevi, D. Rodrigo, and M. Unlu, “RF MEMS Reconfigurable Two-Band Antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2013, vol. 12, pp. 72–75
- [IV.33] S. M. Saeed, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher.: ‘Inkjet-printed flexible reconfigurable antenna for conformal WLAN/WiMAX wireless devices’, *IEEE Antennas Wireless Propagation. Lett.*, 2016, 15, pp. 1979–1982
- [IV.34] A. Mansoul, F. Ghanem, M.R. Hamid, E. Salonen, and M. Berg.: ‘A bandwidth reconfigurable antenna with a fixed lower and a variable upper limit’, *IET Microwaves, Antennas & Propagation.*, 2016, 10, (15), pp. 1725 – 1733
- [IV.35] Gary A. Breitenbeck, David Schellinger.: ‘Calculating the Reduction in Material Mass And Volume during Composting’, *Compost Science & Utilization.*, 2004, 12, (4), pp. 365-37

Chapitre V

Étude et conception d'une antenne bi-bande agile en fréquence pour les applications sans fil

Sommaire

1. *Introduction*
 2. *Réalisation et validation expérimentale d'une antenne bi-bande reconfigurable*
 - 2.1 *Géométrie de l'antenne proposée*
 - 2.2 *Étude de l'influence des différents paramètres*
 - 2.3 *Implémentation avec de switches réels*
 - 2.4 *Réalisation du prototype et résultats expérimentaux*
 - 2.4.1 *Coefficient de réflexion*
 - 2.4.2 *Distribution des courants surfaciques*
 - 2.4.3 *Diagramme de rayonnement et gain*
 - 2.4.4 *Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes*
 3. *Conclusion*
 4. *Références bibliographiques du chapitre V*
-

1. Introduction

De nos jours, les communications par satellite et sans fil ont connu une croissance phénoménale de la technologie et une diversification des services avec un énorme intérêt de recherche dans le domaine des communications multi-bandes [V.1]. Les demandes sans cesse croissantes pour une efficacité spectrale supérieure avec des services à débit binaire élevé dans un seul appareil, tout en maintenant une taille compacte, constituent un défi pour de nombreux chercheurs [V.2].

Par conséquent, il est indispensable que les nouveaux systèmes sans fil intègrent toutes ces exigences techniques. Cette solution intelligente a reçu beaucoup d'attention de la part des chercheurs académiques et industriels pour obtenir des antennes intelligentes, dynamiques, flexibles et adaptées à plusieurs applications sans fil.

Les antennes reconfigurables sont des composants essentiels et jouent un rôle clé dans les systèmes de communication sans fil modernes et dans l'Internet des objets (IoT) émergent [V.3]. En fait, la reconfigurabilité des antennes peut être définie comme la modification dynamique d'une ou plusieurs propriétés fondamentales de l'antenne en termes de fréquence [V.4], de polarisation et de diagramme de rayonnement [V.5-6].

En outre, la reconfigurabilité de fréquence peut être obtenue en ajustant la longueur effective d'une antenne et en utilisant des composants intégrés tels que des commutateurs de système micro-électromécanique (RF-MEMS) pour l'accord des bandes de fréquence [V.7], des diodes PIN (RF-PIN) [V.8] ou des diodes varactors [V.9] pour l'agilité d'accord de fréquence discrète. Nous avons consacré le présent chapitre à la conception et à l'étude d'une nouvelle antenne reconfigurable en fréquence et alimentée par une ligne coplanaire [V.10]. Cette antenne peut ajuster graduellement sa largeur de bande en gardant la limite inférieure fixe et en variant celle supérieure. Dans cette partie, on va tenter de bien expliquer toute la démarche et le rôle de chaque élément de l'antenne et de donner tout le cycle de développement, depuis les premières simulations d'investigation jusqu'à la fabrication du prototype final avec des switches réels. Pour y arriver, tout le travail sera réalisé dans les basses fréquences où les dimensions de l'antenne permettent de travailler à l'aise aussi bien d'un point de vue de la résolution de la fabrication que du soudage des différents éléments. Cette antenne est conçue et optimisée afin de commuter électriquement entre deux bandes de fréquence de 1 à 6 GHz.

Le mécanisme de reconfiguration des antennes proposées dans ce chapitre s'appuie sur la technologie des commutateurs. Dans notre cas, on a choisi les diodes PIN série BAR 50-02V Infineon (voir Annexe). Les diodes sont modélisées par leurs circuits RF équivalents pour prendre en considération les effets de leurs caractéristiques non linéaires et sont intégrées à la structure rayonnante par l'intermédiaire des ports d'alimentation placés sur la surface de l'antenne. Les deux modes de fonctionnement de la diode (polarisation directe et inverse) ont été étudiés.

2. Réalisation et validation expérimentale d'une antenne bi-bande reconfigurable

2.1 Géométrie de l'antenne proposée

La figure V.1 montre les différentes structures d'une antenne en quatre étapes qui sont examinées au cours des études de simulation. Leurs caractéristiques de coefficients de réflexion sont tracées et comparées à la figure V.2.

La figure V.1(a) représente le modèle initial qui consiste en un patch rectangulaire avec une dimension de $17.6 \times 18.5 \text{ mm}^2$ et une largeur de bande de 2.81-3.69 GHz. On peut voir, pour la géométrie de patch en forme de U de la figure V.1(b), qu'on obtient une largeur de bande de 2.63-3.16 GHz. De leur côté, les figures V.1(c) et (d) décrivent les structures d'une antenne après l'application de la première et de la deuxième itération au niveau des bords du rectangle monopôle, avec une bande passante d'impédance de 2.77 à 3.61 GHz et de 2.75 à 3.52 GHz, respectivement.

La dimension horizontale de la queue est réalisée afin de choisir celles qui sont optimales en termes de coefficient de réflexion et la bande de fréquence souhaitée. Une augmentation supplémentaire de l'ordre d'itération ne provoque qu'une légère modification de la bande passante de fonctionnement. En plus, on observe que la largeur de bande d'impédance de la première itération (Figure 1(c)) et de la deuxième itération modifiée (Figure 1(d)) est presque la même.

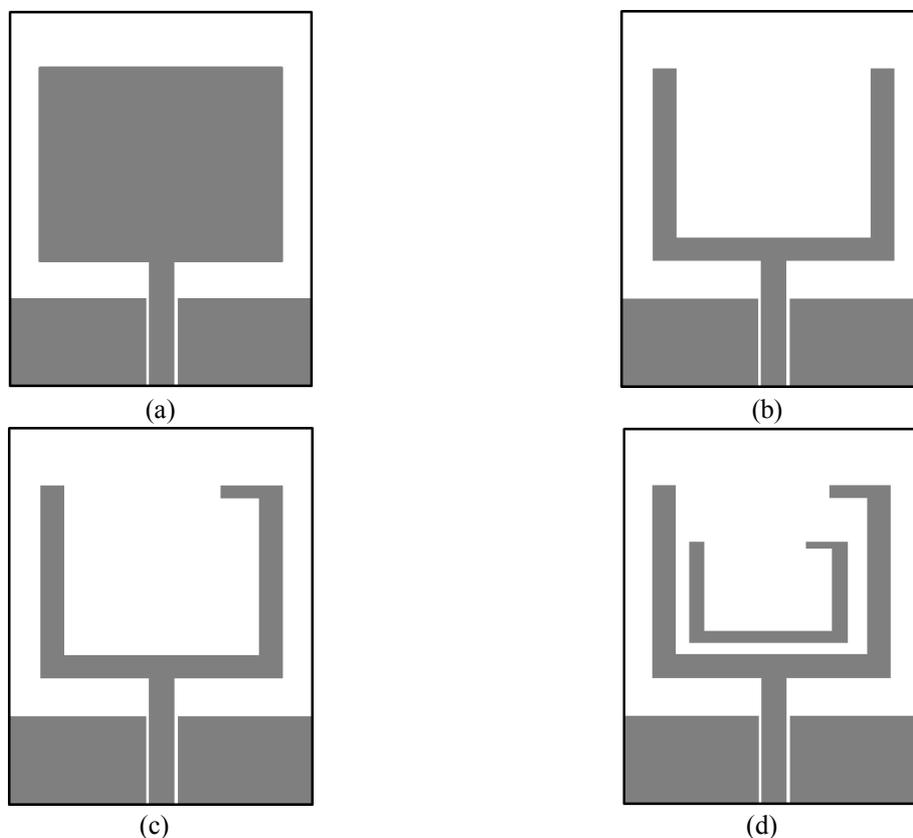


Fig. V.1. L'évolution de la géométrie de l'antenne proposée (a) prototype I (b) prototype II, (c) prototype III, (d) prototype final.

La figure V.2 illustre le coefficient de réflexion simulé pour différentes itérations de l'antenne à double forme de U à partir de la géométrie du rectangle comme référence. Il a été montré que l'antenne validée a une bonne impédance d'entrée de correspondance par rapport à l'antenne I, II, III et une perte de rendement supérieur à -20 dB. Les commandes d'itération sont conservées jusqu'à la deuxième itération.

Tableau V.1. Bandes passantes pour différents prototypes.

	Prototype I	Prototype II	Prototype III	Antenne proposée
La bande passante	2.81–3.69 GHz	2.63–3.16 GHz	2.77–3.61 GHz	2.75–3.52 GHz

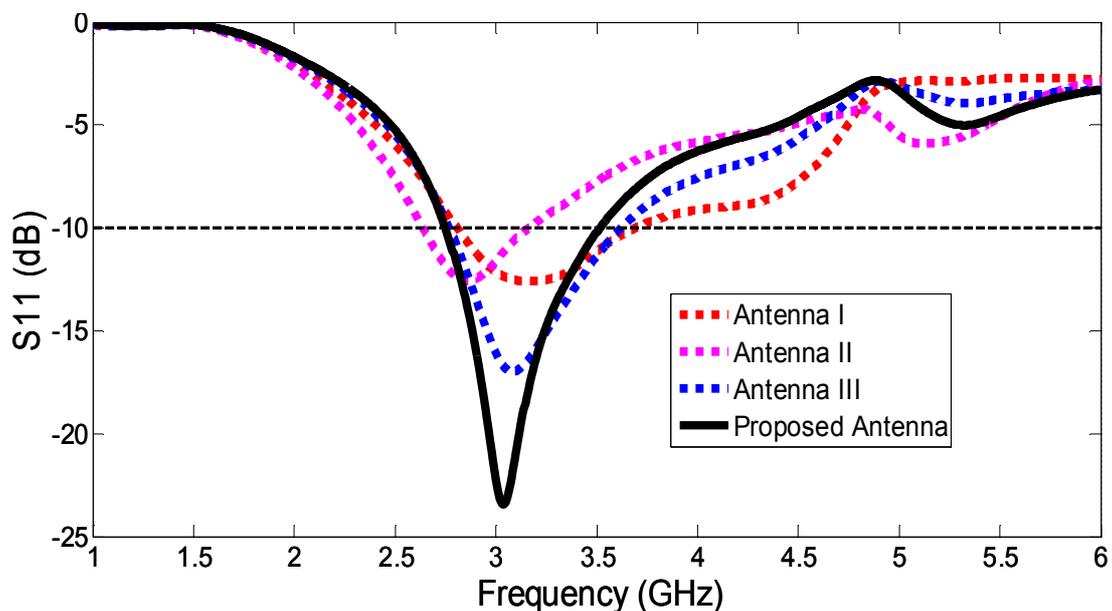


Fig. V.2. Coefficients de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes configurations d'antenne.

La géométrie de l'antenne proposée est représentée à la figure V.3. La forme de l'antenne est conçue d'une double-monopôle imprimé en forme de U sur un substrat Rogers RO4350B ayant une constante diélectrique $\epsilon_r = 3.66$, une épaisseur de 1.524 mm et des pertes tangentiels $\delta = 0.004$.

La plaque rayonnante rectangulaire a été coupée par une paire de fentes en forme de U mises à l'échelle par un facteur égal à 0.6. Deux plans de masse finis, avec h_g de longueur, sont placés symétriquement de part et d'autre de la ligne d'alimentation CPW. La taille globale du substrat est $L_{\text{sub}} \times W_{\text{sub}}$ avec une épaisseur $h = 1.524$ mm. Une ligne de transmission 50Ω d'impédance est connectée à l'antenne composée d'une bande de signal avec une largeur de connecteur W_f centré et connecté à un câble coaxial via SMA (version sous-miniature A) dans la ligne d'alimentation.

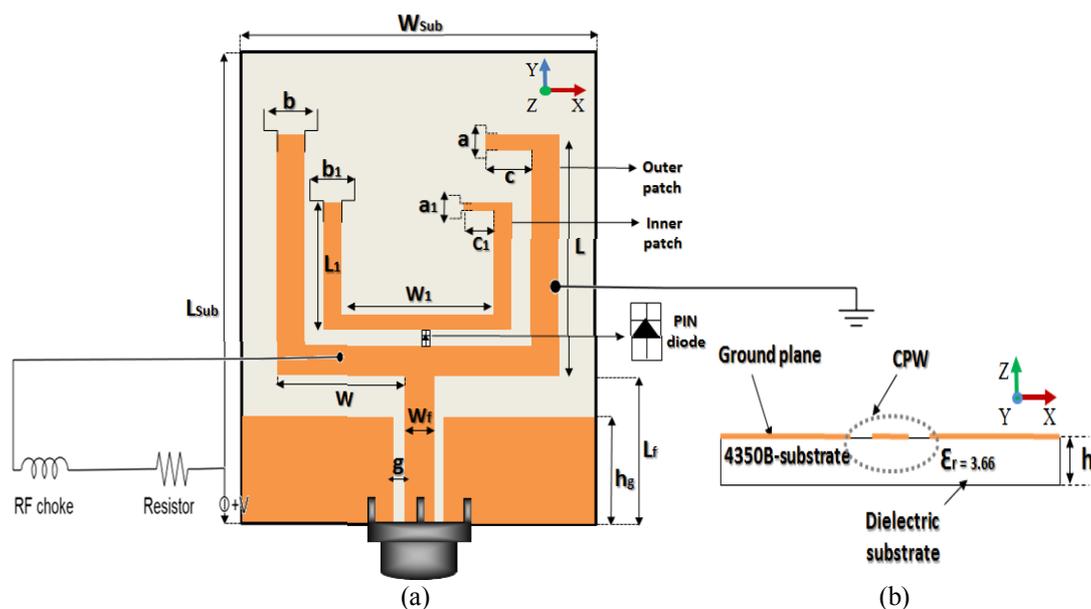


Fig. V.3. Schéma de l'antenne proposée avec le switch réel : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

Le paramètre g représente l'écart entre la bande de signal et le plan de masse coplanaire. L'antenne a été optimisée à l'aide de la méthode des éléments finis (MEF) basée sur le logiciel Ansoft HFSS [V.11]. Les paramètres et les dimensions de l'antenne sont précisés au tableau V.2.

Tableau V.2. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.

Paramètres	Valeur optimale (mm)	Paramètres	Valeur optimale (mm)
a	1	W_{sub}	25
$a1$	0.5	L_{sub}	30
b	2	L_f	8.75
$b1$	1.2	W_f	3.6
w	7	G	0.5
$w1$	8.16	H_g	6.25
L	17.6	$L1$	11.06
c	3.6	$c1$	2.08

2.2 Étude de l'influence des différents paramètres

Dans cette section, une analyse de performance en ce qui concerne l'effet de la queue horizontale sur la grande antenne en forme de U est réalisée pour obtenir des réflexions de faible niveau à l'entrée de l'antenne et la bande de fréquence standard requise. La figure V.4 montre l'effet de la longueur de la queue horizontale (" c " paramètre) en termes de perte de rendement. On peut voir, à partir de la courbe, que ce paramètre " c " affecte considérablement la mise en correspondance d'entrée de l'antenne. Afin d'obtenir une fréquence de résonance centrée sur 3.2 GHz (dédiée à l'application WiMAX), la longueur " c " doit être optimisée ($c = 3.6$ mm).

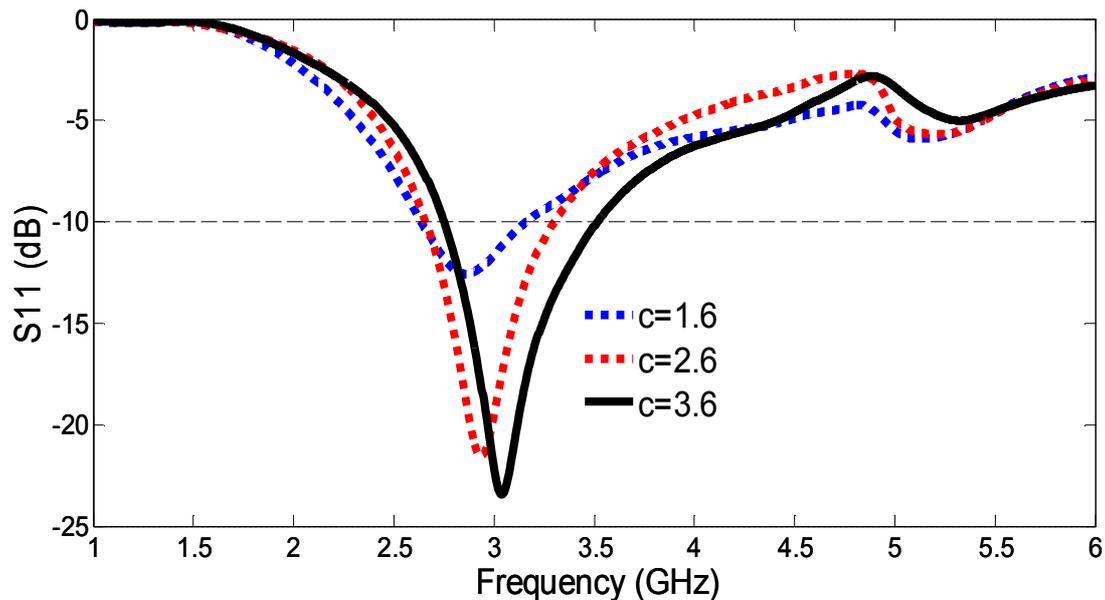


Fig. V.4. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la queue horizontale (paramètre "c").

2.3 Implémentation avec des switches réels

Les switches utilisés dans ce travail sont des diodes PIN de type BAR50-02V du constructeur Infineon. Les modèles de circuits équivalents utilisés dans le logiciel de simulation HFSS sont illustrés à la figure V.5. Selon la fiche technique de la diode PIN [V.12], une inductance (L) de 0.6 nH est utilisée pour les deux états *ON* et *OFF*. La résistance (R_f) de 4.5 Ω à l'état de polarisation en sens direct et le condensateur (C_T) dans le circuit parallèle est de 0.15 pF pour l'état de polarisation inverse. La résistance (R_p) est de 5 k Ω représentant la résistance dissipative nette de la diode à l'état de polarisation inverse.

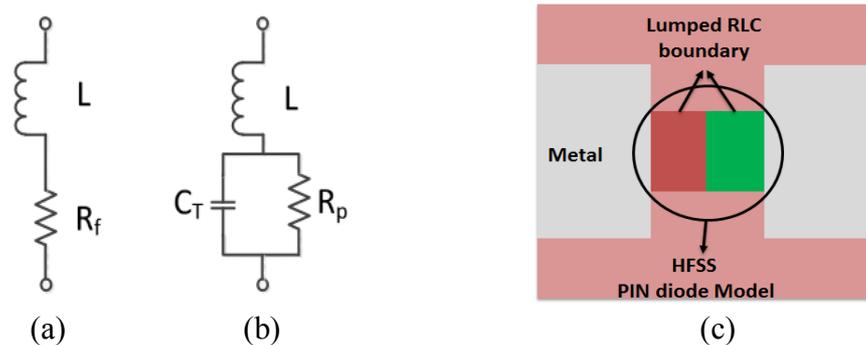


Fig. V.5. Circuit équivalent simplifié de la diode PIN : (a) polarisation directe, (b) polarisation inverse et (c) Modèle HFSS.

2.4 Réalisation du prototype et résultats expérimentaux

Pour valider expérimentalement l'approche proposée, un prototype d'antenne avec un switch réel a été fabriqué et ses différentes performances sont mesurées. La figure V.6(a) montre une photographie de l'antenne fabriquée avec indication de l'emplacement des diodes et des capacités de découplage. L'antenne peut basculer

entre les deux différents modes de fonctionnement et les divers états en appliquant une tension continue de l'ordre de 5V aux bornes des diodes qui doivent être utilisées en mode fermé (passant), comme illustré à la figure V.6(b).

Les résultats de mesure pour l'état de fonctionnement du mode 1 sont représentés à la figure V.9(a). Le coefficient de réflexion pour le mode 2 est représenté à la figure V.9(b). Les mesures de l'antenne fabriquée ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels de type ANRITSU MS4647A pour les différents modes de fonctionnement (Voir la figure V.7). Les diagrammes de rayonnement et des mesures de gains ont été effectuées dans une chambre anéchoïque (Voir la figure V.11).

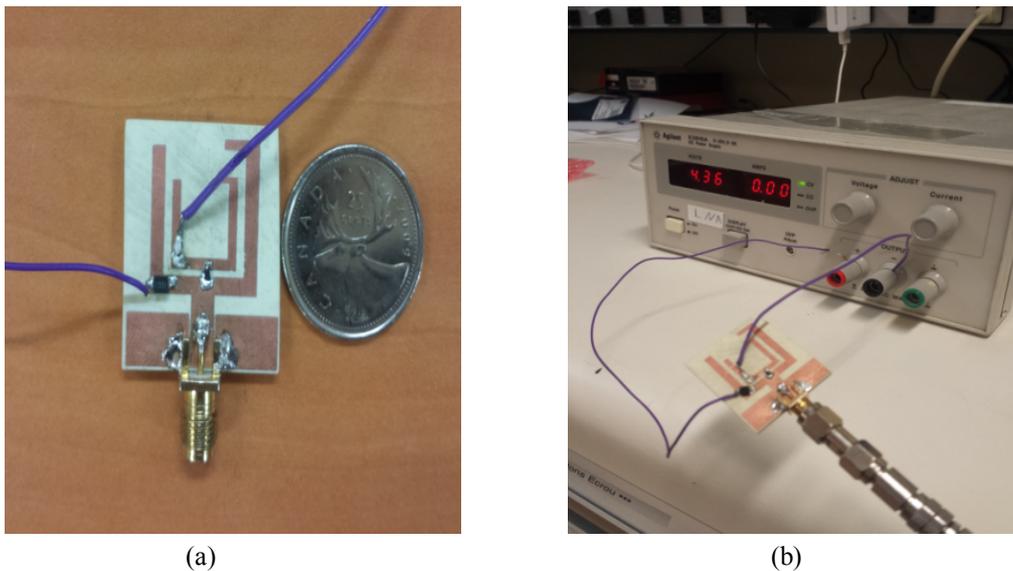


Fig. V.6. (a) Photographie du prototype réalisé, (b) Polarisation de diode à l'aide d'une alimentation stabilisée.



Fig. V.7. Banc de mesure : Analyseur de réseaux.

Par conséquent, on utilise la géométrie modifiée pour la reconfigurabilité de fréquence (plaçant la diode PIN et une ligne de polarisation). Pour pouvoir les polariser et mettre des tensions différentes entre leurs bornes, tout en étant dans le patch, il est impératif d'assurer une isolation DC (courant-continu) entre les anodes et

les cathodes. Ceci est réalisé en imprimant dans le patch des fentes de 0.3 mm de largeur entre chaque anode et cathode d'une même diode.

Cependant, pour avoir une continuité RF, puisqu'il s'agit d'un plan de masse coplanaire, une bobine d'induction de 10 uH (de Murata-Technology) est utilisée comme radiofréquence (RF) Inductance pour maintenir le signal de sortie RF des lignes de polarisation en courant continu. Une résistance de 1 K Ω est montée sur l'antenne fabriquée pour commander le courant continu de polarisation de la diode PIN. Ces lignes à courant continu sont fixées sur les fils ou sont connectés à une alimentation en courant continu. Le circuit de polarisation de courant pour la diode PIN est présenté à la figure V.8.

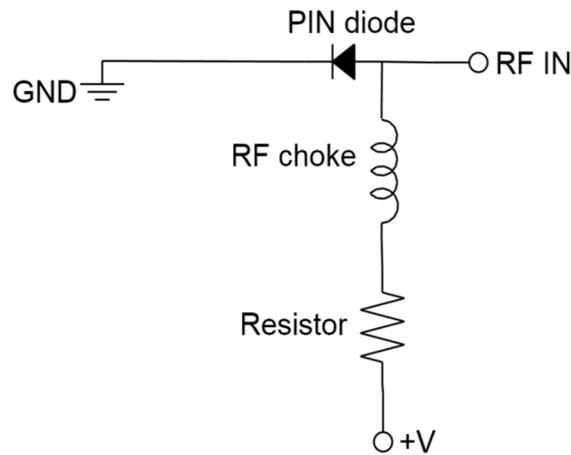


Fig. V.8. Schéma de la technique de polarisation proposée avec la diode PIN.

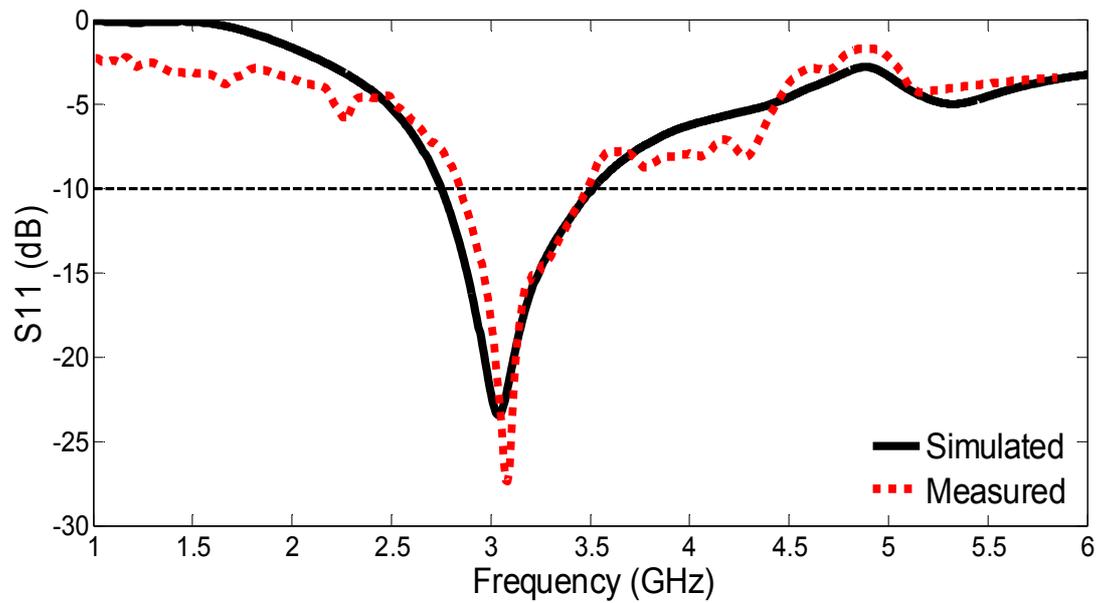
2.4.1 Coefficient de réflexion

La figure V.9 illustre les paramètres S_{11} simulés et mesurés de l'antenne proposée pour les différents cas de commutation *ON* et *OFF* comme indiqué au tableau 2. On peut voir que lorsque la diode PIN est désactivée, une seule bande 3.2 GHz fonctionnement WiMAX avec une bande passante d'impédance de 2.85 à 3.5 GHz est couverte. En fait, l'antenne proposée fonctionne à la fois sur 3.2/3.5 GHz (2.64 à 4.02 GHz) WiMAX et 5.2/5.8 GHz (5.13 à 5.85 GHz) des bandes WLAN lorsque la diode est allumée.

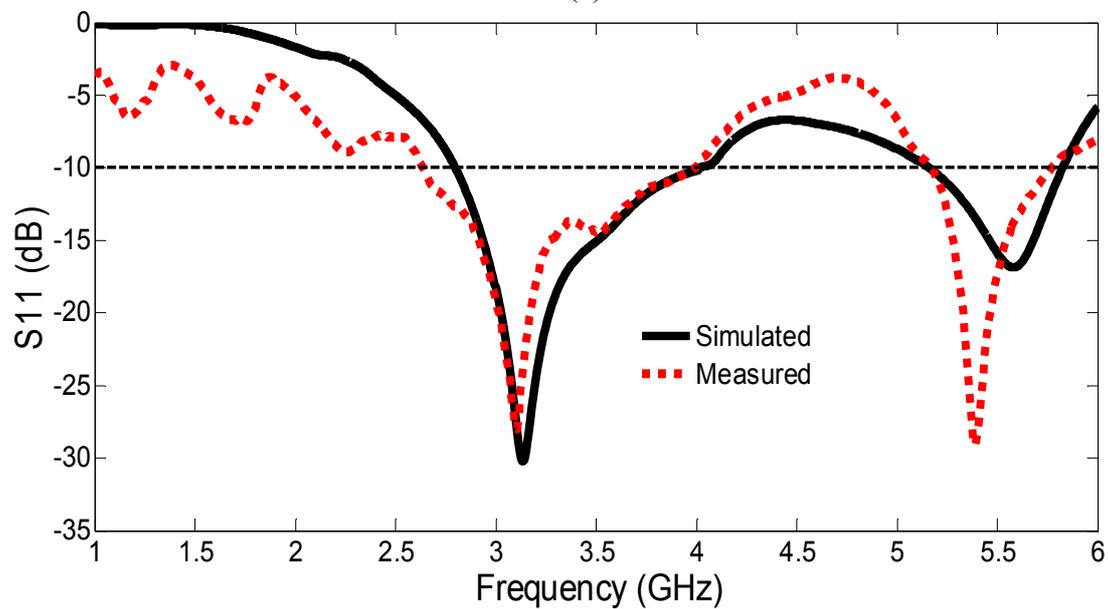
Cependant, les petits écarts entre les résultats simulés et mesurés sont principalement dus à la soudure des composants RF ainsi qu'au courant de polarisation imparfaite DC lorsque l'état *ON* est activé qui dégrade l'efficacité énergétique et la performance de l'antenne. Avec ces performances, l'antenne présentée satisfait aux exigences des applications WLAN et WiMAX.

Tableau V.3. Les modes de fonctionnement de l'antenne reconfigurable pour les deux états de la diode.

Mode	Switch	Fréquences mesurées (GHz)
1. Bande unique	OFF	3.2
2. Bi-bande	ON	3.2/3.5/5.2/5.8



(a)



(b)

Fig. V.9. Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence : (a) État OFF (b) État ON.

2.4.2 Distribution des courants surfaciques

La distribution simulée actuelle sur l'antenne de conception finale à 3.2 GHz et 5.2 GHz est représentée à la figure V.10. Lorsque la diode PIN est à l'état *OFF*, la bande de fréquence à 3.2 GHz est principalement excitée en raison de la distribution de courant fort le long du grand U en forme de courbes frontières de la pièce externe comme présenté à la figure V.10(a). Tel qu'illustré à la figure V.10(b), le courant est principalement localisé au niveau des pièces intérieure et extérieure, qui exciter le mode de résonance de 5.2 GHz lorsque le commutateur est en position *ON*.

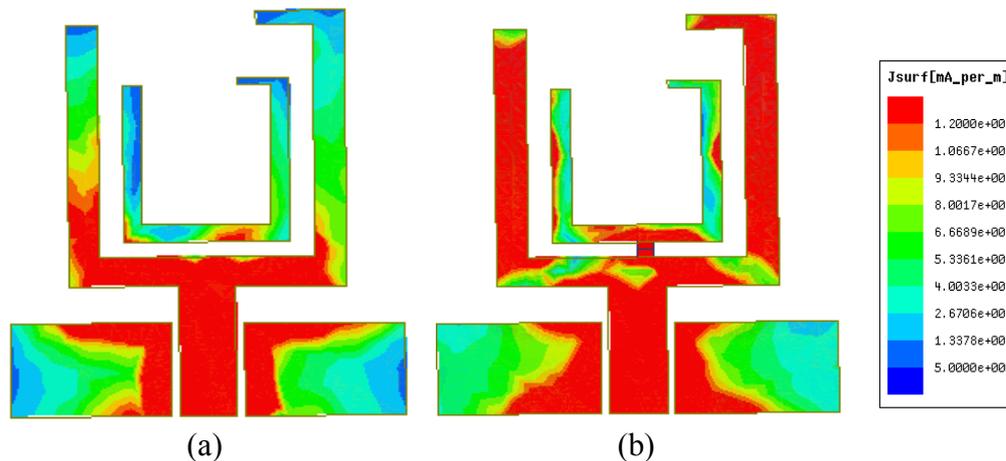


Fig. V.10. Distribution des courants de surface de l'antenne de détection aux : (a) 3.2 GHz (b) 5.2 GHz.

2.4.3 Diagramme de rayonnement et gain

L'étape suivante, dans la validation expérimentale de l'approche proposée, a consisté à mesurer les diagrammes de rayonnement de l'antenne (figure V.11). Les co-polarisations simulées et mesurées de rayonnement de champ loain sur le plan xz (plane E) et plan yz (plane H), à deux fréquences de fonctionnement de 3.2 GHz (état *OFF*) et 5.2 GHz (état *ON*) sont présentées à la figure V.12-V.13, respectivement. À partir de ces figures, les modèles bidirectionnels sont observés à la fois dans le plan E et dans le plan H pour toutes les fréquences de fonctionnement. Les résultats mesurés de co-polarisation sont presque en accord par rapport à ceux simulés.

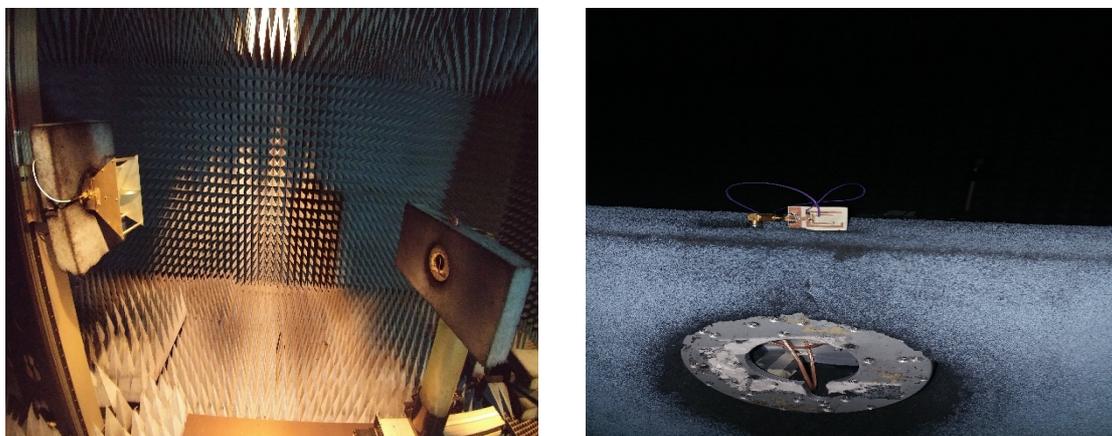


Fig. V.11. Banc de mesure : Chambre anéchoïque.

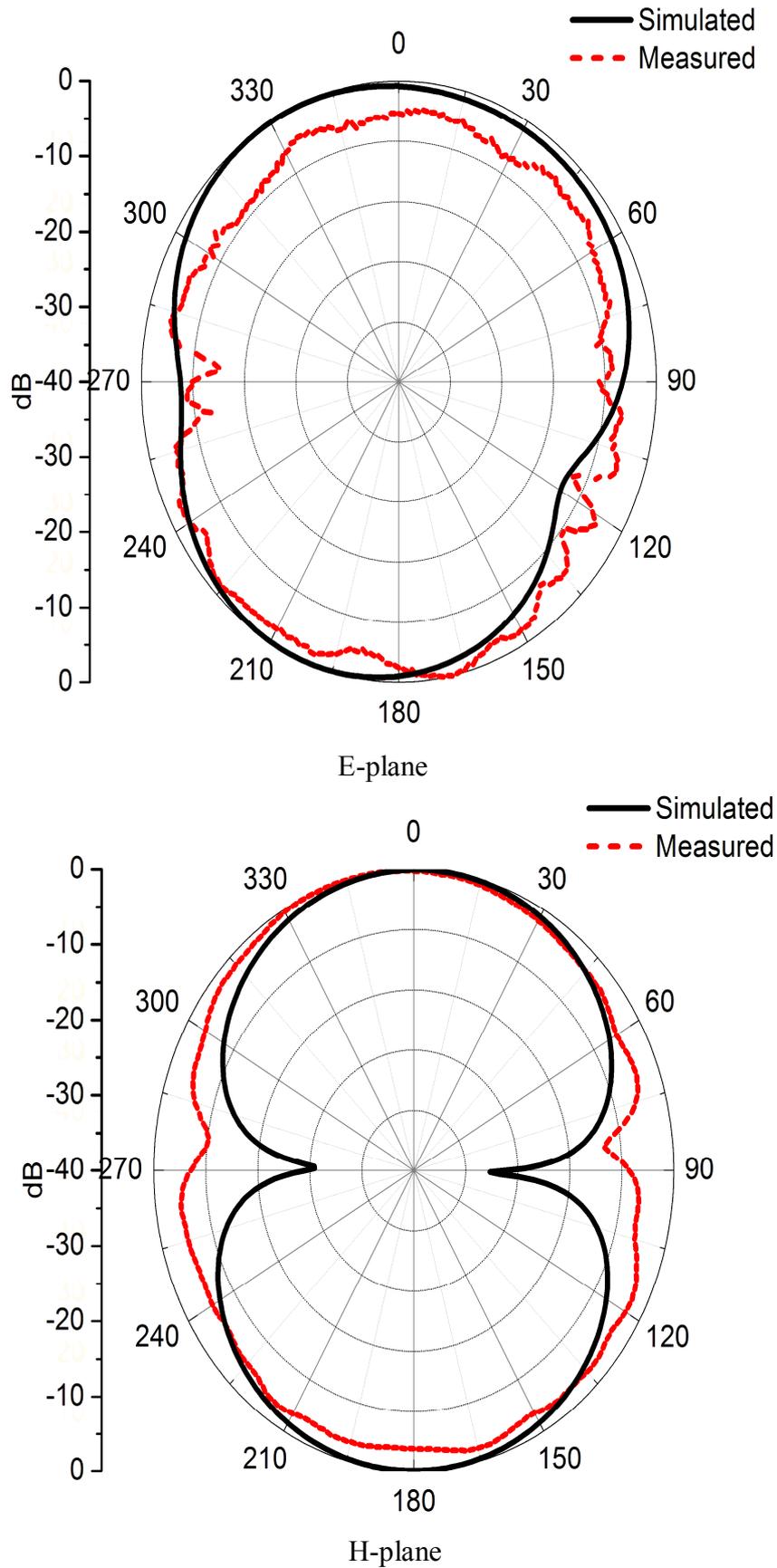


Fig. IV.12. Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à 3.2 GHz (État OFF).

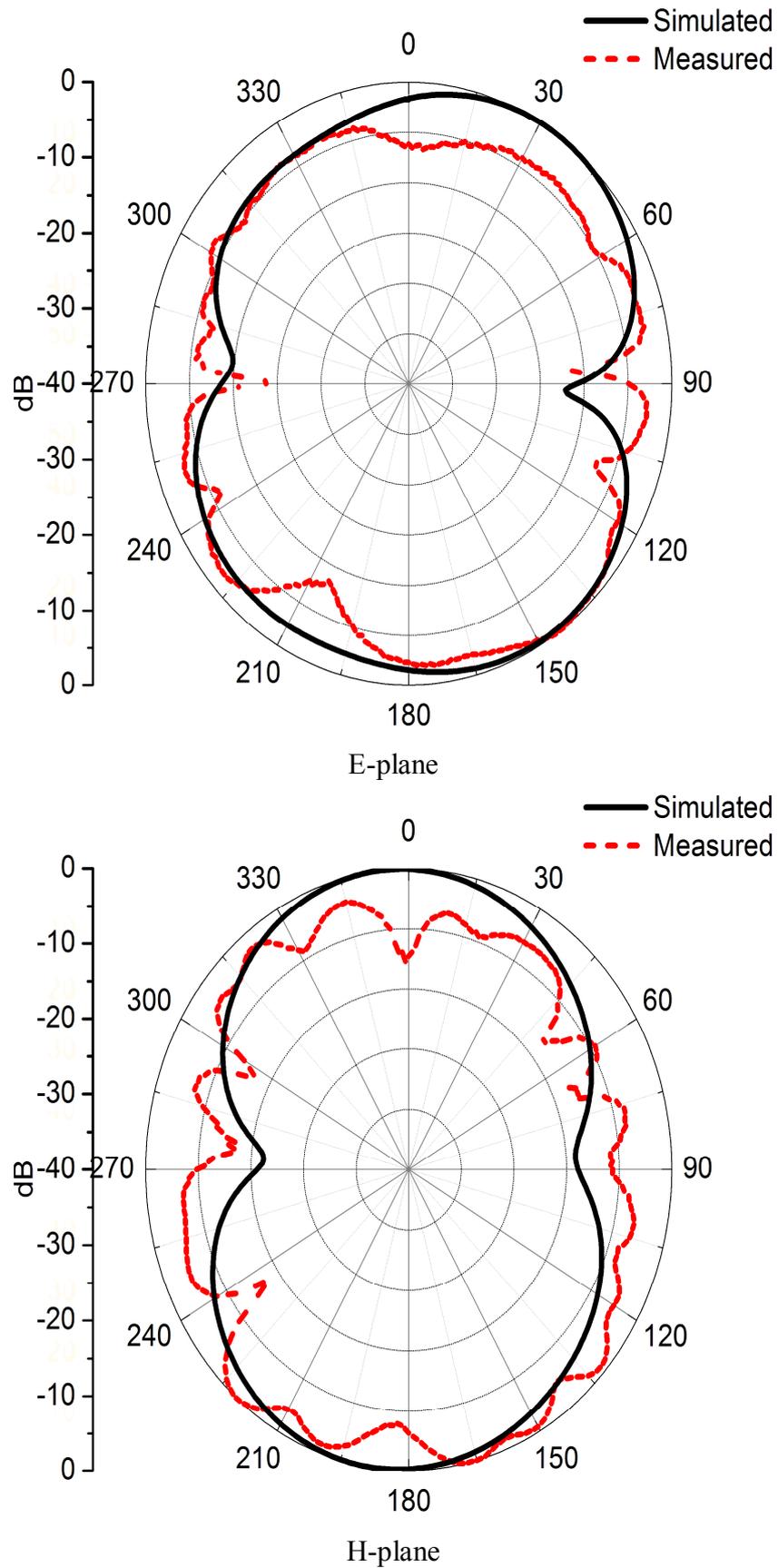


Fig. V.13. Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à 5.2 GHz (État ON).

Les gains d'antenne simulés et mesurés dans deux états sont illustrés à la figure V.14. Les valeurs de gain mesurées ont été prises dans les bandes de fréquence de résonance de chaque état commuté. On peut observer que les réponses de gain changent avec la reconfigurabilité et qu'elles présentent des valeurs différentes pour chaque état. Il ressort de ces résultats que l'antenne proposée fournit des gains acceptables dans ces bandes de fonctionnement avec un maximum de 2.3 dBi à 3.2 GHz (état *OFF*) et de 3.9 dBi à 5.2 GHz (état *ON*).

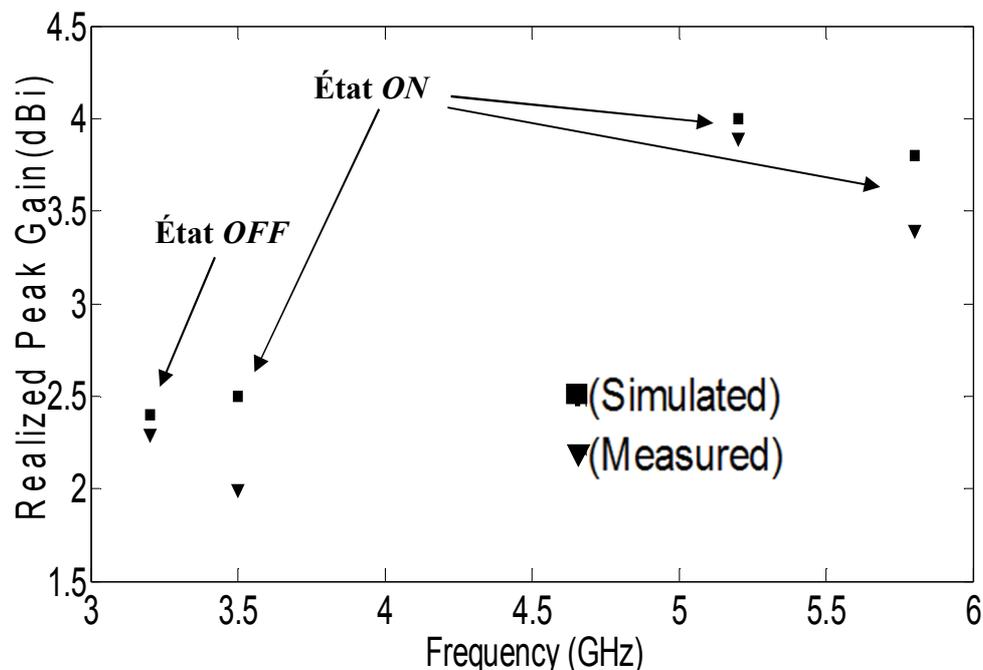


Fig. V.14. Le gain simulé et le gain mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence pour les deux modes.

3. Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes

Les valeurs moyennes simulées et mesurées du gain et de l'efficacité simulée de l'antenne sont résumées au tableau V.4. Comme il y est indiqué, le gain mesuré est légèrement inférieur au gain simulé dans toutes les fréquences résonnantes, en particulier à l'état *ON*. Ces réductions peuvent être dues à l'utilisation de la résistance en série des commutateurs à diode PIN à l'état *ON*, ainsi qu'à l'imperfection du réseau de polarisation DC. Il est à noter que l'utilisation de la diode PIN n'a qu'un faible effet sur le gain et l'efficacité.

Tableau V.4. Le gain simulé, le gain mesuré et l'efficacité de rayonnement à des fréquences sélectionnées.

État	Fréquence, GHz	Le gain simulé, dBi	Le gain mesuré, dBi	Efficacité de rayonnement, %
<i>OFF</i>	3.2	2.4	2.3	94.60
	3.5	2.5	2.0	91.45
<i>ON</i>	5.2	4	3.9	94.39
	5.8	3.8	3.4	88.15

Le tableau V.5 montre l'avantage de l'antenne fabriquée par rapport aux antennes précédentes rapportées dans la littérature [V.13-16]. Cette conception qui utilise une diode PIN offre des avantages tels qu'une structure simple, une taille compacte, un faible coût et une fabrication facile. L'un des avantages supplémentaires de cette conception est qu'elle permet d'atteindre deux configurations avec une bande passante de -10dB couvrant des bandes complètes de WiMAX 3.2/3.5 GHz, et WLAN 5.2/5.8 GHz.

Au tableau V.5, la longueur d'onde guidée λ_g correspond à la fréquence de résonance la plus basse f_L , qui est de 3.1 GHz pour l'antenne proposée. λ_g est calculé en utilisant l'équation donnée (V.1).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (V.1)$$

Où ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective et est donnée par [A].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W_f}} \right) \quad (V.2)$$

Et la longueur d'onde d'espace libre λ_0 peut donc être calculée comme suit :

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_L} \quad (V.3)$$

Où

C est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

ϵ_r la constante diélectrique du circuit imprimé.

Dans [V.13], une antenne à fente repliée, reconfigurable en fréquence, à double bande et à structure asymétrique a été suggérée. Une antenne dipôle magnétique accordable à fréquence double bande insérant deux diodes varactors pour générer 3.5/5.8 WiMAX/WLAN est présentée par Boukarkar et al., dans [V.14].

Dans [V.15], une antenne patch reconfigurable compacte avec diversité de fréquence pour les technologies de communication mobile 3G et 4G est discutée. Dans le même domaine, une antenne patch micro-ruban en forme de E a été proposée en utilisant une reconfigurabilité simultanée à double bande [V.16].

Cependant, ces antennes ne sont pas compactes et utilisent beaucoup de commutateurs pour réaliser des applications multi-bandes.

Tableau V.5. Comparaison des performances de l'antenne bi-bande proposée à celles des travaux connexes.

Réf.	Taille de l'antenne ^A	Réduction de taille (%)	Nombre et type de commutateurs		Diagramme de ray ^B	Gamme de fréquence (GHz)
Réf. [V.13]	$0.35\lambda_g \times 0.46\lambda_g \times 0.018\lambda_g$	37.5	Diode PIN	3	BID	2.4/3.4/5.2/5.8
Réf. [V.14]	$0.51\lambda_g \times 0.51\lambda_g \times 0.009\lambda_g$	6	Varactor	2	OMNI	3.5/5.8
Réf. [V.15]	$0.40\lambda_g \times 0.34\lambda_g \times 0.013\lambda_g$	55.44	Diode PIN	2	UNI	2.1/2.6/4.8
Réf. [V.16]	$0.61\lambda_g \times 0.65\lambda_g \times 0.019\lambda_g$	72.17	Diode PIN	3	OMNI	3.1/3.5/7.2/8.1
Notre structure	$0.44\lambda_g \times 0.37\lambda_g \times 0.022\lambda_g$	-	Diode PIN	1	BID	3.2/3.5/5.2/5.8

^A La longueur d'onde guidée λ_g a été calculée en fonction de la fréquence de résonance inférieure.

^B BID signifie diagramme de rayonnement bidirectionnel, tandis-que OMNI et UNI représentent le diagramme de rayonnement omnidirectionnel et unidirectionnel, respectivement.

4. Conclusion

Nous avons réussi à concevoir une antenne reconfigurable à double bande avec une alimentation coplanaire. En introduisant des résonateurs en forme de U et en modifiant les modes de fonctionnement de la diode PIN, l'antenne bi-bande fonctionnant sur les bandes WiMAX et WLAN. Les résultats du diagramme de rayonnement sont assez bidirectionnels dans les plans E et H pour les deux modes avec un gain optimal d'environ 2.3-3.9 dBi. Cette antenne a un bon potentiel pour les systèmes WiMAX 3.2/3.5 GHz et WLAN 5.2/5.8 GHz.

Références bibliographiques du chapitre V

- [V.1] Lanchao Zhang, Tao Jiang, and Yingsong Li, "Dual-band Printed Antenna for WLAN Applications," *Progress In Electromagnetics Research.*, July 6-9, 2015.
- [V.2] Yasir LA, George AO, Abdulkareem SA, Husham JM, Ramzy AA, Raed AAA, James MN. , "Design of frequency reconfigurable multiband compact antenna using two PIN diodes for WLAN/WIMAX applications," *IET Microwaves, Antennas & Propagation.*, 2017 ,11, (8), pp. 1098–1105.
- [V.3] Braham Chaouche. Y, F. Bouttout, I. Messaoudene, L. Pichon, M. Belazzoug, F. Chetouah, "Design of reconfigurable fractal antenna using pin diode switch for wireless applications," *16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS'16).*, 14-16 November. 2016.
- [V.4] Han, L., Wang, C, et al. "Compact Frequency-Reconfigurable Slot Antenna for Wireless Application," *IEEE Antenna Wirel. Propag. Lett.*, Vol. 15, 1795–1798, 2016.
- [V.5] Shi, S., Ding, W.P., Luo, K, "A monopole antenna with dual-band reconfigurable circular polarization," *Progress In Electromagnetics Research.*, C, Vol. 55, pp. 35–42, 2014.
- [V.6] Trong.N. N, Hall L, Fumeaux C. "A dual-band dual pattern frequency reconfigurable antenna," *Microw Opt Technol Lett.*, Vol. 59, 2710–2715, 2017.
- [V.7] Yamagajo, T. and Y. Koga, "Frequency reconfigurable antenna with MEMS switches for mobile terminals," *Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC).*, 1213–1216, 2011.
- [V.8] A. Mansoul, F. Ghanem, M.R. Hamid, E. Salonen, and M. Berg, "A bandwidth reconfigurable antenna with a fixed lower and a variable upper limit," *IET Microwaves, Antennas & Propagation.*, 2016, 10, (15), pp. 1725 – 1733.
- [V.9] J.-H. Lim, G.-T. Back, Y.-I. Ko, C.-W. Song, and T.-Y. Yun, "A reconfigurable PIFA using a switchable PIN-diode and a fine-tuning varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.*, Vol.58, no.7, pp. 2404–2411, 2010.
- [V.10] Y. Braham Chaouche, F. Bouttout, M. Nedil, I. Messaoudene, and I. B. Mabrouk, "A Frequency Reconfigurable U-Shaped Antenna for Dual-Band WiMAX /WLAN Systems," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 87, 63-71, 2018.doi:10.2528/PIERC18071004
- [V.11] Ansoft Corporation, HFSS, High frequency structure simulator version 15, Finite element package, Ansoft Corporation, Available at: <http://www.ansoft.com>.
- [V.12] Datasheet for Infineon BAR50-02V, Silicon PIN Diode, Infineon Technologies AG. <http://www.farnell.com/datasheets/1500311.pdf>.
- [V.13] G. Chen, X. L. Yang, Y. Wang, "Dual-Band Frequency-Reconfigurable Folded Slot Antenna for Wireless Communications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 1386-1389, 2012.
- [V.14] Boukarkar, A., Lin, X., Jiang, Y. "A Dual-Band Frequency-Tunable Magnetic Dipole Antenna for WiMAX/WLAN Applications," *IEEE Antenna Wirel. Propag. Lett.*, Vol. 15, 492–495, 2016.

- [V.15] Y.K. Bekali and M.Essaaidi , “Compact reconfigurable dual frequency microstrip patch antenna for 3G and 4G mobile communication technologies,” *Microwave and Optical Technology letters.*, Vol. 55, No. 7, July 2013.
- [V.16] Sajid M. Asif, Adnan Iftikhar, Saeed M. Khan, Muhammad Usman and Benjamin D. Braaten “An E-Shaped Microstrip Patch Antenna For Reconfigurable Dual-Band Operation,” *Microwave And Optical Technology Letters.*, Vol. 58, 1485-1490, 2016.

*Conclusion générale et
perspectives*

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse a présenté le travail réalisé sur les antennes reconfigurables en fréquence. Le but était de concevoir et de réaliser des antennes miniatures reconfigurables à base de composants actifs pour des applications sans fil.

En premier lieu, nous avons détaillé les notions propres aux antennes imprimées. Dans le même contexte, nous avons décrit l'ensemble des paramètres fondamentaux des antennes ainsi que leurs différents types et leurs techniques d'alimentation afin d'avoir une vue d'ensemble sur les paramètres clés des antennes. Ensuite, on s'est intéressé aux géométries fractales et à la technologie des antennes fractales. Dans cette partie, nous avons donné une description détaillée des antennes fractales imprimées pour les différents concepts. Puis on a présenté les antennes ultra large bande et multi-bandes.

L'état de l'art présenté dans le deuxième chapitre a mis en avant la problématique des antennes reconfigurables. On a fait ressortir le très grand intérêt des antennes reconfigurables dans les systèmes de communication en leur permettant d'avoir une flexibilité fréquentielle indispensable à leur fonctionnement qui utilise le spectre de manière opportuniste.

Le chapitre III détaille trois antennes fractales alimentées par un guide d'ondes coplanaires (CPW) et conçues pour les applications ultra large bande (ULB). Nous avons présenté une antenne hexagonale compacte en utilisant la géométrie fractale. Les résultats obtenus montrent que l'antenne proposée est en mesure d'atteindre la bande passante d'impédance de 2.98 GHz à 11.4 GHz. Dans le deuxième prototype, nous avons présenté une antenne hexagonale basée sur tapis de Sierpinski. Les résultats obtenus montrent que l'antenne proposée est en mesure d'atteindre une bande passante de l'impédance 2.86 GHz à 14.36 GHz.

Finalement, la troisième antenne conçue présente une antenne compacte basée sur le concept fractal de tapis Sierpinski. Les résultats obtenus ont montré que l'antenne conçue est recouverte d'une largeur de bande d'impédance sensible de 3.03 GHz à 10.77 GHz. Grâce à cette fonctionnalité, l'antenne proposée est adaptée pour les applications à bande ultra large y compris les applications en bande C (4-8 GHz) et bande X (8-12 GHz).

Une fois l'importance des antennes reconfigurables mise en évidence, on a présenté, dans le chapitre IV, deux prototypes d'antennes reconfigurables en fréquences permettant de subdiviser une largeur de bande de travail donnée en plusieurs sous-bandes grâce à une approche basée sur le concept fractal.

La première approche de reconfiguration consiste en l'utilisation d'antennes monopoles. La structure a été commandée par six diodes PIN. Les impacts des éléments localisés de sollicitation sur la performance de l'antenne sont réalisés à l'aide du logiciel CST studio suite et Ansoft HFSS. L'antenne proposée peut être utilisée à un faible coût et à profil bas pour différents systèmes reconfigurables y compris les

systèmes de communication sans fil, par satellite et des systèmes de communication radar.

La deuxième approche de reconfiguration suggérée se base sur l'utilisation d'une antenne en forme de croissant avec une alimentation guide d'ondes coplanaires (CPW). On y introduit de nouvelles bandes de fréquences grâce à l'utilisation des switchs réels de type BAR50-03W. Un nombre minimum de diodes PIN à des endroits choisis est utilisé pour réaliser la fonction reconfigurable à faible coût.

Les résultats expérimentaux ont montré un bon accord avec ceux obtenus par simulation, validant ainsi l'approche proposée. En outre, l'antenne fabriquée a un design simple et sa taille a été réduite de 17.98 % à 88.47 % par rapport à celles rapportées dans la littérature. Les nouvelles bandes ainsi introduites peuvent être utilisées au niveau des systèmes de communication multimodes pour offrir à ses utilisateurs de nouveaux services sans fil.

Le dernier prototype proposé a fait l'objet d'une publication dans le journal *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. Les deux antennes proposées seraient idéales pour les systèmes de communication multimodes.

Enfin, dans le chapitre V, nous avons étudié, conçu et réalisé une nouvelle structure d'antenne reconfigurable à double bande avec une alimentation coplanaire. En introduisant des résonateurs doubles en forme de U et en modifiant les modes de fonctionnement de la diode PIN, l'antenne bi-bande fonctionne sur les bandes WiMAX 3.2/3.5 GHz et WLAN 5.2/5.8 GHz. Les résultats du diagramme de rayonnement sont assez bidirectionnels dans les plans E et H pour les deux modes avec un gain optimal d'environ 2.3-3.9dBi. Le prototype proposé a fait l'objet d'une publication dans le journal *Progress In Electromagnetics Research C (PIER)*.

Les prototypes proposés dans cette thèse sont simulés, réalisés et mesurés dans le laboratoire LRTCS de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT), Canada.

En termes de perspective de travaux futurs, le travail présenté dans cette thèse peut être étendu pour étudier différents aspects. Au niveau de la conception, on pourrait travailler pour combiner les différentes approches de reconfiguration soumises dans cette thèse pour proposer des antennes ayant le maximum de fonctionnalités. D'excellentes perspectives se dégagent ci-dessous :

- Concevoir et optimiser des antennes fractales à résonateur diélectrique.
- Étudier, concevoir et réaliser des antennes reconfigurables à bande rejetées.
- Mener une étude approfondie afin de concevoir des antennes avec une polarisation circulaire appropriés des composants actifs permettant ainsi d'améliorer les performances des antennes proposées.
- Concevoir des antennes reconfigurables et se pencher sur les switchs pour les applications ULB/Multi-bandes.

- Concevoir et réaliser de nouvelles classes d'antennes corporelles flexibles pour les applications sans fil dans les mines souterraines.

Annexes

Annexe A.

Fiche technique de la diode

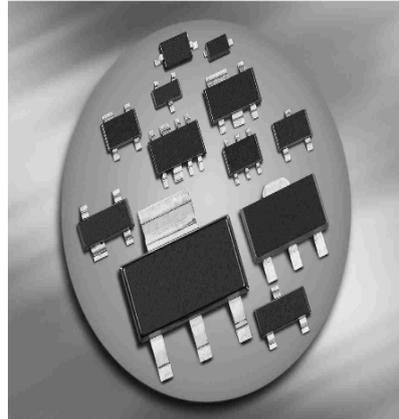
BAR 50-02V/BAR 50-03W



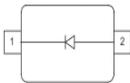
BAR50...

Silicon PIN Diodes

- Current-controlled RF resistor
for switching and attenuating applications
- Frequency range above 10 MHz up to 6 GHz
- Especially useful as antenna switch
in mobile communication
- Very low capacitance at zero volt reverse bias
at frequencies above 1 GHz (typ. 0.15 pF)
- Low forward resistance
- Very low harmonic distortion
- Pb-free (RoHS compliant) package
- Qualified according AEC Q101¹⁾



BAR50-02L
BAR50-02V
BAR50-03W



Type	Package	Configuration	L_S (nH)	Marking
BAR50-02L*	TSLP-2-1	single, leadless	0.4	AB
BAR50-02V	SC79	single	0.6	a
BAR50-03W	SOD323	single	1.8	blue A

¹⁾BAR50-02L is not qualified according AEC Q101



BAR50...

Maximum Ratings at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Value	Unit
Diode reverse voltage	V_R	50	V
Forward current	I_F	100	mA
Total power dissipation BAR50-02L, $T_S \leq 130^\circ\text{C}$ BAR50-02V, $T_S \leq 120^\circ\text{C}$ BAR50-03W, $T_S \leq 115^\circ\text{C}$	P_{tot}	250 250 250	mW
Junction temperature	T_j	150	$^\circ\text{C}$
Operating temperature range	T_{op}	-55 ... 125	
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... 150	

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point ¹⁾ BAR50-02L BAR50-02V BAR50-03W	R_{thJS}	≤ 80 ≤ 120 ≤ 140	K/W

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Reverse current $V_R = 50\text{ V}$	I_R	-	-	50	nA
Forward voltage $I_F = 50\text{ mA}$	V_F	-	0.95	1.1	V

¹⁾For calculation of R_{thJA} please refer to Application Note Thermal Resistance

BAR50...

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
AC Characteristics					
Diode capacitance $V_R = 1\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 5\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}$, $f = 100\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}$, $f = 1...1.8\text{ GHz}$, BAR50-02L $V_R = 0\text{ V}$, $f = 1...1.8\text{ GHz}$, all other	C_T	- - - - -	0.24 0.2 0.2 0.1 0.15	0.5 0.4 - - -	pF
Reverse parallel resistance $V_R = 0\text{ V}$, $f = 100\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}$, $f = 1.8\text{ GHz}$	R_P	- - -	25 6 5	- - -	k Ω
Forward resistance $I_F = 0.5\text{ mA}$, $f = 100\text{ MHz}$ $I_F = 1\text{ mA}$, $f = 100\text{ MHz}$ $I_F = 10\text{ mA}$, $f = 100\text{ MHz}$	r_f	- - -	25 16.5 3	40 25 4.5	Ω
Charge carrier life time $I_F = 10\text{ mA}$, $I_R = 6\text{ mA}$, measured at $I_R = 3\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$	τ_{rr}	-	1100	-	ns
I-region width	W_I	-	56	-	μm
Insertion loss ¹⁾ $I_F = 3\text{ mA}$, $f = 1.8\text{ GHz}$ $I_F = 5\text{ mA}$, $f = 1.8\text{ GHz}$ $I_F = 10\text{ mA}$, $f = 1.8\text{ GHz}$	l_L	- - -	0.56 0.4 0.27	- - -	dB
Isolation ¹⁾ $V_R = 0\text{ V}$, $f = 0.9\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}$, $f = 1.8\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}$, $f = 2.45\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}$, $f = 5.6\text{ GHz}$	l_{so}	- - - -	24.5 20 18 12	- - - -	

¹⁾BAR50-02L in series configuration, $Z = 50\ \Omega$

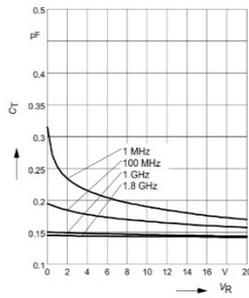


BAR50...

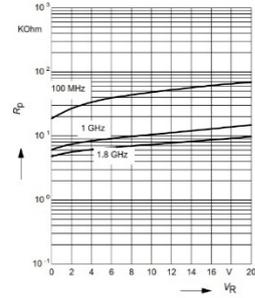


BAR50...

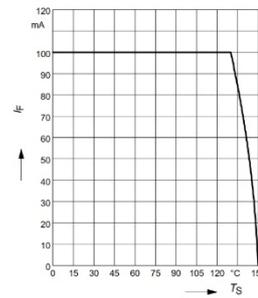
Diode capacitance $C_T = f(V_R)$
 $f = \text{Parameter}$



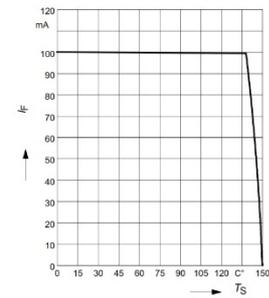
Reverse parallel resistance $R_P = f(V_R)$
 $f = \text{Parameter}$



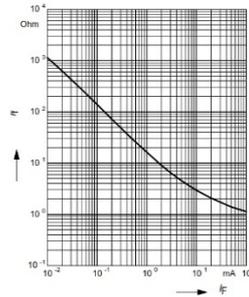
Forward current $I_F = f(T_S)$
BAR50-02L



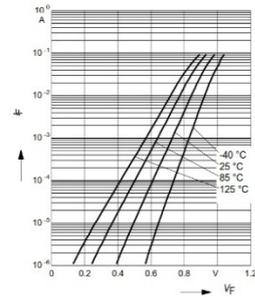
Forward current $I_F = f(T_S)$
BAR50-02V



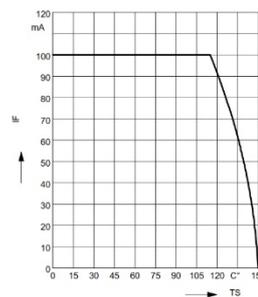
Forward resistance $r_f = f(I_F)$
 $f = 100 \text{ MHz}$



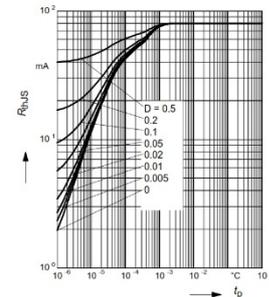
Forward current $I_F = f(V_F)$
 $T_A = \text{Parameter}$



Forward current $I_F = f(T_S)$
BAR50-03W



Permissible Pulse Load $R_{thJS} = f(t_p)$
BAR50-02L

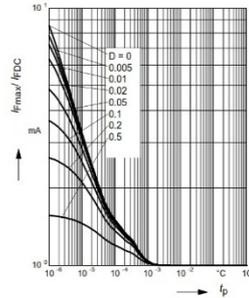


BAR50...

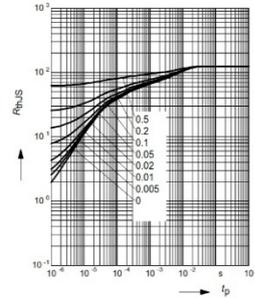


BAR50...

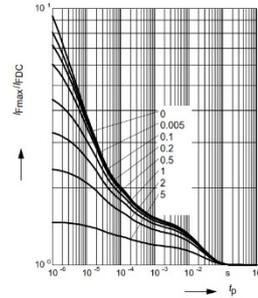
Permissible Pulse Load
 $I_{Fmax} / I_{FDC} = f(t_p)$
BAR50-02L



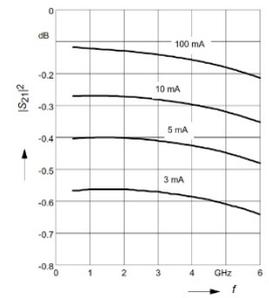
Permissible Pulse Load $R_{thJS} = f(t_p)$
BAR50-02V



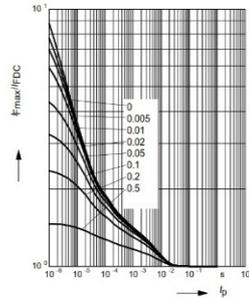
Permissible Pulse Load
 $I_{Fmax} / I_{FDC} = f(t_p)$
BAR50-03W



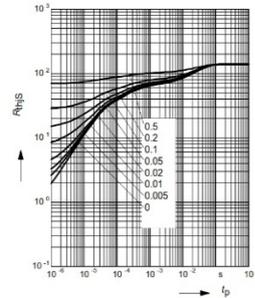
Insertion loss $i_L = -|S_{21}|^2 = f(f)$
 $I_F = \text{Parameter}$
BAR50-02L in series configuration, $Z = 50\Omega$



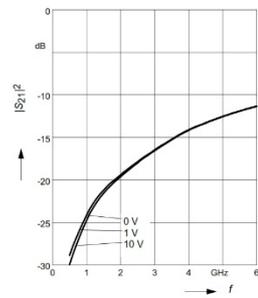
Permissible Pulse Load
 $I_{Fmax} / I_{FDC} = f(t_p)$
BAR50-02V



Permissible Pulse Load $R_{thJS} = f(t_p)$
BAR50-03W



Isolation $i_{SO} = -|S_{21}|^2 = f(f)$
 $V_R = \text{Parameter}$
BAR50-02L in series configuration, $Z = 50\Omega$



Production Scientifique

Articles publiés dans des revues internationales

1. **Y. Braham Chaouche**, I. Messaoudene, I. Ben mabrouk, M. Nedil, F. Bouttout, ‘Compact coplanar waveguide-fed reconfigurable fractal antenna for switchable multiband systems’, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 13, pp 1-8, Jan. 2019.
2. **Y. Braham Chaouche**, F. Bouttout, M. Nedil, I. Messaoudene, I. Ben mabrouk, ‘A Frequency Reconfigurable U-Shaped Antenna for Dual-Band WiMAX/WLAN Systems’, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 87, pp 63-71, Sep 2018.

Articles présentés dans des conférences internationales

1. **Y. Braham Chaouche**, F. Bouttout, I. Messaoudene, L. Pichon, M. Belazzoug, F. Chetouah, ‘Design of Reconfigurable Fractal Antenna using Pin Diode Switch for Wireless Applications’, 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS2016), 16-18 Nov. 2016, UAE. DOI: 10.1109/MMS.2016.7803852.
2. **Y. Braham Chaouche**, F. Bouttout, I. Messaoudene, L. Pichon, M. Belazzoug, F. Chetouah, ‘A Compact CPW-Fed Hexagonal Antenna with a New Fractal Shaped Slot for UWB Communications’, 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2017), 26-30 June 2017, Valencia, Spain.
3. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, I. Messaoudene, F. Bouttout, ‘CPW-fed Hexagonal Modified Sierpinski Carpet Fractal Antenna for UWB Applications’, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 8-13 July 2018, Boston, Massachusetts, USA.
4. A. Ben Terki, M. Nedil, **Y. Braham Chaouche**, ‘Design of Compact UWB Coplanar Waveguide-Fed Modified Sierpinski Carpet Fractal Antenna’, IEEE APS/URSI National Radio Science Meeting, 7-12 July 2019, Atlanta, Georgia, USA.
5. M. Belazzoug, S. Aidel, I. Messaoudene, B. Hammache, F. Chetouah, **Y. Braham Chaouche**, ‘A Reconfigurable Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for WiMAX/WLAN Applications’, 12th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT'16), 28-30 Nov. 2016, UAE.
6. B. Hammache, A. Messai, I. Messaoudene, M. A. Meriche, M. Belazzoug, **Y. Braham Chaouche**, ‘A Compact Ultra-Wideband Monopole Antennawith Five Rejected-Bands’, International Scientific Conference on Detection Systems: Architectures and Technologies, 20-22 Feb. 2017, Algeria.
7. M. Belazzoug, I. Messaoudene, S. Aidel, **Y. Braham Chaouche**, F. Chetouah, B. Hammache, ‘A Compact MIMO antenna for WLAN and RADAR Applications’, International Scientific Conference on Detection Systems: Architectures and Technologies, 20-22Feb. 2017, Algeria.

8. F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, **Y. Braham Chaouche**, 'Miniaturized Printed Rectangular Monopole Antenna With a New DGS for WLAN Applications', International symposium on Networks, Computers and communications (ISNCC2017), 16-18 May. 2017, Marrakech, Morocco.
9. F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, **Y. Braham Chaouche**, 'Miniaturized Wideband Printed Rectangular Patch Antenna for X- and Ku-Bands',13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2017), 26-30 June 2017, Valencia, Spain.
10. F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, **Y. Braham Chaouche**, 'Annular Dielectric Resonator Loaded with Strip Loop Antenna for Tri-band Applications',13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2017), 26-30 June 2017, Valencia, Spain.