

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE DE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES



Faculté de Génie Electrique
Département d'Electronique



Thèse présentée par :

Labioud Mohamed

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences

Spécialité : Electronique

Option : Télécommunications

Intitulé de la thèse :

**Contribution à l'étude et à la conception
d'antennes patchs (ULB et BE)
reconfigurables pour une Radio Cognitive**

Soutenue en ..07/ 2022, devant le jury composé de :

CHAMA Zouaoui	Prof. à l'université de Sidi Bel-Abbes	Président
BENDAOUDI Amina	MCA à l'université de Sidi Bel-Abbes	Examinateur
NOURI Keltouma	Prof. à l'université de Saida	Examinateur
BERKA Mohammed	MCA à l'université de Mascara	Examinateur
TAYEBI Mohamed Larbi	MCA à l'université de Mascara	Examinateur
MAHDJOUR Zoubir	Prof. à l'université de Sidi Bel-Abbes	Directeur de thèse

Laboratoire d'Electromagnétisme, Photonique et Optronique (LEPO)

DEDICACE

A:

Mes très chers parents.

Ma femme et mes enfants ;

Mes frères et sœurs ;

Mes beaux-parents ;

Toute ma famille ;

Tous mes amis, mes proches et mes collègues.

Je dédie ce modeste travail

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur MAHDJOUR Zoubir, Professeur à l'université de SIDI BEL ABBES. J'ai pu bénéficier de ses compétences scientifiques. Je le remercie pour toutes les connaissances qu'il m'a apportées, pour ses conseils et critiques constructives, pour son soutien qui m'ont été très utiles pour l'accomplissement de ce travail.

J'adresse mes plus sincères remerciements au Professeur CHAMA Zouaoui de l'université de SIDI BEL ABBES pour avoir accepté de présider le jury.

Mes remerciements les plus respectueux et mon profond respect s'adressent également à mes examinateurs Mesdames BENDAOUZI Amina, MCA. à l'université de Sidi Bel-Abbes et NOURI Keltouma, Prof. à l'université de Saida et Messieurs BERKA Mohammed et TAYEBI Mohamed Larbi, MCA à l'université de Mascara, qui m'ont fait l'honneur et le plaisir d'examiner cette thèse soigneusement, en y apportant leurs différentes observations rigoureuses.

Je tiens à adresser mes sincères remerciements à tous le personnel du laboratoire LEPO, en particulier à Monsieur DEBAB Mohamed. Merci pour son professionnalisme, son engagement, et ses retouches.

Enfin je tiens à remercier mes parents et ma famille pour ma réussite à cette épreuve, comme je remercie vivement aussi ma femme pour son soutien et son encouragement durant les moments difficiles.

Diverses personnes ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail de thèse, je tiens à leur exprimer également mes sincères remerciements.

RESUME

Avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de fonctionnalités, le besoin d'un débit élevés et la raréfaction des bandes de fréquence disponible, il est devenu essentiel de trouver les nouvelles solutions qui répondent à ces exigences, le système Radio Cognitive (RC) avec des architectures SDR (Software Defined Radio) semble une solution très prometteuse surtout avec l'émergence très rapide de nombreux normes et standards tel que le GSM, WiMAX, WLAN, LTE ...etc. Ce système RC a conduit au besoin d'antennes intelligentes capables de s'adapter avec un tel environnement évolutif et variable.

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse s'inscrivent dans ce contexte et ont pour objectif à l'étude et la conception de deux nouveaux prototypes d'antennes, la première antenne étudiée est une antenne à bande étroite reconfigurable en fréquence basée sur un patch circulaire avec deux fentes. La seconde antenne, est une antenne patch circulaire Ultra Large Bande à deux bandes rejetées reconfigurable afin d'éviter les interférences avec les systèmes de communications existants. L'agilité en fréquence des deux antennes a été obtenue par l'insertion des diodes PIN et des MEMS switchers dans les deux structures.

Mots clés: Radio Cognitive, Radio Logiciel, Antenne multi-bandes, Antenne ULB, Antenne Reconfigurable, fente, Méta-matériaux.

المخلص

مع ارتفاع عدد المستخدمين والتطبيقات في مجال الاتصالات اللاسلكية ، زيادة إلى الحاجة الماسة للتدفق العالي وكذلك ندرة طيف الترددات المتاحة ، أصبح من الضروري إيجاد حلول جديدة تلبي هذه المتطلبات ، يبدو نظام الراديو الإدراكي (Radio Cognitive) مع راديو محدد بالبرمجيات (SDR) حلاً واعدًا للغاية ، لا سيما مع الظهور السريع للعديد من القواعد والمعايير مثل GSM لكن تطبيق نظام (Radio Cognitive) على الواقع أدى إلى الحاجة الماسة لاستعمال هوائيات ذكية قادرة على التكيف مع مثل هذه البيئة المتطورة والمتغيرة.

يتم العمل المقدم في إطار هذه الأطروحة ضمن هذا السياق ويهدف إلى دراسة وتصميم نموذجين أوليين جديدين للهوائيين ، أول هوائي تمت دراسته هو هوائي متعدد النطاقات و الذي يمكن إعادة تشكيله في التردد بناءً على رقعة دائرية ذات شقين. الهوائي الثاني عبارة عن هوائي رقعة دائري واسع النطاق للغاية به ثلاثة نطاقات مرفوضة يمكن إعادة تكوينها لتجنب التداخل مع أنظمة الاتصالات الحالية. تم إجراء عمليات المحاكاة باستخدام برنامج المحاكاة الكهرومغناطيسية HFSS و CST ، وكانت النتائج التي تم الحصول عليها في توافق جيد. تم تحقيق أول هوائي له والتحقق من صحته من خلال دراسة تجريبية.

الكلمات المفتاحية: راديو إدراكي ، راديو محدد بالبرمجيات ، هوائي متعدد النطاقات ، هوائي UWB ، هوائي قابل لإعادة التكوين ، شق ، مواد وصفية.

ABSTRACT

With the increase in the number of users and functionalities, the need for high throughput and the scarcity of available frequency bands, it has become essential to find new solutions that meet these requirements, the Cognitive Radio system (RC) with SDR (Software Defined Radio) architectures seems a very promising solution, especially with the very rapid emergence of many norms and standards such as GSM This RC system has led to the need for smart antennas able to adapt with such an evolving and variable environment.

The work carried out within the framework of this thesis falls within this context and aims at the study and the design of two new antenna prototypes, the first antenna studied is a multi-band antenna reconfigurable in frequency based on a circular patch with two slits. The second antenna is an Ultra Wide Band circular patch antenna with three rejected bands that can be reconfigured to avoid interference with existing communications systems.

Keywords: Cognitive Radio, Software Defined Radio, Multiband Antenna, UWB Antenna, Reconfigurable Antenna, slots, Meta-materials.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	ii
RESUME.....	iii
LISTE DES ABREVIATIONS.....	xii
LISTE DES FIGURES.....	xiv
LISTE DES TABLEAUX.....	xviii
INTRODUCTION GENERALE.....	2

CHAPITRE I : Vers des Radios logicielle et Cognitive.

1 Introduction	5
2 Système de radiocommunication classique.....	5
2.1 Concept d'un système de radiocommunication	6
2.2 Evolution des Normes et standards.....	7
2.2.1 Réseaux personnel	10
2.2.2 Réseaux locaux	10
2.2.3 Réseaux métropolitains.....	11
2.2.4 Réseaux étendus	11
3 De la radiocommunication classique à la radio logicielle.....	12
3.1 Les principales caractéristiques des systèmes radiocommunications.....	13
3.1.1 La fréquence de travail des voies montantes et descendantes :.....	13
3.1.2 Le type de modulation et de codage :.....	13
3.1.3 La largeur de bande :	13
3.1.4 La largeur du canal :	14
3.2 Concept de la radio logicielle.....	14
3.3 Les architectures radio logicielle	15
4 Vers une radio cognitive	16
4.1 Architecture de la RC.....	18
4.2 Cycle de cognition	19
4.2.1 Phase d'observation (détecter et percevoir).....	19

4.2.2	Phase d'orientation	19
4.2.3	Phase de planification	20
4.2.4	Phase de décision	20
4.2.5	Phase d'action	20
4.2.6	Phase d'apprentissage	20
4.3	Composantes de la radio cognitive	21
4.3.1	Emetteur / Récepteur:	21
4.3.2	Analyseur de spectre (Spectrum analyser):	21
4.3.3	Extraction de connaissances et apprentissage (Knowledge extraction/learning):	21
4.3.4	Prise de décision (Decision making):	22
5	Conclusion.....	22
	Bibliographie	23

CHAPITRE II : Etat de l'art des antennes pour des applications Radio Cognitive.

1	Introduction	26
2	Généralistes Sur Les Antennes.....	26
2.1	Définition de l'antenne :	26
2.2	Les caractéristiques importantes d'antenne :	27
2.2.1	Largeur de bande de fréquence :	27
2.2.2	Largeur de bande d'impédance :	28
2.2.3	Efficacité :	28
2.2.4	Directivité et gain :	29
2.2.5	La puissance efficace rayonnée isotropiquement [4] :	30
2.2.6	Diagramme de rayonnement :	30
2.2.7	Polarisation :	31
2.3	Les Antennes imprimée ou patch :	32
2.3.1	Structure de l'antenne micro ruban :	32
2.3.2	Principe de fonctionnement :	33

2.3.3	Techniques d'alimentation :.....	34
2.3.4	Les applications des antennes imprimées.....	34
2.3.5	Avantages et limitation des antennes patches.....	35
3	Vers des antennes patch Ultra Large Bande.....	36
3.1	Les techniques d'élargissement de la bande passante :.....	36
3.1.1	Techniques intrinsèques	36
3.1.2	Techniques d'alimentation	37
3.1.2.1	Alimentation couplée de proximité	37
3.1.2.2	Alimentation couplée par une ouverture.....	39
3.1.3	Éléments parasites sur la monocouche	41
3.1.3.1	Couplage par bords rayonnants	42
3.1.3.2	Couplage par bords non rayonnants	43
3.1.3.3	Couplage via quatre bords	44
3.1.3.4	Patch court-circuité à anneau annulaire.....	45
3.1.4	Patches empilés	45
3.1.4.1	Configuration.....	45
3.1.4.2	Règles empiriques pour la permittivité du substrat	48
3.1.5	Correctifs superposés à l'ouverture.....	49
3.1.6	Techniques à large bande pour la polarisation circulaire	51
3.1.6.1	Éléments parasites sur une seule couche	52
3.1.6.2	Empilage	53
3.1.6.3	Couplage par une ouverture.....	54
3.1.7	Autres techniques	55
3.1.7.1	Tableau log-périodique de correctifs	55
3.1.7.2	Patch en forme de E.....	56
3.1.7.3	Alimentation en L.....	58
3.1.7.4	Antenne à fente monopôle microruban.....	60
3.1.7.5	Masse/patch défectueux.....	61

3.2	Les techniques de rejets de bandes:	65
3.2.1	Insertion de fentes.....	65
3.2.2	Enlèvement de la structure résonnante à bande étroite.....	67
3.2.3	Emploi de structures métamatériaux	67
4	Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande :.....	68
4.1	Applications sans fils WLAN :.....	68
4.2	Communications en bande basse :	70
4.3	Applications liées au radar :.....	71
4.3.1	Quelques généralités :.....	71
4.3.1.1	Comparaison entre radar à bande étroite et radar ULB [54] :	71
4.3.1.2	Réalisation d'un radar ULB :.....	71
4.3.2	Radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR) :.....	72
4.3.2.1	Détections de mines anti-personnelles :	72
4.4	Applications d'aide à la conduite :	73
4.5	Applications de type "see through wall" :	74
4.5.1	Détection de personnes :.....	74
4.5.2	Applications médicales [59]:.....	74
4.6	Applications radars Véhicule: radar 24 GHz ou 76 GHz :	75
4.7	Localisations et suivi :	75
4.7.1	Localisation d'objet dans un entrepôt:	75
4.7.2	Localisation de personnes :.....	76
5	Conclusion.....	76
	Bibliographie	77

CHAPITRE III : Les antennes Reconfigurables.

1	Introduction	83
2	Antennes Reconfigurables.....	85
2.1	Définition	85
2.2	Techniques de Reconfigurabilité	86

2.2.1	Diode PIN :	87
2.2.2	Diode Varicap :	88
2.2.3	Les MEMS (Micro- Electro- Mechanical Systems):	88
2.2.4	Commutateurs Optiques :	89
2.2.5	Matériaux Agiles :	89
3	Classification des antennes Reconfigurables	92
3.1.1	Antennes Reconfigurables en Fréquence	92
3.1.2	Antennes Reconfigurables en Diagramme de Rayonnement	92
3.1.3	Antennes Reconfigurables en Polarisation	93
4	Etude des cas des antennes reconfigurable en fréquence :	93
4.1	Commutation par diodes PIN :	95
4.2	Commutation par diodes varicap	96
4.3	Commutation par MEMS :	98
4.1	Commutation par photoconducteur	99
4.2	Commutation par matériaux agiles	100
5	Conclusion :	101
	Bibliographie	102

CHAPITRE IV : Etude et conception des antennes BE et ULB Reconfigurables.

1	Introduction	106
2	Etude et conception d'une antenne à bande étroite reconfigurable en fréquence.	106
2.1	Objectif de l'étude	106
2.2	Conception de l'antenne de base	107
2.2.1	Influence d'une fente à l'intérieur du patch rayonnent	108
2.2.2	Géométrie de l'antenne de base avec fentes circulaires	110
2.2.3	Description Du Logiciel De La Simulation :	111
2.3	Etude paramétrique.	112
2.3.1	Effet de la position du point chaud	112
2.3.2	Effet de la position des slots	113

2.3.3	Design de l'antenne finale	114
2.4	Conception de l'Antenne à bande étroite reconfigurable en fréquence.	115
2.4.1	Coefficient de réflexion	117
2.4.2	La distribution du courant surfacique.	118
2.4.3	Diagrammes de Rayonnement en 3D	119
2.5	Validation expérimentale de l'antenne	121
3	Etude et conception d'une antenne ULB à rejet de bandes reconfigurable.	124
3.1	Objectif de l'étude.....	124
3.2	Conception de l'antenne de base.....	124
3.3	Etude paramétrique :	126
3.3.1	Effet des dimensions de slot au niveau de plan de masse :	126
3.3.2	Effet de la longueur de plan de masse « L_G » :.....	129
3.3.3	Effet du paramètre « g » :	130
3.4	Antenne Optimisée :	131
3.5	Etude et conception d'une antenne ULB à bandes rejetées à base des cellules Metamateriaux :	133
3.5.1	Antenne avec résonateur en anneau fendu hexagonal H-SRR :	133
3.5.2	Antenne avec résonateur en anneau fendu complémentaire CC-SRR :	138
3.6	Antenne ULB à deux bandes rejetées :	141
3.7	Comparaison entre les résultats de simulation avec HFSS et CST STUDIO :	144
4	Etude et conception d'une antenne ULB à rejet de bandes reconfigurable.	145
4.1	Etude paramétrique.	146
4.2	Résultats de simulation.	147
5	Conclusion :	149
	Bibliographie	150
	CONCLUSION GENERALE	153

LISTE DES ABBREVIATIONS

AM: Amplitude Modulation
AMPS: Advanced Mobile Phone Service
CAN: Convertisseur Analogique Numérique
CCK: Complementary Code Keying
CDMA: Code Division Multiple Access
CQF: Commutation Quality Factor
CST: Computer Simulation Technology
DSP : Digital Signal Processor
EDGE: Enhanced Data Rates for GSM Evolution
ETSI: European Telecommunications Standards Institut
FCC: Federal Communications Commission
FET: transistors à effet de champ
FM: Frequency Modulation
GPRS: General Packet Radio Service
GPRS: General Packet Radio Services
GPS: Global Positioning System
GSM: Global System for Mobile Communication
HFSS: High-Frequency Structure Simulator
HSCSD: High Speed Circuit Switched Data
HSDPA: High-Speed Downlink Packet Access
ITU-R: International Telecommunications Union-Regulatory
LNA: amplificateur à faible bruit
LTE: Long Term Evolution
LTM: mémoire à long terme
MEMS: Micro- Electro- Mechanical Systems
MIM: Métal-Isolant-Métal
PDA: Personal Digital Assistant
PDC: Personal Digital Cellular
PIN (Positive Intrinsic Negative diode)
QAM : Quadrature Amplitude Modulation
QoI: Quality of Information
QPSK: Quadrature phase-shift keying
RC: Radio Cognitive
RF: Radio Fréquence
SDR: Software Defined Radio
SMA : Sub-Miniature version A
STM: mémoire à court terme
TNT: Télévision Numérique Terrestre
TS: Total Spectrum
UIT: Union Internationale des Télécommunications
ULB: Ultra-Large Bande
UMTS: Universal Mobile Telecommunications System
WiMAX: Worldwide Interoperability for microwave Access

WLAN: Wireless Local Area Network

WMAN: Wireless Metropolitan Area Network

WPAN: Wireless Personal Area Network

WWAN: Wireless Wide Area Network

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Architecture d'un récepteur pour une Radiocommunication Classique.....	07
Figure I.2 : Classification des réseaux sans fil.....	09
Figure I.3: Convergence des standards vers la radio logicielle.....	13
Figure I.4 : Schéma idéal d'un récepteur « radio-logicielle ».....	14
Figure I.5: Schema de l'architecture Software Defined Radio (SDR).....	15
Figure I.6: Les quatre principales architectures de récepteurs radio.....	16
Figure I.7. Charte d'allocation spectrale de la FCC	17
Figure I.8: Architecture de la radio cognitive.....	18
Figure I.9: Cycle de cognition a) de Mitola b) Simplifié.....	19
Figure I.10 : Composantes de la RC.....	21
Figure II.1 : Antenne comme dispositif de transition.....	26
Figure II.2: Circuit équivalent de l'antenne.....	29
Figure II.3 : Polarisation de l'onde électromagnétique.....	32
Figure II.4: structure d'une antenne patch.....	33
Figure II.5: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire	34
Figure II-6. Tendances de la bande passante d'un patch microruban monocouche à alimentation directe par rapport à la permittivité et à l'épaisseur du substrat [16].....	36
Figure II-7. Topologie de l'alimentation couplée de proximité.....	38
Figure II-8. S11 d'une antenne patch microruban couplée à proximité présentée dans la réf. [16].....	39
Figure II-9. Vue distribuée en 3D de l'antenne patch microruban alimentée par une ouverture.....	39
Figure II-10. Différentes formes utilisées pour la fente d'accouplement.....	41
Figure II-11. Amélioration de la bande passante en introduisant un patch factice couplé au patch actif tandis que la résonance de fréquences des deux résonateurs sont assez différentes [17].....	42
Figure II-12. Antenne patch microruban couplée à deux éléments parasites au niveau de la couche de rayonnement via les bords rayonnants.....	43
Figure II-13. Antenne patch microruban couplée à deux éléments parasites au niveau de la couche de rayonnement via les bords non rayonnants.....	44
Figure II-14. Antenne patch microruban couplée à quatre éléments parasites au niveau de la couche de rayonnement via les bords rayonnants et non rayonnants.....	45
Figure II-15. Topologie d'un patch en court-circuit chargé par un anneau annulaire [22].....	45
Figure II-16. Le concept d'empilement. Un patch empilé rectangulaire.....	46
Figure II-17. Tracé VSWR pour un échantillon d'antenne présenté à la Figure II-16 [17].....	47
Figure II-18. La configuration et la réponse en fréquence de l'antenne présentées dans la Réf. [17]...	48
Figure II-19. Bande passante d'impédance et efficacité des ondes de surface (SWE) par rapport à la constante diélectrique de la couche inférieure.....	49
Figure 20. La configuration générale d'une antenne patch à empilement d'ouverture [16].....	50
Figure II-21. Coefficient de réflexion de l'antenne patch à empilement d'ouverture présentée dans la réf. [16].....	50
Figure II-22. La configuration et les dimensions de l'antenne patch empilée à ouverture présentée dans [16, 23].....	51
Figure II-23. Coefficient de réflexion d'une antenne patch à empilement d'ouverture présentée dans [16, 23].....	51
Figure II-24. Antenne patch microruban à polarisation circulaire couplée à quatre bords à double alimentation [24, 25].....	52

Figure II-25. Amélioration de la bande passante AR par technique d'empilement.....	53
Figure II-26. Antenne patch microruban couplée par une ouverture.....	54
Figure II-27. Antenne patch couplée par une ouverture utilisant une seule fente tournée à 45° et un patch presque carré.....	55
Figure II-28. Patchs microruban disposés en formation de réseau log-périodique.....	56
Figure II-29. La configuration de l'antenne patch en forme de E présentée dans la Réf. [31].....	57
Figure II-30. L'impédance d'entrée et les distributions de courant correspondant aux deux modes de résonance.....	58
Figure II-31. Coefficient de réflexion, S11, de l'antenne échantillon conçue dans la réf. [31].....	58
Figure II-32. Antenne patch rectangulaire alimentée par une sonde en forme de L [34].....	59
Figure II-33. Le S11 simulé d'un échantillon d'antenne conçu dans la Réf. [34] sur la base de la configuration illustrée à la Figure II-32.....	59
Figure II-34. Antenne unipolaire microruban à fentes avec trois formes de fentes différentes	60
Figure II-35. Les coefficients de réflexion S11, des antennes échantillons conçues dans la réf. [35]...	61
Figure II-36. L'antenne unipolaire à microruban avec la masse défectueuse proposée présentée dans la réf. [42].....	62
Figure II-37. Le patch microruban défectueux en forme de D proposé présenté dans la réf. [44].....	62
Figure II-38. Échantillon fabriqué de patch microruban défectueux en forme de D présenté dans la réf. [44].....	63
Figure II-39. Le patch défectueux proposé en forme d'haltère présenté dans la réf. [43].....	63
Figure II-40. Variation de la réactance d'entrée du patch proposé dans la Réf. [43] vs fréquence et sa comparaison avec celle d'un patch classique.....	64
Figure II-41. Coefficient de réflexion d'un échantillon d'antenne conçu dans la réf. [43] et sa comparaison avec celle d'un correctif.....	65
Figure II-42: Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément rayonnant.	66
Figure II-43: Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de masse.	66
Figure II-44 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation.	66
Figure II-45 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant [45].....	66
Figure II-46 : Combinaison d'un élément d'antenne ULB avec les structures résonnantes à bande étroite pour rejeter des bandes de fréquence.....	67
Figure II-47: Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.....	68
Figure II-49 : Système de communications sans fils, à haut débit.....	69
Figure II-50: Système de communication de proximité.....	70
Figure II-51: Système DRACO.....	70
Figure II-52: Système ORION.....	71
Figure II-53: Principe de la détection de mines anti-personnelles grâce à un radar ULB.....	73
Figure II-54: Détection de véhicules à une intersection.....	73
Figure II-55: Détection de personnes ensevelie sous la neige par le système ALVA.....	74
Figure II-56 : Système de localisation ULB, commercialisé (a) émetteur et b) récepteur.....	76
Figure III.1: Densité spectrale de la bande 0 – 6 GHz.....	83
Figure III. 2: La rareté du spectre et leurs solutions.....	84
Figure III.3 Différents niveaux de reconfigurabilité	86
Figure III-4 : Diodes PIN commercialisables et sa schéma de la jonction	87
Figure III-5 : Symbole et exemple des diodes varactor commercialement disponibles.....	88
Figure III-6 : Photographie d'un commutateur MEMS fabriqué à XLIM (b) topologie.....	89
Figure III-7 : Variation de la résistivité en fonction de la température d'une couche mince de VO2	90
Figure III-8 : Schéma de l'orientation des molécules des cristaux liquides	91

Figure III- 9 : Différent type d'antennes reconfigurables.....	92
Figure III-10 : Coefficients de réflexion d'une antenne reconfigurable en fréquence.....	95
Figure III-11: (a) Structure d'une antenne monopole reconfigurable (b) prototype réalisé.....	96
Figure III-12 : Coefficients de réflexion de l'antenne monopole pour différents états des diodes PIN	96
Figure III-13 : Structure d'antenne bi-bande reconfigurable en fréquence.....	97
Figure III-14 : Coefficient de réflexion de l'antenne	97
Figure III-15 : Reconfiguration en fréquence d'une antenne fil plaque	98
Figure III-16 : Antenne reconfigurable	99
Figure III.17 : Antenne dipôle reconfigurable en fréquence grâce des photo-commutateurs	99
Figure III-18: Design de l'antenne intégrant un commutateur VO2	100
Figure IV.1 : Prototype de l'antenne proposée.....	107
Figure IV.2 : Antenne de base.....	108
Figure IV-3 : Patch rectangulaire avec une fente circulaire.....	109
Figure IV-4 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission.....	109
Figure IV-5 Circuit équivalent de l'antenne avec fente.....	109
Figure IV-6 : Evolution de l'antenne.....	110
Figure IV.7 : La fenêtre principale du logiciel HFSS.....	111
Figure IV-8 : Coefficient de réflexion en fonction de la position du point d'alimentation	113
Figure IV-9 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de la position de la fente	114
Figure IV-10 : La nouvelle conception de l'antenne proposée.....	115
Figure IV-11: Structure final de l'antenne	116
Figure IV-12 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents états.....	118
Figure IV-13 : Distribution des courants surfaciques.....	119
Figure IV-14 : Diagrammes de rayonnement 3D à 2.5, 3.6 et 5.2GHz.....	120
Figure IV-15 : Prototype des trois antennes fabriquées	121
Figure IV-16 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence.....	122
Figure IV-17 : Antenne ULB à deux rejets de bandes.....	124
Figure IV-18 : Géométrie de l'antenne proposée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	125
Figure IV-19 : Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne proposée.....	125
Figure IV-20 : : Diagramme de rayonnement simulé pour différentes fréquences.....	126
Figure IV-21 : Variation de la longueur de slot « L_s ».....	127
Figure IV-22: Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de « L_s ».....	127
Figure IV-23 : Variation de la largeur de slot W_s	128
Figure IV-24 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs W_s	128
Figure IV-25 : Variation de la longueur de plan de masse L_G	129
Figure IV-26 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de L_G	129
Figure IV-27: Variation de la largeur de gap g	130
Figure IV-28 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de g	130
Figure IV-29 : Géométrie de l'antenne optimisée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	131
Figure IV-30 : Coefficient de réflexion initial et optimisée.....	131
Figure IV-31 : Diagramme de rayonnement de l'antenne optimisée.....	132
Figure IV-34 : (a) Antenne associé à un couple de cellule H-SRR. (b) cellule résonnante H-SRR...	133
Figure IV-35 : Configuration de la cellule SRR mise dans une boîte de calcul HFSS.....	134
Figure IV-36: Coefficient de réflexion et de transmission de H-SRR.....	134

Figure IV-37 : La partie réelle de la perméabilité de H-SRR	136
Figure IV-38 : Antenne ULB proposée.....	136
Figure IV-39 : Le VSWR de l'antenne proposée.....	137
Figure IV-40 : Antenne associé à un couple de CC-SRR. (b) cellule résonnante C-SRR.....	137
Figure IV-41 : Configuration de la cellule CC-SRR mise dans une boîte de calcul HFSS.....	138
Figure IV-42 : Paramètre S de résonateur étudié.....	139
Figure IV-43 : La partie réelle de la perméabilité de CC-SRR	139
Figure IV-45 : Antenne ULB proposée.....	140
Figure IV-46 : Le VSWR de l'antenne proposée.....	140
Figure IV-47 : Géométrie de l'antenne proposée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	141
Figure IV-48 : Le VSWR de l'antenne ULB à deux bandes rejetées.....	142
Figure IV-49 : La distribution des courants de surface de l'antenne ULB à deux bandes	143
Figure IV-50 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés avec HFSS.....	143
Figure IV-51 : Paramètres VSWR simulé avec HFSS et CST de l'antenne à deux bandes rejetées	144
Figure IV-52: Diagramme de rayonnement simulé d'une antenne avec HFSS et CST à 3, 5, 7 et 9 GHz.....	145
Figure IV-53 : Insertion des rubans dans les résonateurs H-SRR et CC-SRR.....	145
Figure IV-54: Coefficient de réflexion du H-SRR avec et sans ruban.....	146
Figure IV-55: Coefficient de réflexion du CC-SRR avec et sans ruban.....	147
Figure IV-56 : Le VSWR de l'antenne ULB à deux bandes rejetées.....	148

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Caractéristiques des principaux systèmes de communications sans fil.....	09
Tableau III.1 Comparaison des performances de différents composants et matériaux agiles.....	91
Tableau IV.1 Dimensions de l'antenne de base.....	108
Tableau IV.2 Valeurs optimales de la position du point d'alimentation.....	113
Tableau IV.3 Dimensions de l'antenne finale.....	115
Tableau IV.4. Modes de fonctionnement de l'antenne selon l'état des diodes 'Slots'	116
Tableau IV.5. Résultats de simulation et de mesures.....	123
Tableau IV.6. Comparaison de l'antenne proposée avec d'autres modèles déjà publiés.....	123
Tableau IV.7: Dimensions de l'antenne proposée.....	125
Tableau IV.8: Valeurs de la longueur de slot 'L'	127
Tableau IV.9: Valeurs de la largeur de slot 'W'	128
Tableau IV.10: Valeurs de la longueur de plan de masse.....	129
Tableau IV.11: Valeurs de la largeur de gap.....	130
Tableau IV.12: Dimension de l'antenne optimisée.....	131
Tableau IV.13: Dimensions optimisées de résonateur étudié SRR.....	134
Tableau IV.14: Dimensions optimisées de résonateur étudié CC-SRR.....	138
Tableau IV.15: Modes de fonctionnement de l'antenne ULB reconfigurable	148

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années ont vu une évolution très rapide des réseaux de télécommunication et aussi, l'apparition de nouveaux standards et services tels que LTE (Long Term Evolution) et WiMAX (Worldwide Interoperability for microwave Access), cette diversité des normes et standards de communication entraîne l'utilisation de plusieurs antennes de réceptions et, ou d'émissions, dédiées chacune à une bande de fréquence spécifique dans la chaîne de transmission. Néanmoins, cette solution implique l'agrandissement de la taille physique de l'appareil avec une influence directe sur son coût, sa consommation énergétique et sa complexité. Pour répondre à ces défis d'encombrement, coûts et efficacité énergétique, une nouvelle technique 'Radio Cognitive' s'oriente vers l'utilisation des systèmes antennaires reconfigurables fonctionnant sur plusieurs standards et normes et qui permettent de réduire considérablement la taille, la consommation et le coût des terminaux mobile.

Dans ce contexte expliqué ci-dessous et suite aux contraintes liées à la fabrication et aux constructeurs des terminaux mobiles, plusieurs actions ont été menées pour évoquer de nouvelles solutions.

L'objectif de cette thèse est de présenter notre contribution à l'étude et à la conception d'antennes pouvant recueillir différents standards pour les applications Radio Cognitive. Les principaux axes de recherche abordés dans ce manuscrit sont structurés en quatre chapitres.

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à la présentation de la technologie Radio Cognitive et leurs principales applications. Après une histoire sur la naissance de cette technologie ainsi que les différentes phases de son développement, du début confidentiel durant les années 80 et 90 jusqu'à l'enlèvement de la confidentialité vers 2020, sont présentés. On passe par la suite à la présentation des avantages de RC; la réglementation et les normes sont aussi présentés. On termine ce chapitre par une exposition des divers types d'applications de la radio logiciel.

Le deuxième chapitre propose un état de l'art des antennes dédiées aux applications radio cognitive, La première partie de ce chapitre est consacrée dans un premier temps à des rappels sur les caractéristiques et les paramètres électriques de l'antenne, après on dressera un état de l'art des antennes imprimées existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes et certaines techniques permettant d'améliorer leurs performances. Nous présenterons les antennes indépendantes de la fréquence qui présentent la propriété d'être dimensionnées identiquement à toutes les fréquences. Ensuite, les antennes élémentaires de

INTRODUCTION GENERALE

forme élargie, les antennes directives, les antennes à transition progressive, les antennes cornets et les antennes fractales ULB, pour les applications ULB seront présentées.

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

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude et la conception de deux antennes reconfigurables en fréquence. La première est une antenne patch circulaire à bande étroite conçue et expérimentalement caractérisée, l'insertion de six diodes PIN entre les fentes et l'élément rayonnant a permis d'obtenir trois bandes de fréquences. Quant à la deuxième structure, c'est une antenne planaire ULB à deux rejets de bandes reconfigurables, et pour éviter les interférences entre les systèmes de communications radio existants, deux couples de cellule résonnant H-SRR (Hexagonal Split Ring Resonator) et CC-SRR sont introduit dans l'antenne ULB optimisée afin de rejeter les deux bandes WiMAX et WLAN. L'agilité des bandes rejetées est assurée par des RF-MEMS switches.

CHAPITRE 1 :

Vers des radios logicielle et cognitive

1 Introduction

Les systèmes de communications numériques sans fils tendent à intégrer de plus en plus d'applications tel que l'Internet, GSM, Radio-TV, TNT et le GPS..., tout en fonctionnant sur plusieurs normes et standards. Cette évolution implique une reconfigurabilité en ligne des récepteurs à l'aide d'une programmation logicielle et intelligente. Toutefois, si cette nouvelle notion permet d'étendre l'échelle des services offerts aux utilisateurs, elle représente pour les constructeurs un défi technique qui est le suivant:

Comment pouvons-nous fournir à l'utilisateur un terminal unique capable d'évoluer avec les multiples normes et standards de radiocommunication ?

La réponse à cette question est l'utilisation dans un même terminal des composants matériels dédiés à chacun de ces normes et standards, cette technique s'appelle la technique «Velcro», mais dans la pratique, elle présente deux inconvénients majeurs qui sont:

- L'augmentation des coûts de fabrication.
- Elle n'autorise pas la prise en compte de nouveaux standards et normes.

La radio cognitive a été créée pour répondre à ces deux problèmes de la technique «Velcro». Dans la première partie de ce chapitre, et après une introduction au système de radiocommunication classique, le document s'attarde sur l'évolution des normes et standards. Ensuite, et dans le but de proposer des architectures génériques et universelles utilisables pour plusieurs standards et normes, un aperçu détaillé sur la Radio Logicielle et Cognitive fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

2 Système de radiocommunication classique

Les systèmes de radiocommunications sont apparus à la fin du dix-huitième siècle avec l'innovation du téléphone fixe (filaire) par G. BELL et E. GRAY en 1876, ensuite par la découverte des ondes radios par le physicien allemand H. HERTZ en 1878 puis l'établissement par Guglielmo Marconi des premières liaisons radio en 1895 sur un peu plus de 2 km et en 1901 à travers l'Atlantique [1] [2]. C'est un système basé sur l'utilisation des ondes radioélectriques pour transmettre des données ou informations entre deux points distants. Techniquement parlant, L'onde radio est une onde électromagnétique dont la fréquence est inférieure à 300 GHz qui est inversement proportionnelle à la longueur d'onde dans le vide (elle est supérieure à 1 millimètre). Afin d'éviter toutes formes d'anarchies des communications par ondes radios, leur utilisation est régie par l'UIT (Union Internationale

des Télécommunications). On parle de la réglementation du domaine des radiocommunications. Cette organisation affecte les bandes de fréquences à des services différents tels que la transmission de données, la télémessure, la télécommande, la téléphonie, la radiodiffusion sonore, la télévision (vidéo), etc. Par conséquent, le spectre des fréquences a été découpé en plusieurs bandes de fréquences dont les noms sont normalisés [2] [3]. Ainsi, chaque bande est découpée en plusieurs sous-bandes fréquentielles, où chacune de ces sous-bandes est réservée à une utilisation spécifique.

2.1 Concept d'un système de radiocommunication

Un système radiocommunication est un réseau dans lequel au moins deux terminaux peuvent communiquer sans liaison filaire ou optique. L'avantage primordial que représentent les réseaux sans fil est la mobilité. Cette mobilité permet aux utilisateurs de maintenir leur communication sur une zone plus ou moins étendue mais avec des limites en vitesse et en distance. Ce système permet aussi d'éviter la complexité d'installation des réseaux comme dans le cas des réseaux filaires (Bâtiments en dur, les chemins de câbles terriens, les caniveaux, connecteurs, équipements lourds... etc.). Les paramètres principaux qui permettent de définir les exigences d'un système de communication sans fil sont:

- ✓ la distance entre l'émission et la réception.
- ✓ le débit de la communication c'est-à-dire la quantité d'informations à transmettre et enfin.
- ✓ le type de communication qui peut être un transfert de données comme dans l'internet ou une communication vocale en télécommunication mobile.

La figure I.1 montre un récepteur de type superhétérodyne dans un système de radiocommunication classique, utilisant des composants matériels spécialisés à un type de traitement. Les chaînes de transmission permettant l'accès aux standards existants sont conçues à base de composants ASIC pour obtenir le maximum de performance pour le minimum de consommation électrique. Ce type de concept n'est pas évolutif et n'autorise pas la prise en compte de nouveaux standards. Le support de plusieurs standards se fait par duplication physique des récepteurs. Ceci nécessite le changement d'équipement à chaque saut technologique pour l'utilisateur et la mise à jour d'équipement au sein des stations de base pour les fournisseurs.

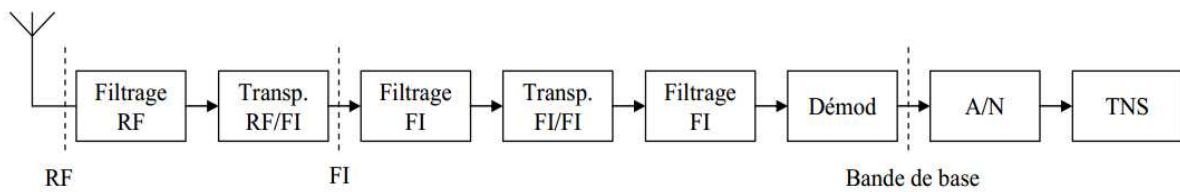


Figure I.1 : Architecture d'un récepteur pour une Radiocommunication Classique.

2.2 Evolution des Normes et standards

Depuis les premières pratiques de Marconi à la fin du dix-huitième siècle jusqu'à la fin des années soixante dix, les communications sans fil entre deux éléments mobiles ont été délimitées à des applications professionnelles. Il a fallu attendre les années quatre vingt avant de voir la naissance de la téléphonie cellulaire mobile 1G (Première Génération), totalement analogiques comme l'Advanced Mobile Phone Service(AMPS). Néanmoins, les ressources spectrales réduites, la durée de vie très courte des batteries et le coût du téléphone portable, ont été des contraintes qui ont restreint les débuts du développement des téléphones portables de première génération. La deuxième génération des systèmes cellulaires est apparue au début des années 90 avec le PCS (Personal Communication System, États-Unis), le GSM (Global System for Mobile communications, Europe) [4], et le PDC (Personal Digital Cellular, Japon). Par rapport à la norme de première génération, la norme '2G' a permis l'essor des communications mobiles en plus d'autres performances tel que l'efficacité spectrale, la sécurité des communications et la fonctionnalité qui sont les plus importantes. Malgré ça, le débit de ce standard reste faible, il permet principalement une émission-réception vocale, ou des services simples tel que les SMS et MMS qui sont prévus initialement pour des applications de transport de la voie et de données à faibles débits (9600 bits/s) dans la bande de fréquence (935-960 MHz) ou (890-915 MHz). Cependant, la demande de nouveaux systèmes de transmission de données plus rapides a été vite octroyée et la norme 'GSM' a été dotée de nouvelles fonctionnalités comme le HSCSD (High Speed Circuit Switched Data), GPRS (General Packet Radio Service) et EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution). Le HSCSD est une fonctionnalité basé sur la commutation de circuits qui n'a pas eu de réussite commerciale c'est pour cela elle a été abandonné. En 2002, La norme 'GPRS' a été introduite à large échelle, le 'GPRS' est basé sur la commutation de paquets et considéré quand un système d'une génération nommée 2.5G. L'EDGE représente l'évolution du GPRS, c'est une norme pour le téléphone mobile qui est présenté comme la génération 2,75G.

Après l'apparition de ces nouvelles normes, un nouveau standard encore plus performant a été créé par l'ITU-R (International Telecommunications Union-Regulatory) qui est le standard UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). C'est un système cellulaire de la troisième génération (3G), il a été principalement élaboré et conçu afin de satisfaire la transmission des données multimédia tel que l'accès à Internet et aux réseaux d'entreprise, à des services de messageries, la visioconférence, les jeux de réseaux,... . Ce standard de communication mobile 3G est basée sur la technique W-CDMA et permet un transfert de données élevé allant théoriquement jusqu'à 2 Mbits/s [5]. L'UMTS ajuste au cours d'une communication, sa puissance de sortie en fonction de la distance entre le téléphone mobile et la station de base, afin d'économiser l'énergie. Une autre évolution du standard UMTS a été établie, c'est le HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) qui est considéré comme le standard 3.5G des télécommunications mobiles et grâce à sa modulation en 16-QAM, autorise des débits de 10 Mbits/s alors que le débit maximum permis sur une liaison UMTS est de 2 Mbits/s pour une bande passante de 5MHz [2]. Puis il a évolué vers L'HSPA+ (High Speed Packet Access Plus) et parfois nommée 3G Dual Carrier ou 3G++ ou aussi 3.75G, c'est une norme de téléphonie mobile qui peut atteindre en téléchargement des débits théoriques de 21 Mbit/s.

Enfin, de la 3G à la quatrième génération '4G' c'est la norme LTE (Long Term Evolution) qui vise des débits élevés, de l'ordre de 70 Mbps pour un canal de 20 MHz en voie montante qui réfère aux communications depuis le terminal mobile vers la station de base et il atteint les 300 Mbps en voie descendante pour des communications depuis la station de base vers le terminal mobile) [6]. Après le LTE il vient le LTE-Advanced qui est capable de fournir des débits en voie descendante (En téléchargement) plus de 100 Mb/s pour un terminal en mouvement et supérieurs à 1 Gb/s à l'arrêt.

En plus, on peut classer dans ce même sens, le réseau IEEE802.16 (WiMAX) qui peut être considéré comme une partie de la quatrième génération (4G) des systèmes de téléphonie mobile. C'est un standard qui permet un débit théorique de 70 Mbits/s sur une distance moyenne de 50 km au maximum, tout en s'appuyant sur des modulations différentes et cela en fonction de l'état et les méthodes d'accès au canal radio. En plus de tous les réseaux mobiles ainsi que leurs générations, nous avons aussi les réseaux locaux sans fil qui font l'actualité dans la vie quotidienne à travers le WIFI, le Bluetooth, etc...

Le Tableau I.1 montre les principaux systèmes de communication sans-fil grand public ainsi que leurs fréquences de fonctionnement [7].

Groupe	Standard	Tx (MHz) Rx (MHz)	Débit
WLAN	WiFi	802.11a	54 Mbit/s
		802.11b	11 Mbit/s
		802.11g	54 Mbit/s
	HiperLAN2	5150-5350 / 5470-5725	54 Mbit/s
WPAN	UWB	3100-10600	480 Mbit/s
	Bluetooth	2402-2480	723 Kbit/s
	Zigbee	868-868,6	28/250 Kbit/s
		2412-2472	
WMAN	WiMAX	2000-11000	70 Mbit/s
WWAN	GSM	GSM900	14.5 Kbit/s
		DCS1800	115 Kbit/s
		PCS1900	
	EDGE	1710-1785 / 1805-1880	384 Kbit/s
	UMTS	1920-1980 / 2110-2170	100 Mbit/s
	LTE	2500-2700	50 Mbit/s

Tableau I.1 : Caractéristiques des principaux systèmes de communications sans fil.

L'essentiel des systèmes radiocommunications peut se résumer en quatre catégories selon le périmètre géographique (appelé zone de couverture) offrant une connexion comme le présente la figure I.2:

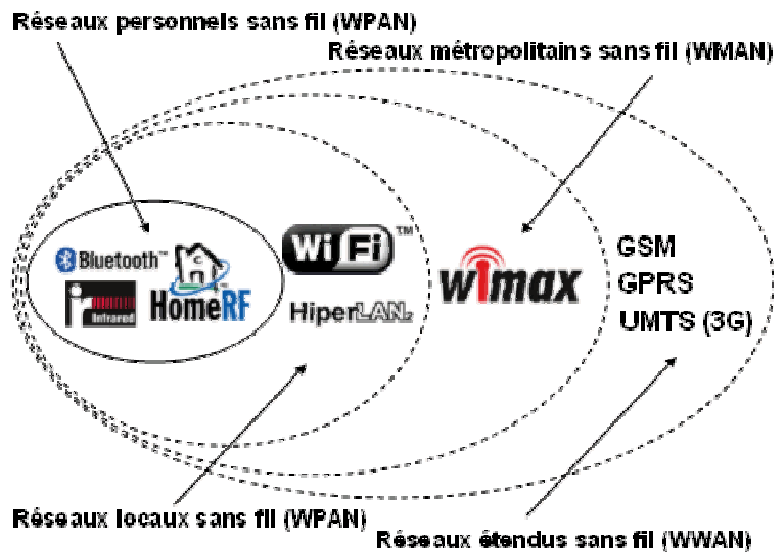


Figure I.2 : Classification des réseaux sans fil.

2.2.1 Réseaux personnel

Les réseaux personnels sans fil ou Wireless Personal Area Network (WPAN), sont des réseaux sans fil à très faible portée, de l'ordre d'une dizaine de mètres. Ils sont le plus souvent utilisés à faire communiquer entre eux des matériels présents sur une personne (par exemple une oreillette et un téléphone portable). Ils sont également utilisés pour relier des équipements informatiques entre eux sans liaison filaire : par exemple pour relier une imprimante ou un PDA (Personal Digital Assistant) à un ordinateur de bureau ou faire communiquer deux machines très peu distantes [8].

Il existe plusieurs technologies permettant la mise en œuvre de tels réseaux qui sont :

✓ **Bluetooth :**

La norme Bluetooth (pris en charge par IEEE 802.15.1) est une technologie de moyen débit, elle permet d'atteindre un débit maximal théorique de 1Mbps (environ 720Kbps effectif) à basse consommation énergétique. Bluetooth utilise la bande de fréquence 2.4GHz avec une couverture entre 10 et 30 mètres. Cette technologie permet de créer un réseau de 8 appareils en communication simultanée. La petite taille des composants Bluetooth lui permet d'être inséré dans des équipements tels que les claviers et les souris sans fil, les kits main libre ou écouteur et le transfert de données entre un pc et les PDA (Personal digital assistant) ou téléphones mobiles...etc. [9].

✓ **HomeRF :**

Comme son nom l'indique, HomeRF est une norme de réseau destinée à un usage domestique pour partager un accès à Internet ou transporter des communications téléphoniques DECT3. Il a été lancé par le consortium industriel formé entre autres par HP, IBM, Siemens, Proxim, Compaq, Intel et Microsoft. HomeRF proposait une couche physique travaillant dans la bande des 2,4 GHz, en FHSS (à 50 sauts par secondes), sur une modulation de type 2-FSK ou 4-FSK. Le débit bande de base est de 1 Mbits/s ou 2 Mbits/s, suivant la modulation utilisée, avec une portée typique de l'ordre d'une cinquantaine de mètres. HomeRF n'a pas connue de succès et a été abandonnée [10].

2.2.2 Réseaux locaux

Depuis le développement des normes qui offrent un haut débit, les réseaux locaux sans fil ou Wireless Local Area Network (WLAN) sont généralement utilisés à l'intérieur d'une entreprise, d'une université, mais également chez les particuliers. Ces réseaux sont principalement basés sur les technologies suivantes :

✓ **IEEE 802.11, WiFi (Wireless Fidelity) :**

IEEE 802.11 [11] est un standard de réseau sans fil local proposé par l'organisme de standardisation Américain IEEE. La technologie 802.11 est généralement considérée comme la version sans fil de 802.3 (Ethernet). La technologie 802.11 a connu beaucoup d'évolutions, notamment la 802.11.a et la 802.11b qui proposent une amélioration de la norme initiale en introduisant la modulation CCK (Complementary Code Keying) dans la bande des 2,4 GHz. Deux nouveaux débits sont alors disponibles, 5,5 Mbits/s et 11 Mbits/s sur une portée de quelques dizaines de mètres environ. Le 802.11b est l'amendement de 802.11 qui a donné sa popularité au WiFi. Bien que 802.11b soit encore largement utilisé, il est maintenant supplanté par 802.11g. Ce dernier constitue une amélioration directe de 802.11b avec un débit bande de base de 54 Mbits/s sur la bande des 2,4 GHz.

✓ **Hiperlan 1 & 2 :**

Élaboré par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institut), Hiperlan est exclusivement une norme européenne. La technologie de Hiperlan exploite la bande de fréquence de 5Ghz et les débits changent selon la version, ainsi : Hiperlan1 apporte un débit de 20 Mbit/s et Hiperlan2 offre un débit de 54 Mbit/s sur une portée d'action semblable dans celui de la Wi-Fi (100 mètres) [8].

2.2.3 Réseaux métropolitains

Les réseaux métropolitains sans fil ou Wireless Metropolitan Area Network (WMAN) sont aussi connus sous l'appellation de boucle locale radio (BLR). Les réseaux basés sur la technologie IEEE 802.16 ont une portée de l'ordre de quelques dizaines de kilomètres (50km de portée théorique annoncée) et un taux de transmission radio théorique pouvant atteindre 74 Mbit/s pour IEEE 802.16, plus connu sous le nom commercial de WiMAX [8].

2.2.4 Réseaux étendus

Les réseaux sans fil (WWAN pour Wireless Wide Area Network) Cette catégorie possède assez peu de technologies à l'heure actuelle. Les seules technologies de WWAN disponibles sont des technologies utilisant les satellites géostationnaires ou en orbite basse pour relayer l'information entre plusieurs points du globe [8]. Les principales technologies sont les suivantes :

✓ **GSM :**

GSM est l'abréviation de (Global System for Mobile Communication), c'est une norme établie en commun par les opérateurs européens depuis 1982, ayant pour objectif le développement d'un système de téléphonie mobile permettant des communications outre-mer.

La communication a lieu par un paquet d'onde ayant deux fréquences : 900 MHz et 1800 MHz. Le GSM se distingue par plusieurs spécificités, le premier est l'aspect numérique du réseau, qui offre une qualité supérieure grâce à sa résistance aux interférences. La deuxième spécificité du réseau de GSM réside dans sa configuration cellulaire. Le territoire est subdivisé en petites cellules attachées les unes aux autres. Chaque cellule se voit assigner un certain nombre de canaux permettant les communications [8] ;[12].

✓ **GPRS :**

Le GPRS (General Packet Radio Services) est une technologie de radiocommunication par commutation de paquets pour les réseaux de GSM. Les connexions des services de GPRS sont toujours ouvertes afin d'offrir aux utilisateurs des terminaux mobiles une disponibilité de réseau identique à celle qu'ils pourraient atteindre par des réseaux d'entreprise. Le GPRS offre une connectivité d'IP de bout en bout, du terminal GPRS jusqu'à n'importe quel réseau IP. Les terminaux peuvent être intégrés efficacement aux réseaux Internet. La vitesse "utile" sera d'environ 40 Kb/s (vitesse maximum : 171 Kb/s), l'un ou l'autre est quatre fois supérieure à celle du GSM [8].

✓ **UMTS :**

UMTS L'abréviation de « Universal Mobile Telecommunications System», l'UMTS désigne une nouvelle norme de téléphonie mobile. Le principe de l'UMTS consiste à exploiter une bande de fréquences plus grande pour faire transmettre plus des données et donc obtenir un débit plus important. En théorie, il peut atteindre 2 Mb/s. La norme d'UMTS exploite de nouvelles bandes de fréquences situées entre 1900 et 2200 MHz. Cette technologie permet de faire passer des données simultanément et offre alors des débits nettement supérieurs à ceux atteints par le GSM et le GPRS [8].

3 De la radiocommunication classique à la radio logicielle

Il est clair qu'à partir des paragraphes précédents, il existe un nombre important de normes et standards de télécommunication et ceci sans parler des futurs standards. Par conséquent et comme il est dit dans l'introduction de ce chapitre; le défi technique réside dans la conception d'un terminal unique flexible et versatile comme illustré dans la figure I.3, mais aussi capable de naviguer entre les multiples standards de radiocommunication actuels et futurs [13]. Cette tâche semble un peu difficile, car chaque standard se distingue par les services proposés, les bandes fréquentielles utilisées, les modulations, les codages et un ensemble de paramètres qui est spécifique à chacun d'eux.

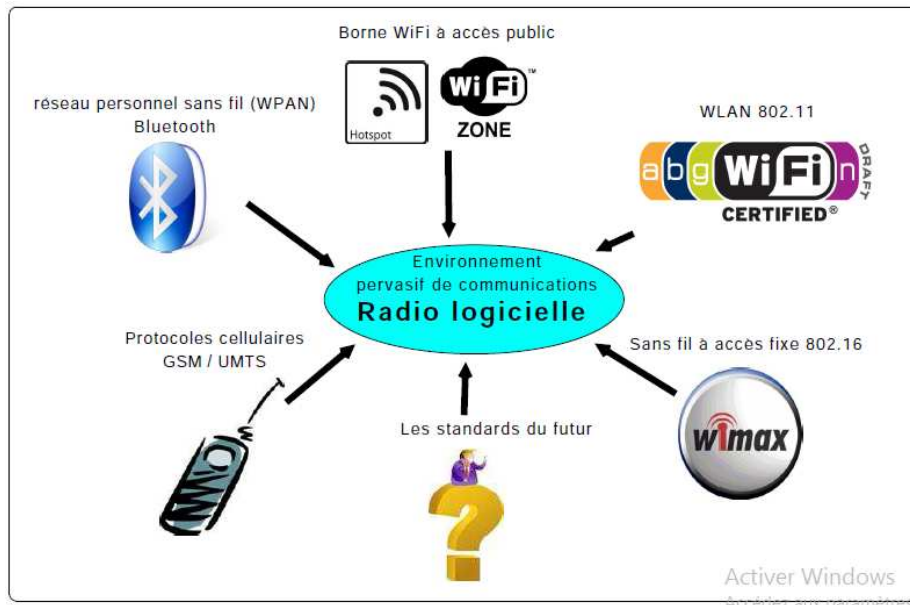


Figure I.3: Convergence des standards vers la radio logicielle

3.1 Les principales caractéristiques des systèmes radiocommunications

3.1.1 La fréquence de travail des voies montantes et descendantes :

C'est la fréquence qui impacte les antennes, elle correspondre aux fréquences d'émission et de réception.

3.1.2 Le type de modulation et de codage :

Le premier type de modulation apparu est la modulation analogique AM (Amplitude Modulation), puis FM (Frequency Modulation). Avec le développement des technologies intégrées sur silicium, la modulation analogique a rapidement été remplacée par des modulations de type numérique. Le traitement numérique permet une plus grande précision, le développement de codes correcteurs d'erreurs et une plus grande simplicité de réalisation. Au nombre des modulations numériques, on compte aujourd'hui le CDMA (Code Division Multiple Access), le QPSK (Quadrature phase-shift keying), etc.

3.1.3 La largeur de bande :

C'est la bande de fréquence qui contient les informations utiles. Elle est directement liée au débit [14]. La création de nouveaux services (multimédia, internet, etc.) exige l'utilisation de largeurs de bandes de plus en plus importantes.

3.1.4 La largeur du canal :

La bande est découpée en sous bandes, ces sous bandes constituent les canaux. Chaque canal est réservé à un seul utilisateur, sauf dans le cas récent de la modulation CDMA qui permet à plusieurs utilisateurs d'employer le même canal.

3.2 Concept de la radio logicielle

Le concept de la radio-logicielle a été introduit par J.Mitola [15, 16]. Ce concept mettant en jeu des communications sans fil vise à rendre les réseaux et les terminaux intelligents et indépendants dans le but d'en simplifier l'utilisation. Ce concept repose sur la programmation logicielle des fonctionnalités de base de l'interface de radiocommunication réalisée actuellement par des circuits matériels dédiés (ASIC). Cette programmation doit définir : la fréquence porteuse, la largeur de bande du canal de radiocommunication, le type de modulation et de codage. Le schéma idéal d'un terminal de radiocommunication, selon le concept radio-logicielle, comporte (voir figure I.4) :

- une antenne, un filtre passe-bande BPF et un amplificateur à faible bruit LNA, dont la réalisation se fait dans le domaine analogique.
- un CAN et un processeur numérique DSP qui permet la reprogrammation pour l'adaptation à de multiples standards.

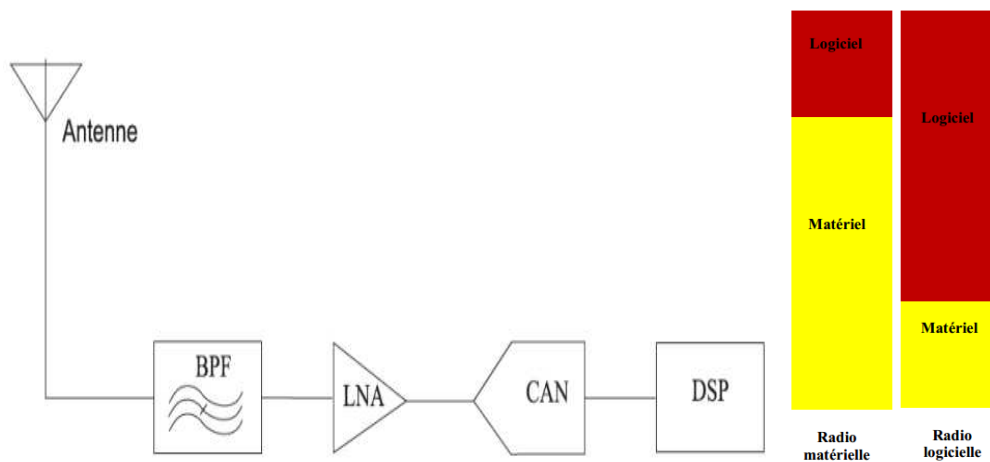


Figure I.4 : Schéma idéal d'un récepteur « radio-logicielle ».

La réalisation de ce type d'architecture est difficile. Les difficultés majeures résident dans :

- la mise en œuvre d'un CAN large bande qui soit le plus en amont possible dans la chaîne de réception pour réduire la partie réalisée dans le domaine analogique du récepteur,

– la nécessité d’une dynamique de conversion plus grande, du fait de la présence de brouilleurs potentiels devant les signaux utiles,

– le remplacement des circuits intégrés à application spécifique (ASICs) par des DSPs (implantation logicielle) dans le but de réaliser le plus possible de fonctionnalités de radiocommunication par logiciel [17, 18, 19].

Compte tenu de ces difficultés pour la réalisation du concept de radio-logicielle, une alternative nommée SDR (Software Defined Radio) a été présentée par les concepteurs en téléphonie mobile. Elle est constituée, comme le montre le schéma de la figure 1.5, d’un étage RF analogique, d’un étage à fréquence intermédiaire IF et d’un traitement en bande de base sur des DSP pour assurer la programmabilité du récepteur. Cependant, cette architecture ne garantit un fonctionnement multistandard que pour le traitement en bande de base puisqu’il est programmable grâce à son implantation logicielle. Ainsi, de nouvelles architectures font l’objet de recherches actives [20].

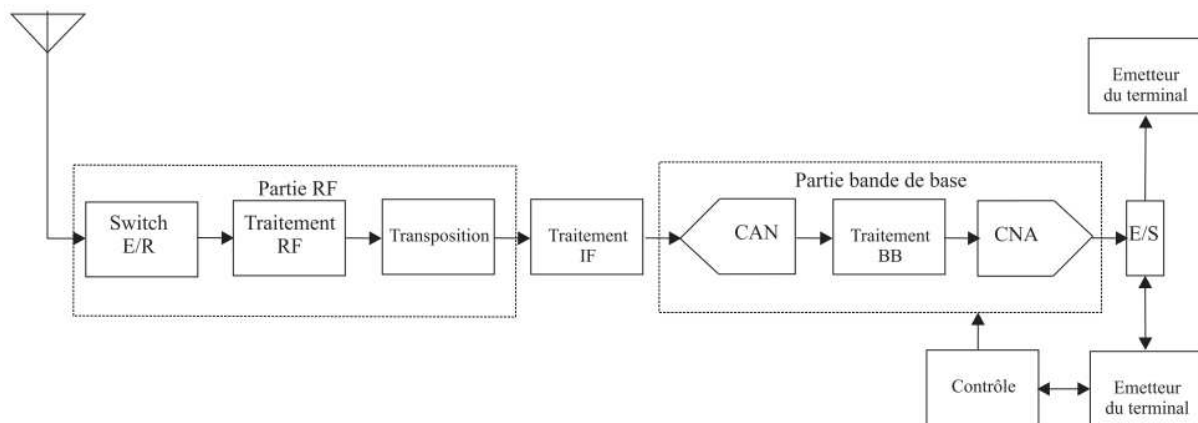


Fig. 1.5: Schema de l’architecture Software Defined Radio (SDR).

3.3 Les architectures radio logicielle

La radio logicielle est un ensemble de techniques visant à répondre aux évolutions des radiocommunications. Suivant l'architecture de l'émetteur, on peut distinguer plusieurs déclinaisons du principe de la radio logicielle, de la structure superhétérodyne (Figure I.6.a) à celle de la radio logicielle idéale (Figure I.6.b) en passant par les deux versions de la radio logicielle restreinte (Figure I.6.c et d).

La radio logicielle idéale est optimale car la conversion numérique analogique est directement effectuée en radio fréquence, suivie de processeurs. La radio logicielle restreinte est celle correspondant à une numérisation en fréquence intermédiaire (ou bande de base dans

le cas extrême). Dans le cas idéal, une large bande de fréquence est alors directement numérisée englobant ainsi plusieurs signaux associés à différents standards. Cette fonctionnalité fait alors référence à un système dit multistandard, capable d'opérer selon différents modes et offrant plusieurs services. Le passage d'un mode à un autre est alors possible à condition que les processeurs de traitement du signal soient reconfigurables par téléchargement des logiciels associés aux normes des standards.

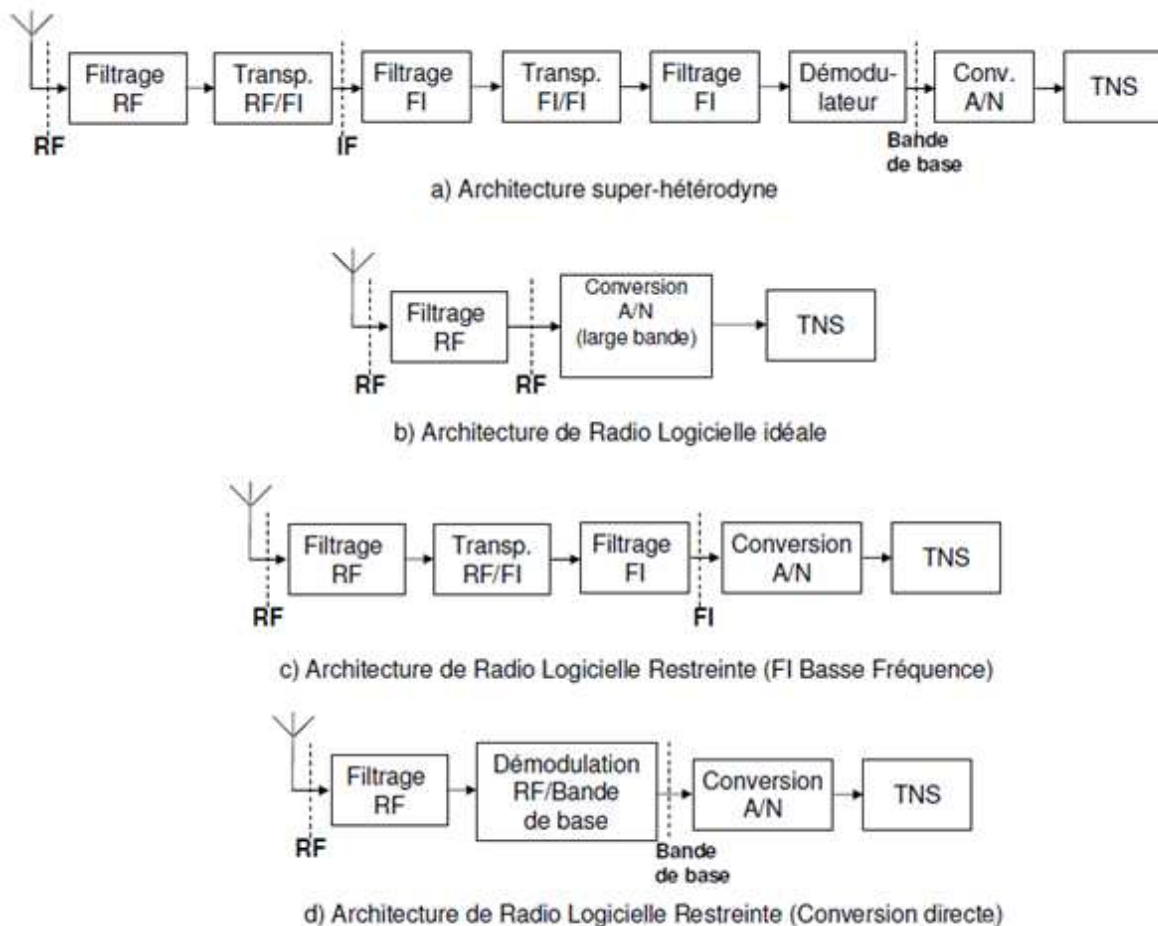


Figure I.6: Les quatre principales architectures de récepteurs radio

4 Vers une radio cognitive

Le développement et l'évolution rapide des technologies sans fil ont entraîné une forte demande en termes de ressources spectrales. La charte d'allocation des fréquences de l'organisme de régulation américain, la Federal Communications Commission (FCC), illustrée par la figure I.7, montre que la plupart des bandes de fréquences sont occupées par diverses applications. Le spectre radio est donc devenu aujourd'hui une ressource rare et très encombrée, au moins réglementairement. En contrepartie, des études récentes de la FCC [21]

ont également montré que l'utilisation des fréquences attribuées variait beaucoup, de 15 % à 85 %, selon les zones géographiques.

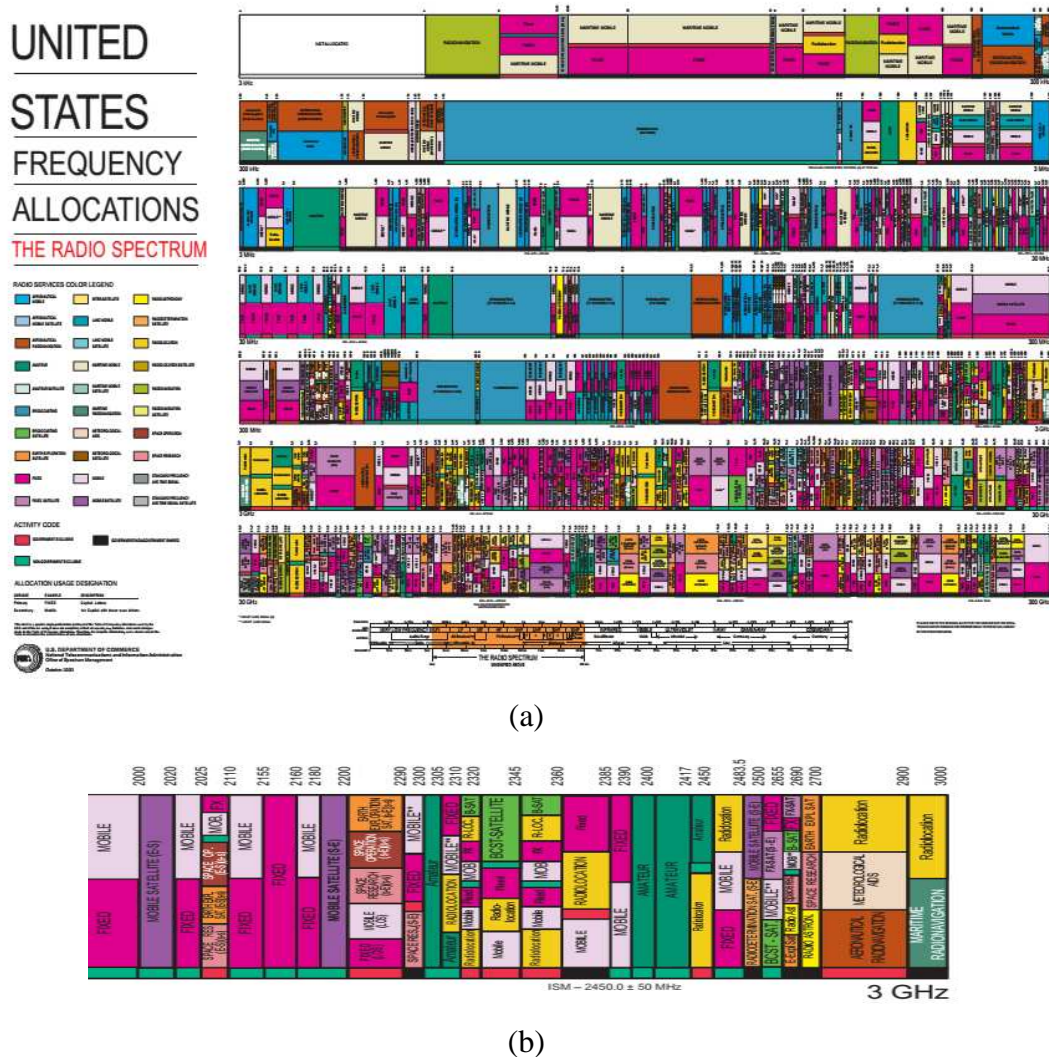


Figure I.7. Charte d'allocation spectrale de la FCC :
a) Vision globale ; b) Zoom dans la bande 2 à 3 GHz

Dans ce contexte, la radio cognitive est une technologie émergente en matière d'accès sans fil, visant à améliorer considérablement l'utilisation du spectre radio en permettant d'y accéder de manière opportuniste. Le concept de radio cognitive a été introduit en 1998 par Mitola [22,23] qui le définit comme un système radio conscient de son environnement, capable de modifier son comportement pour suivre des stratégies complexes. Fin 2003, la FCC a validé ce concept en le redéfinissant avec de légères variations [24]. L'idée de la radio cognitive est de disposer d'un système qui peut interagir avec son environnement radio afin de s'y adapter, d'y détecter les fréquences libres et de les exploiter. La radio cognitive est une

évolution de la radio logicielle (SDR, *Software Defined Radio*) dans laquelle les fonctions typiques de l'interface radio généralement réalisées en matériel, telles que la fréquence porteuse, la largeur de bande du signal, la modulation et l'accès au réseau sont réalisés sous forme logicielle. La radio logicielle moderne intègre également l'implantation logicielle des procédés de cryptographie, codage correcteur d'erreur, codage source de la voix, de la vidéo ou des données.

4.1 Architecture de la RC

Mitola a défini l'architecture d'une radio cognitive par un ensemble cohérent de règles de conception par lequel un ensemble spécifique de composants réalise une série de fonctions de produits et de services.

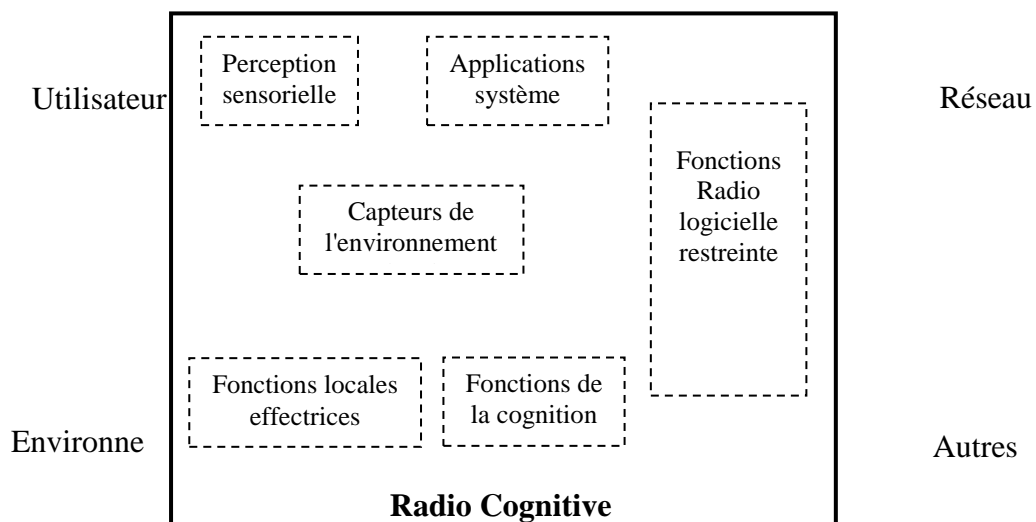


Figure I.8: Architecture de la radio cognitive

Les six composantes fonctionnelles de l'architecture d'une radio cognitive sont:

1. La perception sensorielle (Sensory Perception : SP) de l'utilisateur qui inclut l'interface haptique (du toucher), acoustique, la vidéo et les fonctions de détection et de la perception.
2. Les capteurs de l'environnement local (emplacement, température, accéléromètre, etc.).
3. Les applications système (les services médias indépendants comme un jeu en réseau).
4. Les fonctions SDR (qui incluent la détection RF et les applications radio de la SDR).

5. Les fonctions de la cognition (pour les systèmes de contrôle, de planification, d'apprentissage).
6. Les fonctions locales effectrices (synthèse de la parole, du texte, des graphiques et des affiches multimédias).

4.2 Cycle de cognition

La composante cognitive de l'architecture de la radio cognitive comprend une organisation temporelle, des flux d'inférences et des états de contrôle.

Ce cycle synthétise cette composante de manière évidente. Les stimuli entrent dans la radio cognitive comme des interruptions sensorielles envoyées sur le cycle de la cognition pour une réponse. Une telle radio cognitive observe l'environnement, s'oriente, crée des plans, décide, et puis agit.

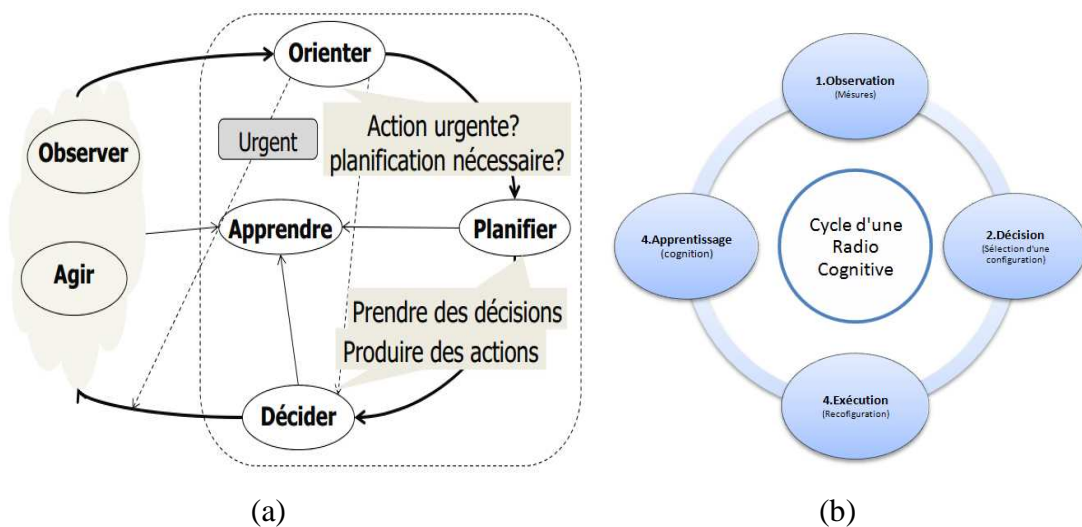


Figure I.9: Cycle de cognition a) de Mitola b) Simplifié.

4.2.1 Phase d'observation (détecter et percevoir)

La Radio Cognitive observe son environnement par l'analyse du flux de stimuli entrant. Dans la phase d'observation, la RC associe l'emplacement, la direction, le niveau du signal, et ainsi de suite pour en déduire le contexte de communication. Cette phase lie ces critères à des expériences antérieures pour discerner les modèles au fil du temps. La radio cognitive rassemble les expériences en se souvenant de tout.

4.2.2 Phase d'orientation

La phase d'orientation détermine l'importance d'une observation en liant à celle-ci une série connue de stimuli. Cette phase fonctionne à l'intérieur des structures de données qui sont

analogues à la mémoire à court terme (STM), que les gens emploient pour s'engager dans un dialogue sans forcément se souvenir de tout à la même mesure que dans la mémoire à long terme (LTM). Le milieu naturel fournit la redondance nécessaire pour lancer le transfert de la STM à la LTM. La correspondance entre les stimuli courants et les expériences stockées se fait par reconnaissance des stimuli ou par reliure.

4.2.3 Phase de planification

La plupart des stimuli sont traités avec délibérative plutôt qu'avec réactivité. Un message entrant du réseau serait normalement traité par la génération d'un plan (dans la phase de plan, la voie normale). Le plan devrait également inclure la phase de raisonnement dans le temps. Généralement, les réponses réactives sont préprogrammées ou apprises en étant dit, tandis que d'autres réactions de délibération sont prévues.

4.2.4 Phase de décision

La phase de décision sélectionne un plan parmi les plans candidats. La radio peut alerter l'utilisateur d'un message entrant ou reporter l'interruption à plus tard en fonction des niveaux de QoI (Quality of Information) statués dans cette phase.

4.2.5 Phase d'action

Cette phase lance les processus sélectionnés qui utilisent les effecteurs sélectionnés qui accèdent au monde extérieur ou aux états internes de la radio cognitive. L'accès au monde extérieur consiste principalement à composer des messages qui doivent être envoyés dans l'environnement en audio ou exprimés dans différents langages appropriés.

4.2.6 Phase d'apprentissage

L'apprentissage dépend de la perception, des observations, des décisions et des actions. L'apprentissage initial est réalisé à travers la phase d'observation dans laquelle toutes les perceptions sensorielles sont continuellement comparées à l'ensemble de l'expérience antérieure pour continuellement compter les événements et se souvenir du temps écoulé depuis le dernier événement.

L'apprentissage peut se produire quand un nouveau modèle est créé en réponse à une action. Par exemple, les états internes antérieurs et courants peuvent être comparés avec les attentes pour en apprendre davantage sur l'efficacité d'un mode de communication.

4.3 Composantes de la radio cognitive

Les différentes composantes d'un émetteur/récepteur radio cognitive qui mettent en œuvre ces fonctionnalités sont présentées dans la figure I.10 ci-dessous.

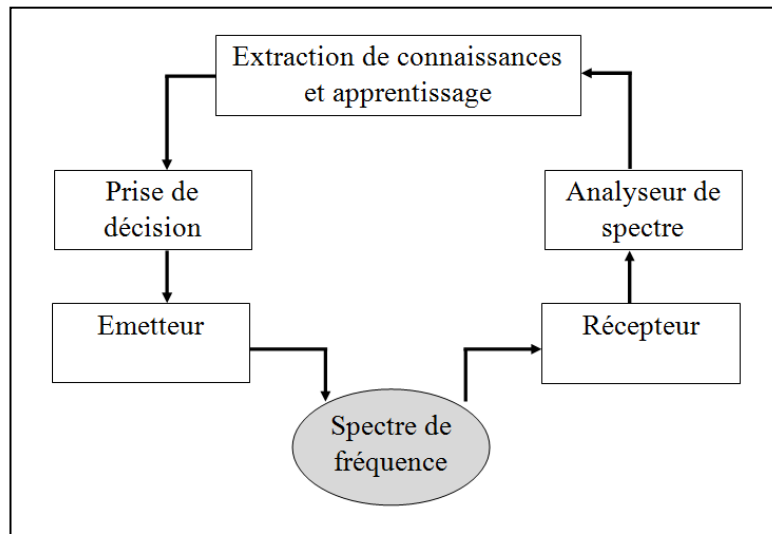


Figure I.10 : Composantes de la RC.

4.3.1 Emetteur / Récepteur:

Emetteur/récepteur SDR sans fil est le composant majeur avec les fonctions du signal de transmission de données et de réception. En outre, un récepteur sans fil est également utilisé pour observer l'activité sur le spectre de fréquence (spectre de détection).

4.3.2 Analyseur de spectre (Spectrum analyser):

L'analyseur de spectre utilise les signaux mesurés pour analyser l'utilisation du spectre (par exemple pour détecter la signature d'un signal provenant d'un utilisateur primaire et trouver les espaces blancs du spectre pour les utilisateurs secondaires). L'analyseur de spectre doit s'assurer que la transmission d'un utilisateur primaire n'est pas perturbée si un utilisateur secondaire décide d'accéder au spectre. Dans ce cas, diverses techniques de traitement du signal peuvent être utilisées pour obtenir des informations sur l'utilisation du spectre.

4.3.3 Extraction de connaissances et apprentissage (Knowledge extraction/learning):

L'apprentissage et l'extraction de connaissances utilisent les informations sur l'utilisation du spectre pour comprendre l'environnement ambiant RF (par exemple le comportement des utilisateurs sous licence). Une base de connaissances de l'environnement d'accès au spectre est construite et entretenue, qui est ensuite utilisée pour optimiser et adapter les paramètres de

transmission pour atteindre l'objectif désiré sous diverses contraintes. Les algorithmes d'apprentissage peuvent être appliqués pour l'apprentissage et l'extraction de connaissances.

4.3.4 Prise de décision (Decision making):

Après que la connaissance de l'utilisation du spectre soit disponible, la décision sur l'accès au spectre doit être faite. La décision optimale dépend du milieu ambiant, elle dépend du comportement coopératif ou compétitif des utilisateurs secondaires. Différentes techniques peuvent être utilisées pour obtenir une solution optimale.

5 Conclusion

Au niveau de la couche physique, les systèmes dédiés à la radio cognitive doivent disposer à la fois d'une fonctionnalité de cognition et d'une fonctionnalité de reconfiguration. La fonctionnalité de cognition inclut la capacité à détecter des fréquences provenant de multiples bandes, de multiples normes ou de multiples canaux, afin de détecter et classifier l'occupation spectrale, et la capacité à décider des caractéristiques optimales pour établir le lien radio, cela à partir d'un certain apprentissage et raisonnement. La fonctionnalité de reconfiguration est la capacité à s'adapter à divers paramètres radio de communication tels que le standard, la fréquence porteuse, la puissance de transmission, la modulation, le codage, et cela sans avoir à changer la partie matérielle.

Pour répondre à ce nouveau besoin, le problème est encore très ouvert et de nombreuses géométries et structures d'antennes peuvent être envisagées : réseaux d'antennes, systèmes à multiples antennes, antennes à large bande, antennes reconfigurables à bande étroite, association d'antennes à fonctionnalité spécifique, etc [6].

Bibliographies

- [I-1] .S. Kumar Das, MOBILE HANDSET DESIGN, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2 Clementi Loop, # 02-01, Singapore 129809 Copyright 2010.
- [I-2]. G. Baudoin et coll., Radio-communications numériques; Principes, modélisation et simulation,. Ed. Dunod, 2eme edition, Paris 2007.
- [I-3]. ITU ou UIT, online : <http://www.itu.int>
- [I-4]. GSM world website : <http://www.gsmworld.com>
- [I-5]. H. Holma and A. Toskala, « W-CDMA for UMTS », 3rd Edition, John Wiley & Sons, West Sussex, England, 2004.
- [I-6]. LTE world website : <http://www.lte-world.com>
- [I-7]. Luis Alejandro ANDIAMONTES. « Amplificateur de puissance en classe commutée pour application dans un émetteur multiradio à haut rendement » Thèse doctorat, Spécialité: Electronique, Optronique et Systèmes (CNU 63) Laboratoire ESYCOM de l'Université de Paris-EST, octobre 2010.
- [I-8] Boudjaadar Amina ; « Plateforme basée Agents pour l'aide à la conception et la simulation des réseaux de capteurs sans fil ». Thèse de Magistère ; Université de Skikda ; 2009/2010.
- [I-9] Belkheir Khaled et Haned Ahmed ; « Réseaux WiFi ad hoc ». Mémoire d'ingénieur ; Institut de télécommunication d'Oran ; Juin 2008.
- [I-10] J.Lanford-Home RF: Bringing Wireless Connectivity home-Intel Home RF technology Tutorial; Avril 1999.
- [I-11] LAN-MAN; Standards Committee of the IEEE Computer Society -802.11 IEEE Standard for Information technology; 1999.
- [I-12] Livre blanc ; « Sécurité des systèmes sans fil ». Cyber Networks ; Janvier 2004.
- [I-13] A. Benhaoues, S. Toumi, C. Tanougast, E. Bourennane, K. Messaoudi, H. Mayache , « Versatile digital architecture for mobile terminal », Microprocessors and Microsystems, Volume 39, Issue 6, August 2015, Pages 405-417, ISSN 10.1016/j.micpro.2015.05.008. Elsevier.
- [I-14] B. Razavi, RF microelectronics. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1998.
- [I-15] J. Mitola, "The software radio architecture," Communications Magazine, IEEE, vol. 33, no. 5, pp. 26-38, 1995.
- [I-16] J. Mitola and Z. Zvonar, Software Radio Technologies : Selected Readings. IEEE Press, 2001.

- [I-17] J. Mitola and Z. Zvonar, *Software Radio Technologies : Selected Readings*. IEEE Press, 2001.
- [I-18] L. Mitola III, “Technical challenges in the globalization of software radio,” *Communications Magazine*, IEEE, vol. 37, no. 2, pp. 84–89, 1999.
- [I-19] W. Tuttlebee, *Software Defined Radio : Origins, Drivers & International Perspectives*. John Wiley and Sons, 2002.
- [I-20] F. Rivet, Y. Deval, J. Begueret, D. Dallet, P. Cathelin, and D. Belot, “A Disruptive Receiver Architecture Dedicated to Software-Defined Radio,” *Circuits and Systems II : Express Briefs*, *IEEE Transactions on* [see also *Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, *IEEE Transactions on*], vol. 55, no. 4, pp. 344–348, 2008.
- [I-21] Commission, F.C., *Spectrum policy task force report*. Technical Report 02-155, November 2002.
- [I-22] Mitola, J., III and G.Q. Maguire, Jr., *Cognitive radio: making software radios more personal*. *IEEE Personal Communications*, vol. 6, issue 4, pp. 13-18, August 1999.
- [I-23] Mitola, J., *Cognitive Radio: An integrated agent architecture for software defined radio*. PhD. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [I-24] Commission, F.C., *Et Docket N° 03-222*. Notice of proposed rulemaking and order. December 2003.

CHAPITRE 2 :

**Etat de l'art des antennes pour des applications
Radio Cognitive**

1 Introduction

Le domaine des télécommunications a connu une évolution technologique durant les dernières années à cause de la demande forte de l'industrie et des utilisateurs. Cette évolution a été traduite par la nécessité d'un développement technologique majeure au niveau des antennes. Ces dernières doivent faire face aux différents problèmes existants à savoir, la rareté du spectre fréquentiel, débit élevé, l'interférence... etc. Dans ce contexte, les antennes ULB gagnent une importance et deviennent très attractives dans les systèmes de communication sans fil modernes et futurs, principalement pour deux raisons ; le débit de données élevé, faible consommation d'énergie et coût bas. Deuxièmement, elle fonctionne à différentes fréquences pour diverses fonctions de transmission sans fils. Donc, elle peut être utilisée pour remplacer plusieurs antennes à bande étroite, ce qui peut réduire efficacement le nombre d'antennes [1].

2 Généralistes Sur Les Antennes

2.1 Définition de l'antenne :

Les antennes sont un élément essentiel de n'importe quel système radio sans fil. Selon IEEE, une antenne est définie comme moyen de rayonner ou recevoir les ondes radio [2]. En d'autres termes, une antenne de transmission est un dispositif qui reçoit les signaux électriques d'une ligne de transmission, les convertit en ondes électromagnétiques pour les transmettre dans l'espace libre, comme représenté sur la figure II.1; par contre, en mode de réception, l'antenne rassemble les ondes électromagnétiques incidentes puis les convertit de nouveau en signaux électriques.

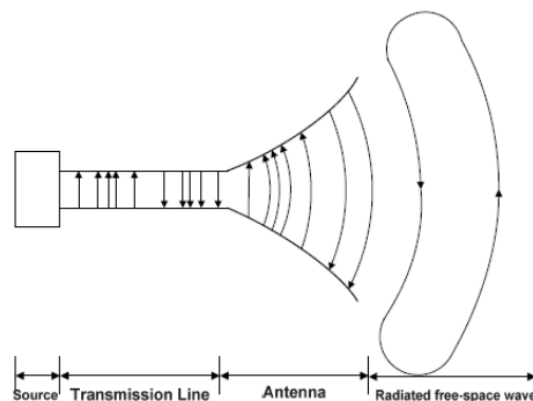


Figure II.1 : Antenne comme dispositif de transition

Une antenne est généralement exigée dans un système radio sans fil avancé, pour optimiser ou accentuer l'énergie de rayonnement dans certaines directions de l'espace de propagation et pour la supprimer dans d'autres à certaines fréquences. Ainsi l'antenne doit également servir de dispositif directionnel en plus de dispositif de transition. Elle peut prendre diverses formes, pour répondre à l'exigence particulière. En conséquence, une antenne peut être un segment de fil conducteur, une ouverture, un patch rayonnant, un réflecteur, une lentille, un ensemble d'éléments comme le cas des réseaux d'antennes et ainsi de suite. Une bonne étude et conception de l'antenne peut assouplir les conditions de système ou d'améliorer les performances globale du système.

2.2 Les caractéristiques importantes d'antenne :

Pour décrire l'efficacité d'une antenne, la définition de divers paramètres sont nécessaires. Mais dans la pratique, il y a plusieurs paramètres de l'antenne couramment utilisés, dont on peut citer les plus importants:

- La largeur de bande de fréquence,
- Le diagramme de rayonnement,
- La directivité,
- Le gain,
- L'impédance d'entrée, ...

2.2.1 Largeur de bande de fréquence :

La largeur de bande de fréquence en anglais 'bandwidth-*BW*' est une gamme des fréquences dans lesquelles la performance de l'antenne se conforme à une norme indiquée pour certaines caractéristiques. Elle peut être considérée comme une gamme des fréquences où les caractéristiques d'antenne sont dans une valeur acceptable de chaque côté inférieur et supérieur de ceux à la fréquence centrale. D'une façon générale, dans les communications radio fréquence sans fil, l'antenne est exigée de fournir sur sa largeur de bande de fréquence un coefficient de réflexion inférieur à - 10dB.

La largeur de bande de fréquence d'une antenne peut être formulée soit par la largeur absolue de bande (*ABW* : Absolute BandWidth) ou largeur de bande partielle (*FBW* : fractional bandwidth). Si f_H et f_L indiquent la limite supérieure et la limite inférieure de la largeur de bande d'antenne, respectivement; cependant la valeur de *ABW* est définie comme la différence des deux limites tandis que la valeur de *FBW* est définie comme le rapport de la différence de fréquence sur la fréquence centrale, comme donné dans l'équation II.1 et II.2, respectivement.

$$ABW = f_H - f_L \quad \text{II-1}$$

$$FBW = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad \text{II-2}$$

La largeur de bande (BW), pour les antennes larges bande (LB) peut également être exprimée, comme le rapport de la fréquence la plus haute à celle la plus basse, où les performances de l'antenne sont acceptable, comme donné à l'équation II.3.

$$BW = f_H / f_L \quad \text{II-3}$$

2.2.2 Largeur de bande d'impédance :

La norme de l'institut d'électricité et d'électronique d'ingénieur [3] définit la largeur de bande d'une antenne comme « la gamme des fréquences dans lesquelles la performance de l'antenne, en ce qui concerne certaines caractéristiques, se conforme à une norme spécifique ». Généralement la largeur de bande est caractérisée par largeur de bande d'impédance. La largeur de bande d'impédance indique la largeur de bande pour laquelle l'antenne est suffisamment adaptée à sa ligne de transmission d'entrée tel que 10% ou moins du signal incident est perdu dû aux réflexions. Les mesures de largeur de bande d'impédance incluent la caractérisation du taux d'ondes stationnaire ou Voltage Stationary Wave Ratio (*VSWR*) et les pertes de retour dans toute la bande d'intérêt. L'adaptation d'impédance a été particulièrement difficile à réaliser dans les antennes ULB, puisque son impédance doit demeurer constante sur une gamme étendue de fréquences. Une bonne adaptation peut être réalisée avec une meilleur conception et en utilisant des mécanismes appropriés, tels que le chargement résistif [2]. Une bonne adaptation d'impédance est indiquée par une perte de retour supérieure à 10 dB. Le *VSWR* est une mesure de désadaptation d'impédance entre la ligne de transmission et sa charge. Plus le *VSWR* est grand, plus la désadaptation est grande. Le *VSWR* minimal qui correspond à une parfaite adaptation d'impédance est l'unité [2]. La valeur typique désirée de *VSWR* pour indiquer une bonne adaptation d'impédance est 2.0 ou moins. La plupart des équipements radio est construit pour une impédance de 50 Ohms.

2.2.3 Efficacité :

L'efficacité de l'antenne tient en compte des pertes ohmiques de l'antenne dans le matériel diélectrique et les pertes de réflexion sur les bornes d'entrée. L'efficacité de réflexion, ou l'efficacité de désadaptation d'impédance, est directement liée au paramètre S_{11} (Γ). Elle est donnée par e_r et est définie par:

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad \text{II.4}$$

L'efficacité de rayonnement tient compte de l'efficacité de conduction et de l'efficacité du diélectrique, et est habituellement déterminée expérimentalement avec plusieurs mesures dans une chambre anéchoïque. L'efficacité de rayonnement est déterminée par le rapport de la puissance rayonnée, P_{rad} à la puissance d'entrée aux bornes de l'antenne, P_{in} :

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad \text{II-5}$$

L'efficacité de réflexion et l'efficacité de rayonnement sont prises en considération pour définir l'efficacité totale de l'antenne. Celle-ci est simplement le produit de l'efficacité de rayonnement et de l'efficacité de réflexion. Les valeurs raisonnables pour l'efficacité totale d'antenne sont dans l'intervalle 60-90%, quoique plusieurs antennes commerciales réalisent seulement 50-60%, dû aux matériaux diélectriques avec perte peu coûteux tels que FR4 [2].

2.2.4 Directivité et gain :

La directivité D est utilisée pour décrire les propriétés directionnelles du diagramme de rayonnement de l'antenne. Elle est définie par le rapport de l'intensité du rayonnement U dans une direction donnée de l'antenne sur celle d'une source isotrope. Pour une source isotrope, l'intensité de rayonnement U_0 est égale à la puissance totale rayonnée P_{rad} divisée par 4π . Ainsi la directivité peut être donnée par:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad \text{II-6}$$

Si elle n'est pas spécifiée, la directivité d'antenne implique sa valeur maximum, c.-à-d. D_0 .

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad \text{II-7}$$

Le gain d'antenne G est linéairement lié à la directivité par l'efficacité de rayonnement de l'antenne e_{rad} Selon [2], le gain absolu d'antenne est " le rapport de l'intensité, dans une direction donnée, à l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance admise par l'antenne étaient rayonnées de façon isotropique." Le gain d'antenne est défini par:

$$G = e_{rad} D = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad \text{II-8}$$

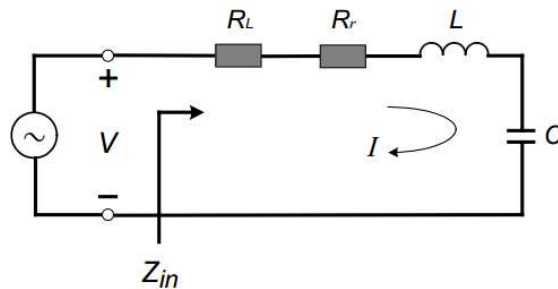


Figure II.2 : Circuit équivalent de l'antenne

La figure II.2 montre le circuit équivalent de l'antenne, où R_r , R_L , L et C représentent respectivement la résistance au rayonnement, la résistance aux pertes, l'inductance et le condensateur. L'efficacité de rayonnement e_{rad} est définie comme le rapport de la puissance délivrée à la résistance de rayonnement R_r à la puissance délivrée à R_r et R_L . Ainsi, l'efficacité de rayonnement e_{rad} peut s'écrire :

$$e_{rad} = \frac{\frac{1}{2}|I|^2 R_r}{\frac{1}{2}|I|^2 R_r + \frac{1}{2}|I|^2 R_L} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad \text{II-9}$$

De même, le gain maximum G_0 est relié la directivité maximum D_0 par:

$$G = e_{rad} D_0 \quad \text{II-10}$$

Une antenne avec un gain faible tend à être omnidirectionnelle, alors qu'une antenne avec un gain élevé tend à être plus directive et rayonne une grande partie de sa puissance dans certaines directions. Le gain maximal d'une antenne est particulièrement important pour des applications 'ULB puisque les organismes de normalisation de chaque pays tendent de limiter les niveaux de puissance des émetteurs ULB pour éviter l'interférence avec des services de bande étroite opérant dans les mêmes bandes.

2.2.5 La puissance efficace rayonnée isotropiquement [4] :

La puissance efficace rayonnée isotropiquement ou effective isotropically radiated power (EIRP) d'un émetteur (y compris l'antenne) est la puissance apparente transmise vers la direction du gain maximum de l'antenne, si on suppose que l'antenne est isotrope. Ainsi l'EIRP est donné par le produit du gain maximal de l'antenne et la puissance de l'émetteur (en réalité, l'antenne réelle ne rayonnera pas isotropiquement et ainsi EIRP est juste une mesure théorique d'énergie). Le régulateur limitera l'EIRP pour une bande particulière de spectre, parce qu'il donne une bonne indication de la possibilité d'interférence aux services pour des fréquences semblables. [5] Puisque l'EIRP de l'émetteur est directement proportionnel au gain maximal de l'antenne, des mesures doivent être prises pour assurer ce gain. Ainsi il est souhaitable qu'une antenne ULB ait un rendement élevé mais un gain maximal relativement bas. Ceci suggère le besoin d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel du champ lointain approprié.

2.2.6 Diagramme de rayonnement :

Un des descripteurs les plus communs d'une antenne est son diagramme de rayonnement. Le diagramme de rayonnement peut facilement indiquer une application pour laquelle une

antenne sera utilisée. Le diagramme de rayonnement ou le diagramme d'antenne est une représentation graphique des propriétés de rayonnement (champ lointain) d'une antenne, en fonction des coordonnées de l'espace. Généralement, le diagramme décrit les valeurs de champ (puissance) normalisées par rapport aux valeurs maximum. Il est déterminé dans la région de champ lointain où la distribution (angulaire) spatiale de la puissance rayonnée est indépendante de la distance. Pour une antenne polarisée linéairement, sa performance est souvent décrite en termes de son diagramme dans les plans principaux E et H. Le plan E est le plan contenant le vecteur du champ électrique et la direction de rayonnement maximum tandis que le plan H est le plan contenant le vecteur de champ magnétique et la direction du rayonnement maximum [2]. Pour la plupart des applications pratiques, quelques tracés du diagramme en fonction de θ pour certaines valeurs particulières de la fréquence, plus quelques tracés en fonction de la fréquence pour certaines valeurs particulières de ϕ fourniront la majeure partie d'information utile nécessaire, où θ et ϕ sont les deux axes en coordonnée sphérique. Il y a trois diagrammes de rayonnement communs qui sont employés pour décrire la propriété de rayonnement d'une antenne:

a) **Isotrope** : une antenne théorique sans perte ayant un rayonnement identique dans toutes les directions. Elle est seulement applicable pour une antenne idéale et est souvent prise comme référence pour exprimer les propriétés de directivité des antennes réelles.

b) **Directionnel** : une antenne ayant la propriété de rayonner ou de recevoir les ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions que dans d'autres. C'est généralement applicable à une antenne où sa directivité maximale est sensiblement plus grande que celle d'un dipôle demi-onde.

c) **Omnidirectionnel** : une antenne ayant un diagramme essentiellement non directionnel. Les diagrammes de rayonnement sont normalisés par rapport à une antenne isotrope, donc les valeurs de la directivité et du gain sont données en dBi .

2.2.7 Polarisation :

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde transmise ou rayonnée par cette antenne. Celle-ci est définie comme la polarisation de l'onde localement plane qui est utilisée pour représenter l'onde rayonnée à ce point. À n'importe quel point du champ lointain d'une antenne, l'onde rayonnée peut être représentée par une onde plane dont l'intensité du champ électrique est la même que celle de l'onde et dont la direction de propagation est la direction principale de l'antenne. [2] Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique, comme représenté sur la figure II.3.

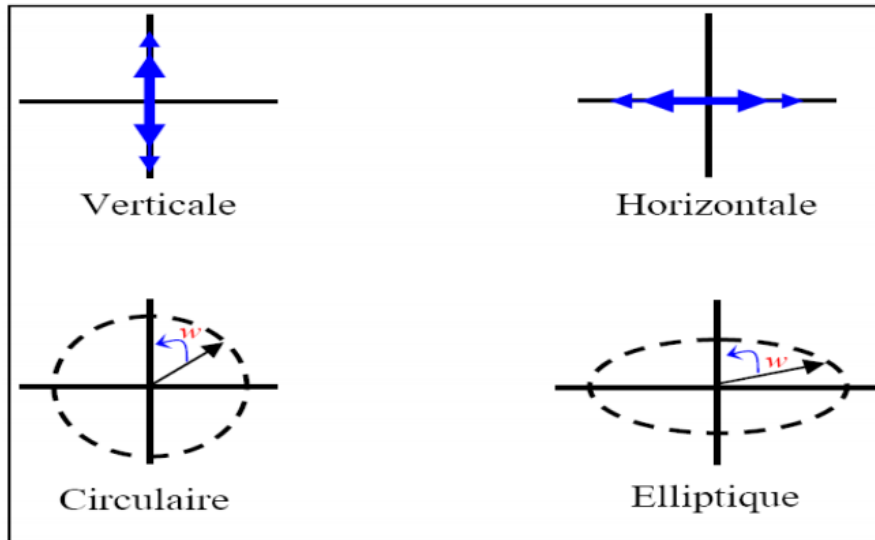


Figure II.3 : Polarisation de l'onde électromagnétique

2.3 Les Antennes imprimée ou patch :

On peut classées les antennes en plusieurs catégories et les répartir comme suit [6, 7,8] :

- Antennes filaires : dipôle, boucle, spirale.
- Antennes à ouvertures : cornet, fente, antenne à réflecteur
- Antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la troisième catégorie qui est les antennes imprimées. Ce concept d'antennes est apparu dans les années cinquante, mais leur utilisation ne s'est faite que dans les années soixante-dix [6, 9-10]. Les antennes imprimées ou micro ruban « patch en anglais» sont des éléments rayonnants planaires. Ce concept présente plusieurs avantages tel que : un faible poids, une technologie de fabrication simple, la facilitée d'intégrés dans les circuits électroniques en occupant un volume réduit et pour différents types de surface mais le principal avantage réside dans leur faible coût de fabrication.

2.3.1 Structure de l'antenne micro ruban :

Une antenne micro-ruban est constituée en générale d'un plan de masse et une ou plusieurs couches de substrat qui pouvant avoir soit des permittivités (ϵ_r) égales ou différentes, sur la surface il contient un élément rayonnant mince de géométrie quelconque (rectangulaire, carré, circulaire, elliptique, à fente, ou formes plus élaborées). Il existe plusieurs techniques d'excitations d'antennes qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnement soit en polarisations linéaire ou en polarisations circulaire. La figure II. 4 présente la structure la plus simple d'une antenne patch rectangulaire.

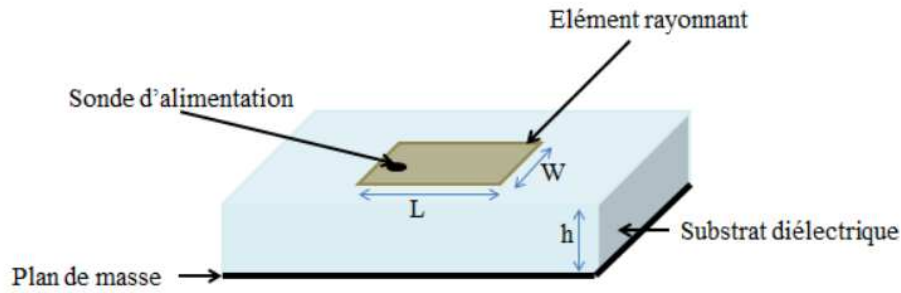


Figure II.4: structure d'une antenne patch

Les substrats diélectriques ont généralement une faible permittivité ($\epsilon_r < 3$) et cela pour faciliter et favoriser le rayonnement, tout en évitant le confinement des champs électromagnétiques dans la cavité comprise entre l'élément rayonnant et le plan de masse [11-12].

2.3.2 Principe de fonctionnement :

Le comportement de l'antenne dans sa configuration originale est contrôlé par la technique d'alimentation utilisée, et pour mieux comprendre le principe de fonctionnement de l'antenne microruban, il est nécessaire de connaître les champs électromagnétiques notamment le champ proche. Lorsque la ligne de transmission est excitée par une source RF (Radiofréquence), une onde électromagnétique guidée entre la ligne d'alimentation et le plan de masse va se propager jusqu'à l'élément rayonnant. Ensuite, une distribution de charge va s'établir au-dessus et en dessous de l'élément rayonnant. L'ensemble Patch-Substrat-Plan de masse comme présenter dans la Figure II- 5 peut être assimilé à une cavité fermée et délimitée par des murs électriques en haut par l'élément rayonnant et en bas par le plan de masse, et un mur latéral magnétique. L'antenne va résonnée selon un ensemble de fréquences modales appelées modes TM_{mn} [13].

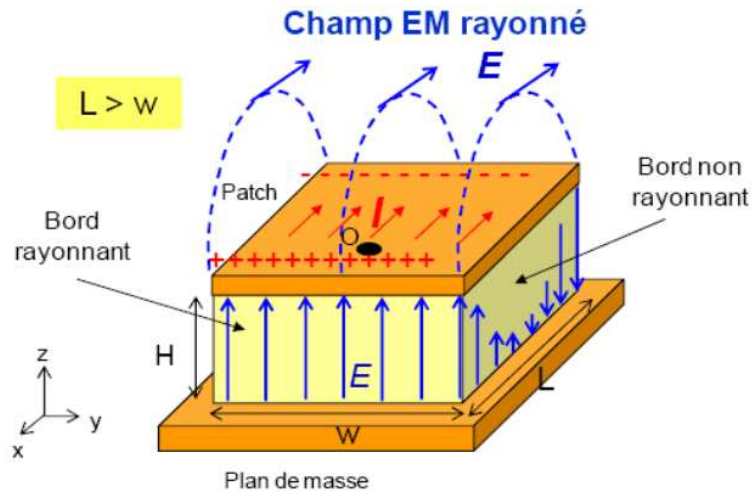


Figure II.5: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire

Le champ créé entre les bords du patch et le plan de masse va donc se déborder et il va contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné. Le champ généré par les bords le long de la longueur 'L' du patch étant maximum et en opposition de phase vont avoir tendance à s'additionner, et générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ. Ces deux bords sont appelés 'Les bords rayonnants'.

2.3.3 Techniques d'alimentation :

L'alimentation des antennes patches est l'une des parties les plus importantes dans le processus de la conception, plusieurs techniques ont été alors considérées dans ce but, on peut classer ces techniques en deux grandes catégories [12-14] :

Alimentation par contact :

- Alimentation par une ligne micro ruban.
- Alimentation coaxiale directe.

Alimentation par proximité :

- Alimentation par couplage électromagnétique.
- Alimentation par couplage à ouverture (fente) dans le plan de masse.

2.3.4 Les applications des antennes imprimées

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes imprimées remplacent les antennes classiques dans un bon nombre d'applications parmi lesquelles on peut citer :

- Les télécommunications par satellites.
- La commande et le contrôle.
- La télémétrie par missile.
- Les équipements portatifs.
- Les antennes d'émission utilisées en médecine.
- Les récepteurs satellite de navigation.

2.3.5 Avantages et limitation des antennes patches

Les antennes patches présentent de nombreux avantages et leurs utilisations couvrent un large domaine de fréquences allant de 100 MHz à 100 GHz, Parmi ces avantages [12, 14-15] :

- un faible coût de fabrication.
- légères et peu encombrantes.
- la possibilité de mise en réseaux pour améliorer la directivité et pour des applications de balayage électronique de l'espace,
- compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit),
- les réseaux d'alimentation et d'adaptation sont fabriqués simultanément avec l'antenne.
- la polarisation de l'onde électromagnétique linéaire ou circulaire en ajustant la géométrie et l'excitation de l'élément rayonnant.

Malgré les avantages précédemment cités, ces antennes ont des inconvénients de limitation d'utilisation tels que :

- une bande passante limitée (de 1 à 5 %).
- un faible gain (de l'ordre de 5 dB).

Des études ont été menées afin de pallier ces inconvénients et ont permis d'améliorer la bande passante jusqu'à 70% en utilisant des techniques d'élargissement et leur gain pouvant s'accroître de 30% si on met en réseau plusieurs antennes. Une des solutions proposées est l'utilisation des antennes Ultra Large Bande qui offrent des bonnes performances et fournissant une solution de rechange face à la technologie microruban classique en termes de largeur de bande, le gain et d'efficacité de rayonnement. D'après la FCC, Un signal est dit ultra large bande si :

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

3 Vers des antennes patch Ultra Large Bande

Les antennes patch microruban, dans leur forme conventionnelle, sont des structures à bande étroite. Leur bande passante d'impédance est généralement comprise entre 1 à 2%. Cela peut être attribué à deux facteurs :

- la résonance style d'antenne (ce qui fait que l'antenne ne rayonne efficacement que sur une bande étroite de fréquences)
- Faible épaisseur de l'antenne, typiquement inférieure à $0,05\lambda_0$.

Cette caractéristique des antennes patch microruban conventionnelles les rend inadaptées dans de nombreuses applications où une bande passante assez large est requise. Ainsi, de nombreuses recherches ont été menées au cours ces dernières décennies pour surmonter cette limitation et plusieurs techniques ont été proposées.

Dans cette section, nous décrivons les techniques les plus utiles proposées dans la littérature pour augmenter la bande passante d'impédance des antennes patch microruban.

3.1 Les techniques d'élargissement de la bande passante :

3.1.1 Techniques intrinsèques

Deux techniques intrinsèques peuvent être appliquées pour améliorer la bande passante d'une antenne patch microruban monocouche avec une alimentation directe. L'une augmente l'épaisseur du substrat et l'autre diminue la constante diélectrique du substrat d'antenne (permittivité relative proche de un). Cette peut également être observée sur la figure II-6, dans laquelle les tendances de la bande passante d'une couche unique à alimentation directe patch microruban par rapport à la permittivité et à l'épaisseur du substrat sont indiqués.

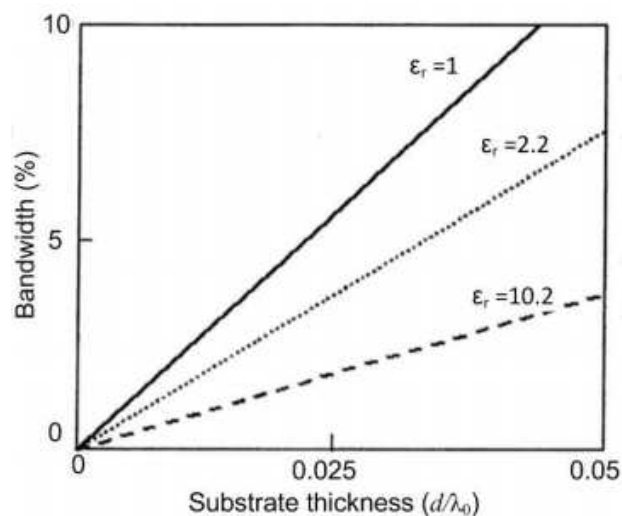


Figure II-6. Tendances de la bande passante d'un patch microruban monocouche à alimentation directe par rapport à la permittivité et à l'épaisseur du substrat [16].

En effet, en augmentant l'épaisseur du substrat du patch rayonnant, la taille d'ouverture à travers que les champs rayonnent vers l'espace peuvent être améliorés, ce qui facilite l'impédance adaptation de l'ouverture de l'antenne qui se traduit par une amélioration de la bande passante de l'antenne. Sur le d'autre part, en diminuant la permittivité du substrat (en la rapprochant de la permittivité de l'espace extra-atmosphérique), le coefficient de réflexion à l'ouverture de l'antenne est réduit, ce qui facilite la correspondance d'impédance qui fournit une bande passante plus large pour l'antenne.

Il convient de noter que lorsque l'épaisseur du substrat augmente et que la constante diélectrique est réduite, la taille du patch devient plus petite, ce qui fournit un gain plus faible. De plus, la puissance rayonnée par le réseau d'alimentation augmente, ce qui entraîne un rayonnement plus parasite et un niveau de polarisation croisée plus élevé. De plus, les ondes de surface sont plus excitées réduisant l'antenne efficacité du rayonnement.

Compte tenu des facteurs limitatifs susmentionnés, outre le fait qu'il existe valeurs limitées pour les épaisseurs et les constantes diélectriques fournies par les substrats commerciaux standard, l'amélioration de la bande passante par les techniques intrinsèques mentionnées ne peut pas dépasser 10 % [17] qui n'est toujours pas adapté à de nombreuses applications comme le radar en bande L qui nécessite 19 % de bande passante (1,4-1,7 GHz) ou la télévision par satellite en bande C qui nécessite 12,5 % de bande passante (3,7-4,2 GHz). Alors, d'autres techniques telles que mentionnées ci-après doivent être appliquées pour améliorer davantage la bande passante.

3.1.2 Techniques d'alimentation

Dans toutes les techniques d'alimentation proposées présentées dans cette section, la structure d'antenne est multicouche et le patch rayonnant est alimenté par un réseau d'alimentation sans contact. En effet en introduisant un mécanisme de couplage entre le réseau d'alimentation et le patch, une résonance se crée au proximité de la résonance de patch qui peut entraîner une amélioration de la bande passante de l'antenne si l'alimentation le réseau et le patch sont bien couplés.

3.1.2.1 Alimentation couplée de proximité

La figure II-7 représente la topologie de l'alimentation couplée de proximité. Dans ce mécanisme d'alimentation, le patch rayonnant sur la couche supérieure (couche rayonnante) est excité par un microruban à extrémité ouverte ligne d'alimentation imprimée sur la couche inférieure (couche d'alimentation). On peut voir qu'il n'y a pas de contact direct entre la ligne d'alimentation et le patch rayonnant. Ainsi, les champs sont couplés au patch via l'extrémité

ouverte de talon. En réglant l'emplacement de l'extrémité ouverte de la ligne d'alimentation par rapport au patch, un couplage approprié entre eux peuvent être obtenus conduisant à l'expansion de la bande passante de l'antenne. Par cette voie, le une bande passante de l'ordre de 8% peut être atteinte.

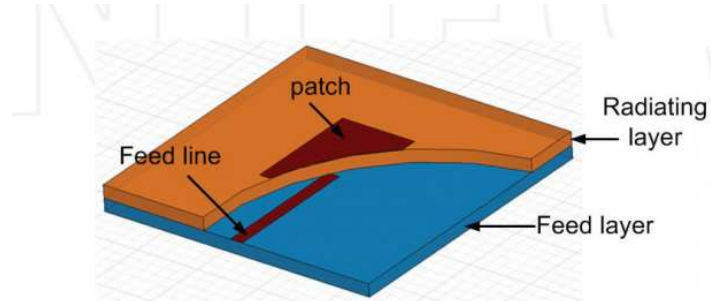


Figure II-7. Topologie de l'alimentation couplée de proximité.

Afin d'augmenter davantage la bande passante, nous pouvons augmenter l'épaisseur de la couche rayonnante. Cependant, cela rend plus difficile le couplage de l'alimentation du réseau d'alimentation au patch. Pour résoudre ce problème, un substrat plus épais pour la couche d'alimentation peut être utilisé. Dans ce cas, plus de puissance est couplée au patch via un circuit ouvert, mais en même temps, le faux rayonnement causé par le réseau d'alimentation devient plus sévère, ce qui peut dégrader l'efficacité de l'antenne. Une autre solution à ce problème consiste à appliquer une structure de correspondance simple, par exemple, un transformateur quart d'onde, à la ligne d'alimentation. De cette manière, c'est-à-dire en utilisant un stratifié plus épais pour la couche rayonnante en plus d'appliquer un circuit d'adaptation au réseau d'alimentation, la bande passante peut être doublée [16]. Dans la figure II-8, un exemple de ce problème est présenté [16]. Dans cet exemple par doubler l'épaisseur de la couche rayonnante et utiliser un simple transformateur d'impédance à ligne d'alimentation, la bande passante pourrait être augmentée de 8 à 14%.

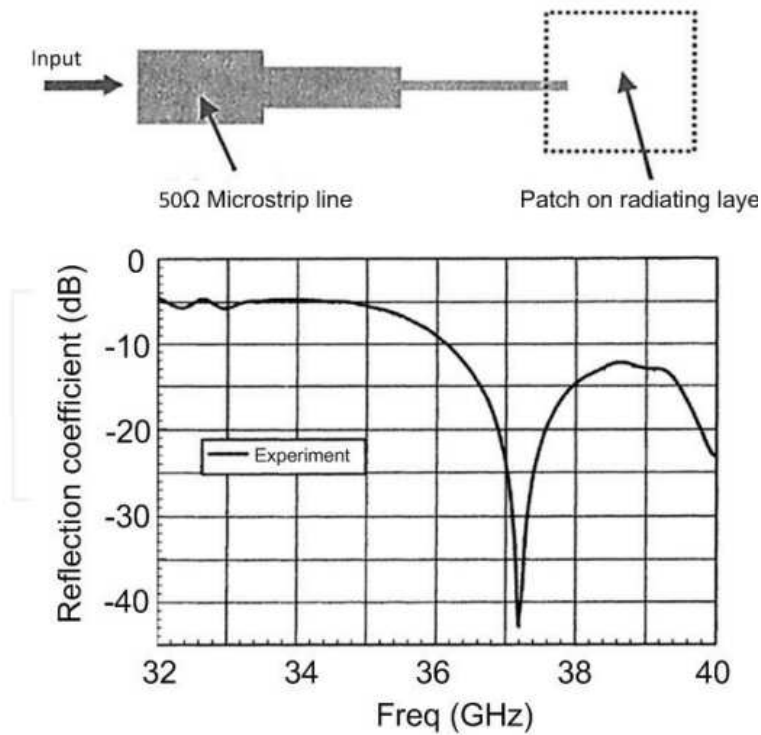


Figure II-8. S_{11} d'une antenne patch microruban couplée à proximité présentée dans la réf. [16].

3.1.2.2 Alimentation couplée par une ouverture

Sur la figure II-9, la topologie de l'alimentation couplée par une ouverture est représentée. Dans ce mécanisme d'alimentation, le patch rayonnant sur la couche supérieure (couche rayonnante) est excité par une ligne d'alimentation microruban imprimée sur la couche inférieure (couche d'alimentation) via une ouverture (fente) gravée au niveau du plan de masse de la couche rayonnante.

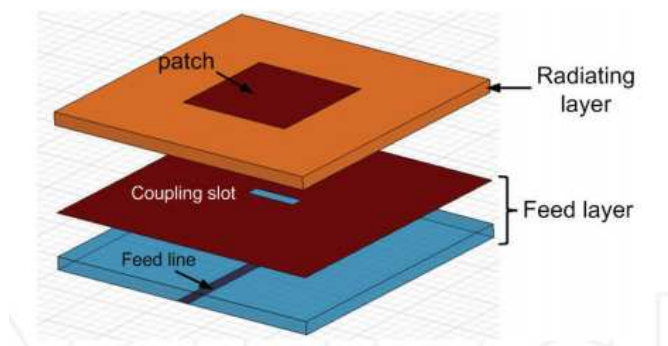


Figure II-9. Vue distribuée en 3D de l'antenne patch microruban alimentée par une ouverture.

Dans cette structure, deux fréquences résonances sont fournies, une par le patch et l'autre par slot. Si ces deux radiateurs sont correctement couplés, alors les deux fréquences résonances correspondantes deviennent proches l'une de l'autre, ce qui améliore la bande passante de l'antenne. Le bon couplage entre la fente et le patch peuvent être obtenus en ajustant les dimensions de la fente. De cette façon, la bande passante de l'ordre de 20 à 30 % peuvent être obtenus. Dans Réf. [16], un échantillon est conçu pour une application de station de base de communication mobile avec une fréquence de fonctionnement de 1,9 GHz, une bande passante de 27 % et gain de 9 dBi. Afin d'augmenter davantage la bande passante, un diélectrique épais peut être utilisé pour la couche rayonnante. Dans ce cas, la taille de la fente doit être augmentée pour s'assurer que l'alimentation est toujours couplée. Dans Réf. [18], une bande passante de 40 % a été rapportée en utilisant cette technique simple.

Dans cette technique, la forme et la taille de la fente d'accouplement peuvent considérablement affecter le couplage puissance et par conséquent la bande passante et l'efficacité de l'antenne. En général, comme le couplage la puissance devient plus forte en changeant la forme de la fente, un substrat plus épais pour la couche rayonnante peut être utilisé conduisant à une largeur de bande d'impédance plus large. D'autre part, à mesure que la taille de la fente diminue, le rayonnement vers l'arrière qui est principalement causé par la fente diminue améliorant l'antenne efficacité. En effet, en choisissant la forme proposée pour la fente, on essaie d'assurer le couplage maximal avec la plus petite taille de fente. De cette façon, nous pouvons encore améliorer la bande passante en augmentant l'épaisseur de la couche rayonnante ou en réduisant sa constante diélectrique tout en garantissant une efficacité maximale.

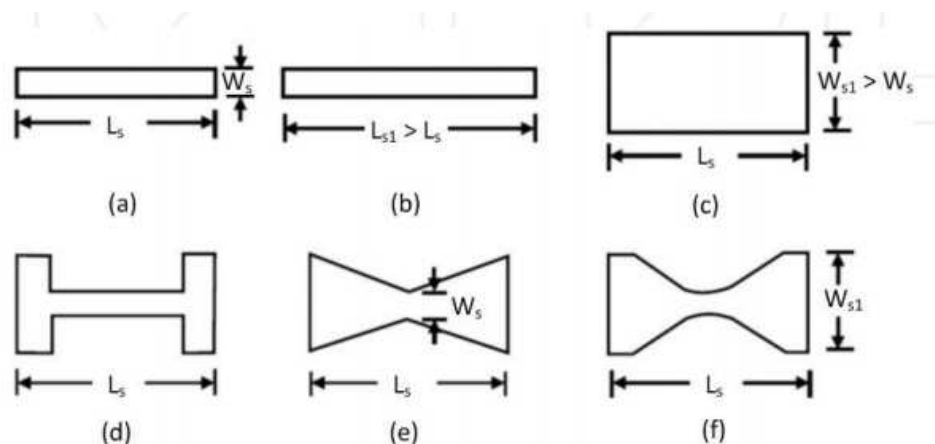


Figure II-10. Différentes formes utilisées pour la fente d'accouplement : (a). mince rectangulaire, (b). plus rectangulaire, (c). rectangulaire plus large (ré). En forme de "H", (e). En forme de nœud papillon et (f). en forme de sablier [17, 19].

L'une des formes les plus utilisées pour la fente d'accouplement est un rectangle fin (Figure II-10(a)) par lequel un couplage fort peut être donné avec une conception simple. Cependant, un couplage plus fort peut être obtenu en le rendant plus long ou plus large (comme illustré à la Figure II-10(b et c)). Les fentes en forme de « H » et en forme de nœud papillon (Figure II-10(d et e)) peuvent fournir un couplage plus fort que la fente rectangulaire puisque l'amplitude des champs dans la fente rectangulaire a une variation sinusoïdale ; cependant, en forme de « H » et fentes en forme de nœud papillon, il est assez uniforme. En combinant la forme en « H » et la forme en nœud papillon fentes, c'est-à-dire en faisant une fente en forme de sablier illustrée à la figure II-10(f), un champ encore plus uniforme une distribution à travers la fente et par conséquent un couplage plus fort peuvent être obtenus [17,19].

3.1.3 Éléments parasites sur la monocouche

En introduisant des éléments factices correctement couplés à l'élément entraîné en même temps une couche rayonnante, c'est-à-dire en introduisant des patchs parasites couplés horizontalement au patch actif, la bande passante globale de l'antenne peut être améliorée si la fréquence de résonance des éléments couplés est légèrement différente de celle du patch actif puisque, comme le montre la figure II-11, la réponse en fréquence globale est la superposition des réponses en fréquence des patchs. En fait, dans cette technique, le patch actif et les éléments parasites sont placés sur la même couche, ce qui signifie que cette méthode est une solution à une seule couche offrant un processus facile, pour la fabrication d'antennes. Le principal inconvénient de cette méthode est que la taille globale de l'antenne est grande conduisant au problème des lobes de réseau pour le boîtier, un réseau va se développer. De plus, l'asymétrie de la structure de l'antenne par rapport au centre du patch actif, tend pour dégrader le diagramme de rayonnement. Cette technique a été réalisée de quatre manières différentes qui sont décrites dans ce qui suit.

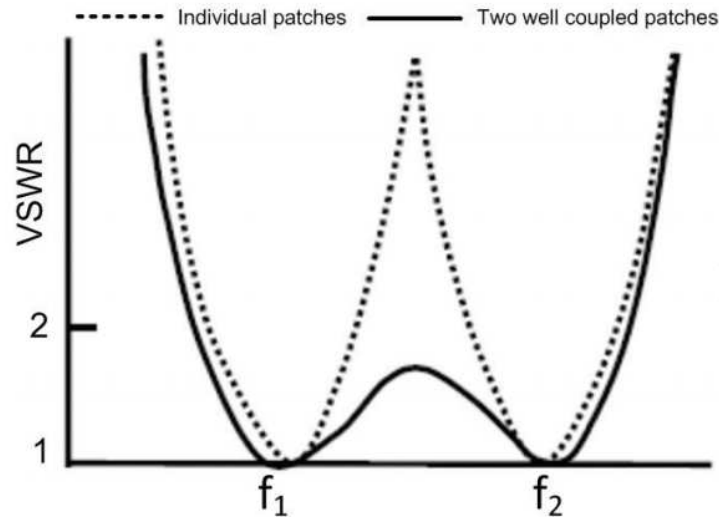


Figure II-11. Amélioration de la bande passante en introduisant un patch factice couplé au patch actif tandis que la résonance de fréquences des deux résonateurs sont assez différentes

[17].

3.1.3.1 Couplage par bords rayonnants

Sur la figure II-12 (a), une antenne patch microruban utilisant deux éléments parasites inégaux au niveau de la couche de rayonnement est présentée [17, 20]. Dans l'antenne proposée, le patch actif est alimenté par une sonde et deux patches factices sont placés sur ses deux côtés. Dans cette structure, les plaques parasites sont couplées au patch actif via les bords rayonnants du patch actif. Les dimensions des patches sont assez différentes offrant trois résonances légèrement différentes. Le couplage entre patches peut être accordé par les écarts entre eux contrôlant l'adaptation d'impédance de l'antenne.

Par cette technique, la bande passante de l'ordre de 20% peut être obtenue [17]. Dans la Figure II-12(b), la réponse en fréquence d'un plan d'échantillonnage présenté dans la réf. [20]. Trois des résonances proches et bien couplées peuvent être observées, ce qui a entraîné une largeur de bande d'antenne renforcement. La bande passante résultante par rapport à la fréquence centrale est de 10,6% (3,1–3,45 GHz).

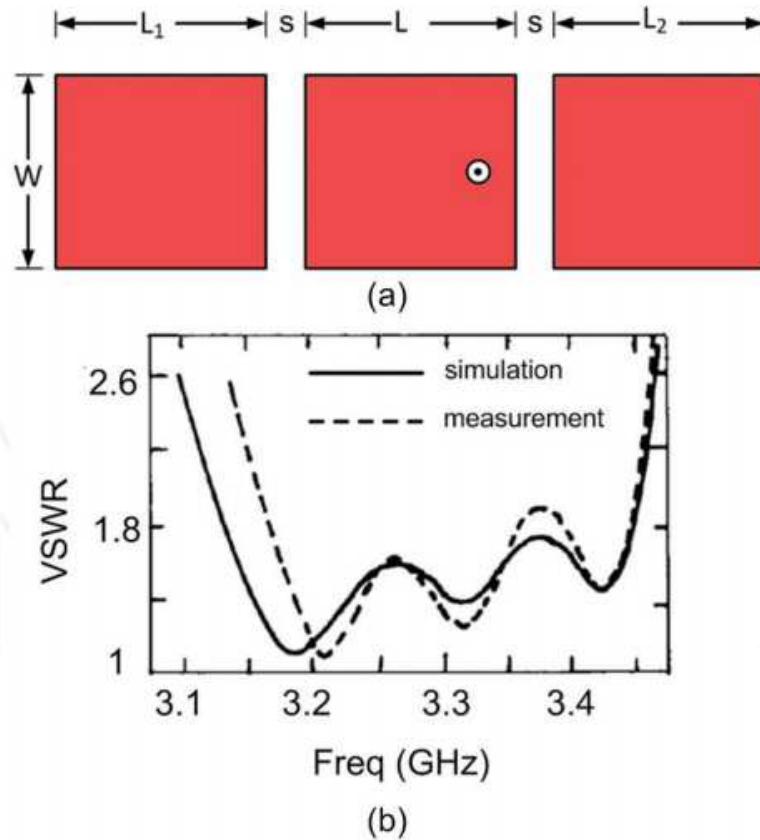


Figure II-12. Antenne patch microruban couplée à deux éléments parasites au niveau de la couche de rayonnement via les bords rayonnants (a). Topologie d'antenne (b). Tracé VSWR pour un échantillon conçu dans la réf. [20].

3.1.3.2 Couplage par bords non rayonnants

Dans ce procédé, de la même manière que représenté sur la figure II-12, deux éléments parasites inégaux sont placés de part et d'autre de la pastille entraînée. Mais ici, comme le montre la figure II-13(a), les patches parasites sont couplés au patch actif via les bords non rayonnants du patch actif. Comme les champs ne sont pas uniformes sur les bords non rayonnants, contrairement aux bords rayonnants où les champs sont uniformes, le couplage entre le patch actif et les éléments parasites est plus faible par rapport au cas précédent où le couplage est assuré via des bords rayonnants. Donc ici les écarts entre le patch actif et les éléments parasites doivent être plus petits que ceux du cas précédent.

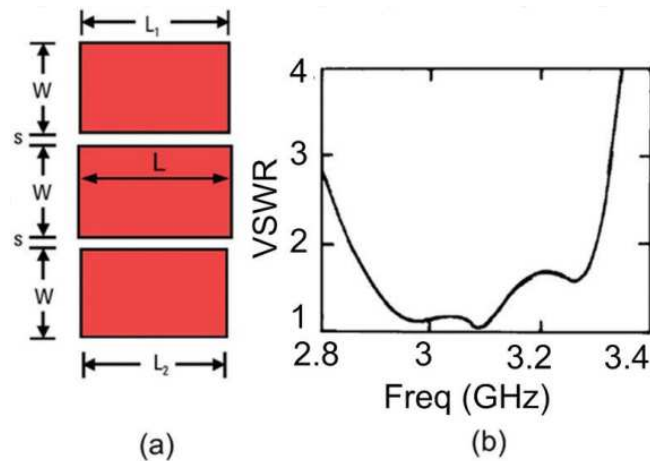


Figure II-13. Antenne patch microruban couplée à deux éléments parasites au niveau de la couche de rayonnement via les bords non rayonnants. (a). La configuration des patches et (b). Tracé VSWR pour un échantillon d'antenne présenté dans la réf. [17].

Par cette technique, la bande passante de l'ordre de 20% peut être obtenue. Dans la figure II-13 (b), la réponse en fréquence d'un plan d'échantillonnage présenté dans la réf. [17] est affichée. Dans cette figure, trois résonances bien couplées proches peuvent également être observées, ce qui a entraîné une amélioration de la largeur de bande de l'antenne. La bande passante résultante par rapport à la fréquence centrale est de 14,5% (2,8–3,3 GHz).

3.1.3.3 Couplage via quatre bords

En mélangeant les deux procédures précédentes, c'est-à-dire en plaçant quatre patches autour du patch actif qui lui sont couplés via des bords rayonnants et non rayonnants (comme illustré à la figure II-14 (a)), une amélioration supplémentaire de la bande passante et plus de gain peuvent être obtenus. Dans Réf. [21], une bande passante de 18,2 % est obtenue en utilisant cette méthode. Dans la figure II-14 (b), la réponse en fréquence de l'échantillon présenté dans la réf. [21] est affichée.

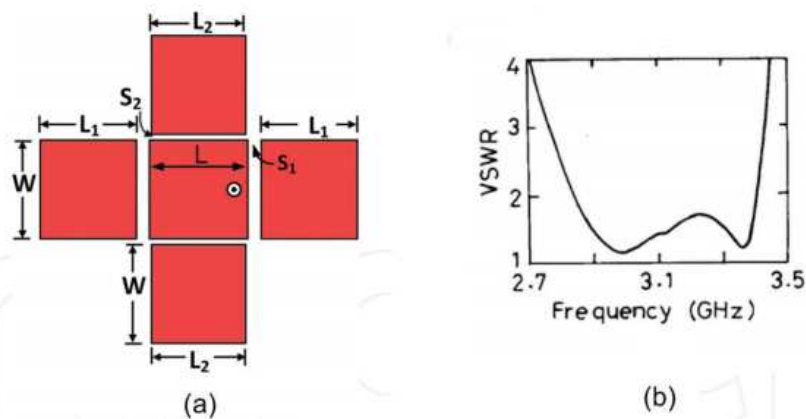


Figure II-14. Antenne patch microruban couplée à quatre éléments parasites au niveau de la couche de rayonnement via les bords rayonnants et non rayonnants. La configuration des patches et (b). Tracé VSWR pour un échantillon d'antenne présenté dans la réf. [21].

3.1.3.4 Patch court-circuité à anneau annulaire

Sur la figure II-15, un patch microruban court-circuité circulaire chargé par un anneau annulaire est représenté. Dans cette structure, l'élément entraîné est la pastille circulaire qui est en court-circuit avec le plan de masse et l'élément parasite est la couronne annulaire qui l'entoure. Les dimensions à la fois du patch court-circuité et de l'anneau doivent être bien déterminées afin qu'un couplage fort entre eux soit formé. Ensuite, en augmentant l'espacement entre eux, on peut réduire le couplage permettant d'augmenter la bande passante. Dans Réf. [22], un échantillon de cette antenne est conçu dans lequel une bande passante de 6,6 % et un gain de 8,4 dBi sont obtenus.

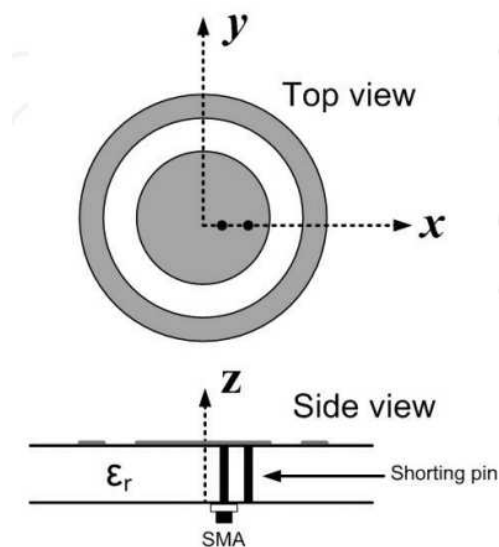


Figure II-15. Topologie d'un patch en court-circuit chargé par un anneau annulaire [22].

3.1.4 Patches empilés

3.1.4.1 Configuration

Dans les antennes à patch microruban, le terme "empilement" est utilisé pour le cas où le patch piloté est couplé verticalement à un autre patch. Par cette solution, nous n'avons pas le problème d'antenne de grande taille planaire (ce qui était le problème pour les solutions présentées dans la section précédente dans lesquelles le couplage entre les patches parasites et le patch entraîné était établi horizontalement) résolvant le problème des lobes de réseau lorsque l'antenne est utilisée dans un réseau. Cependant, dans cette technique, étant donné que la structure de l'antenne est à double couche, le processus de fabrication est assez plus difficile

que les antennes à une seule couche présentées dans la section précédente. Grâce à cette technique, la bande passante de l'ordre de 20% peut être obtenue.

Sur la figure II-16, une antenne patch empilée rectangulaire alimentée par sonde typique est représentée. Il s'agit d'une structure bicouche dans laquelle le patch piloté est situé au niveau de la couche inférieure et couplé au patch parasite imprimé sur la couche supérieure. Dans cette configuration, des patches typiquement rectangulaires sont utilisés, cependant, des patches circulaires et annulaires peuvent également être utilisés de la même manière. Les patches empilés annulaires (par rayon intérieur) et rectangulaires (par largeur) ont un degré de liberté supplémentaire par rapport aux patches empilés circulaires, ce qui leur donne un contrôle d'adaptation d'impédance plus facile au détriment d'une bande passante légèrement réduite [16]. Dans la figure II-17, le tracé VSWR d'un échantillon d'antenne conçu dans la réf. [17]

l'utilisation de cette technique est illustrée. Nous pouvons voir que la bande passante (VSWR < 2) de 18,8% est obtenue.

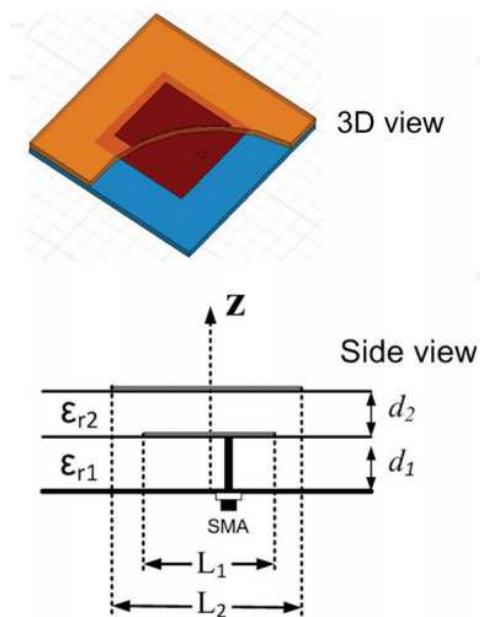


Figure II-16. Le concept d'empilement. Un patch empilé rectangulaire.

Dans la configuration représentée sur la figure II-16, il y a deux résonateurs, l'un est le patch piloté et l'autre est le patch parasite. Dans le processus de conception, les dimensions des patches sont choisies de manière à ce qu'elles résonnent à la même fréquence. Puisque deux substrats différents avec des constantes diélectriques différentes (ϵ_{r1} , ϵ_{r2}) sont utilisés, les dimensions des deux patches sont différentes. Le couplage mutuel entre patches décale les deux résonances l'une par rapport à l'autre produisant une résonance mutuelle permettant

d'augmenter la bande passante. En choisissant correctement les épaisseurs et les permittivités des substrats, le couplage approprié entre les deux résonances peut être obtenu, ce qui conduit à une amélioration de la bande passante. Une bande passante d'impédance plus large peut être obtenue en abaissant le couplage en utilisant une permittivité élevée, disons 10, pour le substrat inférieur et une faible permittivité, disons 1, pour le substrat supérieur [16]. De cette manière, une efficacité élevée des ondes de surface est également obtenue, donnant à l'antenne une meilleure performance de rayonnement.

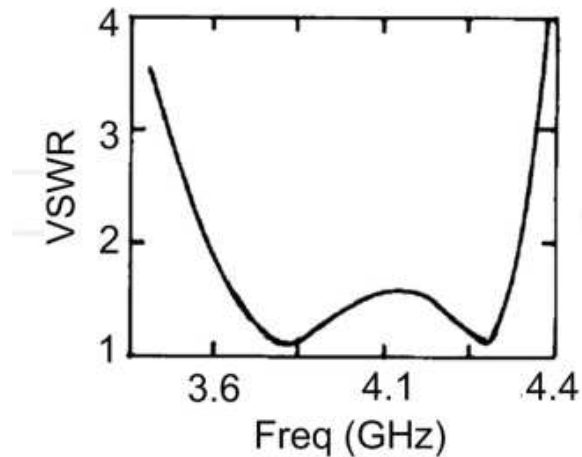


Figure II-17. Tracé VSWR pour un échantillon d'antenne présenté à la Figure II-16 [17].

Le concept d'empilement peut également être utilisé pour la technique des éléments parasites présentée dans la section 4, plaçant le patch entraîné sur la couche inférieure, tandis que les patches parasites sont placés sur la couche supérieure. Dans Réf. [17], une bande passante de 30 % pourrait être obtenue en utilisant un patch rectangulaire sur la couche inférieure comme chemin parcouru et des patches rectangulaires parasites placés sur la couche supérieure. La figure II-18 montre la configuration et sa réponse en fréquence.

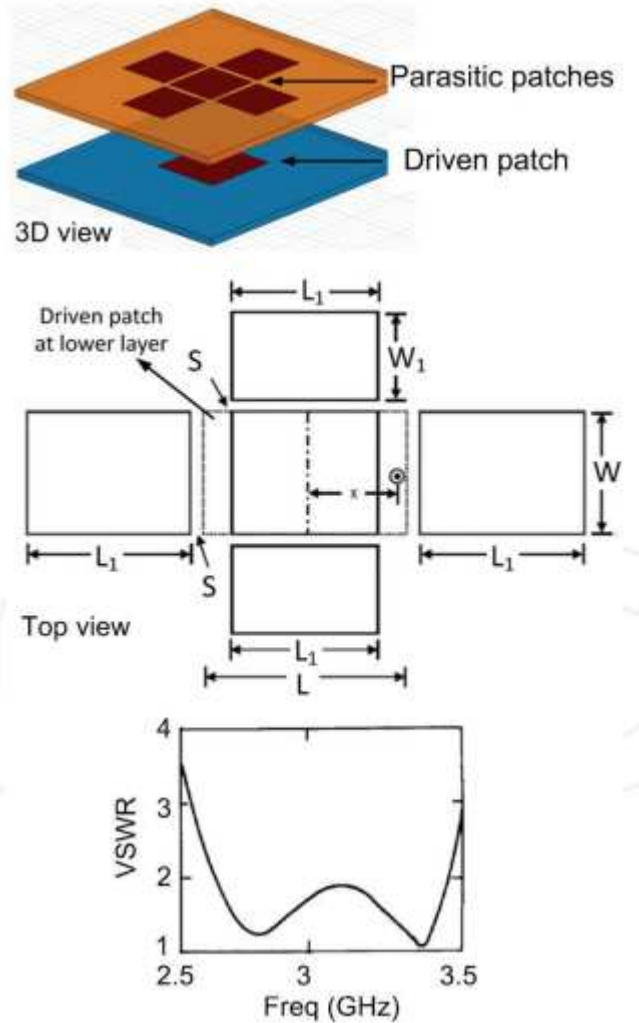


Figure II-18. La configuration et la réponse en fréquence de l'antenne présentées dans la Réf. [17]. Utilisation du concept d'empilement pour la technique des éléments parasites présentée dans la section 4.

3.1.4.2 Règles empiriques pour la permittivité du substrat

Dans la figure II-19 [16], la bande passante d'impédance la plus large et l'efficacité minimale des ondes de surface (SWE) pouvant être obtenues en utilisant différents stratifiés pour la couche inférieure tandis que la couche supérieure utilise de la mousse avec une permittivité relative de 1,07 comme substrat, sont illustrés. Il est à noter que la permittivité relative pour la couche supérieure est choisie proche de 1 afin de garantir l'efficacité et la bande passante maximales des ondes de surface obtenues en accordant ϵ_{r1} . Nous pouvons voir qu'avec $\epsilon_{r1} < 15$, de larges bandes passantes d'impédance (plus de 25%) et un rendement élevé (plus de 80%) peuvent être obtenus. Cependant, pour $\epsilon_{r1} > 15$, l'efficacité des ondes de surface commence à diminuer, dégradant les performances de rayonnement de l'antenne. En

effet, comme ϵ_{r1} est plus faible, l'onde de surface associée au patch inférieur est plus efficacement couplée au patch supérieur et par conséquent aux champs rayonnants améliorant l'efficacité de l'antenne. Par conséquent, un ϵ_{r1} plus élevé conduit à une plus faible efficacité des ondes de surface.

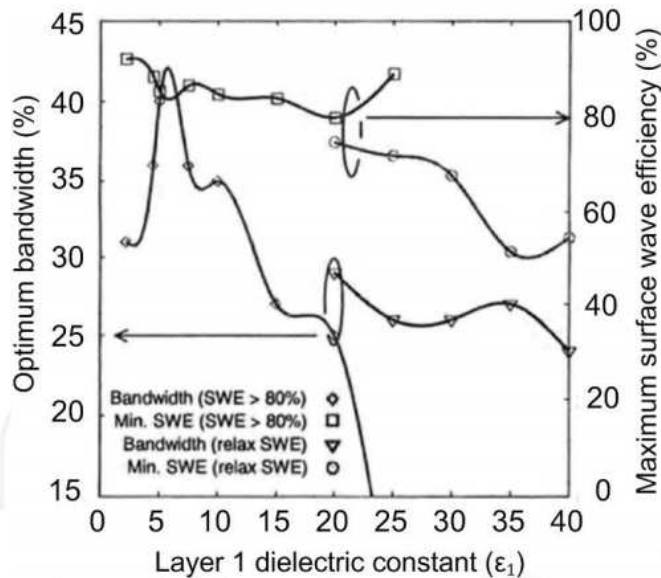


Figure II-19. Bande passante d'impédance et efficacité des ondes de surface (SWE) par rapport à la constante diélectrique de la couche inférieure (ϵ_1). La permittivité relative de la couche supérieure est de 1,07 [16].

3.1.5 Correctifs superposés à l'ouverture

Les patches empilés d'ouverture sont des structures multicouches grâce auxquelles des largeurs de bande de l'ordre de 50 à 70% peuvent être obtenues. La figure II-20 montre la configuration générale d'une antenne patch à ouvertures superposées. Il se compose de N couches diélectriques, de deux patches et d'un plan de masse au niveau duquel l'ouverture de couplage, disons la fente, est gravée. Dans cette configuration, contrairement aux patches empilés ordinaires illustrés à la figure II-16, le patch piloté (celui du bas) est alimenté indirectement en introduisant un mécanisme de couplage supplémentaire (entre la ligne d'alimentation et le patch piloté) qui se traduit par une largeur de bande d'impédance plus large.

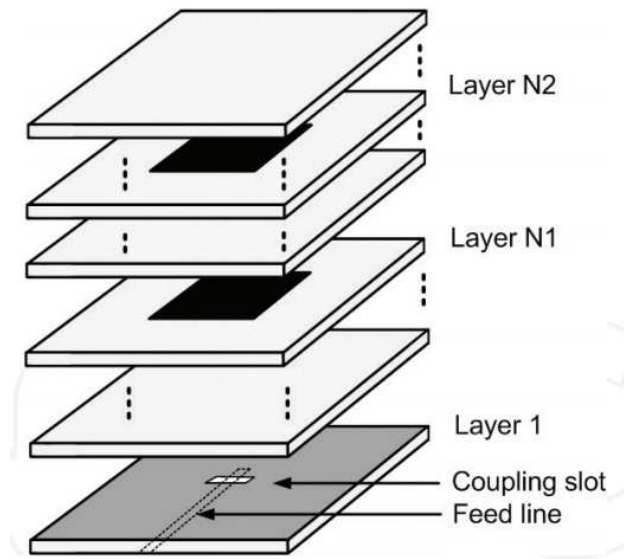


Figure 20. La configuration générale d'une antenne patch à empilement d'ouverture [16].

Sur la figure II-21, le coefficient de réflexion, S_{11} , d'une antenne patch empilée à ouverture triple couche conçue dans la réf. [16] pour la bande Ka est présenté. On peut observer que la largeur de bande d'impédance de plus de 46% par rapport à la fréquence centrale est obtenue. Le gain d'antenne conçu est supérieur à 6 dBi sur la bande 26–40 GHz. Il convient de noter que l'antenne patch empilée présentée dans la Réf. [16] est soutenue par une cavité pour augmenter à la fois le rapport avant/arrière et le gain.

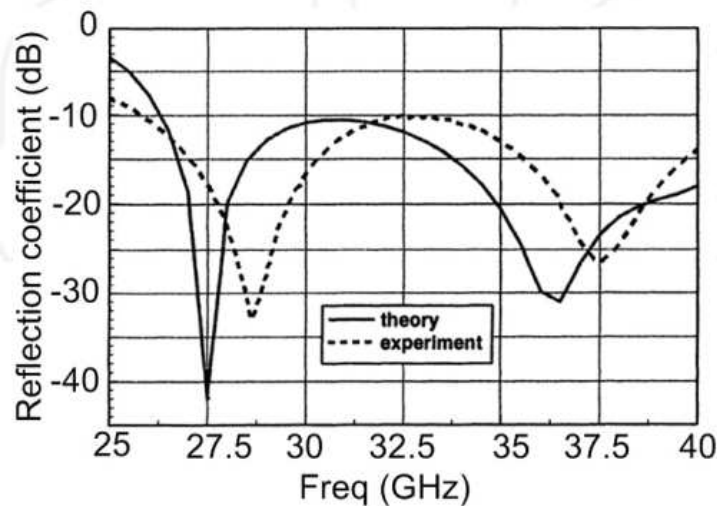


Figure II-21. Coefficient de réflexion de l'antenne patch à empilement d'ouverture présentée dans la réf. [16].

Sur la figure II-22, une antenne patch à empilement d'ouvertures avec ses dimensions géométriques est représentée. Dans cette structure, deux lignes d'alimentation décalées sont utilisées pour exciter la fente afin de fournir plus de contrôle sur la puissance de couplage. Les

deux lignes d'alimentation sont des lignes de 100Ω reliées à une ligne de 50Ω par un diviseur de puissance.

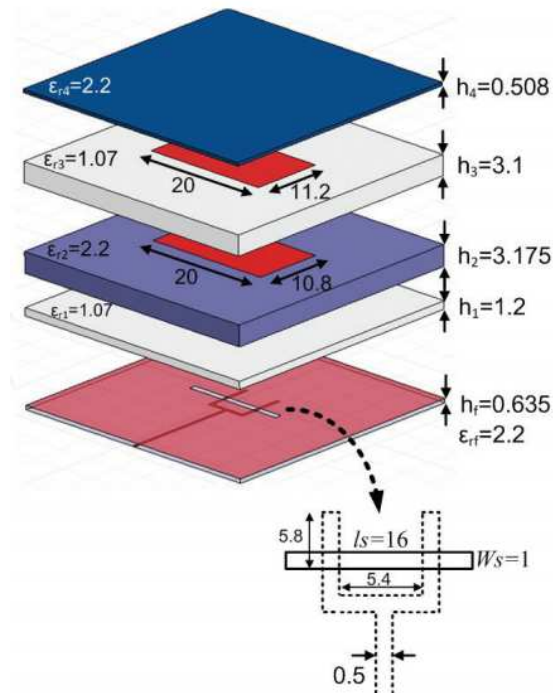


Figure II-22. La configuration et les dimensions de l'antenne patch empilée à ouverture présentée dans [16, 23].

Le coefficient de réflexion, S_{11} , de l'antenne conçue est illustré à la Figure II-23 [16, 23]. On peut observer que la largeur de bande d'impédance d'environ 67% par rapport à la fréquence centrale. Le gain d'antenne conçu est d'environ 7 dBi sur sa bande passante de fonctionnement.

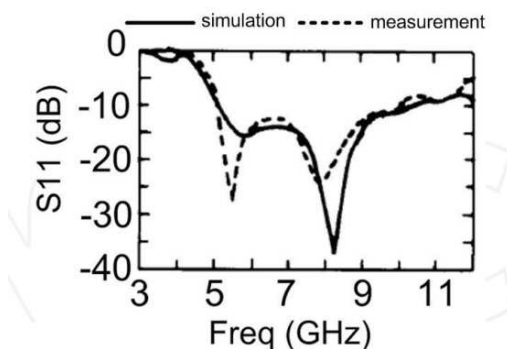


Figure II-23. Coefficient de réflexion d'une antenne patch à empilement d'ouverture présentée dans [16, 23].

3.1.6 Techniques à large bande pour la polarisation circulaire

Dans les sections précédentes, les techniques à large bande pour la polarisation linéaire ont été discutées. Cependant, dans de nombreuses applications telles que les radars et les

systèmes de navigation, la polarisation circulaire est nécessaire [17]. La bande passante à rapport axial (AR) des antennes patch microruban conventionnelles est de l'ordre de 1%, ce qui est très étroit pour de nombreuses applications. Par conséquent, certaines techniques doivent être appliquées pour l'augmenter. Dans cette section, plusieurs configurations qui produisent un rayonnement polarisé circulairement à large bande sont brièvement décrites.

3.1.6.1 Éléments parasites sur une seule couche

Cette méthode utilise le même concept que celui utilisé dans la section 4 pour élargir la bande passante, cependant, puisqu'ici le patch piloté est polarisé circulairement, la bande passante AR est augmentée. Sur la figure II-24 [24, 25], une antenne patch microruban à polarisation circulaire couplée à double alimentation est représentée. Le patch piloté est polarisé circulairement à l'aide de deux ports orthogonaux avec une différence de phase de 90° . Il est couplé à quatre plaques parasites qui l'entourent via ses quatre bords. De cette manière, les deux modes orthogonaux du patch piloté sont couplés aux deux séries orthogonales de patches parasites. En conséquence, les deux modes orthogonaux sont adaptés en impédance dans une bande de fréquence plus large, par rapport au cas où aucun patch parasite n'est utilisé, ce qui conduit à une amélioration de la bande passante AR. Étant donné que les deux modes orthogonaux générés par le patch piloté ont la même amplitude, les écarts entre le patch piloté et les quatre patches parasites doivent rester les mêmes contrairement à la figure II-24 (a) où les tailles des écarts dans les deux directions orthogonales doivent soit différent.

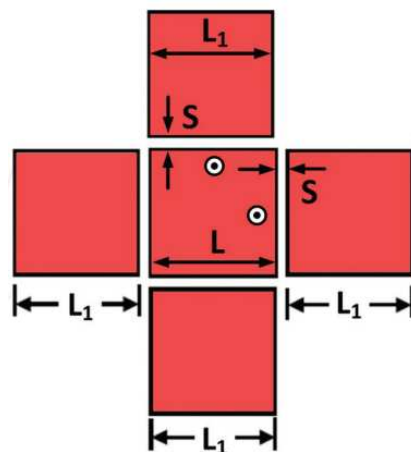


Figure II-24. Antenne patch microruban à polarisation circulaire couplée à quatre bords à double alimentation [24, 25].

Il convient de noter qu'ici, afin de maintenir l'amplitude des modes rayonnants orthogonaux bien équilibrée pour améliorer le gain, la bande passante et l'AR, toutes les

taches parasites doivent être identiques en gardant les mêmes formes et les mêmes tailles. Étant donné que le patch entraîné est de forme carrée, les patchs parasites doivent également être de forme carrée. Par cette technique monocouche, la bande passante AR de l'ordre de 10% peut être atteinte.

3.1.6.2 Empilage

Ici, également de la même manière que celle décrite dans la section 5, la bande passante AR peut être améliorée en utilisant la technique d'empilement. Sur la figure II-25, un patch microruban empilé à double alimentation polarisée circulaire est représenté. Le patch piloté est à double alimentation et produit une polarisation circulaire. Les deux modes orthogonaux générés par le patch piloté sont couplés verticalement au patch parasite et excitent deux modes orthogonaux à l'intérieur de celui-ci.

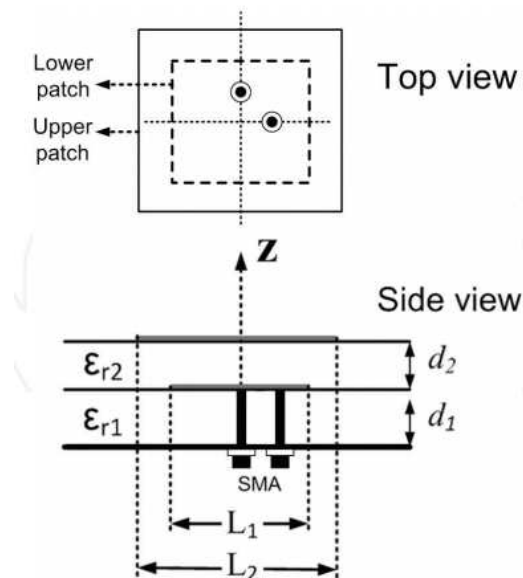


Figure II-25. Amélioration de la bande passante AR par technique d'empilement.

Dans ce cas, on peut dire que les deux modes orthogonaux du patch inférieur sont couplés aux deux modes orthogonaux du patch supérieur. En conséquence, ces deux modes orthogonaux sont adaptés en impédance sur une bande de fréquence plus large par rapport au cas où aucun patch parasite n'est utilisé, ce qui conduit à une bande passante AR plus large. Dans Réf. [26], une base d'antenne échantillon sur la configuration illustrée à la figure II-25 est conçue et une bande passante AR de 18 % est obtenue. Dans Réf. [26], les patchs entraînés et parasites sont au carré.

3.1.6.3 Couplage par une ouverture

En modifiant la forme de la fente/du patch dans la technique de couplage par une ouverture discutée à la section 3.2, un rayonnement polarisé circulairement avec une bande passante AR améliorée peut être obtenu [27–28]. Sur la figure II-26, une antenne patch carrée couplée à une ouverture avec une fente de couplage en forme de croix est représentée. Par cette configuration, deux modes orthogonaux générés par la fente en forme de croix sont couplés aux deux modes orthogonaux du patch conduisant à une amélioration de la bande passante de chaque mode et par conséquent à l'expansion de la bande passante AR. Dans Réf. [27], un échantillon d'antenne est conçu en utilisant la configuration illustrée à la figure II-26 et une bande passante AR de 1,4 % est obtenue.

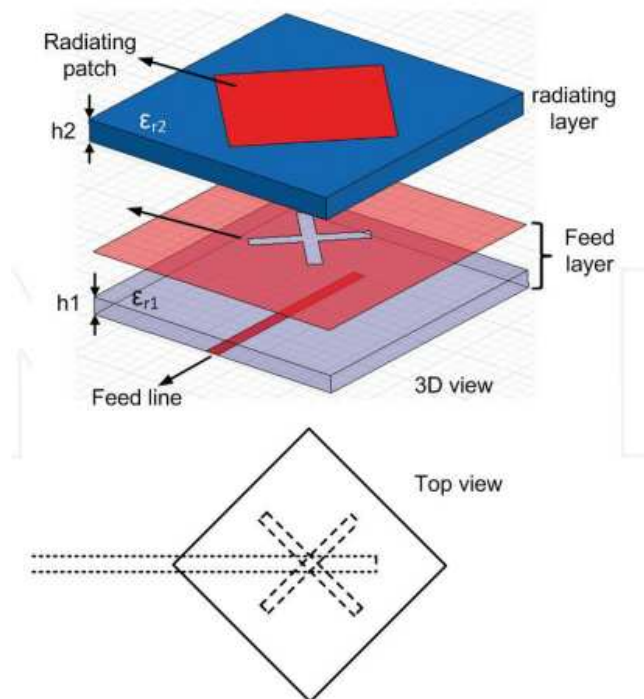


Figure II-26. Antenne patch microruban couplée par une ouverture, utilisant une fente de couplage en forme de croix. Différentes longueurs sont choisies pour les deux fentes croisées afin de fournir une différence de phase de 90° entre les deux modes orthogonaux.

Sur la figure II-26, deux fentes croisées et un patch carré ont été utilisés. Cependant, les mêmes performances peuvent être obtenues en utilisant une seule fente et en modifiant la forme du patch. Sur la figure II-27, une antenne patch couplée par une ouverture utilisant une seule fente tournée à 45° et un patch presque carré sont représentés. Dans Réf. [28], une antenne à polarisation circulaire avec une bande passante AR d'environ 1,1 % est conçue à l'aide de cette configuration.

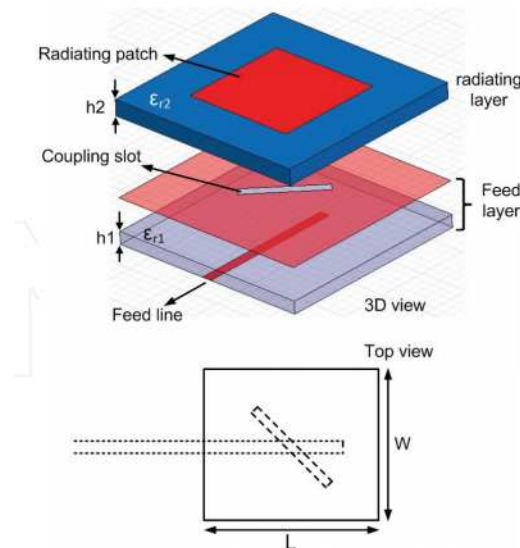


Figure II-27. Antenne patch couplée par une ouverture utilisant une seule fente tournée à 45° et un patch presque carré.

3.1.7 Autres techniques

Dans cette section, d'autres techniques rapportées dans la littérature sont introduites et brièvement décrites. Cependant, comme nous savons qu'il existe de nombreux travaux sur l'amélioration de la bande passante des antennes patch microruban, en ce qui concerne tous les chercheurs qui ont travaillé sur cette question, nous avons sélectionné quelques travaux et les avons présentés ici.

3.1.7.1 Tableau log-périodique de correctifs

Dans [29–30], l'idée d'antennes log-périodiques pour fournir de très larges bandes passantes a été appliquée aux patchs microruban. Dans cette technique, les patchs microruban sont disposés selon une formation log-périodique. Les patchs sont alimentés en série par une ligne microruban soit directement soit indirectement.

Dans la figure II-28(a et b), les configurations à alimentation directe et indirecte sont illustrées. Dans la configuration représentée sur la figure II-28(a), chaque pastille est couplée à la ligne d'alimentation située au niveau de la couche inférieure ; cependant, dans la figure II-28(b), chaque patch est directement connecté à la ligne d'alimentation via un transformateur quart d'onde pour une adaptation d'impédance plus facile (c'est-à-dire que la longueur 'd' est choisie $\lambda/4$ où λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence de résonance du patch). La figure II-28 (c) montre le tracé VSWR d'un échantillon d'antenne conçu dans la réf. [30]. On constate qu'une bande passante très large (de l'ordre de 100%) est obtenue en exploitant cette configuration.

Le diagramme de rayonnement des antennes représenté sur la figure II-28 est large, contrairement au réseau de dipôles log-périodiques conventionnel qui rayonne dans la direction de l'extrémité. Bien qu'en utilisant une configuration log-périodique, des largeurs de bande très larges peuvent être obtenues, mais les balayages de direction du faisceau principal par rapport à la fréquence rendent impossible de fournir une direction de faisceau constante sur toute la largeur de bande.

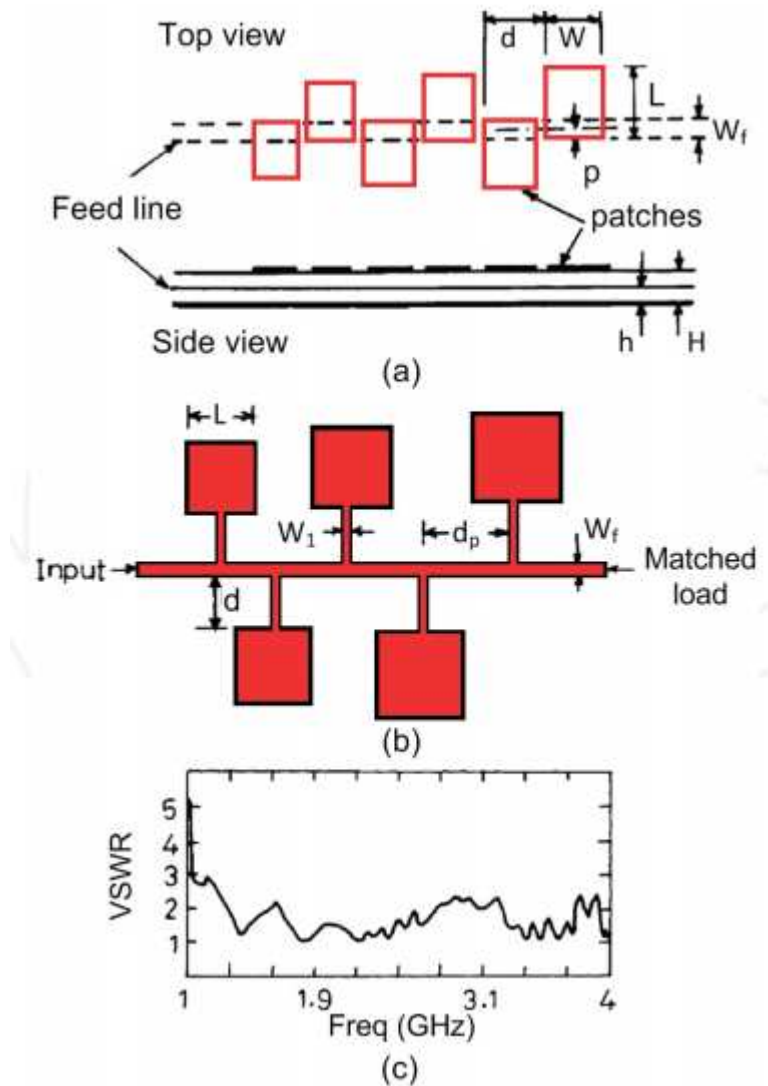


Figure II-28. Patches microruban disposés en formation de réseau log-périodique. (a).

Alimentation indirecte, (b). Alimentation directe et (c). Tracé VSWR .

3.1.7.2 Patch en forme de E

Dans Réf. [31], un patch en forme de E doublé d'une cavité SIW1 est proposé permettant d'obtenir une bande passante de 10,9 %. La structure d'antenne est illustrée sur la figure II-29. Comme indiqué, l'élément rayonnant est un patch en forme de E soutenu par une cavité SIW et alimenté par une ligne ruban qui est chargée par certains tronçons. Le contact direct entre la

ligne d'alimentation et le patch rayonnant est assuré par un via métallisé au centre fonctionnant comme une sonde.

Dans Réf. [32], il est déclaré que pour un patch en forme de E conventionnel (c'est-à-dire une antenne patch en forme de E à une seule couche alimentée par une simple sonde) afin de fournir une adaptation d'impédance pour le mode de résonance inférieur, nous devons choisir l'épaisseur du substrat supérieure à $0,07\lambda$, car l'inductance apportée par la sonde est très faible et la capacité introduite par le patch et la masse devient très importante [31]. Dans cette conception, certains stubs sont introduits à l'extrémité de la ligne à ruban afin de fournir plus d'inductance et de permettre d'adapter l'impédance au mode de résonance inférieur même avec des substrats minces d'épaisseur $<0,07\lambda$.

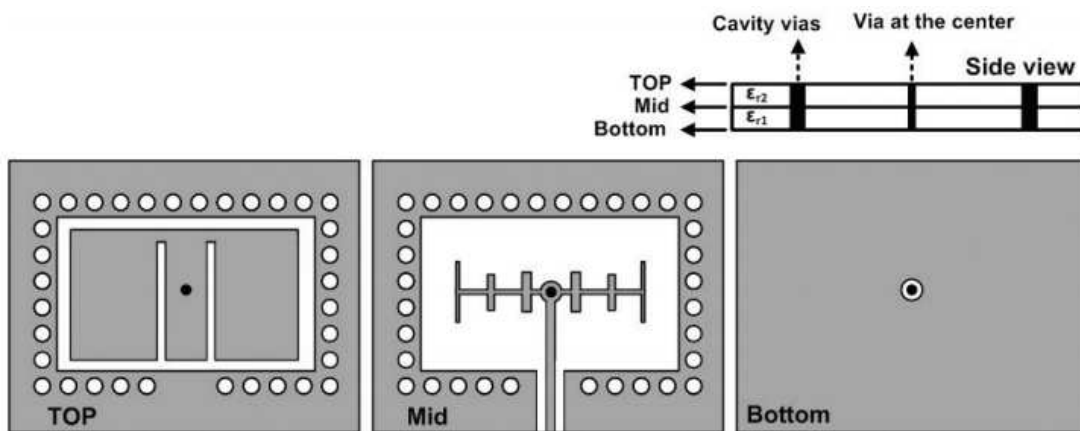


Figure II-29. La configuration de l'antenne patch en forme de E présentée dans la Réf. [31].

L'impédance d'entrée et les distributions de courant correspondant aux deux modes de résonance du patch rayonnant pour les deux cas, avec et sans stubs, sont représentés sur la figure II-30. On peut clairement observer que si les stubs ne sont pas utilisés, la fréquence de résonance inférieure ne peut pas être créée avec le substrat mince utilisé dans cette conception. Cependant, si en appliquant les stubs et en ajustant leurs dimensions, deux modes de résonance dont l'impédance est adaptée avec succès permettent d'augmenter la bande passante d'impédance.

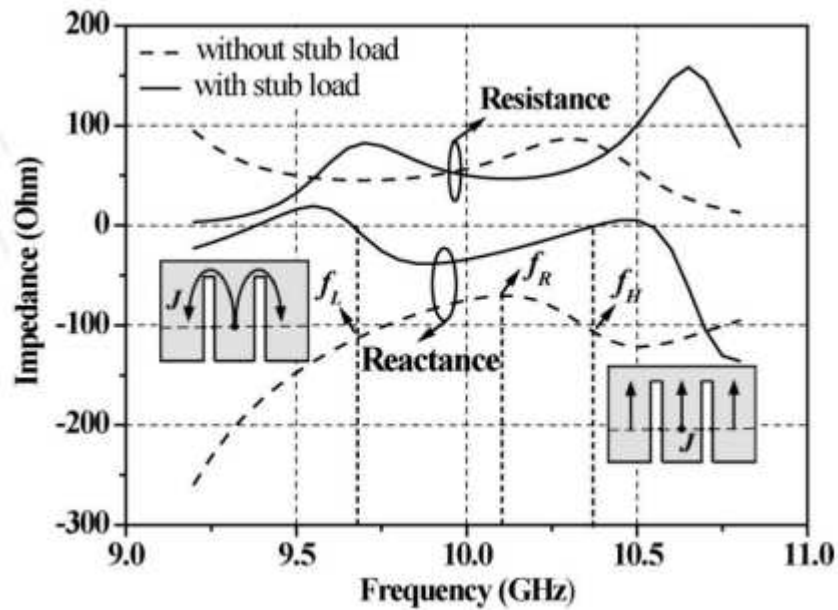


Figure II-30. L'impédance d'entrée et les distributions de courant correspondant aux deux modes de résonance du patch rayonnant pour les deux cas, avec et sans stubs, pour l'antenne illustrée à la Figure II-29 [31].

Dans la Figure II-31, le coefficient de réflexion, S_{11} , de l'antenne conçue dans la Réf. [31] est illustré et la largeur de bande d'impédance ($S_{11} < -10$ dB) de 10,9 % (9,45–10,54 GHz) peut être observée.

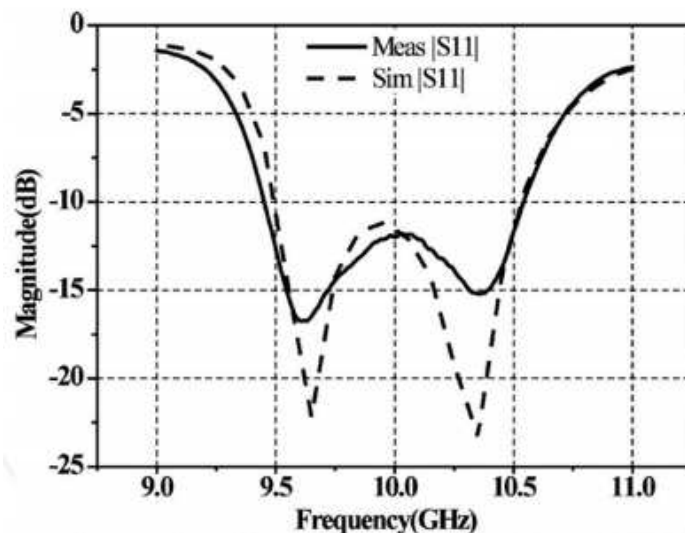


Figure II-31. Coefficient de réflexion, S_{11} , de l'antenne échantillon conçue dans la réf. [31] sur la base de la configuration illustrée à la Figure 29 [31].

3.1.7.3 Alimentation en L

Dans [33, 34], une sonde en forme de L est utilisée pour alimenter un patch microruban et a démontré que de cette manière, la bande passante d'impédance peut être augmentée. Cette

méthode peut être interpolée comme une combinaison de techniques d'alimentation et d'empilage couplées par proximité. Sur la figure II-32, une antenne patch rectangulaire alimentée par une sonde en forme de L est illustrée. La sonde en forme de L est réalisée en connectant un via métallisé à la ligne d'alimentation, cette sonde est alimentée par une ligne triplaque afin de supprimer les rayonnements parasites dus à la structure d'alimentation.

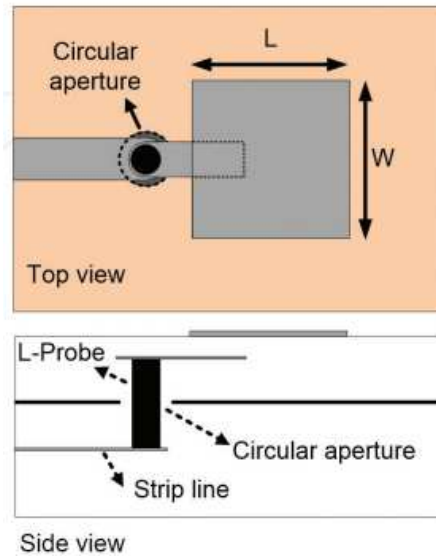


Figure II-32. Antenne patch rectangulaire alimentée par une sonde en forme de L [34].

Le S_{11} simulé d'un échantillon conçu dans la Réf. [34] est illustré à la Figure II-33. On peut voir qu'une largeur de bande d'impédance de 50,4 % (46–77 GHz) est atteinte.

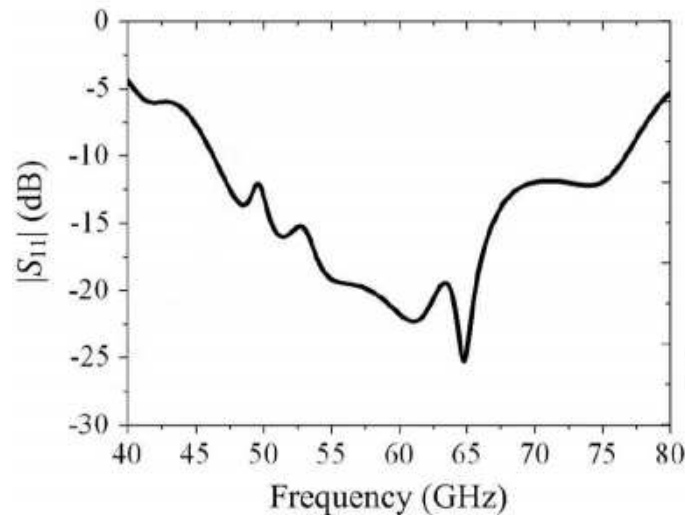


Figure II-33. Le S_{11} simulé d'un échantillon d'antenne conçu dans la Réf. [34] sur la base de la configuration illustrée à la Figure II-32.

3.1.7.4 Antenne à fente monopôle microruban

Dans Réf. [35], une antenne monopôle à fente microruban est introduite et ses performances utilisant trois formes différentes (droite, L et T inversé) pour la fente sont étudiées et il est montré qu'en utilisant cette configuration monocouche, une large impédance une bande passante de plus de 80% peut être atteinte. Il faut dire que cette antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et par conséquent un gain inférieur par rapport aux antennes présentées dans les sections précédentes.

La figure II-34 illustre la configuration de l'antenne pour trois formes de fentes différentes. Comme illustré, il s'agit d'une structure monocouche dans laquelle la fente est couplée électromagnétiquement à la ligne d'alimentation. La présence d'une fente introduit des résonances supplémentaires qui peuvent être bien couplées à la résonance du patch conduisant à une amélioration de la bande passante de l'antenne.

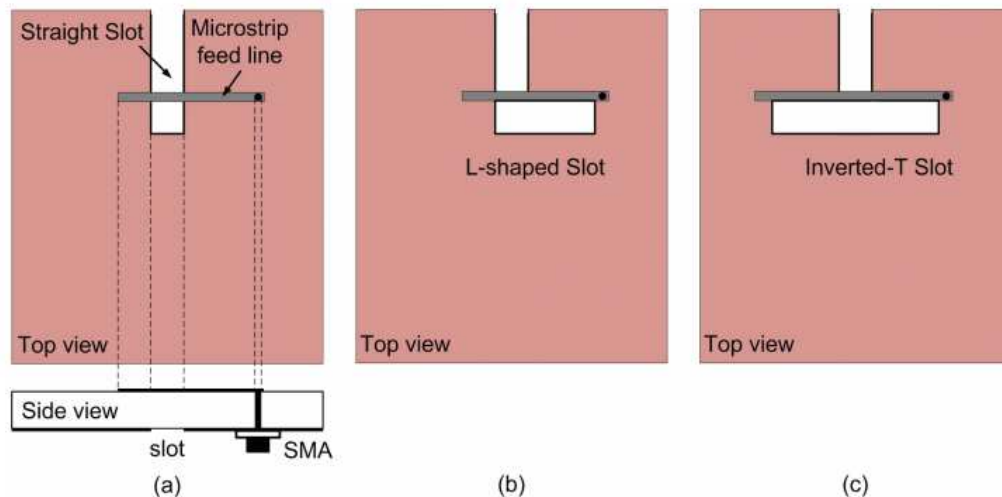


Figure II-34. Antenne unipolaire microruban à fentes avec trois formes de fentes différentes : (a). Fente droite, (b). Fente en forme de L et (c). Fente en T inversé [35].

Dans Réf. [35], trois échantillons d'antennes illustrés à la figure II-34 sont conçus. La figure II-35 montre les coefficients de réflexion, S_{11} , des antennes conçues. On peut clairement observer que dans le cas où une seule fente droite est utilisée (Figure II-34(a)), une résonance supplémentaire est créée, ce qui donne une bande passante de 57 % (2,5 à 4,5 GHz) ; cependant, pour les cas où une fente en forme de L (Figure II-34(b)) ou en T inversé (Figure II-34(c)) est utilisée, trois résonances supplémentaires sont créées, ce qui entraîne une largeur de bande d'impédance plus large : 82 % (2,42–5,78 GHz) pour le premier et 80% (2,74–6,4 GHz) pour le dernier. La raison en est que pour les cas de fentes en forme de L et de T inversé, les deux bras orthogonaux de la fente fonctionnent comme deux

résonateurs séparés correctement couplés l'un à l'autre et le patch faisant quatre résonances bien couplées, ce qui conduit à une amélioration significative de la bande passante .

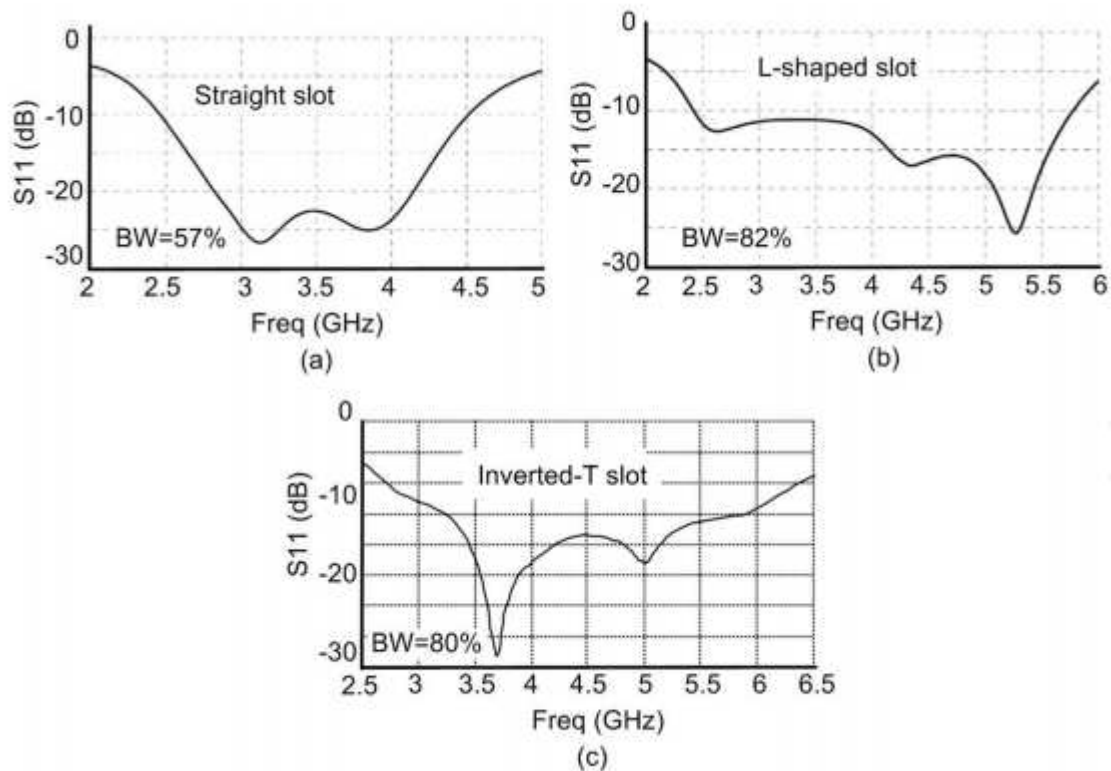


Figure II-35. Les coefficients de réflexion S_{11} , des antennes échantillons conçues dans la réf. [35] sur la base des configurations illustrées à la Figure II-34. (a). Fente droite, (b). Fente en forme de L et (c). fente en T inversé [35].

3.1.7.5 Masse/patch défectueux

La défectuosité du patch / la masse a été utilisée comme technique pour améliorer les caractéristiques de rayonnement des antennes patch microruban. La suppression du couplage mutuel dans les réseaux [36–37], l'amélioration de l'efficacité [38], la réduction de la taille de l'antenne [39] et l'abaissement du niveau contrapolaire [40–41] et l'amélioration de la bande passante [42–43] en sont quelques exemples . Ici, nous nous concentrons sur ce dernier, c'est-à-dire l'amélioration de la bande passante.

Dans Réf. [42], une double fente en forme de U est introduite dans le plan de masse d'une antenne monopôle microruban afin d'améliorer sa bande passante d'impédance. Avec la structure résultante, une largeur de bande d'impédance de 114 % a été obtenue. La structure proposée et le coefficient de réflexion S_{11} d'un échantillon conçu dans la réf. [42] sont illustrés à la Figure II-36.

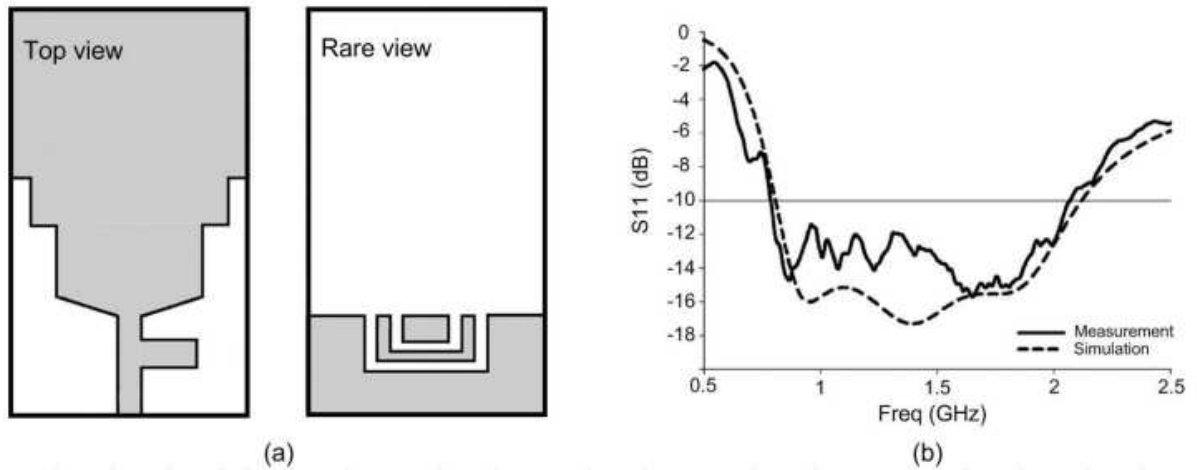


Figure II-36. L'antenne unipolaire à microruban avec la masse défectueuse proposée présentée dans la réf. [42]. (un). Topologie de la structure. (b). Coefficient de réflexion S_{11} d'un échantillon conçu dans la Réf. [42].

Dans Réf. [44], un patch défectueux en forme de D est utilisé pour l'amélioration de la bande passante. La structure proposée et les deux déformations utilisées dans celle-ci sont représentées sur la figure II-37. Par la déformation 1, la fréquence de résonance du mode TM_{10} diminue puisque la longueur effective du patch augmente pour ce mode de résonance. Cependant, la déformation 2 fonctionne de manière inverse, c'est-à-dire qu'elle diminue la longueur effective du patch pour le mode TM_{10} en augmentant sa fréquence de résonance. En conséquence, la combinaison de ces deux déformations crée un patch défectueux en forme de D qui peut produire deux fréquences de résonance par les deux longueurs efficaces de l'intérieur et de l'extérieur de la défection en forme de D. Le tronçon de circuit ouvert connecté à la ligne d'alimentation est utilisé pour l'adaptation d'impédance.

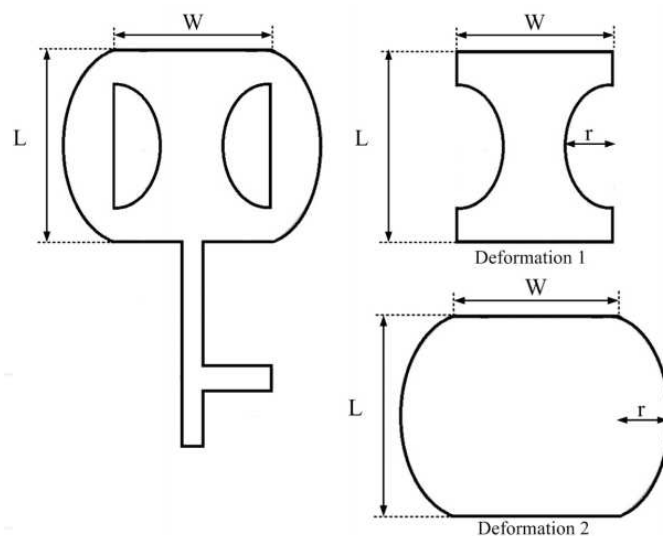


Figure II-37. Le patch microruban défectueux en forme de D proposé présenté dans la réf. [44]. Structure complète et deux déformations utilisé [44].

Sur la figure II-38, un échantillon fabriqué de la structure proposée et son coefficient de réflexion S_{11} sont représentés. Le coefficient de réflexion de la structure proposée est également comparé à celui d'un patch conventionnel et une amélioration de 5 % de la bande passante peut être observée dans le résultat de la mesure.

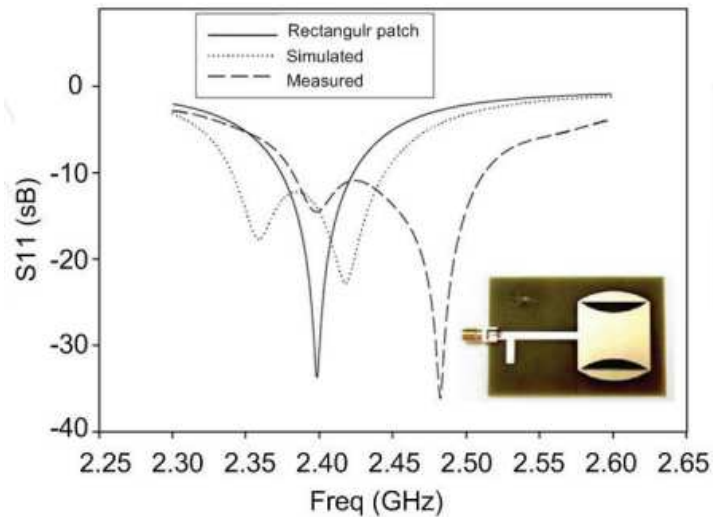


Figure II-38. Échantillon fabriqué de patch microruban défectueux en forme de D présenté dans la réf. [44] et comparaison de son coefficient de réflexion avec celui d'un patch classique.

Dans Réf. [43], un patch défectueux en forme d'haltère est utilisé à la fois pour augmenter la bande passante et améliorer la pureté de la polarisation. La structure proposée est illustrée à la figure II-39.

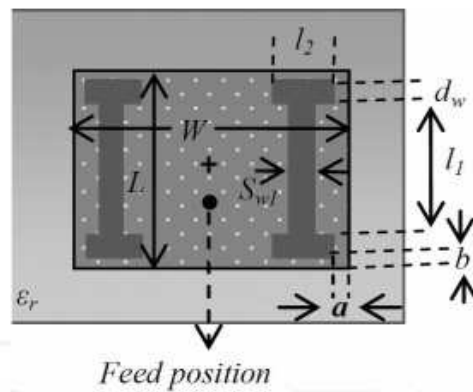


Figure II-39. Le patch défectueux proposé en forme d'haltère présenté dans la réf. [43].

Comme indiqué, une paire de fentes minces (avec les dimensions $l_1 \times S_{w1}$) est gravée près des bords non rayonnants et quatre fentes plus larges (avec les dimensions $l_2 \times d_w$) sont positionnées près du patch coins. De cette façon, les champs correspondant aux bords et aux coins non rayonnants qui contribuent principalement au rayonnement contrapolaire sont perturbés conduisant à des rayonnements plus purs. Dans Réf. [43], il est montré que chaque fente $l_1 \times S_{w1}$ introduit une réactance parallèle à l'impédance d'entrée du patch de telle manière que la variation de la réactance d'entrée du patch en fonction de la fréquence (comme le montre la figure II-40 devient plus petite par rapport à le patch conventionnel. Ce fait peut indiquer la bande passante plus large de la structure proposée par rapport au patch conventionnel.

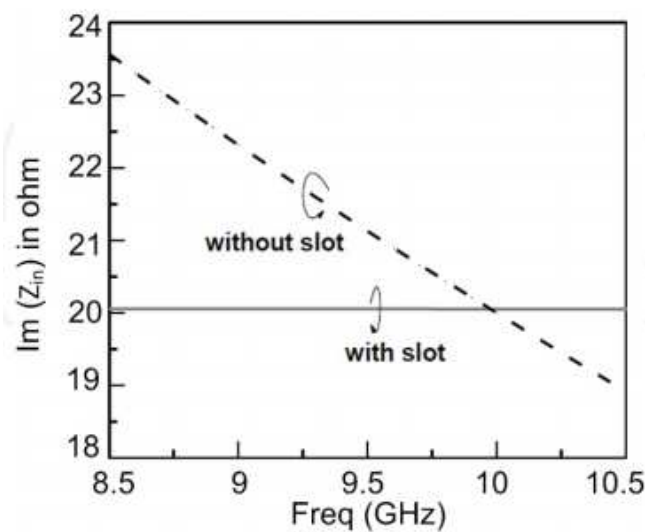


Figure II-40. Variation de la réactance d'entrée du patch proposé dans la Réf. [43] vs fréquence et sa comparaison avec celle d'un patch classique.

Dans la Figure II-41, le coefficient de réflexion d'une antenne échantillon conçue dans la Réf. [43] est illustré et comparé à celui d'un patch conventionnel. Les résultats montrent que l'antenne proposée produit une bande passante plus large. Le résultat de la mesure montre une bande passante de 16 % pour l'échantillon conçu.

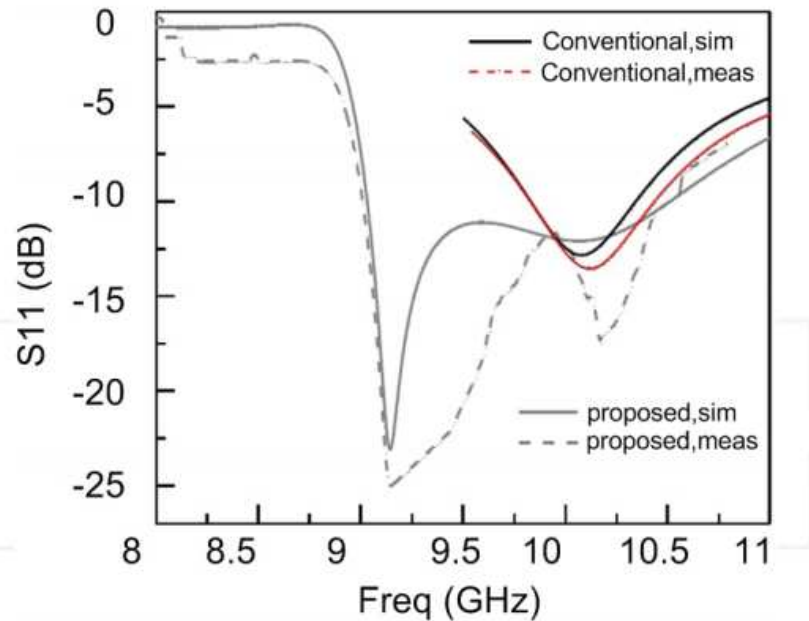


Figure II-41. Coefficient de réflexion d'un échantillon d'antenne conçu dans la réf. [43] et sa comparaison avec celle d'un correctif.

3.2 Les techniques de rejets de bandes:

Les antennes ULB, en raison de leur caractéristique large bande, doivent partager leurs bandes de fréquences avec des systèmes déjà existants dans leurs environnement tels que WLAN, WIMAX, etc, et cela afin d'éviter les interférences avec les systèmes de communication voisins. Dans ce cas, il est possible de concevoir des antennes ULB avec une caractéristique de bande rejetée pour faciliter la réjection du signal à bande étroite. Dans cette session, nous allons présenter quelques méthodes pour filtrer et contrôler certaines bandes de fréquences des antennes ULB, telles que :

- L'insertion de fentes,
- L'élimination de la structure résonante à bande étroite,
- L'utilisation de la structure fractale, l'algorithme d'optimisation,
- L'utilisation des structures à base de métamatériaux.

3.2.1 Insertion de fentes

Cette technique est la plus connue et la plus simple pour réaliser la fonction bande filtrée par l'insertion des fentes soit sur le patch rayonnant, la ligne d'alimentation, le plan de masse ou la proximité du patch. Plusieurs formes de fentes insérées ont été étudiées comme illustrée la figure II-42, II-43, II-44 et II-45.

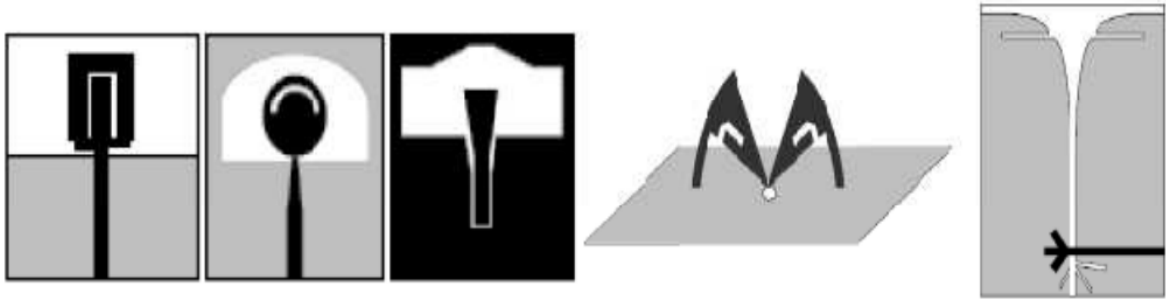


Figure II-42: Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément rayonnant.

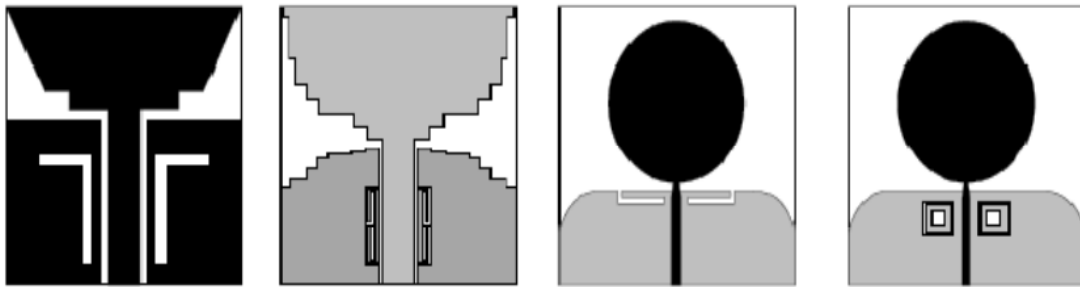


Figure II-43: Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de masse.

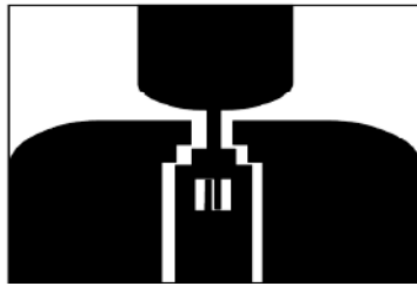


Figure II-44 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation.



Figure II-45 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant [45].

3.2.2 Enlèvement de la structure résonnante à bande étroite

Cette technique a été présentée par Hans Gregory Schantz et al. [46], en insérant la structure résonnante à bande étroite sur le patch d'antenne ULB pour rejeter les bandes de fréquence spécifiques comme le montre la figure II-46.

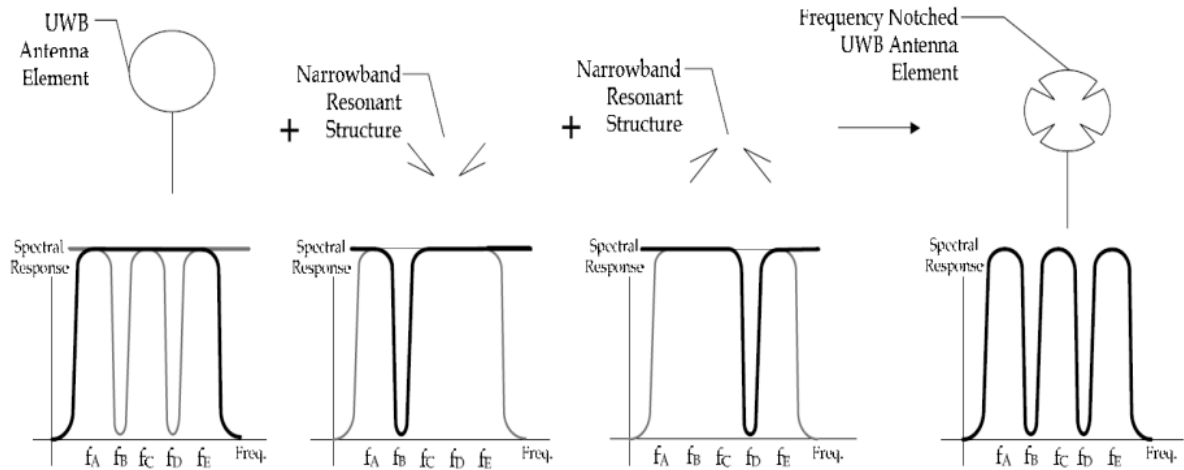


Figure II-46 : Combinaison d'un élément d'antenne ULB avec les structures résonnantes à bande étroite pour rejeter des bandes de fréquence.

3.2.3 Emploi de structures métamatériaux

Les métamatériaux ont beaucoup attiré l'attention ces dernières années, principalement en raison de leurs propriétés électromagnétiques extraordinaires. Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui ont été introduite par Vesalago en 1967. Contrairement aux matériaux conventionnels, la structure à base de métamatériaux est conçue pour présenter une perméabilité négative et une permittivité négative dans la gamme de fréquences hyperfréquences voulues. Les métamatériaux sont un excellent moyen pour améliorer les performances de l'antenne.

De plus, les propriétés des métamatériaux sont également utilisées pour la miniaturisation de l'antenne. Une Antenne large bande à structure métamatériaux basée sur split ring resonator (SRR) a été proposée dans [47-48]. La structure SRR fonctionne comme un filtre coupe-bande entre 5 GHz et 6 GHz. Les dimensions du SRR sont typiquement un dixième de la longueur d'onde guidée à la fréquence de résonance, cette technique est présentée sur la figure II-47 [47-48].

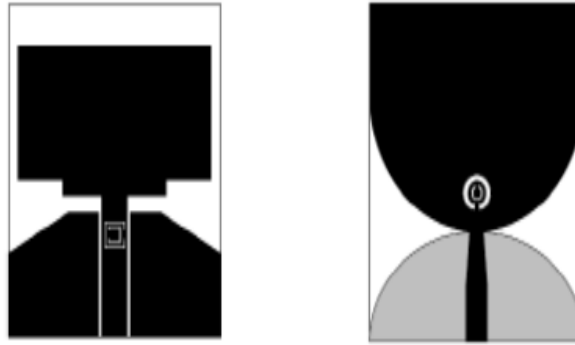


Figure II-47: Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.

4 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande :

En février 2002, la FCC a défini trois grandes types d'applications pour l'ULB [49] : les communications sans fil, la géo-localisation et la détection. Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules o Bande de fréquence <1 GHz: radar GPR et radar "see through wall" o Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie). o Bande 3.1-10.6 GHz: Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

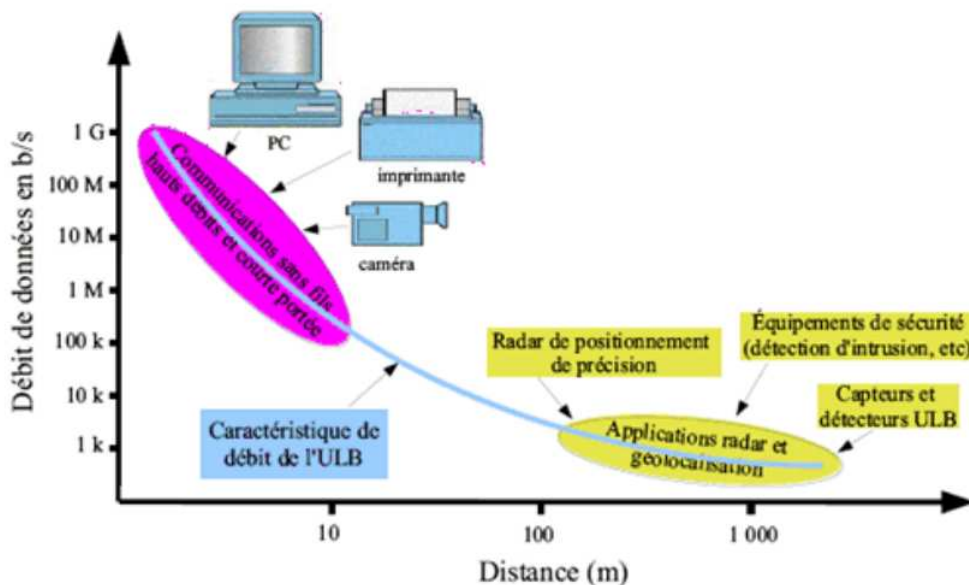


Figure II-48: Différentes applications de l'Ultra Large Bande.

4.1 Applications sans fils WLAN :

Parmi les applications qui a connu un grand développement et cela après la libération de la bande fréquentielle 3.1-10.6 GHz par la FCC (en 2002) concerne sans aucun doute les communications RF sans fils, à très hauts débits et avec des courtes portées. La première application du système ultra large bande pour les communications sans fils à très haut débit

(supérieur à 10 Mbps) est liée aux applications domestiques [50, 51] comme illustré dans la figure II-49. Cette technique permet de remplacer :

- Le câblage entre caméras numériques et PC par une connectique sans fil,
- D'effectuer des transferts à très haut débit entre plusieurs PC d'un même milieu,
- D'effectuer des transferts à très haut débit entre un PC et d'autres périphériques comme les imprimantes, scanners, disque de stockage.

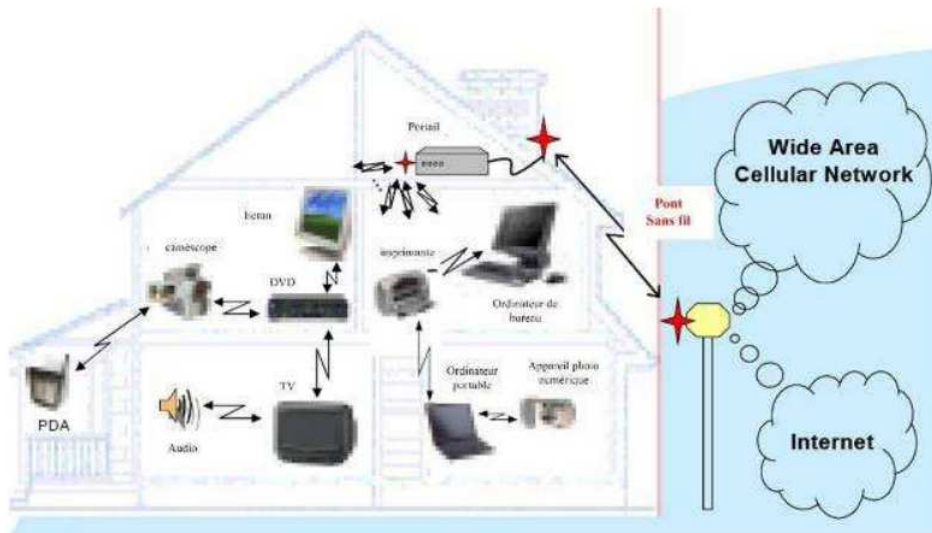


Figure II-49 : Système de communications sans fils, à haut débit.

Par contre, pour des débits plus faibles, on peut atteindre des portées un peu plus grandes (50 m) ce qui donne des accès à un grand nombre d'applications [52]. On peut citer comme exemple:

- L'automatisation de la maison,
- Les systèmes de sécurité, la télésurveillance ainsi que d'autres services mettant en œuvre des réseaux de capteurs, des télécommandes,
- Les téléphones sans-fil,
- Les liaisons avec les périphériques du PC (souris, clavier, oreillette)

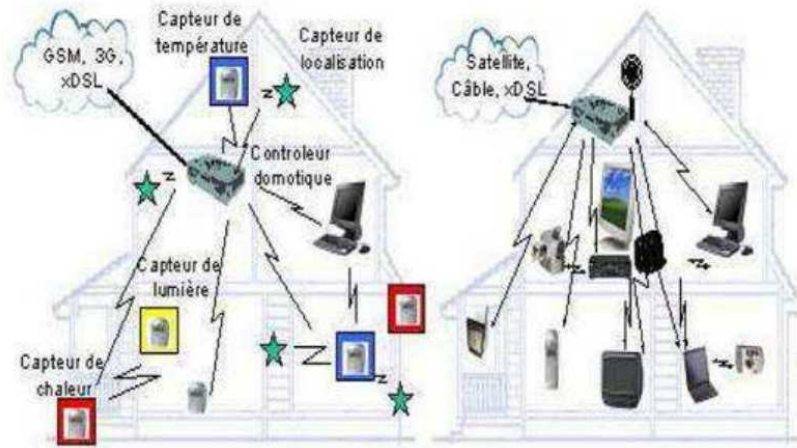


Figure II-50: Système de communication de proximité.

A côté de ces applications de communications en bande haute, il existe d'autres applications de communications dans la partie basse du spectre (0.03-2 GHz) décrites ci-dessous.

4.2 Communications en bande basse :

On considère dans cette partie (0.03-2 GHz) les communications entre plusieurs utilisateurs. Au cours des deux dernières années, les développements ont été guidés par la nécessité d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en préservant une bande passante élevée pour chaque utilisateur. Les données à transmettre vont de l'audio à faible débit binaire (par exemple, 1/10 de kbps pour la voix CVSD) à la vidéo en temps réel (plusieurs Mbps). Les applications dites tactiques (portée de l'ordre du km) et les applications dites stratégiques (portée > 100 km), exigent une faible probabilité de détection (LPD). Deux systèmes de communications, fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes, ont été commercialisés [53] : Le premier, le système DRACO, (figure II-51) fonctionne dans la bande VHF/UHF du spectre: C'est un système de communication mobile prévoyant un fonctionnement sans fil dans un environnement tactique. Sa distance d'opération est importante, pouvant s'étendre sur plusieurs kilomètres, DRACO supporte des voix (ou données) cryptées mais aussi des données non cryptées.



Figure II-51: Système DRACO

Le second système est le système ORION, (figure II-52) qui fonctionne dans la bande L (1-2 GHz) du spectre avec 27% bande passante. Il peut fonctionner soit dans un environnement tactique (assez courte portée) soit dans un environnement stratégique.

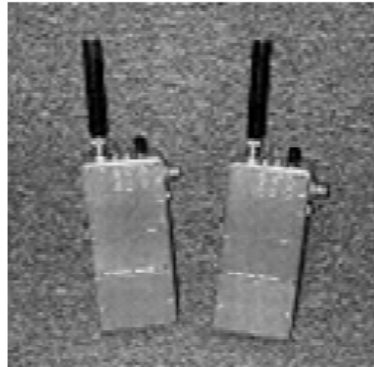


Figure II-52: Système ORION.

4.3 Applications liées au radar :

4.3.1 Quelques généralités :

Un radar est traditionnellement défini par sa résolution ΔR : $\Delta R = c/2B$ où B est la bande passante du radar et c la vitesse de la lumière.

4.3.1.1 Comparaison entre radar à bande étroite et radar ULB [54] :

Les radars traditionnels à bande étroite ont de nombreux inconvénients : Avec un radar traditionnel, il est impossible d'émettre et de recevoir en même temps des informations, ce qui implique que l'on a très souvent des zones aveugles de plusieurs centaines de mètres. De plus, comme le radar traditionnel est un dispositif à bande étroite, sa résolution est faible. Le radar ULB peut remplacer les radars à bande étroite et, du fait de sa très large bande passante, il a une meilleure résolution et il possède par ailleurs de nombreux avantages :

- Capacités de pénétration des matériaux, des sols, des murs, de la végétation, de la neige (utilisation possible des radars en basse fréquence pour améliorer la pénétration)
- Amélioration de l'identification des cibles (diminution forte des zones aveugles)
- Système robuste par rapport aux perturbations.

4.3.1.2 Réalisation d'un radar ULB :

Le signal émis par un radar peut être réalisé soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel. Dans le domaine fréquentiel, il existe deux approches, d'une part l'approche par pas de fréquences ("stepped frequency radar") où la fréquence saute d'une

valeur à une autre et d'autre part l'approche par une onde continue à fréquence modulée (FMCW : "Frequency modulated continuous wave") où la fréquence varie lentement couvrant toute la bande de fréquence opérationnelle. Même si la technologie est connue en RF depuis longtemps, ces radars possèdent de nombreux inconvénients (sensibilité aux perturbations, temps de mesure important et équipement de mesure cher et volumineux) o Une autre technique plus prometteuse a vu le jour ces dernières années : c'est la technique impulsionnelle. Le radar utilise des impulsions de courtes durées sans porteuse. Le temps de mesure est relativement court (quelques ns). Pour améliorer la précision des données de mesures qui en principe est relativement faible pour ces radars ULB impulsionnels, on peut utiliser une séquence pseudo aléatoire d'impulsion vidéo au lieu d'une seule impulsion : Une transmission continue d'impulsions de courtes durées avec une séquence pseudo aléatoire augmente considérablement la puissance moyenne du signal transmis. (Séquences de Golay, M séquences.....).

4.3.2 Radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR) :

Cette catégorie d'applications existe déjà depuis de nombreuses années, avec l'apparition des radars GPR dans les domaines tels que la détection de mines anti-personnelles ou la caractérisation des propriétés électriques du sol. La possibilité d'émettre un signal de durée très brève est très intéressante car la résolution d'un radar (ΔR) est directement proportionnelle à la bande passante du signal (B). La bande d'un radar GPR ULB est déterminée par plusieurs paramètres: la taille de l'objet, ses propriétés électriques, la profondeur de l'objet et bien évidemment les propriétés du sol (permittivité, pertes diélectriques et résistivité). Classiquement, la bande de fréquence opérationnelle est <1 GHz.

4.3.2.1 Détections de mines anti-personnelles :

Les radars ULB permettent d'éliminer les inconvénients des anciens radars utilisés pour détecter des mines anti-personnelles (AP) [55]. Avant l'arrivée de l'ULB, on détectait les mines AP à l'aide d'un radar à bande étroite opérant dans les fréquences basses du spectre. Le problème de ce type de radar est leur faible résolution ; l'utilisation de fréquences plus élevées permet d'augmenter cette résolution, mais la profondeur de pénétration devient très petite et les objets profonds ne sont plus détectés. On comprend bien l'avantage de l'ultra large bande qui permet d'avoir à la fois une très bonne résolution due à la très large bande utilisée et une profondeur de pénétration importante permettant de détecter des mines profondément enterrées (figure II-53).

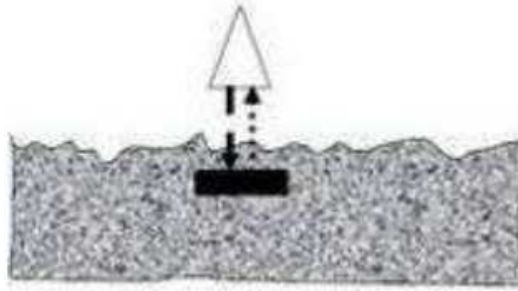


Figure II-53: Principe de la détection de mines anti-personnelles grâce à un radar ULB

4.3.2.1.1 Autres applications des radars à pénétration du sol :

Il existe bien d'autres applications des radars à pénétration du sol [56]: Ils sont utilisés pour le contrôle de la construction des bâtiments ou une détection des communications dans les anciens bâtiments. une inspection des routes et autoroutes, ou des fondations des ponts en archéologie pour la cartographie des sites enfouis, pour la surveillance et la détection de pollution la détection de matériaux non conducteurs tels que les céramiques, les composites, la brique, les plastiques ou encore les matériaux organiques comme le bois.

4.4 Applications d'aide à la conduite :

Une autre application de l'utilisation de l'ULB en bande basse concerne la détection de véhicules à l'aide d'un radar ULB ; placé à une intersection ou à un carrefour [57], il permet de réguler le trafic. Les méthodes traditionnelles utilisées pour repérer une voiture sont soit trop chères (radar à bande étroite) soit très sensibles aux conditions météorologiques (vidéo numérique). Le radar ULB quant à lui, est insensible aux particules liées à la météorologie (poussières, pluie, neige).

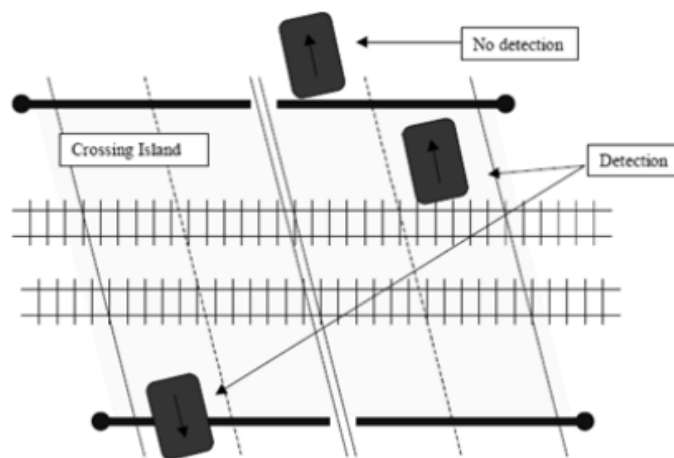


Figure II-54: Détection de véhicules à une intersection.

Ce type de capteur est utilisé par les systèmes automatiques gérant la circulation dans les carrefours.

4.5 Applications de type "see through wall" :

Deux applications sont particulièrement importantes: applications médicales (imagerie, cardiologie) et détection de personnes dans un environnement complexe.

4.5.1 Détection de personnes :

Ces capteurs peuvent être utilisés dans les systèmes de sécurité soit pour détecter une présence dans un périmètre donné soit pour détecter des personnes ensevelies sous la neige ou dans les décombres d'un bâtiment [58].

Comme applications commerciales, on peut citer le système ALVA (Appareil de Localisation des Victimes d'Avalanche) qui permet de localiser assez précisément une victime ensevelie sous de la neige sans faire appel à un système GPS (cf figure II-55). L'appareil fonctionne en bande UHF et permet d'assurer la présence d'un seul trajet direct, car la neige ayant une résistivité élevée, est en principe facilement traversée par les ondes électromagnétiques. Les erreurs sur les distances dues au canal de propagation sont faibles et l'erreur finale sur la position de la victime à secourir est restreinte.



Figure II-55: Détection de personnes ensevelie sous la neige par le système ALVA.

4.5.2 Applications médicales [59]:

Les radars ULB sont utiles dans les hôpitaux et à domicile, où ils peuvent mesurer à distance les battements cardiaques et respiratoires et autres paramètres vitaux du patient. Une

autre application importante du radar ULB dans le domaine médical concerne l'obstétrique : le radar ULB est utilisé par exemple pour contrôler l'évolution des grossesses. En imagerie médicale, le radar d'ULB permet de détecter, de façon non invasive, les mouvements, on peut ainsi voir des images du cœur, de la poitrine ou des poumons. Il existe bien d'autres applications en médecine où les radars ULB sont utilisés. On peut citer entre autres la prévention d'apparition de cancer (poumon, etc), la surveillance respiratoire ou encore la surveillance du syndrome de la mort subite du nourrisson.

4.6 Applications radars Véhicule: radar 24 GHz ou 76 GHz :

Les radars destinés à faciliter la conduite automobile existent depuis quelques années [60] de façon non-commerciale. Mercedes-Benz a été le premier constructeur à concevoir un radar à 77 GHz. Depuis la réglementation de l'ULB par la FCC en 2002, l'intérêt pour les radars automobiles augmente régulièrement. La FCC a été amenée à définir une bande de fréquence autour de 24 GHz pour les radars automobiles.

Aujourd'hui il existe deux catégories de radars automobiles: Radars à 24 GHz: Radars à courtes portées Radars 77 GHz : Radars à longues portées (portées autour des 30m).

4.7 Localisations et suivi :

Comme le GPS, l'Ultra large bande peut être utilisé pour localiser ou détecter un objet ou une personne.

4.7.1 Localisation d'objet dans un entrepôt:

Traditionnellement, dans un entrepôt industriel, pour localiser un objet spécifique sur une palette spécifique dans un conteneur spécifique, on utilise la technologie d'identification par radiofréquences ou RFID. Mais cette technologie n'est pas robuste dans un environnement multi-trajet, ce qui peut causer des mauvaises lectures d'objets, des abandons d'objets et donc de nombreuses erreurs. Il faut ajouter aussi que cette technologie a une précision relativement faible (de moins de 30 cm). La technologie ULB est quant à elle beaucoup plus robuste dans un environnement complexe. Aujourd'hui il existe un système ULB de localisation commercial [61], fonctionnant dans la bande L, et qui est utilisé dans les hôpitaux (suivi de personnes) ou dans les industries (suivi d'un objet).



Figure II-56 : Système de localisation ULB, commercialisé (a) émetteur et b) récepteur.

4.7.2 Localisation de personnes :

L'ultra Large Bande, grâce à sa robustesse vis-à-vis d'un environnement complexe et grâce à sa très large bande passante (résolution spatio-temporelle très fine), peut être utilisée pour localiser et suivre des personnes à l'intérieur d'un bâtiment avec une précision sur la trajectoire de la personne de l'ordre du mètre (dimension du bâtiment). Ce type de précision est inaccessible aux systèmes à base de GPS à l'intérieur d'un bâtiment.

5 Conclusion

Dans ce chapitre, une généralité sur les antennes patch micro-ruban et un état de l'art des antennes ULB ainsi que les techniques de l'élargissement et le rejet de bandes, ont été présentées. On a commencé par décrire les notions de base et fondamentales qui régissent le fonctionnement des antennes en particulier les antennes imprimés.

Par la suite, l'état de l'art a été effectué pour étudier plusieurs travaux pertinents liés à la conception des antennes ULB. Dans cette partie, plusieurs travaux qui montrent les différentes techniques utilisées dans l'élargissement des antennes ULB ainsi que le rejet de bandes sont présentés et discutés. Finalement, trois grands types d'applications pour les antennes ULB sont définis.

Bibliographies

- [II-1] X. L. Liang. "Ultra-Wideband Antenna and Design", chapter 7, INTECH Open Access Publisher, pp. 128-152, 2012.
- [II-2] C. A. Balanis, "*Antenna Theory: Analysis and Design*," third edition, John Wiley Sons, Hoboken, New Jersey, Etats-Unis, 2005.
- [II-3] *Antenna Standards Committee of the IEEE Antennas and Propagation Society*. IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. IEEE std. 145-1993. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.1993. John Wiley & Sons, INC, 2005.
- [II-4] D. Kearney "*Small Antenna Options for Ultra-Wideband (UWB) Applications*," Master's Thesis Dublin, Dublin Institute of Technology, 2009.
- [II-5] C. Holland, "*Europe Approves UWB Regulations*," EE Times Europe, May 3rd 2007
- [II-6] O. Picon , coll., "Les antennes Théorie, conception et applications", Dunod, Paris, 2009
- [II-7] J.D. Kraus, "Antennas, " Mc Graw-Hill book company, New York, USA, 1950
- [II-8] D. M. Pozar, "Microwave and RF wireless Systems," John Wiley & Sons, USA, 2001.
- [II-9] P. F. Combes, " Circuits Passifs, Propagation, Antennes," Micro-ondes Tome 2, Dunod, 1997.
- [II-10] E.A. Wolff, "Antenna analysis, "John Wiley & Sons, New York, U.S.A, 1966
- [II-11] S. Punit Nakar, "Design of compact microstrip patch antenna for use in Wireless/ cellular Devices", Thèse de Master, college of engineering, Florida state university, 2004.
- [II-12] L.I. Basilio, M.A. Khayat, J. Williams, S.A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas," IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp.45-47, Jan. 2001.
- [II-13] M. Diblanc, "Développement du concept de l'antenne à résonateur bief pour la génération De la polarisation circulaire", Thèse de doctorat, Université de LIMOGES, 2006.
- [II-14] D. Khedrouche, "Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale," Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2009.
- [II-15] R. Chair, A.A. Kishk, K.F. Lee, D. Kajfez, "Performance comparisons between dielectric resonator antennas and printed microstrip patch antennas at X-band", Microwave Journal, vol. 49, no. 1, pp. 90-104, Jan 2006.
- [II-16] Waterhouse RB. Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide. Springer Science & Business Media; New York; 2003
- [II-17] Kumar G, Ray KP. Broadband Microstrip Antennas. Artech House; Boston; 2003

- [II-18]** Zurcher JF. The SSFIP: A global concept for high performance broadband planar antennas. *Electronics Lettrs.* 1988;24:1433-1435
- [II-19]** Rathi V, Kumar G, Ray KP. Improved coupling for aperture coupled microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 1996;44(8):1196-1198
- [II-20]** Kumar G, Gupta KC. Broadband microstrip antennas using additional resonators gapcoupled to the radiating edges. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 1984;32:1375-1379
- [II-21]** Kumar G, Gupta KC. Nonradiating edges and four edges gap-coupled with multiple resonator, broad band microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 1985;33:173-178
- [II-22]** Chew WC. A broadband annular ring microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 1982;30:918-922
- [II-23]** Targonski SD, Waterhouse RB, Pozar DM. Design of wideband aperture stacked patch microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 1998;46(9):1245-1251
- [II-24]** Reddy KTV, Kumar G. Dual feed gap coupled square microstrip antennas for broadband circularly polarization. *Microwave and Optical Technology Lettrs.* 2000;26(6):399-402
- [II-25]** Reddy KTV, Kumar G. Gap Coupled Broadband Circularly Polarized Square Microstrip Antennas. In: *International Conference on Computers, Communication and Devices, ICCCD; 2000.* p. 365-368
- [II-26]** Reddy KTV, Kumar G. Stacked square microstrip antennas for wideband circular polarization. In: *National Conf. on Communications, NCC. Kanpur: Indian Institute of Technology; 2001.* p. 125-128
- [II-27]** Huang CY, Wu JY, Wong KL. Cross-slot-coupled microstrip antenna and dielectric resonator antenna for circular polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 1999;47(4):605-609
- [II-28]** Huang CY, Wu CY, Wong KL. Slot-coupled microstrip antenna for broadband circular polarization. *Electronic Lettrs.* 1998;34(9):835-836
- [II-29]** Hall PS. Multi-octave bandwidth log-periodic microstrip antenna array. *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation.* 1986;133(2):127-136
- [II-30]** Kakkar R, Kumar G. Stagger tuned microstrip log-periodic antenna. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest.* 1996:1262-1265

- [II-31] Yang W, Zhou J. Wideband low-profile substrate integrated waveguide cavity-backed E-shaped patch antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lettrs.* 2013;12:143-146
- [II-32] Awida MH, Suleiman SH, Fathy AE. Substrate-integrated cavity-backed patch arrays: A low-cost approach for bandwidth enhancement. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 2011;59(4):1155-1163
- [II-33] Kuo I-S, Wong K-L. A dual-frequency L-shaped patch antenna. *Microwave and Optical Technology Lettrs.* 2000;27:177-179
- [II-34] Wang L, Guo YX, Sheng WX. Wideband high-gain 60-GHz LTCC L-probe patch antenna array with a soft surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 2013;61(4): 1802-1809
- [II-35] Latif SI, Shafai L, Sharma SK. Bandwidth enhancement and size reduction of microstrip slot antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 2005;53(3):994-1003
- [II-36] Guha D, Biswas S, Biswas M, Siddiqui JY, Antar YMM. Concentric ring shaped defected ground structures for microstrip circuits and antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lettrs.* 2006;5:402-405
- [II-37] Guha D, Biswas S, Joseph T, Sebastian MT. Defected ground structure to reduce mutual coupling between cylindrical dielectric resonator antennas. *Electronic Lettrs.* 2008;44(14): 836-837
- [II-38] Arya AK, Kartikeyan MV, Patnaik A. Efficiency enhancement of microstrip patch antenna with defected ground structure. In: *International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications, Microwave; 2008*
- [II-39] Zheng SY, Yeung SH, Chan WS, Man KF, Leung SH. Size-reduced rectangular patch hybrid coupler using patterned ground plane. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2009;57(1):180-188
- [II-40] Kumar C, Guha D. Nature of cross-polarized radiation from probe fed circular microstrip antenna and their suppression using different geometries of DGS. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 2012;60:92-101
- [II-41] Ghosh A, Ghosh D, Chattopadhyay S, Singh LK. Rectangular microstrip antenna on slot type defected ground for reduced cross polarized radiation. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lettrs.* 2015;14:321-324
- [II-42] Chiang KH, Tam KW. Microstrip monopole antenna with enhanced bandwidth using defected ground structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lettrs.* 2008;7: 532-535
- [II-43] Chakraborty S, Ghosh A, Chattopadhyay S, Singh LK. Improved cross polarized

radiation and wide impedance bandwidth from rectangular microstrip antenna with dumbbell shaped defected patch surface. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lettrs.* 2016;15:84-88

[II-44] You W, Guo H, Cai W, Liu X. A D-shaped defected patch antenna with enhanced band-width. *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications.* 2009:684-686

[II-45] A. Zitouni , "Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées," Thèse de Doctorat, Université Abou-Bekr Belkaid Tlemcen, Juin 2014.

[II-46] H. G. Schantz; G. Wolynec; E.M. III. Myszka, "Frequency notched UWB antennas," *Ultra Wideband Systems and Technologies, IEEE Conference on*, pp. 214-218, 16-19 Nov. 2003.

[II-47] C. Kim; J. Jang; Y. Jung; H. Lee; J. Kim; S. Park and M. S. Lee, "Design of a frequency notched UWB antenna using a slot-type SRR," *International Journal of Electronics and Communication, AEÜ 63* , pp.1087–1093, 2009.

[II-48] J. Kim; C. S. Cho and J. W. Lee, "5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 6, pp. 315-316, 2006.

[II-49] L. Bennett G.F. Ross, "Time domain electromagnetics and its applications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.

[II-50] www.intel.com/technology/ultrawideband/downloads/Ultra-Wideband.pdf

[II-51] P.K Pietrzy, "Ultra wideband radio: an introduction to the breakthrough wireless technology", *Proceedings National Conference on Radio Communication, Radio and Television*, June 2003.

[II-52] D. Porcino, W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead", *IEEE communications magazine*, Vol.41, issue 7, pp. 66-74, July 2003.

[II-53] R. J. Fontana, "Recent system Applications of short-pulse Ultra-wideband (UWB) Technology, *IEEE transactions on Microwave Theory and techniques*, Vol.52, No.9, pp. 2087-2104, September 2004.

[II-54] A.G. Yarovoy, L.P; Lighart, "UWB radars: recent technological advances and applications", *IEEE radar conference*, pp. 43-48, April 2007.

[II-55] B. Scheers, M. Piette, A Vander Vost, "The detection of AP mines using UWB GPR", Scheers, *Second international conference on Detection of Abandoned Land Mines*, pp. 50-54, October 1998.

- [II-56] G.P. Pochanin, "Problems and promising lines of development of UWB ground penetrating radiolocation", *IEEE Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, pp. 61-66, September 2004.
- [II-57] S.P Lohmeier, R. Rajaraman, V.C Ramasami, . "Development of an ultra wideband radar system for vehicle detection at railway crossings", *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies*, pp. 207-211, 2002.
- [II-58] L. Ya. Immoreev, S.V Samkov, "Ultra wideband radar for remote detection and measurement of parameters of the moving objects on small range", *IEEE Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, pp. 214-216, September 2004
- [II-59] E.M Staderini, "UWB radars in medicine", *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, Vol.17, issue 1, pp. 13-18, January 2002.
- [II-60] Wenger, "Automobile radar-Status and Perspectives", *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, pp. 21-24, October 2005.
- [II-61] R.J. Fontana, E. Richley, J. Barney, "Commercialization of an ultra wideband precision asset location system", *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies*, pp. 369-373, March 2003.

CHAPITRE 3 :

Les antennes reconfigurables

1 Introduction

Les dernières années ont vu une croissance exponentielle des applications de plus en plus gourmandes en ressources en termes de bande passante et de débit, telles que la vidéo conférence, le streaming vidéo, et les appels audio/vidéo haute qualité, ce qui entraîne une forte demande des ressources spectrales, en plus du nombre croissant d'utilisateurs qui a aggravé la situation. En outre, des études récentes faites par la FCC [1] qui ont montré que l'utilisation du spectre alloué variait beaucoup selon les zones géographiques et les moments de la journée, avec une utilisation allant de 15% à 85% dans les bandes au-dessous de 3 GHz. La Figure III.1 montre des mesures de la densité spectrale de puissance d'un signal reçu collecté pour une durée de 50 μ s et échantillonné à 20 Géch/s.

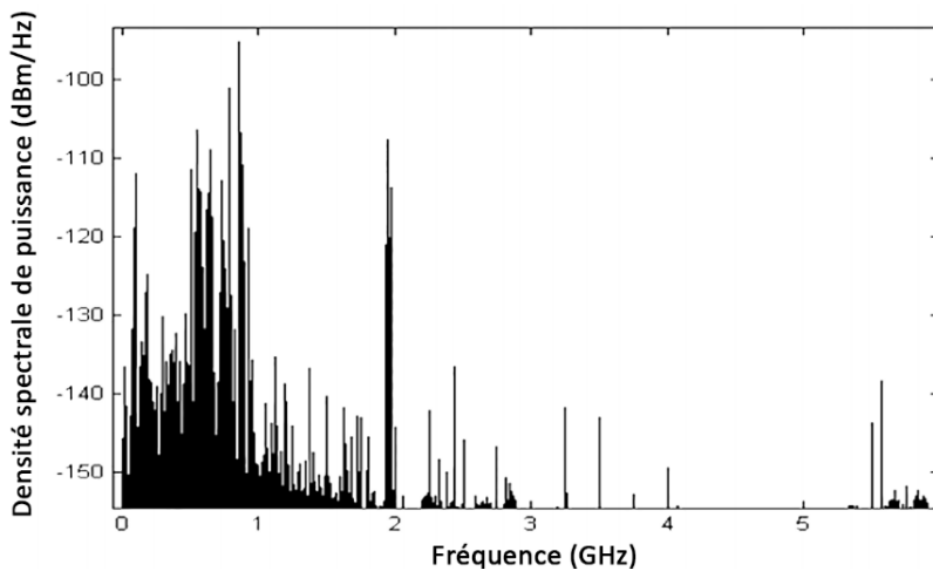
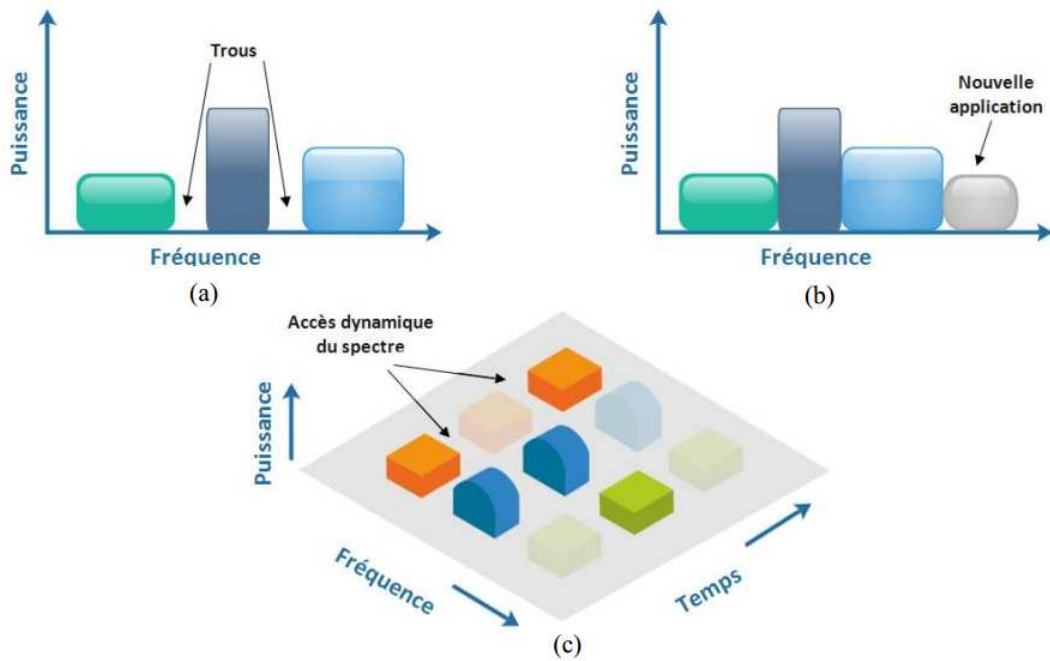


Figure III.1: Densité spectrale de la bande 0 – 6 GHz [2].

Cette inefficacité dans l'utilisation des ressources spectrales crée des trous dans le spectre, également appelés espaces blancs (voir Figure III.2(a)). Des solutions innovantes et originales pour pallier la rareté du spectre et gérer efficacement les ressources spectrales ont été proposées par des chercheurs, en utilisant efficacement et de manière opportuniste ces espaces blancs. Parmi les solutions proposées dans la littérature, nous pouvons citer la réallocation du spectre, la réutilisation des fréquences, et la radio cognitive. Dans nos travaux, nous nous intéresserons essentiellement à la dernière solution pour pallier le problème de la rareté du spectre.



Afin de pouvoir utiliser les espaces blancs, la FCC a publié un rapport intitulé « Notice of Proposed Rule Making » [3], qui propose l'utilisation de la Radio Cognitive (RC) pour mettre en œuvre le partage négocié ou opportuniste du spectre, cette solution consiste à détecter les espaces blancs en effectuant un balayage du spectre RF (Spectrum Sensing) dans le but de détecter les fréquences libres dans les différentes directions de l'espace, mais aussi d'établir une liaison radio directe pour communiquer sur ces bandes de fréquences non-utilisées.

Compte tenu des exigences du système décrites ci-dessus, il est clair que le système antennaire de la RC est un système avec multiples fonctionnalités et à multi contraintes fréquentielles. Ce système doit avoir la capacité de passer du mode détecteur au mode communication. Le système antennaire doit alors comprendre une antenne avec une réponse large bande et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel pour la détection du spectre conjointement avec une fonctionnalité de bande étroite reconfigurable. La fonctionnalité de bande étroite peut être obtenue soit par un filtrage dans l'étage RF ou par l'utilisation d'une autre antenne supplémentaire à bande étroite. La première technique peut être utilisée pour réduire la complexité et l'espace occupé par le frontal RF. Pour répondre à ces exigences, les travaux de recherches menés dans cette thèse traitent les deux approches. Au cours de cette thèse, nous avons développé de nouvelles structures d'antennes intelligentes dédiées aux applications de la RC, à savoir : les antennes reconfigurables à bande étroite et ultra large bande ULB. En outre, ces structures développées ont été combinées avec un ou plusieurs

types de diversité dans le but d'offrir plus de flexibilité et d'extensibilité en termes de fréquence que tous les systèmes antenaires traditionnels.

La suite de ce chapitre se concentre précisément sur l'état de l'art des antennes reconfigurables ainsi que les différents moyens utilisés pour offrir des propriétés de reconfiguration. Cet état de l'art fait apparaître une classification à la fois basée sur le type de la reconfigurabilité de l'antenne et la technique utilisée pour l'obtenir.

2 Antennes Reconfigurables

2.1 Définition

Une antenne est dite reconfigurable (ou agile) quand-t-elle est capable de changer dynamiquement une ou plusieurs de ses caractéristiques de fonctionnement après sa fabrication tel que, la fréquence, la polarisation ou le diagramme de rayonnement et cela en fonction des besoins dictés par l'environnement de l'antenne et les besoins de l'application.

En effet, la reconfigurabilité des systèmes de télécommunication sans fil peut être appliquée à des étages différents du circuit, soit dans le segment traitement numérique (DSP) comme le montre la figure III.3 (a), ou dans le circuit RF (figure III.3 (b)) et finalement dans les antennes émission ou réception comme présenter dans la figure III.3 (c).

L'avantage de base du troisième scénario, c'est qu'à partir d'une antenne classique à fonctionnement fixe et en appliquant une technique de commutation de nature électrique, mécanique, optique ou autre, nous parvenons à étendre les capacités et améliorer le fonctionnement et les performances des terminaux sans fils avec un minimum d'impact sur la complexité et le coût de ces systèmes comme le montre le schéma illustratif présenté dans la Figure III.3 [4]. En effet, la reconfigurabilité des systèmes de télécommunication peut être appliquée à des niveaux différents du segment radio (DSP, circuit RF ou antenne). Néanmoins, les autres solutions restent des solutions plus complexes à mettre en œuvre et nécessitent l'intégration d'un certain nombre de composants ce qui en fait des solutions coûteuses.

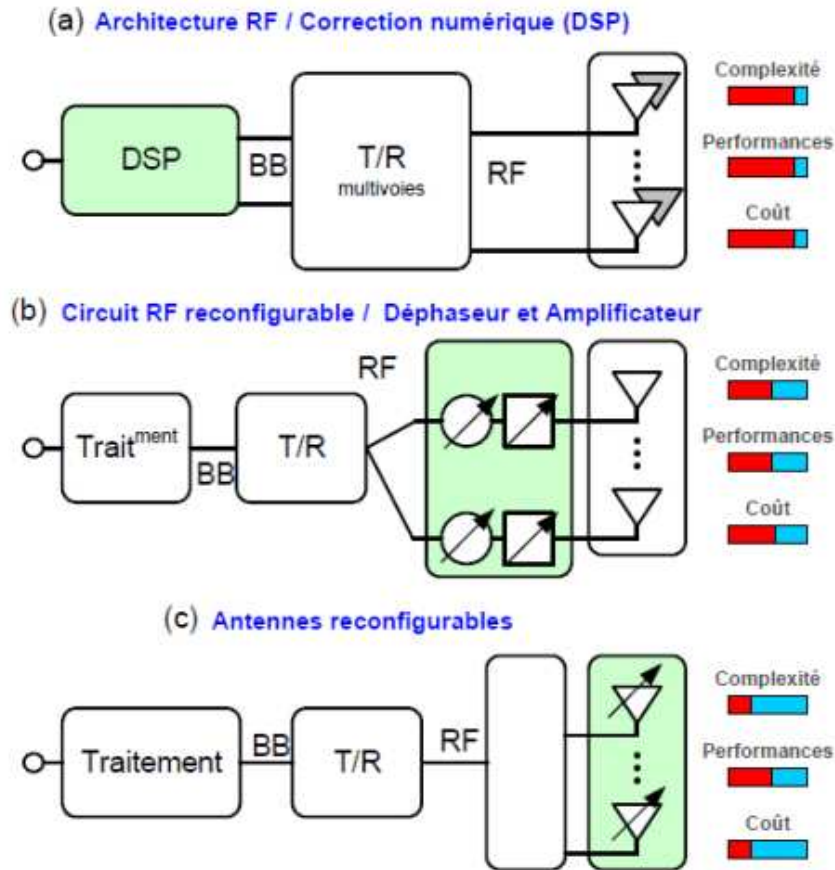


Figure III.3 Différents niveaux de reconfigurabilité : (a) Système adaptatif par traitement numérique ; (b) Réseau d'antennes déphasées et (c) antennes reconfigurables.

2.2 Techniques de Reconfigurabilité

Traditionnellement, les systèmes sans fil sont conçus pour une application prédéfinie. L'accroissement des besoins en moyen de télécommunication passe par la création de nouveaux standards en fréquence (3G, 4G, Wifi, etc...) et pose des contraintes de plus en plus importantes sur les systèmes de télécommunication. En effet, les antennes miniatures classiques ne peuvent pas répondre à ces nouvelles exigences, car elles fonctionnent sur des bandes étroites prédéfinies et leur conception les soumet à des limites physiques fortes (bandes étroites, efficacité, etc.). Les applications émergentes des communications sans fil nécessitent des systèmes antennaires avancés qui sont capables de satisfaire les besoins en termes de diversification fréquentielle, efficacité, faible encombrement et consommation. Pour cela, l'antenne reconfigurable peut être la solution pour répondre aux nouveaux standards. Une antenne reconfigurable offre la possibilité de modifier une de ses caractéristiques fondamentales comme sa fréquence de fonctionnement, son diagramme de rayonnement et/ou sa polarisation en fonction de l'utilisation spécifique souhaitée. Cette agilité peut être réalisée par un moyen électrique, mécanique ou optique, en modifiant la

distribution des courants électriques de l'élément rayonnant par l'utilisation d'un élément accordable dans le dispositif. Cela permet de modifier les propriétés du champ électromagnétique de l'antenne ainsi que son impédance [5]. Les antennes reconfigurables doivent permettre de répondre de manière dynamique et efficace aux besoins de plusieurs standards de communication. Dans certains cas elles doivent être capable de couvrir plusieurs bandes fréquentielles pour diminuer le nombre de dispositifs antennaires dans le système de réception/ transmission RF.

De nombreuses solutions existent pour rendre une antenne miniature reconfigurable en fréquence. Nous détaillerons dans cette partie les solutions les plus recensées par la littérature ce qui nous permettra de sélectionner les choix technologiques qui peuvent être envisagés. Ces solutions sont basées sur des éléments de type :

- Diode PIN
- Diodes varactors
- MEMS
- Commutateur Optique
- Matériaux Agiles

2.2.1 Diode PIN :

La diode PIN (Positive Intrinsic Negative diode) est un dispositif semi-conducteur composé de deux couches dopées P et N, séparées par une couche intrinsèque non dopée. Elle fonctionne sur deux états avec une commutation très rapide. Elle est utilisée pour les applications hyperfréquences. En appliquant une polarisation directe, la diode PIN passe à son état « ON » avec une impédance extrêmement faible qui peut être modélisée par un court-circuit. En inversant la polarisation, la diode PIN passe à son état « OFF », dans ce cas, elle présente une impédance très grande.

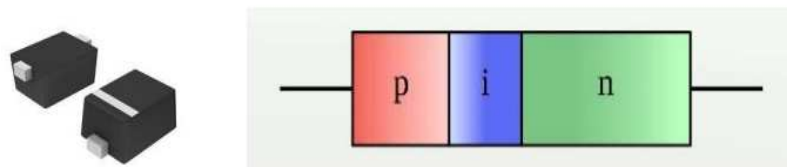


Figure III-4 : Diodes PIN commercialisables et sa schéma de la jonction [6]

2.2.2 Diode Varicap :

Une diode varactor (de l'anglais *variable capacitor*), ou encore diode à capacité variable, est constituée d'une jonction P- N (Figure III-5). Lorsqu'une tension variable en régime inverse est appliquée sur la diode varactor, la valeur de la capacité de cette dernière va changer. Typiquement, les valeurs sont de quelques centaines de femtoFarad (fF) à quelques dizaines de picoFarad (pF). L'avantage de cette diode est la facilité de son intégration et la possibilité d'une reconfiguration fréquentielle de façon continue. Néanmoins elle souffre de pertes relativement élevées pour des valeurs de capacité faibles et des effets de non-linéarité pour des puissances RF > 5 dBm.

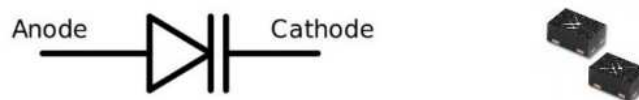


Figure III-5 : Symbole et exemple des diodes varactor commercialement disponibles [7]

2.2.3 Les MEMS (Micro- Electro- Mechanical Systems):

Les dispositifs MEMS RF sont des commutateurs mécaniques dont les propriétés électriques varient sous l'action d'une force électrostatique. En général, ils peuvent exister des topologies différentes pour les commutateurs MEMS RF : des ponts [8] ou des poutres suspendues [9] comme le présente la Figure III-6. La première est formée d'une électrode de la forme d'un pont et est soutenue par deux ancrages tandis que la deuxième est soutenue par un seul ancrage. Théoriquement, ces deux topologies présentent un gap d'air qui peut être défini par une capacité C_{off} qui sépare la poutre de la deuxième zone de contact. En effet, il existe deux types de MEMS : MEMS à contact ohmique et MEMS à contact capacitif. Pour un MEMS ohmique présente deux états distincts : en absence d'un actionnement électrostatique, le MEMS est à l'état OFF avec un gap d'air entre la poutre mobile et le contacte qui empêche le signe RF de passer à la sortie du dispositif. Cependant, à l'état ON, la poutre du MEMS s'abaisse jusqu'à ce qu'elle vienne en contact avec la zone d'ohmique de la sortie du dispositif (contact métal/métal). Dans ce cas, le MEMS présente une résistance de quelques ohms. Pour les MEMS à contact capacitif (Figure III-6(c)), une couche diélectrique est déposée sur l'électrode inférieure permettant à la fois de l'isoler de l'électrode/ pont mobile lors de l'actionnement électrostatique et de créer une capacité MIM (Métal-Isolant-Métal) lorsque la poutre est en contact avec la couche diélectrique. Ce commutateur se distingue par un faible temps de réponse, une durée de vie plus longue, une très faible consommation de puissance, une bonne linéarité et une bonne tenue en puissance. Le

commutateur MEMS RF de type capacitif présente deux états : un état haut lorsque le commutateur n'est soumis à aucune polarisation. Dans ce cas, le MEMS est équivalent à une capacité série faible. L'autre état est dit passant (en appliquant une polarisation entre l'élément mobile et l'électrode fixe d'actionnement) lorsque la poutre se déforme pour venir en contact avec le diélectrique couvrant l'électrode fixe, permet au dispositif d'évoluer vers un état avec une capacité série de valeur plus élevée. Dans ce cas le MEMS est associé à deux valeurs de capacité (C_{on} , C_{off}) [10]. Dans le cas du dispositif MEMS à contact ohmique (Figure III-6(b)), il n'y a pas de diélectrique entre la poutre et la deuxième zone de contact.

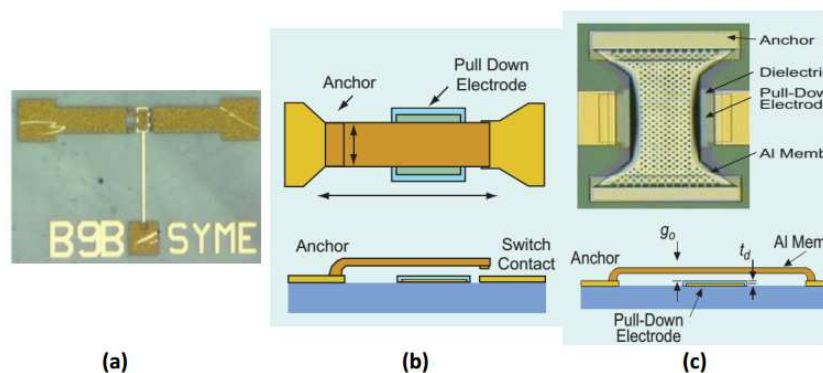


Figure III-6 : (a) Photographie d'un commutateur MEMS fabriqué à XLIM (b) topologie MEMS de type ohmique (c) topologie MEMS de type capacitif

2.2.4 Commutateurs Optiques :

Le commutateur optique photoconducteur est utilisé pour éviter le recours aux circuits de polarisation utilisés par d'autres techniques qui peuvent ajouter de la complexité et perturber le rayonnement de l'antenne. En outre, il présente un faible temps de réponse, meilleure que les autres techniques citées ci-dessus, mais son coût de fabrication reste très important.

2.2.5 Matériaux Agiles :

Une autre solution pour réaliser des antennes reconfigurables consiste à utiliser des matériaux dits « commandables » ou « agiles » dont les propriétés électriques, diélectriques ou magnétiques peuvent se modifier sous l'application d'un champ électrique ou magnétique externe. Ces matériaux peuvent être utilisés comme un substrat sur lequel sont réalisés les éléments rayonnants. Cependant, ces matériaux peuvent aussi être sous forme de charges localisées conçues à base de couches minces. Dans cette partie nous citerons différents types de matériaux qui peuvent être utilisés pour rendre une antenne miniature agile.

2.2.5.a Les matériaux à transition Isolant-Métal de type dioxyde de vanadium (VO₂)

Le dioxyde de vanadium est un composé inorganique de formule VO₂. Ce type de matériau présente une transition de phase ultra rapide (<1 ps lors de son activation optique) et réversible entre un état isolant à température ambiante et un état métallique pour des températures supérieures à 68°C. La transition isolant-métal dans le VO₂ peut être activée par un stimulus thermique [11], électrique [12], optique [13] ou même sous l'effet de pression ou de contraintes externes [14]. Les couches minces de VO₂ se comportent comme des isolants à la température ambiante, elles présentent donc une résistivité très importante (Figure III-7). A partir d'une température de transition (TMIT, autour de 68°) le matériau se transforme pour avoir le comportement d'un métal avec une résistivité faible.

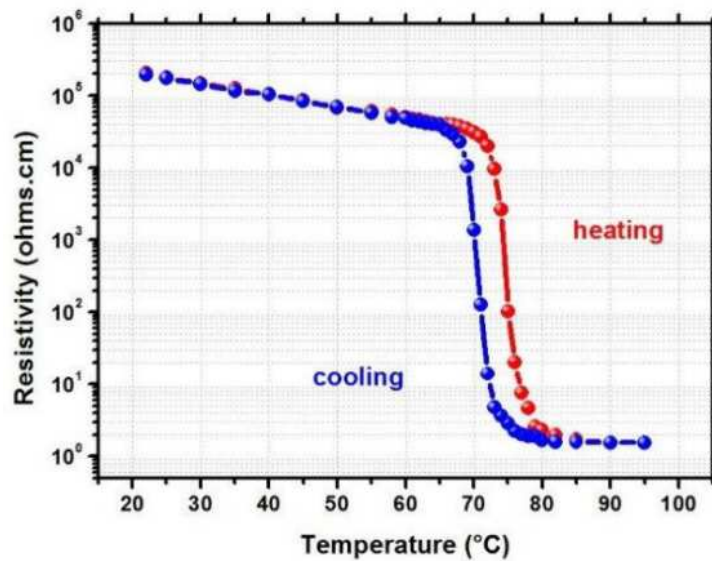


Figure III-7 : Variation de la résistivité en fonction de la température d'une couche mince de VO₂ [11].

2.2.5.b Les cristaux liquides Ce type des matériaux sont appelés « cristaux liquides » car leur état passe par des phases intermédiaires, ou mésophases, entre un état liquide et un état solide. Pour les applications hyperfréquences, nous nous intéressons à la phase nématique caractérisée par une forte anisotropie diélectrique obtenue par l'application d'un champ statique électrique ou magnétique. En effet, l'application d'une tension électrique entre deux électrodes de deux cotés d'un substrat intégrant des cristaux liquides modifie la valeur de la permittivité relative du substrat. La Figure III-8 montre la variation de l'orientation des molécules en fonction du champ électrique appliqué qui va entraîner une variation de la permittivité des cristaux liquides.

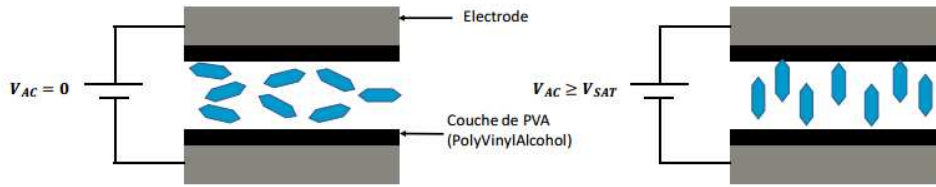


Figure III-8 : Schéma de l'orientation des molécules des cristaux liquides sous l'action d'un champ électrique.

Plusieurs travaux ont étudié la reconfiguration en fréquence des éléments antennaires utilisant des cristaux liquides [15, 16].

Le tableau III.1 présente une comparaison des performances de différents composants et matériaux agiles [17]. Six critères de comparaison sont utilisés. En particulier, le facteur d'agilité qui correspond au rapport entre la capacité maximale et la capacité minimale obtenue par l'application d'une commande extérieure pour les composants utilisés en capacité variable. D'autre part, le CQF (*Commutation Quality Factor*, appelé aussi facteur de Vendik) est un facteur d'optimisation pour estimer les performances des composants agiles indépendamment de la technologie utilisée [18]. Ce facteur tient en compte l'agilité de l'élément variable et ses pertes.

	Facteur d'agilité	CQF	Temps de réponse (s)	Tension de commande (V)	Consommation de puissance	Coût
Diodes PIN	-	Moyen	10^{-6}	5	Elevée	Moyen
MEMS	50-100	Elevé	10^{-5}	30	Faible	Elevé
Capacités ferroélectriques	1,5-3	Moyen	10^{-10}	qq. Centaines (planaire)	Faible	Faible
Varactors	2-4	Moyen	10^{-6}	6	Elevée	Moyen
Transistors FET	-	Faible	10^{-9}	5	Elevée	Moyen
Photoconducteur	-	Moyen	10^{-9}	-	-	Elevé
	Facteur d'agilité	Temps de réponse (s)	Pertes diélectriques ou magnétiques	Intégration de la commande	Intégration du matériau	Potentiel d'amélioration du matériau
Ferromagnétiques	Jusqu'à 10	10^{-10}	$10^{-4} - 10^{-3}$	Difficile	Aisée	Moyenne
Cristaux liquides	1,1-1,5	Ton = qq. ms Toff = qq. S	10^{-2}	Aisée	Moyenne	Elevé
Ferroélectriques	1,5-4	10-oct	$10^{-3} - 10^{-2}$	Aisée	Aisée	Moyenne

Tableau III.1 Comparaison des performances de différents composants et matériaux agiles

3 Classification des antennes Reconfigurables

Les antennes reconfigurables sont classées en trois grandes familles, Antennes reconfigurables en fréquence, en diagramme de rayonnement et en polarisation.

De plus, il est possible de combiner entre ces trois reconfigurations dans un seul système antennaire.

Les trois différents types de reconfigurations qui existent sont récapitulés de manière schématique sur la Figure III-9. Dans ce travail, nos études seront concentrées sur la reconfiguration fréquentielle, qui sera détaillée dans la suite de cette thèse.

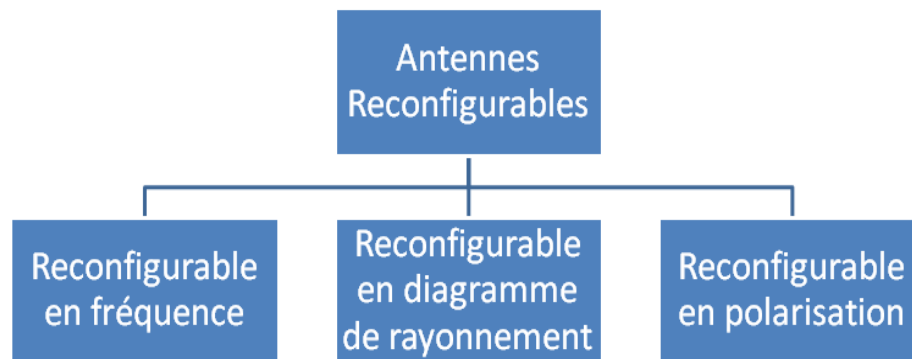


Figure III- 9 : Différent type d'antennes reconfigurables.

3.1.1 Antennes Reconfigurables en Fréquence

Ces antennes permettent de modifier la fréquence de résonance sous une commande extérieure (électrique ou magnétique) pour couvrir une bande de fréquence déterminée sans aucun changement dans la structure physique. Il existe deux types d'agilités fréquentielles : antenne à variations de fréquences discrètes et antennes à variations de fréquences continues.

3.1.2 Antennes Reconfigurables en Diagramme de Rayonnement

En général, la reconfigurabilité du rayonnement s'effectue en modifiant la forme, la direction, ou le gain des diagrammes de rayonnement afin d'atteindre ou éviter certaines directions. Ce type de reconfiguration peut être utilisé pour éviter les sources de bruit ou le brouillage électronique, améliorer la sécurité, et économiser l'énergie en changeant la directivité vers les utilisateurs visés. Par conséquent, ce type de reconfiguration est un candidat prometteur pour renforcer le signal dans une direction souhaitée ou éviter les signaux qui viennent des directions non souhaitées. En outre, la reconfiguration du diagramme de rayonnement sera très utile pour les applications de RC afin d'effectuer le balayage spatial et d'assurer la communication dans une direction précise. Ce type de reconfiguration est basé

sur l'utilisation d'un seul élément rayonnant ou d'un réseau d'antennes. Dans cette thèse, nous nous sommes basés sur un réseau d'antennes pour réaliser la reconfigurabilité du rayonnement en contrôlant la phase des signaux d'excitation.

3.1.3 Antennes Reconfigurables en Polarisation

La reconfiguration de polarisation consiste à modifier la polarisation de l'antenne, linéaire (verticale ou horizontale) ou circulaire (droite ou gauche), dynamiquement. L'objectif principal est la modification de l'orientation du champ électrique émis et cela sans changer ni la fréquence de fonctionnement ni la forme du diagramme de rayonnement. Ce type de reconfigurabilité a été utilisé pour atténuer les phénomènes d'évanouissements de signaux dus aux propagations multi-trajets. Il peut également être utilisé pour réaliser la réutilisation de fréquences afin de résoudre le problème de la rareté du spectre RF. En outre, il est utilisé dans les systèmes cognitifs pour éviter les interférences entre PU et SU ainsi que pour améliorer la qualité du signal.

Dans notre travail, nous nous intéressons à la reconfiguration des antennes en fréquence tout en apportant une attention particulière à l'évolution de l'adaptation et de l'efficacité de rayonnement sur toute la plage d'accord fréquentiel.

4 Etude des cas des antennes reconfigurable en fréquence :

Le développement de la téléphonie mobile a permis l'émergence de nouvelles méthodes permettant de réaliser des antennes reconfigurables en fréquence. En effet, leur intégration assure une augmentation de la fonctionnalité des dispositifs ainsi qu'une diminution significative du nombre global de fonctions RF utilisées, ce qui rend le système plus efficace et moins coûteux. Afin de rendre une antenne miniature agile en fréquence, il est nécessaire d'intégrer des éléments actifs accordables qui permettent de modifier la longueur électrique effective de l'antenne. Ces éléments intégrés peuvent être des condensateurs variables dont la valeur de la capacité varie en fonction d'un champ électrique externe (diode varactor ou condensateurs à base de matériaux dont les propriétés électriques peuvent être modifiées). Les antennes intégrant de tels éléments présentent une fréquence de fonctionnement pouvant balayer une bande de fréquence de manière continue. Une seconde technique est basée sur des commutateurs (les diodes PIN, les transistors à effet de champ FET, les photodiodes, les MEMS ou des commutateurs à base de matériaux à transition isolant-métal). Cette technique permet de varier la fréquence de résonance de l'antenne de manière discrète. Il existe aussi

des antennes reconfigurables en fréquence qui combinent les deux réglages, continu et discret [19].

Les performances d'une antenne reconfigurable en fréquence peuvent être évaluées selon plusieurs critères (Figure III-10). Certains de ces critères peuvent être extraits à partir du coefficient de réflexion [20] :

- Le premier critère est l'accordabilité fréquentielle TR (Tuning Range) qui définit le déplacement maximum de la fréquence de résonance de l'antenne, il peut être exprimé à l'aide de la relation suivante (III-1) :

$$TR (\%) = \frac{(f_{oh} - f_{ol})}{\frac{(f_{oh} + f_{ol})}{2}} \cdot 100 \quad \text{III-1}$$

Avec f_{oh} et f_{ol} correspondant respectivement aux fréquences de résonance haute et basse de l'antenne reconfigurable en fréquence lorsque le module de coefficient de réflexion $|S_{11}|$ est inférieure à -10dB.

- Un autre paramètre qui caractérise l'accordabilité fréquentielle d'une antenne est le spectre total TS (Total Spectrum) qui mesure les fréquences maximales et minimales à un niveau de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur lequel l'antenne est capable de transmettre sa puissance. Il est défini à l'aide de la relation suivante (III-2):

$$TS(\%) = \frac{(f_{max} - f_{min})}{\frac{(f_{max} + f_{min})}{2}} \cdot 100 \quad \text{III.2}$$

Comme décrit précédemment, la reconfiguration en fréquence se divise en deux types : continue et discrète. Une reconfiguration continue permet à l'antenne de fonctionner sur une plage de fréquence de manière continue. A l'inverse, une reconfiguration discrète permet de fonctionner sur des fréquences de résonances, à des valeurs prédéterminées dans la bande de fonctionnement.

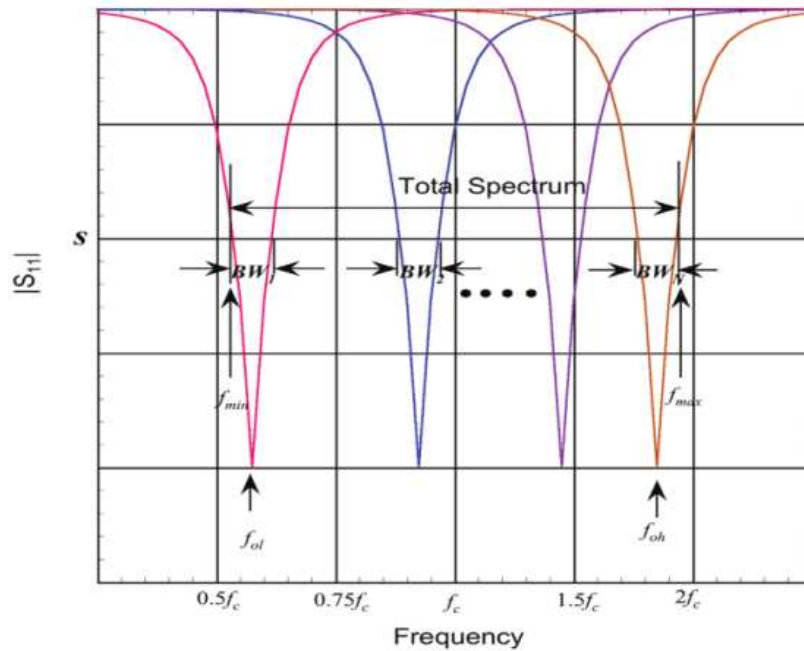


Figure III-10 : Coefficients de réflexion d'une antenne reconfigurable en fréquence indiquant les paramètres permettant d'évaluer les performances de l'antenne [20]

4.1 Commutation par diodes PIN :

Plusieurs travaux ont utilisé les diodes PIN pour obtenir des antennes reconfigurables en fréquence. X. Liu présente une antenne monopole reconfigurable en fréquence en utilisant quatre diodes PIN (Figure III-11) [21]. La combinaison des états ON et OFF de ces diodes permet à l'antenne de fonctionner, de manière discrète, sur différentes bandes de fréquence. Dans le cas 1, lorsqu'une diode n'est pas polarisée et les 3 autres diodes sont polarisées, cette antenne est capable de couvrir une seule bande de fréquence allant de 2.4 GHz à 2.9 GHz. Dans le cas 2, lorsque seulement deux diodes PIN sont polarisées, l'antenne est bi-bande et fonctionne sur les bandes [2.4GHz-2.9GHz] et [5.09GHz-5.47GHz]. Dans le cas où une seule diode PIN sur les quatre est polarisée (cas 3) l'antenne est capable de couvrir une trois bandes de fréquence (3.7-4.26GHz / 5.3-6.34GHz / 8.08- 8.8GHz). La Figure III-12 montre les coefficients de réflexion en fonction de la configuration choisie. Les bandes passantes sont comprises entre 7 % et 19% selon la combinaison considérée avec un gain supérieur à 3.38 dBi mesuré à 2.6GHz.

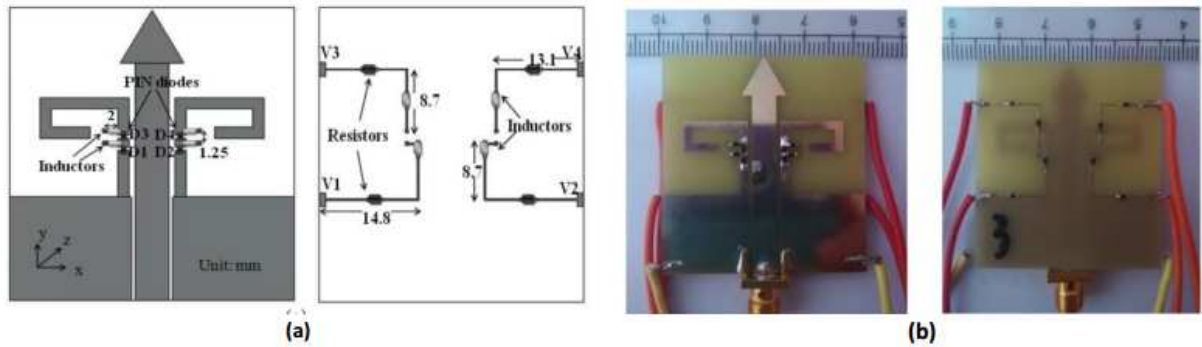


Figure III-11: (a) Structure d'une antenne monopole reconfigurable (b) prototype réalisé [21]

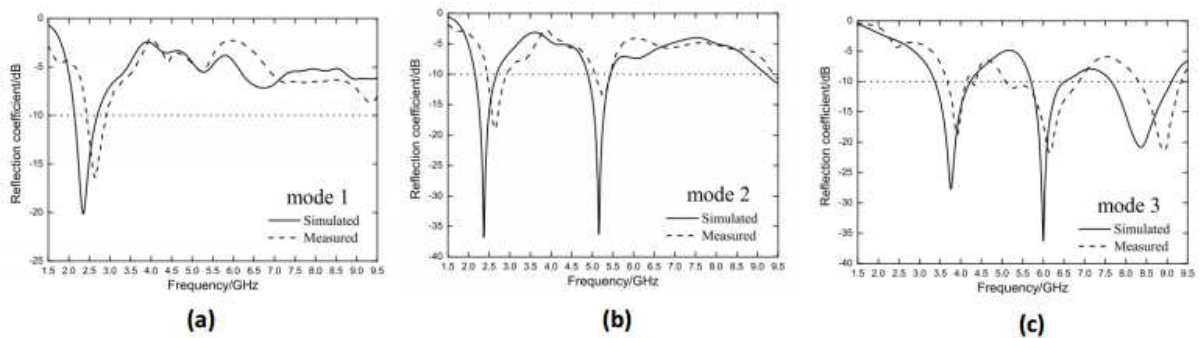


Figure III-12 : Coefficients de réflexion de l'antenne monopole pour différents états des diodes PIN :

(a) D1 D2 D3 ON et D4 OFF (b) D1 D2 ON et D3 D4 OFF (c) D4 ON et D1 D2 D3 OFF [21]

4.2 Commutation par diodes varicap

La diode varactor est très largement utilisée dans la littérature pour réaliser des antennes miniatures reconfigurables en fréquence. Les travaux de T. Ikeda et al. présentent [22] une antenne bi-bande à fréquence reconfigurable (Figure III-13). La structure proposée est constituée de deux patchs en anneaux fendus avec deux diodes varactors montées sur chaque anneau. L'intégration de ces diodes varactors permet de modifier la longueur électrique du patch anneau. Ensuite, ces patchs sont excités par une sonde d'alimentation en forme de L placée sur la face inférieure du substrat.

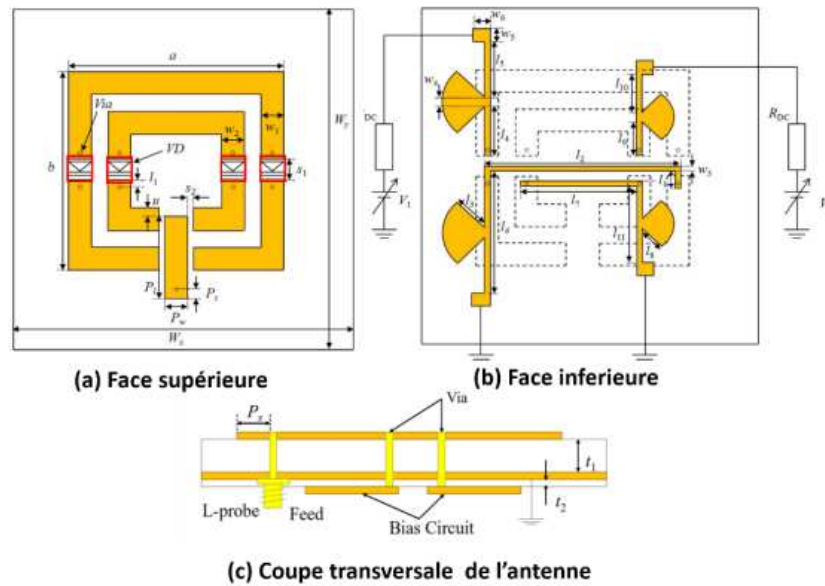


Figure III-13 : Structure d'antenne bi-bande reconfigurable en fréquence : (a) face supérieure (b) face inférieure (c) coupe transversale [22]

Les fréquences de résonances de l'antenne sont contrôlées par les diodes varactors montées sur les anneaux. Deux circuits de polarisation sont déposés sur la face inférieure de l'antenne et reliés aux anneaux par des vias métalliques capables d'alimenter les diodes varactors. Les tensions de polarisations V_1 et V_2 varient entre 0V et 10V. La fréquence d'adaptation de l'antenne varie de 3.2 GHz à 3.7GHz pour le premier mode de fonctionnement (lorsque V_1 varie et $V_2=0$) ce qui équivaut à une agilité (TS) de l'ordre de 14.5 %. En ce qui concerne la deuxième bande de fréquence de fonctionnement, la variation de la tension V_2 en fixant V_1 à 0V, entraîne une variation de 4.3 GHz à 5.4 GHz (agilité TS de l'ordre 22.7%). Ces résultats sont présentés sur la Figure III-14.

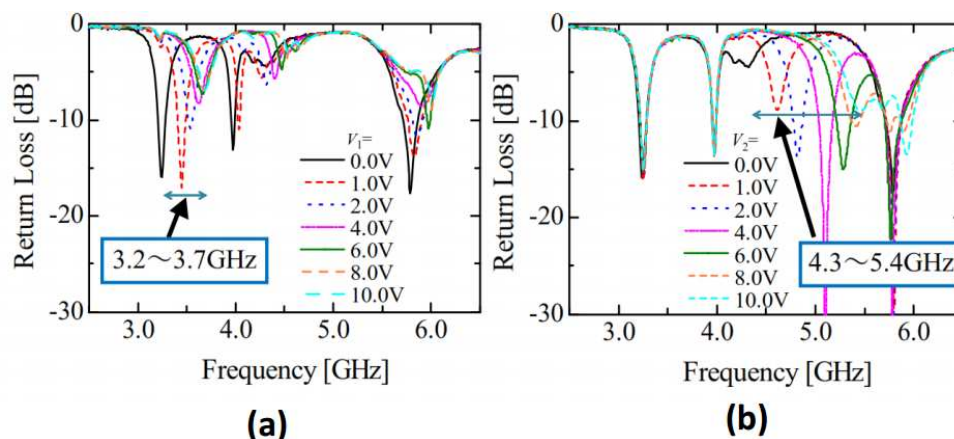


Figure III-14 : Coefficient de réflexion de l'antenne : (a) V_1 variable et $V_2=0$ V (b) V_2 variable et $V_1=0$ V[22]

La reconfiguration d'une antenne miniature peut être aussi réalisée avec une seule diode varactor. S. Sufyar et al [23] ont intégré une diode varactor dans la fente de l'antenne permettant de modifier sa longueur électrique entraînant ainsi une modification de

l'impédance d'entrée de l'antenne et donc de sa fréquence de résonance (Figure III-15). La variation de la tension appliquée sur la diode varactor de 8V à 18V permet de couvrir une bande de fréquence allant de 800MHz à 900MHz avec une bande passante instantanée de 1%. L'efficacité de rayonnement mesurée varie entre 3% (0V) et 25% (18V) dans la bande de fonctionnement.

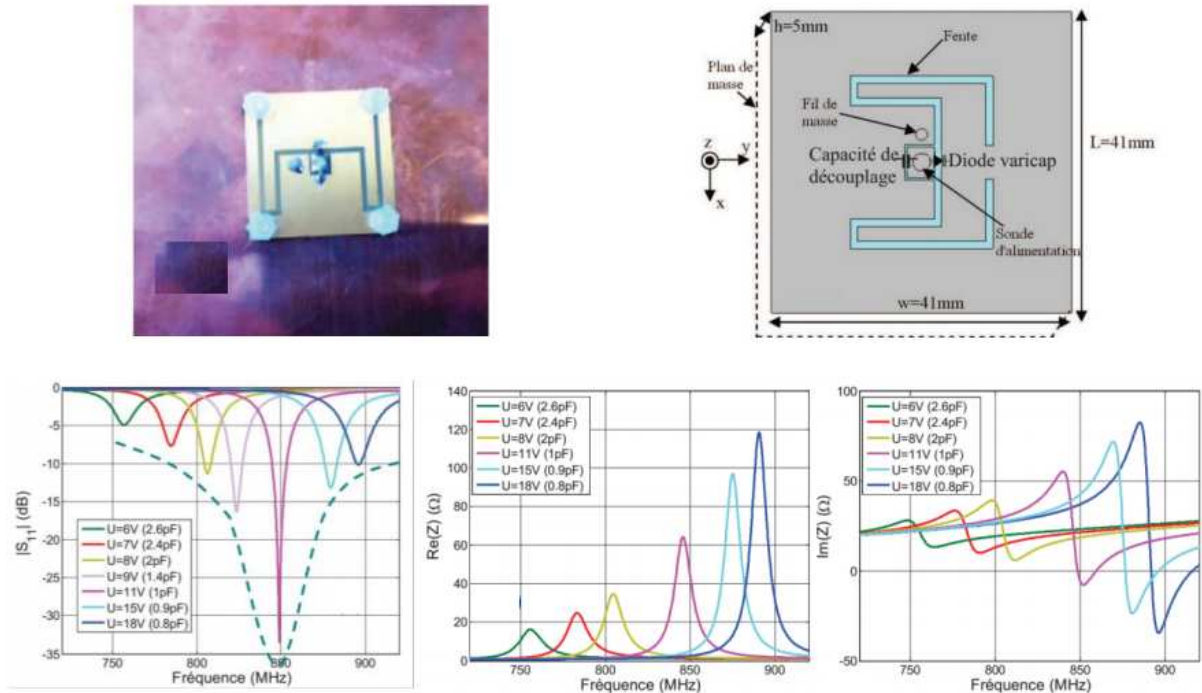


Figure III-15 : Reconfiguration en fréquence d'une antenne fil plaque (a) prototype réalisé (b) structure de l'antenne (c) coefficient de réflexion de l'antenne mesuré pour différentes valeurs de tension (d) partie réelle (e) partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de tension [23]

4.3 Commutation par MEMS :

Un exemple d'antenne agile en fréquence utilisant la technologie MEMS avec une tension de commande faible est présenté par H. Mirzajani et al [24]. La structure proposée dans ce cas est une antenne patch excitée par une ligne microstrip d'impédance d'entrée 50Ω . L'antenne est déposée sur une membrane de silicium suspendue par quatre commutateurs à méandre au-dessus d'une ligne d'alimentation (Figure III-16 a). Ces connecteurs sont équivalents à des ressorts qui peuvent se déformer mécaniquement sous effet joule. L'intégration de ces commutateurs dans la structure permet de modifier le gap d'air au-dessous de l'élément rayonnant et ainsi la fréquence de résonance de l'antenne.

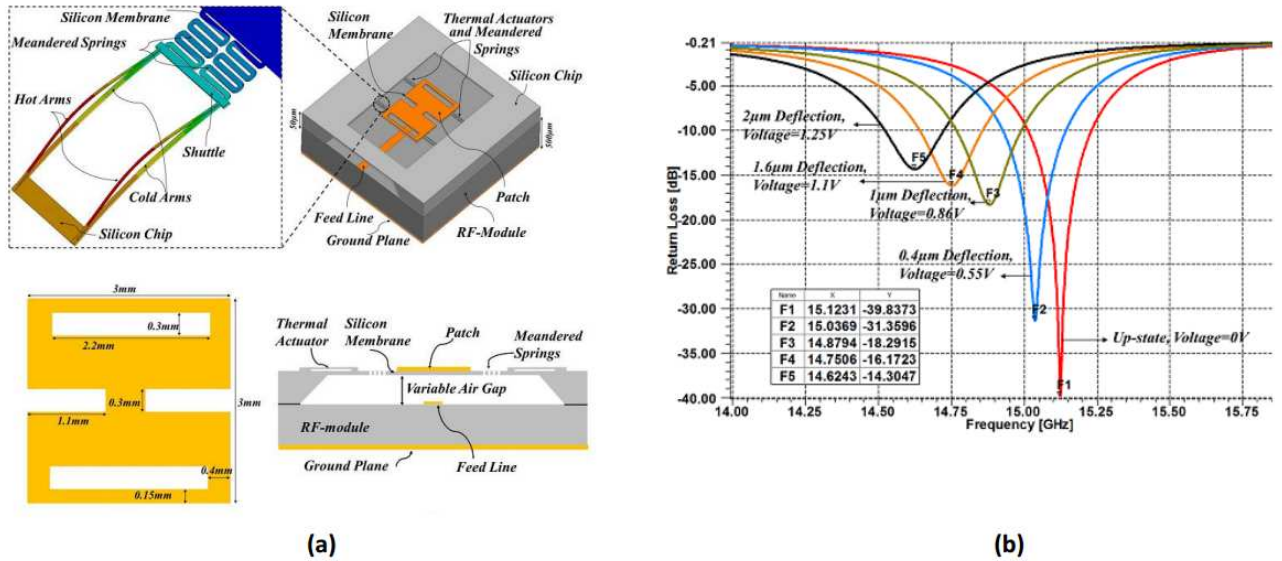


Figure III-16 : Antenne reconfigurable (a) prototype et principe de fonctionnement et (b) coefficient de réflexion en fonction de la tension appliquée [24].

Une tension continue variable entre 0V et 1.25V permet d'actionner, par chauffage à effet Joule les quatre ressorts à méandres et de baisser mécaniquement la membrane du silicium de 2 à 0μm. Cette modification entraîne une variation de la fréquence de résonance de l'antenne et permet de couvrir une bande de 500MHz allant de 14.625 GHz (2μm de déplacement) à 15.12GHz (0μm de déplacement) (Figure III-16 b).

4.1 Commutation par photoconducteur

Dans [25], des commutateurs optiques photoconducteurs sont utilisées pour changer la longueur des deux bras d'une antenne dipôle (Figure III.17) pour faire varier la fréquence de résonance entre 2,16 GHz et 3,15 GHz.

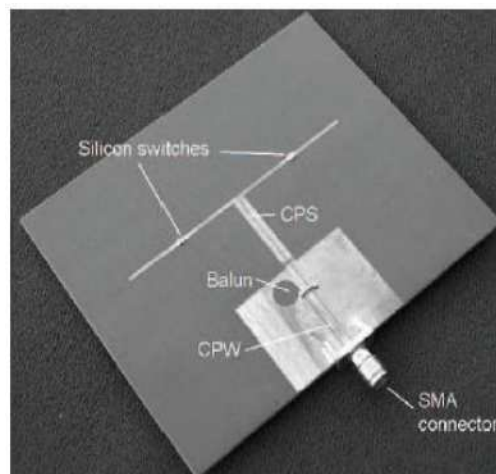


Figure III.17 : Antenne dipôle reconfigurable en fréquence grâce des photo-commutateurs [25].

4.2 Commutation par matériaux agiles

L. Huitema et al présentent [26] une antenne fente agile en fréquence intégrant un commutateur à base VO₂ de dimensions $\lambda/5,3 \times \lambda/20,3$ à 31,4GHz conçue pour des applications dans le domaine millimétrique,. Le commutateur à base de couche mince de VO₂ d'épaisseur 200 nm est déposée sur un substrat de saphir de 410 μ m (Figure III-18). Une ligne microstrip d'impédance caractéristique égale à 50 Ω a été déposée sur la face avant de la structure afin d'exciter la fente. Un commutateur à base de VO₂ a été intégré dans le stub pour modifier sa longueur électrique. Le changement de la longueur électrique du stub entraîne une modification dans la fréquence de résonance de l'antenne fente. Une résistance de choc a été connectée entre la fin du stub et la ligne reliée à la masse pour que la tension DC retourne à masse. Un signal RF et une tension DC à la fois sont injectés dans la ligne d'excitation grâce au té de polarisation permettant d'exciter la fente et polariser le commutateur VO₂. À l'état OFF, la couche VO₂ se comporte comme un isolant, l'antenne fonctionne dans ce cas à la fréquence de 37GHz avec une efficacité totale de 86%. L'application d'une tension DC égale à 2V aux bornes du commutateur permet à la couche de VO₂ de passer à son état métallique. Cette technique permet de modifier la longueur du stub de l'antenne ce qui va entraîner une variation de la fréquence d'adaptation de l'antenne (33GHz à l'état ON). L'efficacité totale mesurée à l'état ON est de l'ordre de 85.3%.

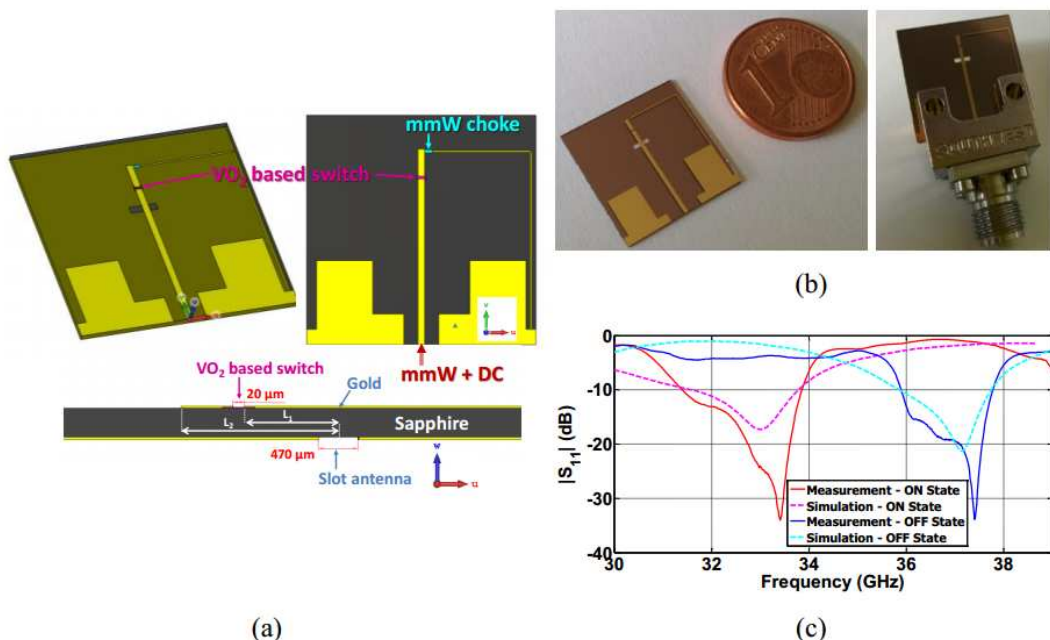


Figure III-18: (a) Design de l'antenne intégrant un commutateur VO₂ (b) image du prototype de l'antenne réalisé (c) Mesure et simulation du coefficient de réflexion de l'antenne pour les deux états du commutateur à VO₂ [26]

5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exposé le concept d'antenne reconfigurable qui est devenu comme candidate potentielle pour la radio cognitive en matière d'accès sans fil , parce que ce type d'antennes à un comportement évolutif et flexible capable de s'adapter aux changements dynamiques de l'environnement qui permet dans un premier temps d'une meilleure exploitation du spectre fréquentiel, l'optimisation de la consommation et de l'autonomie, le renforcement de la sécurité,... . Un grand nombre de travaux de recherche est en cours pour étudier ces antennes et exploiter notamment les propriétés dues au développement des techniques de diversité. Les diodes PIN, les MEMS, les diodes varicap, ont facilité l'implémentation de ces nouvelles fonctionnalités et ont augmenté l'intérêt pour ces antennes. Dans le cadre de cette thèse, nous allons étudier chacune de ces fonctionnalités, à savoir l'agilité en fréquence.

Bibliographie

- [III.1] FCC, *Spectrum Policy Task Force Report*, ET Docket No. 02-155, Nov 02, 2002.
- [III.2] J. Yang, *Spatial Channel Characterization for Cognitive Radios*, MS Thesis, UC Berkeley, 2004.
- [III.3] FCC. *E.T. Docket No. 03-322. Notice of Proposed Rule Making and Order*, December 2003.
- [III.4] Laurent Petit, "Antennes Reconfigurables à Base de MEMS RF," Thèse soutenue le 9 Février 2007, Université Joseph FOURIER.
- [III.5] H. Nakano, "Frequency-Independent Antennas: Spirals and Log-Periodics," in *Modern Antenna Handbook*, essor C. A. Balanis, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2008, pp. 263–323.
- [III.6] "Diodes PIN | Mouser France." [Online]. Available: http://www.mouser.fr/Semiconductors/Discrete-Semiconductors/Diodes-Rectifiers/PINDiodes/_/N-ax1md. [Accessed: 06-Aug-2017].
- [III.7] "Miniature Varactor Diodes For VCO, Phase Noise, And Voltage Tuned Filter Applications." [Online]. Available: <https://www.rfglobalnet.com/doc/miniature-varactordiodes-for-vco-phase-0001>. [Accessed: 31 -May-2017].
- [III.8] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and P. B. Katehi, "MEMS devices for high isolation switching and tunable filtering," in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, 2000, vol. 2, pp. 1217–1220 vol.2.
- [III.9] A. P. D. Silva *et al.*, "Motorola MEMS switch technology for high frequency applications," in *2001 Microelectromechanical Systems Conference (Cat. No. 01EX521)*, 2001, pp. 22–24.
- [III.10] Z. Hou, Z. Liu, X. Lei, G. Hu, L. Liu, and Z. Li, "Study on dynamic characterization of a shunt capacitive RF MEMS switch," in *2006 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology Proceedings*, 2006, pp. 584–586.
- [III.11] F. J. Morin, "Oxides Which Show a Metal-to-Insulator Transition at the Neel Temperature," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 34–36, Jul. 1959.
- [III.12] G. Stefanovich, A. Pergament, and D. Stefanovich, "Electrical switching and Mott transition in VO₂," *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 12, no. 41, p. 8837, 2000.
- [III.13] A. Cavalleri *et al.*, "Femtosecond Structural Dynamics in VO₂ during an Ultrafast Solid-Solid Phase Transition," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 87, no. 23, p. 237401, Dec. 2001.

- [III.14] J. Sakai and M. Kurisu, “Effect of pressure on the electric-field-induced resistance switching of VO₂ planar-type junctions,” *Phys. Rev. B Condens. Matter Mater. Phys.*, vol. 78, no. 3, 2008.
- [III.15] L. Huitema, A. Crunteanu, H. Wong, and E. Arnaud, “Highly integrated VO₂-based tunable antenna for millimeter-wave applications,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 110, no. 20, p. 203501, May 2017. [85] M. S, K. M, and G. A, “Design and simulation reconfigurable liquid crystal patch antennas on foam substrate,” *Journal of Chemical Engineering and Materials Science*, p. p. 96–102, 2011., 2011.
- [III.16] M. S, K. M, and G. A, “Design and simulation reconfigurable liquid crystal patch antennas on foam substrate,” *Journal of Chemical Engineering and Materials Science*, p. p. 96–102, 2011., 2011.
- [III.17] Laur, V., Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de couches minces ferroélectriques : des matériaux aux dispositifs. Thèse de Doctorat de l’Université de Bretagne Occidentale, November 2007.
- [III.18] Vendik, I.B., O.G. Vendik, and E.L. Kollberg, Commutation quality factor of two-state switchable devices. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, issue 5, pp. 802-808, 2000.
- [III.19] 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/mWiMAX/WLAN,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2404–2411, Jul. 2010.
- [III.20] A. Petosa, “An Overview of Tuning Techniques for Frequency-Agile Antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, no. 5, pp. 271 –296, Oct. 2012.
- [III.21] X. LIU, X. YANG, and F. KONG, “A Frequency-Reconfigurable Monopole Antenna with Switchable Stubbed Ground Structure,” *RADIOENGINEERIN*, Jun-2015.
- [III.22] T. Ikeda, S. Saito, and Y. Kimura, “A dual-band frequency-tunable varactor-loaded single-layer multi-ring microstrip antenna,” in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2016, pp. 392–393.
- [III.23] S. E. Kadri, “Contribution à l’étude d’antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d’éléments actifs,” Université de Grenoble, 2011.
- [III.24] H. Mirzajani, A. Pourmand, E. N. Aghdam, and H. B. Ghavifekr, “Frequency agile MEMS patch antenna for reconfigurable RF front-ends,” in *2014 22nd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2014, pp. 393–398.

[III.25] Panagamuwa, C.J., A. Chauraya, and 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.

[III.26] L. Huitema, A. Crunteanu, H. Wong, and E. Arnaud, “Highly integrated VO₂-based tunable antenna for millimeter-wave applications,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 110, no. 20, p. 203501, May 2017.

CHAPITRE 4 :

**Etude et conceptions des antennes
BE et ULB reconfigurables.**

1 Introduction

En raison de la nécessité croissante, au cours de ces dernières décennies, de fournir des antennes capables de couvrir plusieurs standards telles que les standards GSM, UMTS, LTE, GPS, Bluetooth, WLANet WiMAX, les antennes à bande étroite, multi-bande et ultralarge bande (ULB) ont attiré beaucoup d'attention dans le domaine des communications sans fil [1-2]. Mais face aux exigences des utilisateurs et l'évolution incessante des systèmes de télécommunication, les antennes, sont de plus, capables de réaccorder leurs fréquences de fonctionnement. Elles sont considérées comme une alternative prometteuse et lucrative pour répondre aux besoins évolutifs de ce domaine. Cette solution intelligente a reçu beaucoup d'attention de la part des académiques et des industriels pour obtenir des antennes intelligentes, dynamiques, flexibles et adaptées à plusieurs applications sans fil [3-4].

Dans cette perspective, nous avons consacré le dernier chapitre à l'étude et à la conception de deux nouvelles antennes reconfigurables en fréquence. Nous commencerons par présenter une antenne à bande étroite basée sur un patch circulaire avec deux fentes en forme d'anneau. Cette antenne est conçue et optimisée afin de commuter électriquement entre trois bandes de fréquences de 2 à 6 GHz. L'antenne a été prototypée et expérimentalement caractérisées. Nous présenterons par la suite une antenne ULB à rejet de bandes reconfigurables. La structure de référence est une antenne circulaire ULB couvrant la bande 2.1-10.41 GHz, et pour éviter les interférences entre les systèmes de communications radio existants, tels que le WiMAX de (3,3 à 3,6 GHz) et WLAN (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz en USA), deux couples de cellule résonnant H-SRR (Hexagonal Split Ring Resonator) et CC-SRR sont introduit dans l'antenne ULB optimisée afin de rejeter les deux bandes WiMAX et WLAN. L'agilité des bandes rejetées est assurée par des RF-MEMS switches.

2 Etude et conception d'une antenne à bande étroite reconfigurable en fréquence.

2.1 Objectif de l'étude

La première antenne étudiée dans ce chapitre est une antenne patch circulaire à bande étroite reconfigurable en fréquence alimentée par câble coaxial via une fiche SMA [5-6]. L'antenne comporte deux fentes circulaires comme il est illustré dans la figure IV-1, l'utilisation des fentes nous permettre l'insertion des commutateurs RF et assurer la

reconfigurabilité de l'antenne. L'agilité en fréquences est obtenue par l'insertion de 06 diodes PIN au niveau des fentes. Des rubans ont été utilisés à la place des diodes PIN. Ceci permet d'avoir une structure plus simple à réaliser par rapport à la polarisation de toutes ces diodes.

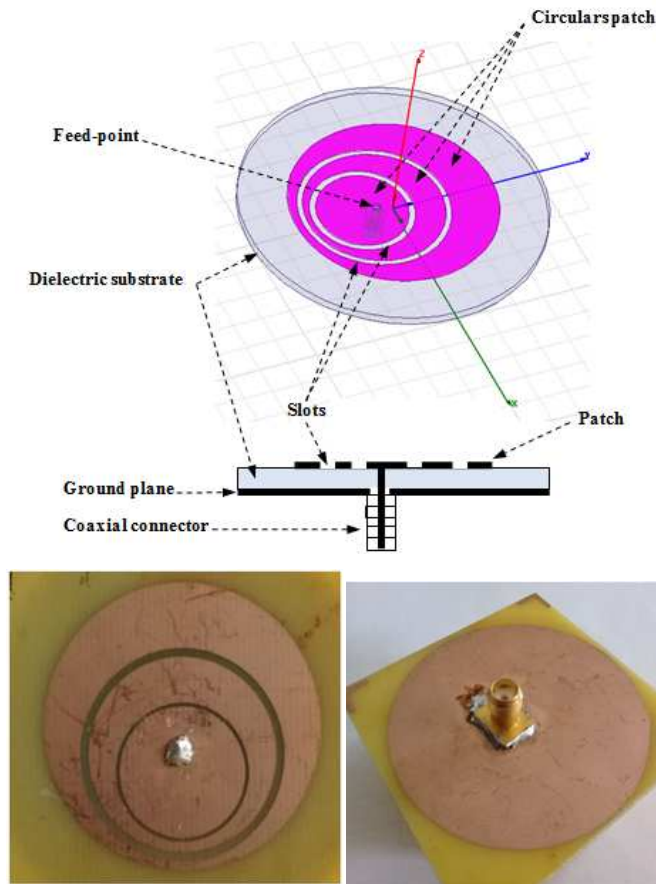


Figure IV.1 : Prototype de l'antenne proposée.

2.2 Conception de l'antenne de base

Dans un premier temps, l'évolution de la conception de l'antenne commence par un patch microruban circulaire comme élément rayonnant, tel qu'illustré à la figure IV-2. L'antenne est imprimée sur un substrat FR4 circulaire de rayon de 25mm avec une permittivité $\epsilon_{rs} = 4.4$, une tangente de perte de 0.02, et une épaisseur $h = 1.4$ mm. Le plan de masse est imprimé sur la surface de dessous du substrat avec un rayon de 25mm. Le rayon de l'antenne patch de référence à la fréquence de fonctionnement 2,5 GHz est de 17 mm en utilisant l'équation suivante [7-8] :

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

Avec :

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{IV-2}$$

Les dimensions globales de l'antenne de base sont données par le Tableau IV.1.

Paramètres	R_{sub}	h_{sub}	R_{masse}	$R_{patch} (a)$	φ
Valeurs (mm)	25	1.4	25	17	-3

Tableau IV.1 Dimensions de l'antenne de base.

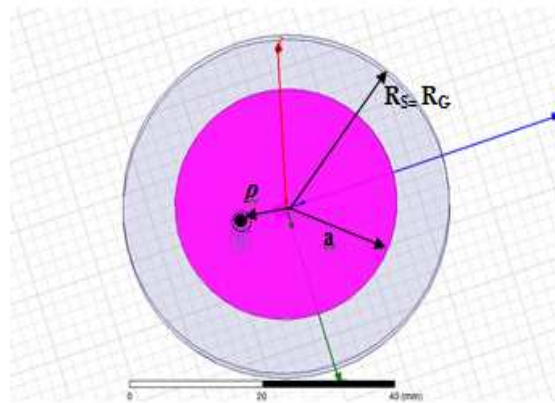


Figure IV.2 : Antenne de base.

L'objectif de notre thèse est de réaliser une antenne reconfigurable en fréquence pour cela, nous proposons l'utilisation de deux fentes circulaires afin d'assurer cette fonctionnalité, l'ajouter des fentes à l'intérieur du patch rayonnant va conduire au changement de l'impédance caractéristique de l'antenne suite à la variation de la distribution du champ à l'intérieur du patch.

Dans ce qui suit, nous allons voir en détail l'influence d'une fente circulaire insérée à l'intérieur d'un patch. Ensuite, nous allons valider ces propos par des simulations sur notre antenne de référence.

2.2.1 Influence d'une fente à l'intérieur du patch rayonnant

A ce niveau, il est important d'étudier l'effet d'une fente circulaire insérée dans une antenne patch. D'un point de vue général, une fente est modélisée par une capacité en série dont la valeur dépend non seulement de ses dimensions mais aussi de son orientation et de sa position à l'intérieur du patch. Et pour mieux interpréter l'influence de cette fente, il nous faut connaître la distribution du champ électrique dans l'antenne.

Afin de simplifier cette étude, on va appuyer, dans un premier temps, sur une géométrie du patch simple telle que présentée dans la figure IV-3.

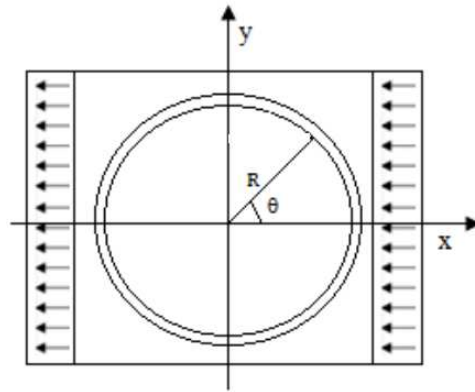


Figure IV-3 : Patch rectangulaire avec une fente circulaire

Selon [9], l'expression du champ électrique ' E_s ' à l'intérieur de la fente circulaire s'écrit sous la forme suivante :

$$E_s = E_0 \frac{\pi h}{L} \cos\left(\frac{\pi R \cos\theta}{L}\right) \cos\theta \quad \text{IV-3}$$

Où h représente l'épaisseur du substrat,

D'un point de vue impédance caractéristique, on peut considérer l'antenne comme une ligne de transmission sans pertes [10] dont un modèle équivalent est illustré dans la figure IV-4.

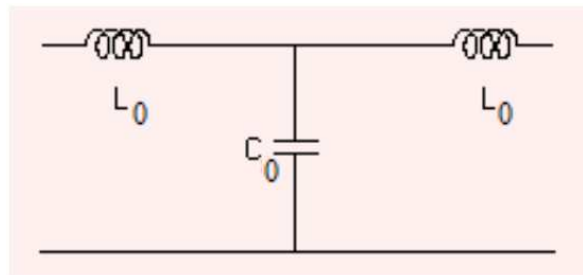


Figure IV-4 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission.

Avec : C_0 et L_0 sont les paramètres linéiques de la ligne équivalente.

Puisque la largeur de la fente est faible devant la longueur d'onde guidée, elle va se comporter comme une capacité en série sur la ligne. Cela engendre la modification locale du modèle comme il est présenté dans la figure IV-5 et par conséquent l'impédance caractéristique Z_c de cette dernière sera changée aussi.

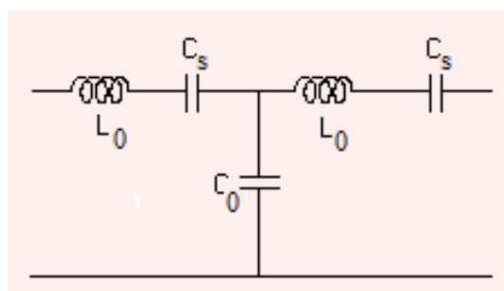


Figure IV-5 Circuit équivalent de l'antenne avec fente.

Avec C_s la capacité équivalente à la fente.

D'après la figure précédente, on remarque qu'à la présence d'une fente à l'intérieur du patch, la capacité équivalente C_s qui se trouve en série dans le circuit va réduire la valeur de l'inductance L_0 et par conséquent, l'impédance caractéristique de la ligne diminue.

Et afin de valider cette théorie, des simulations ont été effectuées et sont présentées au paragraphe suivant.

2.2.2 Géométrie de l'antenne de base avec fentes circulaires

Dans cette partie, on va insérer deux fentes circulaires dans le patch rayonnant de l'antenne de base comme le montre la figure IV-6. Le rayon intérieur ' a_1 ' de la première fente est fixé à 11.55 mm et la largeur w_1 à 0.5mm, le rayon intérieur ' a_2 ' de la deuxième fente est fixé à 7.69 mm et la largeur w_2 à 1mm. Le choix de w_1 et w_2 résulte d'un compromis entre les contraintes technologiques de réalisation et le fait qu'elle doit rester très petite devant le rayon du cercle.

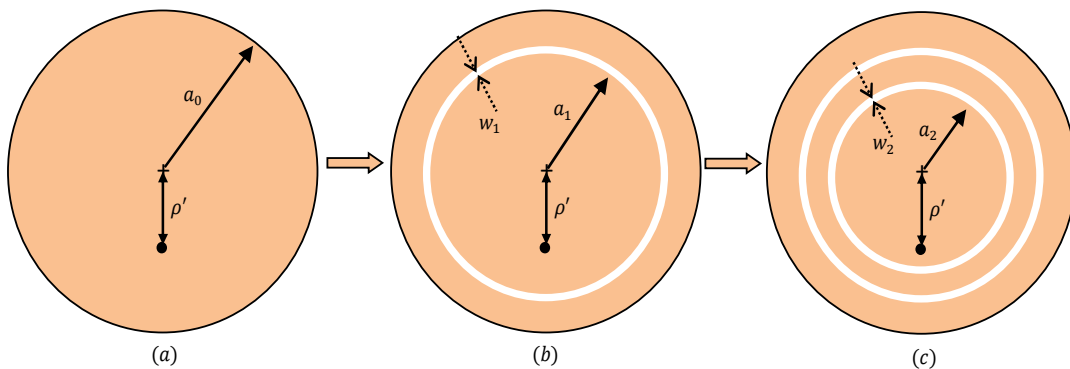


Figure IV-6 : Evolution de l'antenne

a) Antenne de référence b) Antenne avec un slot c) Antenne avec deux slots

Typiquement, l'antenne patch circulaire proposée a une triple fréquence de résonance due au CRSR (Complementary Ring Slot Resonators) introduit dans le patch rayonnant [11]. Ces slots créent deux autres modes pour résonner à des fréquences plus élevées par rapport au mode patch typique. Cela est dû aux courants résonnant sur une surface géométrique plus courte, comme le montrent les figures IV-6 (b) et (c). Ces modes dépendent fortement de la géométrie de la fente (a_1 , a_2 et w_1 , w_2), tandis que le mode patch de référence dépend principalement de la longueur de résonance du patch (a_0).

Pour fournir une meilleure compréhension des performances de l'antenne proposée, un simulateur électromagnétique commercial, High-Frequency Structure Simulator (HFSS), est utilisé pour modéliser l'antenne.

2.2.3 Description Du Logiciel De La Simulation :

Ansoft HFSS est un simulateur très performant qui permet de résoudre les problèmes électromagnétique dans un espace à trois dimensions (3D) pour des volumes arbitraires. Il permet la simulation, la visualisation et la modélisation des solides, où les durées des simulations sont rapides et les résultats sont proches de la réalité.

HFSS est un système interactif de simulation dont l'élément de base de maille est un tétraèdre. Ceci nous permet de résoudre n'importe quelle géométrie en 3D, particulièrement celle qui présente des courbes ou des formes complexe.

La fenêtre de HFSS à plusieurs panneaux facultatifs :

- *Manager Project* : contient un arbre de conception qui permet de lister la structure du projet.
- *Manager Message* : permet de regarder toutes les erreurs ou les avertissements. Cela se produit avant de commencer une simulation.
- *Window Property* : présente les paramètres du modèle et les changes.
- *Window Progres* : montre le progrès de la simulation.
- *Window 3D Modeler* : contient le modèle et l'arbre du modèle pour le design à simuler.

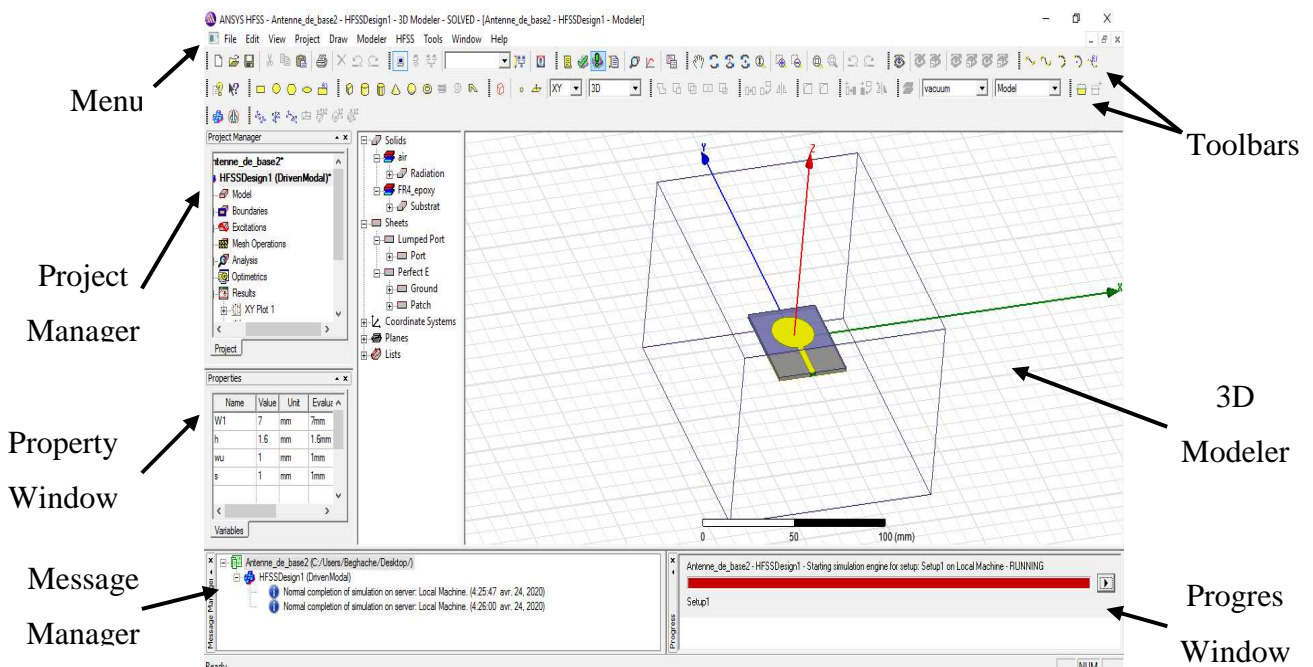


Figure IV.7 : La fenêtre principale du logiciel HFSS

Les résultats obtenus à partir des trois antennes ne sont pas satisfaisants en terme de coefficient de réflexion ' S_{11} ', car la structure finale représentée dans la figure IV-6(c) n'est pas

bien adaptée en impédance en raison de l'ajout des deux CRSR dans l'élément rayonnant et aussi à la position de l'alimentation de l'antenne.

Afin de quantifier l'influence des fentes circulaires insérées dans le patch sur le coefficient de réflexion, une étude paramétrique a été menée. Les résultats de cette étude sont consignés ci-après.

2.3 Etude paramétrique.

On a vu dans les paragraphes précédents qu'il a été nécessaire d'introduire des fentes circulaires pour créer d'autres bandes de fréquences. Maintenant, nous proposons de faire une étude paramétrique portant sur la position des fentes ainsi que sur la position du point d'alimentation. Cette étude a pour objectif de montrer l'influence réelle de ces paramètres sur le coefficient de réflexion de l'antenne et ainsi que pour retenir la configuration optimale d'un point de vue de l'objectif fixé.

2.3.1 Effet de la position du point chaud

Dans cette section, les effets de la position du point d'alimentation sur l'impédance et le coefficient de réflexion sont discutés. L'impédance d'entrée à n'importe quelle distance radiale $\rho' = \rho_0$ du centre du patch circulaire est réelle et peut être écrite comme suite [5] :

$$R_{in}(\rho' = \rho_0) = \frac{1}{G} \frac{J_m^2(k\rho_0)}{J_m^2(k\rho a_e)} \quad \text{IV-4}$$

Où G est la conductance, J_m est la fonction de Bessel du premier type d'ordre m , k est la constante de phase et a_e est le rayon effectif.

Pour l'antenne patch circulaire, la résistance d'entrée à la fréquence de résonance avec une alimentation insérée par une sonde, peut être écrite comme suite:

$$R_{in}(\rho' = \rho_0) = R_{in}(\rho' = a_e) \frac{J_m^2(k\rho_0)}{J_m^2(k\rho a_e)} \quad \text{IV-5}$$

Le coefficient de réflexion est défini par la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad \text{IV-6}$$

Où Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'antenne et Z_0 est l'impédance caractéristique du port SMA(50Ω).

Selon les équations (5) et (6), l'impédance d'entrée à la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion de l'antenne dépendent de la position du point d'alimentation. Pour comprendre cet effet, une simulation de coefficient de réflexion à la fréquence de fonctionnement 2,5, 3,6 et 5,2 GHz a été effectuée et illustrée à la figure IV-8 lorsque la position du point d'alimentation varie de 0 à -17, -11,55 et -7,69 mm respectivement.

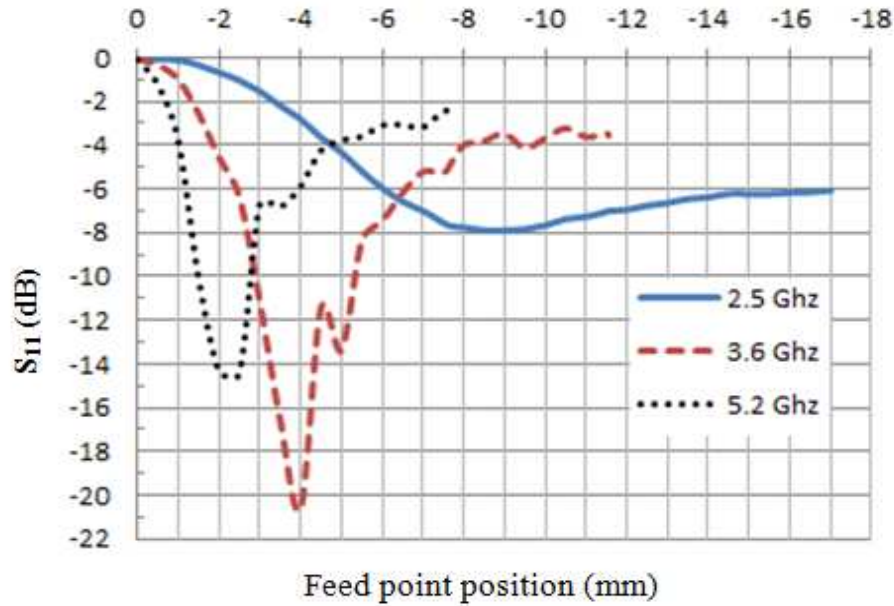


Figure IV-8 : Coefficient de réflexion en fonction de la position du point d'alimentation à la fréquence de fonctionnement 2,5, 3,6 et 5,2 GHz.

A partir de l'équation (6) et la figure IV-8, on observe que la valeur maximale du coefficient de réflexion des antennes (a), (b) et (c) se produit à la position optimale du point d'alimentation où l'impédance de l'antenne et du port SMA sont bien adaptées. La valeur minimale se produit au centre et au bord du patch d'élément rayonnant. On voit que l'adaptation de l'antenne est très sensible autour de la valeur optimale de la position du point d'alimentation. Cette étude a ensuite permis de déterminer l'emplacement le plus approprié pour insérer le connecteur SMA.

Le tableau IV-2 décrit les valeurs optimales de la position du point d'alimentation pour les trois antennes microruban circulaires [12-13].

Paramètres	Antenne de référence	Antenne avec fente	Antenne avec deux fentes
Rayon du patch	17.00mm	11.55mm	7.69mm
Fréquence de fonctionnement	2.5 GHz	3.6 GHz	5.2 GHz
Position optimale du point chaud (x,y)	(0,-9mm)	(0,-4.3mm)	(0,-2mm)

Tableau IV-2 : Valeurs optimales de la position du point d'alimentation

2.3.2 Effet de la position des slots

Nous nous intéressons dans cette partie, à l'étude de l'effet de la position du C-RSR sur le coefficient de réflexion S_{11} . L'analyse paramétrique de différentes valeurs de la position du centre $C_{3.6}$ pour la fréquence de résonance de 3,6 GHz est illustrée à la figure IV-9 (où $C_{3.6}$ est

le centre du résonateur à fente en anneau complémentaire). Les valeurs du coefficient de réflexion S_{11} pour $C_{3,6} = 0, -0,5, -1, -1,5, -3, -3,5$ et $-4,5$ mm sont $-20,73, -12,88, -11,61, -14,99, -12,12, -11,21$ et $-17,68$ dB respectivement. Nous pouvons donc utiliser ce paramètre comme solution pour l'étude suivante.

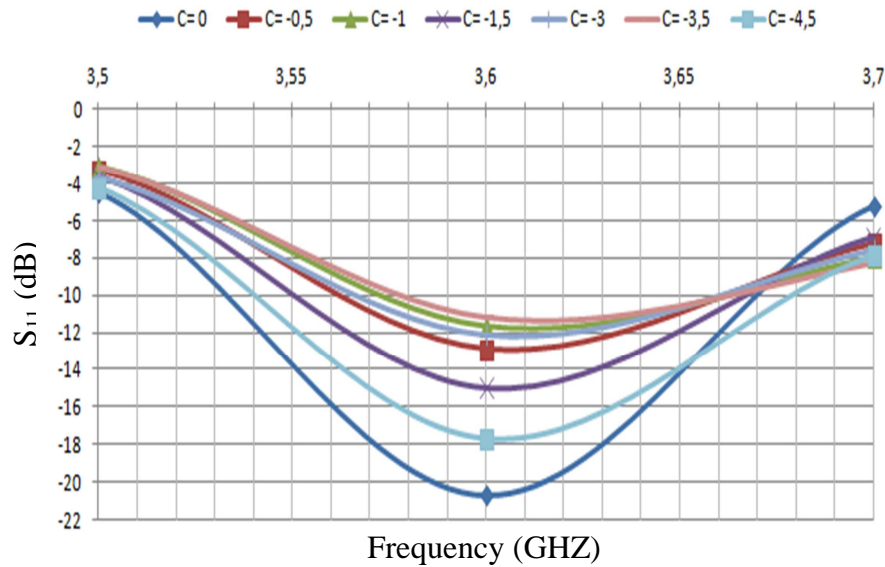


Figure IV-9 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de la position du C-RSR à la fréquence 3,6 GHz.

2.3.3 Design de l'antenne finale

D'après le tableau IV-2, la valeur de la position du point d'alimentation varie en fonction de la fréquence de résonance de l'antenne, et par conséquent en fonction du rayon de l'élément rayonnant, cette variation va poser un problème au raccordement du câble coaxial (Fiche SMA), et pour résoudre ce problème, on va jouer sur la géométrie de l'antenne en décalant les centres $C_{3,6}$ et $C_{5,2}$ des C-RSR de manière à ce que les points d'alimentation des trois antennes circulaires soient superposés et bien adaptés. Pour l'étude paramétrique, nous avons fixé la valeur de la position du port SMA à -3 mm. La nouvelle conception de l'antenne proposée est illustrée à la figure IV-10 (b).

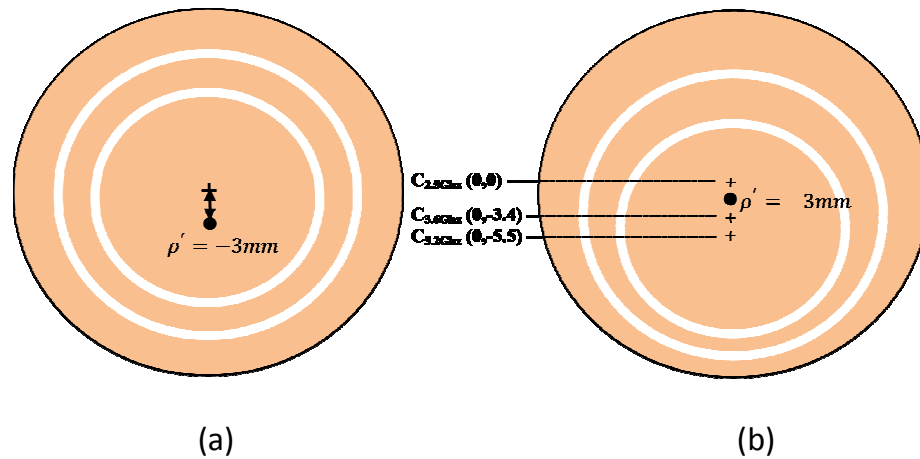


Figure IV-10 : La nouvelle conception de l'antenne proposée :
 a) Avant modification b) Après modification

Le tableau IV-3 décrit les dimensions de la nouvelle antenne microruban circulaire avec les deux résonateurs C-RSR.

Tableau IV.3 : Dimensions de l'antenne finale.

Paramètres	Valeurs
Rayon du substrat	25mm
Substrat	FR-4
Epaisseur du substrat 'h'	1.4mm
Constante diélectrique ' ϵ_r '	4.4
Rayon du Patch a_1	17.00mm
Rayon du Patch a_2	11.55mm
Rayon du Patch a_3	7.69mm
Largeur des fentes	0.5, 1mm
Fréquence de fonctionnement	2.5-3.6-5.2GHz
Rayon du plan de masse	25mm
Technique d'alimentation	probe feeding
Position du point chaud (x,y)	(0,-3mm)
Centre de la fente $C_{3.6}(x,y)$	(0,-3.4mm)
Centre de la fente $C_{5.2}(x,y)$	(0,-5.5mm)

2.4 Conception de l'Antenne à bande étroite reconfigurable en fréquence.

Afin de rendre l'antenne reconfigurable en fréquence, nous avons intégré six diodes PIN entre les deux fentes. L'emplacement des diodes est déterminé suite à une étude de la distribution des courants surfaciques de l'antenne référence. En effet, nous avons constaté que l'insertion des diodes aux endroits où les concentrations en courants surfaciques sont élevées est inutile. En fait, pour mieux réorienter le flux des courants, les diodes PIN insérées entre les deux fentes doivent être placées dans des endroits où la distribution des courants

surfiques est de faible concentration. Ces emplacements garantissent l'établissement de nouvelles trajectoires du flux des courants surfaciques.

Pour raisons de non disponibilité des diodes RF, Nous avons modélisé les diodes PIN par des rubans de dimension $2 \times 2 \text{ mm}^2$ dans le but de prouver le concept. L'état 'On' est illustré par l'insertion du ruban correspondant, et l'état 'Off' est présenté par un vide. Les pertes ne sont pas prises en compte. Trois modes de fonctionnement ont été sélectionnés.

La structure finale de la première antenne reconfigurable est illustrée dans la figure IV-11

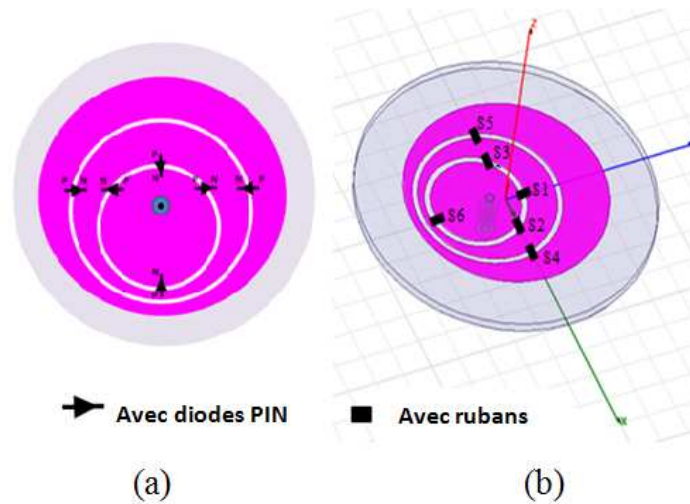


Figure IV-11: Structure final de l'antenne : a) Avec diodes PIN b) Avec rubans (Straps).

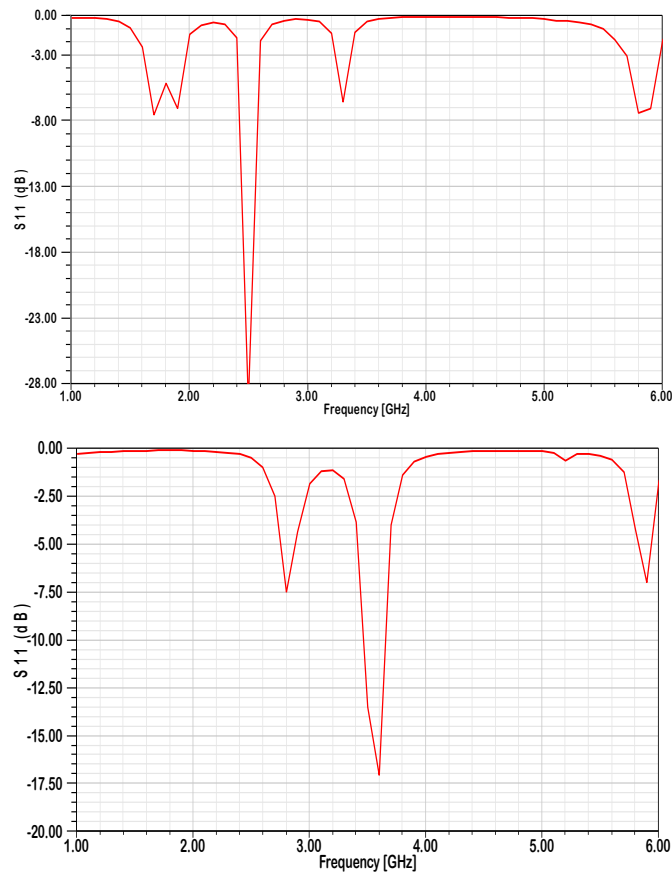
Le tableau IV.4 montre la configuration des diodes PIN et les propriétés d'antenne simulées de chaque bande de commutation, où 1 représente l'état ON et 0 représente l'état OFF dans le tableau. Typiquement, en contrôlant les états ON/OFF des six diodes PIN, trois bandes de fréquences reconfigurables peuvent être obtenues.

Diode	Values		
	M1	M2	M3
S1	0	1	0
S2	1	0	0
S3	1	0	0
S4	1	0	0
S5	1	0	0
S6	0	1	0
Frequency (GHz)	2.5	3.6	5.2
Value of S11 (dB)	-28	-17	-17.5
-10 dB bandwidth (MHz)	140	190	200

Tableau IV.4: Modes de fonctionnement de l'antenne selon l'état des diodes 'Slots'

2.4.1 Coefficient de réflexion

Selon les états des diodes PIN intégrées dans les deux fentes (On ou Off), l'antenne est capable de réorienter le flux de courant et commuter entre trois bandes de fréquences. La figure IV-12 illustre les coefficients de réflexion simulés de l'antenne reconfigurable aux modes de fonctionnement sélectionnés M1, M2 et M3. Il est important de noter que lorsque le mode M3 est activé, tous les switches sont à l'état Off ce qui est traduit par l'absence des rubans. Dans ce cas l'antenne imprimée retrouve son état de fonctionnement de base qui est de l'antenne de référence et rayonne à la fréquence 5.2 GHz et qui peut couvrir l'application Wireless Local Area Network (WLAN). L'activation du mode M2 (S1-S6 On) est traduit par le passage des courants surfaciques au milieu du patch, donnant un décalage de la fréquence de résonance à 3.6 GHz elle couvre l'application Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX). Finalement, au mode M1 où quatre switches sont en position On (S2-S3-S4 et S5), la fréquence de résonance se décale vers une fréquence basse et l'antenne rayonne à 2.5 GHz qui couvre l'application 'Bluetooth'. Par conséquent, le rayon de l'antenne patch et les fentes ont une influence directe sur la fréquence de fonctionnement [14]. Les résultats de simulation pour les trois états sont présentés à la figure IV-12.



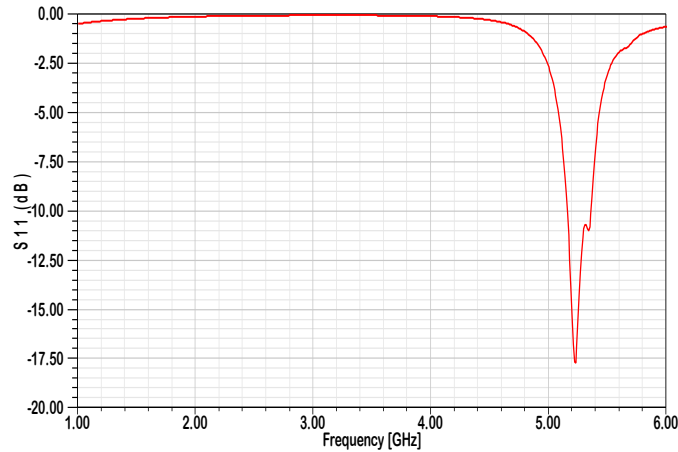


Figure IV-12 Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents états

2.4.2 La distribution du courant surfacique.

Afin de mieux comprendre l'influence des diodes PIN sur le comportement de l'antenne, nous avons étudié les distributions de courants surfaciques pour les trois modes à des différentes fréquences. En ce qui concerne le mode M3, comme nous l'avons déjà expliqué dans la section précédente, la contribution de la partie centrale de l'antenne est délimitée par la présence de la première et la deuxième fente circulaire. Les courants surfaciques sont plutôt concentrés dans le milieu du patch comme illustré dans la figure IV-13 (c). Pour le reste des modes M1 et M2, le flux de courant passe à travers les fentes via les diodes PIN. Il est attiré vers l'extérieur du patch comme nous pouvons le voir à partir de la figure IV-13 (a) et (b). Presque toutes les parties du patch circulaire contribuent au rayonnement. Selon le mode activé, la migration du courant est menée à travers des trajectoires différentes. Par conséquent, la distribution de courant de surface est constamment modifiée conduisant à un accordement des fréquences de résonance.

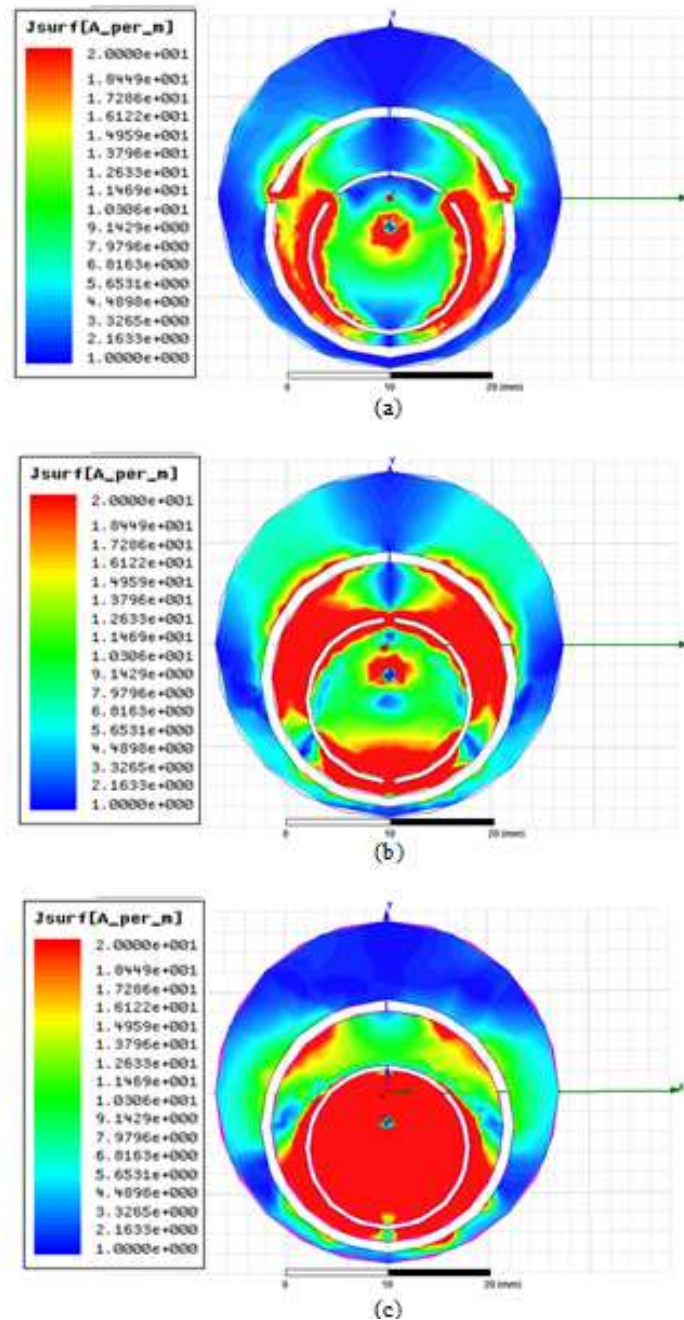


Figure IV-13 : Répartition de la densité de courant simulée pour différents états :

(a) 2,5 GHz, (b) 3,6 GHz et (c) 5,2 GHz

2.4.3 Diagrammes de Rayonnement en 3D

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés à des fréquences différentes et pour chaque mode sélectionné. Figure IV-14 présente les diagrammes de rayonnement 3D à 2.5, 3.6 et 5.2GHz. Les gains obtenus par les simulations à ces fréquences sont 5.8, 6.6 et 7.29 dBi respectivement.

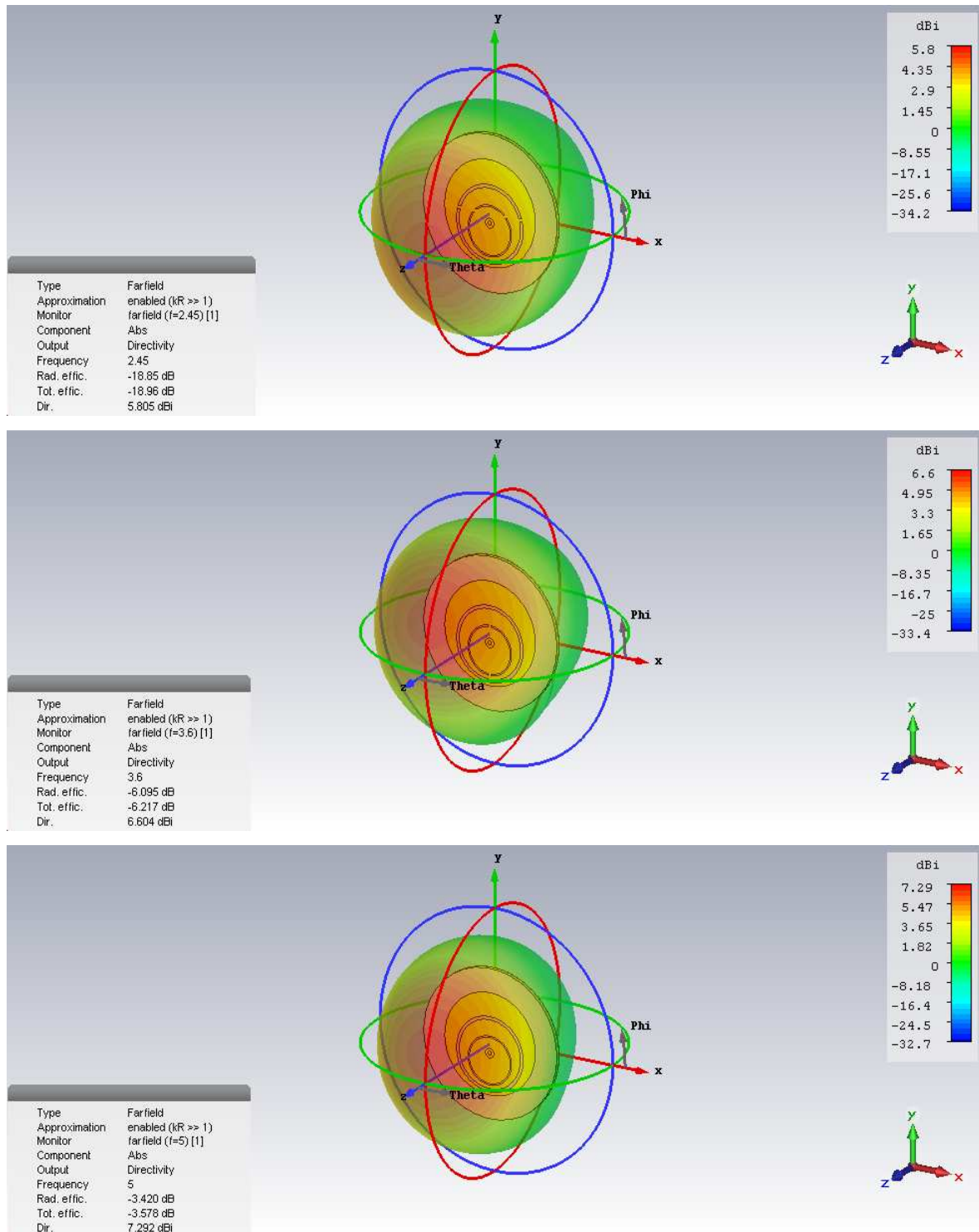


Figure IV-14 : Diagrammes de rayonnement pour différents états :

(a) 2,5 GHz, (b) 3,6 GHz et (c) 5,2 GHz

2.5 Validation expérimentale de l'antenne

Trois prototypes, correspondant aux trois modes décrits ci-dessus, ont été réalisés et expérimentalement caractérisés. Les photos des antennes BE sont présentées dans la figure IV-15.

Le coefficient de réflexion (S_{11}) a été mesuré à des fréquences comprises entre 1,0 et 7,0 GHz à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel.

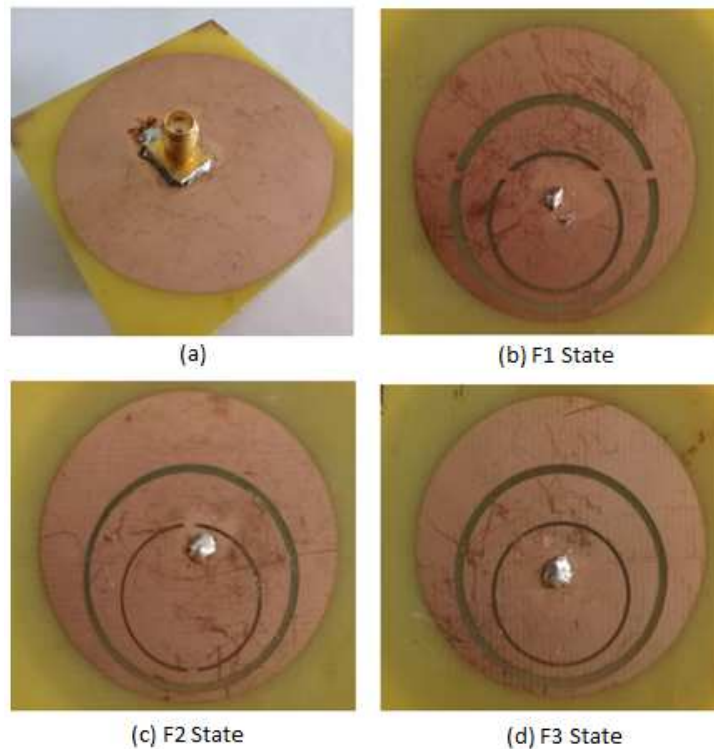


Figure IV-15 : Prototypage des trois antennes fabriquées : (a) vue de dessous, (b) vue de dessus 2,5 GHz, (c) vue de dessus 3,6 GHz, et (d) vue de dessus 5,2 GHz

Les résultats de simulation avec HFSS, CST et celles mesurées du coefficient de réflexion de l'antenne patch reconfigurable proposée sont présentés dans la figure IV-16. Les résultats mesurés montrent que l'antenne fonctionne pour trois fréquences et nous pouvons voir un bon accord entre les résultats obtenus par la simulation et les mesures.

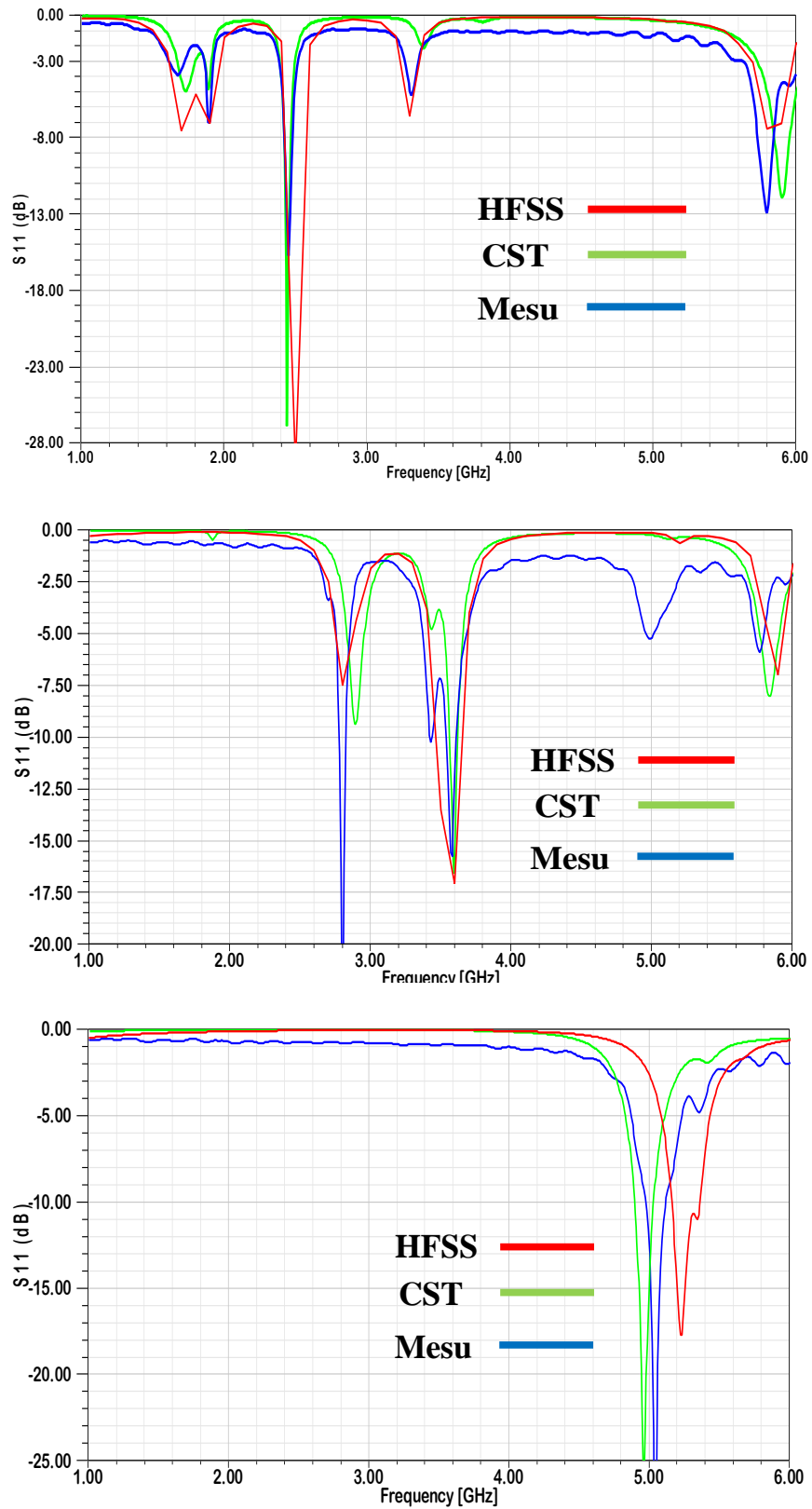


Figure IV-16 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence pour différents états : (a) 2,5 GHz, (b) 3,6 GHz et (c) 5,2 GHz

Le tableau IV.5 résume les résultats simulés et mesurés pour chaque état. Les écarts entre les courbes peuvent être attribués aux différentes méthodes de calcul numérique utilisées dans chaque simulateur électromagnétique ainsi qu'à leurs conditions aux limites. De plus, l'erreur introduite par les connecteurs SMA (ils ne sont pas modélisés sous les simulateurs), les tolérances de fabrication et de substrat ont également une influence significative sur les résultats.

Mode	Bande passante à -10 dB (MHz)			Fréquence centrale (GHz)		
	Mesure	CST	HFSS	Mesure	CST	HFSS
F1	90	87	140	2.45	2.45	2.5
F2	75	69	190	3.57	3.58	3.6
F3	190	160	200	5.05	4.95	5.2

Tableau IV.5: Résultats de simulation et de mesures.

Néanmoins, les résultats des mesures et des simulations montrent un bon accord, ce qui valide les propriétés électriques de la structure en termes d'adaptation et de bande passante.

Pour démontrer la validité de l'antenne proposée, une comparaison avec un autre modèle existant dans la littérature est présentée dans le tableau IV.6.

Paramètres	Antenne proposée	[15]	[16]	[17]	[18]
Dimensions (mm)	R=25	R =40	150x70	25x15	25x25
Fréquence de fonctionnement (GHz)	2.5 5.2	1.71 2.5	0.7 2.9	3.3 7.8	4.94 6.83
Bande passante à -10dB (MHz)	140-200	60-96	40-200	900-1700	190-1400
Gain (dB)	5.8-7.29	4.69-7.1	3.9	3.4-4.1	1.25-3.6
Mode d'application	Bluetooth	UMTS	1GHz	WiMAX	WLAN
	WiMAX	WiBro	1.94GHz	WAVE	WiMAX
	WLAN	Bluetooth	2.6GHz	WLAN	C-Band

Tableau IV.6 : Comparaison de l'antenne proposée avec d'autres modèles déjà publiés.

Les données résumées révèlent que l'antenne proposée offre une meilleure fréquence de fonctionnement reconfigurable et une large bande passante par rapport aux autres antennes conçues dans [15,16]. On peut également observer à partir du tableau IV.6, l'antenne proposée a le meilleur gain que le travail rapporté dans [15-16-17-18], de plus, la taille de notre antenne est très petite ce qui est un avantage dans la conception et la conception de cartes mères.

3 Etude et conception d'une antenne ULB à rejet de bandes reconfigurable.

3.1 Objectif de l'étude

La deuxième antenne étudiée dans ce chapitre est une antenne de détection Ultra-large-Bande (ULB) à deux rejets de bandes comme illustré dans la figure IV-17, L'antenne responsable de la détection spectrale doit être une antenne large-bande et omnidirectionnelle. La propriété large-bande est essentielle pour assurer la détection spectrale dans une large bande de fréquences. Tandis que la propriété omnidirectionnelle est utilisée puisqu'aucune direction particulière n'est privilégiée lors du sondage.

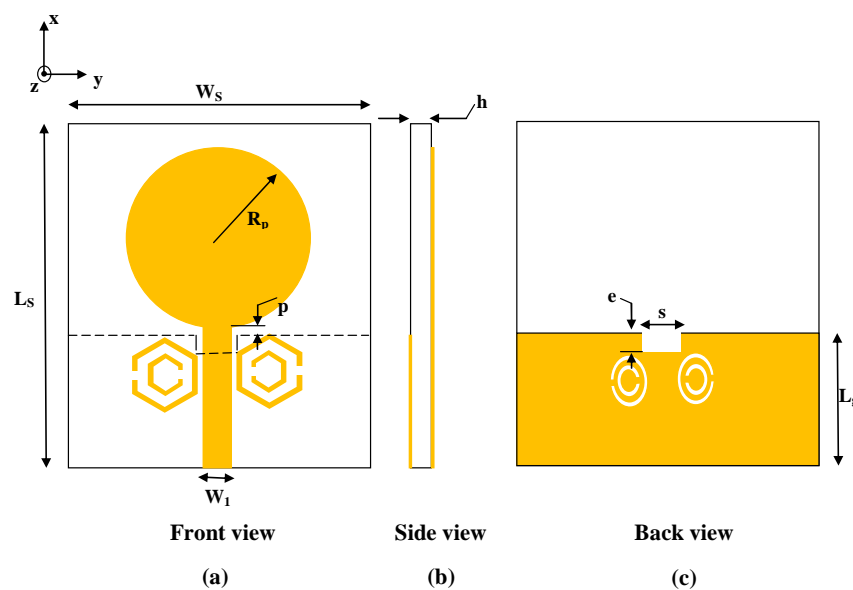


Figure IV-17 Antenne ULB à deux rejets de bandes

3.2 Conception de l'antenne de base

L'antenne imprimée ultra large bande choisie est de forme circulaire alimentée par ligne microruban. La géométrie de cette antenne est donnée à la figure IV.18. L'antenne est constituée d'un patch circulaire, imprimé sur la face de dessus d'un substrat de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, de tangente de pertes $\tan \delta = 0.02$ et d'épaisseur $H = 1.6$ mm. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat. Le patch est alimenté par une ligne microruban.

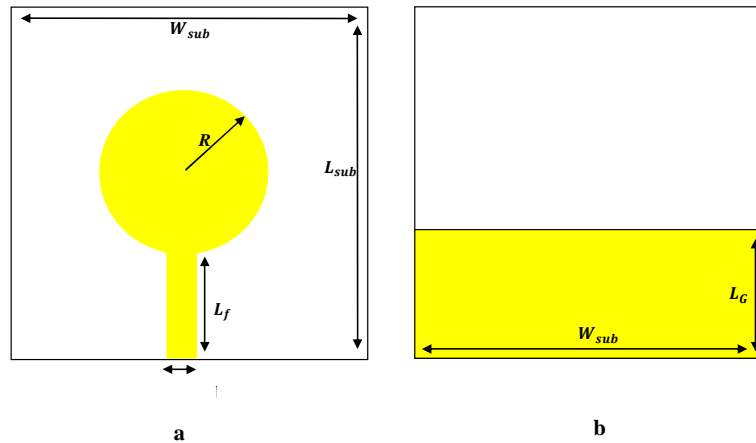


Figure IV-18 : Géométrie de l'antenne proposée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Les paramètres de l'antenne proposée sont regroupés dans le tableau suivant :

<i>Paramètres</i>	W_{sub}	L_{sub}	R	L_f	W_f	L_G	H
<i>Valeurs (mm)</i>	40	50	12	20.3	3.4	19.8	1.6

Tableau IV.7: Dimensions de l'antenne proposée.

Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion que l'antenne n'est pas bien adaptée par ce qu'il est supérieur à $-10dB$ dans la bande [6.0539 GHz, 7.4504 GHz].

D'après le S_{11} Simulé (Figure III.3), nous observons deux bandes de fréquence :

- La première bande s'étend de 2.1204 GHz jusqu'à 6.0539 GHz et leur fréquence de résonance est localisée à 2.4 GHz, avec le coefficient de réflexion -26.2845 dB.
- La deuxième ultra large bande (2.8745 GHz) est entre 7.4504 GHz et 10.3249 GHz. et leur fréquence de résonance est localisée à 8.9 GHz avec le coefficient de réflexion $-30.31dB$.

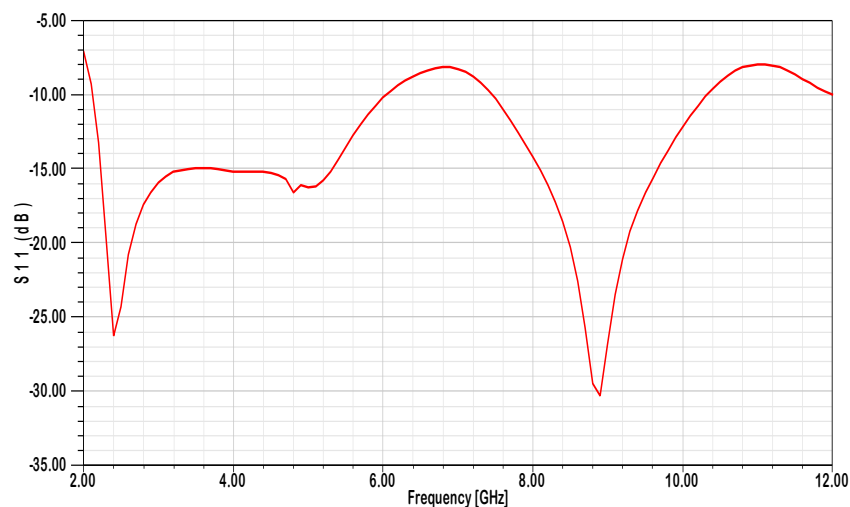


Figure IV-19 : Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne proposée.

La figure IV.20 présente les diagrammes de rayonnements simulés pour différentes fréquences. Sur la figure, nous pouvons voir que les diagrammes de rayonnement de simulation de l'antenne proposée est presque omnidirectionnelle dans les deux principaux plans E et H, Cependant, lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement de l'antenne subit une grande distorsion.

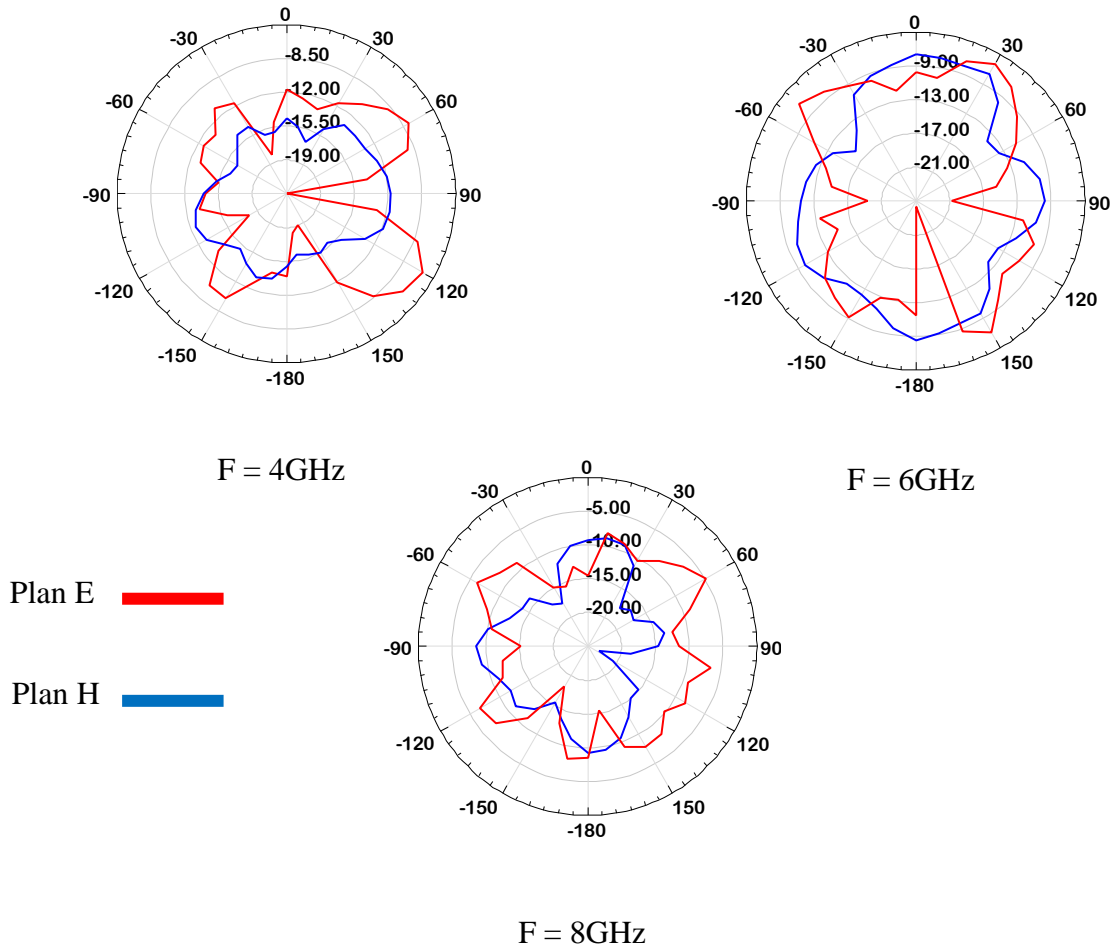


Figure IV-20 : Diagramme de rayonnement simulé pour différentes fréquences

3.3 Etude paramétrique :

Dans cette section, une étude des paramètres géométrique est faite, afin de voir leurs influences sur les performances de l'antenne et d'obtenir le résultat souhaité.

3.3.1 Effet des dimensions de slot au niveau de plan de masse :

Afin d'étudier l'influence des dimensions de slot sur les caractéristiques de l'antenne et en particulier le coefficient de réflexion, on va varier la longueur et la largeur de slot, noté L_s et W_s respectivement. En premier lieu on varie la longueur de la fente L_s et en gardant W_s fixe à 5mm, en fonction de fréquence.

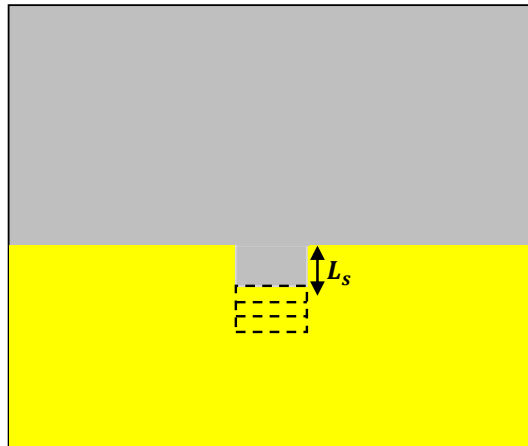


Figure IV-21 : Variation de la longueur de slot « L_s »

Les valeurs de la longueur de slot utilisées sont introduites dans le tableau ci-dessous :

<i>Paramètres</i>	L_{s1}	L_{s2}	L_{s3}
<i>Valeurs (mm)</i>	1.4	1.8	2.2

Tableau IV.8: Valeurs de la longueur de slot

L'influence de la longueur de slot sur l'adaptation de l'antenne varie selon la fréquence est donné sur la figure IV.22. L'adaptation s'améliore dans presque la totalité de la bande passante lorsqu'on augmente la longueur L_s . Une adaptation sur la totalité de la bande passante avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB est obtenue pour L_{s2} . La fréquence haute d'adaptation varie avec la variation de L_s , alors que la fréquence basse d'adaptation est quasiment constante, lorsque L_s varie. On remarque que la valeur du paramètre L_{s2} a donnée des bons résultats en termes du coefficient de réflexion.

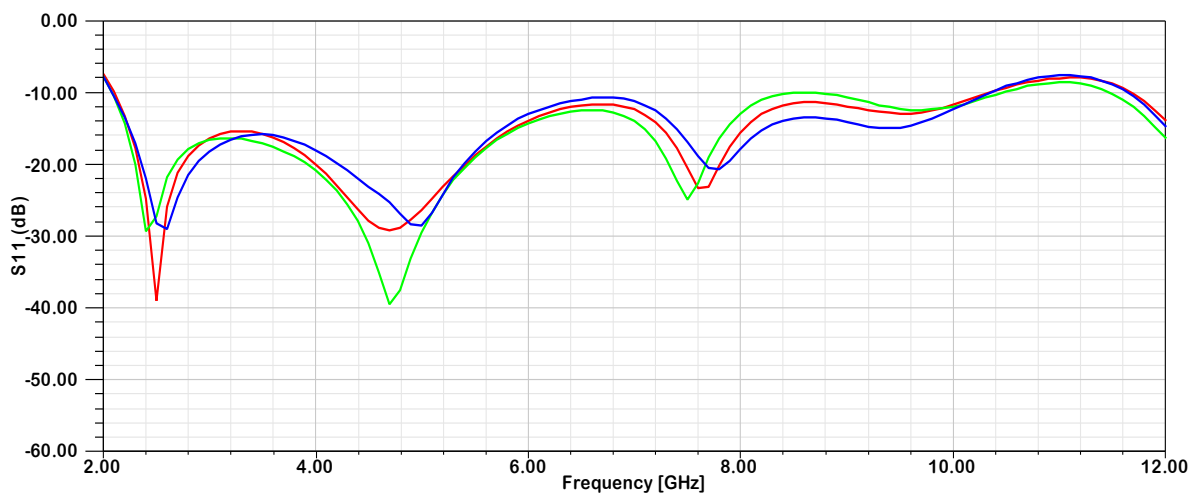


Figure IV-22: Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de « L_s »

Dans cette deuxième partie, on étudie l'influence de la variation de la largeur de slot et en gardant L_s fixe (1.8mm), sur les performances de l'antenne (coefficient de réflexion).

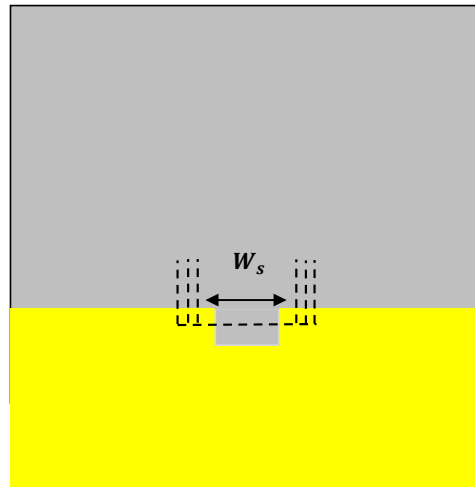


Figure IV-23 : Variation de la largeur de slot W_s .

Les valeurs de la largeur slot utilisées sont introduites dans le tableau ci-dessous :

<i>Paramètres</i>	W_{s1}	W_{s2}	W_{s3}
<i>Valeurs (mm)</i>	3	5	5.5

Tableau IV.9: Valeurs de la largeur de slot

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion sur la figure IV.24 montrent que, l'adaptation de l'antenne s'améliore avec l'augmentation de largeur de slot W_s . La fréquence haute d'adaptation diminue avec l'augmentation de W_s , par contre la fréquence basse d'adaptation reste quasiment invariante.

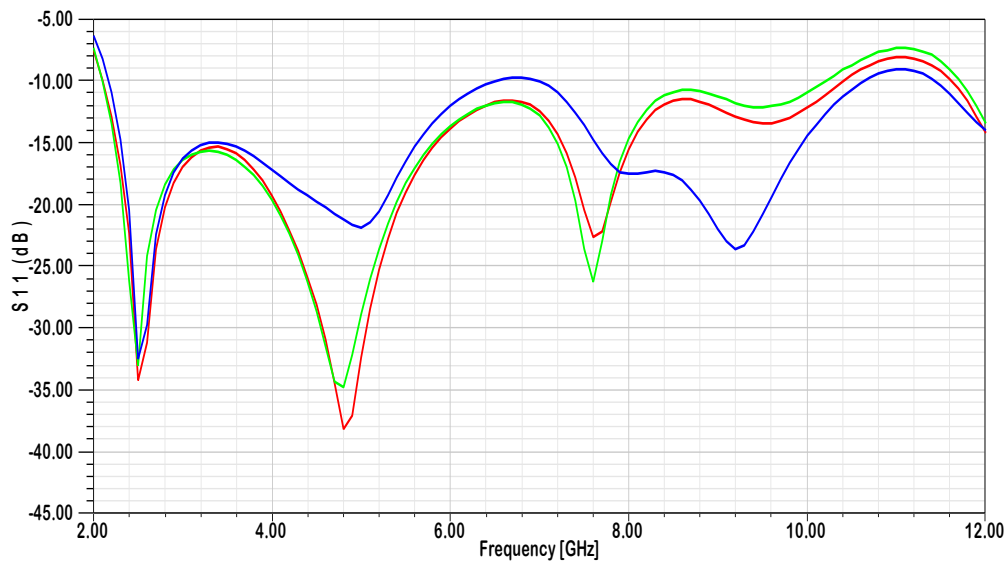


Figure IV-24 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs W_s .

3.3.2 Effet de la longueur de plan de masse « L_G » :

Une variation dans la longueur de plan de masse est introduite pour voir l'influence sur l'adaptation de l'antenne. Les valeurs de la longueur de plan de masse sont introduites dans le tableau ci-dessous :

<i>Paramètres</i>	L_{G1}	L_{G2}	L_{G3}
<i>Valeurs (mm)</i>	19.6	19.8	20

Tableau IV.10: Valeurs de la longueur de plan de masse

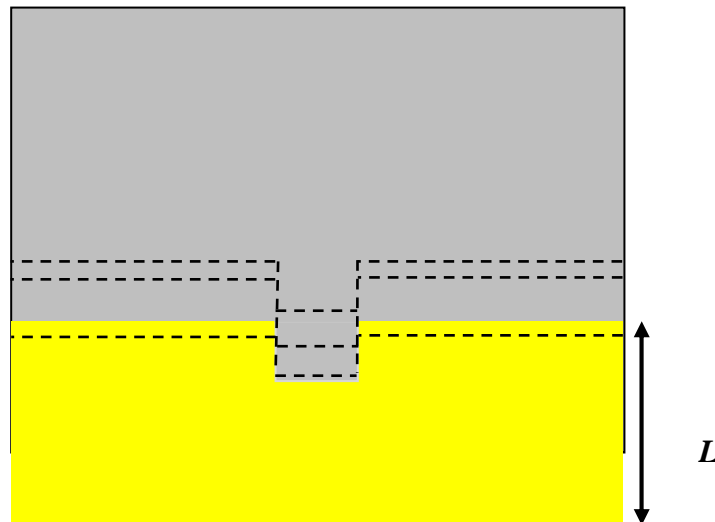


Figure IV-25 : Variation de la longueur de plan de masse L_G .

La figure ci-dessous présente le coefficient S_{11} pour les différentes valeurs de la longueur de plan de masse « L_G » en fonction de la fréquence. On remarque que le coefficient de réflexion est globalement proportionnel à la dimension de la longueur de plan de masse. Dont, l'augmentation de « L_G » implique une meilleure adaptation.

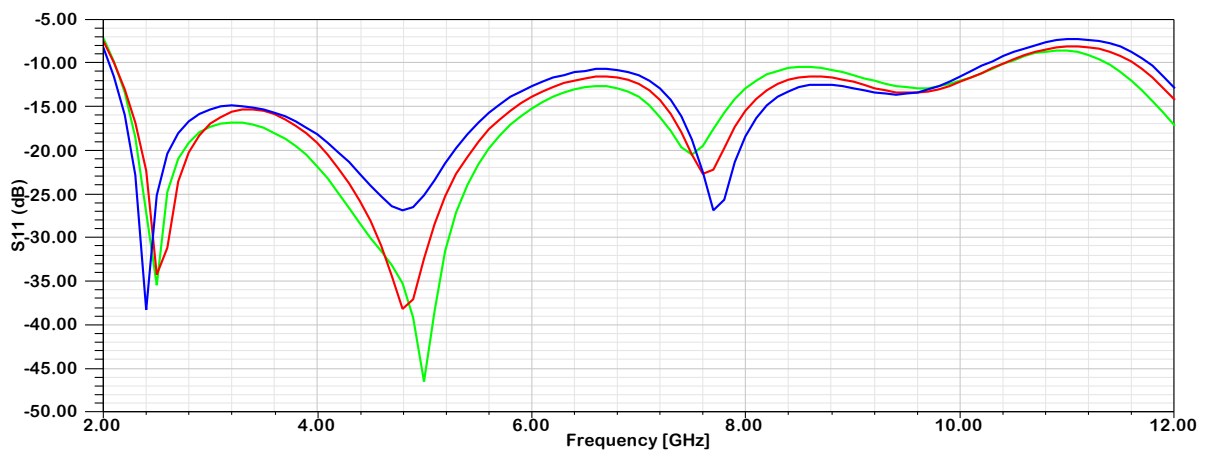


Figure IV-26 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de L_G .

3.3.3 Effet du paramètre « g » :

La largeur de gap entre le patch et le plan de masse sera aussi étudiée pour différents valeurs de celui-ci, afin de trouver la meilleure largeur. En changeant la position du centre du patch au niveau de l'axe (y) pour contrôler la largeur de gap noté « g »

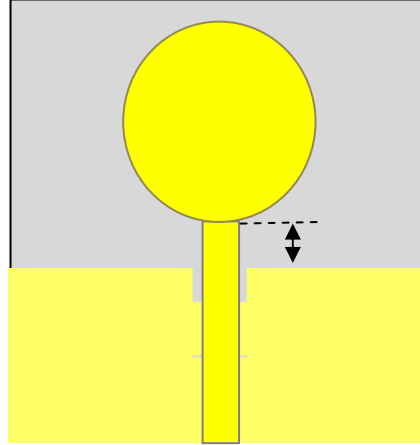


Figure IV-27: Variation de la largeur de gap g .

Les valeurs de la largeur de gap « g » sont introduites dans le tableau ci-dessous :

<i>Paramètres</i>	<i>g₁</i>	<i>g₂</i>	<i>g₃</i>
<i>Valeurs (mm)</i>	<i>0.3</i>	<i>0.5</i>	<i>0.6</i>

Tableau IV.11: Valeurs de la largeur de gap.

La figure ci-dessous montre les variations du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs du paramètre « g » en fonction de la fréquence. On remarque que le coefficient de réflexion est globalement inversement proportionnel à la dimension de la largeur de gap. Donc, l'augmentation de « g » implique une légère diminution du niveau de S₁₁

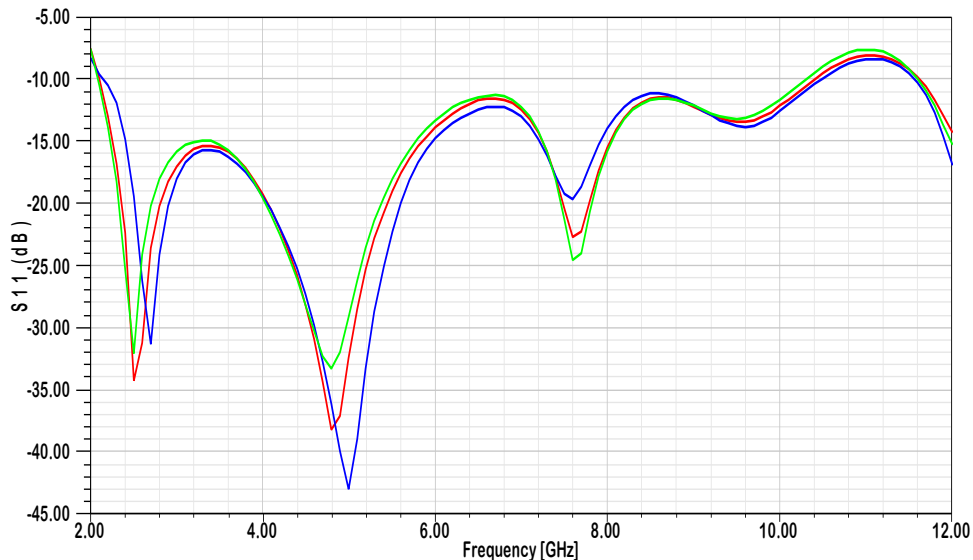


Figure IV-28 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de g .

3.4 Antenne Optimisée :

A partir des études paramétriques menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres finaux qui donnent une antenne patch ultra large bande afin de rejeter la bande WiMAX (3.3-3.6GHz) et la bande WLAN (5.15-5.35 GHz)

Dans le cadre de cette étude, nous voulions obtenir une bonne adaptation sur une large bande de fréquences, avec un minimum d'encombrement. L'antenne optimisée présentée dans la figure IV.29. Les valeurs utilisées sont introduites dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	W_{sub}	L_{sub}	R	L_f	W_f	L_G	H	L_s	W_s	g
Valeurs (mm)	40	50	12	20.3	3.4	19.8	1.6	1.8	5	0.5

Tableau IV.12: Dimension de l'antenne optimisée.

Les résultats de simulation du S_{11} montrent que les paramètres extraits après l'étude paramétrique améliorent parfaitement l'adaptation de l'antenne.

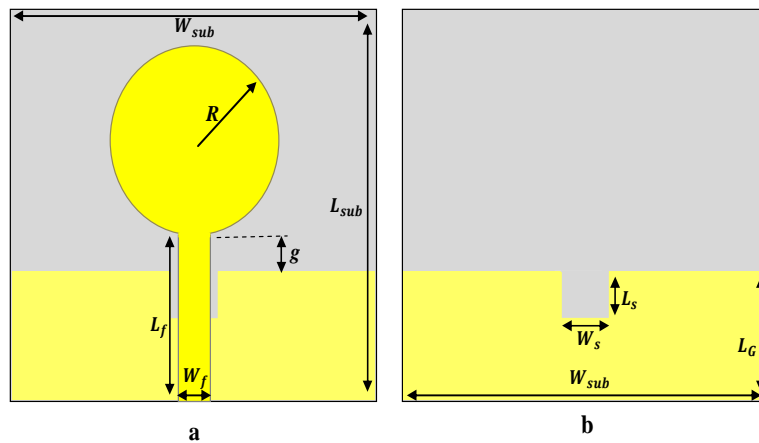


Figure IV-29 : Géométrie de l'antenne optimisée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

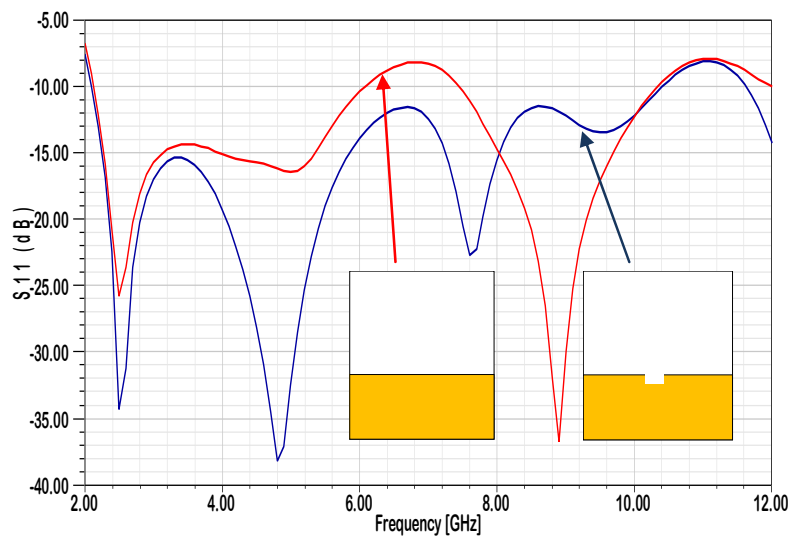


Figure IV-30 : Coefficient de réflexion initial et optimisée

La figure IV-30 montre la comparaison entre le résultat de l'antenne initial et optimisée. Le coefficient de réflexion de l'antenne finale atteint -38.1367 dB à la fréquence 4.8 GHz. avec une bande passante allant de 2.1 à 10.41 GHz, alors que dans l'antenne initiale est de 2.12 GHz à 6.05 GHz et de 7.4504 GHz à 10.3249 GHz soit 6.808 GHz. Donc, une amélioration de 22% dans la bande passante.

La figure IV.31 présente les diagrammes de rayonnements simulés pour différentes fréquences après l'optimisation des paramètres de l'antenne initiale. Il est clair que le diagramme de rayonnement de l'antenne optimisée pour la fréquence 4GHz dans le plan H est celui d'un dipôle, de même pour le plan E mais avec des lobes secondaires. Lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement subit une déformation que ce soit dans le plan H ou dans le plan E mais dans ce dernier la déformation est moins importante que celle du premier.

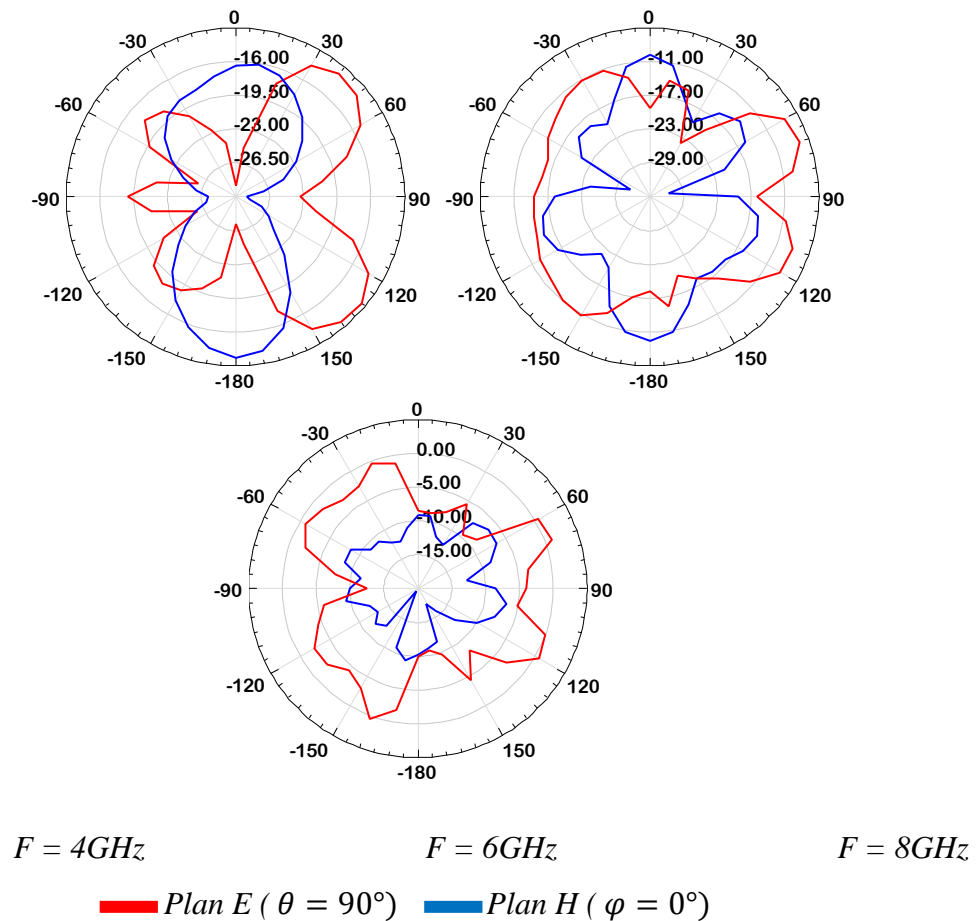


Figure IV-31 : Diagramme de rayonnement de l'antenne optimisée

3.5 Etude et conception d'une antenne ULB à bandes rejetées à base des cellules Metamatériaux :

3.5.1 Antenne avec résonateur en anneau fendu hexagonal H-SRR :

La bande de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications radio existants, tels que le WiMAX de (3,3 à 3,6 GHz). Cependant, afin d'éviter ces interférences, des modifications peuvent être faites sur l'antenne ULB optimisée pour réaliser la fonction stop bande. Ainsi un couple de cellule résonnant H-SRR (Hexagonal Split Ring Resonator) est introduit dans l'élément rayonnant afin de rejeter la bande WiMAX. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée à la figure IV-34.

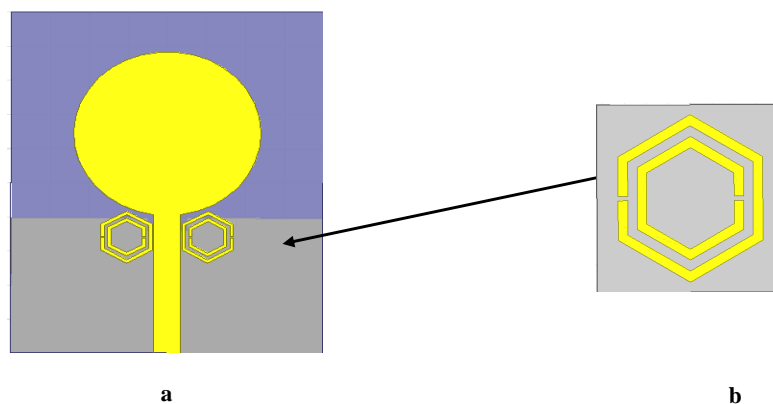


Figure IV-34 : (a) Antenne associée à un couple de cellule H-SRR. (b) cellule résonnante H-SRR.

Dans cette section, nous allons étudier le résonateur en anneau fendu Hexagonale, le RAF est dimensionné pour un fonctionnement dans la bande WiMAX [3.3 à 3.6 GHz]. La figure III.17 présente la cellule résonnante étudié. Les dimensions de la cellule sont optimisées pour qu'il soit capable de fonctionner dans la bande de WiMAX [3.3-3.6 GHz], elle se compose de deux anneaux hexagones concentriques et espacés, ces deux anneaux contiennent une fente. Ce résonateur est en cuivre déposés sur un substrat diélectrique de type FR4-époxy de permittivité 4.4 et de pertes tangentielles de 0.02 avec une épaisseur de 1.6 mm.

Pour les simulations réalisées avec le logiciel HFSS, les conditions aux limites sont appliquées. Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe z. Les murs électriques et magnétiques sont définis dans le logiciel HFSS par *Perfect E* et *Perfect H*. L'ensemble des résonateurs et le substrat sont mis dans une boîte de rayonnement de dimensions $8.5 \times 8.5 \times 8.5 \text{ mm}^3$. La boîte

de radiation est déclarée dans le logiciel HFSS comme Radiation Box, comme le montre la figure III.35.

Tous les paramètres géométriques de la cellule H-SRR sont regroupés dans le tableau suivant :

<i>Paramètres</i>	r_{ex}	c	d	g_1	g_2
<i>Valeurs (mm)</i>	3.8	0.5	0.5	0.2	0.2

Tableau IV.13: Dimensions optimisées de résonateur étudié 'SRR'

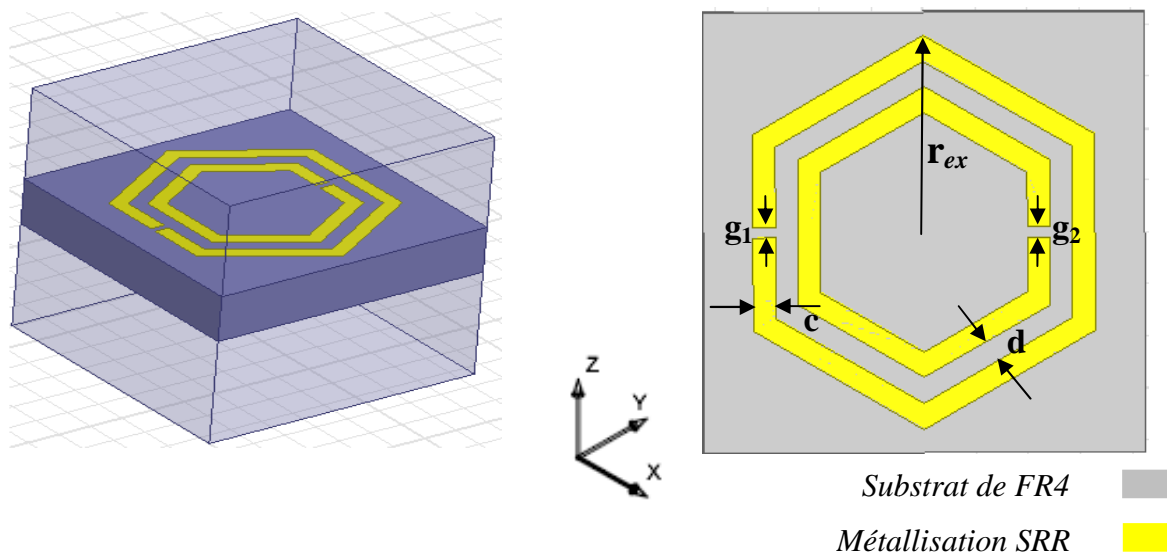


Figure IV-35 : Configuration de la cellule SRR mise dans une boîte de calcul HFSS

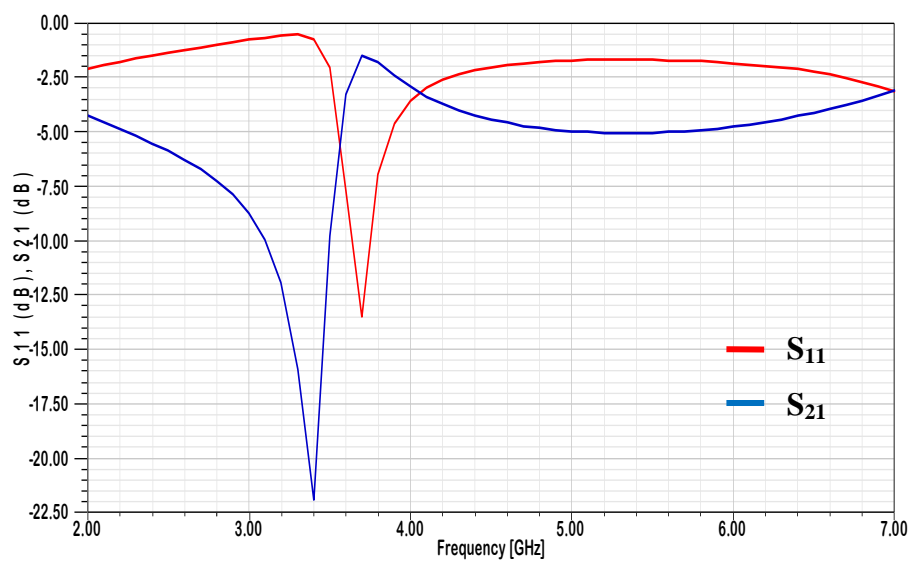


Figure IV-36: Coefficient de réflexion et de transmission de H-SRR

La figure IV-36 représente le coefficient de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) en dB suite à la simulation du résonateur présenté dans la figure III.17. Nous remarquons que la fréquence de résonance de ce résonateur est 3.4 GHz, avec un pic d'atténuation de -21.89 dB, pour le coefficient de transmission (S_{21}). Ces résultats confirment un phénomène de bande interdite autour des fréquences de résonance (c-à-d il n'y a pas de transmission autour de la fréquence de résonance de la cellule).

La méthode utilisée dans ce cas est basée sur l'approche utilisée par la technique de Nicolson-Ross-Weir (NRW) pour obtenir les valeurs de permittivité et de perméabilité, car il s'agit d'une technique très populaire qui facilite aussi comme formulation et calcul efficaces [29]. La permittivité, la perméabilité et l'indice de réfraction ont été obtenus individuellement selon les équations [29] :

$$\mu_r = \frac{2}{jk_0d} \frac{1-V_2}{1+V_2} \quad \text{IV-7}$$

$$\epsilon_r = \frac{2}{jk_0d} \frac{1-V_1}{1+V_1} \quad \text{IV-8}$$

$$\eta = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad \text{IV-9}$$

$$V_1 = S_{21} + S_{11} \quad \text{IV-10}$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11} \quad \text{IV-11}$$

Où, μ_r , la perméabilité, ϵ_r la permittivité effective relative, η est l'indice de réfraction; k_0 , le nombre d'onde de l'onde incidente dans l'espace libre; d , l'épaisseur du résonateur.

La figure IV-37 illustre les variations de la partie réelle de la perméabilité effective (μ_{eff}), associée au H-SRR, Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle négative (de 3.36 GHz à 3.65 GHz) autour de la fréquence de résonance qui est (3.4 GHz).

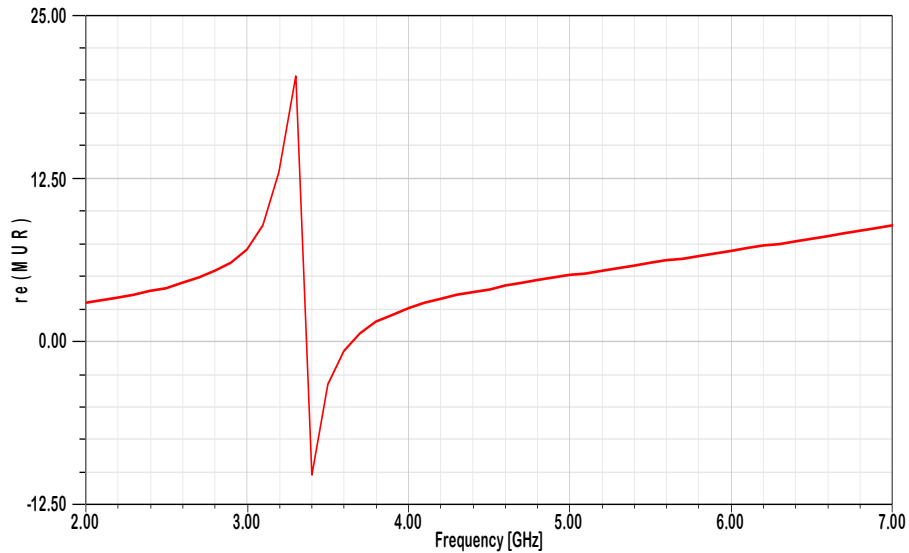


Figure IV-37 : La partie réelle de la perméabilité de H-SRR .

La suite logique de notre étude, consiste à placer le couple de cellule H-SRR préalablement conçues, à proximité de la ligne d'alimentation de l'antenne ULB conçue précédemment, on fait varier sa position (d_1) tout au long de la ligne d'alimentation, et aussi l'emplacement suivant le plan (XY) pour obtenir la meilleur position, le but est de satisfaire les conditions d'excitation du résonateur. Dans notre cas la position optimale est :

$(x_1 ; y_1) = (5.2 ; -13)$ et $(x_2 ; y_2) = (-5.2 ; -13)$ pour les deux résonateurs avec $d_1 = 13.2$ mm.

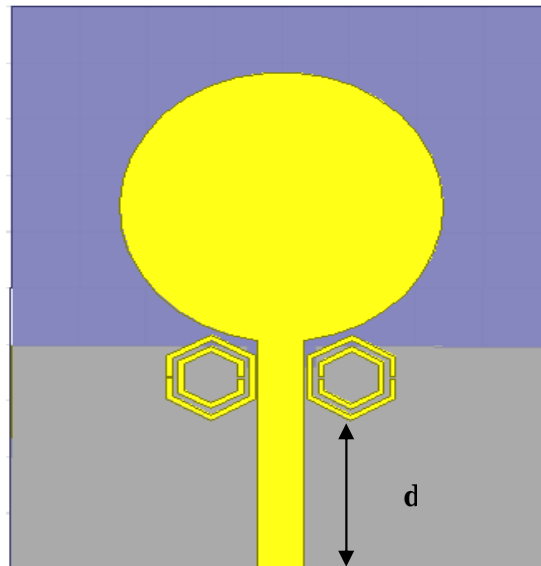


Figure IV-38 : Antenne ULB proposée.

Le VSWR simulé de l'antenne ULB avec un couple de cellule H-SRR est représenté à la figure IV-39. On constate que la bande rejeté présente un VSWR supérieur à 2 dans la bande [3.4, 3.96 GHz] (bande rejetée), soit une largeur de bande d'environ 0.56 GHz. Alors qu'en

dehors de cette bande le VSWR est inférieur à 2 (bande de rayonnement de l'antenne) qui est de 2.2 GHz jusqu'à 10.13 GHz. Le VSWR maximal est d'environ 4.02

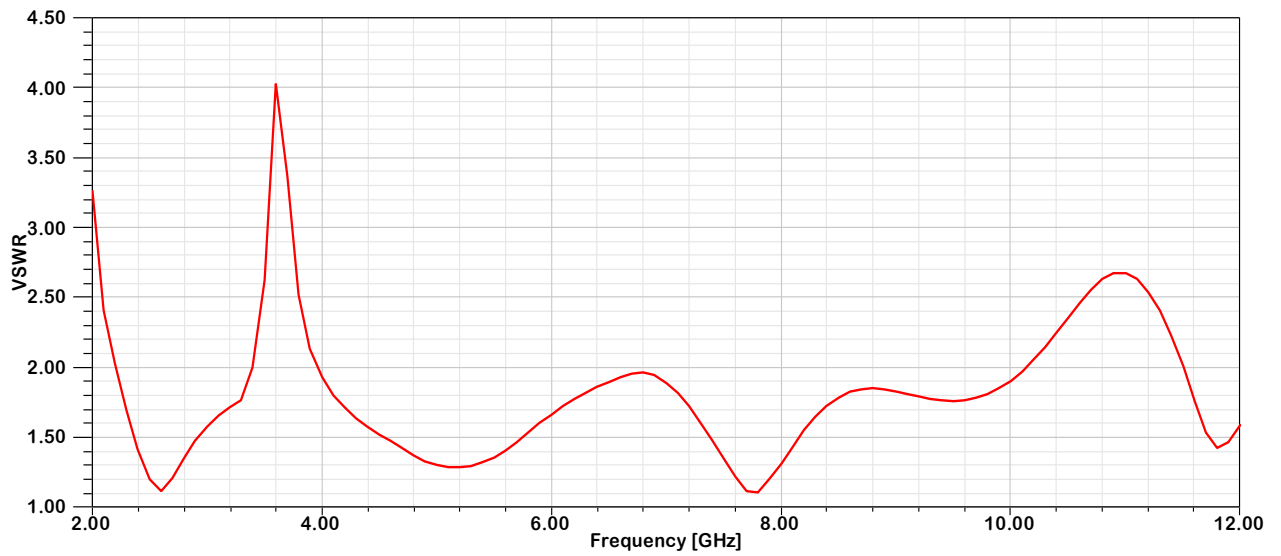


Figure IV-39 : Le VSWR de l'antenne proposée.

3.5.2 Antenne avec résonateur en anneau fendu complémentaire CC-SRR :

En raison de la gamme étendue de fréquences que couvre la technologie ULB, elle peut être affectée par la technologie WLAN (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz en USA), il est donc souhaitable d'atténuer ces signaux d'interférences pour réduire leur impact sur le système ULB. Ainsi dans cette partie, on introduit un deuxième couple de résonateur en anneau fendu mais en forme circulaire CC-SRR graver sur le plan de masse, afin d'éviter ces interférences.

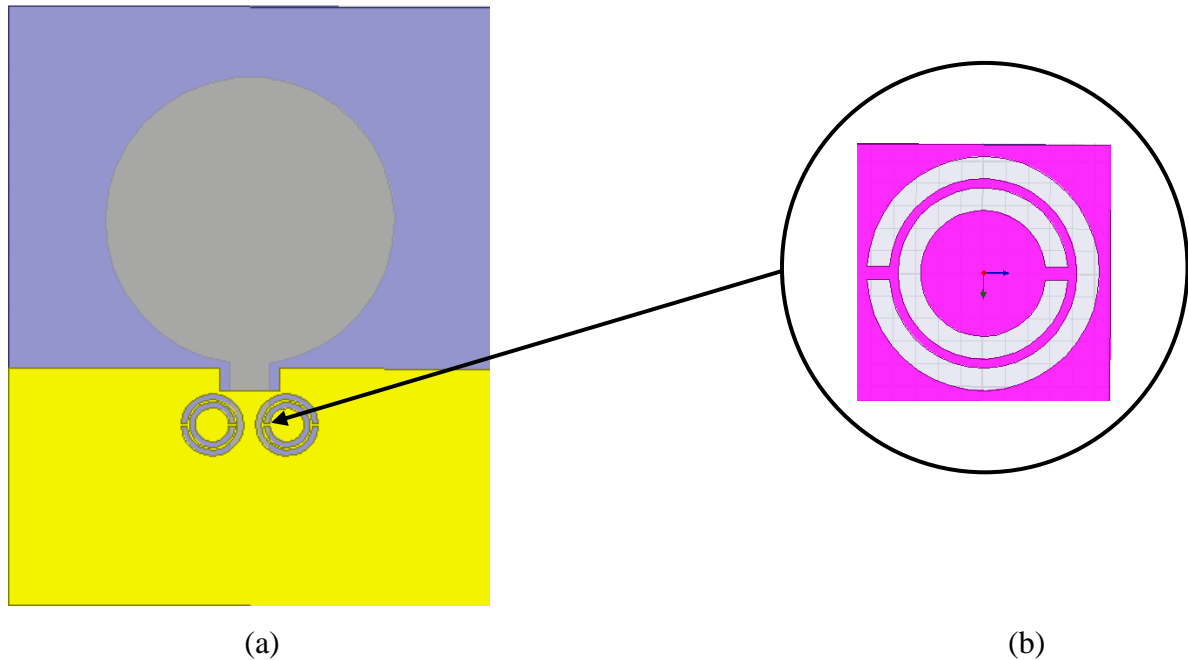


Figure IV-40 : (a) Antenne associé à un couple de CC-SRR. (b) cellule résonnante C-SRR.

La figure IV-40 présente la cellule résonnante étudiée. Les dimensions de la cellule sont optimisées pour qu'il soit capable de fonctionner dans la bande de WLAN [5.15-5.35 GHz ; 5.725-5.825 GHz en USA], elle se compose de deux anneaux circulaires concentriques et espacés, ces deux anneaux contiennent une fente. Ce résonateur déposé sur un substrat diélectrique de type FR4-époxy de permittivité 4.4 et de pertes tangentielles de 0.02 avec une épaisseur de 1.6 mm.

Les conditions aux limites pour les simulations réalisées avec le logiciel 'HFSS' sont appliquées. Les murs électriques sont posés selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation suivant l'axe z. ces murs sont définis dans le logiciel 'HFSS' par *Perfect E* et *Perfect H*. Le groupe résonateurs-substrat est mis dans une boîte de rayonnement de dimensions $5.8 \times 5.8 \times 5.8 \text{ mm}^3$. La boîte de radiation est déclarée dans le logiciel 'HFSS'

comme Radiation Box, comme le montre la figure III.23. Tous les paramètres géométriques de la cellule CC-SRR sont regroupés dans le tableau suivant :

<i>Paramètres</i>	r_{ex}	r_0	c	d	g_1	g_2
<i>Valeurs (mm)</i>	2.5	1.8	0.5	0.2	0.3	0.3

Tableau IV.14: Dimensions optimisées de résonateur étudié 'CC-SRR'.

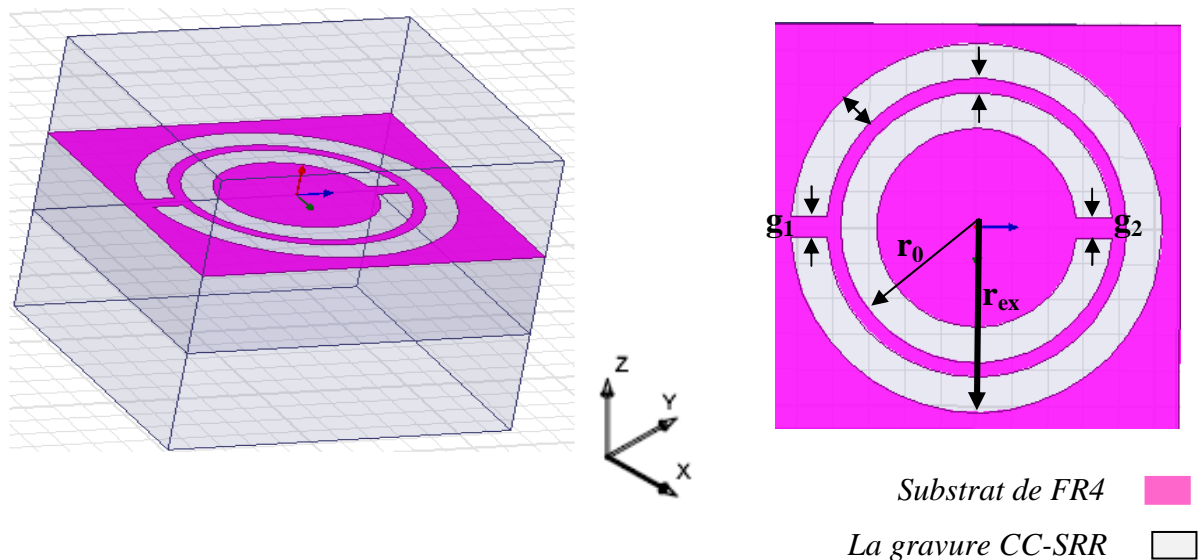


Figure IV-41 : Configuration de la cellule CC-SRR mise dans une boîte de calcul HFSS.

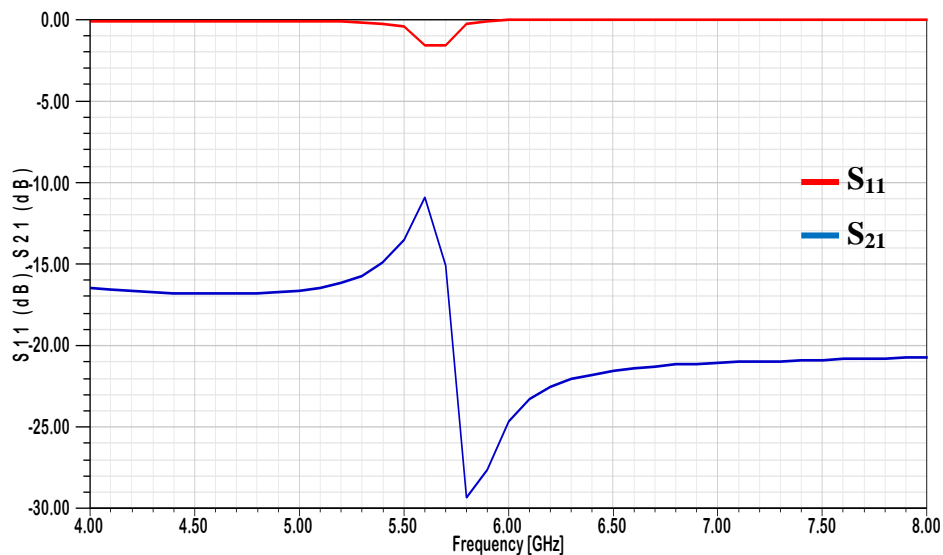


Figure IV-42 : Paramètre S de résonateur étudié.

La figure IV-42 représente les coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) en dB suite à la simulation du résonateur présenté dans la figure IV-41. Nous remarquons que la fréquence de résonance de ce résonateur est 5.8 GHz, avec un pic d'atténuation de -29.29 dB,

pour les coefficients de transmission (S_{21}). Ces résultats confirment un phénomène de bande interdite autour des fréquences de résonance (c-à-d il n'y a pas de transmission autour de la fréquence de résonance de la cellule).

La figure IV-43 illustre les variations de la partie réelle de la perméabilité effective, associée au CC-SRR, Nous remarquons que la structure simulée présente une partie réelle de la perméabilité (μ_{eff}) négative (de 5.59 GHz à 5.63 GHz).

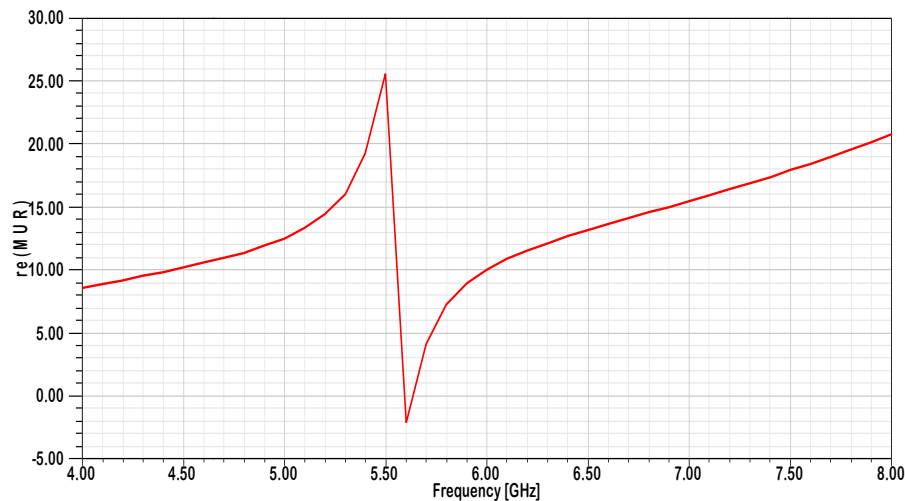


Figure IV-43 : La partie réelle de la perméabilité de CC-SRR .

A cause de la large bande de fréquences couverte par la technologie ULB, elle est définitivement affectée par la technologie WLAN (5.15-5.35 GHz ; 5.725-5.825 GHz), donc, pour atténuer ces signaux d'interférences et pour réduire leur impact sur le système ULB, on a gravé le deuxième résonateur au niveau de plan de masse, dans ce cas, la position optimale est : $(x_1 ; y_1) = (3.1 ; -14.9)$ et $(x_2 ; y_2) = (-3.1 ; -14.9)$ pour les deux résonateurs avec $d_2 = 12.6$ mm.

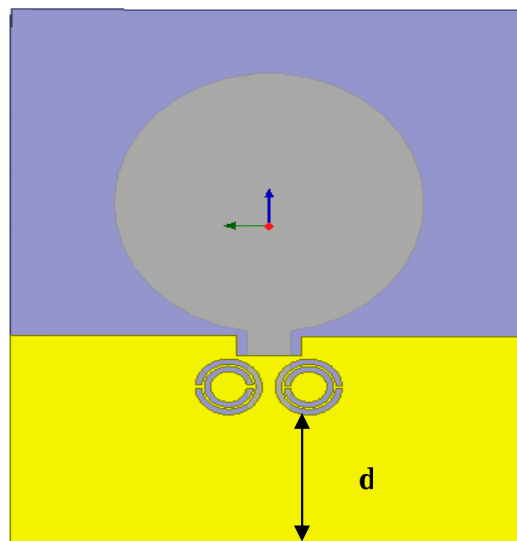


Figure IV-45 : Antenne ULB proposée.

La figure IV-46 illustre le VSWR de l'antenne simulé en effectuant un deuxième couple de type CC-SRR gravé sur le plan de masse. Dans ce cas on obtient un VSWR >2 dans la bande [4.84, 5.51 GHz] (bande rejetée), soit une largeur de bande d'environ 0.67 GHz. Alors qu'en dehors de cette bande le VSWR est inférieur à 2 (bande de rayonnement de l'antenne) qui est de 2.05 GHz jusqu'à 10.20 GHz avec une légère désadaptation dans la bande [7.15, 7.53 GHz]. Le VSWR maximal est l'ordre de 4.95.

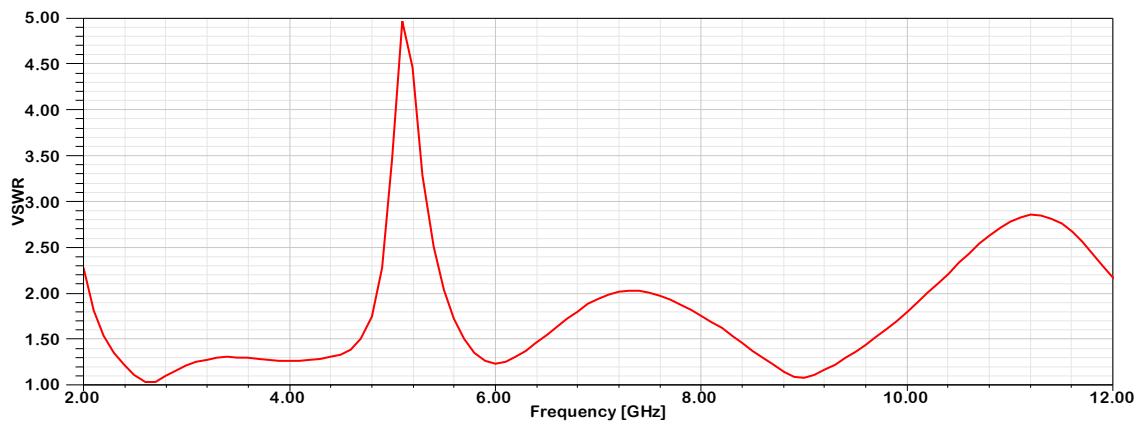


Figure IV-46 : Le VSWR de l'antenne proposée.

3.6 Antenne ULB à deux bandes rejetées :

Dans cette étape d'étude, on insère dans l'élément rayonnant les deux couples de résonateurs citée précédemment (un couple de H-SRR à proximité de la ligne d'alimentation plus un couple de CC-SRR gravé au niveau de plan de masse), afin de réaliser le filtrage de deux bandes à savoir la bande WiMAX de 3,3 à 3,6 GHz et WLAN (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz en USA). La géométrie de l'antenne ULB à deux bandes filtrées proposée est montrée sur la figure IV-47.

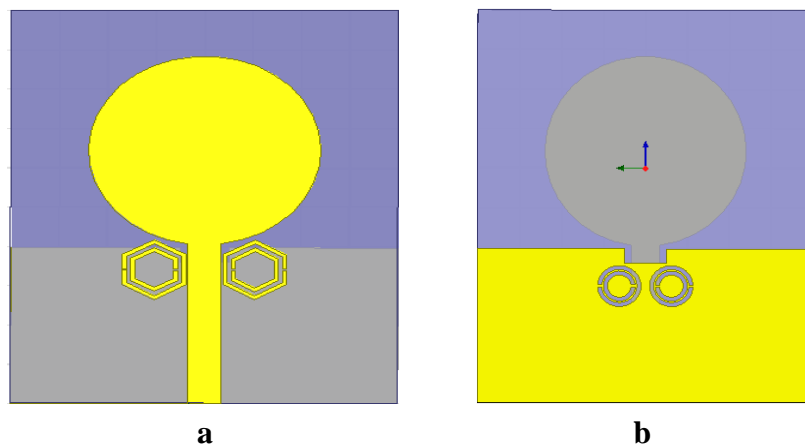


Figure IV-47 : Géométrie de l'antenne proposée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

La figure IV-48 présente l'évolution du VSWR en fonction de la fréquence pour l'antenne à deux bandes rejetées. Comme représenté sur cette figure de résultats de simulation, on peut observer que, l'antenne proposée présente une meilleure adaptation dans la bande de fréquence de 2.09 GHz à plus de 9.9 GHz avec un $VSWR \leq 2$. Cependant, elle est désadaptée dans deux bandes de fréquences (bandes filtrées), avec un $VSWR > 2$. Les deux bandes de fréquences filtrées sont : [3.303, 3.974 GHz] avec un $VSWR = 4.10$ à 3.5 GHz, [5.236, 5.869 GHz] avec un $VSWR = 4.52$ à 5.6 GHz. Ces bandes rejetées sont identiques à ceux obtenues dans le cas précédent. On constate également que ces résultats montrent bien que l'insertion de ces cellules de RAF n'affecte pas l'adaptation de l'antenne en dehors des bandes rejetées.

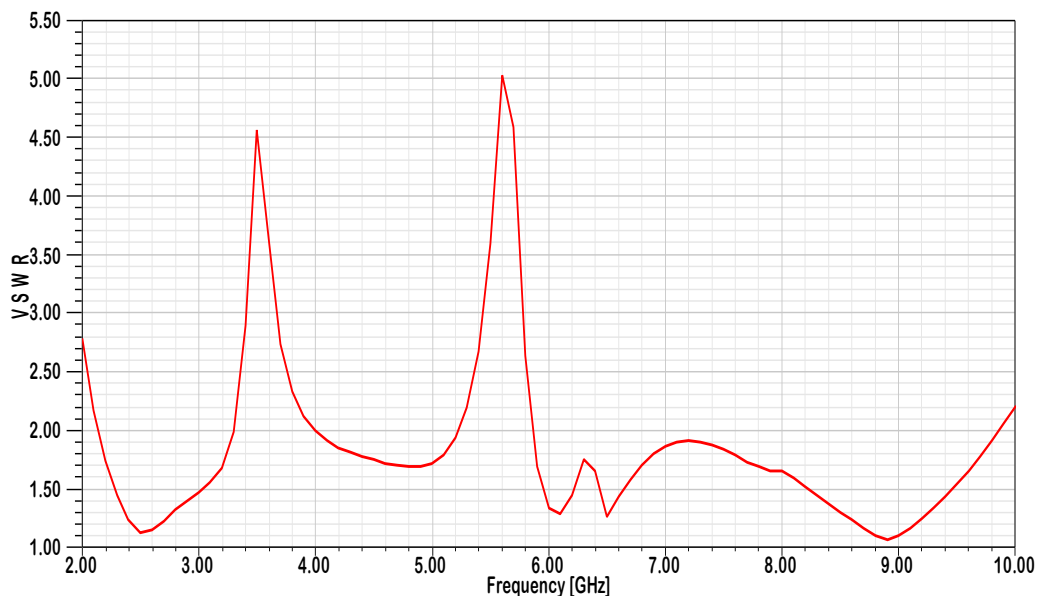
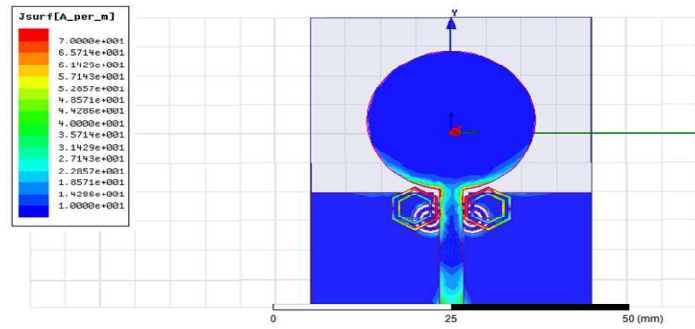


Figure IV-48 : Le VSWR de l'antenne ULB à deux bandes rejetées

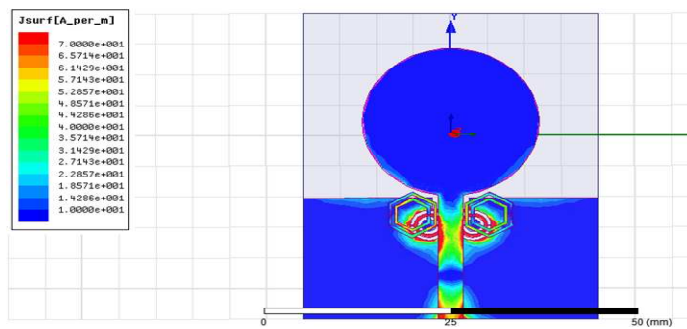
Le principe de fonctionnement des deux bandes rejetées peut être expliqué plus en détail en observant les distributions de courant de l'antenne proposée à la fréquence rejetée de chaque bande. La figure IV-49 montre clairement l'effet de H-SRR et CC-SRR pour obtenir les bandes rejetées. Il est observé que la distribution du courant de surface est pas uniforme mais une très grande quantité de courant sont concentré près des bords de chaque fente au centre des deux fréquences, donc ces fentes sont responsables du rejet de ces bandes de fréquences.

Les résultats de simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne proposée sont illustrés dans la figure IV-50. Le rayonnement de l'antenne est bidirectionnel dans le plan H, mais dans le plan E, le diagramme de rayonnement de l'antenne pour la fréquence (3 GHz) est

celui d'un dipôle. Cependant, lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement de l'antenne subit une déformation avec l'apparition des lobes secondaires à (6 GHz).



3.5 GHz



5.6 GHz

Figure IV-49 : La distribution des courants de surface de l'antenne ULB à deux bandes rejetées.

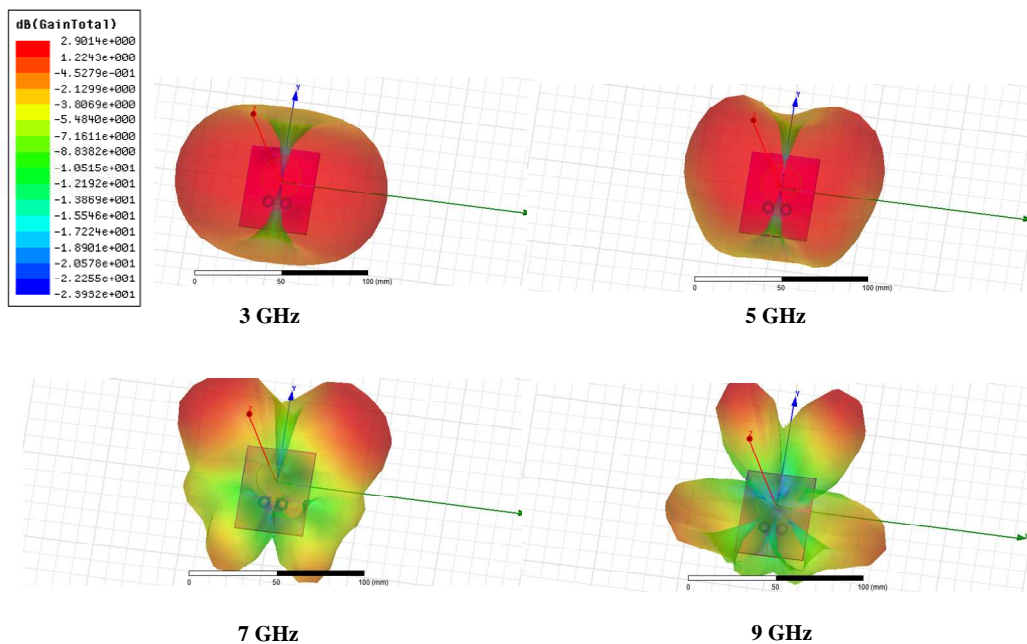


Figure IV-50 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés avec HFSS.

3.7 Comparaison entre les résultats de simulation avec HFSS et CST STUDIO :

Afin de valider notre utilisation du logiciel de conception HFSS, nous avons conçue et simulé cette même structure sous CST dont l'analyse numérique est basée sur la méthode d'intégration finie (FIT). La figure IV-51 illustre le rapport d'onde stationnaire obtenu par les deux outils de simulation. Nous remarquons quelques différences si on considère les bandes rejetées entre les résultats simulés, mais en termes de bande passante les résultats restent très comparables.

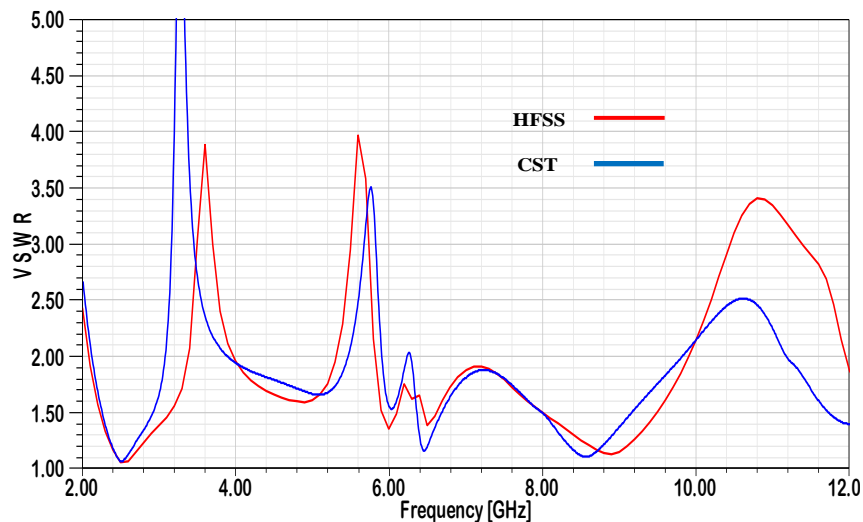


Figure IV-51 : Paramètres VSWR simulé avec HFSS et CST STUDIO de l'antenne à deux bandes rejetées.

La figure IV.52 présente les diagrammes de rayonnement de l'antenne RDC pour les fréquences respectives 3, 5, 7 et 9GHz, à l'aide des logiciels HFSS et CST. On voit que l'antenne proposée a un diagramme omnidirectionnel dans le plan H et un diagramme bidirectionnel dans le plan E. Pour les fréquences 7 et 9 GHz on note dans les deux plan l'apparition de lobes secondaires de faibles amplitudes. On peut en conclure que la simulation réalisée à l'aide des deux simulateurs (HFSS et CST) montre un bon accord.

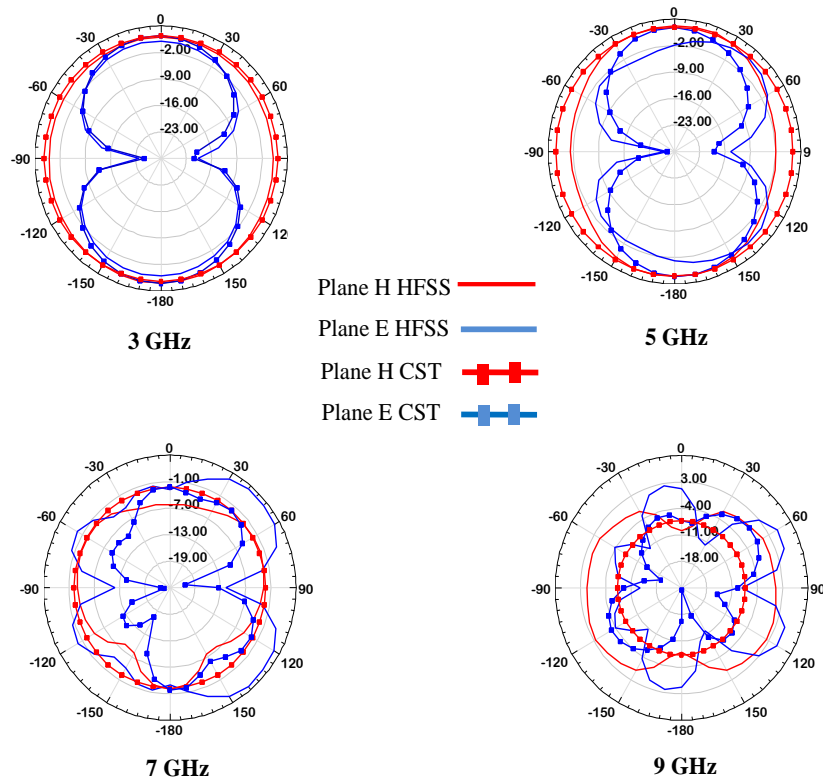


Figure IV-52: Diagramme de rayonnement simulé d'une antenne avec HFSS et CST à 3, 5, 7 et 9 GHz.

4 Etude et conception d'une antenne ULB à rejet de bandes reconfigurable.

Pour créer l'agilité dans les bandes filtrées, deux RF-MEMS's sont intégrées dans les deux couples de cellules H-SRR et CC-SRR, comme le montre la Figure IV-53. Les switchers sont positionnées dans le milieu des fentes. Pour le résonateur H-SRR, lorsque les switchers sont placées sur la position OFF, la bande de fréquence est rejetées contrairement au résonateur CC-SRR. Cependant, l'effet du premier couple de cellule est éliminé lorsque les switchers sont commutées à l'état ON. Donc, l'activation des switchers permet de contrôler électroniquement les bandes rejetées le long de la bande de fonctionnement de l'antenne.

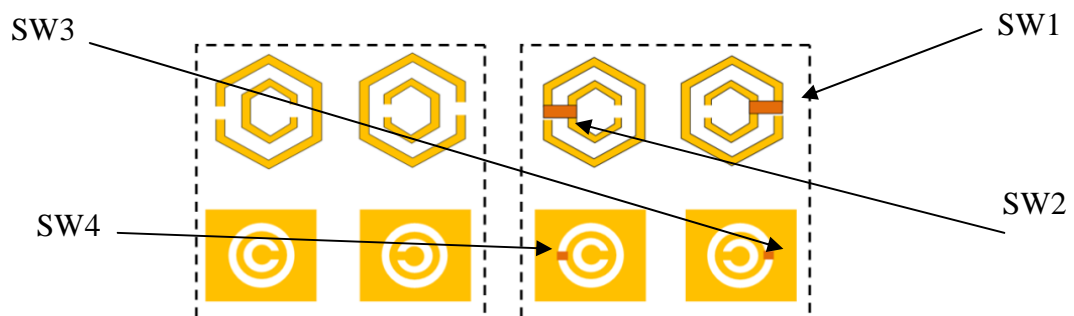


Figure IV-53 : Insertion des rubans dans les résonateurs H-SRR et CC-SRR.

Dans la simulation nous avons remplacé les switchers par des rubans SW, avec des dimensions de $1 \times 1 \text{ mm}^2$, l'état On est traduit par la présence du ruban et l'état Off est modélisé par l'élimination du ruban.

4.1 Etude paramétrique.

Une étude paramétrique a été effectuée sur les deux résonateurs H-SRR et CC-SRR afin de voir leur effet sur les bandes rejetées. Pour cela, nous avons envisagé d'utiliser des rubans et les charger sur les résonateurs H-SRR et CC-SRR pour assurer l'agilité des fréquences que nous désirons filtrer.

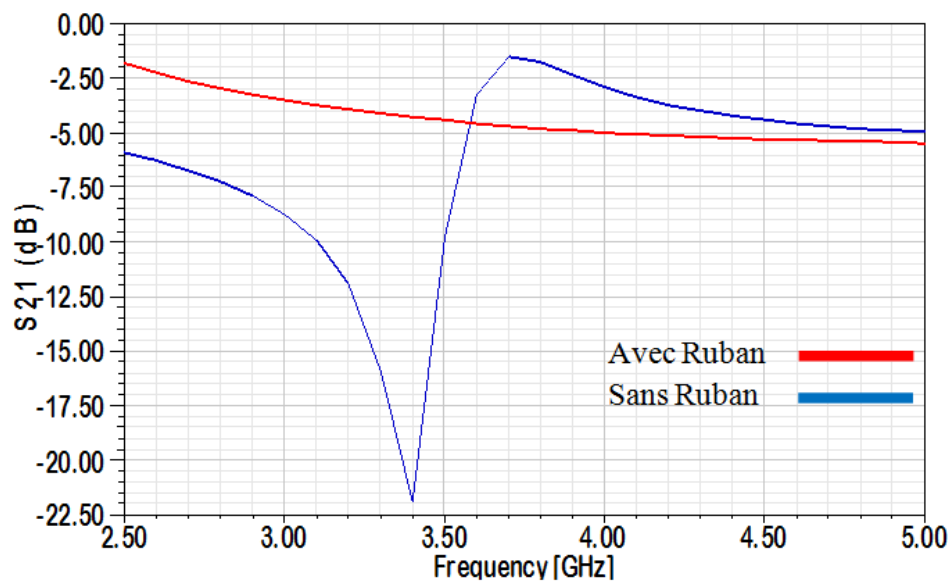


Figure IV-54: Coefficient de réflexion du H-SRR avec et sans ruban

D'après les résultats de simulation obtenus, Nous remarquons que lorsque le résonateur est chargé par un court-circuit 'Etat-ON' comme le montre la figure IV-54, l'effet du résonateur H-SRR est éliminé car le coefficient de réflexion est supérieur à -5 dB dans toute la bande, cependant, lorsque le court-circuit est éliminé 'Etat-OFF', il y a une apparition d'un rejet de bande WiMAX traduit par une diminution du coefficient de réflexion jusqu'à une valeur de -22.5dB.

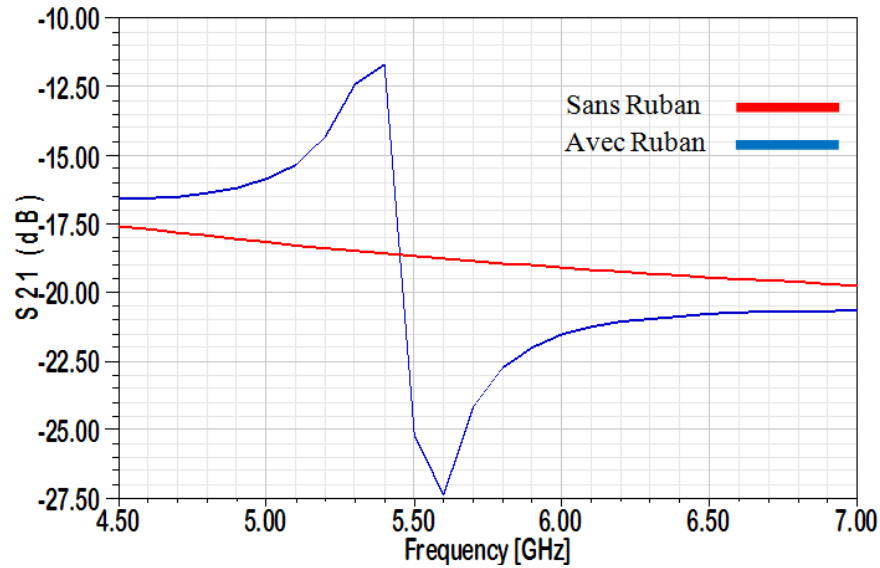


Figure IV-55: Coefficient de réflexion du CC-SRR avec et sans ruban

Contrairement au H-SRR avec et sans ruban, lorsque le résonateur CC-SRR est chargé par un court-circuit 'Etat-ON' comme le montre la figure IV-55, il y a une apparition de bande de rejet à la bande WLAN avec un pic d'atténuation de -27.50 dB, cependant, là où le court-circuit est supprimé 'état-OFF' l'effet du CC-SRR est éliminé et le coefficient de réflexion est augmenté jusqu'à une valeur de -17dB qui est traduit par l'élimination partiel de la bande de rejet et par conséquent, l'élimination du résonateur CC-SRR.

4.2 Résultats de simulation.

Selon les états des switchers intégrées dans les deux couples de cellule résonnant H-SRR et CC-SRR, l'antenne est capable de commuter entre deux rejets de bandes de fréquences. La figure IV-56 illustre le rapport d'onde stationnaire simulé de l'antenne reconfigurable aux modes de fonctionnement sélectionnés M1, M2, M3 et M4. Il est important de noter que lorsque le mode M1 est activé (SW1 et SW2 en état ON, SW3 et SW4 en état OFF), l'antenne retrouve son état de fonctionnement de base qui est le même de l'antenne ULB optimisée dans la section 3-4 du présent chapitre. Lorsque tous les switchers sont à l'état OFF, le mode M2 est activé, cela est traduit par le filtrage de la bande WiMAX avec VSWR= 3.8 à la fréquence 3.5GHz, par contre lorsque tous les switchers sont à l'état ON, le mode M3 est activé, cela est traduit par le filtrage de la bande WLAN avec VSWR= 6 à la fréquence 5.6GHz. Finalement, le rapport d'onde stationnaire du quatrième mode M4 apparaît être une superposition des deux modes M2 et M3 dans lequel les deux bandes WiMAX et WLAN sont rejetées, tout en gardant le comportement large bande ailleurs.

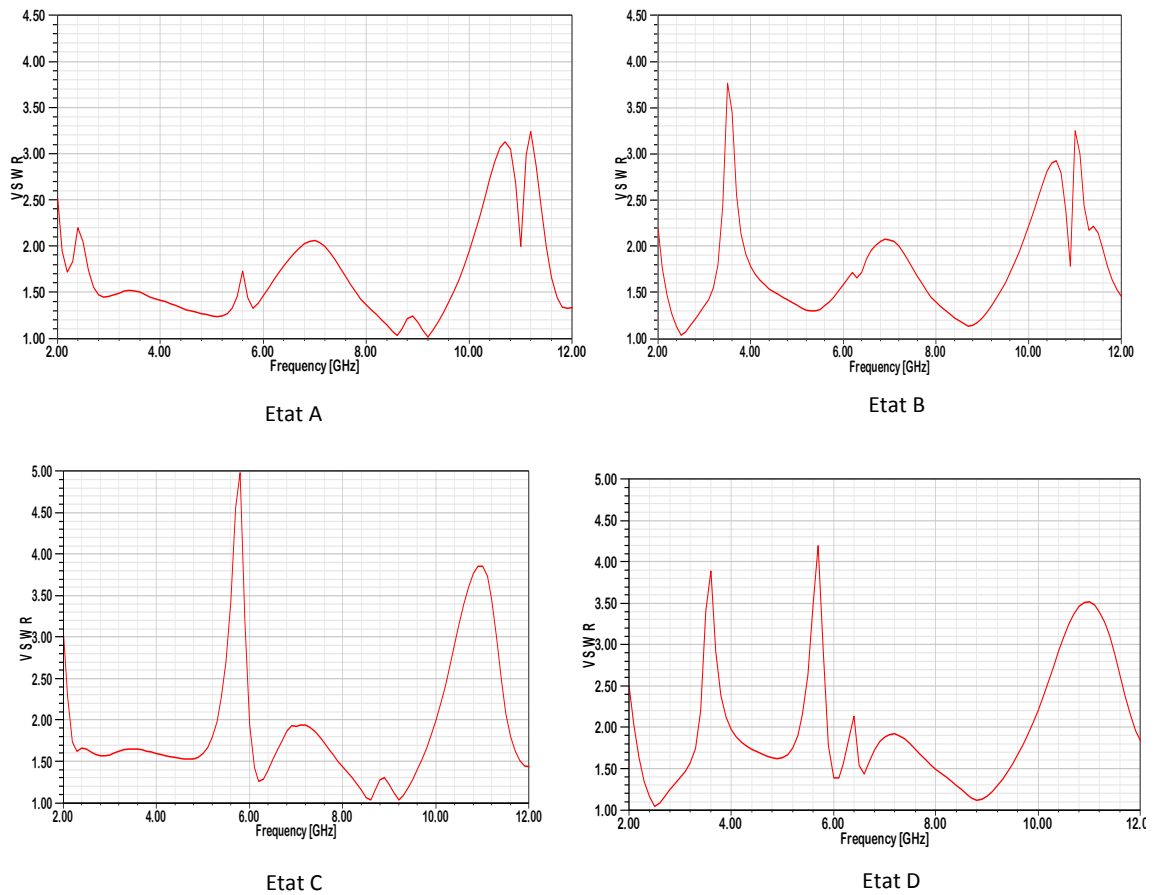


Figure IV-56 : Le VSWR de l'antenne ULB à bandes rejetées reconfigurable.

Le tableau IV.15 récapitule la configuration des switchers et les propriétés d'antenne simulées de chaque bande de commutation, où 1 représente l'état ON et 0 représente l'état OFF dans le tableau. Clairement, en contrôlant les états ON/OFF des quatre switchers, quatre modes de fonctionnement peuvent être obtenus.

Tableau IV.4: Modes de fonctionnement de l'antenne ULB reconfigurable

	Values			
Diode	M1	M2	M3	M4
SW1	1	0	1	0
SW2	1	0	1	0
SW3	0	0	1	1
SW4	0	0	1	1
Nombre de bande rejetée	--	1	1	2
Fréquence rejetée (GHz)	--	3.5	5.6	3.5 et 5.6
Bande rejetée	--	WiMAX	WLAN	WiMAX & WLAN

5 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présentés deux nouvelles géométries d'antenne imprimée à bande étroite et ultra large bande à deux bandes rejetées reconfigurable. Les bandes filtrées dans l'antenne ULB sont réalisées en insérant un couple de résonateurs de type H-SRR à proximité de la ligne d'alimentation et un autre couple de résonateurs de type CC-SRR sur le plan de masse.

Dans la première partie de ce chapitre, une antenne patch à bande étroite a été étudiée sans utilisation des slots. L'antenne de référence fonctionne dans la fréquence 2.5GHz ensuite deux fentes circulaires ont été insérées dans le patch rayonnant afin de rendre cette antenne reconfigurable en fréquence. Nous avons étudié par la suite les différents paramètres géométriques qui ont une influence sur les performances de l'antenne. L'agilité en fréquence a été obtenu par l'insertion de six diodes PIN à l'intérieur des slots. En contrôlant les états ON/OFF des six diodes PIN, trois bandes de fréquences reconfigurables peuvent ont été obtenues.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous sommes consacrés à la mise au point d'une nouvelle antenne imprimée ULB à bande rejetée reconfigurable. En premier lieu, nous avons introduit un couple de résonateur de type H-SRR à proximité de la ligne d'alimentation pour filtrer la bande de fréquence WiMAX (3.3-3.6 GHz). En deuxième lieu, nous avons introduit un couple de résonateur de type CC-SRR sur le plan de masse pour filtrer la bande de fréquence WLAN (5.15-5.35 GHz). En troisième lieu nous avons introduit les deux couples de résonateurs en même temps pour une antenne à deux bandes rejetées. Finalement, pour créer l'agilité dans les bandes filtrées, deux RF-MEMS's sont intégrées dans les deux couples de cellules H-SRR et CC-SRR.

Bibliographies

- [IV-1] Ines Rouissi, Imen Ben Trad, Jean Marie Floch, Muntassar Sheikh and Hatem Rmili, “Design of Miniature Multiband Fractal CPW-fed Antenna for Telecommunication Applications”, PIERs Proceedings, Stockholm, Sweden, pp 544-547, 2013.
- [IV-2] Imen Ben Trad, Hatem Rmili, Jean Marie Floch, Habib Zangar, “Design of Planar Mono-Band rejected UWB CPW-Fed Antennas for Wireless Communications”, Mediterranean Microwave Symposium, MMS proceeding, pp 175-178, 2011.
- [IV-3] Jong-Hyuk Lim, Chang-Wook Song, Zhe-Jun Jin and Tae-Yeoul Yun, “Frequency reconfigurable planar inverted-F antenna using switchable radiator and capacitive load,” IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 7, Iss. 6, pp. 430–435, 2013.
- [IV-4] Yingsong Li, Wenxing Li and Qiubo Ye, “A CPW-Fed Circular Wide-Slot UWB Antenna with Wide Tunable and Flexible Reconfigurable Dual Notch Bands,” The Scientific World Journal, Article ID 402914, Vol. 2013.
- [IV-5] C. A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design,” 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc. 2005.
- [IV-6] N. Tasnim, R. Inum, H. Khatun, and M. A. G. Khan, “Comparative Study on Circular and Elliptical Microstrip Patch Antenna
- [IV-7] Ayyappan, B. Manoj and C. Janadish, “Design and Analysis of Circular Microstrip Antenna at 5.8GHz with Fr-4 Substrate,” *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 5, no. 4, pp. 41-45, 2016.
- [IV-8] B. J. Kwaha, O. N. Inyang and P. Amatu, “The Circular Microstrip Patch Antenna – Design and Implementation,” *International Journal of Research and Reviews in Applied Sciences*, vol. 8, no. 1, pp. 86-95, July 2001.
- [IV-9] Garg R., P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon. *Rectangular Microstrip Antenna, in Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001. 71
- [IV-10] Jean-Marc Laheurte. *Petites antennes*. Lavoisier, 2011. 10, 49, 50, 51, 52, 57, 58, 59, 75
- [IV-11] P. Nandana and S. Zhefin “Design of MEMS Reconfigurable E-Shaped Patch Antenna Design for Cognitive Radio,” *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol 3, no.05, pp. 1-6, 2015.
- [IV-12] R. Devi and D. Neog, “Determination of Radius of Circular Microstrip Antenna Using Clonal Selection Algorithm,” *IOSR Journal of Computer Engineering*, vol. 10, no. 4, pp. 52-55, 2015.

- [IV-13] S. S. Sonkar, P. Kumari, A. Kumar and R. K. Prasad, "Circular Microstrip Patch Antenna Using Coaxial Feed For S-Band Application," *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. 3, no. 5, pp. 1819-1822, 2014.
- [IV-14] H. F. Abu Tarboush, S. Khan, R. Nilavalan, H. S. Al-Raweshidy and D. Budimir, "Reconfigurable Wideband Patch Antenna for Cognitive Radio," *Loughborough Antennas & Propagation Conference*, Loughborough, UK, 2009.
- [IV-15] Y. Chen, L. Ye, J. Zhuo, Y. Liu and L. Zhang, "Frequency Reconfigurable Circular Patch with an Arc-Shaped Slot Ground Controlled by PIN Diodes ," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2017, 7 pages, Article ID 7081978.
- [IV-16] I. Rouissi, J. M. Floch, H. Trabelsi, "Design of Frequency Reconfigurable Multiband Meander Antenna Using Varactor Diode for Wireless Communication," *International Journal of Advanced Computer Science and Application*, vol.8, no. 3, pp. 159-164, 2017.
- [IV-17] W. A. Awan, S. I. Naqvi, W. A. Ali, "Design and Realization of a Frequency Reconfigurable Antenna with Wide, Dual, and Single-Band operations for Compact Sized Wireless Applications," *Electronics 2021*, pp. 10, 1321.
- [IV-18] P. P. Singh, S. K. Sharma, P. K. Goswami, "A Compact Frequency Reconfigurable Printed Antenna for WLAN, WiMax Multiple Applications," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 106, pp. 15-161, 2020.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale :

Les antennes reconfigurables suscitent depuis quelques années un intérêt croissant, dans la mesure où elles apparaissent de plus en plus apporter des solutions nouvelles et enrichissantes à l'interface entre le milieu et l'étage d'extrémité des terminaux ou stations mettant en œuvre des approches de radio flexible. En effet, les antennes reconfigurables offrent la possibilité de déléguer à l'antenne elle-même une partie des fonctionnalités généralement réservées à l'étage radio ou au traitement du signal numérique.

L'objectif des travaux menés dans le cadre de cette thèse est axé sur l'étude et à la conception des nouvelles configurations d'antennes dédiées aux systèmes radio cognitive. Au cours de cette thèse, nous nous sommes attelés à présenter les diverses approches des systèmes antennaires utilisées dans la couche RF des systèmes cognitifs. Cela nous a permis de recenser les différentes approches possibles, mais également de présenter plusieurs méthodes permettant d'améliorer les performances globales du système (bande passante, adaptation, rayonnement, flexibilité...).

Dans un premier temps, une étude bibliographique étendue les différents problèmes auxquels les systèmes antennaires de nouvelle génération doivent faire face, à savoir la rareté du spectre RF alloué par les organismes de régulation qui devient de plus en plus sévère et les phénomènes d'interférences et d'évanouissements de signaux qui réduisent considérablement les performances des systèmes de communication en termes de capacité, de couverture et de qualité du signal. L'état de l'art nous a permis également de recenser les différentes techniques et technologies utilisées dans les systèmes de nouvelle génération pour surmonter ces problèmes, à savoir les techniques de diversité et la radio cognitive. Ceci nous a amené à proposer des solutions innovantes et originales pour améliorer considérablement les performances électriques et de rayonnement des systèmes antennaires. Toutes les solutions proposées dans cette thèse reposent sur la combinaison des techniques de diversité et de la technologie de radio cognitive afin de concevoir un système antenne plus performant et intelligent.

Le deuxième chapitre a présenté tout d'abord l'historique et les différentes phases de développement de la technologie ultra large bande. Il a détaillé ensuite les principales caractéristiques de la technologie ULB, et a montré l'excellent positionnement de cette technologie dans le contexte applicatif des radiocommunications de proximité en terme de

coût et de performance. Dans ce chapitre, nous avons proposé un état de l'art de la technologie ULB, et nous avons souligné les aspects de réglementation et de standardisation qui constituent les principaux freins à la mise en place rapide de systèmes ULB très haut débit sur le marché. Une présentation panoramique des antennes a été faite dans le deuxième chapitre. Les antennes existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes et certaines techniques permettant d'améliorer leurs performances, donne quelques exemples d'illustration issus de la littérature. Les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes élémentaires de forme élargie, les antennes directives, les antennes à transition progressive, les antennes cornets et les antennes fractale ULB, pour les applications ULB sont présentées.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les antennes reconfigurables dont le développement est en plein essor en raison des nouvelles fonctionnalités qu'elles proposent. La définition, les différentes techniques de production de l'agilité ainsi qu'une classification de ces antennes reconfigurables selon leurs fonctionnalités avec quelques exemples illustratifs, ont alors été présenté.

Le dernier chapitre de cette thèse a décrit l'étude et la conception d'antennes à bande étroite et ULB à deux bandes rejetées reconfigurables permettant la coexistence de l'antenne avec les systèmes radio cognitive. La fonction de reconfigurabilité est obtenue par insertion des fentes et des diodes PIN dans les deux antennes BE et ULB. Afin de mieux analyser l'influence de certains paramètres géométriques de chaque antenne sur ses performances et en particulier sur les bandes de fréquences et l'adaptation, une étude paramétrique de l'antenne BE et l'antenne ULB à deux bandes rejetées est accomplie.

Les résultats de simulation obtenus par les logiciels HFSS et CST ont montré que les antennes conçues présentent de bonnes performances. La perspective à notre travail est d'essayer des réseaux linéaires d'antennes reconfigurables dans le but d'augmenter la directivité de la structure globale.