

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان
Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen - Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du grade de **DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunications

Spécialité : Communications et réseaux sans fil

Par :

METAHRI HANANE

Sujet

**Nouvelles Structures Originales d'Antennes log-périodiques Reconfigurable
pour les Modernes Générations des Systèmes de Télécommunications**

Soutenu publiquement, le 08 /10 /2025, devant le jury composé de :

BENAISSA Mohamed	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
ABRI Mehadj	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
MOULAY Mohammed	M.C.A	Univ. Mascara	Co-directeur de thèse
FELLAH Benzerga	M.C.A	Univ. Mascara	Examineur
BARKA Mohammed	Professeur	Univ. Mascara	Invité
BOUBAKAR Hichem	M.C.B	Univ. Saida	Invité

Année universitaire : 2024/2025

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma plus profonde gratitude à Dieu Tout-Puissant pour m'avoir donné la force et la capacité de mener à bien et de compléter cette recherche avec succès. Cet accomplissement n'aurait pas été possible sans Ses bénédictions.

Je suis particulièrement redevable au professeur ABRI Mehadji pour son mentorat et ses conseils en tant que directeur de thèse. Sa disponibilité à consacrer du temps et à offrir son aide chaque fois que nécessaire a été inestimable. Je lui suis reconnaissante pour sa formation en rédaction, en techniques de présentation et pour son choix de sujet. Je dois également remercier mon co-directeur, MOULAY Mohammed Maître de conférence (A) à l'université de Mascara, pour ses conseils précieux.

Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur BENAÏSSA Mohamed professeur à l'université de Tlemcen Pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse. C'est avec un immense plaisir et un grand honneur que j'ai eu l'opportunité de compter parmi les membres du jury de cette thèse.

Je remercie aussi les examinateurs, FELLAH Benzerga Maître de conférences (A) à l'université de Mascara, le Professeur BARKA Mohammed de l'université de Mascara, et Monsieur BOUBAKAR Hichem Maître de conférence (B) à l'université de Saida pour avoir accepté de façon bienveillante d'examiner notre dissertation. Leur précieux temps, leurs retours constructifs et leurs commentaires perspicaces ont grandement contribué à l'amélioration et à l'affinement de ce travail.

Enfin, je suis profondément reconnaissante pour l'amour et le soutien que j'ai reçus de ma famille. Sans l'amour, le soutien et l'éducation de mes parents, cet accomplissement n'aurait pas été possible. J'adresse mes plus sincères remerciements à mes soeurs Leyla, Imene et Hadjer, et tout particulièrement à mon chère frère Amine. Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements aux amis et collègues qui m'ont offert leur soutien moral et intellectuel à chaque étape du parcours.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

À mes parents, dont les sacrifices, l'amour, la tendresse, les encouragements et les prières ont été des soutiens inébranlables tout au long de mes études.

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude et la conception d'un réseau d'antennes log-périodiques reconfigurables, tant en termes de diagramme de rayonnement qu'en fréquence, destiné aux applications 5G dans la bande millimétrique. Après une introduction au concept des antennes log-périodiques, un état de l'art a été présenté sur les antennes reconfigurables, les différents types de reconfiguration existants, ainsi que sur la technologie SIW. Les méthodes de conception ont été détaillées de manière approfondie. Cette étude se concentre principalement sur l'analyse des antennes log-périodiques, alimentées par la technologie SIW, et intégrées dans des réseaux d'antennes à l'aide de diviseurs de puissance de type (1×2) et (1×4) . Plusieurs prototypes d'antennes log-périodiques reconfigurables ont été simulés, offrant diverses fonctionnalités telles que la reconfigurabilité en fréquence et l'adaptation dynamique du diagramme de rayonnement, permettant d'ajuster à la fois la direction et la fréquence. Les approches les plus innovantes ont été implémentées avec des commutateurs réels (diodes PIN). Les simulations des structures proposées ont été réalisées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Les principaux domaines d'application incluent les techniques spatiales, permettant une couverture terrestre spécifique à partir d'un satellite géostationnaire, ainsi que les secteurs militaire et radar, où ces antennes sont utilisées pour le balayage électronique par commande de phase.

Mots clés :

Réseau d'antennes, Antenne log-périodique, Technologie SIW, Bande millimétrique, Antenne 5G, Reconfigurabilité, Diagramme de rayonnement reconfigurable, Reconfigurabilité en fréquence, Diodes PIN, CST Microwave studio.

Abstract

The work presented in this thesis focuses on the study and design of reconfigurable log-periodic antenna arrays, specifically in terms of both radiation pattern and frequency, for 5G applications in the millimeter-wave band. Following an introduction to the concept of log-periodic antennas, a comprehensive review of the state of the art on reconfigurable antennas, including the various types of reconfiguration and the Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology, is presented. The design methodologies employed are discussed in detail.

This study primarily concentrates on the analysis of log-periodic antennas, powered by SIW technology, and integrated into antenna arrays using (1×2) and (1×4) power dividers. Several prototypes of reconfigurable log-periodic antennas have been simulated, providing various functionalities such as frequency reconfigurability and dynamic radiation pattern adaptation, which allow for the adjustment of both direction and frequency. The most innovative approaches in this research have been implemented using real switches, such as PIN diodes. The simulations of the proposed structures have been carried out using CST Microwave Studio software. The main application areas for these antennas include space technologies, providing specific terrestrial coverage from a geostationary satellite, as well as military and radar applications, where these antennas are utilized for electronic scanning via phase control.

Key words:

Antenna array, Log periodic antenna, SIW technology, Millimeter band, 5G antenna, Reconfigurability, Radiation pattern reconfigurable, Frequency reconfigurable, Pin diodes, CST Microwave studio.

ملخص

يركز العمل المقدم في هذه الأطروحة على دراسة وتصميم مجموعة هوائيات دورية لوغاريتمية قابلة لإعادة التكوين، سواء من حيث نمط الإشعاع أو التردد، مخصصة لتطبيقات الجيل الخامس في نطاق المليمتري. بعد مقدمة لمفهوم الهوائيات الدورية اللوغاريتمية، تم تقديم أحدث التقنيات فيما يتعلق بالهوائيات القابلة لإعادة التكوين، وأنواع مختلفة من إعادة التكوين الموجودة، بالإضافة إلى تقنية SIW. لقد تم تفصيل طرق التصميم بعمق. تركز هذه الدراسة بشكل رئيسي على تحليل الهوائيات الدورية اللوغاريتمية، التي تعمل بتقنية 5G، والمتكاملة في مصفوفات الهوائي باستخدام مقسمات القدرة من النوع (2×1) و (4×1) . تم محاكاة العديد من النماذج الأولية للهوائيات الدورية اللوغاريتمية القابلة لإعادة التكوين، والتي توفر ميزات مختلفة مثل إمكانية إعادة تكوين التردد والتكيف الديناميكي لنمط الإشعاع، مما يسمح بضبط كل من الاتجاه والتردد. تم تنفيذ الأساليب الأكثر ابتكارًا باستخدام صمامات تناهية. تم إجراء عمليات محاكاة للهياكل المقترحة باستخدام برنامج محاكاة CST ميكروويف ستوديو. وتشمل مجالات التطبيق الرئيسية تكنولوجيا الفضاء، التي تتيح تغطية أرضية محددة من قمر صناعي ثابت بالنسبة للأرض، القطاعات العسكرية والرادار، وأيضًا تُستخدم هذه الهوائيات للمسح بالمصفوفات الطورية.

كلمات البحث:

مجموعة الهوائيات، هوائي دوري لوغاريتمي، تقنية SIW، نطاق المليمتري، هوائي 5G، إمكانية إعادة التكوين، نمط الإشعاع القابل لإعادة التكوين، التردد القابل لإعادة التكوين، ثنائيات الدبوس، CST الميكروويف استوديو.

Table de matieres

Remerciements	i
Dédicaces	ii
Résumé	iii
Abstract	iv
Table de matieres	vi
Liste des figures	x
Liste des Tableaux	xiv
Liste des acronymes	xv
Introduction générale	1

Chapitre I :

Les antennes log périodiques dans le contexte de la 5G et des bandes millimétriques

I.1. Introduction.....	3
I.2. L'évolution des réseaux 5G	3
I.3. Domaines d'applications et cas d'utilisation de la 5G	5
I.3.1. Domaine de la santé	6
I.3.2. Domaine de l'industrie.....	6
I.3.3. Domaine du multimédia.....	6
I.3.4. Domaine des véhicules autonomes connectés.....	7
I.3.5. Domaine de l'énergie et gestion des réseaux électriques intelligents	7
I.4. Les capacités offertes par la 5G	7
I.4.1. Communication à haute bande passante.....	7
I.4.2. Communication à haute capacité/ latence faible	8
I.4.3. Internet des objets (IOT)	8
I.4.4. Détection passive	8
I.4.5. Positionnement et navigation, synchronisation.....	8
I.4.6. Sécurité et découpage de réseau.....	8
I.5. Bandes de fréquences d'ondes millimétriques pour la 5G.....	8
I.6. Défis associés à la bande millimétrique et leur impact sur la couverture	10
I.7. Antennes millimétriques pour les communications 5G	11
I.7.1. Caractéristiques générales des antennes.....	12
I.7.1.1. Diagramme de rayonnement	12
I.7.1.2. Angle d'ouverture.....	13
I.7.1.3. Impédance d'entrée de l'antenne	14
I.7.1.4. Coefficient de réflexion	14

I.7.1.5. Bande passante	15
I.7.1.6. Directivité	15
I.7.1.7. Gain et efficacité de l'antenne.....	16
I.7.1.8. Polarisation	16
a. Polarisation linéaire	16
b. Polarisation circulaire	17
c. Polarisation elliptique	17
I. 8. Association en réseau planaire	17
I.8.1. Facteur de réseau.....	18
I.9. Les antennes ultra large bande ULB	19
I.10. Définition et paramètres de conception des antennes log-périodiques	20
I.10.1. Antenne circulaire log-périodique.....	21
I.10.2. Antenne log-périodique trapézoïdale.....	22
I.10.3. Antenne dipôle log périodique	24
I.11. État de l'art sur les antennes LPDA.....	26
I.11.1. Antennes log-périodiques imprimées avec des dipôles fractals de Koch	27
I.11.2. Antennes à réseau dipolaire biconique log-périodique	28
I.12. Adaptation des Antennes Log-Périodiques à la Bande Millimétrique	29
I.12.1. Large Bande Passante	29
I.12.2. Adaptabilité aux Fréquences Élevées.....	30
I.12.3. Directivité et Gain.....	30
I.12.4. Adaptation aux Applications Spécifiques	30
I.12.5. Flexibilité et Simplicité d'Utilisation	30
I.12.6. Faible SWR (Rapport d'Ondes Stationnaires de Tension)	31
I. 13. Domaines d'application des antennes log-périodiques	31
I.13.1. Systèmes d'imagerie radar	31
I.13.2. Système Radar de Véhicule	32
I.13.3. Systèmes de communication par satellite.....	32
I.13.4. Communications sans fil.....	32
I.14. Conclusion	32

Chapitre II :

Etat de l'art sur la reconfigurabilité et la technologie SIW

II. 1. Introduction.....	34
II. 2. Notions fondamentales sur la reconfigurabilité des antennes millimétriques.....	34
II. 3. Les différents mécanismes de la reconfigurabilité des antennes	34
II.3.1. Diodes PIN.....	36
II.3.2. Diode varicap.....	36

II.3.3. RF-MEMS	37
II.3.4. Commutateur optique	38
II.3.5. Matériaux agiles.....	38
II.3.6. Modification mécanique	39
II.4. Typologie des antennes reconfigurables.....	40
II.4.1. Antenne reconfigurable en fréquence	40
II.4.2. Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement	42
II.4.3. Antenne reconfigurable en Polarisation.....	45
II.5. Applications et perspectives des antennes reconfigurables dans les systèmes modernes.....	47
II. 5. 1. La communication par satellite.....	48
II.5.2. Les applications biomédicales	48
II.5.3. Applications militaires et de défense	49
II.5.4. Radios cognitives	49
II.5.5. Automobile et communication V2X (vehicle-to-everything).....	50
II.6. La technologie des guides d'ondes	50
II.6.1. Introduction.....	50
II.6.2. Analyse du mode TE.....	52
II.6.3. Analyse du mode TM	53
II.7. La technologie SIW	53
II.7.1. Principes et caractéristiques du guide d'onde intégré au substrat (SIW).....	54
II.7.2. Transition des lignes microstrip vers les lignes SIW	55
II.7.3. Différents paramètres des guides d'onde intégrés au substrat	57
II.7.4. Les avantages de la technologie SIW.....	59
II.7.5. Différents composants SIW	59
II.7.5.1. Les filtres.....	59
II.7.5.2. Diviseur/combineur de puissance.....	61
II.7.5.3. Diviseur de puissance de type T basé sur la technologie SIW.....	62
II.7.5.4. Diviseur de puissance de type Y basé sur la technologie SIW	63
II.7.6. Antennes à onde progressive intégrée au SIW	64
II.7.6.1. Antenne à fente tronquée linéaire alimentée par SIW	64
II.7.6.2. Antenne à onde fuyante basée sur SIW	66
II.7.6.3. Antenne Vivaldi alimentée par SIW	66
II.7.6.4. Antenne Yagi-Uda alimentée par SIW.....	67
II.7.6.5. Antenne à réseau dipolaire log-périodique alimentée par SIW	68
II.8. Conclusion	68

Chapitre III :

Conception et simulation des réseaux d'antennes en technologie SIW dans la bande Ka

III.1. Introduction	69
III.2. Résultats de simulation et discussions.....	69
III.2.1. Conception d'un guide d'onde intégrée au substrat (SIW)	69
III.2.2. Diviseur de puissance utilisant la technologie SIW	71
III.2.2.1. Diviseur de puissance de type Y 1×2	71
III.2.2.2. Diviseur de puissance de type Y 1×4	72
III.2.3. Réseaux d'antennes log-périodiques (LPDA)	74
III.2.3.1. Conception d'antenne seule LPDA	74
III.2.3.2. Conception d'un réseau d'antenne LPDA SIW à deux éléments rayonnants.....	78
III.2.3.3. Conception d'un réseau d'antenne LPDA SIW à quatre éléments rayonnants	81
III.3. Comparaison des résultats obtenus avec les travaux antérieurs	84
III.4. Conclusion.....	85

Chapitre IV :

Réseaux d'antennes log périodiques reconfigurables

IV.1. Introduction	86
IV.2. Réseaux d'antennes à élément unique à deux voies.....	86
IV.2.1 Réseaux d'antennes à élément unique à deux voies reconfigurables	88
IV.3. Réseaux d'antennes à élément unique à trois voies	92
IV.3.1. Réseaux d'antennes à élément unique à trois voies reconfigurables.....	94
IV.4. Réseaux d'antennes 1×2 SIW à deux voies	97
IV.4.1. Réseaux d'antennes SIW 1×2 à deux voies reconfigurables.....	99
IV.5. Réseaux d'antennes SIW 1×2 à trois voies.....	102
IV.5.1. Réseaux d'antennes SIW 1×2 à trois voies reconfigurables	104
IV.6. Conclusion.....	108
Conclusion générale	109
Les travaux scientifiques	xvii

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I. 1. Comparaison entre la 4G et la 5G.....	3
Figure I. 2. Catégories d'usages de la 5G.....	4
Figure I. 3. Prévisions de l'évolution du trafic mondial de données mobiles (EB par mois).....	5
Figure I. 4. Domaine d'application de la 5G.....	6
Figure I. 5. Illustration des principales capacités offertes par la 5G.....	7
Figure I. 6. Propriétés des ondes millimétriques.....	9
Figure I. 7. Fréquences d'ondes millimétriques pour la 5G.....	9
Figure I. 8. Défis associés à la bande millimétrique.....	12
Figure I. 9. L'antenne comme une zone de transition entre les ondes guidées et les ondes propagées	11
Figure I. 10. Différentes représentations possibles du diagramme de rayonnement d'une antenne Log périodique (LPDA). (a) Représentations sphérique à 3 dimensions. (b) polaire 1 dimension	12
Figure I. 11. Les lobes de rayonnement et les largeurs du faisceau du diagramme de rayonnement.....	13
Figure I. 12. Angle d'ouverture d'une antenne.....	13
Figure I. 13. Modélisation en quadripôle.....	14
Figure I. 14. Exemple d'un coefficient de réflexion et bande passante d'une antenne.....	15
Figure I. 15. Types de polarisation.....	17
Figure I. 16. Géométrie d'un réseau linéaire.....	18
Figure I. 17. Géométrie d'un réseau plan.....	18
Figure I. 18. Caractéristiques d'impédance de l'antenne log-périodique.....	21
Figure I. 19. Schéma d'un LPA.....	21
Figure I. 20. (a) Antenne log-périodique circulaire. (b) Vue photographique d'une antenne log-périodique réalisée.....	22
Figure I. 21. (a) Antenne log-périodique à dents trapézoïdales métalliques non chargées. (b) géométrie et prototype.....	23
Figure I. 22. Antenne à réseau dipolaire trapézoïdal log-périodique plan.....	23
Figure I. 23. Gain simulé et mesuré de l'antenne proposée.....	24
Figure I. 24. Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée à 4 GHz pour le plan E.....	24
Figure I. 25. Conception d'une antenne dipolaire log-périodique à polarisation circulaire.....	25
Figure I. 26. (a) Géométrie de l'antenne dipôle log-périodique (LPDA) proposée. (b) Photographies de l'antenne LPDA réalisée.....	25
Figure I. 27. (a) Géométrie de l'antenne PLPDA. (b) Photographies d'antenne proposées	26
Figure I. 28. Structure de l'antenne LPD équipée de la structure en cravate (bowtie).....	27
Figure I. 29. (a) Géométrie de l'antenne log-périodique imprimée avec des dipôles fractals de Koch. (b) antenne réalisée	27
Figure I. 30. (a) Résultats simulés et mesurés du coefficient de réflexion. (b) diagrammes de rayonnement de l'antenne log-périodique dans le plan E et le plan H	27
Figure I. 31. La structure géométrique de l'antenne imprimée à dipôles biconiques log-périodiques.....	28
Figure I. 32. Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne proposée.....	28
Figure I. 33. (a) Distribution du courant à 0.7 GHz. (b) Diagramme de rayonnement dans le plan E à la fréquence 0.7 GHz. (c) Présentation du gain en fonction de la fréquence	29
Figure I. 34. Radar à pénétration au sol (GPR).....	31
Figure I. 35. Détection des cibles enfouies sous la neige, le sol ou les débris	32

Chapitre II :

Figure II. 1. Différentes techniques de la reconfigurabilités.....	35
Figure II. 2. (a) Configuration de la diode PIN, (b) et son circuit équivalent dans les états ON et OFF.....	36
Figure II. 3. Le symbole et le schéma équivalent d'une diode varicap.....	37
Figure II. 4. Structure d'un commutateur MEMS pour RF.....	38
Figure II. 5. Un reflectarray reconfigurable basé sur du cristal liquide.....	39
Figure II. 6. Reconfigurabilité par moyens mécaniques, Réponse en fréquence du coefficient de réflexion simulée et mesurée (S_{11}) de l'antenne dipôle proposée sous différents états de repliement : (a) I. (b) II. (c) III. et (d) IV.....	40
Figure II. 7. (a) Conception du mode 10. (b) Conception du mode 01. (c) Conception du mode 00. (d) Antenne reconfigurable fabriquée.....	41
Figure II. 8. S_{11} dans différents modes : (a) 11 mode. (b) 10 mode. (c) mode 01. (d) mode 00.....	42
Figure II. 9. (a) Architecture d'une antenne millimétrique destinée aux applications 5G, rendue reconfigurable en termes de rayonnement grâce à l'intégration de diodes PIN. (b) Modes de fonctionnement en fonction de la diode alimentée. (c) Distribution de la densité.....	44
Figure II. 10. Résultats de l'antenne présentée. (a) Comparaison des diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés (dB) dans le plan horizontal ($\theta = 90^\circ$) pour les deux états de commutation à une fréquence de 60 GHz. (b) coefficient de réflexion.....	44
Figure II. 11. Arrangement proposé de l'antenne en réseau pour l'opération CP. (a) Réseau d'antennes reconfigurables en polarisation. (b) Séquence de retard de phase pour RHCP. (c) Séquence de retard de phase pour LHCP. θ est l'angle de référence. (d) réalisation.....	46
Figure II. 12. Photographie du prototype fabriqué. (a) Vue du dessus. (b) vue du dessous.....	46
Figure II. 13. (a) S_{11} simulé et mesuré du réseau d'antennes proposé. (b) Gain de faisceau mesuré du réseau d'antennes proposé. (c) efficacité mesurée.....	47
Figure II. 14. Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés à 28 GHz. (a) Plan x-z. (b) Plan y-z.....	47
Figure II. 15. Différents scénarios d'application pour les antennes à balayage et de formation de faisceaux sur une plateforme satellite.....	48
Figure II. 16. Diagramme d'application du système de communication sans fil centré sur le corps.....	49
Figure II. 17. Les scénarios de communication C-V2X.....	50
Figure II. 18. Guide rectangulaire.....	51
Figure II. 19. Géométrie de base d'un SIW.....	54
Figure II. 20. Exemple d'une structure utilisant la technologie SIW.....	54
Figure II. 21. La distribution du courant de surface du mode TE ₁₀ dans un guide d'ondes rectangulaire conventionnel avec des trous métalliques sur les parois latérales fines.....	55
Figure II. 22. Distribution du champ électrique du mode TE ₁₀ dans : (a) GOR. (b) SIW.....	55
Figure II. 23. Certaines transitions courantes entre les lignes de transmission planaires et les guides d'ondes intégrés au substrat : (a) transition micro-ruban-SIW basée sur une simple taper. (b) transition CPW-SIW basée sur une sonde de courant. (c) transition CPW-SIW basée sur une courbure 90°	56
Figure II. 24. Géométrie de la transition par taper.....	57
Figure II. 25. Vue 3D de la transition du câble coaxial vers le SIW.....	57
Figure II. 26. Géométrie de base des SIW.....	58
Figure II. 27. Filtre passe bande SIW. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous. (c) Paramètres S simulés et mesurés du filtre passe-bande SIW.....	60
Figure II. 28. Réponses de simulation et de mesure du diviseur de puissance de filtrage SIW fabriqué : (a) avec une division égale de la puissance. (b) avec une division inégale de la puissance.....	62
Figure II. 29. Magic-T HMSIW.....	62
Figure II. 30. Diviseurs de puissance SIW: (a) Wilkinson. (b) Gysel.....	62
Figure II. 31. Diviseur de puissance en jonction T.....	63
Figure II. 32. Diviseur de puissance en jonction Y.....	63

Figure II. 33. Configuration de la TSA alimentée par SIW et distribution du champ électrique à l'intérieur de l'antenne.....	65
Figure II. 34. LWA proposée.....	66
Figure II. 35. Configuration d'antenne Vivaldi basée sur SIW.....	67
Figure II. 36. (a) Configuration de l'antenne Yagi-Uda alimentée par SIW. (b) Géométrie du réseau d'antennes.....	67
Figure II. 37. (a) Configuration de l'antenne dipolaire log-périodique SIW. (b) Vue de dessus.....	68

Chapitre III :

Figure III. 1. Structure de SIW opérant dans la bande millimétrique.....	69
Figure III. 2. La puissance réfléchiée et transmise du guide SIW.....	70
Figure III. 3. Distribution du champ électrique du guide SIW simulé à une fréquence de 25 GHz.....	70
Figure III. 4. Structure d'un diviseur de puissance de type Y 1×2.....	71
Figure III. 5. Représentation de coefficient de réflexion S11 et du transmission S21, S31 du diviseur de puissance 1×2.....	72
Figure III. 6. Distribution du champ électrique dans le diviseur de puissance 1×2.....	72
Figure III. 7. La structure d'un diviseur de puissance de type Y 1×4, $W_{siw} = 5mm$, $d=0,55$ mm, $p=1,1$ mm, $S=1,3$ mm, $dh=0,2$ mm, $d1=d2=$, $L1=15,9$ mm, $L2=9,65$ mm.....	73
Figure III. 8. (a) S11 du diviseur de puissance 1×4. (b) Coefficients de transmission du diviseur de puissance 1×4.....	74
Figure III. 9. Distribution du courant dans le diviseur de puissance 1×2.....	74
Figure III. 10. LPDA alimenté par SIW.....	75
Figure III. 11. (a) Coefficient de réflexion de LPDA. (b) Le Gain simulé de l'antenne.....	76
Figure III. 12. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle logarithmique. (a) plan 3D. (b) plan polaire ($\Phi=90^\circ$). (c) plan polaire ($\Phi=0^\circ$). (d) plan polaire ($\Theta=0^\circ$). (e) plan polaire ($\Theta=90^\circ$).....	77
Figure III. 13. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle linéaire. (a) plan 3D. (b) plan polaire ($\Theta=90^\circ$). (c) plan polaire ($\Theta=0^\circ$). (d) plan polaire ($\Phi=0^\circ$). (e) plan polaire ($\Phi=90^\circ$).....	78
Figure III. 14. L'agencement du réseau d'antennes LPDA à deux éléments rayonnants, alimenté par le guide SIW et la ligne micro-ruban.....	78
Figure III. 15. (a) S11 du réseau d'antennes. (b) Gain du réseau d'antenne.....	79
Figure III. 16. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle logarithmique. (a) plan 3D. (b) plan polaire ($\Theta=0^\circ$). (c) plan polaire ($\Theta=90^\circ$). (d) plan polaire ($\Phi=90^\circ$). (e) plan polaire ($\Phi=0^\circ$).....	80
Figure III. 17. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle linéaire. (a) plan 3D. (b) plan polaire ($\Phi=0^\circ$). (c) plan polaire ($\Phi=90^\circ$). (d) plan polaire ($\Theta=90^\circ$). (e) plan polaire ($\Theta=0^\circ$).....	81
Figure III. 18. La structure du réseau d'antennes LPDA avec le diviseur de puissance SIW 1×4.....	81
Figure III. 19. (a) S11 de réseau d'antennes. (b) Gain en fonction de la fréquence.....	82
Figure III. 20. La distribution du champ électrique pour une fréquence de 25,8 GHz.....	82
Figure III. 21. Diagramme de rayonnement à 25.8 GHz dans l'échelle logarithmique. (a) plan 3D. (b) plan polaire ($\Theta=0^\circ$). (c) plan polaire ($\Theta=90^\circ$). (d) plan polaire ($\Phi=90^\circ$). (e) plan polaire ($\Phi=0^\circ$).....	83
Figure III. 22. Diagramme de rayonnement à 25.8 GHz dans l'échelle linéaire. (a) plan 3D. (b) plan polaire ($\Theta=90^\circ$). (c) plan polaire ($\Theta=0^\circ$). (d) plan polaire ($\Phi=90^\circ$). (e) plan polaire ($\Phi=0^\circ$).....	84

Chapitre IV :

Figure IV. 1. La structure des réseaux d'antennes à élément unique à deux voies.....	87
Figure IV. 2. (a) Coefficient de réflexion du réseau d'antennes proposé. (b) Gain simulé du réseau d'antennes.....	87
Figure IV. 3. Diagramme de rayonnement à 24,8 GHz. (a) en échelle logarithmique. (b) en échelle linéaire.....	88
Figure IV. 4. Configuration de réseaux d'antennes reconfigurables.....	89
Figure IV. 5. S11 de l'antenne dans les modes proposés : 11, 10 et 01.....	90
Figure IV. 6. Le diagramme de rayonnement simulé du réseau d'antennes reconfigurable proposé dans le plan E à (a) : mode 11. (b) : mode 10. (c) : mode 01.....	91

Figure IV. 7. Diagrammes de rayonnement en 3D simulés sur une échelle linéaire pour différents modes : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.....	92
Figure IV. 8. La distribution du champ électrique du réseau d'antennes reconfigurable proposé dans différents modes : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.....	92
Figure IV. 9. La structure de réseaux d'antennes à élément unique à trois voies.....	93
Figure IV. 10. (a) Le coefficient de réflexion des réseaux d'antennes à élément unique à trois voies. (b) Le gain simulé des réseaux d'antennes.....	93
Figure IV. 11. (a) Diagramme de rayonnement simulé du réseau d'antennes proposé dans le plan E ($\Phi = 0^\circ$) à 24,8 GHz. (b) Diagramme de radiation 3D simulé sur une échelle linéaire à 24,8 GHz.....	94
Figure IV. 12. Réseaux d'antennes à élément unique à trois voies reconfigurables avec 3 diodes PIN positionnées dans 3 fentes.....	94
Figure IV. 13. Simulations du S11 du réseau d'antennes dans les quatre états proposés : 111, 100, 010, 001.....	95
Figure IV. 14. Diagrammes simulés sur une échelle logarithmique pour les quatre états : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.....	96
Figure IV. 15. Diagrammes de rayonnement en 3D simulés sur une échelle linéaire du réseau d'antennes reconfigurable : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.....	97
Figure IV. 16. La distribution du champ électrique du réseau d'antennes reconfigurable proposé dans différents modes : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.....	97
Figure IV. 17. La structure du réseau d'antennes proposé. Les paramètres sont définis comme suit : $L_s = 17\text{ mm}$, $K=7\text{ mm}$, $L_{\text{ligne}}=4,33\text{ mm}$, $W_{\text{siw}} = 5\text{ mm}$, $m=1,5\text{ mm}$	98
Figure IV. 18. (a) S11 simulée du réseau d'antennes proposé. (b) Le gain simulé du réseau d'antennes proposé.....	98
Figure IV. 19. (a) Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes proposé dans le plan E ($\Phi = 0^\circ$) à 25,14 GHz. (b) Diagramme de rayonnement 3D simulé sur une échelle linéaire à 25,14 GHz.....	99
Figure IV. 20. La structure du réseau d'antennes reconfigurable proposé avec 2 diodes PIN positionnées dans 2 fentes.....	100
Figure IV. 21. Paramètres S simulés du réseau d'antennes reconfigurables proposé chargé avec les diodes D1 et D2 dans ses trois cas différents : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.....	100
Figure IV. 22. Diagrammes de rayonnement simulés du réseau d'antennes dans le plan E pour différents états : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.....	101
Figure IV. 23. Diagrammes de rayonnement 3D simulés sur une échelle linéaire pour différents états : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.....	102
Figure IV. 24. La distribution du champ électrique de l'antenne reconfigurable proposée dans différents états : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.....	102
Figure IV. 25. La structure de réseaux d'antennes.....	103
Figure IV. 26. (a) Le coefficient de réflexion de réseaux d'antenne à trois voies. (b) Le gain de réseaux d'antenne.....	104
Figure IV. 27. (a) Le diagramme de rayonnement simulé de réseaux d'antenne proposé dans le plan E ($\Phi=0^\circ$) à 25,28 GHz. (b) Le diagramme de rayonnement 3D simulé sur une échelle linéaire à 25,28 GHz.....	104
Figure IV. 28. Structure de réseaux d'antennes reconfigurables à trois voies avec 3 diodes dans 3 fentes.....	105
Figure IV. 29. Le coefficient de réflexion de l'antenne dans les quatre états proposés : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.....	105
Figure IV. 30. Les diagrammes de rayonnement simulés de réseau d'antenne proposé dans le plan E ($\Phi=0^\circ$) pour différents états : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.....	106
Figure IV. 31. Les diagrammes de rayonnement 3D simulés sur une échelle linéaire pour différents états : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.....	107
Figure IV. 32. La distribution du champ électrique de réseau d'antenne reconfigurable proposé dans différents états : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.....	108

Liste des Tableaux

Tableau III. 1. Différents paramètres optimisés.....	76
Tableau III. 2. Comparaison de l'antenne réseau SIW proposée avec les études antérieures.....	85

Liste des acronymes

CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
eMBB	Enhanced Mobile Broadband
GOR	Guide d'onde rectangulaire
GPS	Global Positioning System
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
LPDA	Log Periodic Dipole Antenna
LWA	Leaky Wave Antenna
mMTC	Massive Machine Type Communications
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
PCB	Print Circuit Board
PDC	Power Divider/Combiner
PIN	Positive-Intrinsic-Negative
RF	Radio Frequency
RF-MEMS	Radio Frequency Micro-Electro Mechanical Systems
SIW	Substrate Integrated Waveguide
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electromagnetic
TM	Transverse Magnetic
TSA	Traveling Wave Antenna
TSWA	traveling standing wave antenna
UHF	Ultra High Frequencies
URLLC	Ultra-Reliable Low Latency Communications
5G	5th Generation Wireless Technology

Introduction générale

Ces dernières années, les avancées dans les technologies de communication sans fil, notamment avec l'émergence de la cinquième génération (5G), ont mis en évidence les limitations de la bande micro-ondes à basse fréquence. Cela a conduit à un intérêt croissant pour les bandes micro-ondes à haute fréquence, en particulier la bande millimétrique, qui offre de nouvelles possibilités pour les systèmes de communication modernes. En parallèle, les progrès réalisés dans les systèmes de radiofréquence et de micro-ondes ont permis le développement de dispositifs de plus en plus miniaturisés, multifonctionnels et capables de couvrir plusieurs bandes de fréquences tout en émettant dans différentes directions. Parmi ces dispositifs, les antennes, et particulièrement celles qui sont électroniquement reconfigurables, ont suscité un intérêt croissant en raison de leur rôle clé dans ces systèmes de communication avancés. Les antennes reconfigurables se distinguent des antennes conventionnelles par leur capacité à ajuster dynamiquement des paramètres tels que la fréquence de fonctionnement, la polarisation et le diagramme de rayonnement. Ces ajustements peuvent être réalisés en modifiant le flux de courant ou en utilisant des composants mécaniquement mobiles. Ainsi, grâce à leur capacité d'adaptation, ces antennes sont particulièrement pertinentes dans le contexte des communications sans fil et des systèmes nécessitant des fonctionnalités avancées [1]. Pour atteindre cette reconfigurabilité, divers composants peuvent être utilisés, tels que des diodes PIN [2], des interrupteurs micro-électromécaniques (MEMS) [3], des éléments discrets [4], des interrupteurs optiques [5], des diodes varacteurs [6], ou encore des dispositifs de commutation en radiofréquence (RF) [7]. Ces composants permettent notamment d'ajuster la fréquence résonante de l'antenne en fonction des besoins spécifiques de l'utilisateur [8] ou d'adapter le diagramme de rayonnement pour éviter les environnements bruyants et conserver l'énergie en dirigeant les signaux vers les utilisateurs ciblés [9].

L'essor des communications sans fil modernes, y compris les applications dans les domaines de la technologie spatiale, des systèmes radar et du secteur militaire, a également contribué à l'augmentation de l'intérêt pour les antennes directionnelles à large bande [10]. Parmi les antennes utilisées dans ces applications, l'antenne à dipôle log-périodique (LPDA), introduite par Duhamel et Isabell en 1959 [11], est particulièrement appréciée pour ses caractéristiques remarquables : un profil bas, des performances stables en termes de radiation, une large bande de fréquence [10], un gain élevé et une grande directivité [12]. De plus, sa structure simple et sa facilité de fabrication en font un choix privilégié pour des applications nécessitant une grande flexibilité en termes de fréquence et de diagramme de rayonnement.

Dans cette optique, cette thèse propose une nouvelle structure d'antenne à réseau de dipôles log-périodiques reconfigurables, opérant dans la bande Ka, spécifiquement en mode TE₁₀ à environ 25 GHz, utilise la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide), qui offre de nombreux avantages, tels qu'une faible perte, une facilité de fabrication, une grande capacité de gestion de puissance et une largeur de faisceau étroite.

L'organisation de cette thèse s'établit comme suit :

Le premier chapitre est consacré aux antennes log-périodiques dans le cadre des réseaux 5G et des bandes millimétriques. Nous commencerons par retracer l'évolution des réseaux 5G, en rappelant les notions fondamentales liées aux bandes millimétriques. Nous aborderons ensuite une présentation générale des antennes, de leurs caractéristiques et de leur utilisation dans les réseaux planaires. Par la suite, nous nous concentrerons sur les antennes ultra-large bande, en mettant un accent particulier sur l'antenne log-périodique. Nous en définirons les principes, les paramètres de conception ainsi que les principales applications. Enfin, un état de l'art succinct sera présenté, afin de donner un aperçu des recherches et des développements concernant ce type d'antenne.

Dans le deuxième chapitre, un état de l'art sur la reconfigurabilité et la technologie SIW sera présenté. Dans un premier temps, une introduction sur la reconfigurabilité sera exposée, suivie des différents mécanismes de la reconfigurabilité, ainsi que des typologies des antennes reconfigurables et de leurs applications. Nous aborderons ensuite la technologie SIW. Nous commencerons par rappeler les définitions des guides d'ondes rectangulaires (GOR), avant de nous intéresser à la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW, en détaillant ses caractéristiques, son principe de fonctionnement, ses avantages par rapport aux technologies classiques, ainsi que les différentes équations associées. Enfin, les différents composants SIW, tels que les filtres, les diviseurs de puissance et les antennes intégrées au SIW, seront présentés dans ce chapitre.

En troisième chapitre, nous allons présenter les résultats de simulation des jonction à base de la technologie SIW fonctionnant à la bande millimétrique utilisant le logiciel CST « Microwave Studio » à s'avoir guide d'onde simple, les diviseurs de puissances 1×2 et 1×4 Pour obtenir des résultats satisfaisants en termes d'adaptation et de transmission. Nous allons également présenter les résultats de simulation des différentes conceptions des réseaux d'antennes log périodique en utilisant ces diviseurs de puissances, d'abord constitué d'un seul élément rayonnant, puis étendu à deux éléments, et enfin à quatre éléments.

Le quatrième chapitre sera consacré au développement des réseaux d'antennes présentés dans le troisième chapitre, ainsi qu'à la conception des réseaux d'antennes log-périodiques reconfigurables en fréquence et en diagramme de rayonnement, utilisant des éléments actifs tels que les diodes PIN. La conception proposée a été simulée à l'aide du logiciel CST « Microwave Studio », permettant ainsi d'évaluer les performances des réseaux d'antennes selon divers critères, tels que le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, le gain, la directivité, l'efficacité, la distribution du champ électrique et niveaux des lobes secondaires.

Nous avons conclu notre thèse par une conclusion générale et des perspectives.

Références

- [1] Rajanarendra, Sai, and R. Nakkeeran. "A comparative study of four different shaped frequency reconfigurable log periodic microstrip antenna arrays." *Int. J. Microwaves Appl* 2, no. 2 (2013).
- [2] Saraswat, Ritesh Kumar, and Mithilesh Kumar. "A frequency band reconfigurable UWB antenna for high gain applications." *Progress In Electromagnetics Research B* 64 (2015): 29-45.
- [3] Ruvio, Giuseppe, Max J. Ammann, and Zhi Ning Chen. "Wideband reconfigurable rolled planar monopole antenna." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 55, no. 6 (2007): 1760-1767.
- [4] Shah, S. A. A., M. F. Khan, S. Ullah, and J. A. Flint. "Design of a multi-band frequency reconfigurable planar monopole antenna using truncated ground plane for Wi-Fi, WLAN and WiMAX applications." In *2014 International Conference on Open Source Systems & Technologies*, pp. 151-155. IEEE, 2014.
- [5] Panagamuwa, Chinthana J., Alford Chauraya, and J. C. Vardaxoglou. "Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54, no. 2 (2006): 449-454.
- [6] Kehn, Malcolm Ng Mou, Óscar Quevedo-Teruel, and Eva Rajo-Iglesias. "Reconfigurable loaded planar inverted-F antenna using varactor diodes." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 10 (2011): 466-468.
- [7] Nikolaou, Symeon, Boyon Kim, and Photos Vryonides. "Reconfiguring antenna characteristics using PIN diodes." In *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 3748-3752. IEEE, 2009.
- [8] Shah, I. A., S. Hayat, A. Basir, M. Zada, S. A. A. Shah, and S. Ullah. "Design and analysis of a hexa-band frequency reconfigurable antenna for wireless communication." *AEU-International Journal of Electronics and Communications* 98 (2019): 80-88.
- [9] Li, W., Bao, L., Zhai, Z., Li, Y., & Li, S. "An enhanced frequency and radiation pattern reconfigurable antenna for portable device applications." In *International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES)*, pp. 1-2. IEEE, 2015.
- [10] Johnson, Alexander D., Matthew W. Nichols, Satheesh Bojja Venkatakrishnan, and John L. Volakis. "Reconfigurable log-periodic dipole array on textile." *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 14, no. 14 (2020): 1791-1794.

- [11] Zengin, Fatma. "The effects of the trapezoidal dipole array elements on planar log periodic antenna." In *2019 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pp. 333-336. IEEE, 2019.
- [12] Li, Xin-Rong, Mao Ye, and Qing-Xin Chu. "Novel high gain printed log-periodic dipole antenna." In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 1647-1648. IEEE, 2016.

Chapitre I :

**Les antennes log périodiques dans le contexte de la 5G
et des bandes millimétriques**

I. 1. Introduction

Les systèmes de communication par ondes hertziennes reposent sur les antennes d'émission et de réception, qui sont essentielles pour établir la liaison entre deux entités communicantes. Pour garantir des connexions sur de longues distances, l'utilisation de fréquences élevées et de longueurs d'onde courtes est nécessaire, notamment dans les bandes de fréquence millimétriques qui sont exploitées dans les réseaux 5G.

Ce chapitre commence par une présentation de l'évolution des réseaux 5G, avec un focus particulier sur les bandes de fréquences millimétriques utilisées. Ensuite, la deuxième partie est dédiée aux antennes en général, en explorant leurs propriétés électromagnétiques ainsi que leur association en réseau planaire. Nous nous intéresserons particulièrement aux antennes à large bande, en mettant l'accent sur l'antenne log-périodique, qui constitue le sujet principal de ce projet de thèse. Nous y détaillerons sa définition, ses paramètres de conception et ses principales applications. Enfin, un état de l'art succinct sur ce type d'antenne sera présenté.

I. 2. L'évolution des réseaux 5G

La cinquième génération de technologie sans fil symbolise la transformation radicale de la connectivité. Avec sa capacité et sa vitesse renforcées, la 5G a le potentiel d'élargir considérablement le traitement et le transport des informations, offrant ainsi un large spectre. Une multitude de nouvelles applications qui dépassent largement le smartphone, déjà touché par les technologies 3G et 4G.

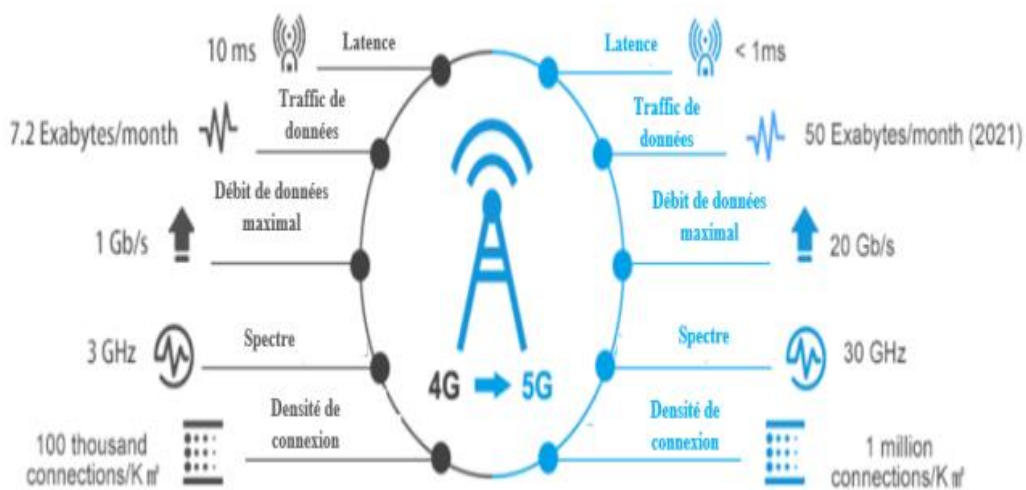


Figure I. 1. Comparaison entre la 4G et la 5G.

L'UIT (connue sous le nom d'IMT-2020) a identifié trois principales catégories d'usages, chacune ayant ses propres exigences, qui seraient en mesure de satisfaire les besoins futurs :

- **mMTC - Communication de type machine massif** : interactions avec un grand nombre d'objets, permettant de satisfaire la croissance exponentielle du nombre d'objets connectés répondant à divers besoins en matière de qualité de service.
- **eMBB – Enhanced Mobile Broadband** : accès en haute vitesse, tant en milieu naturel qu'intérieur, offrant une qualité de service homogène, même au-delà du spectre radio des cellules.
- **uRLLC – Communication ultrafiable et à faible latence** : une communication extrêmement fiable pour les besoins cruciaux, offrant une latence extrêmement basse pour une réactivité plus rapide.

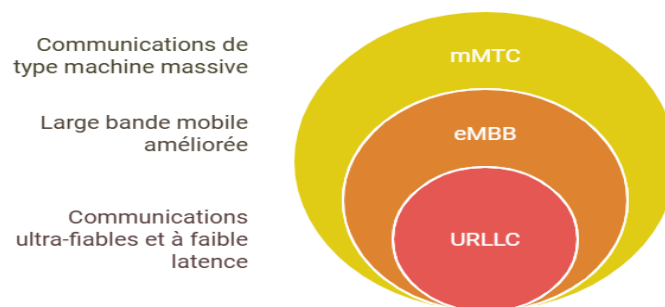


Figure I. 2. Catégories d'usages de la 5G.

Le premier secteur destiné aux objets connectés (mMTC) inclut toutes les applications associées à l'Internet des objets. Ces services requièrent une large portée, une consommation d'énergie réduite et des débits plutôt limités. L'apport annoncé de la 5G en comparaison avec les technologies contemporaines se distinguent par leur aptitude à relier des objets dispersés de façon très homogène sur le territoire.

Le secteur de l'Ultra Haut Débit (eMBB) englobe toutes les applications et services qui requièrent une rapidité accrue pour visionner des vidéos en haute résolution (8K), ou pour le streaming sans fil des applications de réalité virtuelle ou d'augmentation.

Pour conclure, les communications ultra-fiables à faible latence (uRLLC) englobent toutes les applications qui requièrent une réactivité cruciale et une garantie de transmission du message. On trouvera principalement ces besoins dans le domaine des transports (temps). Par

exemple, dans le domaine médical (autorisant des méthodes radicalement innovantes comme la télé-chirurgie) et dans l'industrie (pilotage à distance des dispositifs, soutien en matière d'entretien grâce à la réalité augmentée, ajustements en temps réel du dispositif de production, maîtrise accrue de la « Supply Chain »).

La 5G doit diffuser les informations avec une vitesse accrue, environ 10 fois plus rapide que celle de la génération antérieure. Sa latence est réduite entre 1 et 10 ms, soit dix fois moindre que celle de la 4G. Sa fiabilité se situe autour de 99.9%, ce qui indique le taux de réussite de la transmission. Un paquet de données dans une fenêtre d'une minute sans erreur. De plus, lors de la mise en œuvre des installations, il est également prévu que l'efficacité énergétique augmente dès 2021 jusqu'à atteindre une progression d'un facteur 10, voire 20, en 2025. L'amélioration de l'efficacité énergétique est grandement souhaitée par les opérateurs télécoms [1].

De plus, d'après le rapport récent d'Ericsson sur la mobilité, le volume mondial de données mobiles, qui a atteint environ 51 Exabytes (EB) par mois jusqu'à la fin de 2020, devrait avec une progression d'environ 4.5, on pourra atteindre 226 EB par mois en 2026. Selon Ericsson, les réseaux 5G seront en charge de la majorité du trafic de données mobiles, comme illustré dans la Figure I.3 [2].

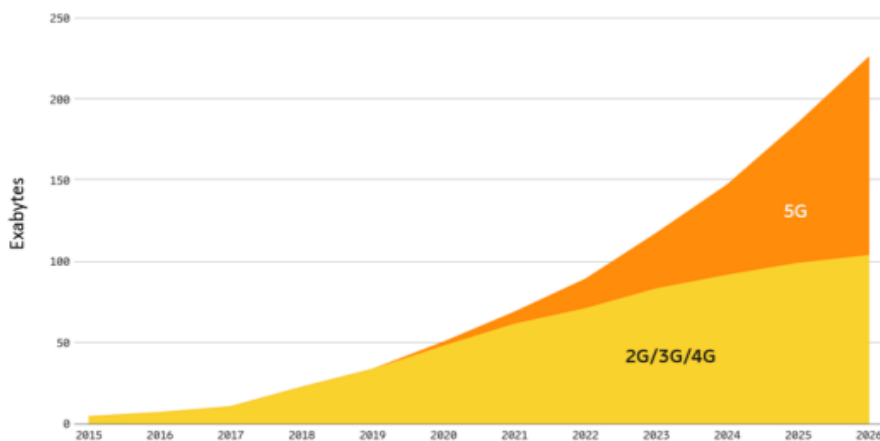


Figure I. 3. Prévisions de l'évolution du trafic mondial de données mobiles (EB par mois) [3].

I. 3. Domaines d'applications et cas d'utilisation de la 5G

L'évolution de la technologie 5G exerce un impact majeur sur notre quotidien, et les prévisions indiquent qu'elle influencera divers secteurs tout en favorisant l'émergence de nouvelles applications. Pour les utilisateurs de smartphones nécessitant un volume élevé de données, la 5G facilitera le déploiement massif de l'Internet des objets (IoT), notamment dans les

domaines industriels et médicaux. La Figure I.4 présente les différentes applications de la technologie 5G.



Figure I. 4. Domaine d'application de la 5G.

I. 3. 1. Domaine de la santé

La 5G offre des opportunités inédites dans le domaine médical, comme la téléconsultation pour favoriser la communication entre les médecins et les patients, la télésurveillance pour faciliter le suivi en ligne des informations sanitaires. Dans des salles automatisées, des interventions robotisées peuvent être effectuées en téléchirurgie [3].

I. 3. 2. Domaine de l'industrie

La 5G est un catalyseur de la transformation numérique dans divers secteurs industriels, comme l'automobile, la logistique et l'agriculture. Elle permet une gestion à distance et une automatisation des processus, optimisant ainsi la production, la maintenance et la logistique. Grâce à sa connectivité rapide et fiable, elle facilite la régulation des machines, le suivi en temps réel et l'amélioration de l'efficacité dans les chaînes de production et de distribution. [3].

I. 3. 3. Domaine du multimédia

La 5G donnera accès à des vidéos d'une qualité hors du commun, aux jeux en réseau en direct, aux expériences immersives interactives, au streaming sur demande et à l'agrandissement des médias sociaux Collaborateurs.

I. 3. 4. Domaine des véhicules autonomes connectés

Ces nouveaux réseaux pourraient être utilisés par le secteur de l'automobile afin de faciliter non seulement les décisions autonomes des véhicules, mais aussi leur communication entre eux grâce à des temps de réaction ajustés en fonction des besoins des mouvements à haute vitesse [3].

I. 3. 5. Domaine de l'énergie et gestion des réseaux électriques intelligents

La 5G permet la gestion en temps réel des réseaux électriques intelligents, optimisant l'approvisionnement, la distribution et l'intégration des énergies renouvelables tout en assurant une consommation énergétique plus efficace.

I. 4. Les capacités offertes par la 5G

La 5G offre une gamme de capacités supérieures à celles des réseaux cellulaires existants, décrits ci-dessous [4] :



Figure I. 5. Illustration des principales capacités offertes par la 5G.

I. 4. 1. Communication à haute bande passante

Les communications 5G à bande haute, opérant entre 26.5 à 29.5 GHz et 37 à 40 GHz, Permettent de bénéficier d'une large bande passante et d'une latence réduite. Elles nécessitent de petites antennes avec des faisceaux étroits, rendant les communications difficiles à brouiller ou à localiser. Cependant, elles exigent une ligne de vue dégagée et ont une portée limitée. Ces communications peuvent être utilisées, par exemple, pour des attaques et défenses coordonnées de nuées de drones grâce à leur faible latence.

I. 4. 2. Communication à haute capacité/ latence faible

Les communications à haute capacité et faible latence sont disponibles dans diverses bandes de fréquence 5G, pas seulement à bande haute. La 5G permet des téléchargements rapides de grandes quantités de données et offre une faible latence, facilitant des applications telles que la chirurgie à distance, l'automatisation industrielle et la coordination des véhicules à grande vitesse.

I. 4. 3. Internet des objets (IOT)

La 5G peut connecter 1 million d'utilisateurs par kilomètre carré, permettant l'utilisation d'étiquettes intelligentes et abordables pour suivre des objets et échanger des données à des vitesses et volumes sans précédent.

I. 4. 4. Détection passive

Les signaux 5G peuvent être utilisés pour la détection passive en détectant les échos des cibles, ce qui est utile pour repérer des objets comme les petits drones, grâce à leurs signatures Doppler. La 5G à haute fréquence permet une précision de localisation accrue.

I. 4. 5. Positionnement et navigation, synchronisation

Les signaux 5G permettent de calculer la position dans des environnements sans GPS, avec une meilleure précision grâce à des fréquences plus élevées et une bande passante plus large. Cela réduit les effets de multi-trajet et permet une géolocalisation plus précise grâce à un plus grand nombre d'émetteurs. De plus, la puissance de réception plus élevée rend les signaux 5G plus difficiles à brouiller que les signaux GPS.

I. 4. 6. Sécurité et découpage de réseau

En 5G, des réseaux virtuels isolés (slices) peuvent être créés, chacun ayant des paramètres de performance spécifiques. Cela permet d'isoler les flux malveillants dans un slice distinct pour les analyser sans perturber le reste du trafic.

I. 5. Bandes de fréquences d'ondes millimétriques pour la 5G

Le monde des télécommunications sans fil a connu un développement technologique considérable depuis plusieurs années. Cependant, l'attribution du spectre pour les réseaux cellulaires n'a pas suivi le rythme de ces formidables avancées technologiques. En effet, la

quasi-totalité des systèmes de communication mobile sont déployés dans les bandes de fréquences inférieures à 6 GHz qui deviennent de plus en plus encombrées en raison de la croissance exponentielle du trafic de données mobiles. Pour résoudre ce problème, l'utilisation d'ondes bandes de fréquences à ondes millimétriques (mmWave), où une grande partie des bandes sous-utilisée, devient inévitable. Théoriquement, les ondes millimétriques représentent des ondes électromagnétiques généralement définies pour des fréquences allant de 24 à 300 GHz, ce qui correspond à des longueurs d'onde comprises entre 1 et 12.5 mm, comme l'explique la Figure I.6.

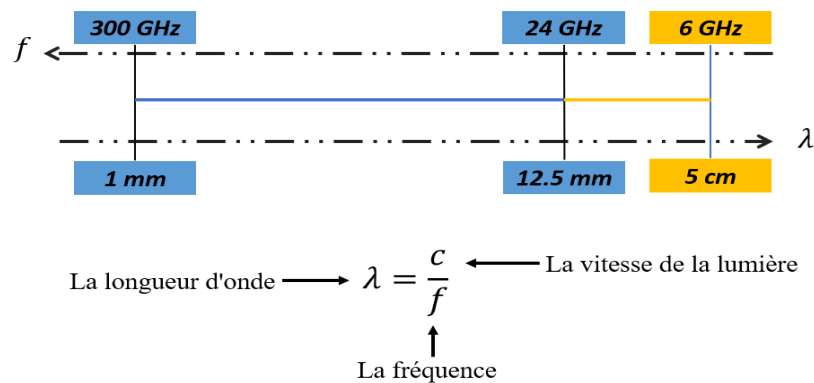


Figure I. 6. Propriétés des ondes millimétriques.

Néanmoins, dans la communauté des communications sans fil, les systèmes de communication à ondes millimétriques se réfèrent principalement aux systèmes qui fonctionnent dans des bandes de fréquences supérieures à 6 GHz. Dans [5], Pi et Khan affirment que les bandes de fréquences mmWave se réfèrent au spectre 24-300 GHz avec des longueurs d'onde allant de 1 à 100 mm en raison du fait que ce spectre partage des caractéristiques de propagation similaires à celles de la bande de fréquences 3-300 GHz. Dans ce contexte, en ce qui concerne les ambitions de la 5G, plusieurs bandes de fréquences mmWave ont été identifiées par l'UIT lors de la Conférence mondiale des radiocommunications de 2015 (CMR-15).

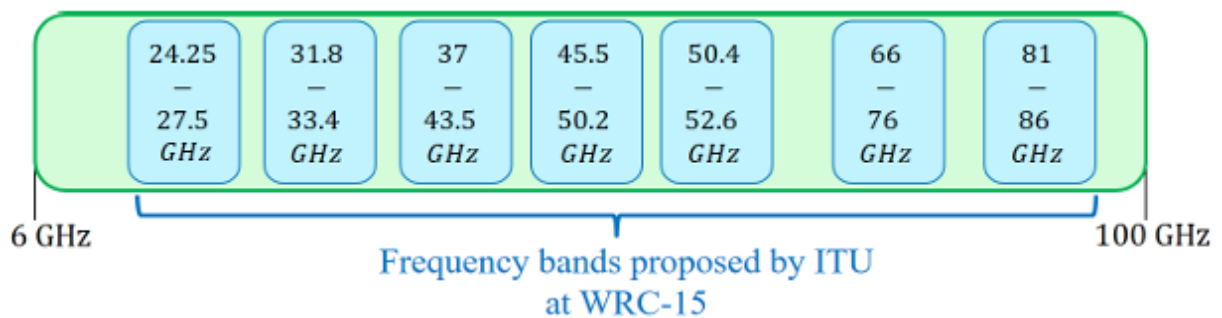


Figure I. 7. Fréquences d'ondes millimétriques pour la 5G [6].

Ces fréquences sont mises en évidence dans la Figure I.7 et comprennent 24.25-27.5 GHz, 31.8-33.4 GHz, 37-43.5 GHz, 45.5-50.2 GHz, 50.4-52.6 GHz, 66-76 GHz et 81-86 GHz.

La disponibilité d'une énorme quantité de spectre fait des bandes d'ondes millimétriques une véritable opportunité pour l'eMBB 5G dans la mesure où des débits de données de plusieurs gigabits peuvent être atteints. Toutefois, par rapport aux systèmes sans fil en dessous de 6 GHz, la communication dans cette région de fréquences présente de nombreux défis qui doivent être pris en compte.

I. 6. Défis associés à la bande millimétrique et leur impact sur la couverture

Les bandes millimétriques, essentielles pour la 5G, apportent des débits de données très élevés, mais elles présentent des défis significatifs pour la couverture réseau.

En raison de leur propagation limitée, ces signaux ont une portée plus courte que les fréquences plus basses, et sont facilement atténués par des obstacles tels que les bâtiments, les arbres, ainsi que par les conditions atmosphériques comme la pluie et l'humidité. Cela nécessite une densification des infrastructures, notamment avec l'ajout de petites cellules (small cells) et de stations de base supplémentaires pour garantir une couverture continue, surtout dans les environnements urbains.

De plus, les conditions météorologiques et les obstacles physiques, comme les murs, compliquent la transmission à l'intérieur des bâtiments, ce qui impose l'utilisation de solutions avancées comme les antennes à faisceau étroit (beamforming) et des répéteurs. En conséquence, bien que les bandes millimétriques offrent un potentiel important pour les communications 5G, leur couverture efficace requiert une planification soignée et une infrastructure réseau dense pour compenser leurs limitations naturelles.

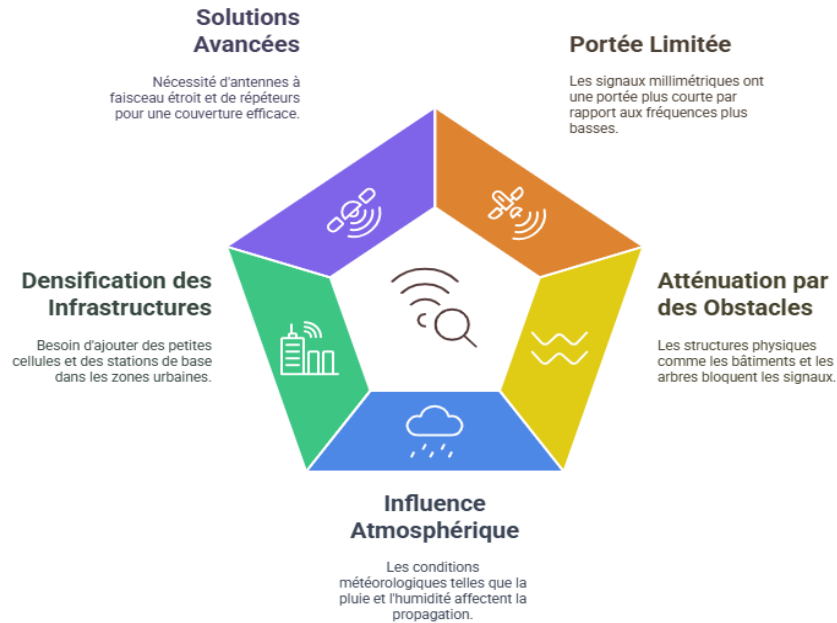


Figure I. 8. Défis associés à la bande millimétrique.

I. 7. Antennes millimétriques pour les communications 5G

Fondamentalement, une antenne est un dispositif permettant de convertir les ondes guidées présentes dans un guide d'ondes, un câble d'alimentation ou une ligne de transmission en ondes rayonnantes se propageant dans l'air ou le vide sans support physique, et inversement. La Figure I.9 montre comment les champs confinés dans la ligne de transmission se déplacent dans une seule dimension vers l'antenne, qui les convertit en ondes rayonnantes, transportant de l'énergie loin de l'émetteur dans trois dimensions vers l'espace libre. L'art de la conception d'antennes consiste à garantir que ce processus se déroule de manière aussi efficace que possible, en veillant à ce que l'antenne rayonne le maximum de puissance depuis l'émetteur vers des directions utiles, notamment vers la direction du récepteur prévu, dans la mesure où cela peut être pratiquement réalisé [7].

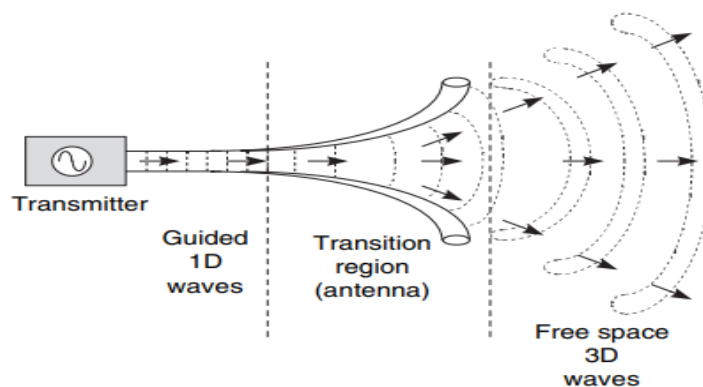


Figure I. 9. L'antenne comme une zone de transition entre les ondes guidées et les ondes propagées [7].

Dans un avenir proche, l'encombrement du spectre fréquentiel amènera les dispositifs à fonctionner dans des plages de fréquences où la disponibilité du spectre n'est pas encore saturée, telles que la bande des ondes millimétriques, qui s'étend de 30 GHz à 300 GHz. Le développement des antennes millimétriques représente un véritable défi en raison des contraintes spécifiques liées à cette bande de fréquence : les pertes en propagation y sont plus importantes, ainsi que les pertes ohmiques, en raison de la réduction de la section effective des conducteurs liée à la diminution de l'épaisseur de peau [8].

I. 7. 1. Caractéristiques générales des antennes

Au cours du processus de conception d'une antenne, il convient de prendre en considération l'effet de certains paramètres de base sur l'efficacité de l'antenne, tels que le diagramme de rayonnement, la perte de retour, la largeur de bande, etc. Certains des paramètres de l'antenne sont décrits ci-dessous.

I. 7. 1. 1. Diagramme de rayonnement

Un diagramme de rayonnement d'antenne est défini comme « une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Le diagramme de rayonnement est déterminé dans la région du champ lointain et est représenté en fonction des coordonnées directionnelles. » Ce diagramme de rayonnement est une distribution d'énergie en 2D ou 3D telles qu'illustrées en Figure I.10.

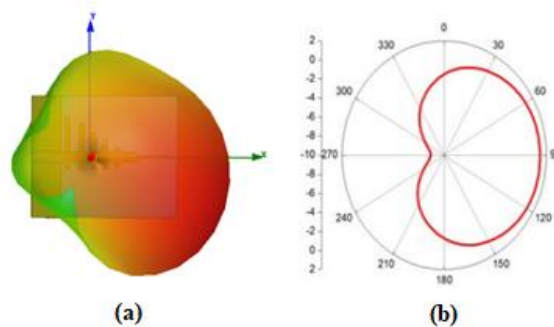


Figure I. 10. Différentes représentations possibles du diagramme de rayonnement d'une antenne Log périodique (LPDA). (a) Représentations sphérique à 3 dimensions. (b) polaire 1 dimension [9].

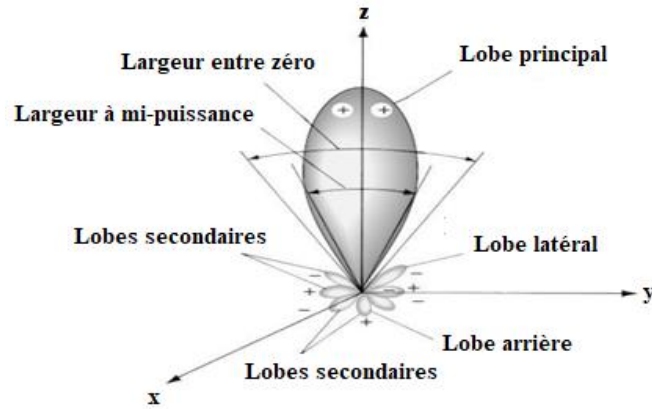


Figure I. 11. Les lobes de rayonnement et les largeurs du faisceau du diagramme de rayonnement.

La Figure I.11 montre le diagramme tridimensionnel du champ de rayonnement. Le lobe principal, également connu sous le nom de faisceau principal, correspond à la direction où se produit le maximum de rayonnement. Sur certaines antennes, il peut y avoir plus de deux lobes principaux. Les autres lobes sont appelés lobes secondaires, lesquels peuvent être divisés en deux catégories : les lobes latéraux et les lobes arrière. Les lobes latéraux sont généralement situés à proximité du lobe principal. Le lobe arrière est opposé au lobe principal et forme un angle de 180 degrés ($\theta = 180^\circ$). L'objectif principal d'une bonne antenne est de réduire les lobes latéraux et d'augmenter l'intensité du lobe principal pour un meilleur rayonnement [10].

I. 7. 1. 2. Angle d'ouverture

La largeur du lobe principal est définie par l'angle d'ouverture (en anglais « half power beamwidth »), comme illustré dans la Figure I.12. L'angle d'ouverture à -3 dB, noté $2\theta_3$, désigne la zone de l'espace où la majorité de la puissance est transmise. C'est l'angle entre les deux directions autour du lobe principal, dans lesquelles la puissance transmise est égale à la moitié de celle transmise dans la direction de rayonnement la plus intense [11].

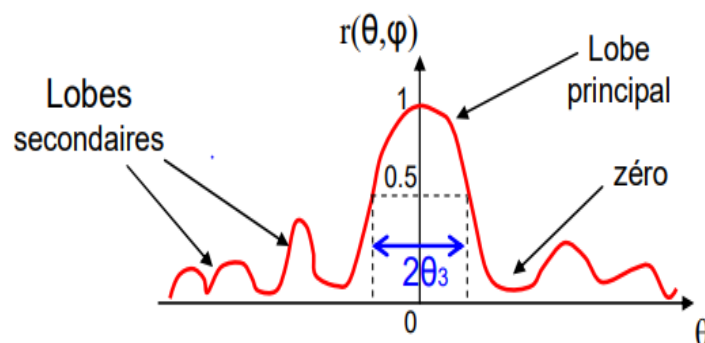


Figure I. 12. Angle d'ouverture d'une antenne [11].

I. 7. 1. 3. Impédance d'entrée de l'antenne

Adoptons une antenne dont les bornes d'entrée A et B peuvent être définies. Que la tension entre les bornes A et B soit V_e et que le courant d'alimentation de l'antenne soit I_e . Les valeurs de l'impédance d'entrée de l'antenne sont :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (I.1)$$

Z_e = impédance d'entrée aux bornes A et B ; R = résistance de l'antenne aux bornes A et B ;

X = réactance de l'antenne aux bornes A et B [12].

I. 7. 1. 4. Coefficient de réflexion

On peut représenter et analyser une antenne en utilisant un quadripôle ou en utilisant les paramètres S de la matrice présentée dans la Figure I.13.

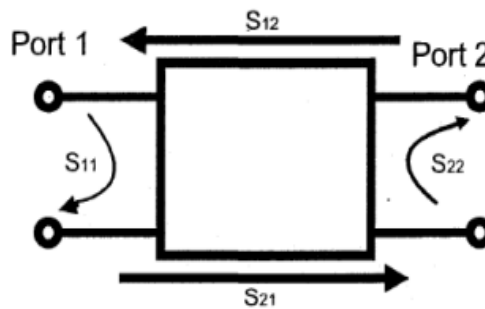


Figure I. 13. Modélisation en quadripôle [13].

Le coefficient de réflexion est lié à l'adaptation. Une adaptation optimale permet un transfert maximal de puissance entre la source d'alimentation et l'antenne. Ce coefficient, noté Γ ou S_{11} , représente le rapport entre la puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne et la puissance émise. Il est directement associé à l'impédance caractéristique et à l'impédance d'entrée de l'antenne, selon la relation suivante [14] :

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{entrée} - Z_c}{Z_{entrée} + Z_c} \quad (I.2)$$

Où :

- $Z_{entrée}$ est l'impédance d'entrée de l'antenne
- Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne

Lorsque $Z_{\text{entrée}} = Z_c$, cela conduit à $S_{11}=0$, signifiant qu'il n'y a pas d'onde réfléchie, ce qui indique une adaptation parfaite de l'impédance d'entrée avec la ligne.

I. 7. 1. 5. Bande passante

La bande passante d'une antenne est le domaine de fréquences dans lequel l'antenne présente des caractéristiques de rayonnement adéquates et stables, telles que le diagramme de rayonnement, l'impédance d'entrée, le gain, la polarisation et l'angle d'ouverture [15]. Elle est souvent définie en fonction du coefficient de réflexion ($S_{11} \leq -10$ dB) ou du rapport d'onde stationnaire de tension ($VSWR \leq 2$), indiquant que la transmission d'énergie entre l'alimentation et l'antenne, ou entre l'antenne et le récepteur, est optimale. Dans la plupart des cas, la bande passante est associée à une bande de fréquences où le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB. Certaines antennes sont très sélectives, avec des bandes passantes étroites, tandis que d'autres peuvent fonctionner sur une large gamme de fréquences [16].

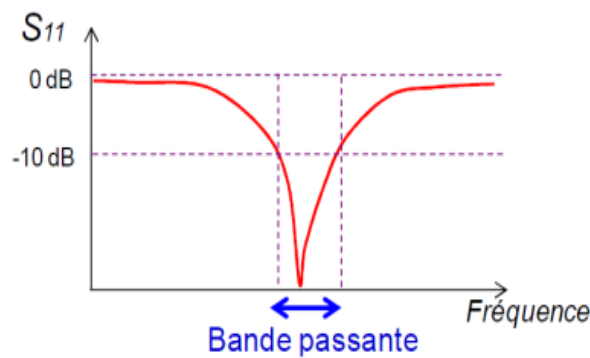


Figure I. 14. Exemple d'un coefficient de réflexion et bande passante d'une antenne [17].

La bande passante BP est donnée par [15] :

$$BP (\%) = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \times 100 \tag{I.3}$$

Où : f_h : Fréquence haute, f_l : Fréquence basse.

I. 7. 1. 6. Directivité

On qualifie d'antenne directive celle qui focalise l'énergie qu'elle diffuse dans un sens spécifique de l'espace. La directivité d'une antenne dans une direction spécifique (θ, φ) se réfère au rapport entre la densité de puissance émise dans cette direction (θ, φ) et la densité de puissance diffusée par une antenne isotrope [17].

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{iso}(\theta, \varphi)} \tag{I.4}$$

On qualifie une antenne d'isotrope lorsque la puissance totale rayonnée, notée P_R , est uniformément distribuée dans toutes les directions. La densité stérique dans toute direction précise est exprimée par :

$$P_{iso}(\theta, \varphi) = \frac{P_R(\theta, \varphi)}{4\pi} \quad (I.5)$$

Donc :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\frac{P(\theta, \varphi)}{4\pi}}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (I.6)$$

Une antenne isotrope diffuse de manière homogène la même densité de puissance, quel que soit le sens. Il est impossible de mettre en pratique une antenne isotrope [17].

I. 7. 1. 7. Gain et efficacité de l'antenne

Le gain d'une antenne est défini comme le rapport de l'intensité dans une direction donnée à l'intensité de radiation qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était radiée isotropiquement. L'intensité de radiation correspondant à la puissance radiée isotropiquement est égale à la puissance acceptée par l'antenne divisée par 4π [18].

$$Gain = 4\pi \frac{\text{radiation intensity}}{\text{total input power}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (I.7)$$

L'efficacité de l'antenne est définie comme le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance d'entrée.

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (I.8)$$

I. 7. 1. 8. Polarisation

L'orientation du champ électrique émis par une antenne détermine sa polarisation. Le type de polarisation d'onde qu'elle transmet est déterminé par la direction et la distance à laquelle elle est émise. L'onde émise par une antenne peut être polarisée de manière linéaire, circulaire ou elliptique [19] :

a. Polarisation linéaire

Dans cette situation, le champ électrique se déplace dans un seul sens. Polarisation verticale (oscillation verticale) ou horizontale (oscillation horizontale) sont possibles.

b. Polarisation circulaire

Cette polarisation est à la fois linéaire et circulaire. L'ellipse représente la route suivie par le champ électrique. Une communication efficace repose sur l'état de polarisation d'une antenne, car il a un impact sur la réception des ondes par d'autres antennes et dispositifs. La polarisation adéquate doit être sélectionnée en fonction de l'application et de l'environnement de déploiement.

c. Polarisation elliptique

L'axe de propagation est le point de rotation du champ électrique. Deux sens de rotation sont identifiés : horaire et antihoraire.

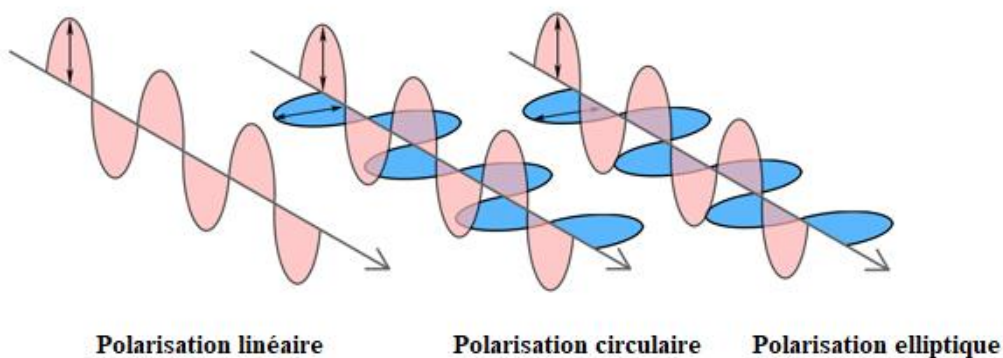


Figure I. 15. Types de polarisation.

I. 8. Association en réseau planaire

Pour concevoir un réseau rectangulaire ou planaire, il est nécessaire de disposer les éléments selon une ligne (formant ainsi un réseau linéaire) ou de positionner les radiateurs individuels sur une grille rectangulaire. Dans le cadre d'un réseau planaire, plusieurs paramètres doivent être pris en compte afin de définir et contrôler le diagramme de rayonnement du réseau. Les réseaux planaires présentent une grande polyvalence, permettant de générer des diagrammes de rayonnement plus symétriques, avec des lobes latéraux réduits. De plus, ces réseaux offrent la possibilité de balayer le faisceau principal de l'antenne dans toutes les directions de l'espace. Ces configurations sont couramment utilisées dans diverses applications, telles que les radars de recherche, les radars de suivi, les systèmes de communication, ainsi que dans de nombreuses autres applications [20].

I. 8. 1. Facteur de réseau

Dans un réseau planaire, si M éléments sont initialement disposés le long de l'axe des x, le facteur d'antenne est donné par :

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta X)} \tag{I. 9}$$

Où I_{m1} représente le coefficient d'excitation de chaque élément du réseau. dx et β_x représentent respectivement l'espacement et le décalage de phase progressif entre les éléments le long de l'axe des x. Si N tels réseaux sont placés côte à côte dans la direction y, à une distance dy les uns des autres et avec un décalage de phase progressif β_y .

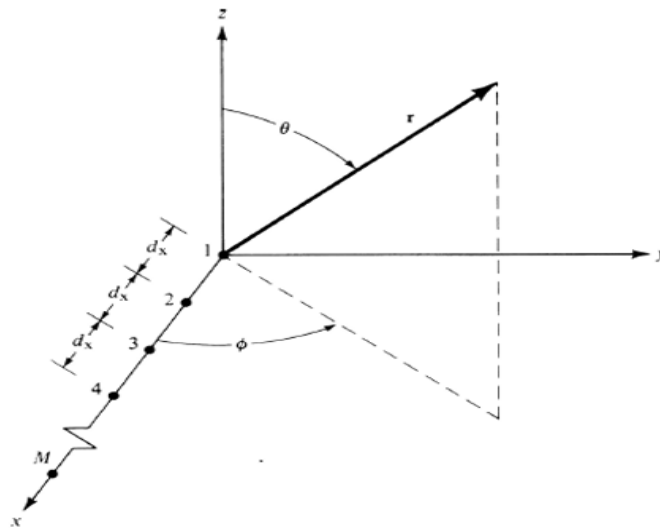


Figure I. 16. Géométrie d'un réseau linéaire [20].

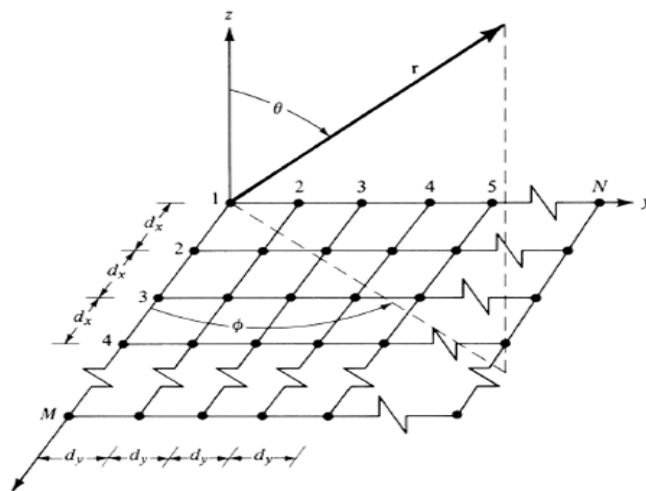


Figure I. 17. Géométrie d'un réseau plan [20].

Le facteur de réseau entier du réseau plan est donné par l'équation suivante :

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_m e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \right] e^{j(n-1)(kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y)} \quad (\text{I. 10})$$

Où :

$$AF = S_{xm} + S_{yn} \quad (\text{I.11})$$

Où :

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kdx \sin \theta \cos \phi + \beta x)} \quad (\text{I.12})$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kdy \sin \theta \sin \phi + \beta y)} \quad (\text{I.13})$$

On remarque que le diagramme du réseau rectangulaire est le produit des facteurs de réseau dans les directions x et y. La forme normalisée de l'équation I. 10 est écrite comme suit :

$$AF(\theta, \phi) = \left[\frac{1}{M} \frac{\left(\frac{M}{2} \Psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\Psi_x}{2}\right)} \right] \left[\frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2} \Psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\Psi_y}{2}\right)} \right] \quad (\text{I.14})$$

Où :

$$\Psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x \quad (\text{I.15})$$

$$\Psi_y = kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y \quad (\text{I.16})$$

I. 9. Les antennes ultra large bande ULB

La technologie Ultra Large Bande (ULB) a gagné en popularité en réponse à la saturation croissante du spectre fréquentiel et à la demande accrue de débit. Cette technologie permet la transmission de volumes importants de données tout en maintenant une faible densité spectrale de puissance, ce qui facilite sa coexistence avec d'autres services sans générer d'interférences. De plus, cette faible puissance rend les communications plus sécurisées. L'ULB est largement utilisée dans des domaines tels que le radar, la géolocalisation, l'observation du spectre et les réseaux sans fil personnels. L'engouement pour cette technologie a été renforcé par deux événements majeurs : la levée du secret militaire en 1994, permettant ainsi des recherches industrielles et académiques sur l'ULB, et l'autorisation, en 2002, de l'utilisation sans licence de la bande de fréquences 3.1-10.6 GHz par la FCC, ce qui a donné un nouvel élan aux activités de recherche et de développement. Selon la définition de la FCC, les systèmes ULB possèdent une bande passante relative supérieure à 20 % [21].

En classifiant les antennes en fonction de leur géométrie, on peut distinguer deux catégories d'antennes au sein des antennes ULB.

- La première catégorie concerne les antennes élémentaires : On identifie deux principales classifications de ces antennes : les antennes volumiques possédant des géométries en trois dimensions (3D), et leurs variantes bidimensionnelles (2D) comme les antennes papillon (bow-tie).
- La seconde catégorie regroupe les antennes qualifiées d'indépendantes en fréquence. Un principe formulé par Rumsey indique que si la configuration de l'antenne peut être déterminée uniquement par ses angles, alors cette antenne devient indépendante de la fréquence. On suppose qu'immédiatement sur les antennes spiralées (2D ou 3D). Ensuite, nous trouvons la log-périodique, qui est une variante d'une antenne caractérisée par ses angles.

Afin de mieux comprendre le comportement des antennes ultra-large bande, qui seront classées en différentes catégories, chacune présentant des spécificités bien précises, seules les antennes log-périodiques nous intéressent et ont été choisies comme base d'étude pour cette thèse. Dans cette partie, nous présenterons les différents types d'antennes log-périodiques couramment utilisées. Nous aborderons également les diverses recherches et travaux réalisés.

I. 10. Définition et paramètres de conception des antennes log-périodiques

L'antenne log-périodique, proposée par Duhamel et Isbell en 1950 [22], est un réseau d'éléments dipolaires identiques dont la longueur augmente suivant un rapport constant comme montre la Figure I. 19. Sa conception repose principalement sur deux paramètres : le taux de périodicité (τ) et l'angle (α). Cette antenne présente des caractéristiques électriques qui se répètent périodiquement en fonction du logarithme de la fréquence [22], comme l'illustre la Figure I.18.

Le taux de périodicité (τ) correspond au rapport de la distance entre deux éléments successifs. Plus ce taux se rapproche de 1, plus l'antenne devient indépendante de la fréquence. L'angle (α), quant à lui, détermine les dimensions des éléments et influe sur la directivité de l'antenne. En réduisant l'angle (α) et en augmentant le taux de périodicité (τ), il est possible d'augmenter la directivité de l'antenne.

Ces antennes sont généralement caractérisées par une impédance de 50 Ohms et présentent un comportement dispersif, avec un décalage du centre de phase en fonction de la fréquence. La géométrie particulière des antennes log-périodiques leur permet d'être relativement

indépendantes de la fréquence, notamment grâce à la relation logarithmique entre l'impédance et la fréquence [23].

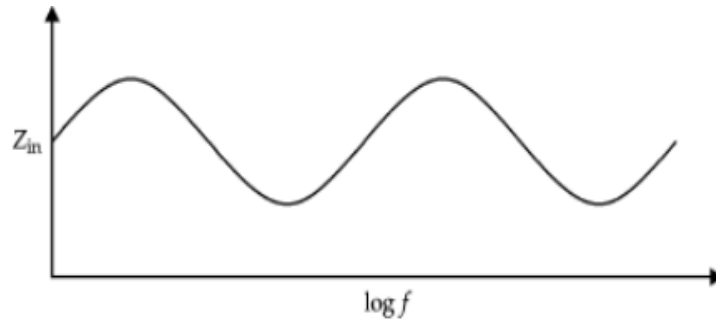


Figure I. 18. Caractéristiques d'impédance de l'antenne log-périodique.

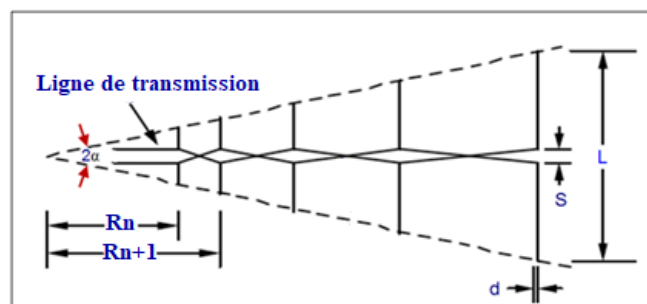


Figure I. 19. Schéma d'un LPA.

À partir de cette définition générale, il convient de souligner que les antennes log-périodiques peuvent être classées en différentes catégories, selon leur conception et les applications spécifiques auxquelles elles sont destinées. Ces catégories sont les suivantes :

I. 10. 1. Antenne circulaire log-périodique

Une illustration de l'antenne log-périodique circulaire est montrée dans la Figure I. 20. Les caractéristiques de cette antenne de forme circulaire sont définies par les relations suivantes :

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{f_1}{f_2} \tag{I.17}$$

$$\chi = \frac{r_n}{R_n} \tag{I.18}$$

L'équation (I.17) définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne, avec $f_2 > f_1$, tandis que l'équation (I.18) définit la largeur des dents.

α et β définissent la longueur des dents, r_{min} et r_{max} limitent les extrémités de la structure.

Cette antenne peut couvrir une bande passante de plusieurs octaves. La fréquence la plus basse est déterminée par la taille de la dent la plus longue, tandis que la fréquence la plus haute est associée à la dent la plus petite. Cela entraîne une dispersion de l'antenne, similaire à celle observée pour d'autres antennes indépendantes de la fréquence.

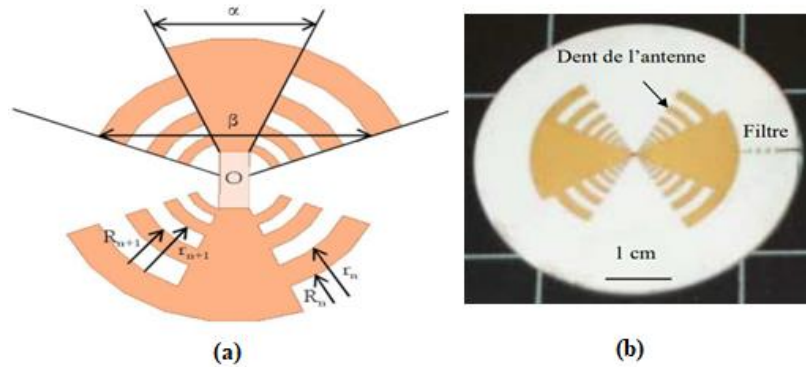


Figure I. 20. (a) Antenne log-périodique circulaire. (b) Vue photographique d'une antenne log-périodique réalisée [24].

Le diagramme de rayonnement est bidirectionnel et symétrique par rapport au plan de l'antenne, avec des maxima orientés selon la normale à ce plan et des minima dans ce même plan. L'ouverture est fortement influencée par le rapport de périodicité. Le gain est généralement de 4 dBi. La polarisation est linéaire, avec des ouvertures identiques dans les plans E et H.

I. 10. 2. Antenne log-périodique trapézoïdale

Un autre exemple d'antenne log-périodique est l'antenne de forme trapézoïdale, représentée dans la Figure ci-dessous (I. 21). Cette antenne, étant plus simple à fabriquer que la précédente, est plus fréquemment utilisée que l'antenne de forme circulaire. Elle présente les mêmes caractéristiques : un diagramme de rayonnement bidirectionnel, une bande passante couvrant plusieurs octaves et un comportement dispersif. L'antenne trapézoïdale se compose de éléments saillants, appelés communément « dents », disposés alternativement de chaque côté de l'antenne (droit et gauche). La forme du bras droit est une image retournée et miroir du bras gauche. La longueur des dents les plus extérieures R1 est déterminée par l'expression suivante : $R1 = \lambda0/4$, où $\lambda0$ est calculée à la fréquence de fonctionnement la plus basse de l'antenne conçue. Les dimensions des éléments saillants et la relation entre chaque dent sont exprimées par les formules suivantes :

$$\tau = \frac{f_n}{f_{n+1}} = \frac{R_{n+1}}{R_n} \tag{I.19}$$

$$\sigma = \frac{r_n}{r_{n+1}} \tag{I.20}$$

où τ est le rapport géométrique, σ est le facteur d'espacement, f_n et f_{n+1} sont les fréquences de conception correspondant aux longueurs des dents R_n et R_{n+1} , respectivement, et r_n est la distance de la dent R_n par rapport au centre du radiateur. Les dents (n_1, n_2, \dots, n_6) introduisent différentes fréquences de résonance.

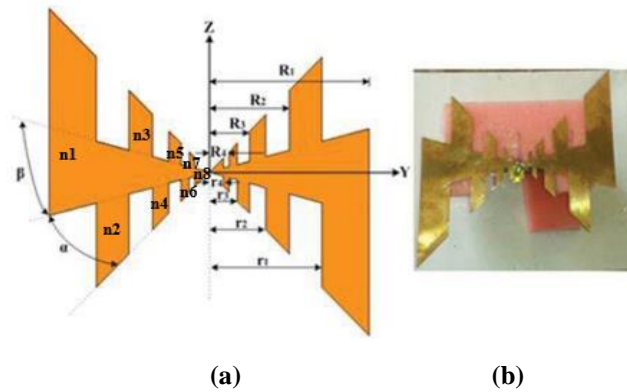


Figure I. 21. (a) Antenne log-périodique à dents trapézoïdales métalliques non chargées. (b) géométrie et prototype [25].

Un autre exemple d'antenne dipolaire trapézoïdale log-périodique, proposé par Zengin et Fatma dans [26], est présenté dans la Figure I. 22. Cette antenne, fonctionnant dans la plage de fréquences de 2 à 6 GHz, a été conçue à l'aide du substrat Rogers 4003C. Elle a été spécifiquement développée pour des applications militaires et civiles, mettant en évidence ses performances adaptées à ces domaines, notamment grâce à son rayonnement directionnel et à son gain élevé, comme le montrent les Figures I. 23 et I. 24.



Figure I. 22. Antenne à réseau dipolaire trapézoïdal log-périodique plan [26].

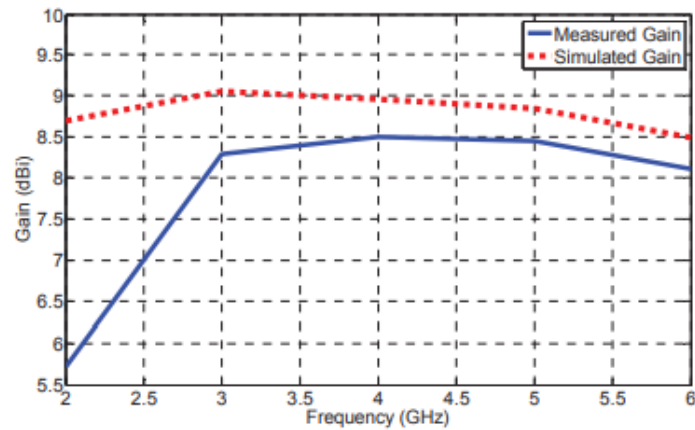


Figure I. 23. Gain simulé et mesuré de l'antenne proposée.

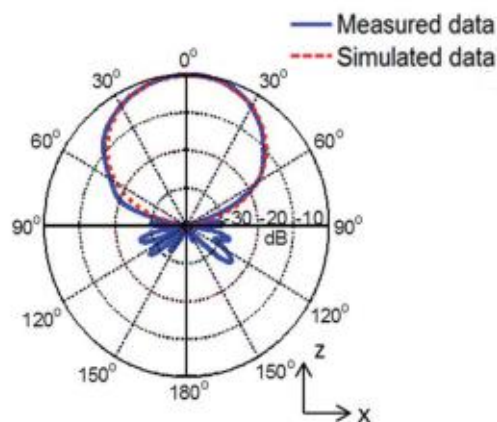


Figure I. 24. Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée à 4 GHz pour le plan E.

I. 10. 3. Antenne dipôle log périodique

L'antenne dipôle log-périodique est une variante de l'antenne log-périodique trapézoïdale, dans laquelle l'angle β tend vers 0, ce qui transforme les triangles alimentant les dipôles parallèles en simples lignes. Une autre différence notable réside dans le fait que le diamètre des dipôles reste constant, contrairement à l'augmentation périodique observée dans les antennes log-périodiques classiques ; seule la longueur des dipôles évolue de manière périodique. Cette simplification permet de maintenir des performances globalement stables jusqu'à une largeur de bande relative de 130 %. Comme pour toutes les antennes log-périodiques, elle est entièrement définie par son angle d'ouverture au sommet (α), qui détermine la taille des dipôles en fonction de leur distance par rapport au point d'alimentation. De plus, le rapport de périodicité (τ) définit la relation entre les longueurs successives des dipôles [27].

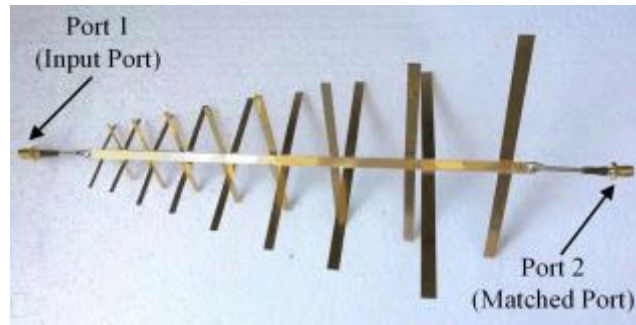


Figure I. 25. Conception d'une antenne dipolaire log-périodique à polarisation circulaire [28].

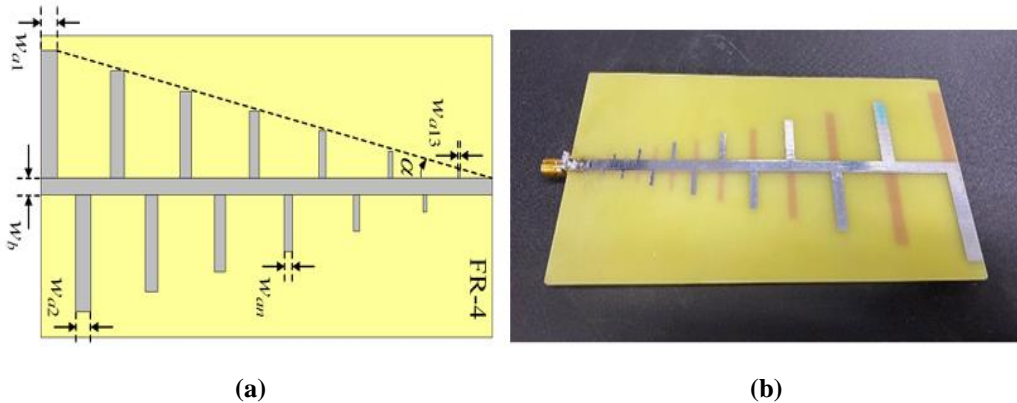


Figure I. 26. (a) Géométrie de l'antenne dipôle log-périodique (LPDA) proposée. (b) Photographies de l'antenne LPDA réalisée [29].

Les dipôles successifs sont reliés alternativement à une ligne de transmission centrale symétrique, laquelle peut être croisée pour réduire les interférences de rayonnement, notamment le rayonnement arrière, en décalant les dipôles de 180° les uns par rapport aux autres. Une autre méthode plus pratique d'alimentation consiste à utiliser un câble coaxial qui longe l'une des branches d'alimentation, avec son conducteur central connecté à l'autre branche. Cette solution présente l'avantage d'éliminer le besoin d'un symétriseur [27].

Comme pour les autres antennes log-périodiques, cette antenne est alimentée à son sommet, et l'énergie se propage le long des câbles d'alimentation jusqu'à atteindre des dipôles de dimensions $Z/4$. Avant cette zone, la tension reste constante, ce qui correspond à une région de transmission. La zone active, où se produisent les forts courants responsables du rayonnement, se distingue des zones à l'extérieur où les courants et tensions sont faibles. Ce phénomène entraîne deux effets principaux : d'une part, la zone active (ou centre de phase) s'éloigne du point d'alimentation à mesure que la fréquence à rayonner diminue, et d'autre part, la bande passante de l'antenne est limitée par les dimensions de ses dipôles extrêmes [27].

Les performances de l'antenne dipôle log-périodique dépendent de son angle d'ouverture et du rapport de périodicité, qui déterminent sa géométrie. L'impédance d'entrée est influencée

par l'angle d'ouverture (α) et le rapport de périodicité (τ). Pour une valeur donnée de τ , l'impédance d'entrée de la ligne diminue lorsque l'angle α augmente, passant de 77 à 54 Ω lorsque α varie de 10° à 30° (avec τ fixé à 0.95). De même, lorsque τ diminue, l'impédance d'entrée augmente, car moins d'éléments sont connectés en parallèle à la ligne par unité de longueur [27].

Pour des valeurs élevées de l'angle α ou faibles de τ , les structures deviennent plus compactes, avec moins d'éléments, mais plus espacés. En revanche, un angle α plus faible ou un rapport τ plus grand entraîne des antennes composées de nombreux éléments, offrant des performances plus linéaires et un meilleur gain. Le rayonnement de l'antenne, en polarisation linéaire, est unidirectionnel, avec un maximum dans la direction de son sommet. Sa directivité varie généralement de 5 à 11 dB et augmente avec τ ou lorsque α diminue [27].

Cette antenne peut être réalisée soit avec des fils métalliques (Figure I. 25), soit imprimée sur un substrat (Figure I. 26), et peut couvrir une bande passante d'environ 5 octaves. Toutefois, ses performances varient légèrement avec la fréquence, notamment au niveau du rayonnement, où la directivité augmente en haut de bande. Elle ne peut pas être utilisée comme source pour un réflecteur ou une lentille en raison du déplacement de son centre de phase en fonction de la longueur d'onde du signal émis.

I. 11. État de l'art sur les antennes LPDA

Dans la littérature, plusieurs types d'antennes dipôles log-périodiques imprimées ont été proposés, dont les éléments rayonnants présentent des configurations variées, telles que des bowtie, fractals, biconique et d'autres formes géométriques spécifiques (voir Figure I. 27 et I. 28).

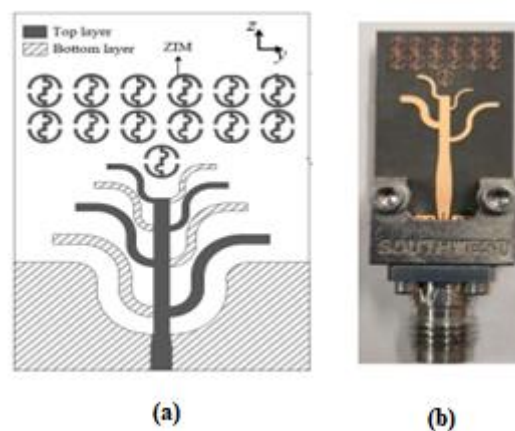


Figure I. 27. (a) Géométrie de l'antenne PLPDA. (b) Photographies d'antenne proposées [30].

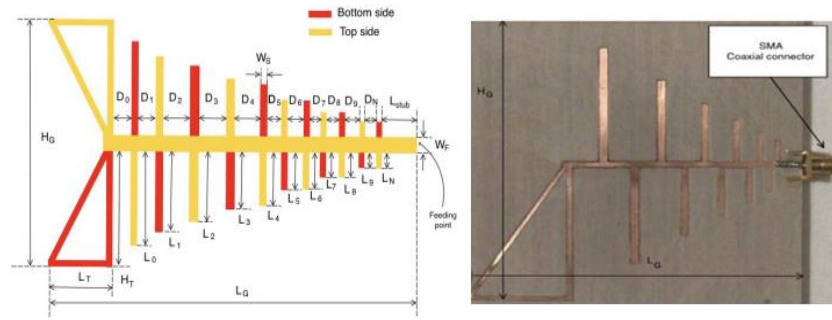


Figure I. 28. Structure de l'antenne LPD équipée de la structure en cravate (bowtie).

I. 11. 1. Antennes log-périodiques imprimées avec des dipôles fractals de Koch

Dans [32], une antenne LPDA imprimée avec des dipôles fractals est présentée. Le LPDA proposé est fabriqué sur un substrat TACINIC TLC-338 avec une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 3.38$ et un tangent de perte $\tan\delta = 0,0038$, avec une épaisseur de 1.524 mm, comme illustré dans la Figure I. 29. Les dipôles positionnés sur le dessus et le dessous d'un substrat, chaque dipôle est connecté à la ligne de transmission. Les réponses en fréquence simulées et mesurées, ainsi que le gain sont montrées dans la Figure I. 30.

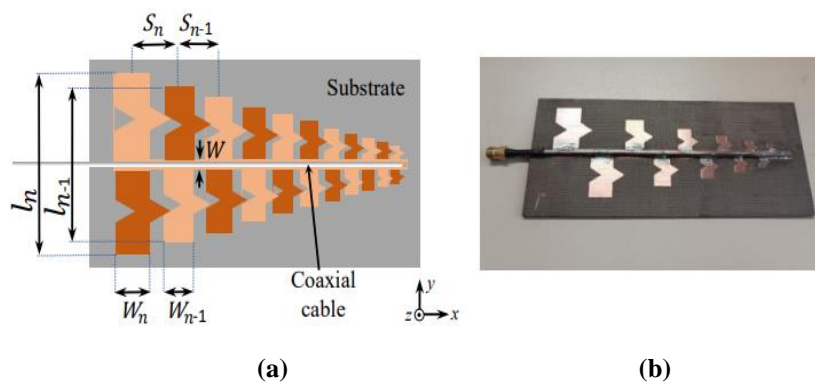


Figure I. 29. (a) Géométrie de l'antenne log-périodique imprimée avec des dipôles fractals de Koch. (b) antenne réalisée [32].

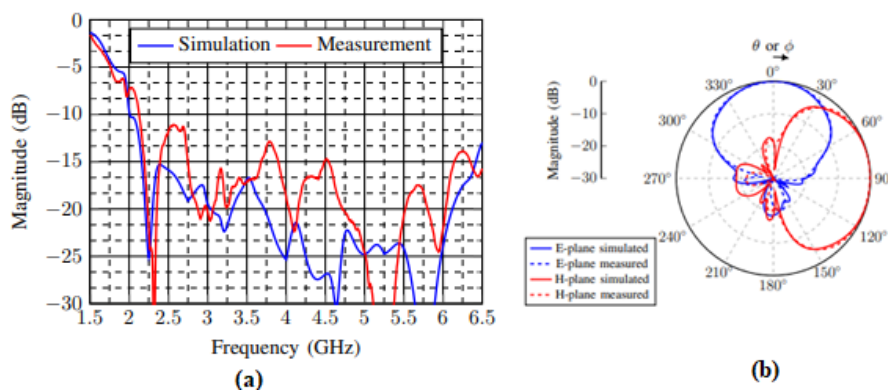


Figure I. 30. (a) Résultats simulés et mesurés du coefficient de réflexion. (b) diagrammes de rayonnement de l'antenne log-périodique dans le plan E et le plan H.

Dans la Figure I. 30. (a), on observe que les réponses mesurées et simulées sont en bon accord. Cependant, quelques légères déviations sont notées en raison des erreurs de précision de fabrication et des pertes des connecteurs. De plus, la Figure I. 30. (b) montre qu'un très bon accord entre les résultats simulés et mesurés du diagramme de rayonnement dans les plan E et H peut être vérifié.

I. 11. 2. Antennes à réseau dipolaire biconique log-périodique

Dans l'étude présentée dans [33], une nouvelle conception, modélisation et fabrication d'une antenne à réseau de dipôles biconiques log-périodiques imprimée (PLPBDA) destinée aux mesures de compatibilité électromagnétique (EMC) est proposée. La structure envisagée utilise des dipôles en forme de nœud de papillon, remplaçant ainsi les dipôles classiques, dans le but d'obtenir une réduction de taille de 50 % et une augmentation de la bande passante de 170 %, grâce à l'utilisation de la technologie PCB. Par ailleurs, la méthode d'alimentation équilibrée, ainsi que les modifications des dimensions des dipôles en forme de nœud de papillon, ont été mises en œuvre pour obtenir une large bande passante couvrant 5.5 GHz, allant de 0.5 GHz à 6 GHz.

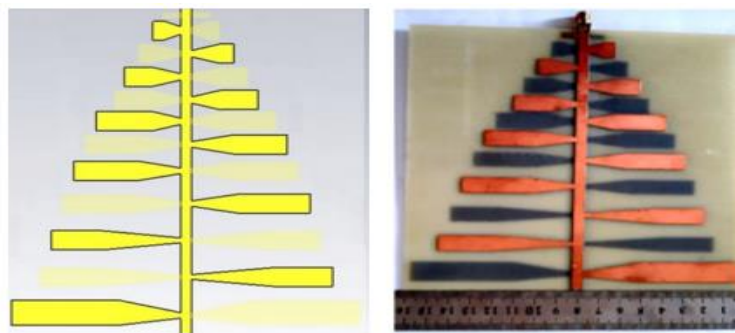


Figure I. 31. La structure géométrique de l'antenne imprimée à dipôles biconiques log-périodiques [33].

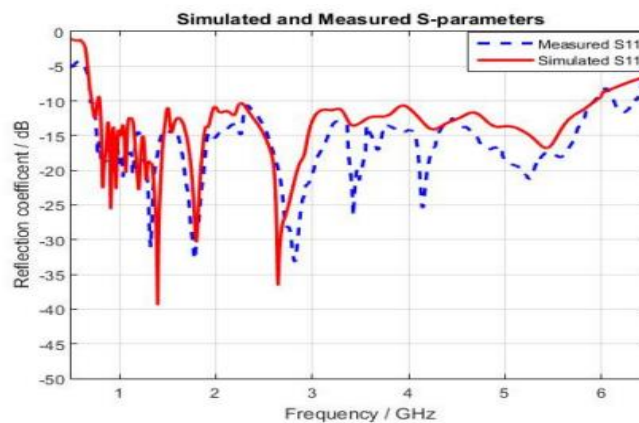


Figure I. 32. Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne proposée.

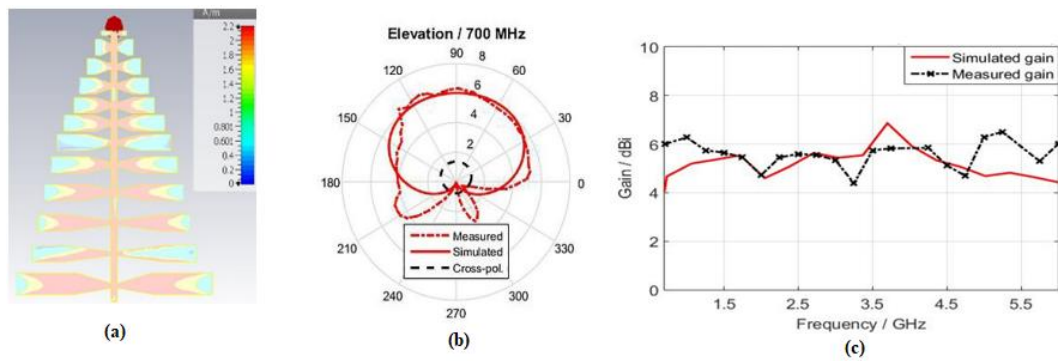


Figure I. 33. (a) Distribution du courant à 0.7 GHz. (b) Diagramme de rayonnement dans le plan E à la fréquence 0.7 GHz. (c) Présentation du gain en fonction de la fréquence.

De plus, la Figure I. 32 présente le coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne. Il est possible d'observer que la conception offre une large bande passante d'impédance s'étendant de 0,55 GHz à 6 GHz, tant dans les résultats simulés que dans les mesures expérimentales. Par ailleurs, la Figure I. 33. (a) illustre la distribution du courant de surface à différentes bandes de fréquences. Il est à noter que la transition de la région active, passant des grands dipôles aux plus petits, coïncide avec le passage à la fréquence de résonance. En outre, les diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans E et H sont en accord avec les résultats obtenus par simulation, comme en témoigne la Figure I. 33. (b). Le rayonnement observé est directif, avec une direction du lobe principal située à 90° dans le plan E. Cette structure se compose de 12 éléments dipolaires et présente des dimensions compactes de $170 \times 160 \times 1.6$ mm. Elle affiche un gain avec une faible fluctuation, variant entre 4.6 et 7 dBi, comme le montre la Figure I. 33. (c), grâce à l'ajout d'un dipôle supplémentaire.

I. 12. Adaptation des antennes log-périodiques à la bande millimétrique

Les antennes log-périodiques sont particulièrement bien adaptées à la bande millimétrique pour plusieurs raisons majeures :

I. 12. 1. Large bande passante

Les antennes log-périodiques sont conçues pour couvrir une large gamme de fréquences, ce qui est essentiel pour la bande millimétrique, qui s'étend de 24 GHz à 300 GHz. Cette caractéristique permet à l'antenne de répondre efficacement à cette large plage de fréquences, tout en maintenant de bonnes performances, avec un minimum de pertes. La conception spécifique des antennes log-périodiques leur permet ainsi une couverture spectrale étendue, indispensable pour ces applications à haute fréquence [34].

I. 12. 2. Adaptabilité aux fréquences élevées

Les antennes log-périodiques sont également optimisées pour offrir une réponse efficace aux fréquences élevées, telles que celles de la bande millimétrique. Ces antennes présentent un gain élevé et une directivité importante, des caractéristiques essentielles pour la transmission de signaux dans cette bande de fréquence. Ces avantages permettent de surmonter les défis liés à la propagation des ondes électromagnétiques dans la bande millimétrique, où la perte de signal peut être un problème majeur.

I. 12. 3. Directivité et gain

Grâce à leur capacité à offrir un bon rapport avant-arrière et une directivité élevée [35], les antennes log-périodiques sont idéales pour l'usage dans le domaine des fréquences millimétriques. En effet, cette bande est caractérisée par des défis liés à l'atténuation du signal, principalement dus aux obstacles qui peuvent disperser ou affaiblir les ondes électromagnétiques. La directivité de l'antenne permet de maximiser la densité d'énergie dans une zone ciblée, ce qui améliore la portée et la pénétration des signaux [34].

I. 12. 4. Adaptation aux applications spécifiques

Les antennes log-périodiques, de par leur conception flexible et leur large bande passante, sont particulièrement adaptées à des applications spécifiques dans la bande millimétrique, telles que les communications sans fil, le radar, et l'imagerie. Leur capacité à maintenir des performances constantes sur une large gamme de fréquences les rend extrêmement polyvalentes, tout en répondant aux exigences de performance strictes de ces technologies de communication et de détection.

I. 12. 5. Flexibilité et simplicité d'utilisation

L'antenne log-périodique se caractérise par une conception simple, reposant sur des éléments dipôles de longueurs variées. Cette configuration facilite à la fois son installation et son utilisation, tout en permettant des ajustements sans altérer de manière significative ses performances électriques. Cette flexibilité confère à l'antenne log-périodique un avantage certain pour les applications nécessitant des modifications ou des configurations spécifiques [36].

I. 12. 6. Faible SWR (Rapport d'ondes stationnaires de tension)

Un autre avantage majeur des antennes log-périodiques réside dans leur faible SWR. Grâce à leur capacité à maintenir une excellente adaptation d'impédance sur une large gamme de fréquences, ces antennes assurent une transmission optimale de l'énergie électromagnétique. Le faible SWR Révèle une bonne adaptation dans le couplage entre l'antenne et la ligne de transport du signal, ce qui réduit les réflexions du signal et diminue les pertes d'énergie, contribuant ainsi à une meilleure efficacité globale du système [37].

I. 13. Domaines d'application des antennes log-périodiques

I. 13. 1. Systèmes d'imagerie radar

Les systèmes d'imagerie radar, comprenant notamment les radars à pénétration du sol (GPR), les radars permettant l'imagerie à travers les murs, l'imagerie médicale et la surveillance, bénéficient largement de l'utilisation d'antennes log-périodiques (LPDA) [38]. Ces antennes se distinguent par leur large bande passante et leur capacité à couvrir une large gamme de fréquences, les rendant particulièrement adaptées à ces applications. En effet, le signal ultra-large bande (ULB) émis par les LPDA peut pénétrer efficacement dans le sol ou traverser des murs, permettant ainsi de détecter des objets ou des anomalies dissimulés et de mesurer les distances avec une grande précision. Leur performance dans les gammes de fréquence millimétriques permet d'améliorer la résolution et la précision des images radar, optimisant ainsi l'efficacité des systèmes d'imagerie radar pour des applications telles que la détection de défauts dans les infrastructures ou dans le domaine médical. Les radars fonctionnent à des fréquences de 24 GHz et 77 GHz [39].

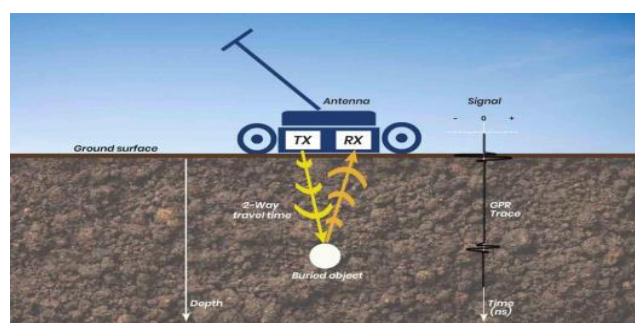


Figure I. 34. Radar à pénétration au sol (GPR) [38].



Figure I. 35. Détection des cibles enfouies sous la neige, le sol ou les débris [38].

I. 13. 2. Système radar de véhicule

Les antennes log-périodiques (LPDA) sont adaptées aux systèmes radar de véhicules, grâce à leur large bande passante et leur précision sur de longues distances. Elles permettent une détection précise des obstacles et peuvent être intégrées au système de navigation pour améliorer la sécurité et la gestion du véhicule.

I. 13. 3. Systèmes de communication par satellite

Dans le cadre de la communication par satellite, les antennes log-périodiques (LPDA) sont utilisées dans les stations terrestres pour recevoir et émettre des signaux dans les bandes millimétriques, telles que les bandes Ka et V. Elles permettent ainsi d'assurer une couverture étendue et une capacité de transmission élevée sur de longues distances.

I. 13. 4. Communications sans fil

Les antennes log-périodiques (LPDA) sont largement adoptées dans les réseaux 5G et au-delà, notamment au sein des stations de base et des équipements de communication, en particulier dans les bandes millimétriques. Grâce à leur capacité à couvrir une large gamme de fréquences tout en offrant un gain élevé et une couverture directionnelle, elles constituent un choix particulièrement adapté pour ces technologies avancées. Par ailleurs, les LPDA sont idéales pour les systèmes de communication sans fil à haute performance en vitesse, car elles assurent une couverture stable et une grande fiabilité sur de longues distances dans les bandes millimétriques. Cela permet de garantir des connexions à haut débit, même dans des environnements mobiles à faible latence.

I.14. Conclusion :

En conclusion, ce chapitre a posé les bases essentielles pour la compréhension des principes fondamentaux des antennes log-périodiques, en particulier dans le cadre des

applications 5G dans la bande millimétrique. Nous avons commencé par une introduction à la cinquième génération (5G) et à la bande millimétrique, en abordant également les divers défis associés à leur utilisation. Par la suite, le chapitre s'est concentré sur les antennes, en mettant un accent particulier sur les antennes log-périodiques à ultra-large bande, en offrant un aperçu détaillé de l'état de l'art ainsi que des différentes fonctions de ces antennes dans le domaine des applications 5G. Les connaissances acquises dans ce chapitre sont cruciales pour aborder le suivant, où nous examinerons plus en profondeur la question de la reconfigurabilité et la conception d'un réseau d'antennes log-périodiques utilisant la technologie SIW. Ce chapitre constituera également l'occasion de présenter cette technologie de manière approfondie.

Références

- [1] Rapport | Pour une politique industrielle du numérique | La 5G dans les chaînes de valeur des données – Un défi technologique et industriel devant nous | Association Nationale Recherche Technologie.” <https://www.anrt.asso.fr/fr/actualites/rapport-pour-une-politique-industrielle-du-numerique-la-5g-dansles-chaines-de-valeur-des> (accessed Jun. 14, 2021).
- [2] Ericsson Mobility Report - November 2020 - Ericsson.” <https://www.ericsson.com/en/mobilityreport/reports/november-2020> (accessed Jun. 14, 2021).
- [3] Bouakez, Wafa, and Aida Khediri. "Conception et optimisation d’antenne patch pour les application 5G." PhD diss., Université de Echahid Cheikh Larbi Tebessi, 2024.
- [4] Lee, Mary, James Dimarogonas, Bryce Downing, Edward Geist, Shane Manuel, and Ryan A. Schwankhart. *Opportunities and Risks of 5G Military Use in Europe*. RAND Corporation, 2023.
- [5] Pi, Zhouyue, and Farooq Khan. "An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems." *IEEE communications magazine* 49, no. 6 (2011): 101-107.
- [6] Dembele, Hamidou. "5G scenarios and evolutions in the new millimeter-wave bands." PhD diss., Ecole nationale supérieure Mines-Télécom Atlantique, 2021.
- [7] Saunders, Simon R., and Alejandro A. Aragón-Zavala. *Antennas and propagation for wireless communication systems*. John Wiley & Sons, 2024.
- [8] Muzzupapa, Vincent. "Développement d’antennes reconfigurables en fréquence dans le domaine millimétrique par l’intégration de condensateurs ferroélectriques." PhD diss., Université de Limoges, 2024.
- [9] Syed, Avez, Nebras Sobahi, Muntasir Sheikh, Raj Mittra, and Hatem Rmili. "Modified 16-quasi log periodic antenna array for microwave imaging of breast cancer detection." *Applied Sciences* 12, no. 1 (2021): 147.
- [10] Gadhavi, Divyaraj, and Trushar Pansuriya. "2.45 GHz Antenna Designs with Impedance Matching Network: NIBE AB, Markaryd, Sweden." (2018).
- [11] Boyer, Alexandre. "support de cours: Antennes." *Institut national des sciences appliquées de Toulouse*.

- [12] ERROUANE, Mohamed El Amine, and Elhachemi Bouhadjar BOUDAUD. "Conception d'un Réseau d'Antennes Patch pour les Réseaux Mobiles 5G Millimétrique." (2021).
- [13] Chaabane, Abdelhalim. "Conception d'une antenne bip large bande a fort gain." PhD diss., 2018.
- [14] GUERROUI, Mohammed. "Conception d'une nouvelle antenne pour une application GPR." PhD diss., 2022.
- [15] Picon, Odile, Laurent Cirio, Christian Ripoll, Geneviève Baudoin, Jean-François Bercher, and Martine Villegas. *Les antennes : Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [16] AISSAOUI, Djelloul. "Etude et Conception d'Antennes Fractales pour des Applications Ultra-Large-Bande." PhD diss., Université de Tlemcen-Abou Bekr Belkaid. 2019.
- [17] Lamia, B. A. R. K. A. T. "Modélisation des antennes microrubans multicouches par une approche neurospectrale." (2023).
- [18] Gadhavi, Divyaraj, and Trushar Pansuriya. "2.45 GHz Antenna Designs with Impedance Matching Network: NIBE AB, Markaryd, Sweden." (2018).
- [19] Bouakez, Wafa, and Aida Khediri. "Conception et optimisation d'antenne patch pour les applications de communication 5G." PhD diss., Université de Echahid Cheikh Larbi Tebessi, 2024.
- [20] CHERIF, Nabil. "Contribution to the Realization of Miniature DGS Hybrid Microwave Components based on SIW Technology for Telecommunications Systems." PhD diss., 2022.
- [21] Valteau, Jérémy. "Miniaturisation d'antennes très large bande pour application spatiales." PhD diss., Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2016.
- [22] Roy, Sunanda, Jun Jiat Tiang, Mardeni Bin Roslee, Md Tanvir Ahmed, and MA Parvez Mahmud. "The frequency-independent wideband planar log-periodic antenna for multiband applications." *Turkish Journal of Computer and Mathematics Education* 12, no. 8 (2021): 2037-2043.
- [23] Wei, Kunpeng, Xiaopeng Zhang, Libin Sun, and Changjiang Deng. "Investigation of a Circularly Polarized Log-Periodic Dipole Antenna." *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* (2024).

- [24] Ulysse, C., A. Meraj, A. Gaugue, C. Letrou, and A. Kreisler. "Antenne planaire log-périodique très large bande (4–160 GHz)." In *16e Colloque International Optique Hertzienne et Diélectrique*. 2001.
- [25] Patre, Situ Rani, Soni Singh, and S. P. Singh. "Study of trapezoidal toothed log-periodic antenna fed through tapered microstrip line-to-coplanar stripline transition." *Microwave and Optical Technology Letters* 57, no. 7 (2015): 1671-1677.
- [26] Zengin, Fatma. "The effects of the trapezoidal dipole array elements on planar log periodic antenna." In *2019 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pp. 333-336. IEEE, 2019.
- [27] Fortino, Nicolas. "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionnels." PhD diss., Université Nice Sophia Antipolis, 2006.
- [28] Wei, Kunpeng, Xiaopeng Zhang, Libin Sun, and Changjiang Deng. "Investigation of a Circularly Polarized Log-Periodic Dipole Antenna." *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* (2024).
- [29] Im, Changhyeon, Sangwoon Youn, Tae Heung Lim, and Hosung Choo. "Design of a Compact Log Periodic Dipole Array Antenna for Broadband and High-Power Beam Synthesis Using Superposition." *Journal of Electromagnetic Engineering and Science* 24, no. 3 (2024): 234-242.
- [30] Chen, Yicong, Shuobo Wang, Shuhai Shi, Mei Jiang, Jun Ding, Jianjun Gao, and Guohua Zhai. "Landstorfer printed log-periodic dipole array antenna with enhanced stable high gain for 5G communication." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 69, no. 12 (2021): 8407-8414.
- [31] Donelli, Massimo, Mohammedhusen Manekiya, Viviana Mulloni, Giada Marchi, and Roberto Mendicino. "A compact ultra-wide band printed log-periodic antenna using a bow-tie structure." *Progress In Electromagnetics Research C* 124 (2022): 43-52.
- [32] Rodrigues, Arielly, Edson R. Schlosser, and Marcos V. Heckler. "A Detailed Design Procedure for Printed Log-Periodic Antennas with Koch Fractal Dipoles." *Journal of Communication and Information Systems* 39, no. 1 (2024): 13-21.

- [33] Abdulhameed, Abdulghafor A., and Zdeněk Kubík. "Design a compact printed log-periodic biconical dipole array antenna for EMC measurements." *Electronics* 11, no. 18 (2022): 2877.
- [34] Sushko, Oleksandr, Stepan Piltyay, and Fedir Dubrovka. "Symmetrically fed 1–10 GHz log-periodic dipole antenna array feed for reflector antennas." In *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, pp. 222-225. IEEE, 2020.
- [35] Li, Xin-Rong, Mao Ye, and Qing-Xin Chu. "Novel high gain printed log-periodic dipole antenna." In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 1647-1648. IEEE, 2016.
- [36] Wang, Zhixin, Xiaoyan Zhao, Fangzheng Ji, Shichun Huang, and Zhaoneng Jiang. "Ultra-wideband cylindrical conformal array antenna based on lpkda." In *2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, pp. 1-4. IEEE, 2020.
- [37] Islam, Md Ashraful, Hussain Mohammed Jihad, Md Amirul Muminin, Nitol Dhar, and Afshana Begum. "Design and Simulation of A Compact Log Periodic Dipole Array (LPDA) Antenna for UWB Applications." In *2021 2nd International Conference for Emerging Technology (INCET)*, pp. 1-5. IEEE, 2021.
- [38] Arzur, Fabien. "Radar automobile, simulateur de cible, ligne à retard, système de test, large bande, reconfigurable, SER." PhD diss., Université de Bretagne Occidentale, 2017.
- [39] Bitchikh, Mounira. "Les antennes ultra large bande dans le domaine des communications mobiles." PhD diss., Alger, Ecole Nationale Polytechnique, 2014.

Chapitre II :

Etat de l'art sur la reconfigurabilité et la technologie SIW

II. 1. Introduction

Les antennes reconfigurables jouent un rôle crucial, tant dans le milieu académique qu'industriel, dans le cadre des systèmes de communication modernes en micro-ondes et en ondes millimétriques. Elles permettent une utilisation optimale du spectre en ajustant leurs caractéristiques, telles que la fréquence et le diagramme de rayonnement, afin de s'adapter aux exigences spécifiques du système ainsi qu'aux conditions de l'environnement. Plusieurs paramètres, tels que le diagramme de rayonnement, la fréquence et la polarisation, ou une combinaison de ces trois, peuvent être modifiés pour reconfigurer l'antenne.

Dans ce contexte, l'intégration des guides d'ondes au substrat (SIW) dans les conceptions d'antennes reconfigurables a ouvert de nouvelles perspectives. Les SIW permettent de miniaturiser et d'intégrer les antennes tout en conservant des performances optimales, ce qui est essentiel pour les applications modernes en micro-ondes et en ondes millimétriques.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à l'introduction de certaines notions sur les antennes reconfigurables, ainsi qu'aux technologies de guide d'ondes planaires et de guides d'ondes intégrés au substrat (SIW). De plus, les filtres SIW et les antennes SIW seront abordés et caractérisés.

II. 2. Notions fondamentales sur la reconfigurabilité des antennes millimétriques

Une antenne reconfigurable désigne un dispositif capable d'ajuster de manière dynamique une ou plusieurs de ses caractéristiques, telles que la fréquence de fonctionnement, l'état de polarisation ou le diagramme de rayonnement [1], en réponse aux exigences opérationnelles ou au contexte d'utilisation du système. Parallèlement à l'évolution des télécommunications vers des bandes de fréquences plus élevées, notamment la bande millimétrique [24 – 300] GHz, les antennes reconfigurables sont de plus en plus conçues pour intégrer ces caractéristiques ajustables. Cette capacité de reconfiguration permet à l'antenne non seulement de combiner plusieurs fonctions, mais également d'optimiser ses performances en temps réel, en fonction des besoins spécifiques des applications de communication [2].

II. 3. Les différents mécanismes de la reconfigurabilité des antennes

Dans le domaine des antennes reconfigurables, plusieurs approches permettent d'atteindre la reconfigurabilité, la majorité reposant sur des mécanismes de commutation. Ces mécanismes peuvent être physiques, électriques, optiques ou fondés sur des matériaux ajustables. Les techniques de commutation électrique et optique requièrent des réseaux d'alimentation

complexes et coûteux, tandis que l'utilisation de ferrites et de cristaux liquides pour la commutation présente des avantages notables, notamment en termes de flexibilité. Un aperçu des principales techniques de reconfigurabilité des antennes est illustré à la Figure II. 1.

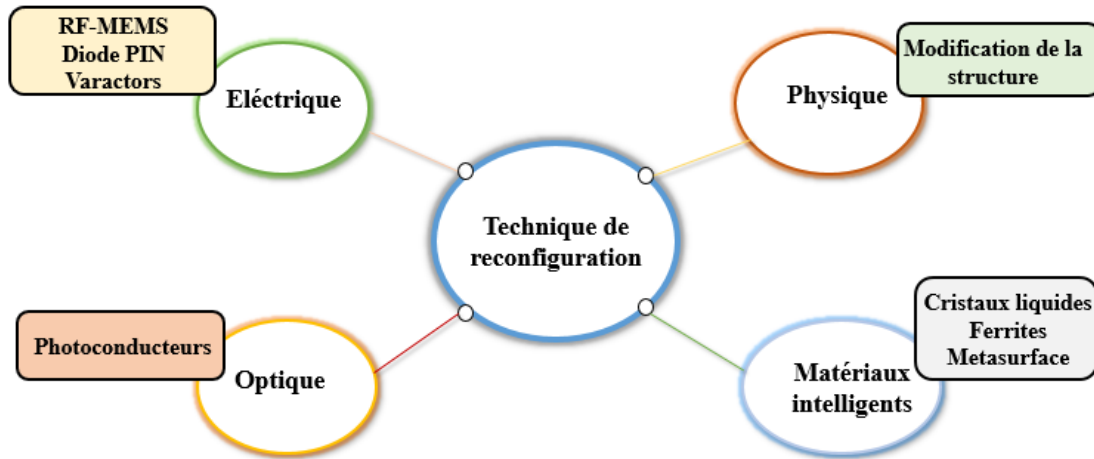


Figure II. 1. Différentes techniques de reconfigurabilité.

Les techniques de reconfigurabilité des antennes comprennent différentes approches, chacune permettant d'ajuster les performances de l'antenne selon des besoins spécifiques. La reconfiguration électrique s'appuie sur l'intégration de commutateurs, tels que les systèmes RF-MEMS, les diodes PIN, les diodes varactor. Ces dispositifs permettent de connecter ou de déconnecter certaines parties de l'antenne et de redistribuer les courants, modifiant ainsi les champs radiés [3-4]. Les antennes à commutateurs RF-MEMS fonctionnent par le biais de mouvements mécaniques, tandis que les diodes PIN et varactor, grâce à leur vitesse de commutation plus élevée, offrent une reconfiguration plus dynamique [5-6].

Les techniques optiques, quant à elles, reposent sur l'utilisation de commutateurs photoconducteurs, lesquels deviennent conducteurs lorsqu'ils sont soumis à un faisceau laser, facilitant ainsi la reconfiguration [7-8]. La reconfiguration physique consiste, pour sa part, à modifier la structure de l'antenne en utilisant des actionneurs, ce qui permet d'augmenter la flexibilité de l'antenne [9-10]. Enfin, l'intégration de matériaux intelligents, tels que les métamatériaux [11], les ferrites, les cristaux liquides et les fluides diélectriques [14], permet d'adapter les caractéristiques de l'antenne en fonction des besoins spécifiques.

Chacune de ces méthodes permet d'atteindre une reconfigurabilité en modifiant divers paramètres de l'antenne, qu'il s'agisse de la distribution des courants de surface, de la structure physique, du réseau d'alimentation ou des bords rayonnants, influençant ainsi l'ensemble des performances de l'antenne.

II.3.1. Diodes PIN

Une diode PIN est un composant électronique semi-conducteur composé de trois régions distinctes : une région dopée de type P (anode), une région dopée de type N (cathode) et une région intrinsèque, non dopée, située entre les deux autres [13]. Ce dispositif est principalement utilisé pour les applications de commutation, permettant ainsi la réalisation de fonctions de reconfigurabilité discrètes dans divers circuits, notamment dans les antennes reconfigurables [13].

Dans son état OFF, la diode PIN se comporte comme un circuit ouvert, présentant une impédance élevée, tandis qu'à l'état ON, elle agit comme un court-circuit à faible impédance, permettant le passage du courant. Ce comportement est directement influencé par la polarisation de la diode, qui modifie la zone de charge d'espace dans la région intrinsèque, entraînant une réduction de la capacité de la jonction. Cette capacité à moduler la capacité de la jonction permet à la diode PIN de fonctionner efficacement à haute fréquence. Les diodes PIN sont couramment utilisées dans des applications telles que les antennes reconfigurables, où elles permettent de modifier la polarisation, le diagramme de rayonnement ou la fréquence des antennes [14-15]. Elles sont particulièrement recherchées du fait de leur coût modéré, de leur taille variable et de leur rapidité de commutation. Cependant, l'un de leurs inconvénients majeurs réside dans la consommation de courant continu lorsqu'elles sont activées. Ce type de composant est fréquemment intégré dans des antennes, telles que les dipôles imprimés, les antennes à fentes, et les antennes patch micro-ruban, pour améliorer leur performance en termes de reconfigurabilité [14-15].

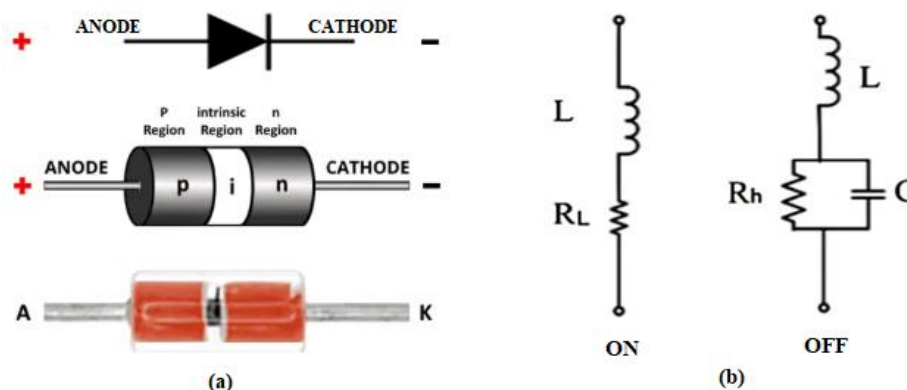


Figure II. 2. (a) Configuration de la diode PIN, (b) et son circuit équivalent dans les modes ON et OFF.

II. 3. 2. Diode varicap

La diode varicap, de même nommée appelée varactor ou condensateur variable, est une diode à jonction PN opérant en polarisation inverse, dont la capacité varie en fonction de la

tension appliquée. Lorsqu'on modifie cette tension, la zone de déplétion s'élargit ou se contracte, entraînant ainsi des variations de la capacité. Contrairement à la diode PIN, qui offre une variation discrète, la diode varicap permet une variation continue de la capacité. Elle est couramment utilisée dans des applications telles que l'amplification paramétrique, l'accord automatique des récepteurs radio, la génération d'harmoniques, ainsi que dans les oscillateurs contrôlés par la tension, notamment pour les émetteurs FM et les synthétiseurs de fréquence [16].

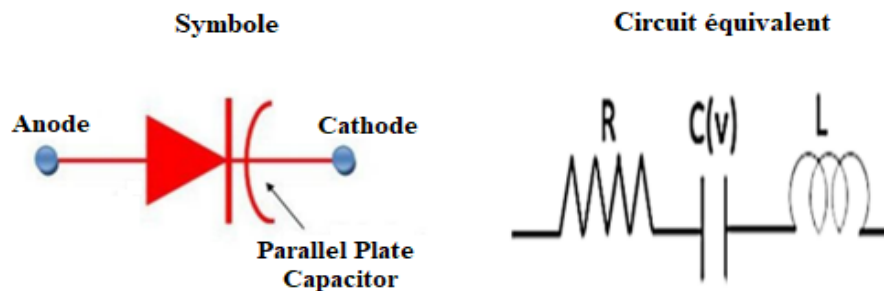


Figure II. 3. Le symbole et le schéma équivalent d'une diode varicap.

II. 3. 3. RF-MEMS

Le commutateur RF à systèmes micro-électromécaniques (MEMS) a été développé en 1990-1991 par le Dr Larry Larson des laboratoires de recherche Hughes à Malibu, en Californie, avec le soutien de la DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) [17]. Ces commutateurs reposent sur un mouvement mécanique permettant de créer un court-circuit ou un circuit ouvert (voir Figure II.4). Comparés aux diodes PIN ou à d'autres diodes à semi-conducteurs, les commutateurs MEMS RF présentent plusieurs avantages, tels qu'une perte d'insertion réduite, une meilleure isolation, une faible consommation d'énergie en courant continu, ainsi qu'une gestion de la puissance relativement élevée.

Cependant, ces commutateurs comportent également certains inconvénients, notamment des tensions d'activation élevées, un coût supérieur, une fiabilité moindre et une disponibilité commerciale restreinte [18]. Néanmoins, leur large plage de fréquences de fonctionnement leur permet de s'adapter à diverses conceptions d'antennes et d'être utilisés dans de nombreuses applications [19-20].

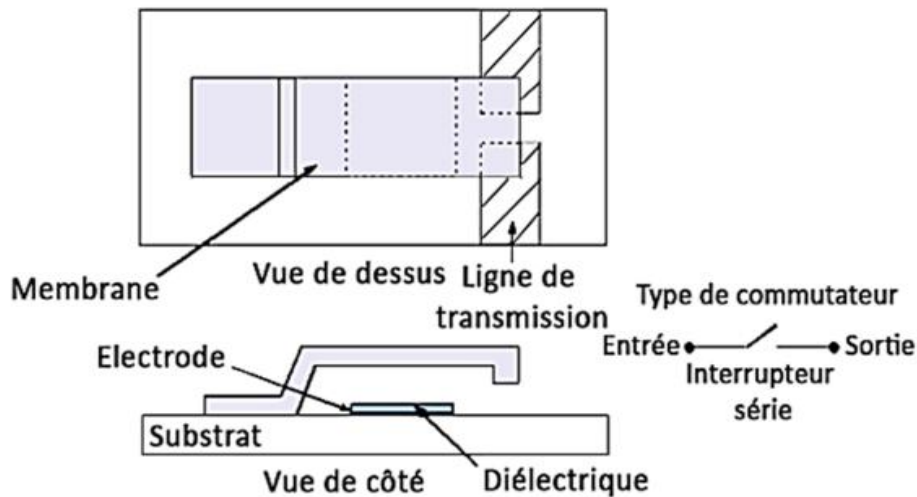


Figure II. 4. Structure d'un commutateur MEMS pour RF [18].

II. 3. 4. Commutateur optique

La reconfiguration optique des antennes repose sur l'utilisation de commutateurs contrôlables par un biais optique. Contrairement aux commutateurs traditionnels à polarisation électrique, les commutateurs optoélectroniques permettent de moduler l'impédance d'un composant en fonction de l'illumination, ajustant ainsi sa valeur entre une impédance faible ou élevée. Ces commutateurs, réalisés à partir de matériaux semi-conducteurs tels que le silicium ou l'arsénure de gallium, éliminent la nécessité de fils métalliques et offrent une isolation supérieure avec moins d'interférences par rapport aux commutateurs électriques classiques. De plus, ils présentent des vitesses de commutation extrêmement rapides (de l'ordre de la nanoseconde), permettant un contrôle optique des bandes passantes et du diagramme de rayonnement des antennes. Grâce à ces caractéristiques, les commutateurs optoélectroniques offrent des performances accrues, telles que de faibles pertes, une légèreté, une immunité au bruit et une isolation des circuits RF, rendant ainsi les antennes reconfigurables plus efficaces et particulièrement adaptées aux applications avancées [21-22].

II. 3. 5. Matériaux agiles

La reconfiguration des antennes par modification des propriétés matérielles repose sur l'utilisation de matériaux dont les caractéristiques, telles que la permittivité ou la perméabilité, peuvent être modifiées sous l'effet d'un champ externe, qu'il soit électrique ou magnétique. Cette approche permet de régler la fréquence de fonctionnement de l'antenne en ajustant la longueur électrique effective de celle-ci, entraînant ainsi un décalage de fréquence. Parmi les matériaux employés dans ce contexte, on retrouve les cristaux liquides, les matériaux ferroélectriques et les ferrites. Par exemple, l'application d'un champ électrique statique sur un cristal liquide

modifie sa permittivité, tandis qu'un champ magnétique statique appliqué à une ferrite affecte sa perméabilité. Ces matériaux présentent l'avantage d'offrir des permittivités et perméabilités relatives élevées, ce qui permet de réduire la taille des antennes. Cependant, l'utilisation de ces matériaux peut soulever des défis, notamment en raison de la conductivité des matériaux ferroélectriques et ferritiques, qui peut altérer l'efficacité de l'antenne.

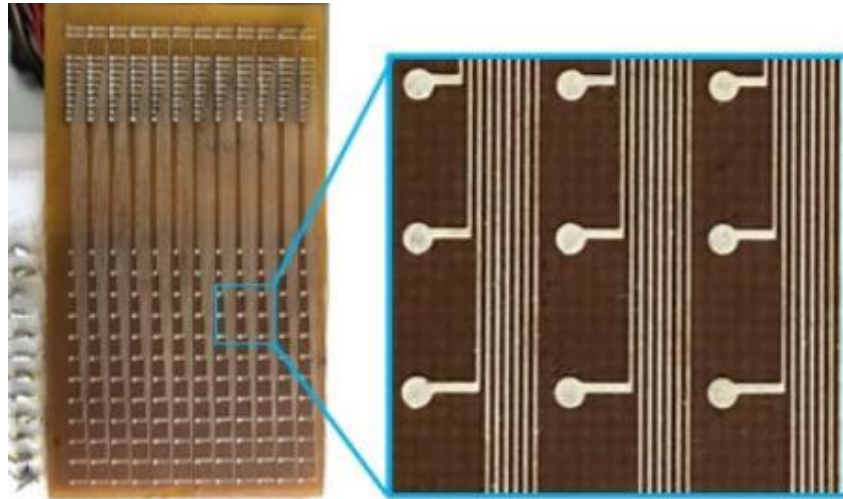


Figure II. 5. Un reflectarray reconfigurable basé sur du cristal liquide [23].

II. 3. 6. Modification mécanique

Les antennes reconfigurables par modifications mécaniques reposent sur des ajustements physiques dans leur structure, permettant ainsi de produire des décalages de fréquence, que ce soit pour des bandes commutées ou à variation continue. Ces ajustements sont relativement simples à simuler, car ils impliquent la modification mécanique d'un ou plusieurs paramètres. Cependant, cette approche présente des défis notables, notamment en ce qui concerne la conception physique de l'antenne, le mécanisme d'actionnement et la préservation des autres caractéristiques de l'antenne face à des changements structurels significatifs. Par exemple, certaines antennes peuvent être reconfigurées en faisant tourner un disque à un angle spécifique pour activer ou désactiver une partie de l'antenne, ou en ajustant la tension d'une antenne enroulable à l'aide d'un moteur, ce qui permet de modifier ses caractéristiques de manière continue. À titre d'exemple, dans la Figure II. 6, une étude a été menée sur une antenne dipôle entièrement textile, brodée, dotée d'une reconfiguration mécanique de la fréquence. Cette reconfiguration est obtenue par le repliement des bras du dipôle selon une formation triangulaire, les bandes Velcro conductrices servant à guider et ajuster l'agencement du dipôle. La méthodologie de conception proposée permet de moduler la

fréquence dans une plage allant de 780 à 1330 MHz, couvrant ainsi les bandes UHF et L, tout en maintenant des performances de rayonnement satisfaisantes.

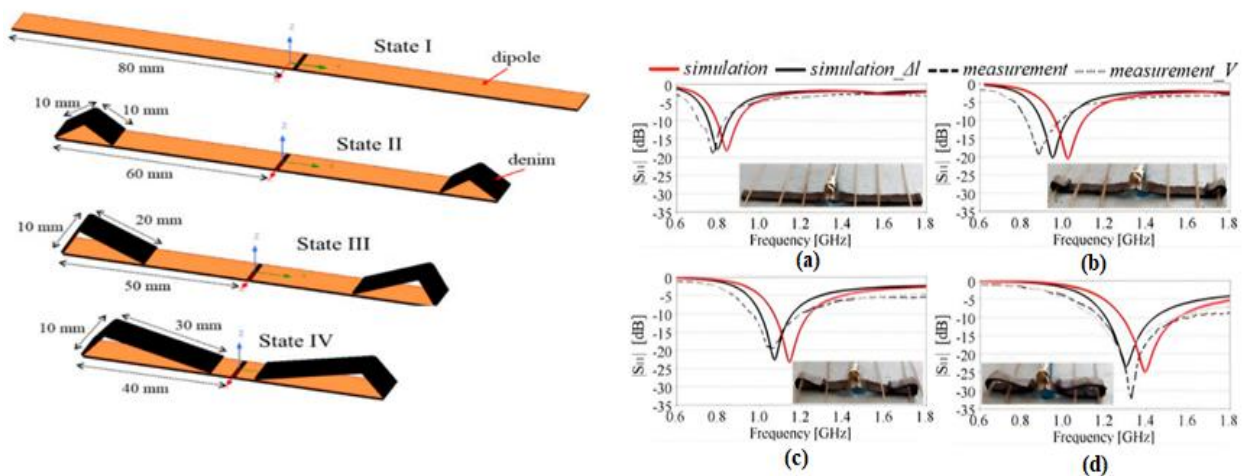


Figure II. 6. Reconfigurabilité par moyens mécaniques, Réponse en fréquence du coefficient de réflexion simulée et mesurée ($|S_{11}|$) de l'antenne dipôle proposée sous différents états de repliement : (a) I. (b) II. (c) III. (d) IV. [24].

II. 4. Typologie des antennes reconfigurables

II. 4. 1. Antenne reconfigurable en fréquence

Les antennes reconfigurables en fréquence offrent la capacité de modifier leur fréquence de fonctionnement afin de couvrir diverses bandes de communication, Cela offre la possibilité de supprimer la nécessité d'installer plusieurs antennes physiques. Cette reconfiguration peut être réalisée de manière discrète, par commutation entre différentes bandes, ou de manière continue, en ajustant la fréquence de résonance. Ces antennes utilisent divers mécanismes d'accord, tels que des commutateurs électroniques ou des matériaux ajustables. Elles permettent ainsi une flexibilité qui aide les systèmes à s'adapter aux exigences des différents standards de communication en fonction de la disponibilité du spectre, optimisant l'utilisation de ce dernier et réduisant les interférences [25].

Dans l'article [26], une antenne reconfigurable en ondes millimétriques (25 GHz - 30 GHz) pour les applications de communication sans fil 5G a été présentée. Cette antenne est constituée de 9 cellules unitaires agencées en un réseau de type 3x3, chaque cellule étant composée d'un patch hexagonal entouré d'un résonateur à anneau fendu (Figure II. 7) . Deux de ces cellules unitaires sont interconnectées à l'aide de diodes PIN, en activant ces diodes PIN selon différents modes de fonctionnement (11, 10, 01, 00 - ON ON, ON OFF, OFF ON, OFF OFF), l'antenne offre une capacité de reconfiguration fréquentielle continue de haute qualité dans la bande millimétrique, comme l'illustre la Figure II. 8.

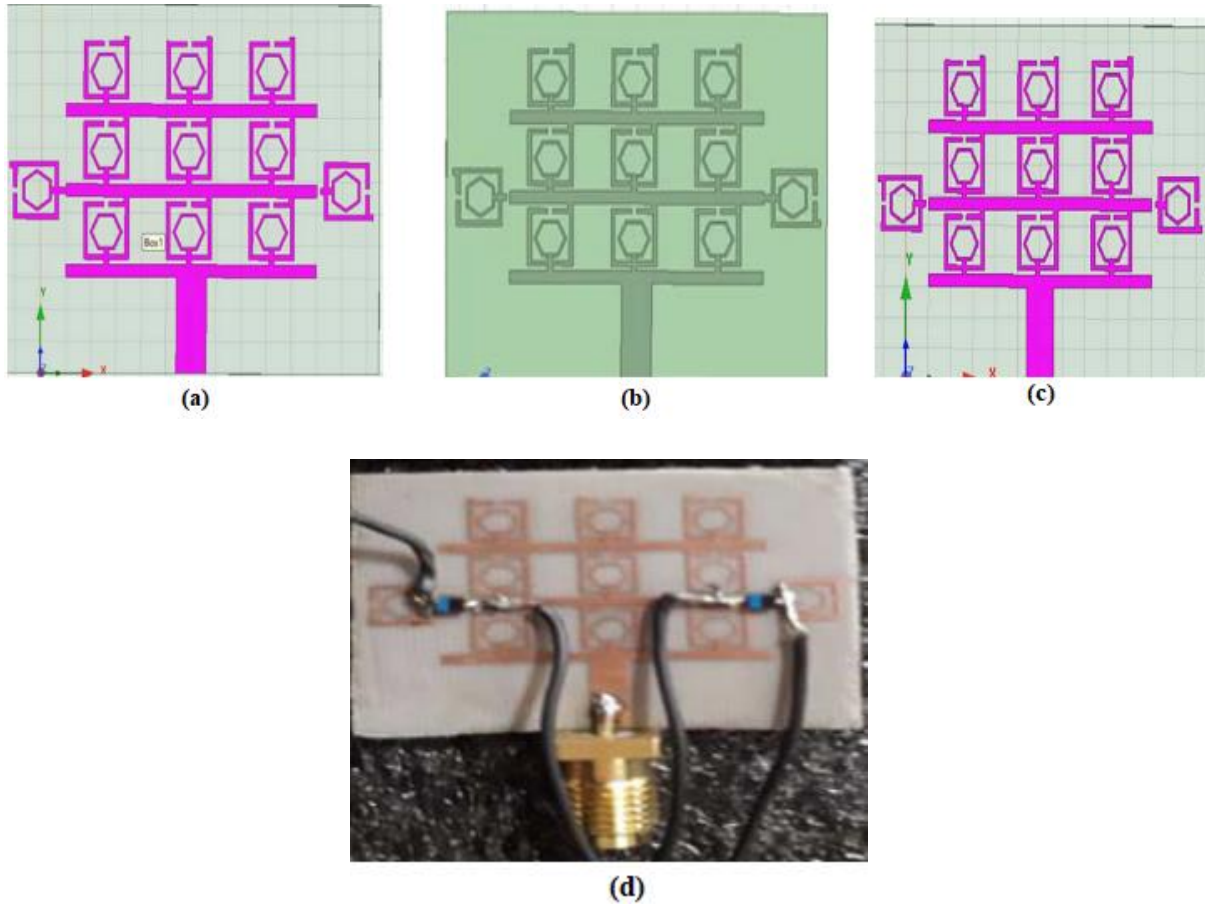


Figure II. 7. (a) Conception du mode 10. (b) Conception du mode 01. (c) Conception du mode 00. (d) Antenne reconfigurable fabriquée [26].

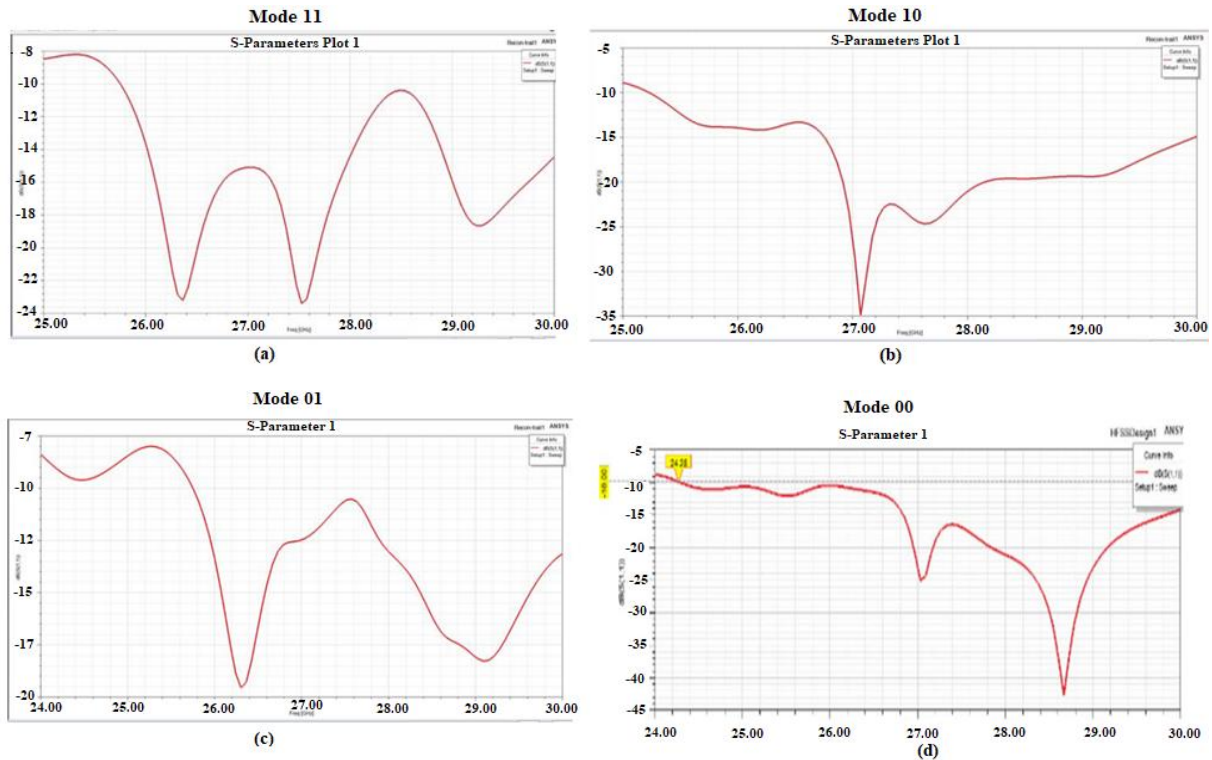


Figure II. 8. S11 dans différents modes : (a) 11 mode. (b) 10 mode. (c) mode 01. (d) mode 00.

II. 4. 2. Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement

Les antennes reconfigurables à diagramme de rayonnement sont capables de modifier la direction de l'énergie qu'elles rayonnent, ce qui leur permet d'ajuster dynamiquement la zone de couverture ou de se concentrer sur une cible précise. Ce processus est généralement réalisé à l'aide de techniques telles que les déphaseurs électroniques contrôlés, les commutateurs ou encore les réseaux d'antennes reconfigurables. Dans des applications comme les antennes intelligentes pour la 5G, cette capacité permet la gestion du faisceau (beam-steering), où l'antenne ajuste son rayonnement afin de suivre un utilisateur ou un objet, ce qui optimise la puissance du signal et minimise les interférences avec d'autres utilisateurs. Par exemple, dans les systèmes de communication par satellite, ces antennes peuvent rediriger leur diagramme de rayonnement pour maintenir une connexion stable avec un satellite en mouvement, assurant ainsi une communication continue. Les antennes à réseau phasé, qui représentent une forme répandue d'antennes à diagramme de rayonnement reconfigurables, sont fréquemment utilisées dans les applications radar et militaires, où un contrôle précis de la direction du faisceau est essentiel [25].

L'article [27] présente un exemple d'antenne millimétrique reconfigurable en diagramme de rayonnement, proposée pour des applications 5G. Cette antenne est réalisée à l'aide d'un procédé de circuit imprimé à faible coût, sur un substrat CuClad 217, et comporte

deux éléments rayonnants orientés dans des directions différentes, tous deux alimentés par un seul port RF. Pour permettre une alimentation sélective de chaque élément rayonnant, deux diodes PIN commerciales ont été intégrées entre les éléments rayonnants et la ligne d'excitation (voir Figure II. 9), permettant d'activer alternativement l'un ou l'autre des éléments. L'antenne fonctionne selon deux modes distincts : le mode L, où la diode PIN (L) est activée (ON) et la diode PIN (R) désactivée (OFF), et le mode R, où la diode PIN (L) est désactivée (OFF) et la diode PIN (R) activée (ON) (Figure II. 9. (b)). Un prototype a été fabriqué pour évaluer expérimentalement les performances de cette architecture (voir Figure II. 9. (d)). En fonction du mode de fonctionnement, le faisceau est dirigé vers les angles $\varphi = -45^\circ$ en mode L et $\varphi = +45^\circ$ en mode R dans le plan azimutal $\theta = 90^\circ$. Dans les deux configurations, l'antenne offre un gain d'environ 3 dB et une largeur de faisceau de 80° , avec une réponse en fréquence pratiquement constante (Figure II. 10).

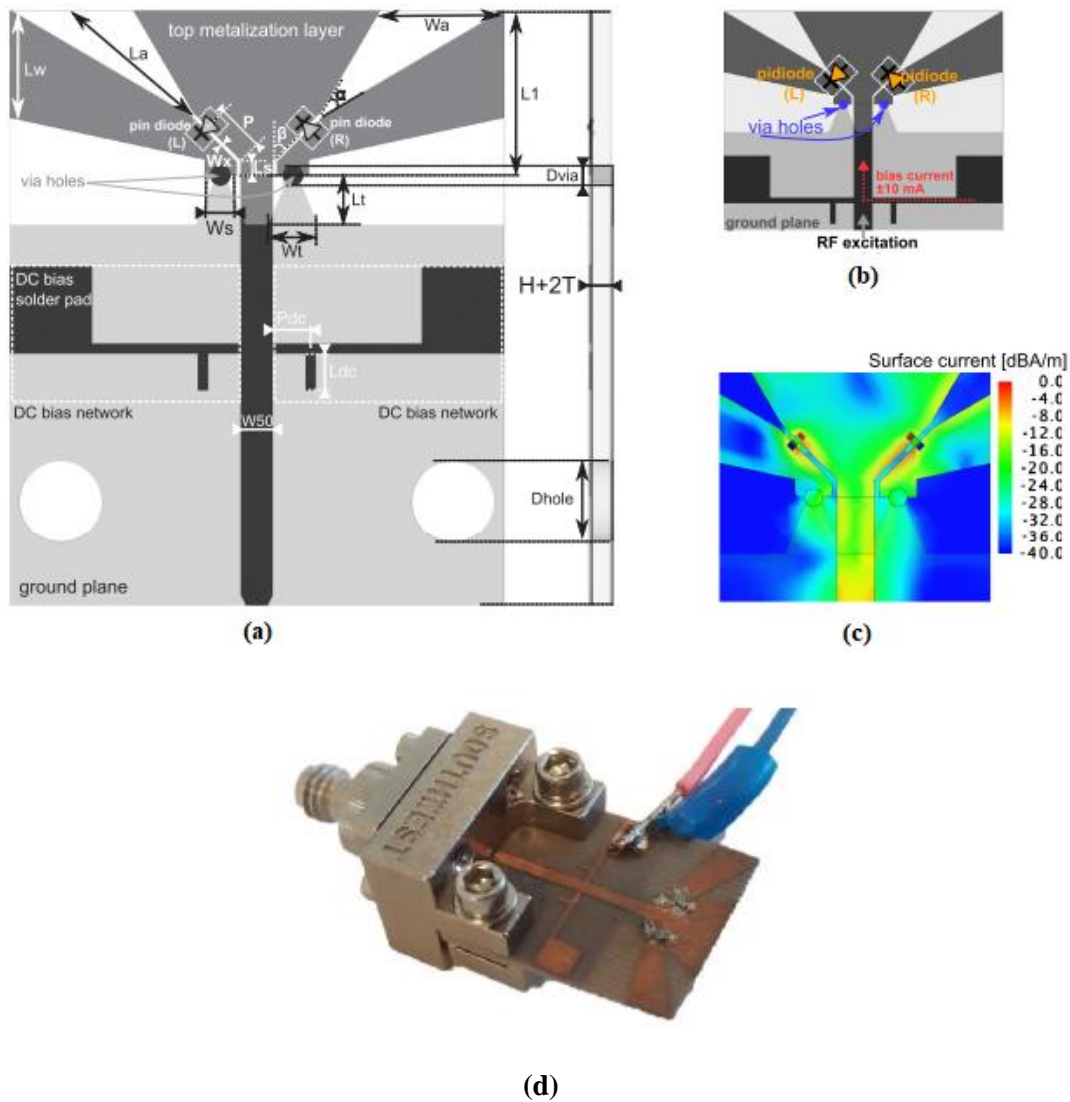


Figure II. 9. (a) Architecture d'une antenne millimétrique destinée aux applications 5G, rendue reconfigurable en termes de rayonnement grâce à l'intégration de diodes PIN. (b) Modes de fonctionnement en fonction de la diode alimentée. (c) Distribution de la densité.

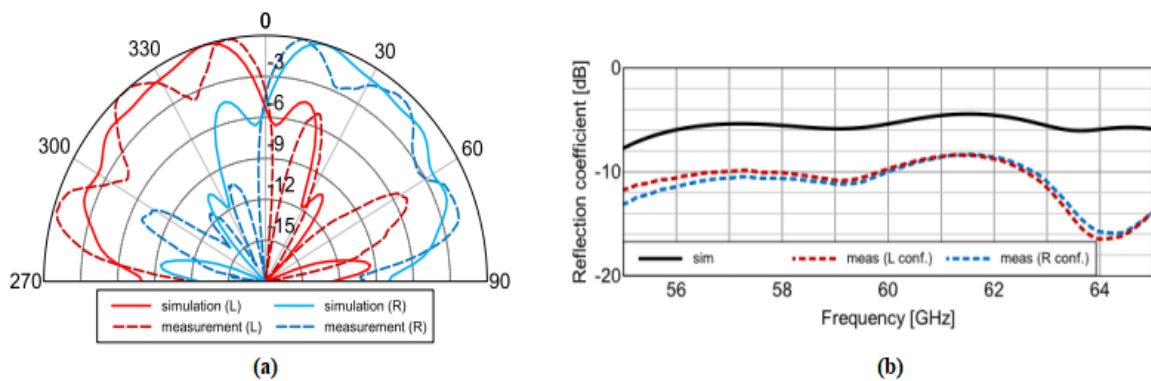


Figure II. 10. Résultats de l'antenne présentée dans [27]. (a) Comparaison des diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés (dB) dans le plan horizontal ($\theta = 90^\circ$) pour les deux états de commutation à une fréquence de 60 GHz, (b) coefficient de réflexion.

II. 4. 3. Antenne reconfigurable en Polarisation

Les antennes reconfigurables en polarisation offrent la possibilité de changer dynamiquement d'état de polarisation, permettant ainsi de passer d'une polarisation verticale, horizontale, circulaire ou elliptique, en fonction des besoins opérationnels spécifiques. Ce mécanisme est crucial, car une non-correspondance de polarisation entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice peut entraîner des pertes de signal importantes. Pour ce faire, ces antennes intègrent des éléments accordables ou des dispositifs mécaniques permettant d'ajuster leur polarisation, garantissant ainsi une correspondance optimale avec la polarisation du récepteur. Par exemple, dans le cadre des communications mobiles, des appareils équipés de telles antennes peuvent adapter leur polarisation en fonction de l'orientation de l'appareil, assurant ainsi une constance de la qualité du signal, même en cas de rotation ou d'inclinaison de l'appareil. De plus, dans les systèmes de communication par satellite, la possibilité de commuter entre polarisation linéaire et circulaire permet à l'antenne de s'adapter à diverses configurations de communication, garantissant une connexion stable et optimale [25].

Un exemple d'antenne en réseau reconfigurable en polarisation utilisant des diodes PIN, proposé à 28 GHz, est illustré dans [28] (voir Figure II. 11). Cette antenne est capable de basculer son fonctionnement entre la polarisation circulaire droite (RHCP) et la polarisation circulaire gauche (LHCP) comme illustré dans les Figures (II. 11. (b)), (II. 11. (c)). La reconfigurabilité CP est obtenue en commutant électroniquement deux paires de diodes PIN dans le circuit d'alimentation, qui se compose d'un coupleur à ligne de branchement et de deux bras d'alimentation (voir Figure II. 11. (d)). La configuration proposée permet de réduire le nombre d'éléments de réglage et d'utiliser des diodes PIN non idéales à des fréquences millimétriques.

Les mesures ont confirmé que la conception proposée peut prendre en charge la reconfigurabilité CP dans la plage de 27.5 à 28.35 GHz pour les applications 5G. Un gain maximal mesuré d'environ 6 dBi (Figure II. 13 (b)) et une efficacité de rayonnement d'environ 51 % sur la bande de fréquence sont obtenus pour les deux états de CP (Figure II. 13 (c)).

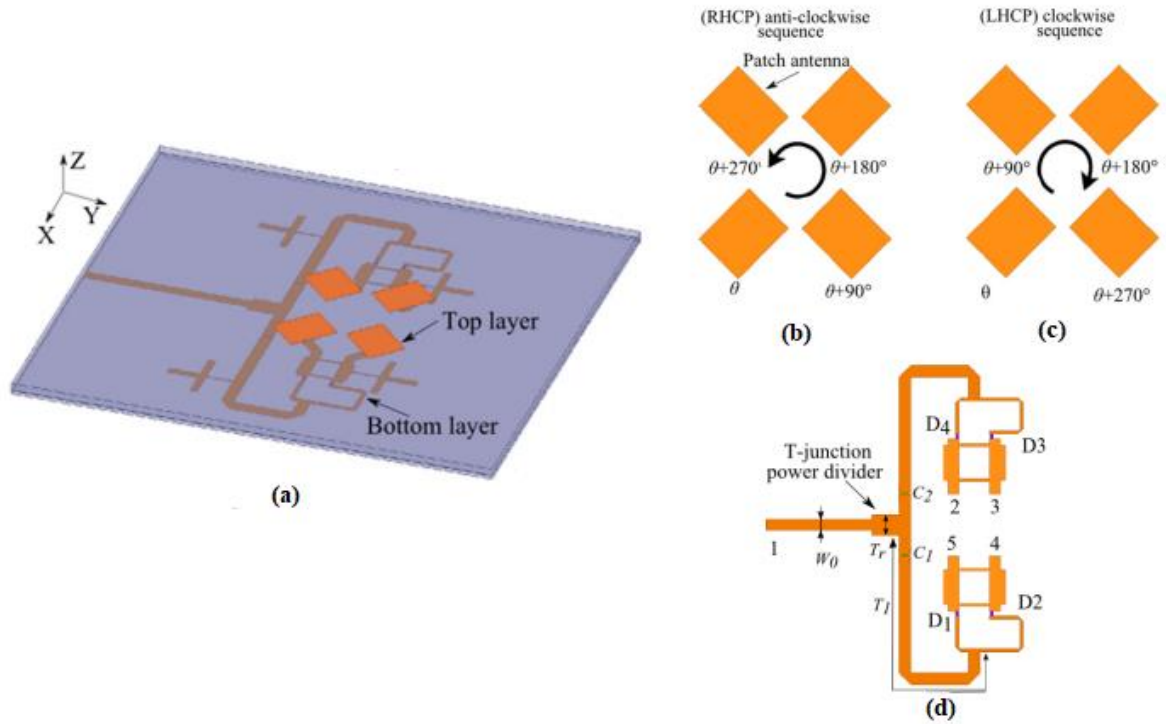


Figure II. 11. Arrangement proposé de l'antenne en réseau pour l'opération CP. (a) Réseau d'antennes reconfigurables en polarisation. (b) Séquence de retard de phase pour RHCP. (c) Séquence de retard de phase pour LHCP. θ est l'angle de référence. (d) réalisation.

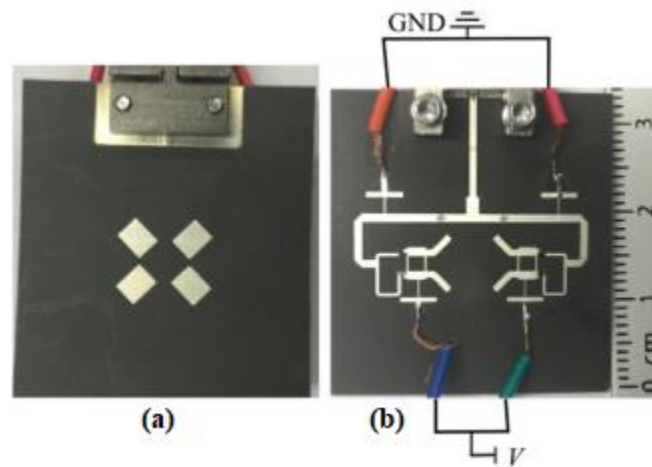


Figure II. 12. Photographie du prototype fabriqué. (a) Vue du dessus. (b) vue du dessous [28].

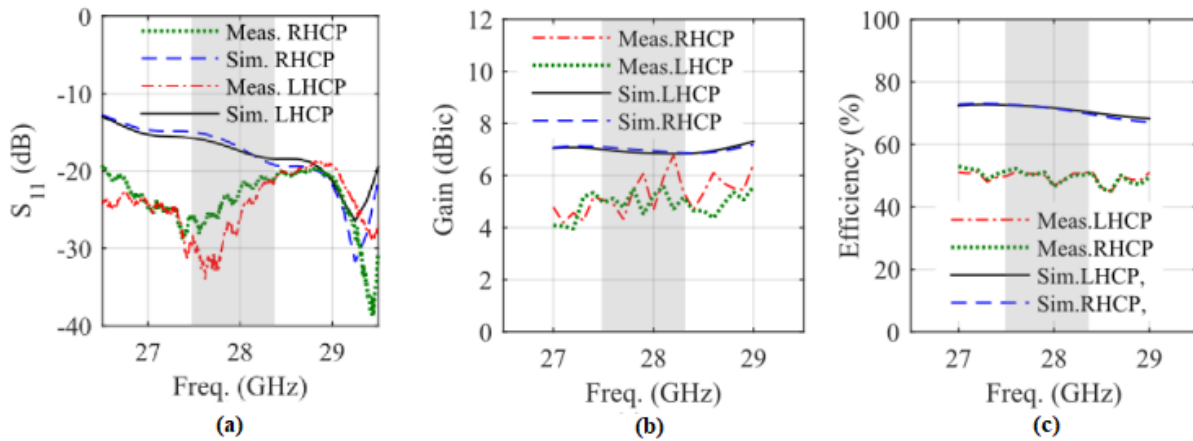


Figure II. 13. (a) S_{11} simulé et mesuré du réseau d'antennes proposé. (b) Gain de faisceau mesuré du réseau d'antennes proposé. (c) efficacité mesurée.

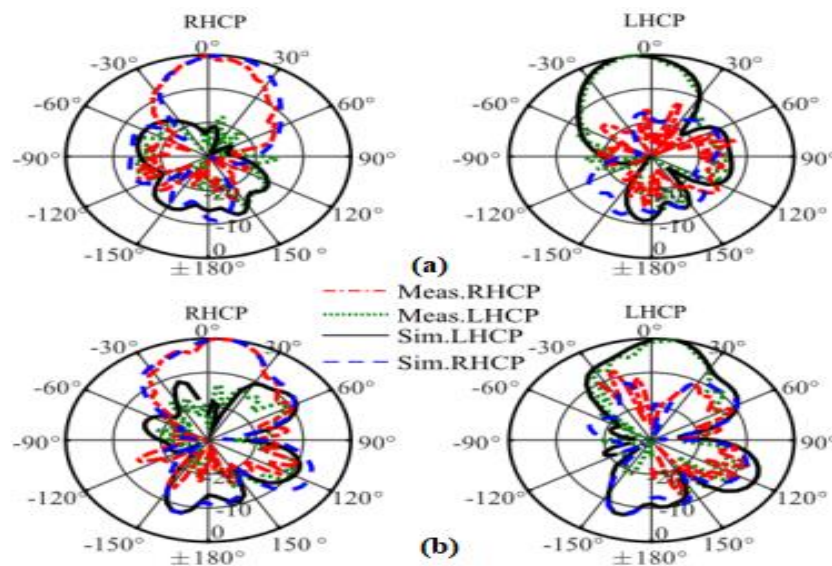


Figure II. 14. Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés à 28 GHz. (a) Plan x-z. (b) Plan y-z.

II. 5. Applications et Perspectives des Antennes Reconfigurables dans les Systèmes Modernes

Les récentes avancées dans les applications de communication sans fil ont conduit à la nécessité de développer une nouvelle génération d'antennes reconfigurables. Ces antennes sont conçues pour s'adapter dynamiquement aux environnements variés et pour ajuster leurs caractéristiques en fonction des conditions ambiantes. Grâce à leur capacité de reconfiguration, elles peuvent améliorer la performance des systèmes de communication dans des contextes changeants. Les antennes reconfigurables trouvent des applications dans plusieurs domaines clés, notamment :

II. 5. 1. La communication par satellite

Dans les applications satellitaires et aérospatiales, les antennes reconfigurables deviennent de plus en plus essentielles pour offrir des capacités flexibles et multi-missions. Elles permettent aux satellites d'ajuster leurs schémas de radiation et leurs fréquences afin de communiquer avec différentes stations au sol ou de répondre aux évolutions des exigences des missions. En outre, les missions d'exploration spatiale requièrent des antennes capables de fonctionner de manière fiable dans des conditions environnementales extrêmes, tout en ayant la capacité de se reconfigurer pour optimiser la transmission des signaux à travers des distances variables et différents canaux de communication [29].

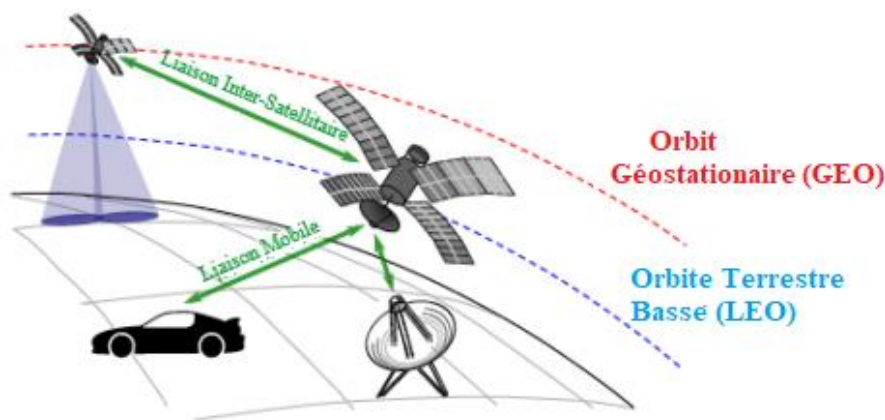


Figure II. 15. Différents scénarios d'application pour les antennes à balayage et de formation de faisceaux sur une plateforme satellite [29].

II.5.2. Les applications biomédicales

Les antennes reconfigurables à polarisation linéaire ou circulaire jouent un rôle crucial dans le domaine biomédical, au sein des systèmes de communication sans fil centrés sur le corps (BWCS). Elles permettent de surmonter les défis liés à l'évanouissement multipath et au décalage de polarisation, grâce à l'utilisation de la diversité de polarisation. Ces antennes, adaptées aux dispositifs portables et implantables des patients, garantissent une communication stable avec un récepteur externe, facilitant ainsi la surveillance en temps réel de l'état de santé. L'intégration de diodes PIN dans des antennes à plusieurs fentes permet de commuter entre divers modes de polarisation, optimisant ainsi la transmission des données, même lorsque les dispositifs sur le corps sont orientés de manière arbitraire [30].

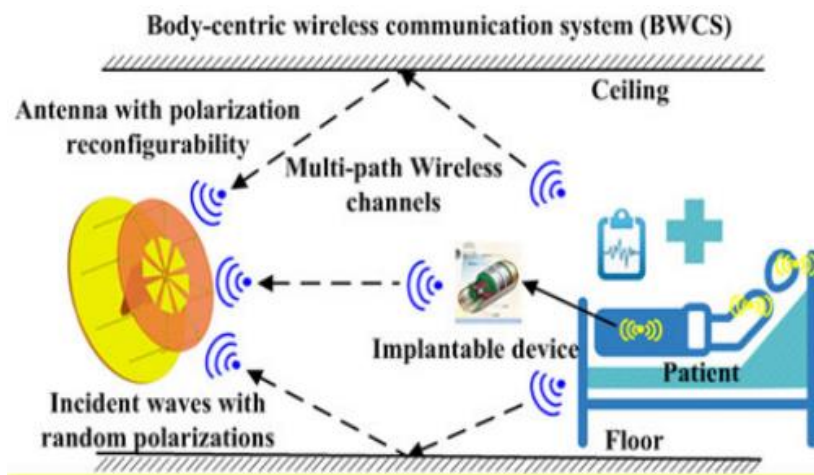


Figure II. 16. Diagramme d'application du système de communication sans fil centré sur le corps [29].

II. 5. 3. Applications militaires et de défense

Les antennes reconfigurables jouent un rôle crucial dans les applications militaires et de défense, en raison de leur capacité à s'adapter de manière dynamique aux conditions changeantes de l'environnement opérationnel. Cette flexibilité leur permet d'optimiser les performances en ajustant en temps réel les caractéristiques de l'antenne, telles que la fréquence, la direction du faisceau et la polarisation. Cette adaptation est essentielle dans des contextes variés comme la guerre électronique et la gestion du spectre électromagnétique. En permettant de modifier instantanément les paramètres de l'antenne, ces technologies garantissent une couverture améliorée, une portée accrue et des communications plus précises. Elles contribuent également à réduire la signature électromagnétique et radar, rendant ainsi les systèmes de défense plus discrets et moins susceptibles d'être détectés par l'ennemi. De plus, elles assurent une grande résilience face aux interférences et aux tentatives de brouillage, garantissant des communications sécurisées et fiables. L'intégration de ces antennes dans des systèmes complexes tels que les radars à balayage électronique et les détecteurs de missiles améliore la précision des opérations militaires. En somme, ces antennes représentent un atout majeur dans les systèmes de défense modernes, offrant flexibilité, efficacité et sécurité pour les forces armées.

II. 5. 4. Radios cognitives

Dans le cadre des systèmes de radio cognitive, qui permettent aux dispositifs de détecter et de s'adapter en temps réel au spectre environnant, les antennes reconfigurables joueront un rôle clé. Leur capacité à ajuster dynamiquement les paramètres opérationnels contribuera à améliorer l'efficacité du spectre tout en réduisant les interférences, particulièrement dans des

environnements saturés. À l'avenir, les systèmes cognitifs feront probablement appel à l'intelligence artificielle pour optimiser l'accès et l'utilisation du spectre, rendant ainsi les antennes reconfigurables indispensables pour le développement de réseaux sans fil intelligents et auto-optimisants [29].

II. 5. 5. Automobile et communication V2X (vehicle-to-everything)

Les antennes reconfigurables jouent un rôle essentiel dans le développement des véhicules connectés (CV) et autonomes (CAV), en particulier dans le cadre des communications V2X (Vehicle-to-Everything) basées sur la technologie 5G. Ces antennes offrent la capacité d'adapter dynamiquement leurs caractéristiques pour optimiser la connectivité dans des environnements variés. Dans les systèmes C-V2X, elles facilitent la communication à faible latence entre véhicules (V2V), infrastructures (V2I), piétons (V2P) et réseaux (V2N), contribuant ainsi à améliorer la sécurité routière et l'efficacité du trafic. En raison de leur capacité à se réajuster en temps réel, les antennes reconfigurables assurent une couverture fiable sur de longues distances, tout en permettant une gestion optimale des ressources spectrales, notamment dans des environnements urbains denses ou dans des situations de circulation complexes [31].

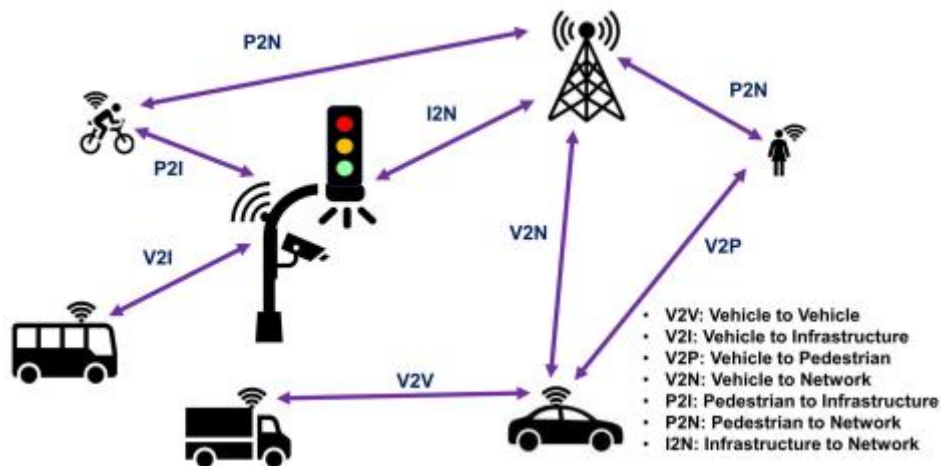


Figure II. 17. Les scénarios de communication C-V2X [31].

II. 6. La technologie des guides d'ondes rectangulaire

II. 6. 1. Introduction

Un guide d'ondes est un dispositif physique conçu pour diriger et confiner des ondes acoustiques ou électromagnétiques, permettant ainsi leur propagation sur une certaine distance et dans un environnement contrôlé. Le guide d'ondes rectangulaire est l'une des configurations

les plus couramment utilisées dans les applications micro-ondes. La propagation des ondes à l'intérieur de ce guide est gouvernée par les équations de Maxwell, qui décrivent les interactions entre les champs électriques et magnétiques. La géométrie spécifique du guide d'ondes rectangulaire permet d'établir une fréquence de coupure, qui correspond à la fréquence minimale nécessaire pour que les ondes puissent se propager efficacement à l'intérieur du guide. En dessous de cette fréquence, les ondes ne peuvent pas se propager dans le guide [32].

Dans cette étude, nous nous intéresserons à la propagation des ondes dans des guides métalliques sans perte, à section rectangulaire, remplis d'un diélectrique caractérisé par une permittivité relative ϵ et une perméabilité μ , linéaire, homogène et isotrope [33].

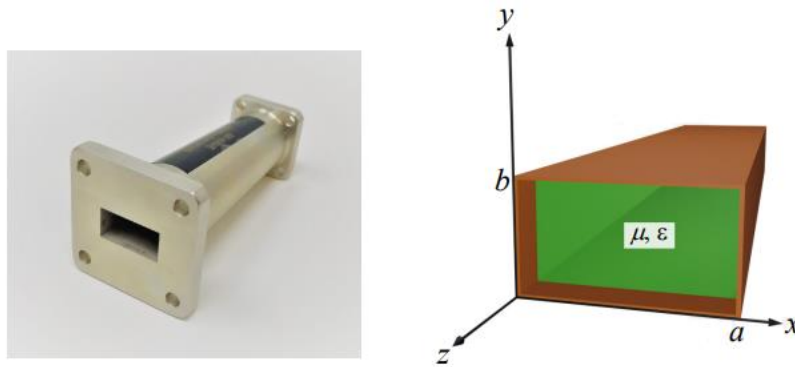


Figure II. 18. Guide rectangulaire.

Le comportement du champ électromagnétique au sein de ce guide peut être représenté à travers les équations de Maxwell, formulées comme suit [34] :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II. 1})$$

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II. 2})$$

$$div \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 3})$$

Pour déduire les équations de propagation des champs E et H, nous devons utiliser l'identité vectorielle suivante : $\overrightarrow{rot}(\overrightarrow{rot}) = \overrightarrow{grad}(div) - \Delta$

$$\Delta^2 \vec{E} = -W^2 \epsilon \mu \vec{E} \quad (\text{II. 4})$$

$$\Delta^2 \vec{H} = -W^2 \epsilon \mu \vec{H} \quad (\text{II. 5})$$

Nous recherchons la solution des équations (II. 4) et (II. 5) sur l'axe Oz en fonction de la composante transverse le long de l'axe Ox sous la forme suivante :

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{II. 6})$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y)e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{II. 7})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta_g \quad (\text{II. 8})$$

$$\beta_g = \sqrt{K^2 - \left[\left(\frac{m}{a} \right)^2 - \left(\frac{n}{b} \right)^2 \right]} \quad (\text{II. 9})$$

γ, α, β Représentent respectivement les coefficients de propagation, d'atténuation et la constante de propagation longitudinale. En injectant (II. 6) et (II. 7) dans (II. 4) et (II. 5), respectivement, nous obtenons les équations suivantes :

$$\Delta_t^2 \vec{E} + (K^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (\text{II. 8})$$

$$\Delta_t^2 \vec{H} + (K^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (\text{II. 9})$$

Δ_t^2 c'est le laplacien transverse et il est donné par $\Delta_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$

$$K^2 c = K^2 + \gamma^2 \quad (\text{II. 9})$$

En théorie des guides d'ondes, une onde électromagnétique peut se propager dans le guide sous plusieurs formes. Ces différents types d'ondes correspondent aux différents éléments d'une onde électromagnétique.

Mode TE : basé sur les ondes électriques transverses, et caractérisé par $E_z = 0, H_z \neq 0$.

Mode TM : basé sur les ondes magnétiques transverses, et caractérisé par $H_z = 0, E_z \neq 0$.

Mode TEM : basé sur les ondes électriques et magnétiques transverses, et caractérisé par $E_z \neq 0, H_z \neq 0$.

Les composants des champs dépendent à la fois de x et y, et les modes sont notés TM_{nm} ou TE_{nm} , où n et m sont des entiers qui correspondent aux variations des champs dans les directions x et y.

II. 6. 2. Analyse du mode TE

L'équation des ondes pour la composante H_z est donnée par l'équation (II. 10).

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = -\omega^2 \epsilon \mu H_z, \text{ avec } \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = 0 \quad (\text{II. 10})$$

La solution de H_z est donnée par l'équation (II. 11).

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{m\pi}{b} y\right) \exp[j(\omega t - \beta z)] \quad (\text{II. 11})$$

Pour un guide d'ondes plan, la relation de dispersion est donnée par $K^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2$, et pour un guide d'ondes rectangulaire, elle inclut également le terme b ; ainsi, la relation de dispersion est donnée par l'équation suivante :

$$K^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 = W^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 - \beta^2 \quad (\text{II. 12})$$

En développant les premières et deuxièmes équations de Maxwell et en substituant l'équation (II. 11) dans les équations des composantes transverses, nous obtenons l'expression du champ électromagnétique :

$$E_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{K^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II. 13})$$

$$E_y(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{K^2} \frac{m\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II. 14})$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{K^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II. 15})$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{K^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II. 16})$$

II. 6. 3. Analyse du mode TM

Le champ magnétique est purement transverse ($H_z=0$, $E_z \neq 0$). En suivant la même approche, nous trouvons l'expression de E_z qui devient nulle sur les parois du guide.

$$E_z(x, y) = E_0 \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{m\pi}{b}y\right) \exp[j(\omega t - \beta z)] \quad (\text{II. 17})$$

Le mode TM11 est celui présentant la fréquence de coupure la plus basse, il partage cette fréquence de coupure avec le mode TE11.

II. 7. La technologie SIW

Après avoir examiné les différents aspects des antennes et leur rôle de plus en plus crucial dans les systèmes de communication modernes, il est pertinent de s'intéresser à une technologie qui permet d'optimiser la conception et la fabrication de ces antennes. La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) s'impose comme une solution idéale pour intégrer efficacement les antennes dans des systèmes à la fois compacts et performants. Cette technologie se distingue par sa compatibilité avec une large gamme de composants passifs et

actifs, notamment les résonateurs à ondes millimétriques [35], les oscillateurs [36], les diviseurs de puissance [37], les déphaseurs [38], les circulateurs [39], les diplexeurs [40], les coupleurs directionnels [41], les mélangeurs RF [42] et les amplificateurs [43]. Elle permet également de concevoir des antennes variées, telles que l'antenne à cornet dans le plan H à gain élevé, l'antenne Yagi, l'antenne à fente, antenne à onde fuyante, l'antenne à microstrip, ainsi que l'antenne logarithmique périodique [44]. Cette section présente un aperçu des progrès réalisés dans les structures SIW et de l'intégration de cette technologie avec divers composants.

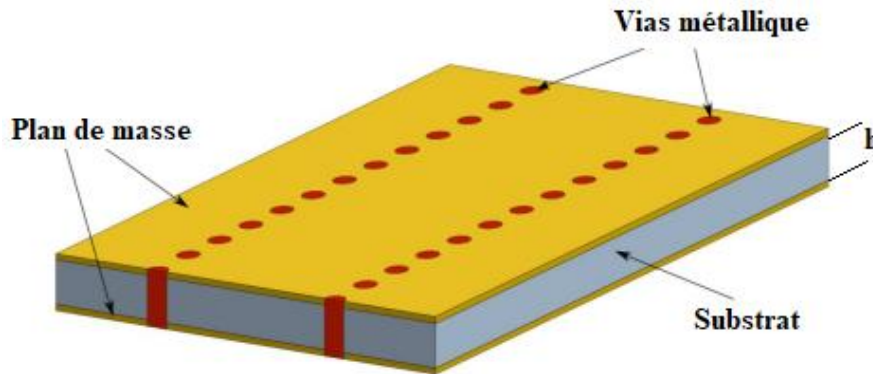


Figure II. 19. Géométrie de base d'un SIW.

II. 7. 1. Principes et caractéristiques du guide d'onde intégré au substrat (SIW)

L'apparition initiale de la technologie SIW remonte à l'année 2003. [45]. Il constitue une structure de type guide d'ondes rectangulaire, mais se distingue par sa forme plane et intégrée, contrairement aux guides d'ondes traditionnels. Ce dispositif est conçu en insérant deux rangées de cylindres conducteurs, de vias ou de fentes à travers un substrat, lequel est ensuite électriquement encadré par deux plaques métalliques parallèles [46], comme illustré dans la Figure II. 120.

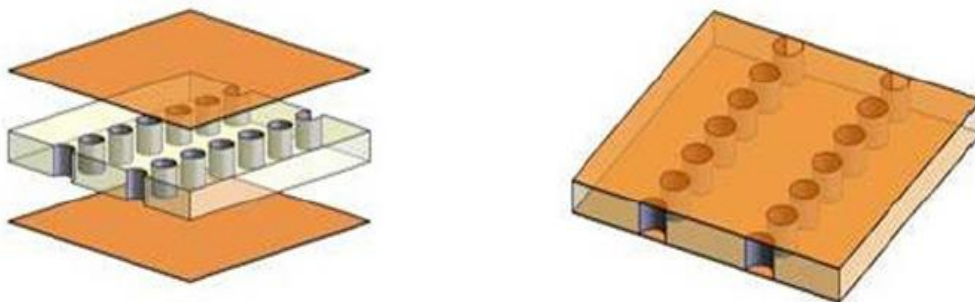


Figure II. 20. Exemple d'une structure utilisant la technologie SIW.

Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) partagent certaines caractéristiques avec les guides d'ondes traditionnels à air, notamment la capacité à supporter les modes $TE_{i,0}$, dont le mode dominant $TE_{1,0}$. Cependant, contrairement aux guides d'ondes classiques, capables de

maintenir les modes TM et $TE_{i,j}$ (avec $j \neq 0$), les structures SIW ne peuvent pas soutenir ces modes en raison de la discontinuité engendrée par les parois latérales. Par conséquent, seules les modes $TE_{i,0}$ peuvent être préservées dans les structures SIW, comme le souligne [47]. La circulation de courant externe, typique d'un guide d'ondes conventionnel avec des poteaux métalliques sur des parois minces, permet d'expliquer la présence du mode $TE_{1,0}$ dans un guide d'ondes intégré sur substrat, comme illustré dans la Figure II. 21. Cette configuration génère des courants de surface dans les structures à ondes guidées, en raison de la formation des modes. Selon [47], une radiation d'énergie significative se produit lorsque les trous traversent l'intégralité du trajet transversal du courant, tandis qu'une radiation minimale est observée lorsque les trous n'affectent que partiellement ce trajet. Tel qu'on peut l'observer dans la Figure II. 22, les trous ne perturbent pas le courant de surface sur les parois métalliques latérales, permettant ainsi au mode $TE_{1,0}$ de subsister dans la structure et favorisant la présence des modes $TE_{i,0}$ dans le guide d'ondes SIW.

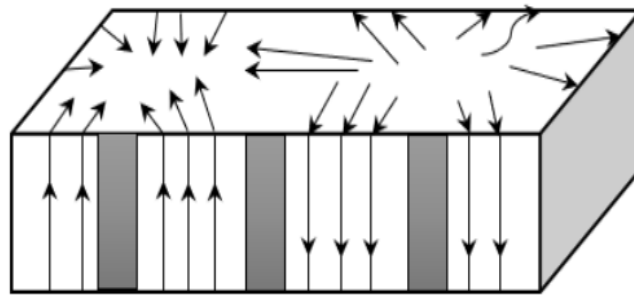


Figure II. 21. La distribution du courant de surface du mode TE_{10} dans un guide d'ondes rectangulaire conventionnel avec des trous métalliques sur les parois latérales fines.

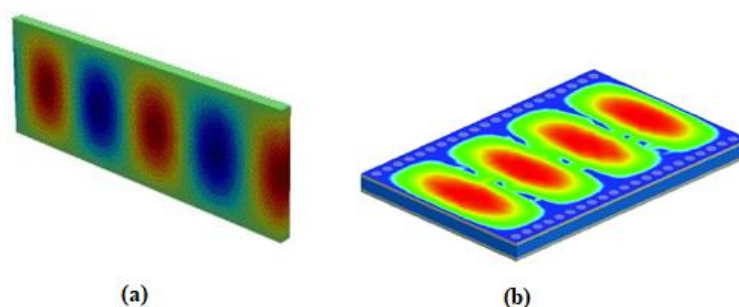


Figure II. 22. Distribution du champ électrique du mode TE_{10} dans : (a) GOR. (b) SIW.

II. 7. 2. Transition des lignes microstrip vers les lignes SIW

Une fois que le guide d'onde intégré au substrat (SIW) est conçu, il doit être connecté à une ligne de transmission, qui est ensuite reliée à un analyseur de réseau dans la pratique. Différentes transitions guide d'onde vers SIW sont détaillées dans [47] comme montre la Figure II.

23. La plupart de ces transitions reposent sur des transitions guide d'onde vers microstrip ou vers CPW.

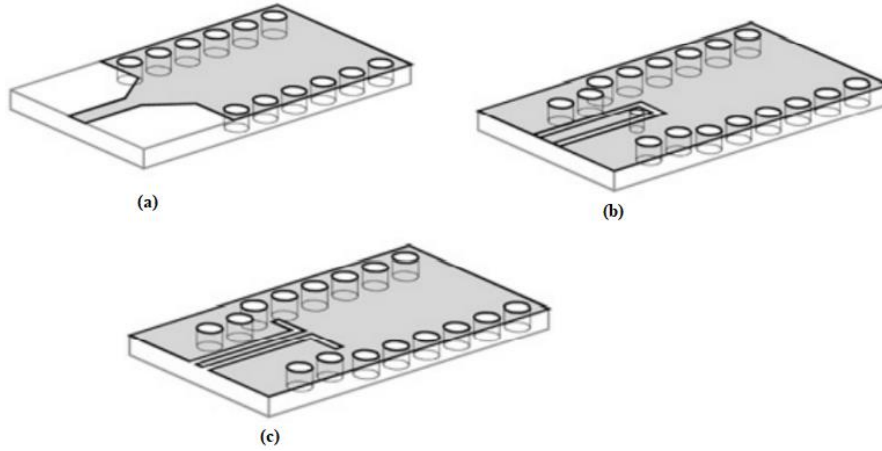


Figure II. 23. Certaines transitions courantes entre les lignes de transmission planaires et les guides d'ondes intégrés au substrat : (a) transition micro-ruban-SIW basée sur une simple taper. (b) transition CPW-SIW basée sur une sonde de courant. (c) transition CPW-SIW basée sur une courbure 90° [47].

Le taper facilite la transition du mode quasi-TEM de la technologie micro-ruban vers le mode TE₁₀ du guide d'ondes SIW, cette transition comprend trois paramètres principaux, à savoir la largeur initiale W_1 , la largeur finale W_2 et la longueur L de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne micro-ruban, W_1 , doit être déterminée afin d'atteindre l'impédance caractéristique désirée. Cette largeur est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50 ohms, et la largeur finale W_2 est calculée pour une impédance définie par la relation suivante :

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8W_{siw}} \quad (\text{II. 18})$$

Z_{TE} : représente l'impédance d'onde pour le mode TE₁₀ et est donnée par l'équation (II. 19).

$$Z_{TE} = jW \frac{\mu'}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_r}} \times \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (\text{II. 19})$$

Les guides d'ondes coplanaires (CPW) ont également occupé une place importante dans ce domaine de recherche. Il a été démontré que la transformation d'un guide d'ondes coplanaire en un guide d'ondes intégré au substrat avec une courbure de 90 degrés est possible dans [48].

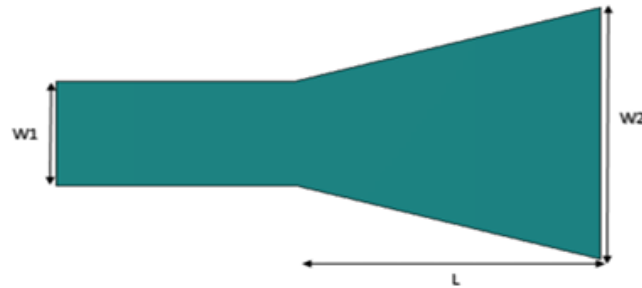


Figure II. 24. Géométrie de la transition par taper.

De plus, De nombreuses propositions de transitions entre câbles coaxiaux et SIW ont été explorées dans la littérature [49-50]. Parmi celles-ci, la solution la plus simple, illustrée dans la Figure II. 25, consiste en l'insertion directe du câble coaxial à travers une ligne SIW terminée. Cette approche présente plusieurs avantages notables. Tout d'abord, elle permet d'éviter l'ajout de circuits supplémentaires pour connecter et mesurer les composants SIW. En outre, cette solution contribue à la réduction des dimensions globales du système et assure un meilleur contrôle de l'excitation du champ électromagnétique à l'emplacement souhaité.

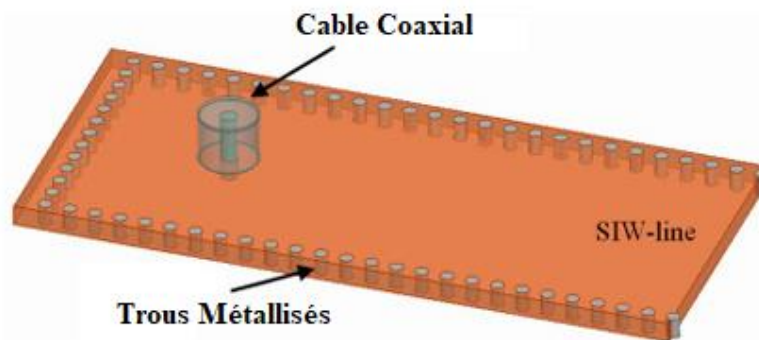


Figure II. 25. Vue 3D de la transition du câble coaxial vers le SIW.

II. 7. 3. Différents paramètres des guides d'onde intégrés au substrat

Pour la conception d'une structure SIW optimale, il convient de suivre un ensemble d'étapes de conception relativement simples. Les paramètres essentiels à considérer pour la conception du guide sont les suivants : le diamètre d des cylindres, la distance p entre les cylindres, la hauteur h du substrat, la distance a_s entre les deux rangées de cylindres, ainsi que la largeur effective a_d .

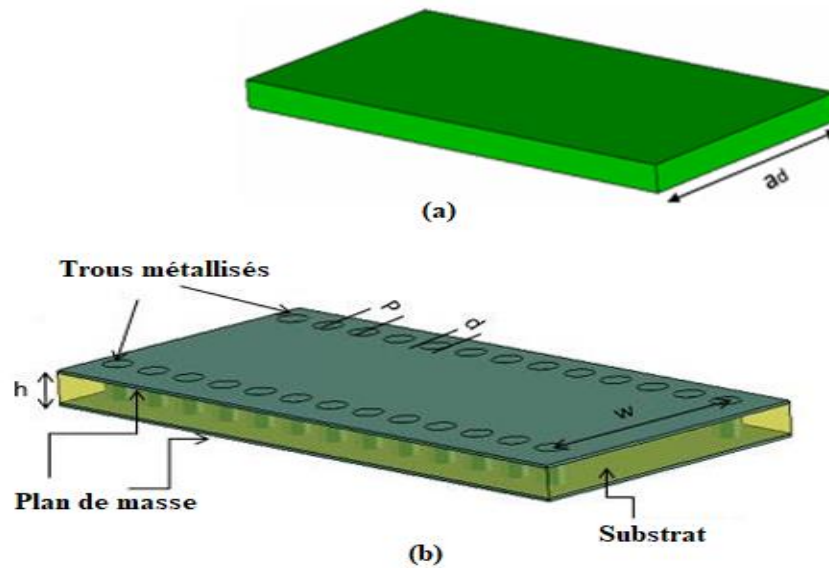


Figure II. 26. Géométrie de base des SIW [46].

Lorsqu'on remplace les cylindres par deux murs conducteurs parfaits, cela conduit à la formation d'un guide rectangulaire. Par conséquent, les cylindres doivent être disposés aussi près que possible afin d'approcher cette configuration rectangulaire. Toutefois, si les cylindres sont trop rapprochés, le circuit devient particulièrement sensible aux bruits mécaniques. À l'inverse, une distance trop grande entre les cylindres peut entraîner une augmentation significative des pertes par radiation. Le rapport entre le rayon des cylindres et la distance qui les sépare est donc un paramètre essentiel pour le contrôle des pertes. Selon Deslandes, lorsque $p=2.d$ les pertes par radiation sont considérées comme négligeables par rapport aux autres formes de pertes [51].

Il est important de noter qu'il existe diverses combinaisons pouvant être efficaces dans la conception d'une structure SIW. Cependant, les deux conditions relatives aux paramètres d et λ_g doivent impérativement être respectées.

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{II. 20})$$

Où : λ_g est la longueur d'onde du guide.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}{c^2}}} \quad (\text{II. 21})$$

Avec :

$$d < p \leq 2d \quad (\text{II. 22})$$

La largeur du guide dépend également d'un paramètre crucial, à savoir la distance a_s séparant les deux rangées de cylindres.

Pour un guide d'ondes rectangulaire classique, la détermination de la largeur se base sur la fréquence de coupure ciblée, conformément à l'équation (II.23) mentionnée précédemment.

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{II. 23})$$

Pour une fréquence de coupure équivalente, la largeur effective a_d est calculée selon :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II. 24})$$

La largeur effective a_d correspondant à la même fréquence de coupure est exprimée par :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{II. 25})$$

II. 7. 4. Les avantages de la technologie SIW

Le guide d'onde intégré au substrat offre plusieurs avantages, notamment [48] :

- L'intégration facilitée avec d'autres systèmes radiofréquences
- Un coût de fabrication réduit
- Un facteur de qualité élevé
- Des pertes faibles
- Une compacité optimale

II. 7. 5. Différents composants SIW

II. 7. 5. 1. Les filtres

Le spectre électromagnétique contemporain est de plus en plus encombré, en raison de l'augmentation des signaux sans fil et des interférences parasites associées aux divers services de transmission et de détection. Cette congestion du spectre rend nécessaires l'utilisation de filtres RF, micro-ondes et millimétriques de plus en plus avancés afin de gérer efficacement les signaux spécifiques [52]. Un filtre passe-bande est conçu pour sélectionner les signaux se situant dans une bande de fréquence particulière tout en bloquant ceux qui en sont extérieurs. Dans un émetteur, ce type de filtre a pour rôle principal de restreindre la largeur de bande du signal transmis, afin qu'il soit limité au seul canal de fréquence attribué, réduisant ainsi le risque d'interférences avec d'autres stations. Du côté récepteur, un filtre de canal est utilisé pour isoler

et traiter les signaux dans une gamme de fréquences donnée, tout en éliminant les signaux indésirables situés en dehors de cette plage [53].

Les filtres basés sur la technologie SIW ont récemment attiré une attention considérable. Plusieurs approches de conception et topologies ont été proposées dans la littérature. Toutefois, chaque méthode de conception de filtres SIW comporte des compromis, en particulier en ce qui concerne des paramètres clés tels que la taille, la sélectivité, la gestion de la puissance, le facteur de qualité, le coût, ainsi que la sensibilité aux effets environnementaux et aux performances en bande et hors bande. Par conséquent, il est souvent difficile, voire impossible, de satisfaire simultanément toutes ces exigences de conception, qui peuvent se révéler contradictoires [53].

Récemment, une conception de filtres SIW a été proposée dans [54], comme illustré dans les Figures II. 27. Dans [54] un filtre passe-bande SIW large bande miniaturisé, adapté aux applications RADAR et satellites fonctionnant dans les bandes X, Ku et K, est conçu, fabriqué et vérifié expérimentalement. Une bande passante plus large est générée en raison de la résonance multimodale des fentes chargées sur la couche supérieure du SIW, tandis que la structure de sol en forme de nœud papillon (DGS) incorporée sur le plan de masse est responsable des caractéristiques de bande d'arrêt plus larges du filtre.

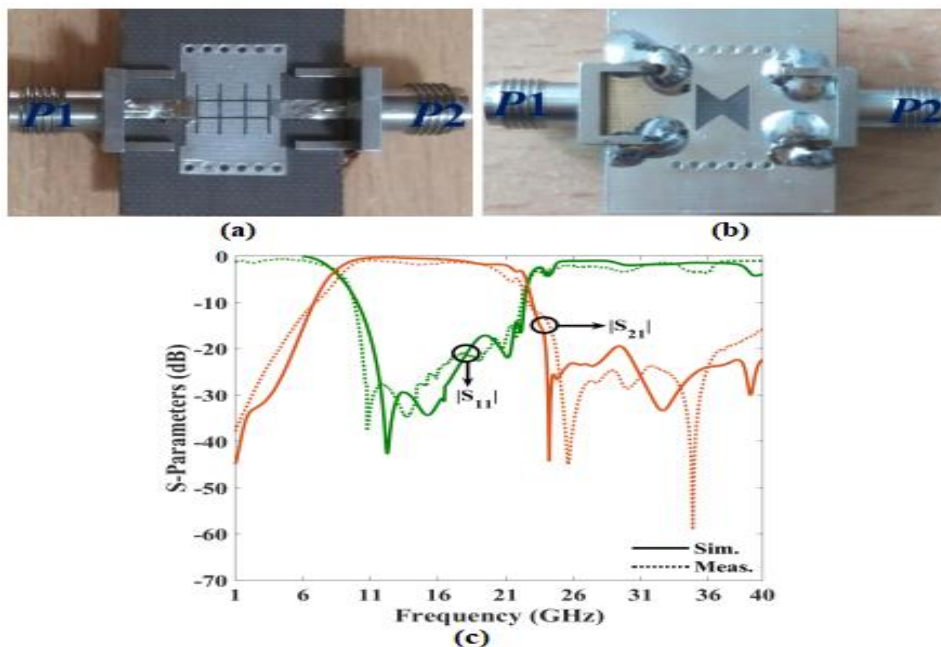


Figure II. 27. Filtre passe bande SIW. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous. (c) Paramètres S simulés et mesurés du filtre passe-bande SIW [54].

II. 7. 5. 2. Diviseur/combineur de puissance

Les répartiteurs de puissance sont des composants passifs utilisés dans le domaine des hyperfréquences. Ils reçoivent un signal d'entrée et génèrent plusieurs sorties avec des caractéristiques de phase et d'amplitude spécifiques [55], [56]. Ces dispositifs fonctionnent en répartissant le signal d'entrée sur plusieurs ports de sortie, avec une sommation vectorielle des signaux résultants qui produit une sortie unique au niveau du port d'entrée. L'intégration de diviseurs/combineurs de puissance (PDC) et de filtres de canal dans un même dispositif permet de réduire l'empreinte physique tout en minimisant les pertes. En effet, l'intégration des PDC avec des filtres [57], [58] permet de réduire le nombre de connecteurs, et donc les pertes, dans les systèmes de communication, car le filtre et le PDC forment un seul composant intégré. Selon les études [55], les diviseurs de puissance à jonction Y présentent une largeur de bande de 25,2 %, ce qui est bien plus élevé que celle des diviseurs à jonction T, qui offrent seulement 10,2 % de largeur de bande [59].

Divers types de diviseurs/combineurs de puissance basés sur la technologie SIW ont été étudiés dans [55]. Parmi ceux-ci, on trouve des diviseurs à arbre SIW, en série, ceux exploitant l'interférence multimode, le SIW demi-mode, le Magic-T (Figure II. 29), les cavités radiales, ainsi que les configurations Wilkinson (Figure II. 30. (a)) et Gysel (Figure II. 31. (b)). Des diviseurs de puissance avec filtres à bande passante réglable et reconfigurable ont également été proposés dans [60], en utilisant des résonateurs ajustables afin d'assurer la flexibilité des applications. Des solutions de diviseurs de puissance filtrants ajustables par SIW ont été développées dans [58], utilisant une structure multicouche SIW qui permet de réaliser une division de puissance à la fois égale et inégale, comme illustré dans la Figure II. 28. Cette conception intègre trois structures de transition slotline-microstrip, chacune comportant deux résonateurs rectangulaires, permettant ainsi d'obtenir des réponses filtrantes adaptées à la division de puissance, comme expliqué dans [58].

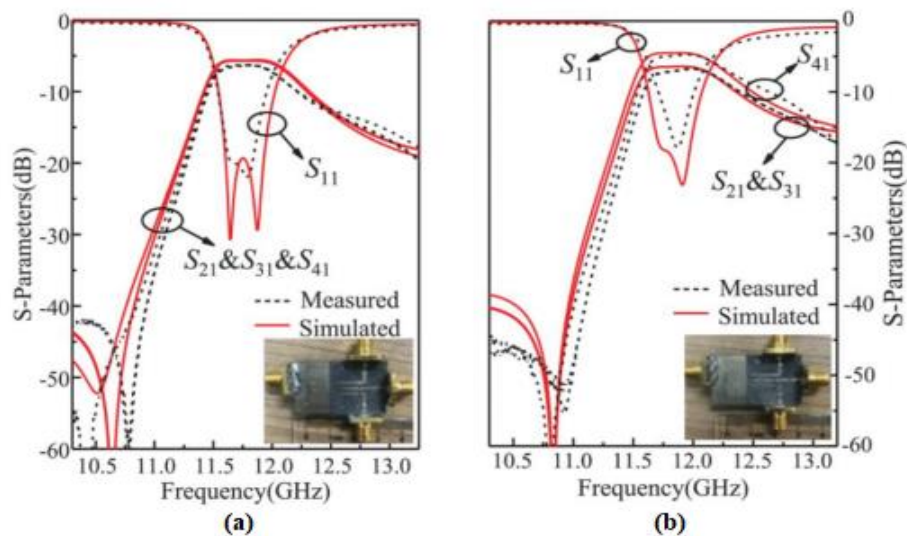


Figure II. 28. Réponses de simulation et de mesure du diviseur de puissance de filtrage SIW fabriqué : (a) avec une division égale de la puissance. (b) avec une division inégale de la puissance [58].

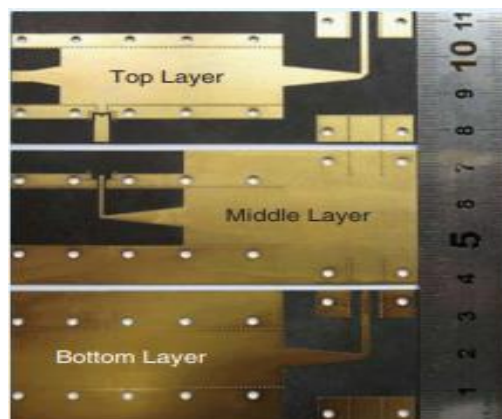


Figure II. 29. Magic-T HMSIW [55].

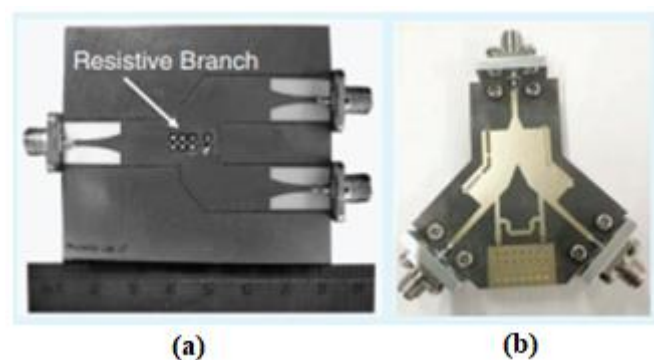


Figure II. 30. Diviseurs de puissance SIW [55] : (a) Wilkinson. (b) Gysel.

II. 7. 5. 3. Diviseur de puissance de type T basé sur la technologie SIW

Les diviseurs de puissance de type T se distinguent par leur efficacité dans la division du signal, en raison de leur structure à la fois simple et symétrique. Comme montré dans la Figure II. 31, une via placée au centre de la structure joue un rôle clé en tant que point

d'adaptation inductive. Cette configuration permet de compenser l'effet capacitif de la jonction en T, ce qui réduit les pertes de retour à l'entrée du dispositif. Grâce à la disposition symétrique du poteau autour de l'axe central, la répartition de la puissance est équilibrée, et le coefficient de transmission en sortie avoisine les -3 dB, tout en assurant de faibles pertes de retour. Les paramètres de conception essentiels, à savoir la position et le diamètre du poteau central, jouent un rôle crucial dans les performances du diviseur.

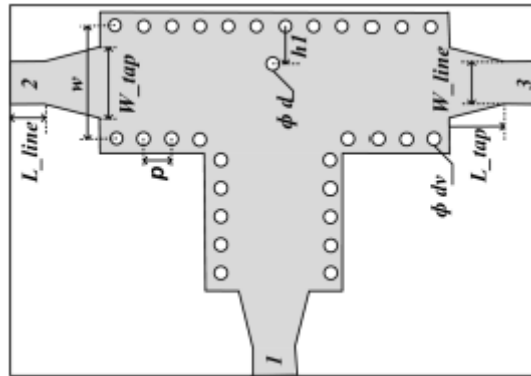


Figure II. 31. Diviseur de puissance en jonction T.

II. 7. 5. 4. Diviseur de puissance de type Y basé sur la technologie SIW

Les diviseurs de puissance à jonction Y offrent un avantage supplémentaire en offrant des sorties adjacentes, en plus de la symétrie observée dans les diviseurs de type T (voir Figure II. 32). Leur configuration de base se compose d'un mur PEC situé au centre, qui sépare deux réseaux extérieurs. L'entrée du signal est introduite dans le diviseur par une transition conique de longueur g . La longueur de cette transition est optimisée, tandis que les longueurs des bras d'entrée et de sortie restent fixes, ce qui permet d'améliorer les performances en termes de bande passante de la conception.

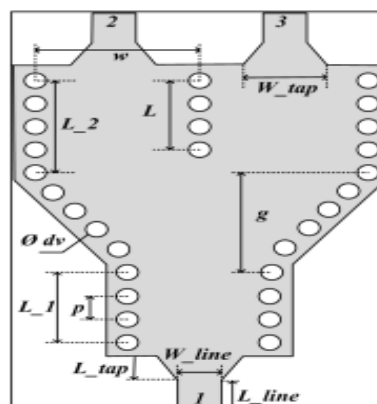


Figure II. 32. Diviseur de puissance en jonction Y.

II. 7. 6. Antennes à onde progressive intégrée au SIW

Les antennes à onde progressive et non résonnantes sont des dispositifs dont le mécanisme principal de radiation repose sur la propagation d'une onde voyageante le long d'une ligne de transmission. Contrairement aux antennes résonnantes, qui fonctionnent à des fréquences spécifiques, les antennes à onde voyageante génèrent des ondes électromagnétiques grâce à un courant qui se déplace dans une seule direction. Un des avantages notables des antennes à onde voyageante est leur bande passante généralement plus large, ce qui les rend particulièrement adaptées à diverses applications.

Un des principaux atouts de ces antennes à haute fréquence réside dans leur capacité à diffuser l'énergie par le biais des discontinuités présentes sur des lignes de transmission ouvertes. Ce phénomène les rend particulièrement efficaces pour les applications en ondes millimétriques. De plus, l'utilisation de structures guidées par ondes fermées, dotées de fentes ou d'ouvertures spécifiquement conçues, permet de générer des fuites d'ondes de manière contrôlée.

Les antennes à onde voyageante peuvent être classées en deux grandes catégories en fonction de leur principe de fonctionnement : les antennes à onde de surface et les antennes à onde fuyante. Dans le cas des antennes à onde de surface, la radiation se produit uniquement aux discontinuités. Ainsi, le motif de radiation global d'une antenne à onde de surface est principalement déterminé par les interférences au niveau des extrémités de la structure. Ces discontinuités peuvent être placées tout au long de la structure de l'onde de surface afin d'influencer la forme du motif de radiation.

En ce qui concerne les antennes intégrées au substrat, plusieurs types sont utilisés, tels que l'antenne à fente en éventail (TSA) alimentée par guide d'ondes intégré au substrat (SIW), l'antenne Vivaldi SIW, l'antenne Yagi-Uda SIW, ainsi que réseau dipolaire log-périodique SIW [61] qui sera étudié dans notre travail.

II. 7. 6. 1. Antenne à fente tronquée linéaire alimentée par SIW

Les antennes à fentes coniques (Tapered Slot Antennas, TSA) ont été introduites à la fin des années 1950. Elles reposent sur une onde progressive se propageant le long de la surface de l'antenne, dont la vitesse de phase est inférieure à celle de la lumière dans le vide [62]. Cette configuration permet d'obtenir une radiation en fin de faisceau. Pour une TSA typique, on peut

s'attendre à des performances modérées en termes de gain, une large bande passante et la formation de faisceaux symétriques dans les plans H et E. Cette structure est donc particulièrement adaptée aux applications millimétriques et aux antennes autonomes.

Différents types d'alimentation existent pour les TSA, tels que la ligne à fente, la ligne à ruban, ou encore l'alimentation par guide d'ondes intégré au substrat (SIW). Le courant dans une TSA typique est de nature plane, gravé sur un substrat mince à faible permittivité diélectrique. Afin d'assurer une alimentation correcte de l'antenne, un balun est fréquemment nécessaire. Il convient cependant de noter que la ligne d'alimentation peut provoquer des effets de radiation ou de couplage avec l'élément de l'antenne, ce qui peut nuire à ses performances.

L'antenne TSA antipodale, quant à elle, consiste en deux conducteurs évasés graduellement, situés sur des faces opposées d'un substrat diélectrique. L'utilisation d'un guide d'ondes SIW pour l'alimentation de cette antenne permet de surmonter la limitation de la bande passante imposée par le balun, tout en offrant des caractéristiques à large bande. Les TSA alimentées par SIW présentent plusieurs avantages : elles sont de faible profil, légères, et offrent de bonnes caractéristiques à large bande, tout en étant facilement intégrables avec d'autres circuits plans [61]. De plus, la structure SIW permet d'éviter la radiation non désirée provenant de la ligne d'alimentation. La Figure I.33 illustre la configuration d'une TSA alimentée par SIW. Le guide d'ondes SIW est conçu pour ne supporter que le mode TE₁₀, et la direction du champ électrique est progressivement orientée de la verticale vers l'horizontale, comme le montre la Figure II. 33.

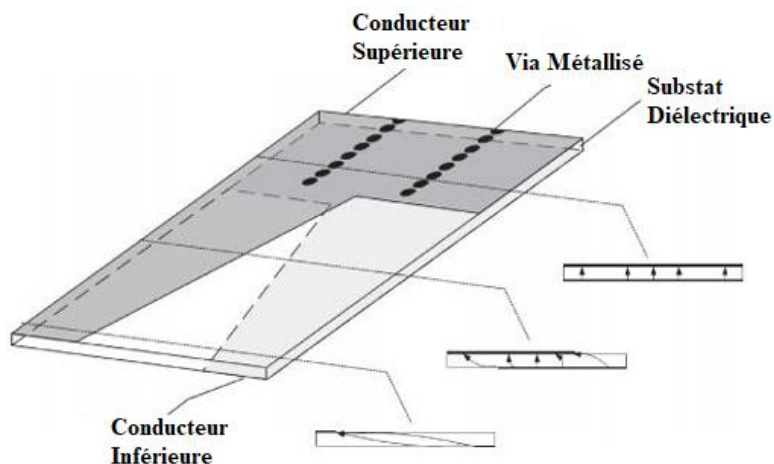


Figure II. 33. Configuration de la TSA alimentée par SIW et distribution du champ électrique à l'intérieur de l'antenne [61].

II. 7. 6. 2. Antenne à onde fuyante basée sur SIW

Une antenne à ondes fuyantes (LWA) est une antenne à onde progressive, permettant la fuite des ondes électromagnétiques le long de sa structure. Elle a la capacité de scanner sans nécessiter de réseau d'alimentation complexe. Ces antennes sont utilisées pour le balayage de faisceaux, l'estimation de la direction d'arrivée, l'évitement des collisions, l'interphone, etc. Les LWAs peuvent être réalisées dans une architecture de guide d'ondes intégré au substrat (SIW) [63]. Les LWA basées sur SIW comme montre la Figure II. 34, offrent de nombreux avantages tels que de faibles pertes, une facilité de fabrication, une grande capacité de gestion de puissance et une largeur de faisceau étroite. En raison de ces avantages, les LWAs basées sur SIW ont récemment attiré beaucoup d'attention de la part des chercheurs [63].

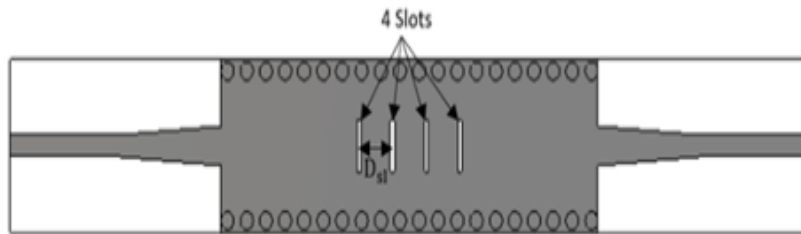


Figure II. 34. LWA proposée [63].

II. 7. 6. 3. Antenne Vivaldi alimentée par SIW

De nombreuses études ont été réalisées sur l'antenne Vivaldi, qui a fait l'objet de plusieurs améliorations. Parmi celles-ci, on peut citer l'ajout de bords corrugés afin d'optimiser le diagramme de rayonnement, ainsi que d'autres modifications portant sur la forme, la longueur, la constante diélectrique et l'épaisseur du diélectrique, dans le but de contrôler la largeur du faisceau. L'antenne Vivaldi présente un profil défini par une courbe exponentielle dans le plan xOy , lequel peut être exprimé par la fonction suivante :

$$Y(x) = Ae^{Rx} \quad (\text{II. 26})$$

Où R détermine la manière dont la fente s'élargit, et le paramètre A est calculé à partir de l'équation II. 26. Le profil de l'antenne est ainsi obtenu à partir des deux points $P_1(X_1, Y_1)$ et $P_2(X_2, Y_2)$ où P_1 et P_2 correspondent respectivement aux points de départ et de fin.

$$A = \frac{Y_2 - Y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (\text{II. 27})$$

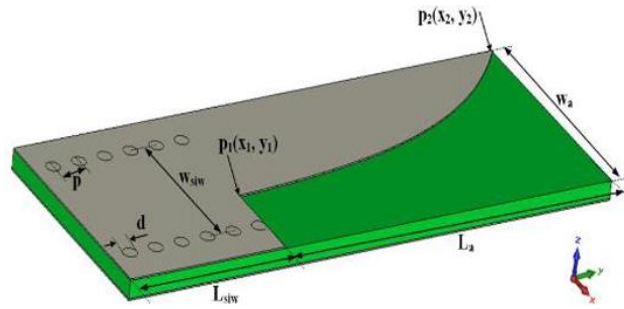


Figure II. 35. Configuration d'antenne Vivaldi basée sur SIW [64].

II. 7. 6. 4. Antenne Yagi-Uda alimentée par SIW

Parmi les antennes à onde de surface les plus couramment utilisées, l'antenne Yagi-Uda imprimée se distingue par ses caractéristiques avantageuses, telles que son faible coût, son profil réduit, ainsi que sa facilité d'intégration avec d'autres circuits plans. La performance de cette antenne repose en grande partie sur la technique d'alimentation choisie. En effet, afin de garantir un fonctionnement optimal, il est indispensable d'intégrer des baluns pour assurer une alimentation appropriée de l'antenne.

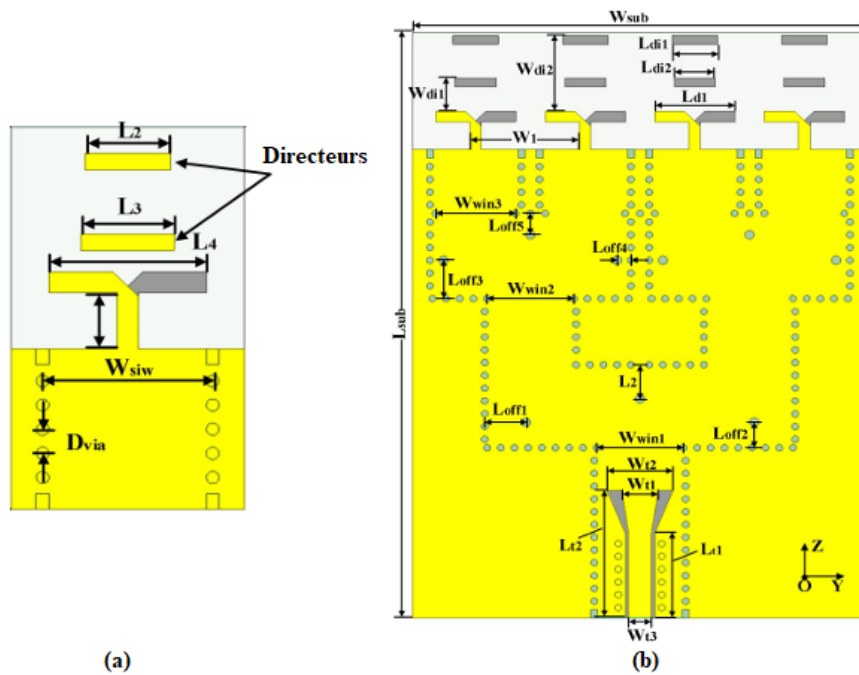


Figure II. 36. (a) Configuration de l'antenne Yagi-Uda alimentée par SIW. (b) Géométrie du réseau d'antennes [65].

La Figure II. 36, présente une antenne Yagi-Uda alimentée par la technologie SIW, comme proposée dans [65]. Le design illustré dans cette figure comporte un SIW et une antenne Yagi-Uda constituée de deux éléments directeurs. Le SIW peut être utilisé comme un balun

Références

- [1] Thenkumari, K., K. Sakthidasan Sankaran, and J. M. Mathana. "Design and implementation of frequency reconfigurable antenna for Wi-Fi applications." *Engineered Science* 23, no. 2 (2023): 876.
- [2] El Aoud, Salah Eddine, Hind Abbaoui, Sanae Attioui, Nasima El Assri, Saida Ibnyaich, and Abdelouhab Zeroual. "An Overview and State of The Art in Reconfigurable Antennas with Their Applications." In *ITM Web of Conferences*, vol. 69, p. 04014. EDP Sciences, 2024.
- [3] Balanis, Constantine A., ed. *Modern antenna handbook*. John Wiley & Sons, 2011.
- [4] J.T. Bernhard, *Reconfigurable Antennas*. San Rafael, CA, USA: Morgan and Claypool, 2007.
- [5] Piazza, Daniele, Prathaban Mookiah, Michele d'Amico, and Kapil R. Dandekar. "Experimental analysis of pattern and polarization reconfigurable circular patch antennas for MIMO systems." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 59, no. 5 (2010): 2352-2362.
- [6] Anantha, Bharathi, Lakshminarayana Merugu, and PVD Somasekhar Rao. "A novel single feed frequency and polarization reconfigurable microstrip patch antenna." *AEU-International Journal of Electronics and communications* 72 (2017): 8-16.
- [7] Jin, G. P., D. L. Zhang, and R. L. Li. "Optically controlled reconfigurable antenna for cognitive radio applications." *Electronics letters* 47, no. 17 (2011): 948-950.
- [8] Patron, Damiano, Afshin S. Daryoush, and Kapil R. Dandekar. "Optical control of reconfigurable antennas and application to a novel pattern-reconfigurable planar design." *journal of lightwave technology* 32, no. 20 (2014): 3394-3402.
- [9] Rodrigo, Daniel, Lluís Jofre, and Bedri A. Cetiner. "Circular beam-steering reconfigurable antenna with liquid metal parasitics." *IEEE transactions on antennas and propagation* 60, no. 4 (2012): 1796-1802.
- [10] Costantine, Joseph, Youssef Tawk, Jonathan Woodland, Noah Flaum, and Christos G. Christodoulou. "Reconfigurable antenna system with a movable ground plane for cognitive radio." *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 8, no. 11 (2014): 858-863.
- [11] Mohanta, Harish Chandra, Abbas Kouzani, and Sushanta K. Mandal. "Reconfigurable antennas and their applications." (2019).

- [12] Liu, L., and R. J. Langley. "Liquid crystal tunable microstrip patch antenna." *Electronics Letters* 44, no. 20 (2008): 1179-1181.
- [13] Nasir, Nur Niwina, and Warsuzarina Mat Jubadi. "Analysis of IV Characteristics of Silicon PIN Diodes." *Evolution in Electrical and Electronic Engineering* 5, no. 1 (2024): 165-172.
- [14] De los Santos, Hector J. *Introduction to microelectromechanical microwave systems*. Artech House, 2004.
- [15] Sheta, Abdel-Fattah, and Samir F. Mahmoud. "A widely tunable compact patch antenna." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 7 (2008): 40-42.
- [16] Alsindiony, AbdulRahman, Ahmed El-Ghannam, Ahmed Sherif Ahmed Mahmoud, Kerollos Saad Thomas, Mohamed Tohamy Mohamed, and Yahia Eldakhakhny. "Varactors: An Overview for Undergraduates."
- [17] Rebeiz, Gabriel M. *RF MEMS: theory, design, and technology*. John Wiley & Sons, 2004.
- [18] Petosa, Aldo. "An overview of tuning techniques for frequency-agile antennas." *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 54, no. 5 (2012): 271-296.
- [19] Anagnostou, Dimitrios E., Guizhen Zheng, Michael T. Chryssomallis, James C. Lyke, George E. Ponchak, John Papapolymerou, and Christos G. Christodoulou. "Design, fabrication, and measurements of an RF-MEMS-based self-similar reconfigurable antenna." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54, no. 2 (2006): 422-432.
- [20] Zheng, Wei-Bin, Qing-An Huang, Xiao-Ping Liao, and Fu-Xiao Li. "RF MEMS membrane switches on GaAs substrates for X-band applications." *Journal of Microelectromechanical Systems* 14, no. 3 (2005) : 464-471.
- [21] Lavallee, R. Nathan, and Brian A. Lail. "Optically-controlled reconfigurable microstrip patch antenna." In *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4. IEEE, 2008.
- [22] Carrasquillo-Rivera, I., Z. Popovic, and RA Rodriguez Solis. "Tunable slot antenna using varactors and photodiodes." In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No. 03CH37450)*, vol. 4, pp. 532-535. IEEE, 2003.

- [23] Li, Xiaotong, Hiroyasu Sato, Hideo Fujikake, and Qiang Chen. "Development of two-dimensional steerable reflectarray with liquid crystal for reconfigurable intelligent surface applications." *IEEE transactions on antennas and propagation* 72, no. 3 (2024): 2108-2123.
- [24] Bakogianni, Sofia, Aris Tsolis, Chrysanthi Angelaki, and Antonis A. Alexandridis. "On the Development of Embroidered Reconfigurable Dipole Antennas: A Textile Approach to Mechanical Reconfiguration." *Electronics* 13, no. 18 (2024): 3649.
- [25] El Aoud, Salah Eddine, Hind Abbaoui, Sanae Attioui, Nasima El Assri, Saida Ibnyaich, and Abdelouhab Zeroual. "An Overview and State of The Art in Reconfigurable Antennas with Their Applications." In *ITM Web of Conferences*, vol. 69, p. 04014. EDP Sciences, 2024.
- [26] Alekhya, Bandi, Neelaveni Ammal Murugan, Boddapati Taraka Phani Madhav, and Naladimmu Kartheek Ram Reddy. "Millimeter-wave reconfigurable antenna for 5G wireless communications." *Progress In Electromagnetics Research Letters* 101 (2021): 107-115.
- [27] Trzebiatowski, Kamil, Mateusz Rzymowski, Lukasz Kulas, and Krzysztof Nyka. "Simple 60 GHz switched beam antenna for 5G millimeter-wave applications." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 20, no. 1 (2020): 38-42.
- [28] Al Abbas, Emad, Nghia Nguyen-Trong, Ahmed Toaha Mobashsher, and Amin M. Abbosh. "Polarization-reconfigurable antenna array for millimeter-wave 5G." *IEEE Access* 7 (2019): 131214-131220.
- [29] El Aoud, Salah Eddine, Hind Abbaoui, Sanae Attioui, Nasima El Assri, Saida Ibnyaich, and Abdelouhab Zeroual. "An Overview and State of The Art in Reconfigurable Antennas with Their Applications." In *ITM Web of Conferences*, vol. 69, p. 04014. EDP Sciences, 2024.
- [30] Mohanta, Harish Chandra, Abbas Kouzani, and Sushanta K. Mandal. "Reconfigurable antennas and their applications." (2019).
- [31] Pawar, Vaishali, Nilima Zade, Deepali Vora, Vaishali Khairnar, Aurenice Oliveira, Ketan Kotecha, and Ambarish Kulkarni. "Intelligent Transportation System with 5G Vehicle-to-Everything (V2X): Architectures, Vehicular Use Cases, Emergency Vehicles, Current Challenges and Future Directions." *IEEE Access* (2024).
- [32] Fellah Benzerga, " Étude et conception des réseaux d'antennes à ouverture progressive pour imagerie passive en technologie SIW: Modélisation par la méthode des éléments finis 2D " doctoral thesis, Tlemcen university, 2016.

- [33] Doucha Souad, "Contribution à la Conception des Réseaux d'Antennes à Ondes de Fuites à Dépointage de Faisceau Alimentés par des Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats" doctoral thesis, Tlemcen university, 2017.
- [34] J.Quinet "Théorie et pratique électronique et amplificateur. Ligne. Electrique. eq de Mawelle," édition Dunod, collection science sup. 2006.
- [35] García-Lampérez, Alejandro, Magdalena Salazar-Palma, and Sai Ho Yeung. "Compact diplexer with dual-mode SIW resonators." In *2014 44th European Microwave Conference*, pp. 857-860. IEEE, 2014.
- [36] Yang, Ziqiang, Jun Dong, Bangyu Luo, Tao Yang, and Yu Liu. "Low phase noise concurrent dual-band oscillator using compact diplexer." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 25, no. 10 (2015): 672-674.
- [37] Abuzaid, Hattan, Ali Doghri, Ke Wu, and Atif Shamim. "SIW based multilayer transition and power divider in LTCC technology." In *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp. 1-3. IEEE, 2013.
- [38] Rahali, Bouchra, and Mohammed Feham. "Design of Ku-band substrate integrated waveguide phase shifter." *International Journal of Information and Electronics Engineering* 4, no. 3 (2014): 225.
- [39] Shi, Zhongli, and Zhenhai Shao. "Design of ka-band substrate integrated waveguide circulator." In *International Conference on Computational Problem-Solving*, pp. 260-262. IEEE, 2010.
- [40] Athanasopoulos, Nikolaos, Dimitrios Makris, and Konstantinos Voudouris. "A 60 GHz planar diplexer based on substrate integrated waveguide technology." *Active and Passive Electronic Components* 2013, no. 1 (2013): 948217.
- [41] Doghri, Ali, Tarek Djerafi, Anthony Ghiotto, and Ke Wu. "Substrate integrated waveguide directional couplers for compact three-dimensional integrated circuits." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 63, no. 1 (2014): 209-221.
- [42] Nasri, Abdelkhalek, Hassen Zairi, and Ali Gharsallah. "A compact SIW mixer for millimeter-wave applications." *International Journal of Electrical and Computer Engineering* 4, no. 6 (2014): 902.

- [43] Wang, Zhebin, and Chan-Wang Park. "Novel substrate integrated waveguide (SIW) type high power amplifier using microstrip-to-SIW transition." In *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, pp. 101-103. IEEE, 2013.
- [44] Muchhal, Nitin, and Shweta Srivastava. "Review of recent trends on miniaturization of substrate integrated waveguide (SIW) components." In *2017 3rd International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology (CICT)*, pp. 1-6. IEEE, 2017.
- [45] Deslandes, Dominic, and Ke Wu. "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters." *IEEE Transactions on microwave theory and Techniques* 51, no. 2 (2003): 593-596.
- [46] Fellah, Benzerga, Nabil Cherif, Mehadjji Abri, and Hadjira Badaoui. "CSRR-DGS band-pass filter based on half mode substrate integrated waveguide for X-band applications." *Advanced Electromagnetics* 10, no. 3 (2021): 39-42.
- [47] Nwajana, Augustine O., and Emenike Raymond Obi. "A review on SIW and its applications to microwave components." *Electronics* 11, no. 7 (2022): 1160.
- [48] Deslandes, Dominic, and Ke Wu. "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide." *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 54, no. 6 (2006): 2516-2526.
- [49] Morini, Antonio, Marco Farina, Cristian Cellini, Tullio Rozzi, and Giuseppe Venanzoni. "Design of low-cost non-radiative SMA-SIW launchers." In *2006 European Microwave Conference*, pp. 526-529. IEEE, 2006.
- [50] Tlaxcalteco-Matus, Miguel A., and Reydezel Torres-Torres. "Systematic modeling and characterization of a via-to-SIW transition." *IEEE microwave and wireless components letters* 20, no. 12 (2010): 657-659.
- [51] Deslandes, Dominic, and Ke Wu. "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide." *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 54, no. 6 (2006): 2516-2526.
- [52] Chen, Xiao-Ping, and Ke Wu. "Substrate integrated waveguide filter: Basic design rules and fundamental structure features." *IEEE Microwave Magazine* 15, no. 5 (2014): 108-116.
- [53] Nwajana, Augustine O., and Emenike Raymond Obi. "A review on SIW and its applications to microwave components." *Electronics* 11, no. 7 (2022): 1160.

- [54] Duraisamy, Tharani, Selvajyothi Kamakshy, Sholampettai Subramanian Karthikeyan, Rusan Kumar Barik, and Qingsha S. Cheng. "Compact Wideband SIW Based Bandpass Filter for X, Ku and K Band Applications." *Radioengineering* 30, no. 2 (2021).
- [55] Shehab, Shahriar Hasan, Nemai Chandra Karmakar, and Jeffrey Walker. "Substrate-integrated-waveguide power dividers: An overview of the current technology." *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 62, no. 4 (2019): 27-38.
- [56] Pradhan, Nrusingha Charan, Karthikeyan Sholampettai Subramanian, Rusan Kumar Barik, and Qingsha S. Cheng. "Design of compact substrate integrated waveguide based triple-and quad-band power dividers." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 31, no. 4 (2021): 365-368.
- [57] Liu, Bao-Guang, Yun-Peng Lyu, Lei Zhu, and Chong-Hu Cheng. "Compact square substrate integrated waveguide filtering power divider with wideband isolation." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 31, no. 2 (2020): 109-112.
- [58] Zhang, Gang, Yijie Liu, Enrong Wang, and Jiquan Yang. "Multilayer packaging SIW three-way filtering power divider with adjustable power division." *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs* 67, no. 12 (2020): 3003-3007.
- [59] Nwajana, Augustine O., Eugene A. Ogbodo, and Ifueko I. Imasuen. "Formulation for energy distribution in T-junctions for diplexer design." In *2021 International Conference on Electrical, Communication, and Computer Engineering (ICECCE)*, pp. 1-4. IEEE, 2021.
- [60] Lai, Junchen, Tao Yang, Pei-Ling Chi, and Ruimin Xu. "A novel 1.7–2.85-GHz filtering crossover with independently tuned channel passbands and reconfigurable filtering power-dividing function." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 69, no. 5 (2021): 2458-2469.
- [61] Cheng, Yu Jian. *Substrate integrated antennas and arrays*. CRC Press, 2018.
- [62] Saleh, Sahar, Mohd Haizal Jamaluddin, Faroq Razzaz, Saud M. Saeed, Nick Timmons, and Jim Morrison. "Compactness and performance enhancement techniques of ultra-wideband tapered slot antenna: A comprehensive review." *Alexandria Engineering Journal* 74 (2023): 195-229.

- [63] Bouchra, Bellahouel, Abri Mehadji, and Benzerga Fellah. "A Frequency Reconfigurable Leaky Wave Antenna Based on SIW for Ku-Band Applications." *NeuroQuantology* 22, no. 1 (2024): 1.
- [64] Benzerga Fellah, Mehadji Abri and Hadjira Badaoui "Analysis and Design of Vivaldi Antipodal (Antenna array AVA) for Passive Imaging Applications" The 1st Conference on Electrical Engineering, Algiers, Algeria, April 22-23, 2019.
- [65] Cheng, Ke, Qingquan Tan, Kuikui Fan, and Guoqing Luo. "A wideband planar yagi antenna array for 5g millimeter-wave applications." In *2020 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC)*, pp. 1-3. IEEE, 2020.
- [66] Hong, Wei, Chao Yu, Chen Yu, Guohua Zhai, Wei Qin, Leung Chiu, and Zhenqi Kuai. "Frequency notched wideband printed directional antennas." In *2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pp. 1-4. IEEE, 2010.
- [67] Cheng, Tong, Wen Jiang, and Shuxi Gong. "A stable gain printed log-periodic dipole antenna." In *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp. 1-2. IEEE, 2017.

Chapitre III :

**Conception et simulation des réseaux d'antennes
en technologie SIW dans la bande Ka**

III. 1. Introduction

Ce chapitre expose les résultats de simulation des réseaux d'antennes de type log-périodique en technologie SIW, conçus aux applications 5G dans la bande millimétrique.

Une antenne log-périodique est une antenne directionnelle, caractérisée par une structure composée de plusieurs éléments conducteurs, généralement des dipôles, disposés de manière régulière selon un motif log-périodique.

Ce chapitre est organisé comme suit : nous commencerons par la conception d'un guide d'onde SIW, en tenant compte de l'adaptation. Ensuite, nous nous concentrerons sur la conception des diviseurs de puissance 1×2 , puis 1×4 , optimisés pour les performances requises. Enfin, ce chapitre se conclura par la conception d'un réseau d'antennes, d'abord constitué d'un seul élément rayonnant, puis étendu à deux éléments, et enfin à quatre éléments. L'objectif final étant de concevoir des réseaux d'antennes offrant un gain élevé, une excellente directivité et une efficacité optimale.

III. 2. Résultats de simulation et discussions

III. 2. 1. Conception d'un guide d'onde intégrée au substrat (SIW)

Cette section est consacrée à la présentation des résultats de la simulation d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW), fonctionnant dans la bande de fréquence comprise entre 20 et 40 GHz. Le guide SIW est conçu sur un substrat Rogers RT5880 à faibles pertes. Ce substrat diélectrique possède une permittivité relative de $\epsilon_r = 2.2$, avec une épaisseur de 0.508 mm. La Figure III. 1 présente la configuration du guide d'onde SIW. Il est important de noter que les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio.

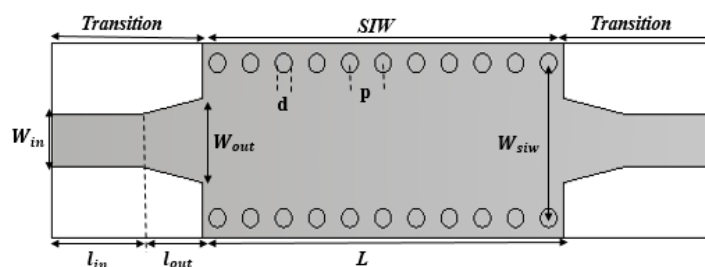


Figure III. 1. Structure de SIW opérant dans la bande millimétrique.

Les dimensions du guide SIW, comprenant le diamètre des vias d , la distance entre les deux vias (centre à centre) p , ainsi que la largeur w_{siw} , seront optimisées dans la bande millimétrique pour une fréquence de résonance de 25 GHz. Le taper micro-ruban est utilisé pour ajuster l'impédance de sortie du guide SIW à celle de l'entrée de la ligne micro-ruban. Les

dimensions du taper, à savoir l_{in} , l_{out} , w_{in} et w_{out} sont calculées et intégrées au guide d'onde SIW à l'aide de l'outil de simulation CST Studio, Toutes les dimensions seront représentées dans le Tableau III. 1.

L'objectif principal de cette structure était de réduire la puissance réfléchi en dessous de la fréquence de résonance $f_c = 25 \text{ GHz}$ dans la bande millimétrique. La Figure III. 2 présentent les résultats simulés des coefficients de réflexion et de transmission du guide SIW. Nous avons obtenu des puissances inférieures à -10 dB entre 25 et 40 GHz, avec un coefficient de transmission minimal atteignant 0 dB. Il a été observé qu'aucune transmission n'est possible pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure, qui est de 25 GHz.

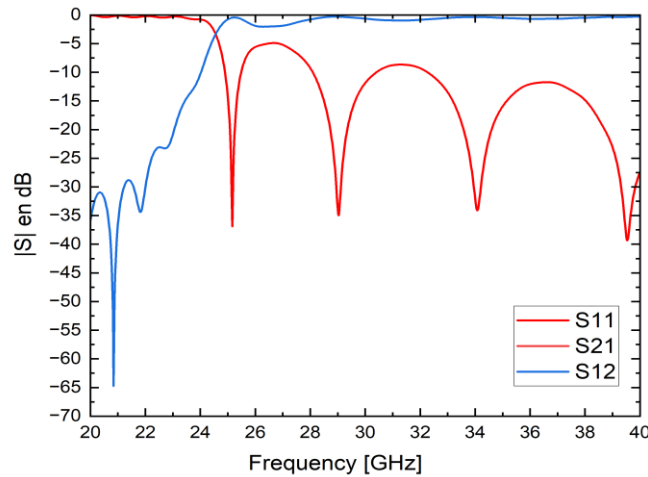


Figure III. 2. La puissance réfléchi et transmise du guide SIW.

Comme le montre la Figure III. 3, il est observé que le champ électrique est bien délimité et réparti sur l'ensemble du guide SIW, en raison de la présence des vias métalliques sur les deux côtés latéraux. De plus, le mode dominant est le TE₁₀.

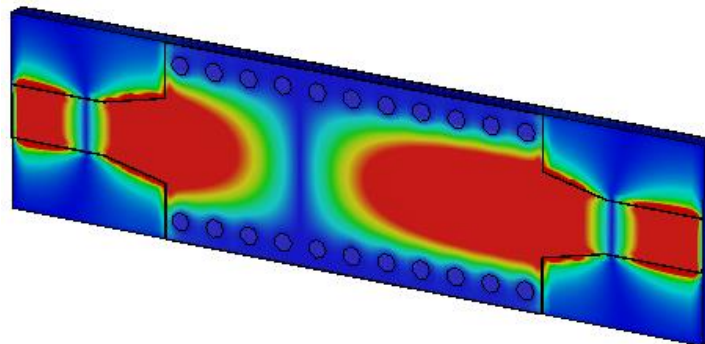


Figure III. 3. Distribution du champ électrique du guide SIW simulé à une fréquence de 25 GHz.

III. 2. 2. Diviseur de puissance utilisant la technologie SIW

III. 2. 2. 1. Diviseur de puissance de type Y 1×2

Dans cette section, nous avons conçu un diviseur de puissance 1 × 2 en technologie SIW avec une jonction en Y, utilisé pour alimenter l'antenne en réseau et diviser la puissance de manière égale. Nous avons utilisé le substrat Rogers RT5880 pour la construction du diviseur de puissance et réalisé une étude paramétrique avec CST pour optimiser les résultats de la simulation. Les caractéristiques physiques du diviseur étudié dans cette analyse sont identiques à celles présentées dans les parties antérieures. Il s'agit du substrat Rogers RT5880 avec pertes, ayant une constante diélectrique ϵ_r , un facteur de pertes de l'ordre de 0.0009, une épaisseur de 0.508 mm, et une métallisation de 0.05 mm. Il convient de noter que le signal micro-ondes est injecté dans le port (1) et récupéré dans les ports (2) et (3), avec uniquement le mode fondamental excité. La puissance d'entrée est ensuite divisée en sortie grâce aux tiges métalliques placées au centre [1]. L'optimisation de W_{out} permet d'obtenir de bonnes performances pour le diviseur de puissance en Y à deux voies. L'objectif principal de cette structure était de minimiser les réflexions pour les fréquences supérieures à la fréquence de résonance f_c . Après optimisation avec le logiciel CST, la configuration finale est présentée dans la Figure III. 4 pour $W_{out} = 2.7$ mm.

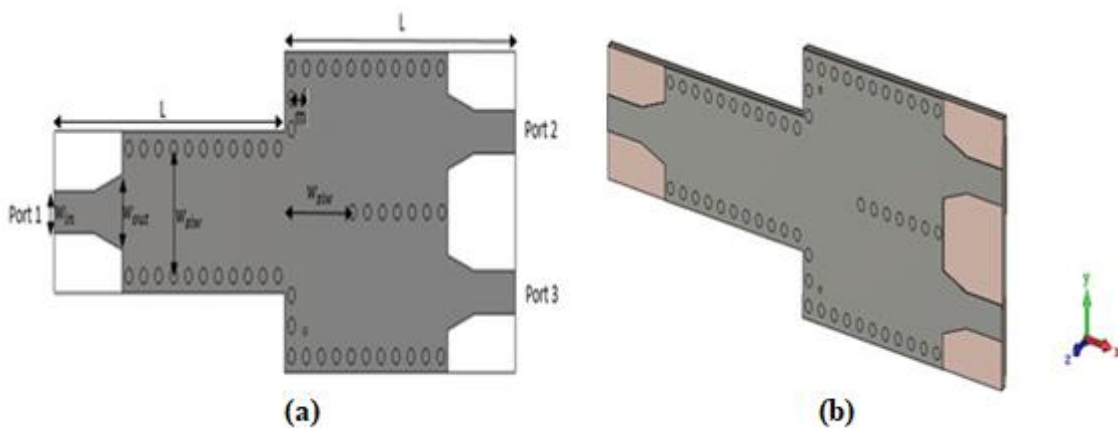


Figure III. 4. Structure d'un diviseur de puissance de type Y 1×2.

La Figure III. 5 présente les résultats de simulation des paramètres S du diviseur de puissance SIW proposé. Les résultats de simulation de S11, S21 et S31 montrent que le diviseur de puissance fonctionne entre 24.98 et 40 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. La valeur du S11 (return loss) est d'environ -24.52 dB à une fréquence de 24.98 GHz. Il est également à noter que les coefficients de transmission S21, S31 sont égaux à -3dB.

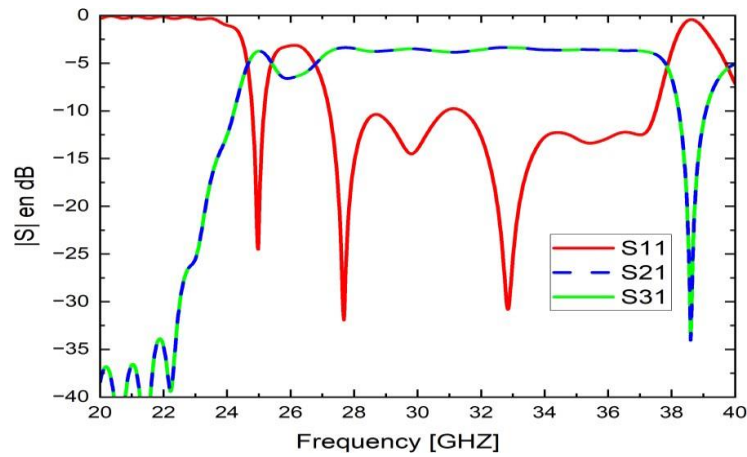


Figure III. 5. Représentation de coefficient de réflexion S11 et du transmission S21, S31 du diviseur de puissance 1×2.

La Figure III. 6 illustre la répartition du champ électrique à la fréquence de 24.98 GHz. Il est remarqué que, selon le mode fondamental TE₁₀, la distribution du champ électrique est bien confinée à l'intérieur du guide d'ondes, avec une répartition efficace du champ.

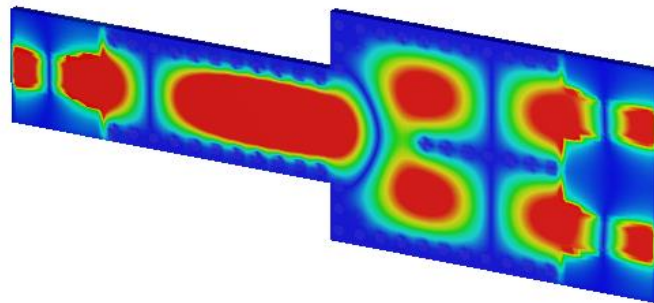


Figure III. 6. Distribution du champ électrique dans le diviseur de puissance 1×2.

III. 2. 2. 2. Diviseur de puissance de type Y 1×4

Dans ce segment, nous avons développé un diviseur de puissance 1×4 à guide d'ondes intégré sur substrat (SIW) équipé d'un embranchement en Y. Ce diviseur a pour fonction d'alimenter l'antenne en réseau tout en répartissant la puissance de manière uniforme. Afin d'optimiser le coefficient de réflexion à l'entrée, des vias petites et placées stratégiquement à un angle droit ont été intégrées [2].

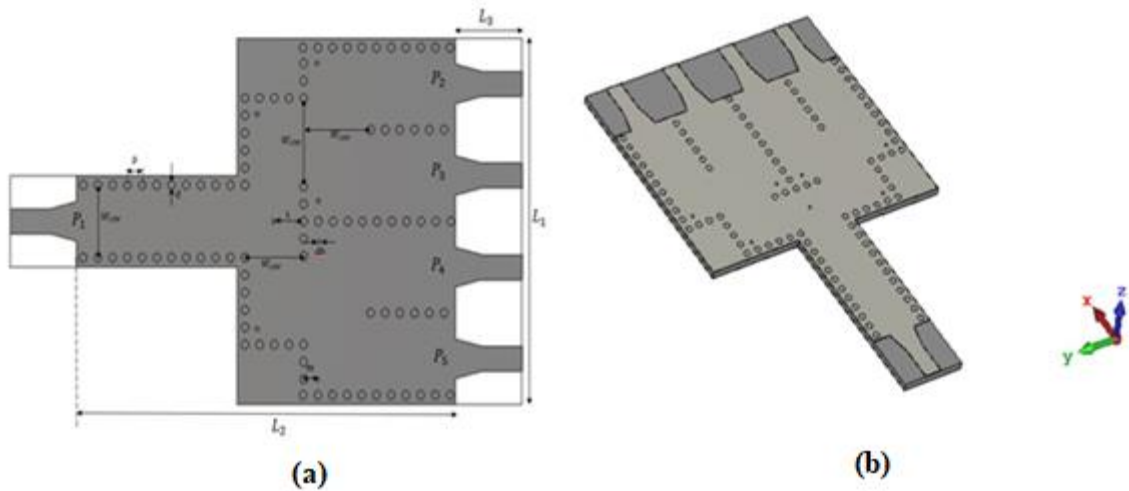


Figure III. 7. La structure d'un diviseur de puissance de type Y 1×4, $W_{siw} = 5\text{mm}$, $d=0,55\text{ mm}$, $p=1,1\text{ mm}$, $S=1,3\text{ mm}$, $dh=0,2\text{ mm}$, $d1=d2= 0.75$, $L1=15,9\text{ mm}$, $L2=9,65\text{ mm}$, $L3=5\text{ mm}$.

Le design de SIW soutient exclusivement les modes $TEn0$, tandis que les modes TM ne se propagent pas à travers le SIW, en raison de l'interruption du flux de courant le long des vias [3]. L'impédance d'entrée est fixée à $50\ \Omega$. La géométrie du SIW proposée est présentée à la Figure III. 7, tandis que les dimensions du diviseur de puissance sont spécifiées dans le Tableau III. 1. Un simulateur CST a été utilisé pour effectuer une étude paramétrique, visant à optimiser les résultats de la simulation.

Les résultats de la simulation des paramètres S du diviseur de puissance SIW sont illustrés à la Figure III. 8. Les résultats des paramètres S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} et S_{51} révèlent que le diviseur présente un premier pic à $-23,38\text{ dB}$, à une fréquence de $24,54\text{ GHz}$, comme le montre la Figure III. 8. (a). En outre, la Figure III. 8. (b) démontre une transmission favorable, indiquant ainsi une adaptation satisfaisante du diviseur.

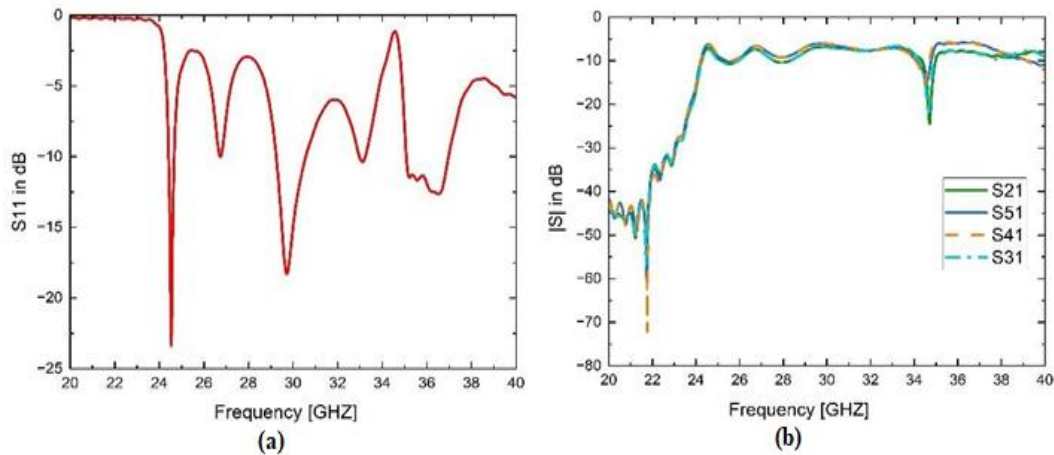


Figure III. 8. (a) S_{11} du diviseur de puissance 1×4 . (b) Coefficients de transmission du diviseur de puissance 1×4 .

Un autre aspect crucial à prendre en compte est la répartition du champ électromagnétique à travers le guide d'ondes, dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation. La figure III.9 illustre la répartition simulée du champ électrique à une fréquence de 24.54 GHz. Il convient de souligner que, dans cette simulation, nous avons supposé que la propagation se fait selon le mode fondamental TE_{10} , ce qui est confirmé par les résultats obtenus.

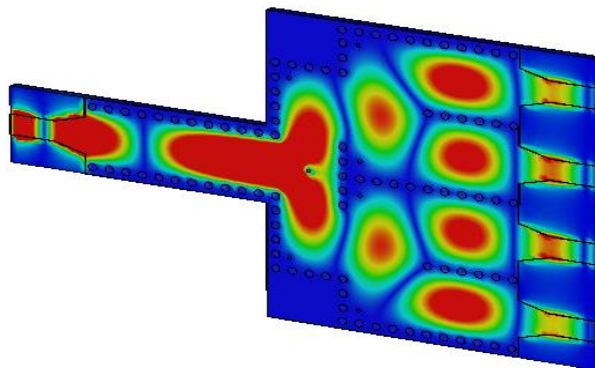


Figure III. 9. Distribution du courant dans le diviseur de puissance 1×2 .

III. 2. 3. Réseaux d'antennes log-périodiques (LPDA)

III. 2. 3. 1. Conception d'antenne seule LPDA

Nous proposons la conception d'une nouvelle configuration d'antenne LPDA, opérant à une fréquence de résonance de 25 GHz, comme illustré dans la Figure III.10. Cette antenne est alimentée par une jonction SIW, dont le diamètre est noté d , et p représente l'espace entre les tiges. La transition possède une impédance caractéristique de 50Ω , avec une largeur W_{in} et

une longueur $l_{in} + l_{out}$, assurant ainsi l'adaptation de l'antenne. L'antenne proposée est composée de six dipôles planaires positionnés sur le dessus et le dessous d'un substrat d'épaisseur t . La structure du dipôle dans le LPDA prend une forme rectangulaire [4]. L'antenne possède trois paramètres : la longueur des dipôles (l_n), la distance entre eux, ainsi que la largeur du dipôle (r_n) et le nombre d'éléments de dipôles [5]. L'espacement longitudinal entre deux dipôles adjacents S_n est donné par $\frac{\lambda}{2}$ [6].

En considérant la formule suivante pour la longueur d'onde :

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{25 \times 10^9 \sqrt{2.2}} = 8 \text{ mm} \tag{III. 1}$$

Cela donne un espacement de 4 mm entre les dipôles, et les longueurs des dipôles augmentent progressivement le long de l'antenne.

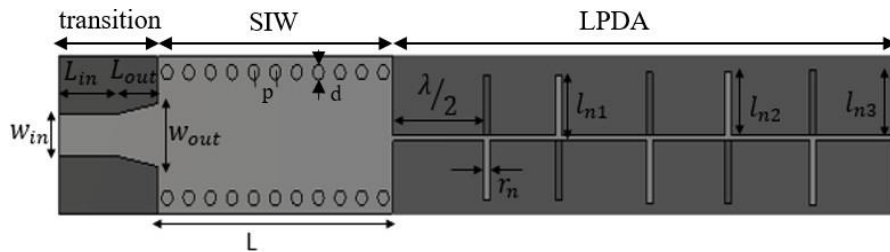


Figure III. 10. LPDA alimenté par SIW.

L'antenne a été conçue de manière à résonner à 25 GHz, dans le cadre d'applications spécifiques à la 5G. Elle est alimentée via un guide d'ondes à structure intégrée (SIW). Les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio, afin de répondre aux critères de performance nécessaires. Le substrat diélectrique utilisé est le Rogers RT5880 (perte), présentant une épaisseur de $h = 0.508$ mm, une constante diélectrique relative de $\epsilon_r = 2.2$ et une tangente de perte $\tan \delta$ d'environ 0.0009.

La Figure III. 11. (a) présente le coefficient de réflexion S_{11} , qui atteint une valeur de -28.35 dB, indiquant une bonne adaptation de l'antenne à la fréquence de 25.24 GHz. En ce qui concerne le gain simulé présenté à la Figure III. 11. (b), il est constaté que les valeurs de gain sont satisfaisantes, avec une réponse relativement stable à 25.24 GHz, atteignant environ 6.09 dBi.

Tableau III. 1. Différents paramètres optimisés.

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
W_{in}	1.57	L	12
W_{out}	2.3	l_{n1}	2.2
L_{in}	3	l_{n2}	2.3
L_{out}	2	l_{n3}	2.4
d	0.55	r_n	0.2
P	1.1	h	0.508

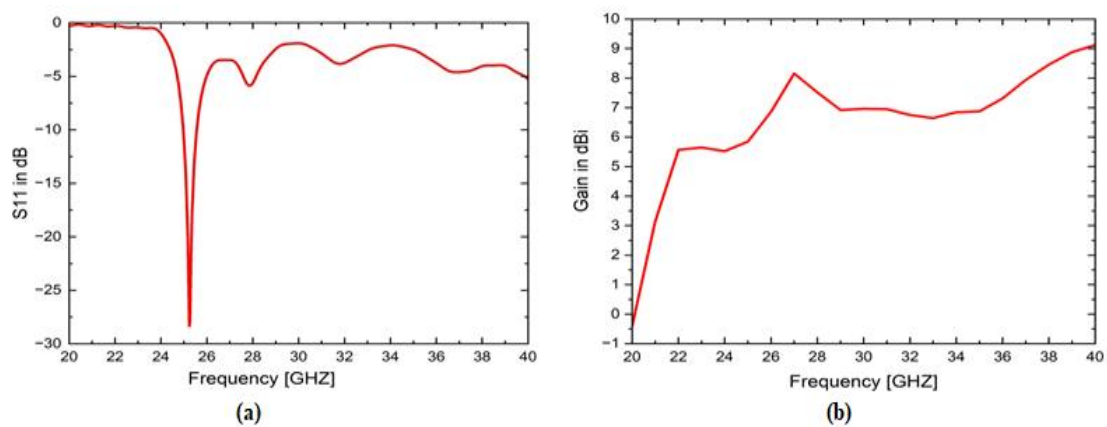
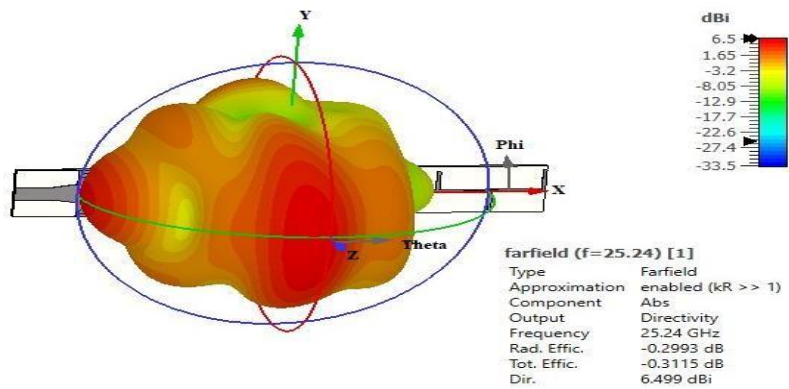


Figure III. 11. (a) Coefficient de réflexion de LPDA. (b) Le Gain simulé de l'antenne.

La Figure III. 12 présente les diagrammes de rayonnement de l'antenne conçue, exprimés en coordonnées polaires ainsi qu'en représentations 1D et 3D, à la fréquence de résonance de 25.24 GHz. Ces diagrammes révèlent une répartition du rayonnement quasi tridimensionnelle dans les plans H ($\varphi = 90^\circ$) et E ($\varphi = 0^\circ$), avec un lobe principal clairement dirigé vers l'angle 0° . Un lobe secondaire, de faible intensité, est également visible autour de $\theta = 180^\circ$.

En termes de performances, l'antenne atteint une directivité de 6.499 dBi. L'angle d'ouverture à -3 dB est de 26.5° dans le plan E et de 73.5° dans le plan H. Par ailleurs, comme illustré dans la Figure III. 13, l'efficacité de rayonnement atteint 93 %, témoignant d'un rendement remarquable. Les autres caractéristiques techniques sont exposées dans les figures III.12 et III.13.



(a)

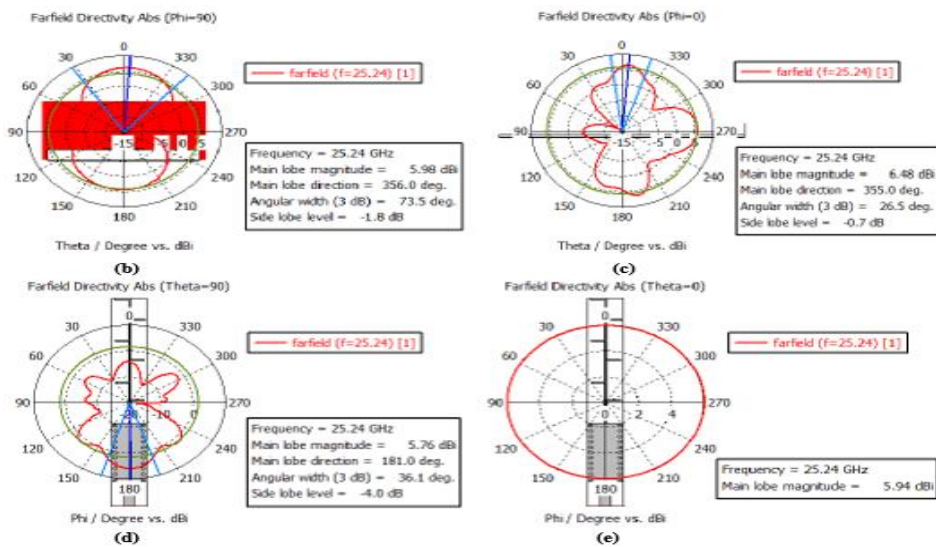
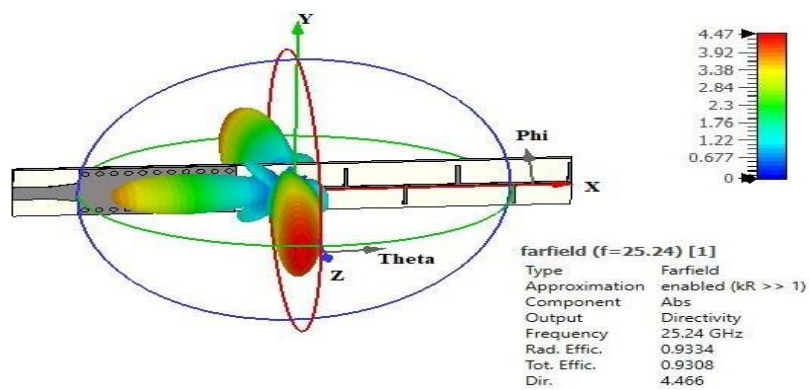


Figure III. 12. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle logarithmique. (a) plan 3D. (b) plan polaire (Phi=90°). (c) plan polaire (Phi=0°). (d) plan polaire (Theta=90°). (e) plan polaire (Theta=0°).



(a)

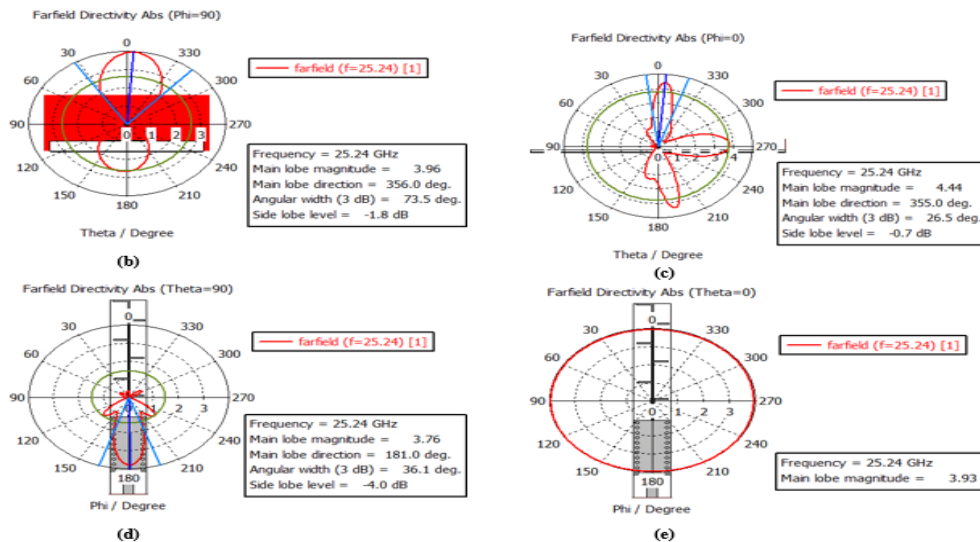


Figure III. 13. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle linéaire. (a) plan 3D. (b) plan polaire (Phi=90°). (c) plan polaire (Phi=0°). (d) plan polaire (Theta=90°). (e) plan polaire (Theta=0°).

III. 2. 3. 2. Conception d'un réseau d'antenne LPDA SIW à deux éléments rayonnants

La Figure III.14 représente l'antenne proposée, constituée de deux éléments rayonnants de type LPDA, positionnés aux extrémités des deux ports de sortie du diviseur de puissance en technologie SIW. Les dimensions de l'antenne réseau envisagée sont présentées dans le Tableau III. 1.

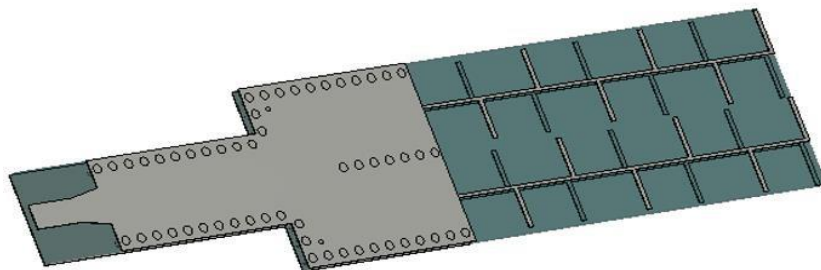


Figure III. 14. L'agencement du réseau d'antennes LPDA à deux éléments rayonnants, alimenté par le guide SIW et la ligne micro-ruban.

La Figure III. 15. (a) présente les résultats de la simulation du coefficient de réflexion de l'antenne réseau. Celui-ci reste inférieur à -10 dB sur l'intervalle de fréquences allant de 20 à 40 GHz, traduisant une bonne adaptation dans cette bande. Deux minima notables sont enregistrés : l'un à -26.39 dB à 24.52 GHz, et l'autre à -14.25 dB à 25.38 GHz, ce qui souligne une excellente adaptation d'impédance aux alentours de 25 GHz.

Par ailleurs, comme illustré dans la Figure III. 15. (b), le gain atteint 6.74 dBi à 24.52 GHz et s'élève à 10.14 dBi à 25.38 GHz. De manière générale, le gain reste positif sur l'ensemble de la bande de 20 à 40 GHz, indiquant de bonnes performances rayonnantes dans cette plage de fréquences.

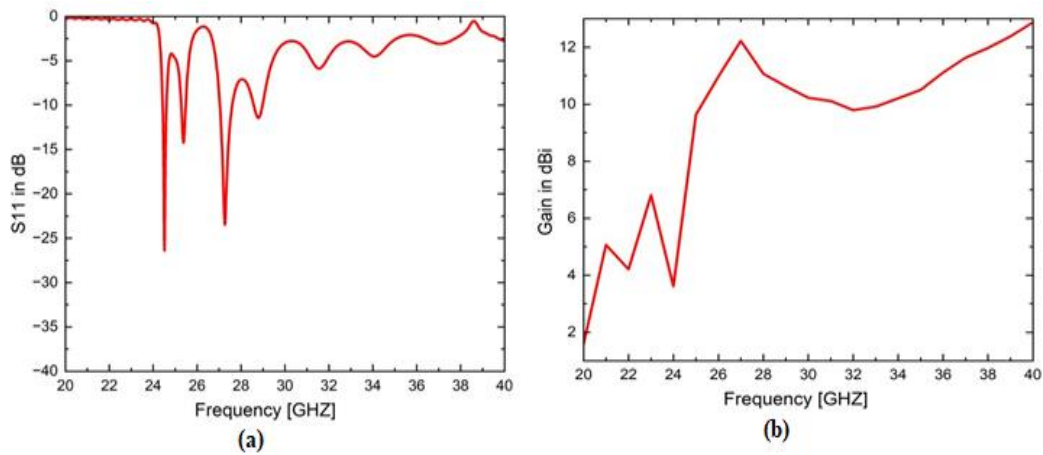
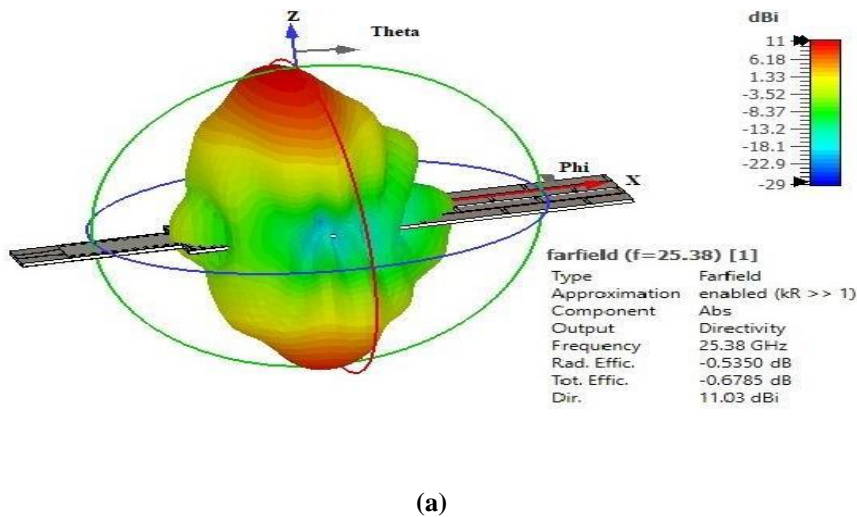


Figure III. 15. (a) S_{11} du réseau d'antennes. (b) Gain du réseau d'antenne.

Les Figures III. 16 et III. 17 illustrent respectivement les diagrammes de rayonnement de l'antenne en échelles logarithmique et linéaire, en 1D et 3D. Il apparaît que le rayonnement est principalement transversal dans les plans E ($\varphi = 0^\circ$) et H ($\varphi = 90^\circ$). Comme le montre la Figure III. 16. (a), la directivité atteint 11.03 dBi, ce qui représente une amélioration par rapport à l'antenne à élément rayonnant unique.

Les angles d'ouverture à -3 dB mesurés sont de 20.4° dans le plan E et de 51.1° dans le plan H. L'efficacité de l'antenne est estimée à 88 %, toujours selon la Figure III. 17(a). Les autres paramètres de performance sont détaillés dans les figures suivantes.



(a)

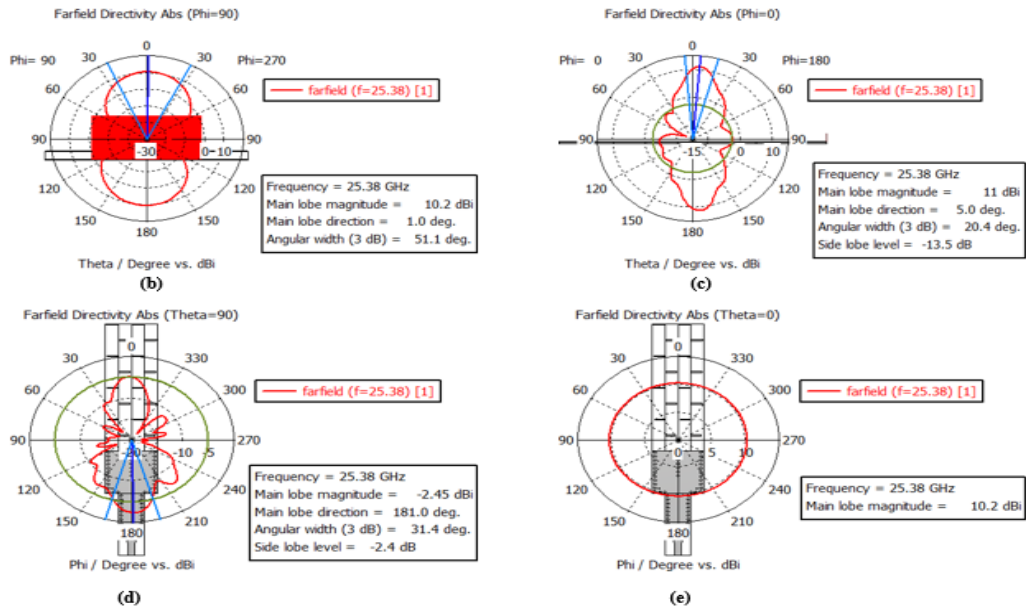
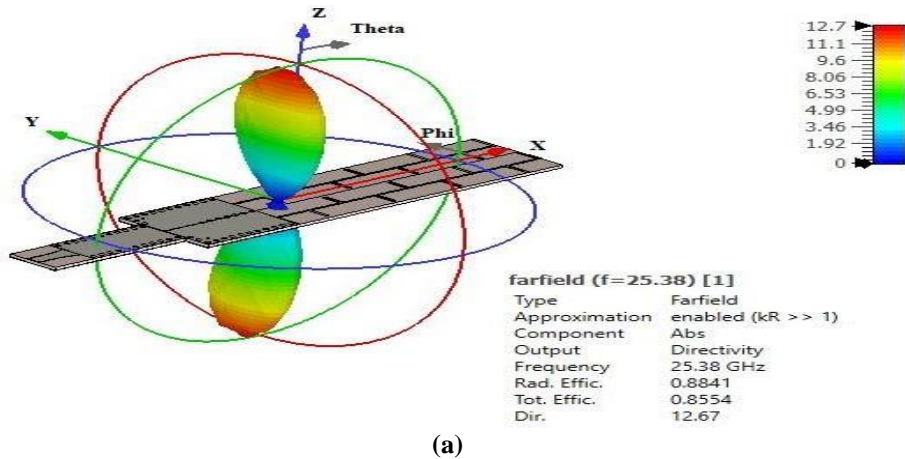


Figure III. 16. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle logarithmique. (a) plan 3D. (b) plan polaire (Phi=90°). (c) plan polaire (Phi=0°). (d) plan polaire (Theta=90°). (e) plan polaire (Theta=0°).



(a)

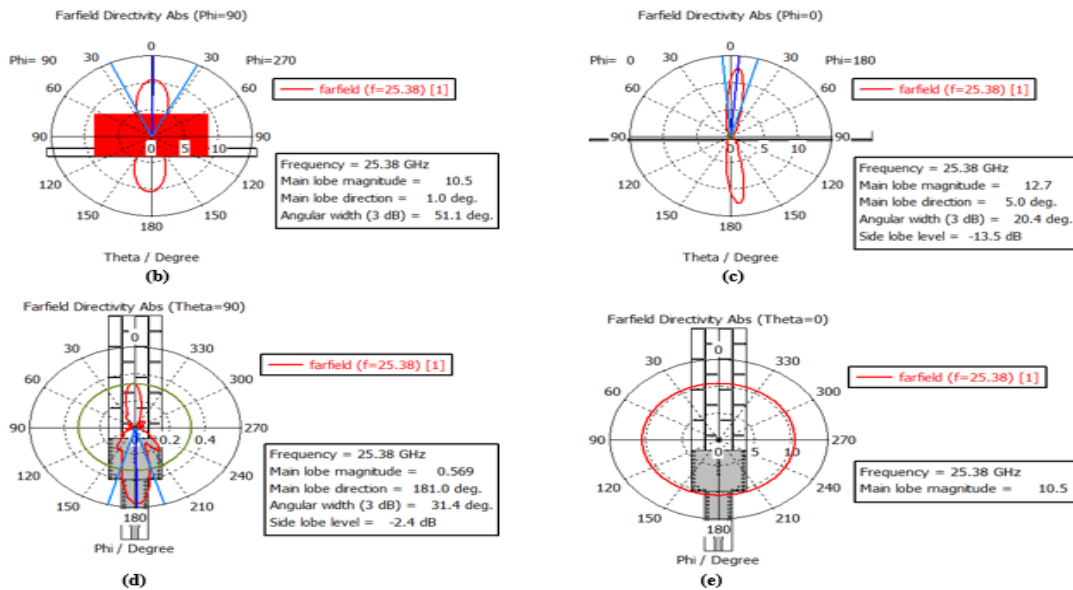


Figure III. 17. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle linéaire. (a) plan 3D. (b) plan polaire (Phi=90°). (c) plan polaire (Phi=0°). (d) plan polaire (Theta=90°). (e) plan polaire (Theta=0°).

III. 2. 3. 3. Conception d'un réseau d'antenne LPDA SIW à quatre éléments rayonnants

Un réseau d'antennes fonctionnant à une fréquence de résonance de 25 GHz a été développé. Celui-ci est réalisé sur un substrat diélectrique de type Rogers RT5880, caractérisé par une épaisseur de 0.508 mm, une permittivité relative de 2.2 et une tangente de perte de 0.0009. En ajustant la largeur de sortie W_{out} , il est possible d'optimiser les performances du diviseur de puissance en Y à deux branches. La Figure III.18 illustre l'architecture du réseau d'antennes LPDA, constitué de quatre éléments rayonnants alimentés via un réseau de distribution intégré, basé sur un diviseur de puissance SIW de type 1×4 , optimisé pour une largeur $W_{out} = 2.5\text{mm}$.

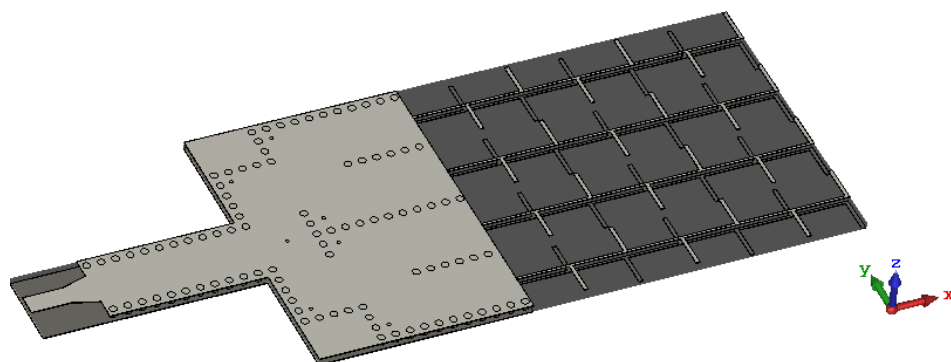


Figure III. 18. La structure du réseau d'antennes LPDA avec le diviseur de puissance SIW 1×4 .

La Figure III. 19. (a) montre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Nous pouvons constater que la performance du réseau d'antennes est à la limite de ce qui est

acceptable, avec un appariement de -13.47 dB à 25.84 GHz. En ce qui concerne le gain simulé présenté dans la Figure III. 19. (b), nous observons que le gain est excellent, atteignant 13,43 dBi à la fréquence de résonance de 25.84 GHz, et le gain de l'antenne reste largement positif sur l'ensemble de la plage de fréquence allant de 20 GHz à 40 GHz.

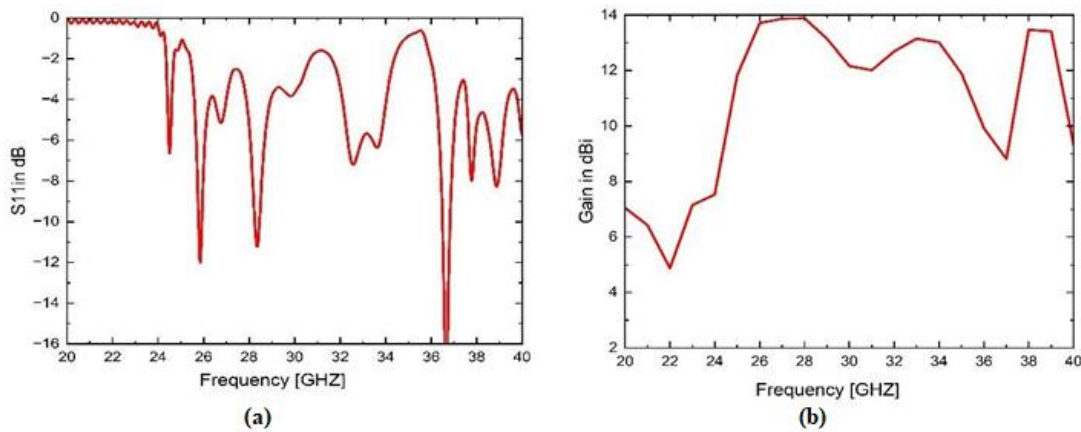


Figure III. 19. (a) S11 de réseau d'antennes. (b) Gain en fonction de la fréquence.

La Figure III. 20 montre la distribution électrique dans le LPDA SIW 1×4 pour la fréquence résonante de 25.84 GHz. On remarque que la distribution du champ électrique selon le mode fondamental TE₁₀ est bien contenue dans le LPDA et une distribution efficace du champ électrique est observée dans le diviseur de puissance.

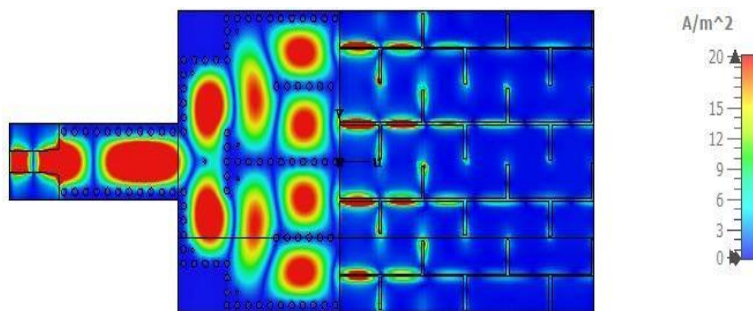
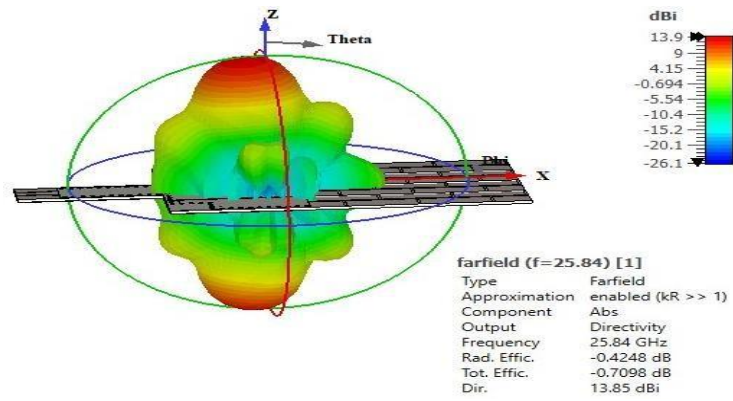


Figure III. 20. La distribution du champ électrique pour une fréquence de 25,8 GHz.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne en 1D et 3D sont présentés respectivement dans les Figures III. 21 et III. 22. Ils montrent une directivité de 13.85 dBi et une efficacité de 90%, des performances particulièrement remarquables. L'antenne émet un rayonnement vertical à un angle de 180°, avec l'apparition de petits lobes secondaires dans toutes les directions. Les Figures III. 21 et III. 22 détaillent également les autres paramètres de l'antenne.



(a)

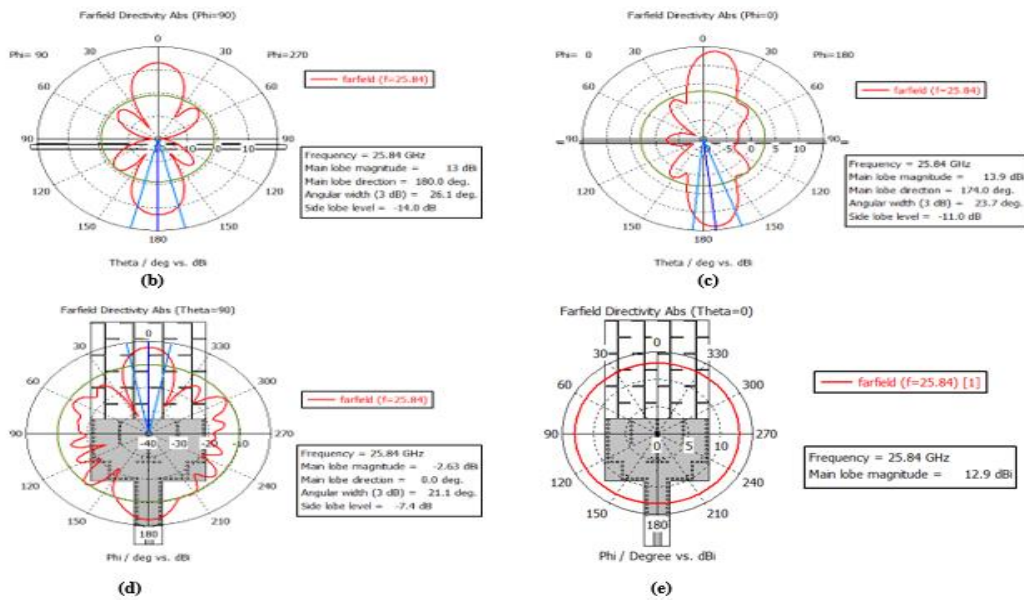
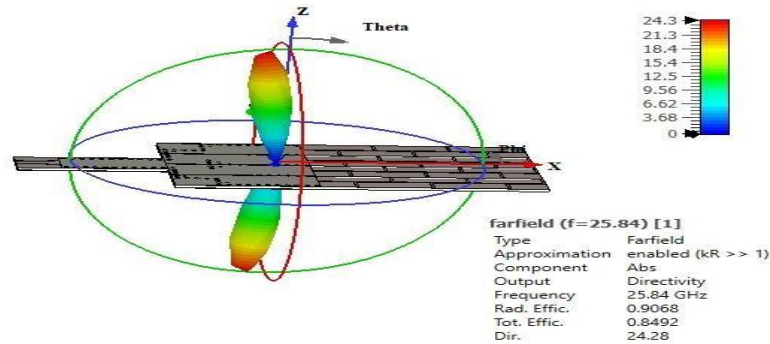


Figure III. 21. Diagramme de rayonnement à 25.8 GHz dans l'échelle logarithmique. (a) plan 3D. (b) plan polaire (Phi=90°). (c) plan polaire (Phi=0°). (d) plan polaire (Theta=90°). (e) plan polaire (Theta=0°).



(a)

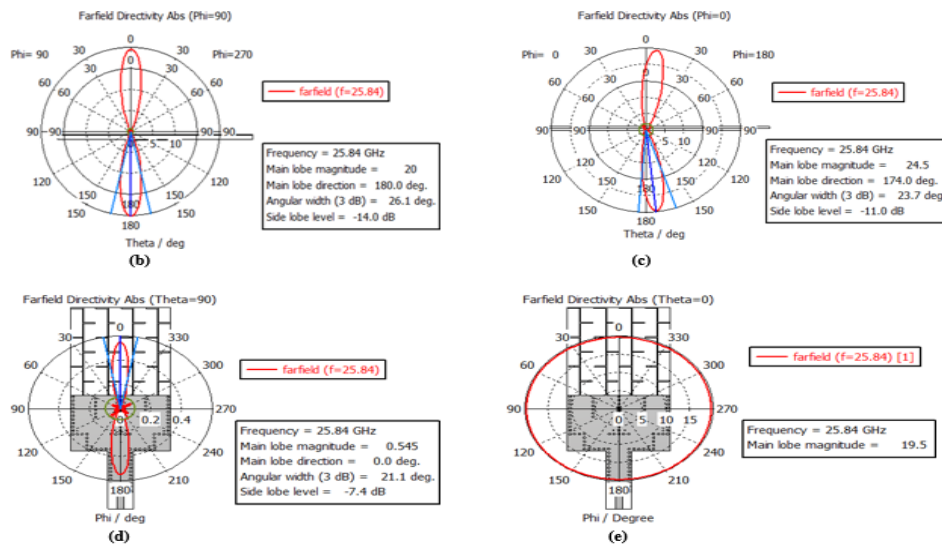


Figure III. 22. Diagramme de rayonnement à 25.8 GHz dans l'échelle linéaire. (a) plan 3D. (b) plan polaire (Phi=90°). (c) plan polaire (Phi=0°). (d) plan polaire (Theta=90°). (e) plan polaire (Theta=0°).

III.3. Comparaison des résultats obtenus avec les travaux antérieurs

Dans cette section, nous comparons les résultats obtenus dans cette étude avec ceux des travaux précédents dans le domaine des antennes hyperfréquence. L'objectif est de mettre en évidence les avancées réalisées par rapport aux approches existantes, en particulier en ce qui concerne la bande passante, l'efficacité et le gain.

Les travaux de [7] ont montré que l'utilisation d'une antenne dipôle permet d'obtenir une bande passante allant de 24.5 à 28 GHz, avec un gain moyen de 4.2 dBi. Dans [8], une antenne utilisant la technologie SIW opérant dans la plage de fréquences de 40 à 50 GHz présente un gain moyen variant de 9.1 à 12.6 dBi. Enfin, dans [8], une antenne microstrip proposée pour une fréquence de 28 GHz présente un gain de 9.76 dBi.

Cependant, ces travaux présentent des limitations, notamment une certaine complexité géométrique, ce qui peut entraîner des pertes supplémentaires, particulièrement à haute fréquence.

En revanche, dans notre travail, nous avons conçu un réseau d'antennes dipôles log-périodiques indépendants de la fréquence avec une architecture simplifiée utilisant la technologie SIW. Ce réseau d'antennes offre une bande passante de 25 GHz, avec un gain de 13.43 dBi, tout en maintenant une efficacité de 90% à travers la bande de fréquence.

En résumé, les résultats de cette étude montrent (voir Tableau III. 2) que la conception de l'antenne log périodique proposée offre des améliorations substantielles par rapport aux approches précédentes, notamment en termes de bande passante et de gain. Ces résultats ouvrent la voie à des applications plus efficaces dans les systèmes de communication sans fil. De plus, ce réseau d'antennes possède la capacité d'être utilisé dans l'imagerie des radars à ultra-large bande, ainsi que dans le secteur militaire.

Tableau III. 2. Comparaison de l'antenne réseau SIW proposée avec les études antérieures.

Références	Thechnologie	Frequence (GHZ)	Gain maximal (dB)
[7]	Ink-printed flexible wideband dipole array antenna	24.5/28	4.2
[8]	SIW antenna	40-50	9.1-12.6
[9]	MicrostripAntennas	28	9.76
Travail proposé	SIW 1×4 array antenna	25 GHZ	13.43

III. 4. Conclusion

Ce chapitre présente la conception des diviseurs de puissance 1×2 et 1×4 utilisant la technologie SIW, dans le but d'optimiser les performances globales du système. Par la suite, un réseau d'antennes LPDA a été développé, associé successivement à des diviseurs de puissance 1×2 , puis 1×4 , dans l'objectif d'améliorer les caractéristiques de l'antenne, notamment son gain, sa directivité et son efficacité. Ce réseau a été conçu pour fonctionner à une fréquence de résonance spécifiquement choisie pour les applications 5G dans la bande millimétrique, à savoir 25 GHz et ses fréquences adjacentes.

Références

- [1] Cherif, Nabil, Mehadji Abri, Fellah Benzerga, Hadjira Badaoui, Junwu Tao, Tan-Hoa Vuong, and Sarosh Ahmad. "Broadband SIW traveling wave antenna array for terahertz applications." *Advances in Terahertz Technology and Its Applications* (2021): 211-219.
- [2] Fellah, Benzerga, and Mehadji Abri. "Design of antipodal linearly tapered slot antennas (ALTSA) arrays in SIW technology for UWB imaging." In *Recent Advances in Electrical Engineering and Control Applications*, pp. 381-389. Cham: Springer International Publishing, 2016.
- [3] Nissanov, Uri, and Ghanshyam Singh. "6G broadband and high directive microstrip antenna with SIW and FSSs." *Engineering Science & Technology* (2024): 1-16.
- [4] Pawar, Shailendra Singh, Madhu Shandilya, and Vijayshri Chaurasia. "Parametric evaluation of microstrip log periodic dipole array antenna using transmission line equivalent circuit." *Engineering Science and Technology, an International Journal* 20, no. 4 (2017): 1260-1274.
- [5] Calmon, Andre, Guilherme Pacheco, and Marco Terada. "A novel reconfigurable UWB log-periodic antenna." In *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 213-216. IEEE, 2006.
- [6] Metahri, Hanane, Mehadji Abri, and Hanaa Moussaoui. "The Design of Log-Periodic Dipole Array (LPDA) Antenna for 5G Application Using SIW Technology." In *2024 2nd International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC)*, pp. 1-4. IEEE, 2024.
- [7] Li, Erfeng, Xue Jun Li, Boon-Chong Seet, and Xiaoyou Lin. "Ink-printed flexible wideband dipole array antenna for 5G applications." *Physical Communication* 43 (2020): 101193.
- [8] Li, Xin-Rong, Mao Ye, and Qing-Xin Chu. "Novel high gain printed log-periodic dipole antenna." In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 1647-1648. IEEE, 2016.
- [9] Sari, Primadiana, Ahmad Firdausi, and Galang PN Hakim. "The design of log periodic dipole array microstrip antenna at frequency 28 GHz." In *2020 2nd International Conference on Broadband Communications, Wireless Sensors and Powering (BCWSP)*, pp. 140-143. IEEE, 2020.

Chapitre IV :

Réseaux d'antennes log périodiques reconfigurables

IV. 1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté la conception d'un réseau d'antennes log-périodiques basé sur la technologie SIW dans la bande millimétrique. Toutefois, bien que ce réseau offre un gain maximal de 13.43 dBi à 25.84 GHz, les exigences de la 5G imposent des niveaux de gain bien plus élevés, ainsi qu'une rapidité accrue dans le processus décisionnel. Afin de répondre à ces exigences, il sera nécessaire de perfectionner la structure proposée en visant un gain supérieur tout en préservant la diversité du rayonnement.

Ce chapitre a pour objectif d'explorer des solutions permettant d'augmenter le gain tout en intégrant des mécanismes de reconfiguration du diagramme de rayonnement et de la fréquence. Initialement, quatre structures d'antennes dipôles log-périodiques (LPDA) ont été proposées et développées pour fonctionner dans la plage de 20 à 40 GHz. Par la suite, la reconfigurabilité a été obtenue en introduisant des fentes dans le diviseur de puissance en forme de T, connecté avec la technologie SIW, dans chaque structure de réseau d'antennes simulée, permettant ainsi de contrôler le flux de courant. Les deux caractéristiques qui peuvent être contrôlées et modifiées en fonction de l'état du réseau d'antennes sont le diagramme de rayonnement et la fréquence de résonance.

IV. 2. Réseaux d'antennes à élément unique à deux voies

Dans le cadre de cette étude, une structure de réseau d'antennes à élément unique à deux voies a été conçue à l'aide du logiciel CST, spécifiquement pour les applications 5G dans la bande millimétrique. Nous avons exploré une configuration innovante, dans laquelle deux réseaux d'antennes LPDA (Log-Periodic Dipole Array), utilisant la technologie SIW, sont interconnectés par un diviseur de puissance T-junction réajustable. Cette architecture permet d'obtenir un appariement large bande à 50 ohms, aussi bien pour la ligne d'entrée que pour la jonction des deux branches de sortie. Le diviseur de puissance T-junction réajustable est dimensionné de manière à offrir des caractéristiques spécifiques, avec une longueur L_e de 2.11 mm et une largeur L_d de 7 mm.

L'objectif de cette configuration est d'améliorer la performance globale du système d'antenne. Elle permet notamment d'augmenter la directivité et le gain, de réduire les lobes secondaires, d'introduire la diversité des antennes et d'offrir une flexibilité accrue pour répondre aux exigences spécifiques des communications modernes. Le substrat utilisé pour la conception de ce réseau est le Rogers RT 5880 (lossy), caractérisé par un facteur de perte ($\tan\delta$) d'environ 0.0009, une constante diélectrique de 2.2, une épaisseur (h) de 0.508 mm et une épaisseur du conducteur de 0.05 mm. La taille totale des réseaux d'antennes à élément unique à deux voies

proposés est de $72.6 \text{ mm} \times 5.8 \text{ mm}$, ce qui en fait un composant compact (voir Figure IV.1). Les dimensions du réseau d'antennes proposé et de la structure SIW sont présentées dans le Tableau IV. 1.

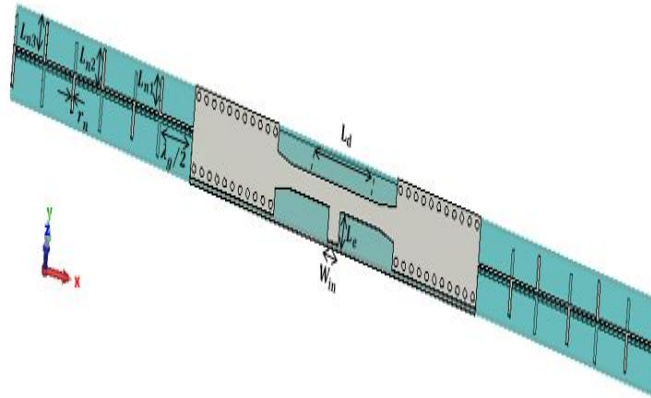


Figure IV. 1. La structure des réseaux d'antennes à élément unique à deux voies.

Le logiciel principal utilisé pour la simulation des résultats est CST Microwave Studio. Le prototype de l'antenne proposée a été conçu pour couvrir la bande de fréquences allant de 20 GHz à 40 GHz. Les résultats du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence sont présentés à la Figure IV. 2. (a), en tenant compte des valeurs optimisées des différents paramètres. L'antenne rayonne à plusieurs fréquences : à 24.8 GHz, le S_{11} atteint une valeur de -24.81 dB ; à 26.5 GHz, il atteint -15.02 dB , et un troisième pic de -14.34 dB est observé à 28.65 GHz. Des pics supplémentaires à -10 dB sont également présents, ce qui confirme que l'antenne couvre une très large bande de fréquences, de 20 GHz à 40 GHz, avec une excellente adaptation et une puissance rayonnante élevée. Concernant le gain simulé, présenté à la Figure IV. 2. (b), il est observé que la valeur de gain est de 8.58 dBi à la fréquence résonante de 24.8 GHz. De plus, l'antenne maintient un gain élevé et positif sur toute la plage de fréquences allant de 20 GHz à 40 GHz.

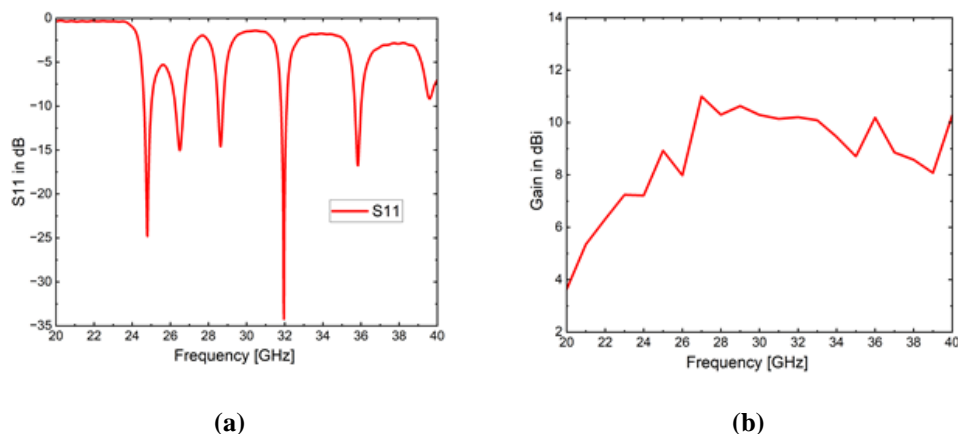


Figure IV. 2. (a) Coefficient de réflexion du réseau d'antennes proposé. (b) Gain simulé du réseau d'antennes.

Les diagrammes de rayonnement en 1D et 3D du réseau d'antennes sont présentés à la Figure IV. 3, en particulier dans le plan E ($\varphi=0^\circ$), qui correspond à la direction longitudinale. Il est observé que le diagramme de rayonnement de l'antenne est directif, avec une directivité maximale d'environ 8.81 dBi et un angle d'ouverture à 3 dB de 7.7° . Le lobe principal est orienté vers un angle de 353° . Des lobes secondaires sont également présents, avec une valeur de crête de -1.2 dB. En considérant les échelles linéaires, l'antenne démontre une efficacité remarquable, atteignant 93 %, comme illustré à la Figure IV. 3 (b).

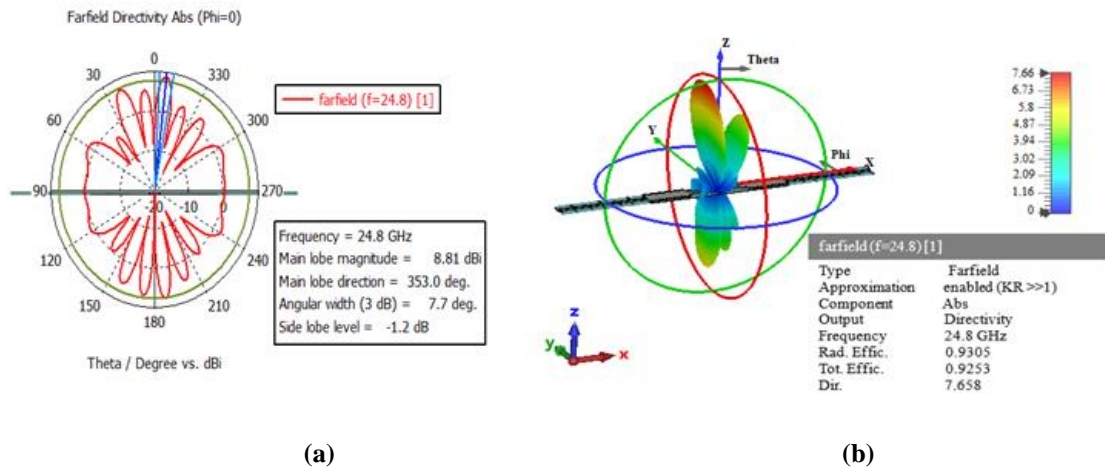


Figure IV. 3. Diagramme de rayonnement à 24,8 GHz. (a) en échelle logarithmique. (b) en échelle linéaire.

IV. 2. 1. Réseaux d'antennes à élément unique à deux voies reconfigurables

Dans cette section, nous présentons un réseaux d'antennes à élément unique à deux voies reconfigurables, comme illustré à la Figure IV. 4. La reconfigurabilité est réalisée par l'intégration de diodes PIN des deux côtés du diviseur de puissance en jonction de T, tel que décrit dans la section précédente. Les deux caractéristiques principales pouvant être contrôlées et modifiées en fonction de l'état du réseau d'antennes sont le diagramme de rayonnement et la fréquence résonnante. La diode PIN agit comme une résistance contrôlée par courant dans les systèmes micro-ondes et radiofréquences, fonctionnant dans deux états régulés par la tension de polarisation. Dans le premier état, en polarisation directe, elle présente une faible impédance. Dans le second état, en polarisation inverse, elle présente une impédance élevée et une faible capacité [1].

Ce réseau d'antennes reconfigurables permet d'obtenir deux configurations distinctes. Dans chaque configuration, une diode PIN est positionnée au centre de fentes de 1 mm spécifiées, comme montré à la Figure IV. 4. Ce placement est optimal pour contrôler le commutateur (ON/OFF) des cellules et facilite une disposition directe des diodes. Lorsque les commutateurs alimentent les diodes, aucun courant ne peut circuler à travers les commutateurs en état OFF,

car ces derniers agissent comme des isolateurs, interrompant le passage du courant. En état ON, l'antenne rayonne et est correctement mise à la terre. Cette méthode permet à l'antenne de modifier sa configuration, de passer d'une fréquence à une autre et de modifier son diagramme de radiation, sans qu'il soit nécessaire de modifier ses dimensions physiques.

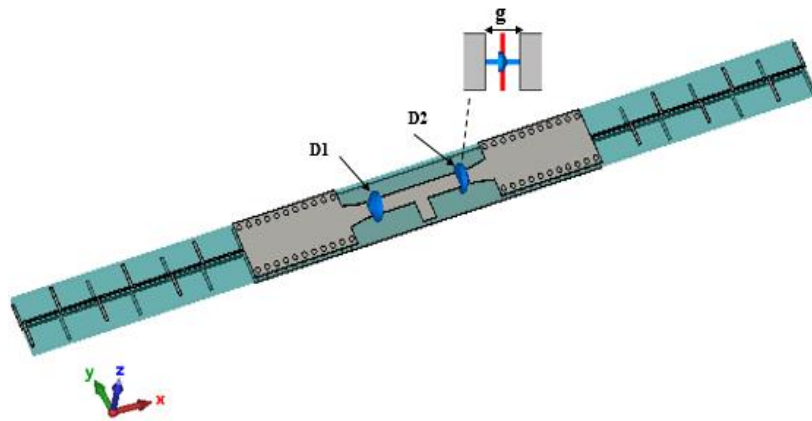


Figure IV. 4. Configuration de réseaux d'antennes reconfigurables.

Dans cette étude, nous proposons trois configurations permettant de reconfigurer le réseau d'antennes en commutant entre les deux états des diodes PIN D1 et D2. Dans un premier temps, les deux diodes sont placées dans l'état ON (11). La deuxième configuration correspond à l'état ON OFF (10), tandis que la troisième configuration est l'état OFF ON (01), où '0' représente la diode dans l'état OFF et '1' indique la diode dans l'état ON.

Les résultats du coefficient de réflexion de l'antenne reconfigurable montrent des décalages distincts de fréquence et de résonance lorsqu'on commute les diodes PIN entre les états ON et OFF. L'antenne couvre une plage de fréquences dans la bande Ka [20-40] GHz. À la Figure IV. 5, nous présentons les résultats, qui montrent clairement le balayage de fréquence parmi les trois configurations (11, 10, 01). Lorsque les diodes D1 et D2 sont activées, leurs fréquences centrales sont respectivement de 24.96 GHz, 28.58 GHz et 31.86 GHz, avec des pics correspondants de -14.84 dB, -10.06 dB et -22.96 dB. Lorsque D2 est désactivée (mode 10), la fréquence centrale se déplace à 25.52 GHz avec un coefficient de réflexion de -22.5 dB. Lorsque D1 est désactivée (mode 01), la fréquence centrale est de 25.86 GHz avec un coefficient de réflexion de -20.86 dB.

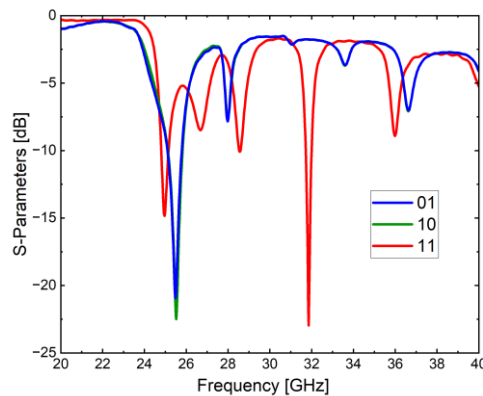


Figure IV. 5. S11 de l'antenne dans les modes proposés : 11, 10 et 01.

Chaque configuration modifie le diagramme de rayonnement en 1D et 3D de l'antenne, ce qui permet d'adapter la directivité et la couverture en fonction des exigences spécifiques. Les diagrammes de rayonnement en 1D et 3D pour les différentes configurations sont également présentés aux Figures IV. 6 et IV. 7, les diagrammes varient considérablement. Lorsque les commutateurs (D1, D2) sont dans l'état ON à une fréquence de 24.96 GHz, l'antenne présente un diagramme de rayonnement directif avec une magnitude du lobe principal de 8.87 dBi, précisément orientée à 353° . L'angle d'ouverture à 3 dB est de 7.6° , et des lobes secondaires sont présents avec un niveau de -1.2 dB. En changeant les états des commutateurs (ON/OFF), l'antenne reste toujours directionnelle. Toutefois, nous observons des changements dans la valeur de la directivité, qui diminue à 7.37 dBi. La direction du lobe principal se déplace à 14° , l'angle d'ouverture à 3 dB augmente à 16.5° , et le niveau des lobes secondaires diminue à -0.7 dB. Lorsque le commutateur D1 est en état OFF et D2 en état ON, un changement est observé à l'extrémité de la direction du lobe principal, qui se déplace à 358° . L'angle d'ouverture à 3 dB est de 11.5° , ce qui signifie une haute directivité, augmentant à 8.09 dBi, avec une propagation d'énergie ciblée, tandis que la valeur des lobes secondaires augmente à -2.1 dB.

Les diagrammes de rayonnement en 3D dans le plan linéaire sont présentés à la Figure IV. 7, pour les bandes de fréquences correspondantes. Les valeurs d'efficacité pour les différentes configurations (ON ON, ON OFF, OFF ON) aux fréquences de 24.98 GHz, 25.52 GHz et 25.5 GHz sont respectivement de 93 %, 92 % et 92 %.

Les diagrammes de distribution du champ électrique sont montrés à la Figure IV. 8 Dans la première configuration (11), où les deux diodes PIN sont ON, le courant à 24.96 GHz est distribué sur les deux côtés du réseau d'antennes. Dans la deuxième configuration (10), à 25.52

GHz, le courant circule uniquement du côté gauche, où la diode PIN est activée. Pour la troisième configuration (01), à 25.5 GHz, le courant circule uniquement du côté droit. En résumé, la distribution du courant dans une antenne reconfigurable affecte significativement son diagramme de radiation. La possibilité d'ajuster cette distribution permet à l'antenne d'optimiser ses performances pour différents scénarios, offrant ainsi une grande flexibilité et fonctionnalité.

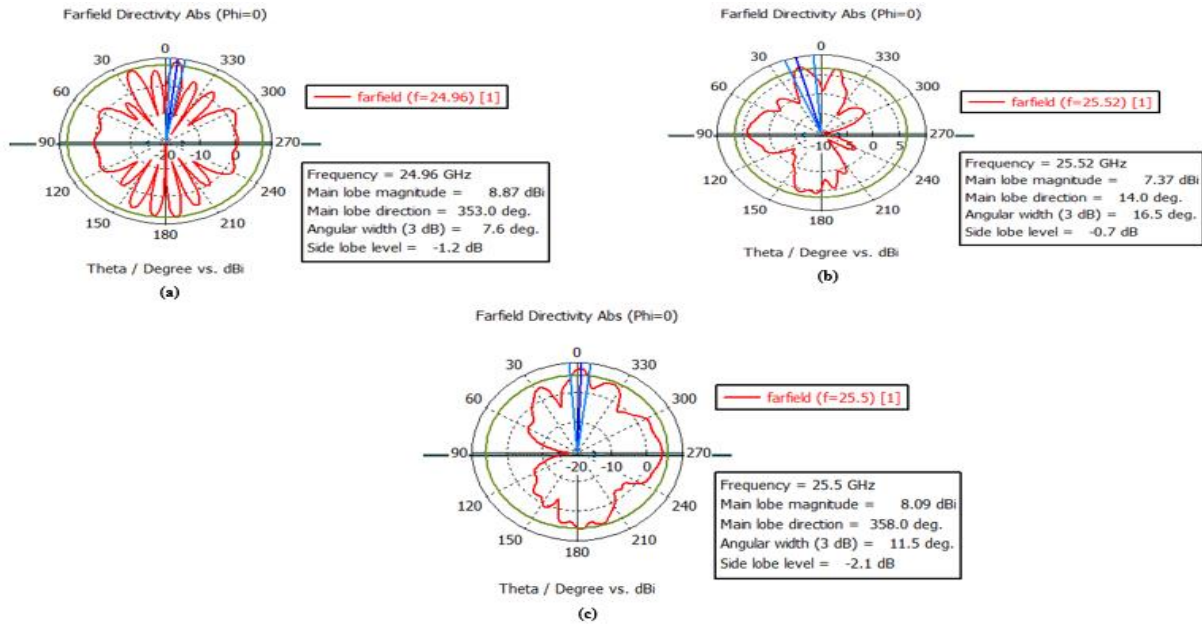


Figure IV. 6. Le diagramme de rayonnement simulé du réseau d'antennes reconfigurable proposé dans le plan E à (a) : mode 11. (b) : mode 10. (c) : mode 01.

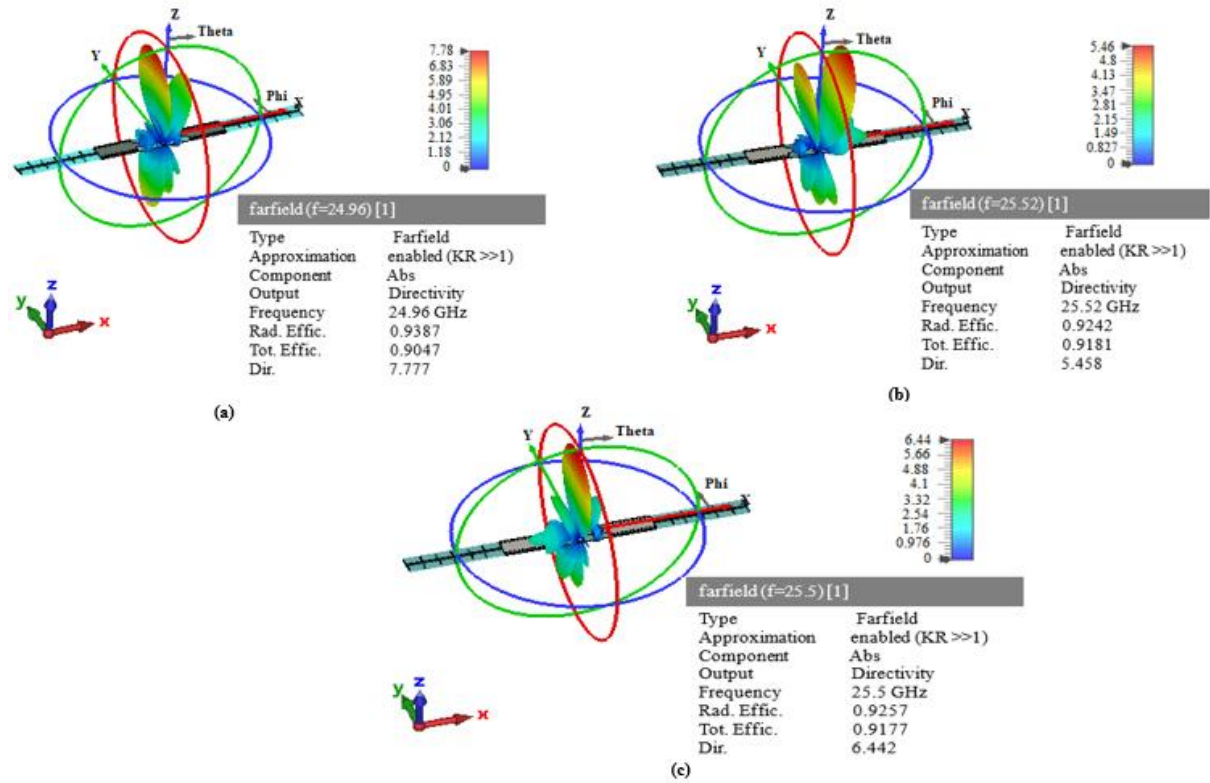


Figure IV. 7. Diagrammes de rayonnement en 3D simulés sur une échelle linéaire pour différents modes : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.

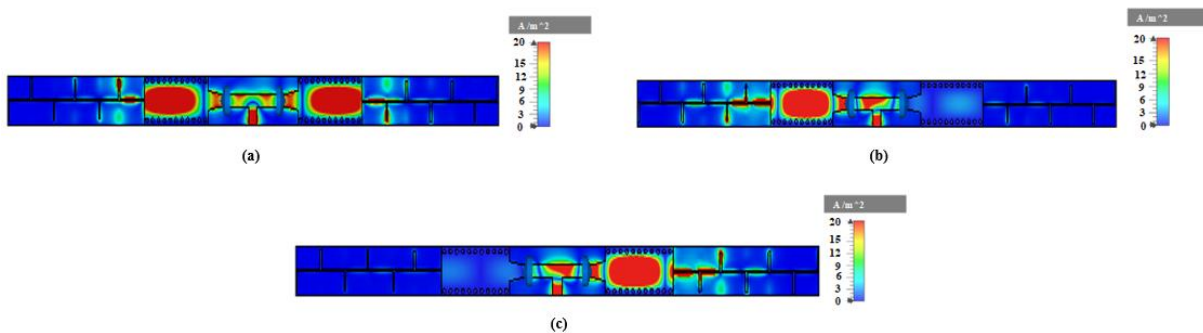


Figure IV. 8. La distribution du champ électrique du réseau d'antennes reconfigurable proposé dans différents modes : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.

IV. 3. Réseaux d'antennes à élément unique à trois voies

Dans cette section, nous cherchons à améliorer les performances de notre réseau d'antennes en concevant un réseau d'antennes à trois éléments. Cette conception inclut trois éléments d'antenne, le troisième étant placé et optimisé verticalement le long de l'axe Y par rapport aux deux premiers éléments du réseau, à une distance $L_g = 5.54 \text{ mm}$ et avec une valeur de $L_d = 7 \text{ mm}$.

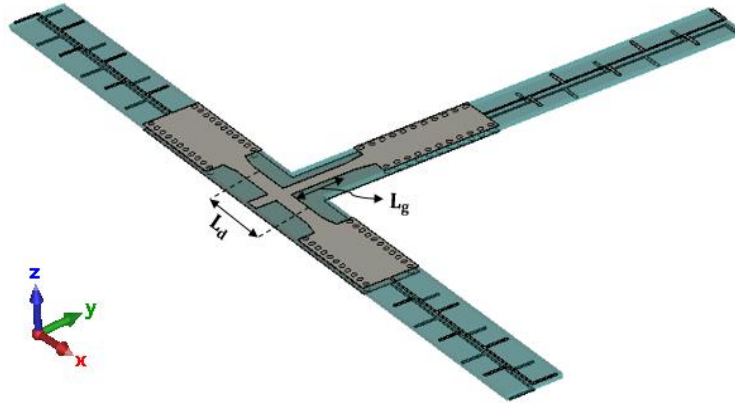


Figure IV. 9. La structure de réseaux d'antennes à élément unique à trois voies.

À partir de la Figure IV. 10. (a), nous avons observé des pics de fréquence à 24,8 GHz, 26.54 GHz, 27.68 GHz et 28.68 GHz, avec des valeurs correspondantes du coefficient de réflexion de -16.64 dB, -40.85 dB, -18.20 dB et -24.77 dB, respectivement. La Figure IV. 11. (a) illustre également qu'à une fréquence de 24.8 GHz, sur une échelle logarithmique, l'antenne présente des performances solides, avec une directivité de 7.2 dBi, ce qui témoigne d'un diagramme de rayonnement bien focalisé. En outre, le gain de 7.22 dBi, qui reflète l'efficacité de l'antenne à rayonner de l'énergie, est présenté dans la Figure IV. 10. (b). La Figure IV. 11. (b) montre le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes sur une échelle linéaire, offrant une représentation claire du rayonnement de l'antenne, de la direction du rayonnement et de son efficacité à 24.8 GHz, qui atteint 92 %. En comparant les résultats de la nouvelle structure avec ceux des structures précédentes, une différence notable en termes de gain et de directivité est observée.

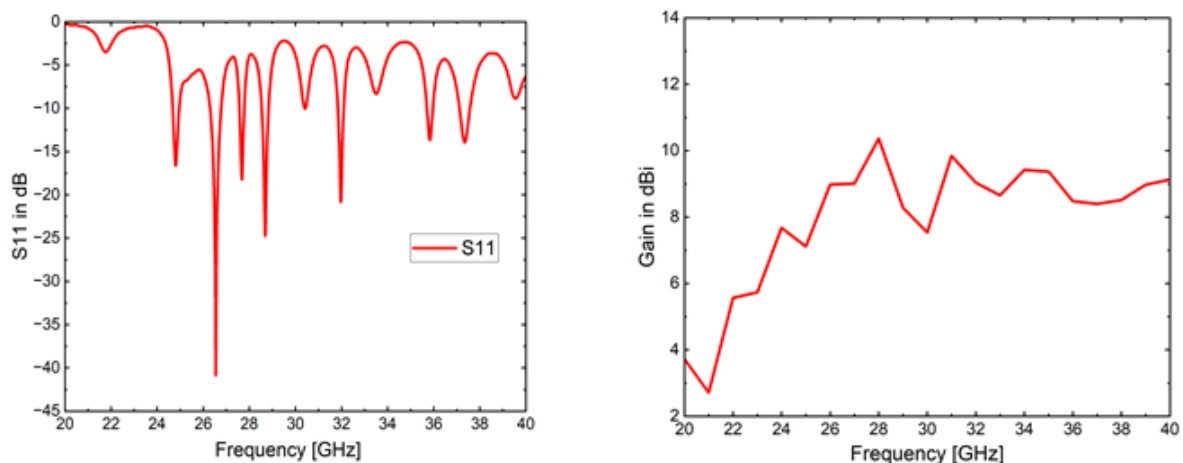


Figure IV. 10. (a) Le coefficient de réflexion des réseaux d'antennes à élément unique à trois voies. (b) Le gain simulé des réseaux d'antennes.

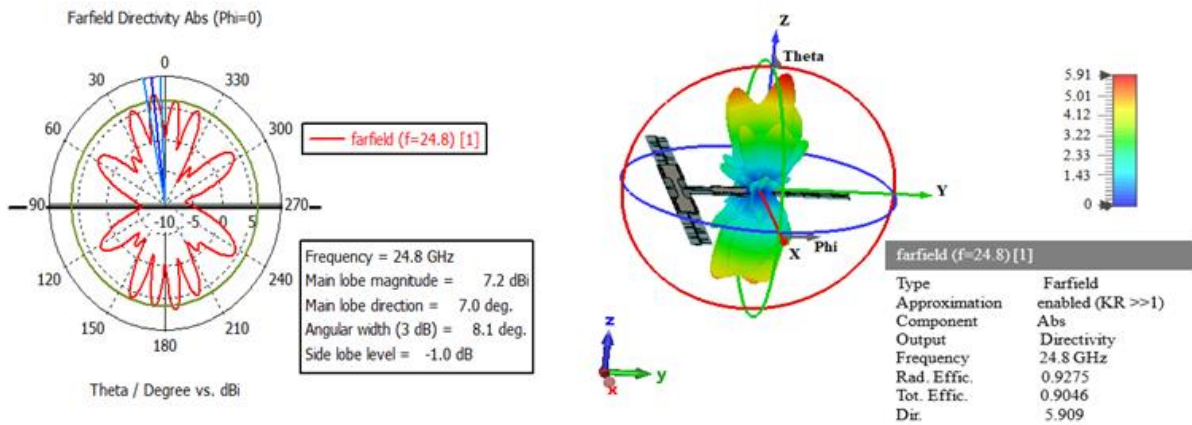


Figure IV. 11. (a) Diagramme de rayonnement simulé du réseau d'antennes proposé dans le plan E ($\Phi = 0^\circ$) à 24.8 GHz. (b) Diagramme de radiation 3D simulé sur une échelle linéaire à 24.8 GHz.

IV. 3. 1. Réseaux d'antennes à élément unique à trois voies reconfigurables

Pour reconfigurer les éléments d'antenne à trois voies, nous avons conçu trois fentes dans le diviseur de puissance, qui assure la connexion entre les trois antennes. Les dimensions des ouvertures des fentes rectangulaires sont de $1 \text{ mm} \times 1.57 \text{ mm}$. Par la suite, trois diodes PIN ont été placées au centre de chaque fente, comme illustré à la Figure IV. 12. À l'instar du modèle précédent, chaque diode PIN peut être commutée entre les états ON et OFF.

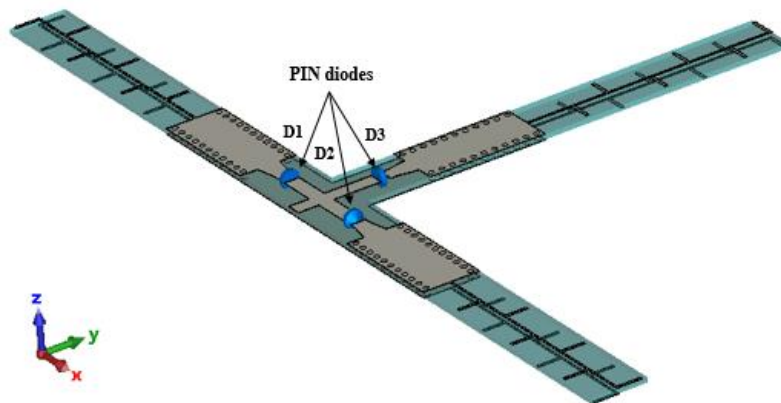


Figure IV. 12. Réseaux d'antennes à élément unique à trois voies reconfigurables avec 3 diodes PIN positionnées dans 3 fentes.

Il existe plusieurs méthodes pour reconfigurer le réseau d'antennes en utilisant des diodes PIN. Afin de démontrer de manière claire la reconfiguration de l'antenne en commutant les diodes PIN entre leurs quatre états, nous proposons quatre états distincts : 111, 100, 010 et 001.

Le coefficient de réflexion du réseau d'antennes reconfigurable présente des variations notables en fréquence et en résonance lors de la commutation des commutateurs PIN entre les

états ON et OFF, ce qui permet au système de balayer les fréquences dans la bande Ka [20 – 40 GHz] (Figure IV. 13).

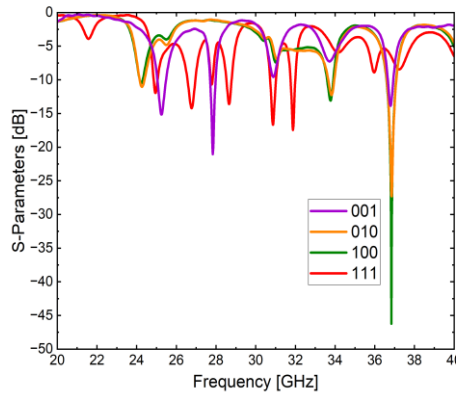


Figure IV. 13. Simulations du S11 du réseau d'antennes dans les quatre états proposés : 111, 100, 010, 001.

Comme le montre la Figure IV. 14, qui illustre les diagrammes de rayonnement sur une échelle logarithmique, l'antenne reconfigurable exhibe des changements significatifs dans son diagramme de rayonnement en fonction des états des commutateurs PIN. Ces variations influencent la direction du faisceau, la forme et la distribution globale de la directivité de l'antenne, permettant ainsi un ajustement dynamique de ses performances.

Dans toutes les configurations, le réseau d'antennes présente un diagramme de rayonnement directif. Les différences majeures entre les configurations sont les suivantes : dans la première configuration (111), à une fréquence de 24.96 GHz, l'antenne affiche une magnitude du lobe principal de 7.7 dBi, précisément orientée à 7°, avec un angle d'ouverture à 3 dB de 7.7°. Dans la deuxième configuration (100), à une fréquence de 24.24 GHz, l'antenne déplace la direction du lobe principal à 344°, et l'angle d'ouverture à 3 dB augmente à 16.5°, tandis que la directivité diminue à 4,28 dBi. Dans la troisième configuration (010), à une fréquence de 24.29 GHz, la directivité de l'antenne augmente à 6.1 dBi par rapport à la configuration précédente. Le lobe principal est orienté à 300°, et l'angle d'ouverture à 3 dB s'étend à 24.8°. Enfin, dans la quatrième configuration (001), à une fréquence de 25.26 GHz, l'antenne présente une magnitude du lobe principal de 5.76 dBi, orientée à 179°, avec un angle d'ouverture à 3 dB de 45.9°.

De plus, des lobes secondaires apparaissent à différents niveaux dans chaque configuration, comme illustré dans la Figure IV. 14. Le diagramme de rayonnement en 3D du réseau d'antennes reconfigurable, représenté sur une échelle linéaire, est également montré dans la

Figure IV. 15. Il permet d'observer clairement la distribution et la direction de l'énergie électromagnétique émise par l'antenne dans l'espace, avec des efficacités de 93 %, 82 %, 84 % et 93 %, respectivement, pour les quatre configurations. La Figure IV. 16 montre les variations de la distribution du champ électrique à travers les différentes configurations du réseau d'antennes reconfigurable dans le diagramme de radiation, à une fréquence de 24.96 GHz. Lorsque toutes les diodes sont ON, le courant est distribué sur les deux côtés du réseau d'antennes. Dans les deuxième et troisième configurations (100 et 010), le courant circule vers les côtés gauche et droit, respectivement, où la diode est activée. Enfin, pour la quatrième configuration (001), le courant circule verticalement le long de l'antenne, qui est orientée dans une position verticale.

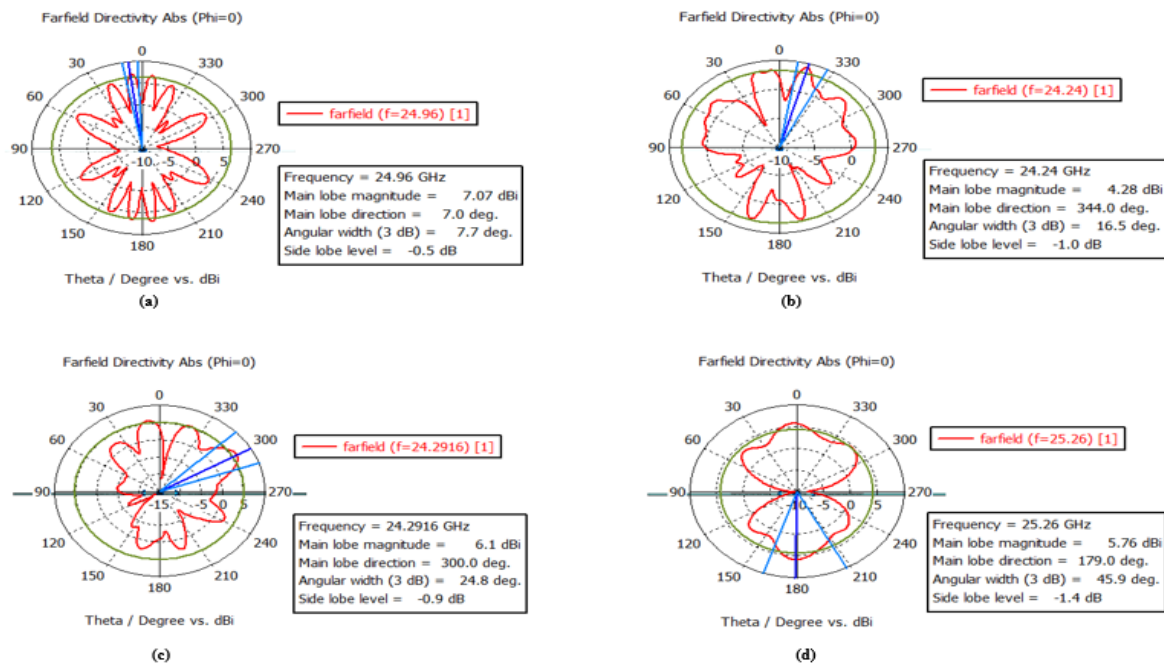


Figure IV. 14. Diagrammes simulés sur une échelle logarithmique pour les quatre états : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.

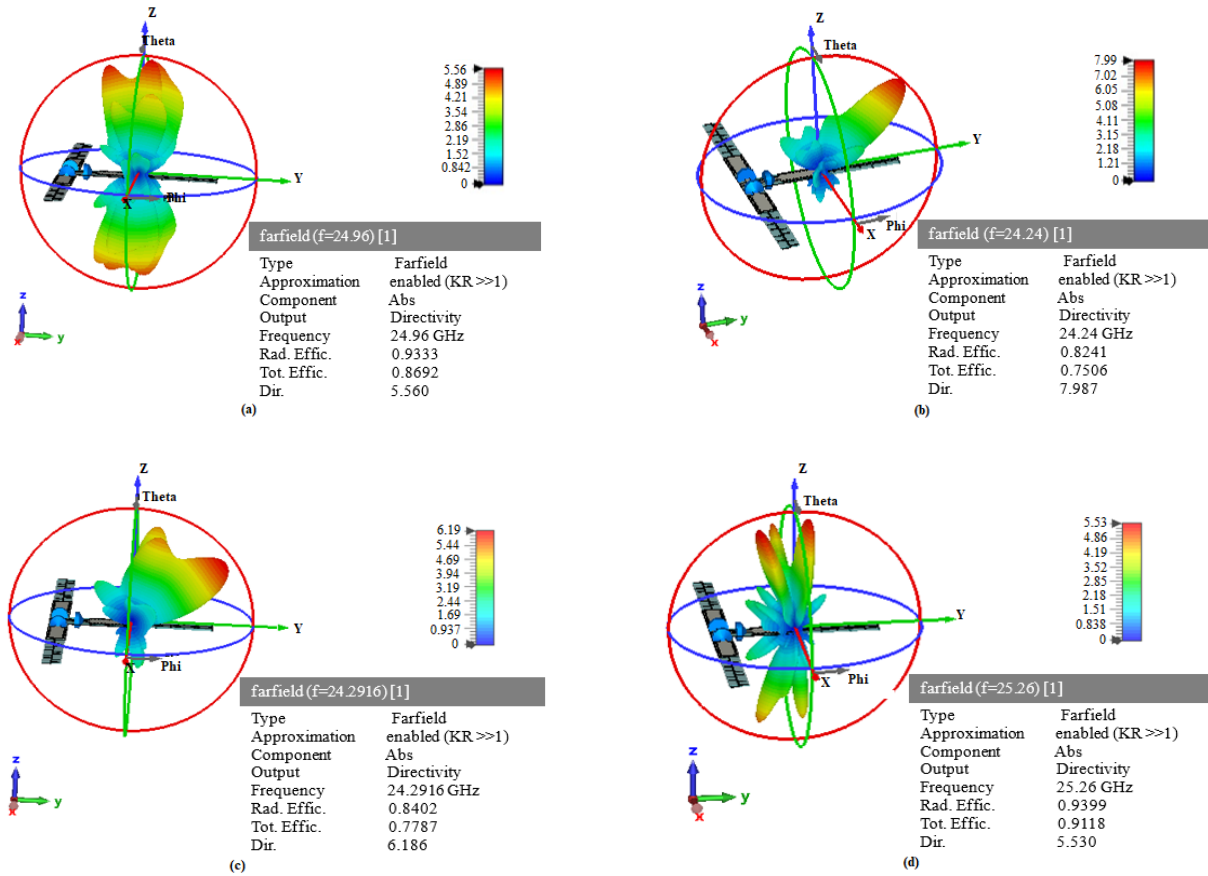


Figure IV. 15. Diagrammes de rayonnement en 3D simulés sur une échelle linéaire du réseau d'antennes reconfigurable : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.

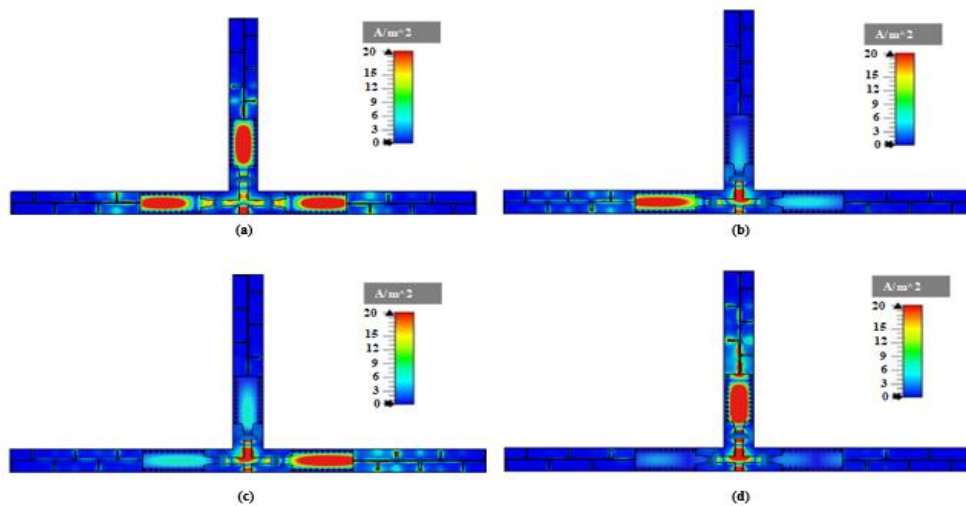


Figure IV. 16. La distribution du champ électrique du réseau d'antennes reconfigurable proposé dans différents modes : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.

IV. 4. Réseaux d'antennes 1x2 SIW à deux voies

Dans cette section, nous avons conçu un réseau d'antennes dipolaires log-périodiques 1×2 basé sur une technologie SIW à deux voies, interconnecté à un diviseur de puissance T-junction réglable. Le réseau proposé est constitué d'un diviseur de puissance 1×2 comportant

un Y-junction, associé à deux éléments LPDA, chaque élément étant constitué d'une série de dipôles demi-onde espacés de $\lambda/2$. Les dimensions globales du réseau d'antennes proposé sont de $115.4 \text{ mm} \times 11.6 \text{ mm}$, ce qui en fait un composant compact, comme le montre la Figure IV. 17. L'objectif principal de cette conception est d'améliorer les performances de nos réseaux d'antennes.

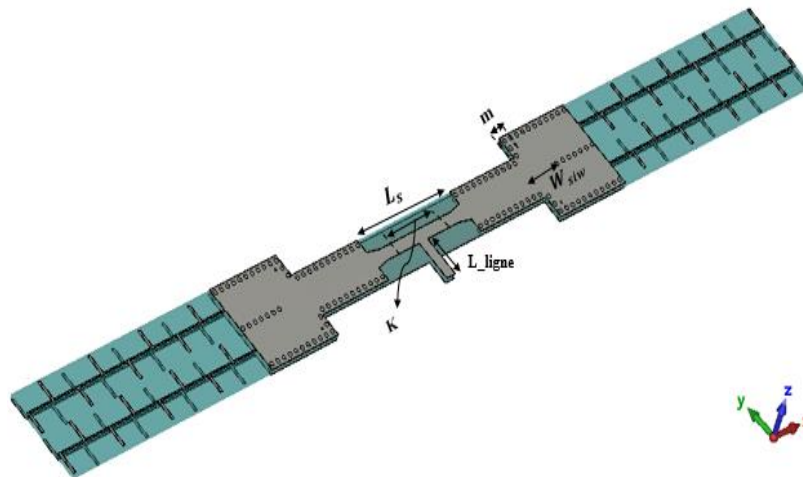


Figure IV. 17. La structure du réseau d'antennes proposé. Les paramètres sont définis comme suit : $L_s = 17 \text{ mm}$, $K = 7 \text{ mm}$, $L_{\text{ligne}} = 4.33 \text{ mm}$, $W_{\text{siw}} = 5 \text{ mm}$, $m = 1.5 \text{ mm}$.

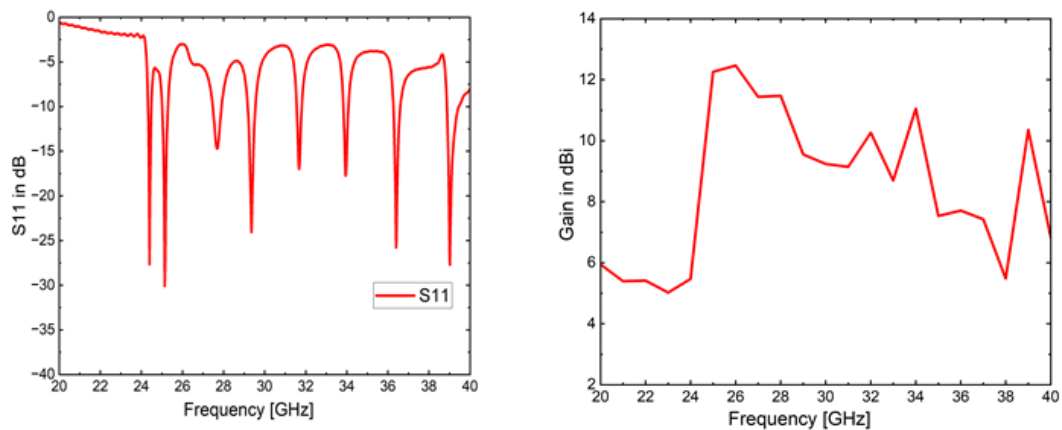


Figure IV. 18. (a) S11 simulée du réseau d'antennes proposé. (b) Le gain simulé du réseau d'antennes proposé.

Comme le montre la Figure IV. 18. (a), qui illustre le coefficient de réflexion simulée du réseau d'antennes 1×2 SIW à deux voies, nous observons que ce réseau couvre une bande de fréquences de 20 GHz à 40 GHz. Plusieurs fréquences de résonance sont présentes, avec la meilleure atteignant une perte de retour de -30 dB à 25.14 GHz. Le gain simulé du réseau d'antennes atteint 12.29 dBi à la fréquence de 25.14 GHz, et le gain reste largement positif sur l'ensemble de la bande de fréquences de 20 à 40 GHz (voir Figure IV. 18. (b)). Les Figures IV. 19. (a) et IV. 19. (b) présentent respectivement le diagramme de rayonnement dans le plan E

($\Phi = 0^\circ$) en 1D sur une échelle logarithmique et sur une échelle linéaire à la fréquence de 25.14 GHz. L'antenne offre une directivité de 21.1 dBi, une efficacité de 92 % et un diagramme de radiation très directionnel, orienté à 4° . L'angle de faisceau est étroit, à 4.4° , avec des lobes secondaires faibles à des niveaux de -0.4 dB. En comparaison avec la structure précédente, nous observons une amélioration significative du gain et de la directivité.

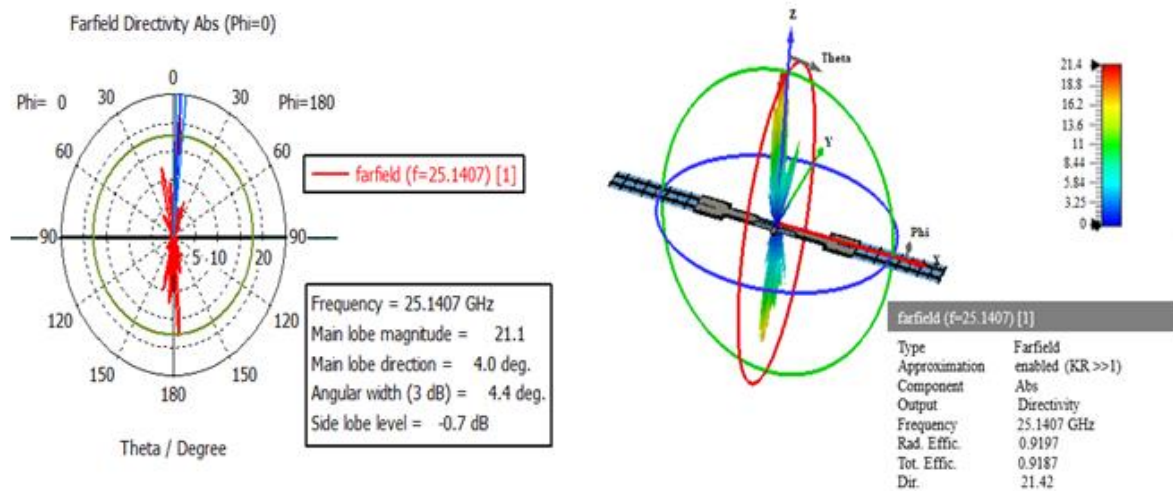


Figure IV. 19. (a) Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes proposé dans le plan E ($\Phi = 0^\circ$) à 25.14 GHz. (b) Diagramme de rayonnement 3D simulé sur une échelle linéaire à 25.14 GHz.

IV. 4. 1. Réseaux d'antennes SIW 1×2 à deux voies reconfigurables

Dans le but de reconfigurer les réseaux d'antennes SIW 1×2 à deux voies avec deux fentes, nous avons ajouté deux diodes PIN au centre de chaque fente, comme le montre la Figure IV. 20. En combinant différents états des diodes PIN au niveau de la sortie du diviseur de puissance en T du réseau d'antennes, l'antenne est capable de fonctionner comme une antenne reconfigurable à faisceau multi-mode. À l'instar du modèle précédent, les diodes PIN sont commutées entre les états ON et OFF.

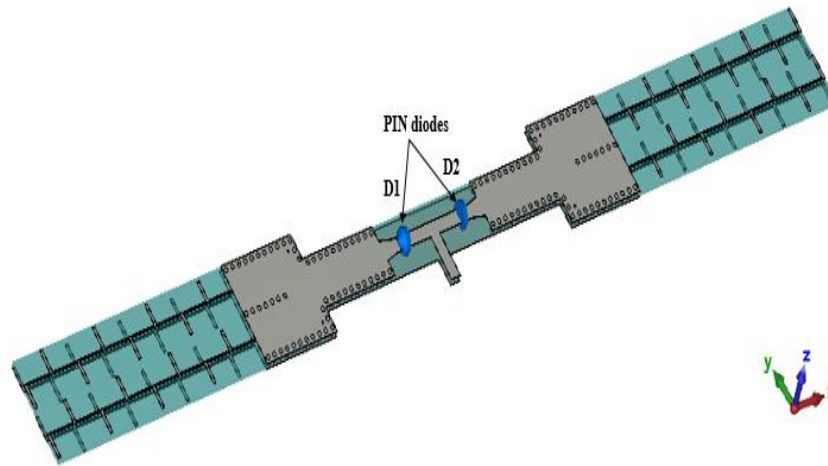


Figure IV. 20. La structure du réseau d'antennes reconfigurable proposé avec 2 diodes PIN positionnées dans 2 fentes.

Afin d'illustrer de manière détaillée les performances en fréquence de l'antenne, la Figure IV. 21 présente les résultats simulés du coefficient de réflexion pour trois états distincts. Il convient de noter qu'un léger décalage de la fréquence résonnante est observé. Les résultats du coefficient de réflexion de l'antenne reconfigurable montrent un décalage net de la fréquence et de la résonance en fonction de l'état des interrupteurs PIN, qui passent de l'état ON à l'état OFF. Cela permet à l'antenne de balayer les fréquences sur toute la bande Ka.

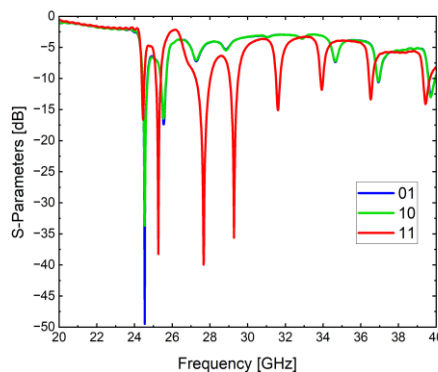


Figure IV. 21. Paramètres S simulés du réseau d'antennes reconfigurables proposé chargé avec les diodes D1 et D2 dans ses trois cas différents : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.

La Figure IV. 22 présente les diagrammes de rayonnement directionnel du fonctionnement de l'antenne reconfigurable à trois angles différents en fonction de la fréquence. Pour la première configuration (11) à une fréquence de 25.26 GHz, l'antenne affiche une magnitude du lobe principal de 13.4 dBi, orientée à 4° , avec un angle d'ouverture à 3 dB de 4.3° , ainsi que la présence de lobes secondaires à un niveau inférieur de -0.7 dB. En revanche, pour les deuxième et troisième configurations, l'antenne conserve la même magnitude du lobe principal de 11.7

dBi et le même niveau de lobes secondaires, qui diminuent à -0.6 dB. La principale différence réside dans la direction du lobe principal, qui se déplace respectivement de 7° et 1° , avec des angles d'ouverture à 3 dB de 9.8° et 8.5° , respectivement. Il en ressort que la direction du rayonnement de l'antenne peut être ajustée en fonction des états de fonctionnement des diodes PIN.

L'efficacité totale de l'antenne à onde millimétrique est illustrée dans la Figure IV. 23, avec des valeurs de 92 %, 89 % et 89 % pour les différentes configurations aux fréquences de 25.26 GHz, 25.54 GHz et 25.56 GHz, respectivement. En ajustant les états des diodes PIN, la distribution du champ électrique est modifiée. La distribution du champ électrique de l'antenne reconfigurable pour les fréquences de 25.26 GHz, 25.54 GHz et 25.56 GHz est présentée dans la Figure IV. 24. Cette distribution montre clairement que le courant circule à travers les zones où la diode est en état ON et inversement lorsqu'elle est en état OFF. Dans la première configuration (11), le courant est réparti sur les deux côtés de l'antenne. Dans la deuxième configuration (10) et la troisième configuration (01), le courant circule respectivement vers les côtés gauche et droit.

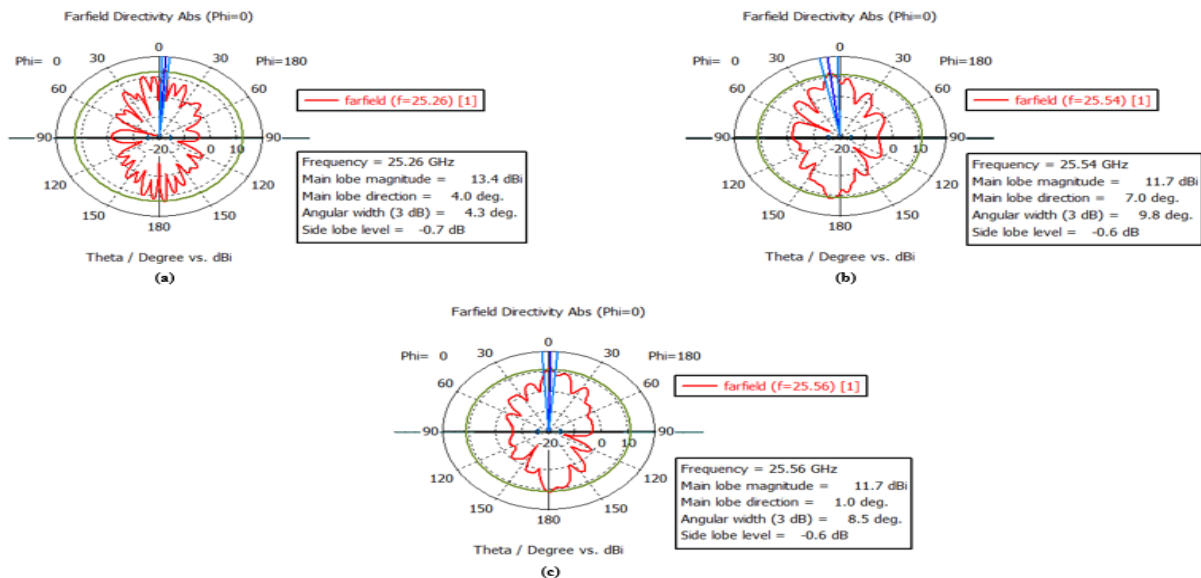


Figure IV. 22. Diagrammes de rayonnement simulés du réseau d'antennes dans le plan E pour différents états : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.

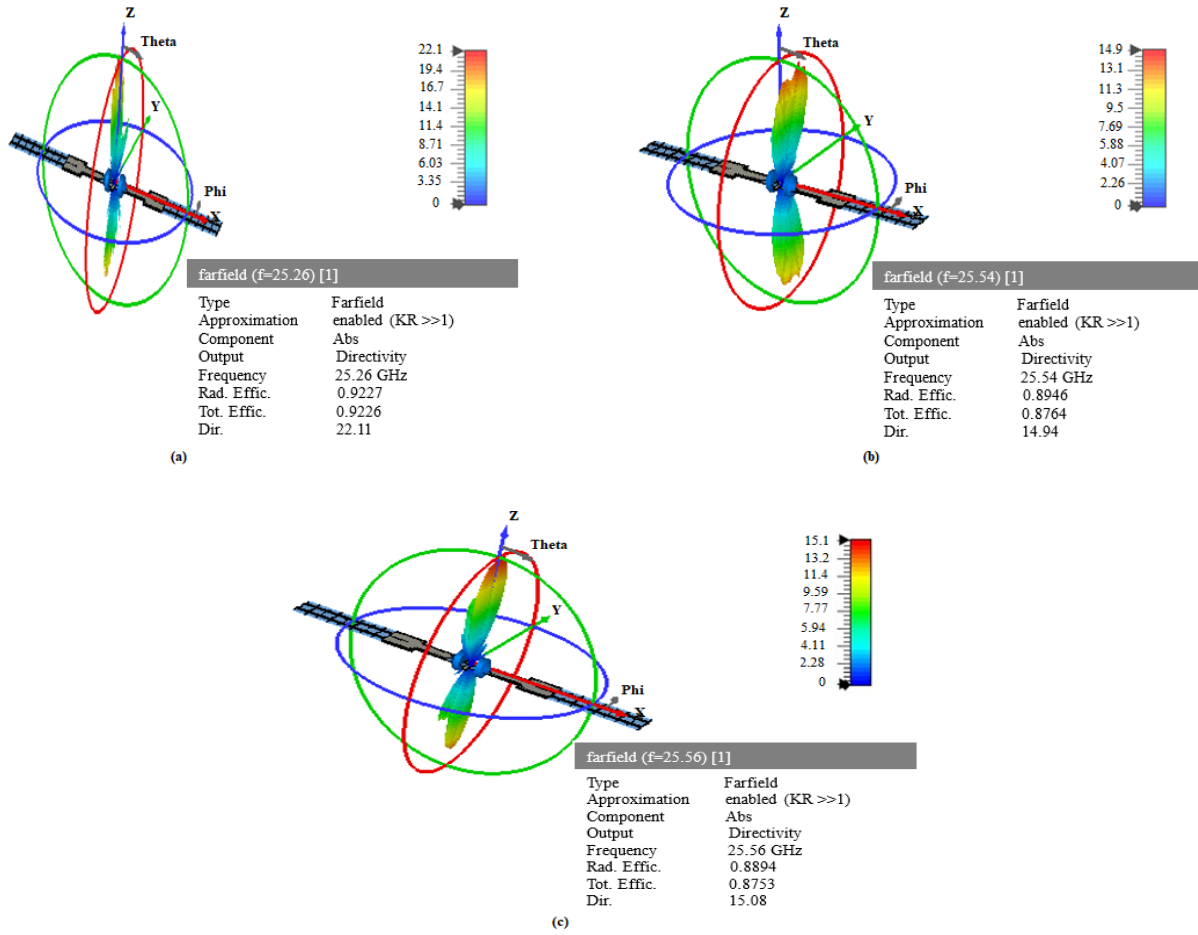


Figure IV. 23. Diagrammes de rayonnement 3D simulés sur une échelle linéaire pour différents états : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.

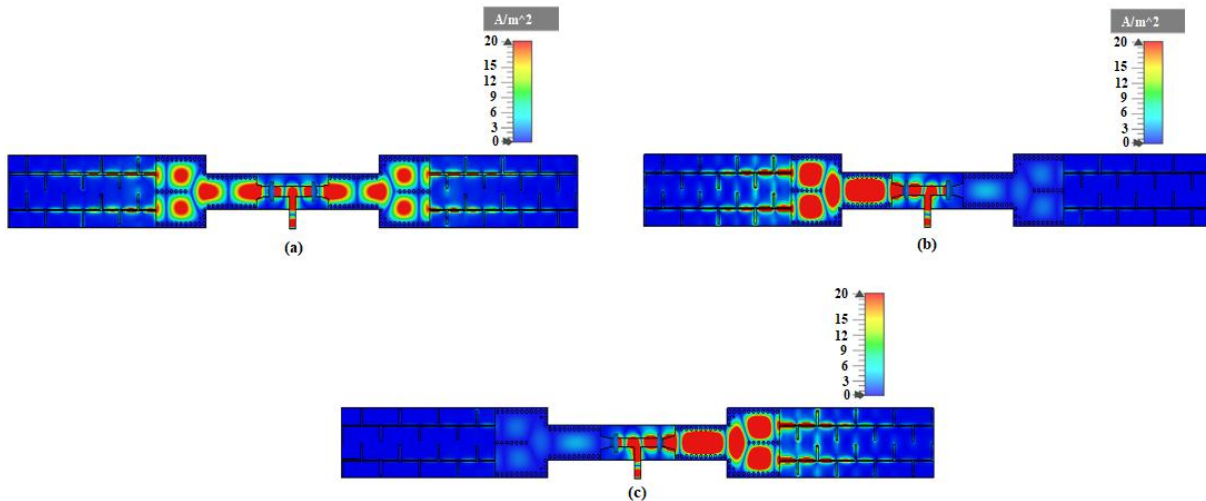


Figure IV. 24. La distribution du champ électrique de l'antenne reconfigurable proposée dans différents états : (a) : 11. (b) : 10. (c) : 01.

IV. 5. Réseaux d'antennes SIW 1x2 à trois voies

L'élément d'antenne proposé a été optimisé en vue de la réalisation d'un réseau d'antennes offrant trois capacités directionnelles distinctes.

L'élément d'antenne proposé se compose de deux antennes uniformes disposées le long de l'axe X, reliées par un diviseur de puissance ayant des dimensions $K = 7$ mm et $L_{\text{ligne}} = 4.33$ mm, ainsi que d'un élément d'antenne positionné le long de l'axe Y, séparé par une distance $K1 = 1.33$ mm. Cet réseaux d'antennes a été conçu pour être un composant compact, comme illustré dans la Figure IV. 25.

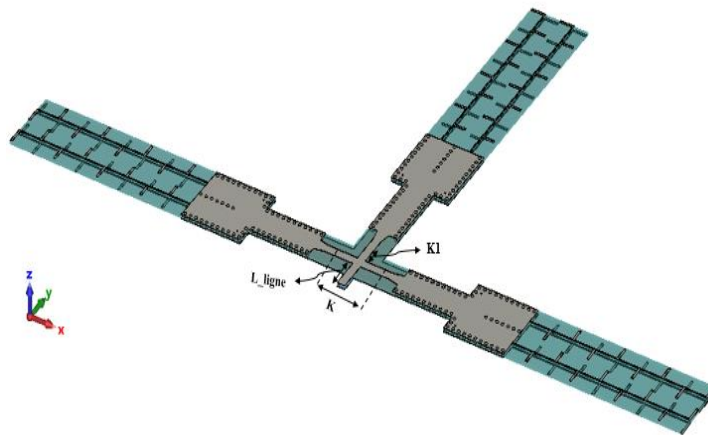


Figure IV. 25. La structure de réseaux d'antennes.

L'analyse des résultats obtenus à l'aide du logiciel CST Microwave Studio permet de constater, à travers la Figure IV. 26. (a), S_{11} d'un réseau d'antenne SIW 1×2 à trois voies. Il est à noter qu'entre 20 et 40 GHz, la simulation du paramètre S_{11} reste inférieure à -10 dB, avec plusieurs fréquences de résonance identifiées, dont une résonance à -19.27 dB à 25.28 GHz. Cela témoigne de la bonne adéquation de réseaux d'antennes à la couverture de la bande Ka. En outre, la Figure IV. 26. (b) présente le gain simulé de l'antenne, avec un gain maximal de 11.29 dBi observé autour de 25.28 GHz. Sur la bande de fonctionnement allant de 20 GHz à 40 GHz, le gain moyen de l'antenne reste majoritairement positif. Par ailleurs, la Figure IV. 27. (a) montre que le réseaux d'antennes affiche une directivité de 12.5 dBi. Enfin, la Figure IV. 27. (b) illustre l'efficacité totale de réseau d'antenne, atteignant une valeur de 90 % à la fréquence de fonctionnement de 25.28 GHz.

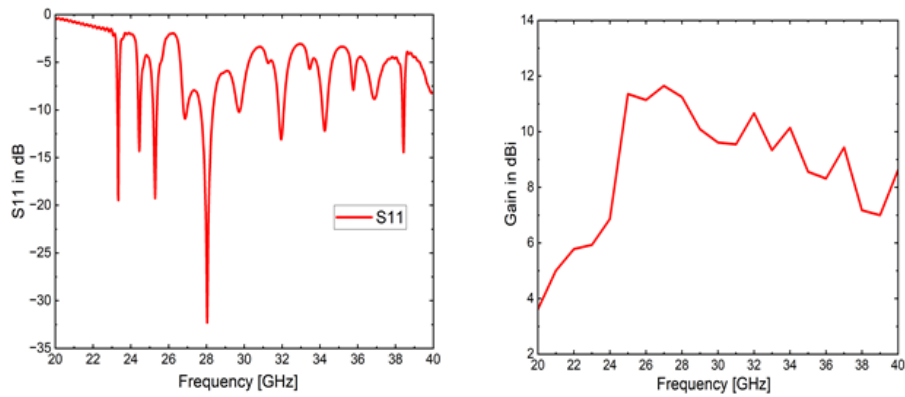


Figure IV. 26. (a) Le coefficient de réflexion de réseaux d'antenne à trois voies. (b) Le gain de réseaux d'antenne.

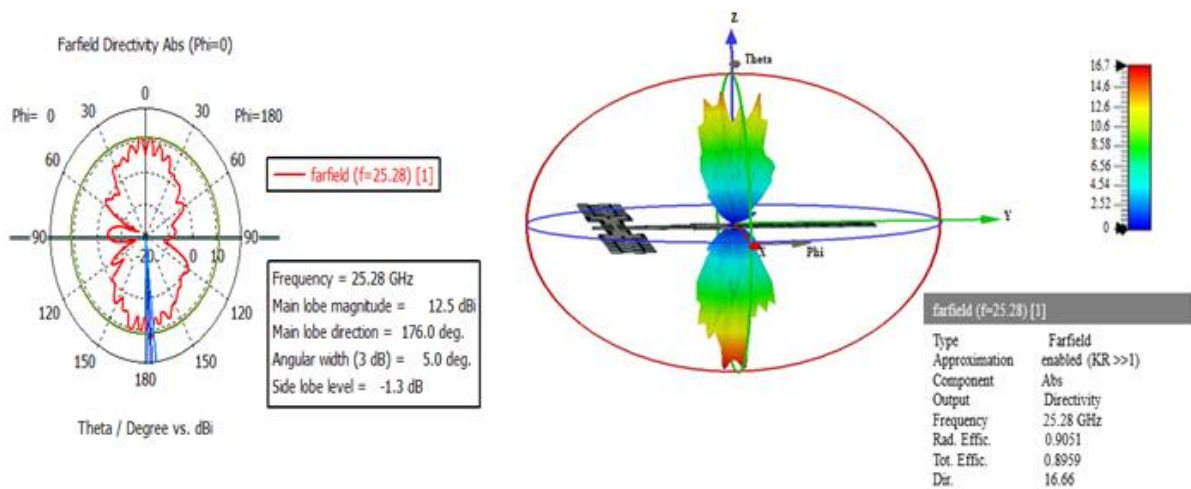


Figure IV. 27. (a) Le diagramme de rayonnement simulé de réseaux d'antenne proposé dans le plan E (Phi=0°) à 25.28 GHz. (b) Le diagramme de rayonnement 3D simulé sur une échelle linéaire à 25.28 GHz.

IV. 5. 1. Réseaux d'antennes SIW 1x2 à trois voies reconfigurables

Dans la section finale, il est montré que l'antenne à diagramme de rayonnement reconfigurable peut offrir une couverture étendue dans le plan E (Phi=0°). En ce qui concerne le plan d'élévation, la couverture est optimisée grâce à la numérisation du faisceau. Pour cette conception, trois éléments du réseau ont été choisis.

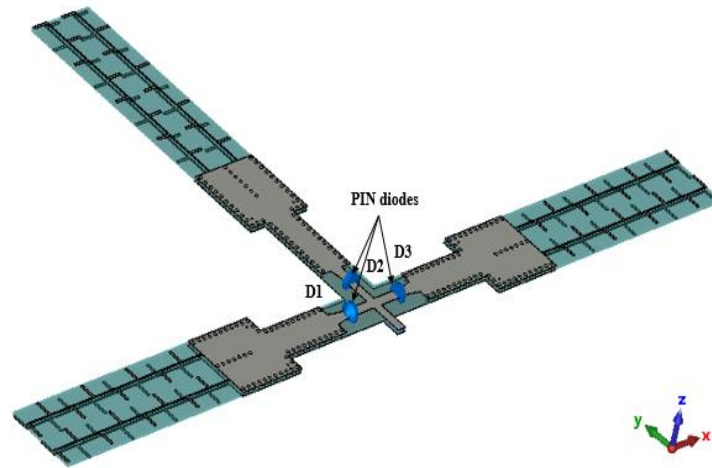


Figure IV. 28. Structure de réseaux d'antennes reconfigurables à trois voies avec 3 diodes dans 3 fentes.

La Figure IV. 29. (a) présente les coefficients de réflexion simulés de l'antenne pour différents états. En analysant cette figure, on constate que les résultats de simulation sont cohérents pour tous les états étudiés. Les résultats du coefficient de réflexion pour le réseau d'antenne reconfigurable montrent des variations notables en fréquence et en résonance lorsque les commutateurs PIN sont commutés entre les états ON et OFF. Dans l'état 1, où les commutateurs sont configurés sur "111", les performances de l'antenne se situent à la limite de ce qui est acceptable, avec une correspondance de -15.32 dB à 25.36 GHz. Pour l'état 2, avec les commutateurs réglés sur "100", l'antenne présente une correspondance de -16.25 dB à 25.5 GHz. Dans l'état 3, "010", la correspondance atteint -16.79 dB à 25.5 GHz. Enfin, pour l'état 4, "001", la correspondance est de -23.06 dB à 25.48 GHz.

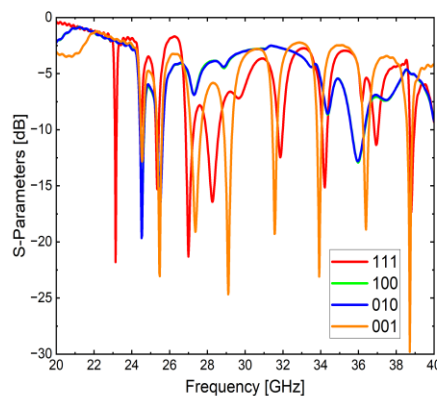


Figure IV. 29. Le coefficient de réflexion de l'antenne dans les quatre états proposés : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.

Les diagrammes de rayonnement 1D et 3D simulés pour les différentes configurations (111, 100, 010, 001) sont présentés dans les Figures IV. 30 et IV. 31.

Pour l'état 1 à 25.36 GHz, le réseau d'antenne dirige son lobe principal vers 176° , avec une directivité de 12.8 dBi et une largeur de faisceau à 3 dB de 4.7° . Dans les états 2 et 3, à 25.5 GHz, l'antenne présente des directivités respectives de 10.8 dBi et 11.1 dBi, orientées respectivement vers 173° et 179° , avec des largeurs de faisceau à 3 dB augmentant à 13.3° et 19.6° par rapport à la première configuration. Dans l'état final, à 25.48 GHz, le lobe principal est orienté vers 173° , et la directivité diminue à 10.1 dBi, entraînant une augmentation de la largeur de faisceau à 3 dB de 46.3° , avec des lobes secondaires présentant des niveaux variables.

Les efficacités totales simulées pour les différentes configurations de diagramme sont respectivement de 89 %, 90 %, 89 % et 90 %. Les distributions du champ électrique de la structure pour les différents états sont montrées dans la Figure IV. 32, mettant clairement en évidence les zones où les diodes en état ON permettent au courant de circuler.

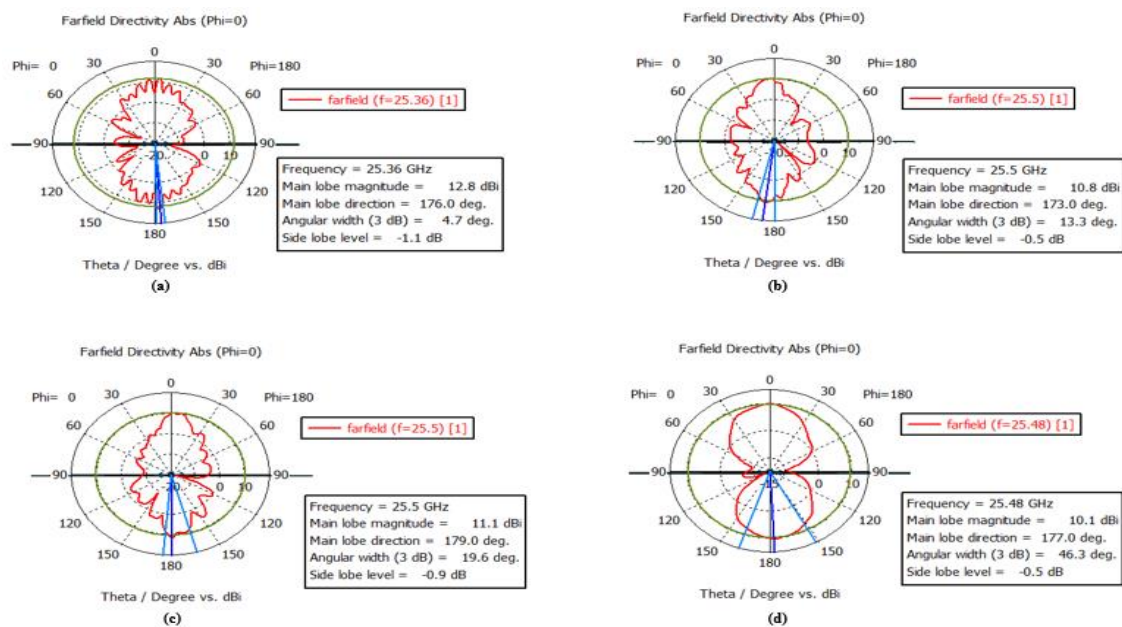


Figure IV. 30. Les diagrammes de rayonnement simulés de réseau d'antenne proposé dans le plan E ($\Phi=0^\circ$) pour différents états : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.

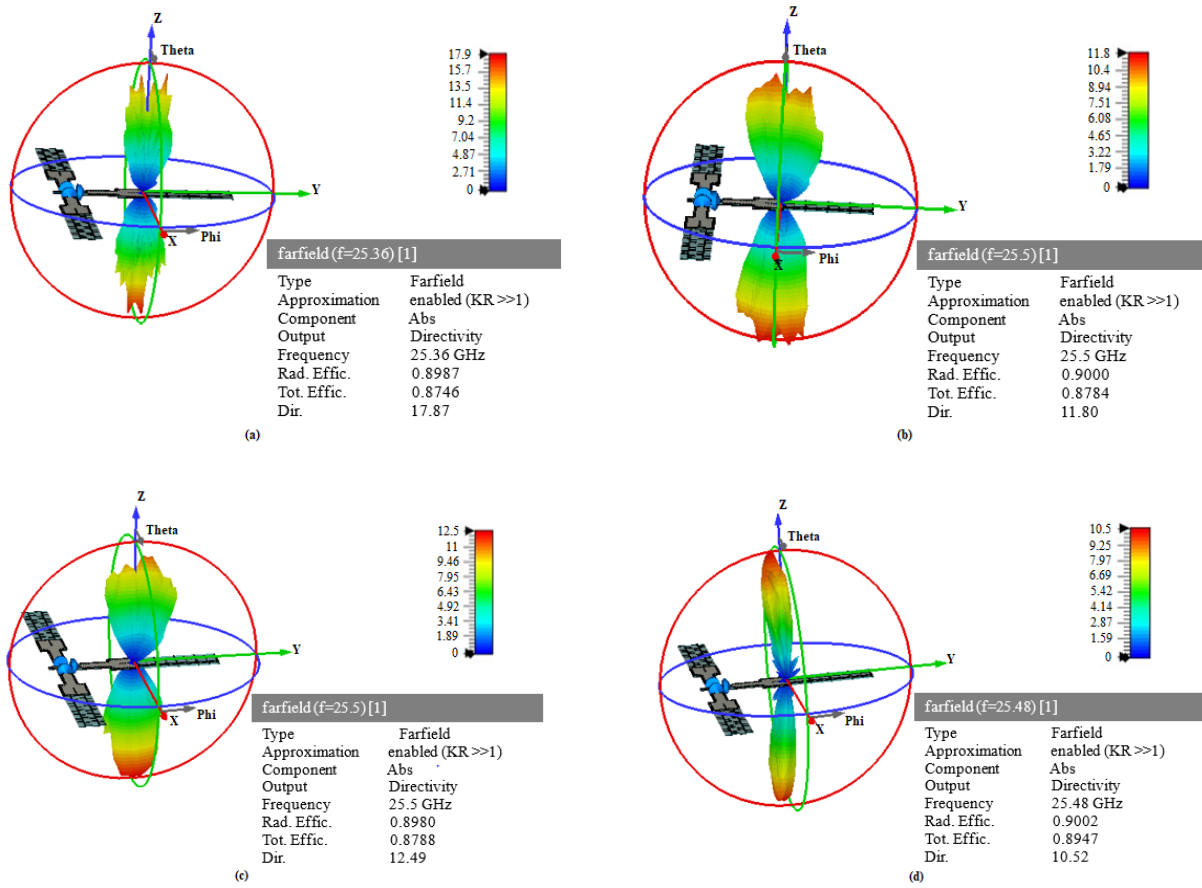
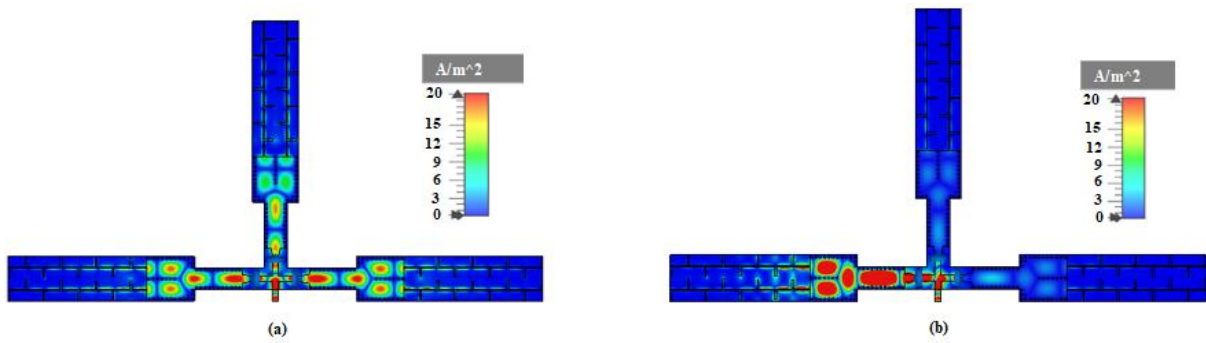


Figure IV. 31. Les diagrammes de rayonnement 3D simulés sur une échelle linéaire pour différents états : (a) : 111. (b) : 100. (c) : 010. (d) : 001.



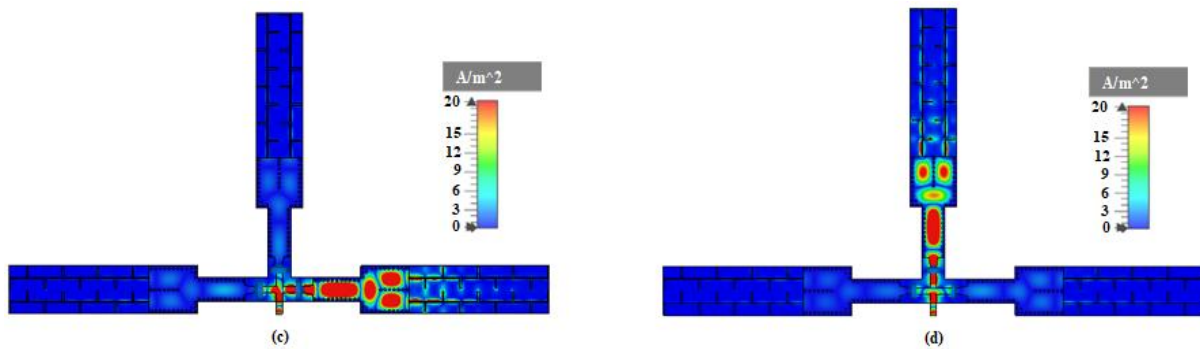


Figure IV. 32. La distribution du champ électrique de réseau d'antenne reconfigurable proposé dans différents états : **(a)** : 111. **(b)** : 100. **(c)** : 010. **(d)** : 001.

IV. 6. Conclusion

En conclusion, un réseau d'antennes dipôles log-périodiques (LPDA) reconfigurable en termes de diagramme et de fréquence a été présenté, offrant différentes configurations de rayonnement. Ce système couvre les bandes de fréquence des ondes millimétriques, spécifiquement la plage [20-40] GHz, avec un accent particulier sur la fréquence de 25 GHz. Le réseau d'antennes est contrôlé électroniquement grâce à l'utilisation de diodes PIN, qui agissent en tant que commutateur et permettent une gestion précise du diagramme de rayonnement et de la fréquence. Grâce à leurs faibles pertes, leur taille compacte et leur rayonnement directif, ces antennes trouvent de nombreuses applications dans la bande Ka, notamment dans les domaines des communications par satellite, du secteur militaire et des radars, où elles sont utilisées pour le balayage électronique des antennes à réseau phasé.

Références

- [1] Wei, Zihua, Tao Yang, Pei-Ling Chi, Xilin Zhang, and Ruimin Xu. "A 10.23–15.7-GHz varactor-tuned microstrip bandpass filter with highly flexible reconfigurability." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 69, no. 10 (2021): 4499-4509.

Conclusion générale

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à la conception et à l'analyse des composants micro-ondes basés sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) pour différentes bandes de fréquences. Notre travail s'est principalement concentré sur les réseaux d'antennes log-périodiques reconfigurables pour les modernes générations des systèmes de télécommunications. Les antennes proposées se caractérisent par une forte atténuation et une taille compacte, et se distinguent par un gain élevé, une très bonne directivité et une efficacité optimale.

Dans le premier chapitre, nous avons commencé par rappeler les réseaux 5G et la bande millimétrique. Nous avons également étudié les caractéristiques et les principes fondamentaux des antennes et des réseaux d'antennes planaires, ainsi qu'un état de l'art sur les antennes log-périodiques, dans lequel nous avons expliqué leur définition, les paramètres de leur conception ainsi que leurs principales applications. Ces études nous ont permis de concevoir de nouvelles configurations d'antennes log-périodiques et d'améliorer les performances de ce type d'antenne.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur la reconfigurabilité des antennes et la technologie SIW. Nous avons d'abord exploré les notions fondamentales liées à la reconfigurabilité des antennes millimétriques, en abordant les différents mécanismes et typologies associés. Nous avons ensuite exposé les applications de ces antennes. Par la suite, nous avons approfondi la technologie SIW, en détaillant ses caractéristiques, les différentes équations qui régissent cette technologie, ses composants, ainsi que les différentes antennes SIW qui seront illustrées au cours de ce chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à la conception de nouvelles configurations de réseaux d'antennes basées sur la technologie SIW. Nous commencerons par la conception d'un guide d'onde SIW, en tenant compte des exigences d'adaptation. Ensuite, nous nous concentrerons sur la conception des diviseurs de puissance 1×2 , puis 1×4 . Enfin, nous aborderons l'intégration de l'antenne LPDA dans la technologie SIW. Pour la conception et l'optimisation de nos structures, nous avons utilisé le simulateur CST.

Le quatrième chapitre est consacré à l'amélioration des performances des réseaux d'antennes présentés et simulés dans le troisième chapitre, notamment en termes d'augmentation du gain et de la directivité. Nous y abordons également la reconfigurabilité de chaque structure de réseau d'antennes, en mettant l'accent sur la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement et de la fréquence, grâce à l'utilisation de diodes PIN. Ces diodes sont intégrées dans un diviseur

Conclusion générale

de puissance en configuration T, ce qui permet de contrôler la direction du rayonnement de nos réseaux d'antennes et d'adapter leur comportement aux variations des conditions environnementales.

Ces résultats très encourageants ouvrent de nombreuses perspectives. Nous citons notamment :

- ✓ Réalisation des composants SIW.
- ✓ Réalisation de ses différents réseaux d'antennes log périodiques reconfigurables.
- ✓ Conception des réseaux d'antennes log-périodiques reconfigurables utilisant des métamatériaux.
- ✓ Conception de la reconfigurabilité de ces réseaux d'antennes utilisant d'autres techniques de reconfigurabilité.

Les travaux scientifiques

▪ Les publications internationales

1. Metahri, Hanane, Mehadji Abri, Hanaa Moussaoui, and Nabil Cherif. "ENHANCED SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE-FED LOG-PERIODIC DIPOLE ANTENNA ARRAY FOR 5G MILLIMETER-WAVE APPLICATIONS." *Telecommunications and Radio Engineering* 84, no. 2 (2025).

▪ Les communications internationales

1. Metahri Hanane., Mehadji Abri., & Moulay Mohammed., Moussaoui Hanaa., Cherif Nabil. "A Log Periodic dipole antenna array siw feeding for 5G millimeter-wave applications". In the 1st international conference on advances in electronics, control and computer technologies October 25th – 26th, 2023, Mascara, Algeria 2023. <https://doi.org/10.1615/>
2. Metahri, Hanane., Mehadji Abri. "Simulation of a new waveguide integrated into the substrate operating in the [20-40] GHz band". In 4th International Conference on innovative academic studies March 12-13 in 2024 at Konya/Turkey.
3. Metahri, Hanane., Mehadji Abri. "LPDA design: operating frequency range of 20 GHz to 40 GHz". In 2nd International Conference on scientific and innovative studies ICSIS 2024 on april 18-19, 2024 in Konya, Turkey.
4. Metahri, Hanane, Mehadji Abri, and Hanaa Moussaoui. "The Design of Log-Periodic Dipole Array (LPDA) Antenna for 5G Application Using SIW Technology." In 2024 2nd International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC), pp. 1-4. IEEE, 2024. DOI: 10.1109/ICEEAC61226.2024.10576329
5. Metahri, Hanane, and Mehadji Abri. "10-Element Yagi Antenna for 38 GHz Frequency." In 2024 3rd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), pp. 1-4. IEEE, 2024. DOI: 10.1109/ICAEE61760.2024.10783252
6. Metahri, Hanane., Mehadji Abri. "A Comparative Overview of Reconfigurable Antenna Technologies". In 2nd International Conference on trends in advanced research ICTAR 2024 November 22-23 in 2024 at Konya/Turkey.