

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



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par :

MOUSSAOUI Hanaa

Sujet

Réseaux d'antennes log-périodiques en technologie SIW destinés aux applications 5G dans la bande millimétrique.

Soutenu publiquement le 25 /06 /2023, devant le jury composé de :

Mme M.MELIANI	Professeur	Université de Tlemcen	Présidente
Mr N.BOUKLI HACENE	Professeur	Université de Tlemcen	Examineur
Mr M.ABRI	Professeur	Université de Tlemcen	Encadrant
Melle H.METAHRI	Doctorante	Université de Tlemcen	Co-Encadrante

Année universitaire : 2022 / 2023

Remerciements

<< Louange à Allah qui nous a guidés à ceci. Nous n'aurions pas été guidés, si Allah ne nous avait pas guidés >>

*Mes sincères remerciements vont à **Mme M. MELIANI** qui m'a fait l'honneur d'accepter de présider le jury de cette thèse.*

*Je remercie également **Mr N. BOUKLI HECENE** pour avoir accepté d'examiner mon travail.*

*Je tiens à remercier chaleureusement mon encadrant Monsieur **M. ABRI** professeur à l'Université de Tlemcen, département de télécommunications, pour m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail, pour ces conseils et son aide précieux et efficace.*

*Je tiens à remercier également **Melle H. METAHRI** pour sa disponibilité, ses aides, ses encouragements et sa grande gentillesse.*

Enfin, je ne voudrais pas oublier de remercier tous les étudiants de master 2 du département de télécommunications de l'Université de Tlemcen.

Dédicace

Je dédie ce projet :

A ma chère mère, A mon cher père,

Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.

A mon petit frère Mohammed El Amine.

A ma chère sœur Amira,

A mes chères amies Amina, Madjda, Farah et Rania,

A toute mes amies et mes collègues de la promotion master, avec qui les bons souvenirs seront toujours inoubliables.

Hanaa

ملخص

مع تقدم عالمنا وتحديثه مع مرور كل يوم، تستمر التكنولوجيا والابتكار في إحداث ثورة في مختلف المجالات. ولا يتطلب الاتصال الفعال، على وجه الخصوص، هوائيات مدمجة واقتصادية فحسب، بل يتطلب أيضا مكاسب عالية وخسائر منخفضة وكفاءة عالية. في هذا البحث بالذات، نركز بشكل أساسي على دراسة الهوائيات الدورية اللوغاريتم، والتي يتم تشغيلها بواسطة تقنية SIW ثم تحويلها إلى مصفوفات هوائية بواسطة فاصل طاقة قدره (2 1) و (4 1). لتحليل هذا السلوك، استخدمنا برنامج CST Microwave Studio، حيث تم تصميم ومحاكاة أداء مصفوفة الهوائي في نطاق المليمتر. في النهاية، تمت مقارنة النتائج والمكاسب وتناقضها.

الكلمات المفتاحية: تكنولوجيا SIW، صفائف الهوائيات، هوائي لوغاريتمي دوري، هوائي 5G، مقسم الطاقة.

Résumé

Alors que notre monde progresse et se modernise chaque jour qui passe, la technologie et l'innovation continuent de révolutionner divers domaines. Une communication efficace, en particulier, exige des antennes non seulement compactes et économiques, mais également dotées d'un gain élevé, de faibles pertes et d'un rendement élevé.

Dans cette recherche particulière, nous nous concentrons principalement sur l'étude des antennes log-périodiques, qui sont alimentées avec la technologie SIW et ensuite transformées en réseaux d'antennes par un diviseur de puissance de 1×2 et 1×4 . Pour analyser ce comportement, nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio, où les performances du réseau d'antennes ont été conçues et simulées dans la bande millimétrique. Au final, les résultats et les gains obtenus ont été comparés.

Mots clés : Technologie SIW, réseaux d'antennes, antenne log-périodique, bande millimétrique, antennes 5G, diviseur de puissance.

Abstract

As our world advances and modernizes with each passing day, technology and innovation continue to revolutionize various fields. Effective communication, in particular, requires antennas that are not only compact and economical, but also have high gain, low loss and high efficiency.

In this particular research, we mainly focus on the study of log-periodic antennas, which are fed with SIW technology and then transformed into antenna arrays by a 1×2 and 1×4 power dividers. To analyze this behavior, we used the CST Microwave Studio software, where the antenna array performance was designed and simulated in the millimeter band. In the end, the results and the obtained gains were compared and contrasted.

Keywords: SIW Technology, antenna arrays, log-periodic antenna, millimeter band, 5G antenna, power divider.

Table des matières

Remerciement.....	II
Dédicace.....	III
ملخص.....	IV
Résumé.....	V
Abstract.....	VI
Liste des abréviations.....	X
Liste des tableaux.....	XI
Liste des figures.....	XII
Introduction général.....	1

CHAPITRE I : Concept sur les antennes

I.1	Introduction	5
I.2	Définition de l'antenne	5
I.3	Caractéristiques de l'antenne	6
I.3.1	Caractéristiques physiques	Erreur ! Signet non défini.
I.3.2	Caractéristiques de rayonnement	6
I.3.2.1	Diagramme de rayonnement.....	6
I.3.2.2	Angle d'ouverture.....	8
I.3.2.3	Puissance rayonnée.....	9
I.3.2.4	Rendement	9
I.3.2.5	Directivité	10
I.3.2.6	Gain	10
I.3.2.7	Résistance de rayonnement	10
I.3.2.8	Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)	11
I.3.2.9	Polarisation	11
I.3.3	Caractéristiques électriques	13
I.3.3.1	Coefficient de réflexion	13
I.3.3.2	Impédance d'entrée.....	13
I.3.3.3	Rapport d'onde stationnaire.....	13
I.3.3.4	Largeur de bande	14
I.3.3.5	Bande passante	15
I.4	Associations en réseaux.....	15
I.4.1	Antenne en réseau linéaire	16
I.4.2	Antenne en réseau plan	16

I.4.3	Antenne en réseau circulaire	17
I.4.4	Avantages et inconvénients des réseaux d'antennes.....	19
I.5	Concept log-périodique	19
I.5.1	Types d'antennes log-périodiques :	20
I.5.1.1	L'antenne log-périodique circulaire :	20
I.5.1.2	L'antenne log-périodique trapézoïdale	21
I.5.1.3	L'antenne dipôle log-périodique	22
I.5.2	Domaines d'applications d'antennes log-périodiques	23
I.6	Conclusion :	24

CHAPITRE II : La technologie SIW

II.1	Introduction	26
II.2	Historique	27
II.3	Modes en SIW	29
II.4	Structure SIW	30
II.5	Les paramètres de guide d'onde intégré au substrat.....	31
II.6	Transitions dans le SIW	33
II.7	Différents composants SIW	34
II.7.1	Les filtres.....	34
II.7.2	Diviseur/Combineur de puissance.....	37
II.7.2.1	Diviseur de puissance SIW de type T.....	38
II.7.2.2	Diviseur de puissance SIW de type Y	38
II.7.3	Capteurs.....	39
II.7.4	Oscillateurs.....	40
II.7.5	Amplificateurs	41
II.7.6	Antennes SIW	42
II.7.6.1	Antenne LWA.....	43
II.7.6.2	Antenne TSA	44
II.7.6.3	TSWA.....	46
II.8	Conclusion	47

CHAPITRE III : Conception et simulation

III.1	Introduction	49
III.2	Choix de l'outil de simulation	49
III.3	Résultats de simulations et discussions	49

III.3.1	Conception d'un guide d'onde SIW avant l'adaptation	49
III.3.2	Conception d'un guide d'onde SIW après l'adaptation	52
III.3.3	Diviseur de puissance en technologie SIW	54
III.3.3.1	Diviseur de puissance en Y 1×2	54
III.3.3.2	Diviseur de puissance en Y 1×4 :	56
III.3.4	Réseaux d'antennes LPDA alimenté par un guide SIW	59
III.3.4.1	Conception et simulation d'une antenne LPDA SIW à un seul élément rayonnant	59
III.3.4.2	Réseau d'antennes LPDA SIW à deux éléments rayonnants.....	63
III.3.4.3	Réseau d'antennes LPDA SIW à quatre éléments rayonnants	66
III.3.4.4	Réseau d'antennes à un seul élément rayonnant alimentée par un câble coaxial	69
III.3.4.5	Réseau d'antennes LPDA imprimés alimentés par une ligne micro-ruban	73
III.3.4.6	Réseau d'antennes LPDA imprimés avec réflecteur	76
III.3.4.7	Réseau d'antennes LPDA imprimé alimenté par un couplage	79
III.3.5	Spécifications des différents antennes traitées dans ce mémoire	82
III.4	Conclusion	83
	Conclusion générale.....	84
	Références bibliographiques.....	86

Liste des abréviations

CEM	Contract Electronics Manufacturer
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
DFW	Dielectric Filled Waveguide
DSP	Digital Signal Processing
EM	Electromagnetic
GOR	Guide d'onde rectangulaire
HF	High Frequencies
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
LPDA	Log Periodic Dipole Antenna
LTCC	Low Temperature Co-Fired Ceramic
LTSA	Linearly Tapered Slot Antennas
LWA	Leaky Wave Antenna
PCB	Print Circuit Board
PDC	Power Divider/Combiner
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PTSA	Parabolic Tapered Slot Antenna
RF	Radio Frequency
SIC	Substrate Integrated Circuits
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SoS	System-on-Substrate
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electromagnetic
TM	Transverse Magnetic
TOS	Taux d'onde Stationnaire
TSA	Traveling Wave Antenna
TSWA	Traveling Standing Wave Antenna
UHF	Ultra High Frequencies
UIT	Union Internationale des Télécommunications

Liste des tableaux

Tableau I-1. Bandes de fréquences allouées par l'Union Internationale des télécommunications (UIT)..	15
Tableau III-1. Paramètres du guide SIW avec les caractéristiques du diélectrique.....	50
Tableau III-2. Spécifications des différents antennes traitées dans ce mémoire	82

Listes des figures

CHAPITRE I : Concept sur les antennes

Figure I-1. Représentation schématique d'une antenne.	6
Figure I-2. Système de coordonnées sphériques.	6
Figure I-3. Diagramme de rayonnement (a) antenne directive (b) antenne dipôle en 3D obtenue par Matlab.....	7
Figure I-4. Diagramme de rayonnement, (a) Antenne isotrope, (b) Antenne $\frac{1}{4}$ d'onde.	7
Figure I-5. Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne log-périodique.	8
Figure I-6. Angle d'élévation.	8
Figure I-7. Polarisation linéaire.....	11
Figure I-8. Polarisation circulaire.....	12
Figure I-9. Polarisation elliptique.....	12
Figure I-10. Bande passante d'une antenne.....	15
Figure I-11. (a) Réseau linéaire d'une antenne, (b) Réseaux linéaire composé de huit éléments rayonnants.	16
Figure I-12. Réseau planaire 7x7 constitué d'antennes élémentaires en forme de L : (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.	17
Figure I-13. Antenne WiFi patch planaire.....	17
Figure I-14. Antennes relais pour les réseaux de téléphonie mobile.....	18
Figure I-15. Réseau d'antennes en forme de cylindre.....	18
Figure I-16. Antenne log périodique.	19
Figure I-17. (a) Antenne log-périodique circulaire, (b) Photographie d'une antenne log-périodique réalisée sur un substrat d'alumine de 2 pouces de diamètre.....	21
Figure I-18. Antenne log-périodique trapézoïdale.	22
Figure I-19. Réseau de dipôles log-périodiques, concept LPDA.	22
Figure I-20. Exemple de réalisation d'un dipôle log-périodique.	22

CHAPITRE II: La technologie SIW

Figure II-1. Développement de la structure de SIW, (a) Guide d'ondes rectangulaire rempli d'air, (b) Guide d'ondes rectangulaire rempli de diélectrique, (c) Guide d'onde intégré au substrat[11]......	26
Figure II-2. Plate-forme potentielle basée sur le SIW dans laquelle les antennes SIW, les coupleurs, les cavités, les filtres sont tous combinés avec des circuits actifs et DSP sur le même substrat ou la même carte maîtresse.	27
Figure II-3. Guide SIW	28
Figure II-4. Structure multicouche.....	28
Figure II-5. Distribution du courant de surface du mode TE _{1,0} d'un guide d'ondes rectangulaire conventionnel avec des trous métalliques sur les parois latérales minces.....	29
Figure II-6. Guide d'onde SIW	30
Figure II-7. Champ électrique du mode TE ₁₀ du (a) GOR (b) SIW.	31
Figure II-8. Paramètres fondamentaux de conception d'un guide d'ondes intégré dans un substrat.	32
Figure II-9. Quelques transitions courantes entre les lignes de transmission planaires et les guides d'ondes intégrés dans le substrat : (a) transition microruban-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°	34
Figure II-10. Réponses de simulation et de mesure d'un filtre SIW conventionnel à trois pôles comprenant l'image du dispositif de filtrage fabriqué [11].	35
Figure II-12. Réponses de simulation et de mesure et image des filtres SIW fabriqués : (a) filtre passe-bande SIW à quatre pôles et demi-mode [48] ; (b) Filtre passe-bande triple bande de troisième ordre [47].	35
Figure II-13. Le principe d'un coupleur SIW.	36
Figure II-14. Photographie d'un nouveau coupleur directionnel (SIW) avec couplage -10dB [50].....	36
Figure II-15. Réponses et images 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 [54].	37
Figure II-16. Magic-T HMSIW [51]......	38
Figure II-17. Diviseurs de puissance SIW [51], (a) Wilkinson et (b) Gysel.....	38
Figure II-18. (a) Schéma d'un SIW PD de type T ; (b) Schéma d'un SIW PD de type Y.....	39
Figure II-19. Image et courbes de résonance expérimentales pour le capteur A utilisant différents échantillons [61]......	40
Figure II-20. Configuration et distributions du champ E du résonateur hexagonal SIW.....	41
Figure II-21. Photographie de la fabrication de l'oscillateur à réflexion SIW [62]......	41
Figure II-22. Amplificateur de puissance à guide d'ondes intégré au substrat (SIW) fabriqué [63].....	42
Figure II-23. Antenne à fente longue à ondes de fuite : (a) fente longitudinale droite, (b) diagramme de méandre sinusoïdal et (c) diagramme de méandre de distribution de puissance de Taylor.	43
Figure II-24. (a, b) Configuration du LWA HMSIW, (c) prototype fabriqué.....	44
Figure II-25. (a) Configuration d'un LWA à fentes périodiques, (b) exemple d'architecture de réseau. ..	44
Figure II-26. SIW TSA.	45
Figure II-27. Photographie des produits fabriqués : (a) PTSA ondulé planaire et (b) PTSA ondulé plié en L.	45
Figure II-28. Structure d'antenne à fente inclinée introduite [70]......	46
Figure II-29. Prototype (a) couche supérieure et (b) couche inférieure [70].	46

CHAPITRE III: Conception et simulation

Figure III-1. (a) structure du guide SIW avec ses paramètres, (b) vue perspective du guide SIW tirée du logiciel CST.....	50
Figure III-2. Coefficient de réflexion S11 du guide SIW avant l'adaptation.	51
Figure III-3. Coefficient de transmission S21 du guide SIW avant l'adaptation.....	51
Figure III-4. La distribution du champ électrique du guide SIW à la fréquence de résonance 25 GHz. ..	51
Figure III-5. Structure générale du taper avec ces paramètres.....	52
Figure III-6. Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande millimétrique ; (a) Vue de face, (b) Vue en dos.....	52
Figure III-7. Coefficient de réflexion S11 du guide SIW après l'adaptation.....	53
Figure III-8. Coefficient de transmission S21 du guide SIW après l'adaptation.	53
Figure III-9. La répartition du champ électrique du SIW simulé à la fréquence 25 GHz.....	54
Figure III-10. (a) structure de jonction Y de diviseur de puissance 1×2 avec ces paramètres. (b) Vue perspective du diviseur. Les paramètres sont définis comme suit : L= 12 mm, $w_{siw}= 5\text{mm}$, $w_{in}= 1.57\text{mm}$, $w_{out}= 2.7\text{mm}$, $m= 1.5\text{mm}$	55
Figure III-11. (a) coefficient de réflexion S ₁₁ du diviseur de puissance 1×2, (b) coefficients de transmission S ₂₁ et S ₃₁	55
Figure III-12. La répartition des champs électriques dans le diviseur 1×2.....	56

Figure III-13. Structure du diviseur de puissance SIW 1×4. Les paramètres sont définis comme suit: $w_{\text{siw}}=5$ mm, $d=0.55$ mm, $p=1.1$ mm, $S = 1.3$ mm, $dh = 0.2$ mm. $d_1 = d_2= 0.75$ mm, $L_1= 15.9$ mm, $L_2 =9.65$ mm.	57
Figure III-14. (a) Coefficient de réflexion S_{11} du diviseur de puissance 1×2, (b) coefficients de transmissions S_{21} , S_{31} , S_{41} et S_{51}	58
Figure III-15. La répartition des champs électriques dans le diviseur 1×4.	56
Figure III-16. La structure de l'antenne LPDA alimentée par le guide SIW et la ligne micro ruban. (a) vue en 3D, (b) vue de face, (c) vue de dos. Les paramètres sont données par : $w_{\text{siw}} = 5$, $d = 0.55$ et $p = 1.1$, $w_{\text{in}} = 1.57$, $w_{\text{out}} = 2.3$, $L_{\text{in}}=3$, $L_{\text{out}}=2$, $L =12$, $\lambda/2=4$, $l_{n1}=2.2$, $l_{n2}=2.3$, $l_{n3}=2.4$, $r_n=0.2$ (tous les paramètres sont en millimètre)	56
Figure III-17. Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne présentée sur la figure III-15.	60
Figure III-18. 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 ($\Theta=90^\circ$).	61
Figure III-19. 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 ($\Phi=90^\circ$)... ..	62
Figure III-20. Gain de l'antenne LPDA SIW à un seul élément rayonnant.	63
Figure III-21. La structure du réseau d'antennes LPDA à deux éléments rayonnants alimentée par le guide SIW et la ligne micro ruban.	63
Figure III-22. Le coefficient de réflexion S_{11} de réseau d'antennes présenté sur la figure III.21.	60
Figure III-23. 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 ($\Phi=0^\circ$).	65
Figure III-24. 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 ($\Theta=0^\circ$)... ..	66
Figure III-25. Gain du réseau d'antenne LPDA SIW à deux éléments rayonnants.	66
Figure III-26. La structure du réseau d'antennes LPDA avec le diviseur de puissance SIW 1 × 4.	66
Figure III-27. Le coefficient de réflexion S_{11} de réseau d'antennes présenté sur la figure III.21.	67
Figure III-28. 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 ($\Phi=0^\circ$).	68
Figure III-29. 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 ($\Phi=0^\circ$)... ..	68
Figure III-30. Gain en fonction de fréquence de l'antenne LPDA SIW à quatre éléments.	69
Figure III-31. Structure de l'antenne alimentée par le câble coaxial (a) vu en 3D, (b) vu arrière de la structure avec : $x=3.5$ mm, $y=0$ mm.	70
Figure III-32. Le coefficient de réflexion S_{11} de la structure alimentée par le câble coaxial.	70
Figure III-33. Diagramme de rayonnement à 26.86 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D , (b) plan polaire ($\Theta=90^\circ$), (c) plan polaire ($\Theta=0^\circ$), (d) plan polaire ($\Phi=0^\circ$), (e) plan polaire ($\Phi=90^\circ$).	71
Figure III-34. Diagramme de rayonnement à 26.86 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\Phi=90^\circ$), (c) plan polaire ($\Phi=0^\circ$), (d) plan polaire ($\Theta=0^\circ$), (e) plan polaire ($\Theta=90^\circ$)... ..	72
Figure III-35. Gain en fonction de la fréquence de l'antenne présenté dans la figure III-30.	73
Figure III-36. Réseau d'antennes LPDA sans le SIW.	73
Figure III-37. Coefficient de réflexion S_{11} de notre structure proposée.	70
Figure III-38. Diagramme de rayonnement à 23.74 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\Phi=0^\circ$), (c) plan polaire ($\Phi=90^\circ$), (d) plan polaire ($\Theta=90^\circ$), (e) plan polaire ($\Theta=0^\circ$).	75
Figure III-39. Diagramme de rayonnement à 23.74 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\Phi=90^\circ$), (c) plan polaire ($\Phi=0^\circ$), (d) plan polaire ($\Theta=90^\circ$), (e) plan polaire ($\Theta=0^\circ$)... ..	76
Figure III-40. Gain du réseau d'antenne LPDA sans SIW à un seul élément rayonnant.	76
Figure III-41. Réseau d'antennes LPDA avec réflecteur.	76

Figure III-42. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne présenter dans la figure III-40.....	77
Figure III-43. Diagramme de rayonnement à 27.52 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\Phi=0^\circ$), (c) plan polaire ($\Phi=90^\circ$), (d) plan polaire ($\Theta=90^\circ$), (e) plan polaire ($\Theta=0^\circ$).	78
Figure III-44. Diagramme de rayonnement à 27.52 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\Phi=90^\circ$), (c) plan polaire ($\Phi=0^\circ$), (d) plan polaire ($\Theta=90^\circ$), (e) plan polaire ($\Theta=0^\circ$)...	79
Figure III-45. Gain du réseau d'antenne LPDA sans SIW avec réflecteur.....	79
Figure III-46. LPDA classique imprimé sur un substrat.....	79
Figure III-47. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne LPDA classique imprimer sur le substrat.....	80
Figure III-48. Diagramme de rayonnement à 25.38 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 ($\Theta=90^\circ$).	81
Figure III-49. Diagramme de rayonnement à 25.38 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\Phi=90^\circ$), (c) plan polaire ($\Phi=0^\circ$), (d) plan polaire ($\Theta=90^\circ$), (e) plan polaire ($\Theta=0^\circ$)...	81
Figure III-50. Gain du LPDA imprimé sur le substrat.....	82

Introduction

Générale

Pour répondre aux besoins actuels de développement d'applications "de masse" et scientifiques dans le domaine des télécommunications, les concepteurs hyperfréquences (ondes centimétriques et millimétriques) sont guidés pour développer des dispositifs fonctionnant à hautes fréquences, s'efforcer d'atteindre la miniaturisation des dispositifs, à mettre en œuvre des technologies "faible coût", se concentrant sur les applications commerciales, à l'exception du faible poids, de l'encombrement et de l'épaisseur.

Une antenne à profil bas est nécessaire. Aujourd'hui, avec la croissance explosive des télécommunications, ces limitations sont également présentes dans les applications sans fil commerciales. Pour répondre à ces exigences, un nouveau type d'antenne est proposé : l'antenne microruban. Cependant, ces antennes présentent certains inconvénients, notamment une faible bande passante. Pour résoudre ces problèmes, des antennes imprimées ont été associées à des réseaux, plus précisément des réseaux log-périodiques, pour augmenter la bande passante, et ce type d'antenne a été introduit par Duhamel et Isbell à l'Université de l'Illinois en 1959. Cette conception apporte des caractéristiques périodiques qui ne sont pas linéaires avec la structure, mais sont représentées par leurs caractéristiques indépendantes de la fréquence, à savoir une large bande passante, une impédance constante dans toutes les gammes de fréquences, un gain maximal et une bonne directivité. Compte tenu de l'utilisation importante des antennes log-périodiques dans diverses applications, il existe un certain intérêt pour les antennes log-périodiques en raison de leur simplicité de fabrication et de mise en œuvre, et des possibilités de mise en réseau.

Afin de répondre aux besoins du domaine actuel des télécommunications, les concepteurs ont développé une nouvelle technologie, à savoir la technologie SIW (Substrate Integrated Wave Guide) dans laquelle le guide d'onde est intégré au substrat. La technologie présente des avantages en termes de capacité et de puissance, de réduction des pertes, de divers composants haute fréquence basés sur SIW tels que des coupleurs, des filtres, des diviseurs de fréquence et différents types d'antennes.

Ce mémoire de master s'intéresse aux réseaux d'antennes log-périodiques en technologie SIW destinés aux applications 5G dans la bande millimétrique.

Afin de traiter ce sujet et répondre à la problématique évoquée ; un plan de recherche a été établie. Il consiste tout d'abord de comprendre la technologie SIW, sa structure et ses paramètres, et par la suite nous allons concevoir des diviseurs de puissance SIW 1×2 et 1×4 , ensuite, nous essaierons de les adapter, enfin, on ajoute le réseau d'antennes à l'extrémité des diviseurs.

Le manuscrit de ce mémoire se compose de trois chapitres :

Le premier chapitre sera entièrement consacré à des indications sur les caractéristiques physiques, électriques et de rayonnement de l'antenne. Cette section fournit également un aperçu du réseau d'antennes et de ses caractéristiques. Cette section traite également des réseaux d'antennes linéaires, circulaires et planaires et de leurs caractéristiques. Nous rapporterons également un aperçu sur les antennes log-périodiques, types d'antennes log-périodiques et quelques domaines d'applications de ces antennes.

Le deuxième chapitre présente l'état de l'art de la technologie SIW, dont nous parlerons sur la structure SIW, les modes de propagation, les paramètres SIW et quelques transitions déclarées dans la littérature sont clarifiés. Passant après par les différents composants SIW tel que les diviseurs et les antennes.

Le dernier chapitre sera consacré aux résultats de conception du guide d'ondes SIW qui fonctionne dans la bande des ondes millimétriques à l'aide du logiciel de simulation "CST MICROWAVE STUDIO" ; nous pouvons donc construire un réseau d'antennes 1×2 qui passe ensuite à 1×4 à l'aide d'un diviseur de puissance basé sur SIW. Afin d'obtenir des résultats satisfaisants en termes d'adaptation et de transfert, nos travaux seront réalisés à l'aide d'études paramétriques optimisées.

Enfin, conclusion générale résumera les principaux résultats de cette étude. De plus, des perspectives sur la poursuite éventuelle de ce travail sont fournies.

Chapitre I :
Concept sur les antennes

I.1 Introduction

Les antennes sont des composants essentiels de la communication sans fil. Elles permettent de transmettre et de recevoir des signaux radio, ce qui est crucial pour les réseaux de télécommunication, les satellites, les radars, les systèmes de navigation, les capteurs sans fil, les systèmes de surveillance, les systèmes de contrôle, et bien d'autres applications. Les antennes sont disponibles dans une variété de formes et de tailles, allant des grandes antennes paraboliques utilisées pour la communication satellitaire, aux petites antennes intégrées dans les téléphones mobiles.

Ce chapitre sera consacré aux antennes, tout d'abord, nous présentons brièvement leur définition et leurs caractéristiques. Ensuite, nous rapportons un aperçu sur le réseau d'antennes, notamment le réseau linéaire, circulaire et planaire. Enfin, nous aborderons les antennes log-périodiques concernées par ce projet fin d'études.

I.2 Définition de l'antenne

Le transducteur qui relie la ligne de transmission du générateur au milieu rayonnant de l'onde est appelé antenne. Par conséquent, une antenne peut être définie en fonction de son mode de fonctionnement. Une antenne peut être considérée comme un dispositif de couplage entre les ondes conduites le long d'une ligne et les ondes rayonnant dans l'espace libre. Ainsi, une antenne est un appareil qui permet la réception et l'émission d'ondes radio. L'énergie guidée est transformée en énergie rayonnante et vice-versa. En général, ce mécanisme fonctionne de manière réciproque. Une antenne émettrice est un dispositif destiné à transférer de l'énergie électromagnétique d'une source sans fil à un environnement de propagation. En revanche, une antenne de réception est l'inverse.

La fonction principale de l'antenne est de permettre une bonne adaptation entre l'équipement radio et le milieu de propagation.

De plus, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances de l'antenne. Ces paramètres sont répartis en deux groupes distincts. Le premier groupe considère l'antenne comme un élément de circuit électrique (impédance d'entrée et coefficient de réflexion), tandis que le deuxième groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement (diagramme de rayonnement, directivité et gain).

Enfin, il convient de noter que la notion de puissance rayonnée est cruciale pour l'étude des antennes imprimées [1].

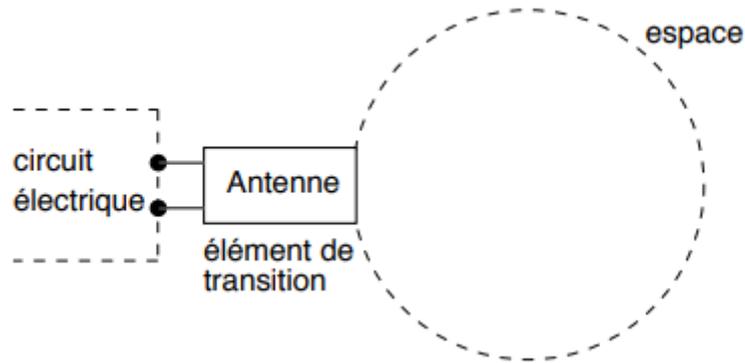


Figure I-1. Représentation schématique d'une antenne.

I.3 Caractéristiques de l'antenne

I.3.1 Caractéristiques de rayonnement

I.3.1.1 Diagramme de rayonnement

Un diagramme de rayonnement représente la distribution géométrique de la puissance rayonnée en fonction de la direction.

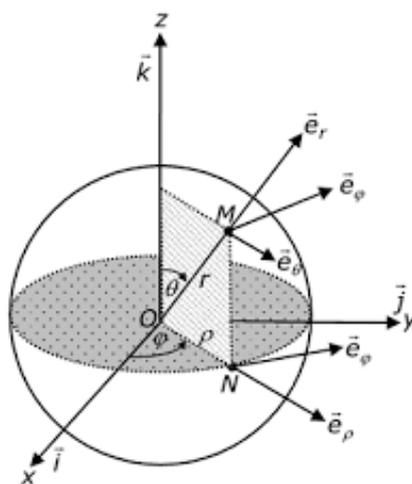


Figure I-2. Système de coordonnées sphériques.

Étant donné une antenne centrée au point 0 (Figure 2), la direction OM est définie par les angles (θ, ϕ) , la puissance dans cette direction est notée $P(\theta, \phi)$. il existe une direction où $P(\theta, \phi)$ est maximale (P_{max}).

$$\frac{P(\theta, \phi)}{P_{max}} \tag{I-1}$$

La mise en page du graphique peut se faire en trois dimensions. Les représentations les plus courantes sont les coupes transversales dans des plans orthogonaux, tels que les plans verticaux et horizontaux, voir E et H (Figures I-3, I-4). Le lobe principal est situé près de la direction du rayonnement maximal et contient la quasi-totalité de la puissance rayonnée. Des lobes secondaires ou latéraux indésirables apparaissent sur ses côtés (Il est nécessaire d'affiner le lobe de rayonnement principal et de réduire au minimum le niveau des lobes secondaires pour éviter les perturbations)[2].

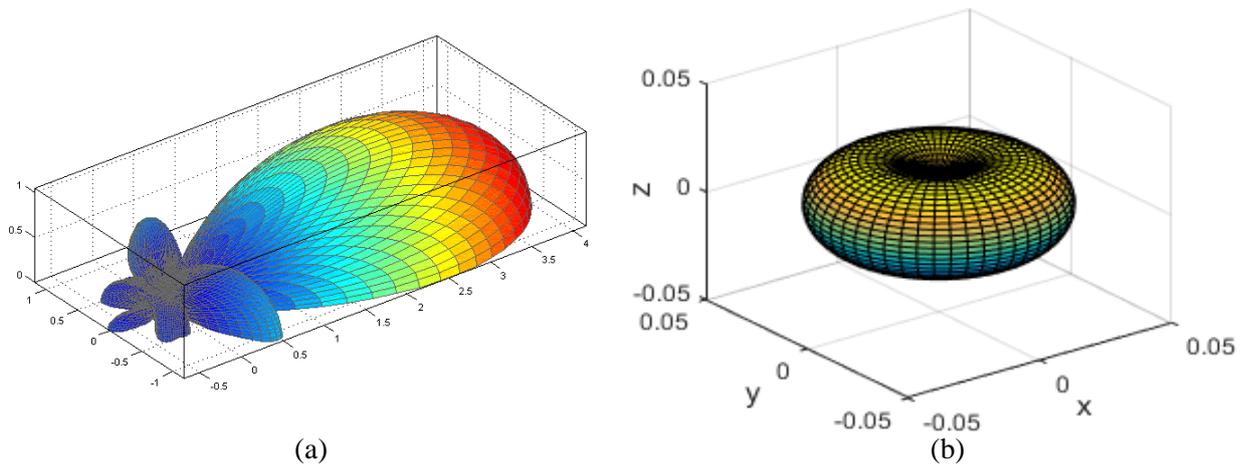


Figure I-3. Diagramme de rayonnement (a) antenne directive (b) antenne dipôle en 3D obtenue par Matlab.

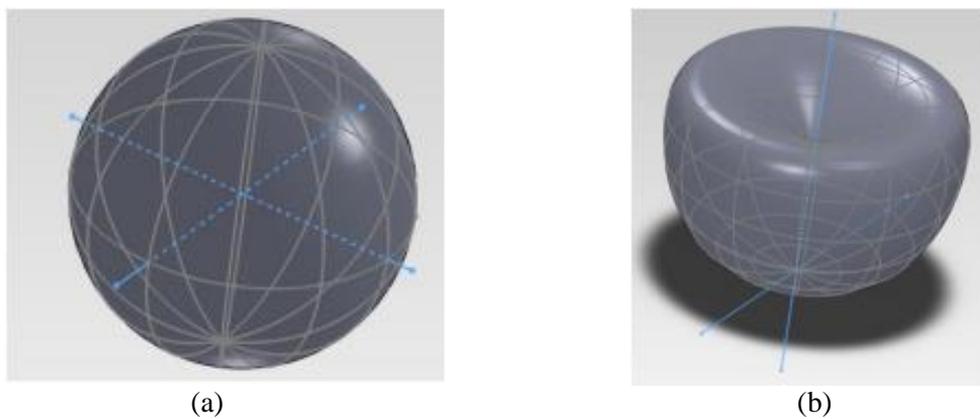


Figure I-4. Diagramme de rayonnement, (a) Antenne isotrope, (b) Antenne $\frac{1}{4}$ d'onde.

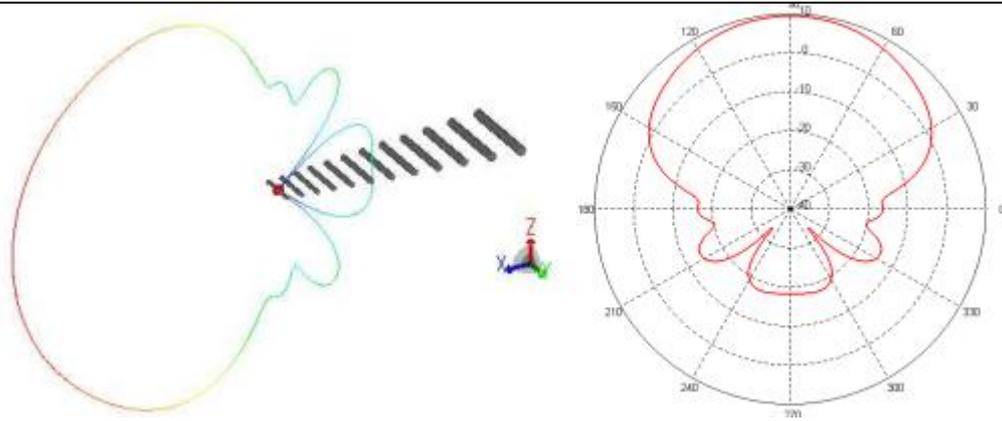


Figure I-5. Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne log-périodique.

I.3.1.2 Angle d'ouverture

L'angle entre les deux directions du lobe principal pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable est appelé angle d'ouverture (beamwidth). Les plans de symétrie de l'antenne indiquent généralement l'angle d'ouverture, qui est limité par le rapport entre la plus grande dimension de l'antenne et la longueur d'onde.

L'ouverture d'une antenne et sa capacité à concentrer la puissance rayonnée dans une direction donnée sont caractérisées par d'autres grandeurs. L'angle entre la direction de rayonnement maximale et le premier zéro est égal à zéro.

Les paramètres suivants sont également présents pour les stations de base : l'ouverture horizontale, également connue sous le nom d'ouverture d'azimut, et l'ouverture verticale, également connue sous le nom d'ouverture d'élévation. Leur ouverture horizontale varie en fonction de la zone à couvrir, par exemple à 120°. La faible ouverture verticale ne doit couvrir que le sol à proximité de l'antenne.

L'angle d'élévation est utilisé pour décrire la direction verticale du lobe principal. En pratique, il est nécessaire d'ajuster cet angle à toute installation d'antenne en ajoutant un angle supplémentaire. Il est possible de le contrôler mécaniquement ou électriquement [3].

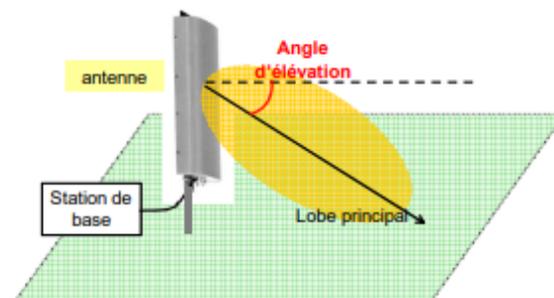


Figure I-6. Angle d'élévation.

I.3.1.3 Puissance rayonnée

La puissance rayonnée est la puissance qui traverse une sphère de rayon infini. On peut la déterminer en intégrant le vecteur de Poynting sur une surface sphérique.

Le vecteur de Poynting dans la zone de rayonnement est donné par :

$$\vec{P}_{ray} = \frac{1}{2} Re(\vec{E} * \vec{H}') \quad (I-2)$$

La puissance rayonnée à travers une sphère de rayon infini est donnée par :

$$W_{ray} = \lim_{n \rightarrow \infty} \oiint P_{ray} \vec{n} ds \quad (I-3)$$

Avec \vec{n} : est un vecteur normal à tout point de la surface de la sphère.

L'intensité de rayonnement a pour expression:

$$U_{\theta, \varphi} = dw d\Omega \quad (I-4)$$

Avec $d\Omega$: unité d'angle solide.

La puissance totale rayonnée est définie par:

$$W = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} U(\theta, \varphi) d\Omega \quad (I-5)$$

I.3.1.4 Rendement

Le rendement de l'antenne est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle qui lui fournit l'alimentation. Il est exprimé par :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (I-6)$$

Avec:

R_r : Résistance liée à son rayonnement.

R_p : Résistance liée aux pertes de l'antenne.

Comme il peut être le rapport entre la puissance totale rayonnée par l'antenne P_{ray} et la puissance P_{in} qui alimente l'antenne, soit :

$$\eta = \frac{P_{ray}}{P_{in}} \quad (I-7)$$

I.3.1.5 Directivité

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace.

La directivité d'une antenne est définie comme étant le rapport de l'intensité de rayonnement U dans une direction donnée sur l'intensité de rayonnement de la source isotrope U_0 .

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} \quad (\text{I-8})$$

Avec : $U_0 = \frac{P_{ray}}{4\pi}$

Où :

D : la directivité de l'antenne,

U : l'intensité de rayonnement de l'antenne,

U_0 : l'intensité de rayonnement d'une source isotrope.

I.3.1.6 Gain

Il représente la même chose que la directivité, mais par rapport à la puissance d'entrée (d'alimentation) P_{in} et non par rapport à la puissance totale rayonnée P_{ray} .

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}/4\pi} \quad (\text{I-9})$$

On peut déterminer la relation gain-rendement-directivité :

$$G(\theta, \varphi) = \rho \times D(\theta, \varphi) \quad (\text{I-10})$$

I.3.1.7 Résistance de rayonnement

Sois P_{ray} , la puissance rayonnée émise par l'antenne. S'il est possible de connaître le courant I_Q au point Q de cette antenne, alors la résistance de rayonnement à ce point est donnée par le rapport :

$$R_Q = \frac{2P_{ray}}{I_Q^2} \quad (\text{I-11})$$

I.3.1.8 Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)

Le terme "puissance rayonnée isotrope équivalente" d'une antenne (PIRE ou EIRP en anglais) est fréquemment utilisé dans les communications, en particulier dans les évaluations de liaison. Il décrit la direction de rayonnement maximale dans laquelle il est approprié d'attribuer une puissance rayonnée dans cette direction à une antenne isotrope [4].

$$\text{PIRE} = G \times P_{\text{ray}} \quad (\text{I-12})$$

I.3.1.9 Polarisation

Une antenne émet des ondes composées d'un champ magnétique variable et d'un champ électrique qui ont des axes orthogonaux à 90 degrés l'un de l'autre. La polarisation de l'antenne peut être de nature linéaire, circulaire ou elliptique. C'est l'orientation du champ électrique de l'onde qui détermine la polarisation de l'antenne.

Une onde EM avec une direction de champ variant de manière sinusoïdale ; sa trajectoire aboutit à un segment de droite. Ce type de polarisation résulte typiquement de la présence d'un seul dipôle électrique. C'est la polarisation rectiligne [5].

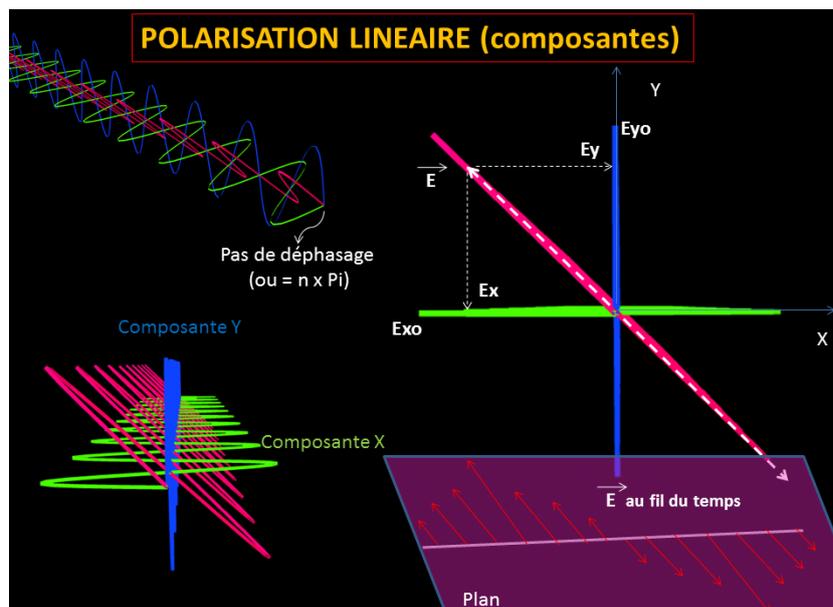


Figure I-7. Polarisation linéaire.

Lorsqu'un champ électromagnétique possède deux composantes, E_θ et E_ϕ , avec une amplitude égale et un déphasage de 90° . Les extrémités de l'onde du champ forment un cercle en se déplaçant dans l'atmosphère. C'est la définition d'une polarisation circulaire [5].

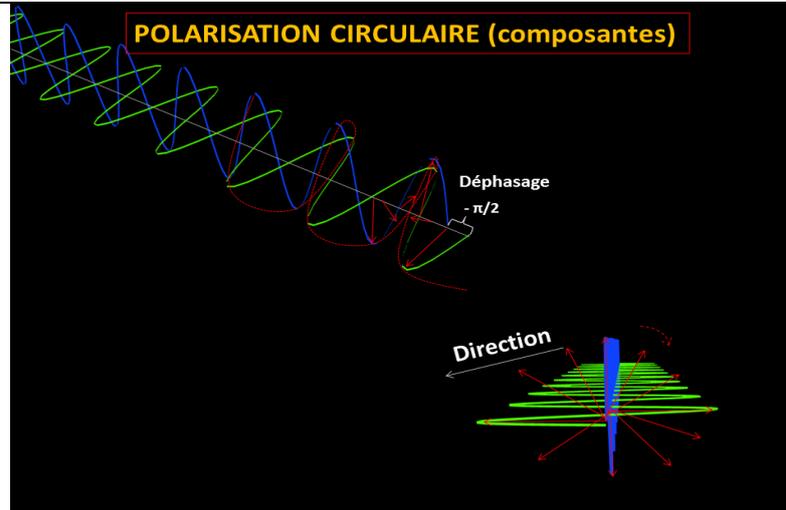


Figure I-8. Polarisation circulaire.

La polarisation elliptique fait référence à tout champ E qui a deux composantes, E_θ et E_φ de n'importe quelle amplitude et phase. Alternativement, le terme polarisation elliptique peut faire référence au cas général de deux composants ou plus avec des forces et des phases égales [5].

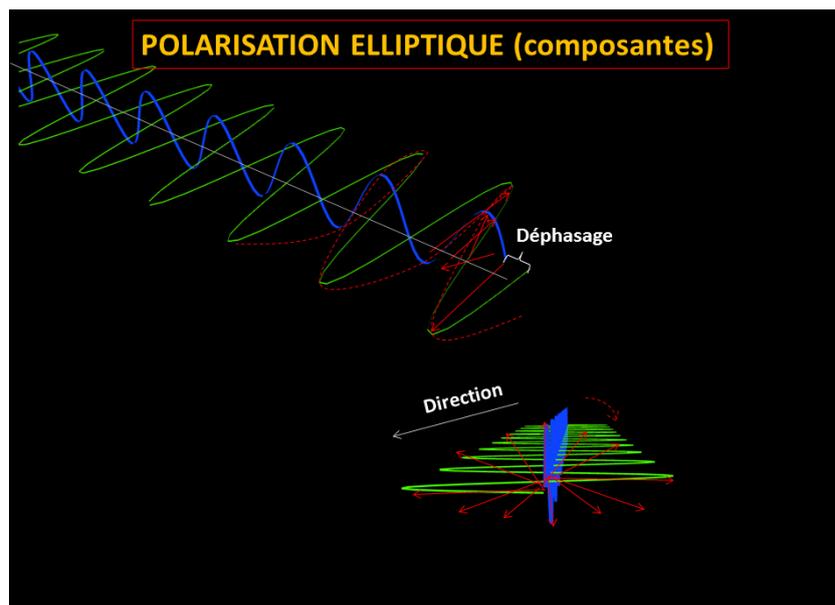


Figure I-9. Polarisation elliptique.

Il suffit d'utiliser une ligne de polarisation verticale ou horizontale lors de la transmission via n'importe quel moyen de transmission, qu'il soit mobile ou stationnaire. Les engins spatiaux en rotation nécessitent l'utilisation d'une polarisation circulaire afin d'assurer une bonne réception de l'émetteur sans dépendre de la position de l'antenne [5].

I.3.2 Caractéristiques électriques

I.3.2.1 Coefficient de réflexion

Afin de déterminer le rapport signal sur bruit, nous utilisons le coefficient de réflexion. C'est une mesure de la quantité d'énergie qu'une antenne absorbe des signaux entrants, ce qui aide à régler notre antenne pour une sortie maximale. Nous basons notre optimisation sur ce paramètre. Le coefficient de réflexion d'une antenne est alors le rapport entre l'impédance caractéristique Z_c et l'impédance d'entrée de l'antenne Z_e [6]:

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{I-13})$$

Où Z_c est l'impédance de normalisation, en général égale à 50Ω . Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne. On a le cas idéal pour $S_{11}=0$, c'est-à-dire lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne vaut $Z_e=Z_c$.

Le coefficient de réflexion peut également s'exprimer en décibels comme suit :

$$S_{11}[\text{dB}] = 20\log(\Gamma) \quad (\text{I-14})$$

I.3.2.2 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la ligne fournie par l'antenne. Il est également défini comme le rapport de la tension V_e au courant I_e appliqué à l'entrée.

$$Z_{in} = \frac{V_e}{I_e} \quad (\text{I-15})$$

Considérant l'antenne comme un quadripôle caractérisé par sa matrice de transfert S , la valeur de l'impédance d'entrée Z_{in} peut-être théoriquement calculée à partir du coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle S_{11} par la formule suivante :

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (\text{I-16})$$

I.3.2.3 Rapport d'onde stationnaire

La propagation bidimensionnelle des ondes électromagnétiques est rendue possible par les lignes de transmission. Les ondes électromagnétiques se déplacent de la source à la charge sans perte de signal si la ligne de transmission, la charge et la source ont toutes la même impédance. En outre, si la source ne présente pas la même imperceptibilité que les autres composants de la

chaîne de transmission, une partie du récepteur se concentrera sur la source lorsqu'elle initie la charge.

Dans ce cas, l'espace incident et l'espace réfléchissant sont combinés pour former un espace stationnaire [7].

Si nous caractérisons en termes d'ondes de propagation vers l'avant (V^+) et d'ondes de retour (V^-), le rapport ou rapport d'onde stationnaire sera défini comme :

$$\text{ROS} = \frac{V^+ - V^-}{V^+ + V^-} \quad (\text{I-17})$$

Il est lié au coefficient de réflexion S_{11} par la relation :

$$\text{ROS} = \frac{|1 + S_{11}|}{|1 - S_{11}|} \quad (\text{I-18})$$

I.3.2.4 Largeur de bande

La bande passante de l'antenne est considérée comme une quantité. Une fréquence comprise entre la fréquence minimale F_{\min} et la fréquence maximale F_{\max} à laquelle une caractéristique particulière de l'antenne a une valeur sensiblement proche de la valeur de la fréquence de fonctionnement F_c (correspondant à la fréquence de résonance F_r).

Si la bande de fréquence est suffisamment large, elle est généralement exprimée sous forme de rapport : $\frac{F_{\max}}{F_{\min}}$

Pour les antennes composées d'éléments rayonnants résonnants à faible consommation de bandes passantes (dipôle demi-onde, antennes microruban), la bande passante en % est définie comme suit[8] :

$$B(\%) = 100 \times \frac{F_{\max} - F_{\min}}{F_c} \quad (\text{I-19})$$

- F_c étant la fréquence de résonance de l'antenne ;
- F_{\max} est la fréquence maximale de coupure ;
- F_{\min} est la fréquence minimale de coupure.

Il est à savoir qu'une antenne ne fonctionne pas à toutes les fréquences. Sa bande passante est limitée par :

- Le TOS maximal admissible, par exemple $\text{TOS} < 2$;
- La variation du gain de l'antenne ;
- La déformation du diagramme de rayonnement.

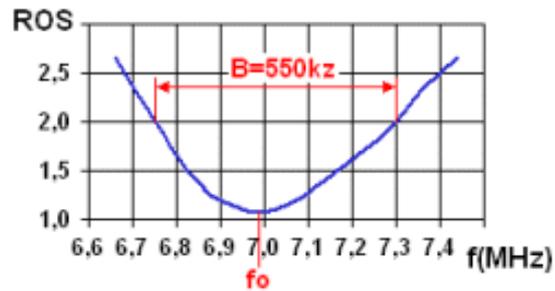


Figure I-10. Bande passante d'une antenne.

I.3.2.5 Bande passante

Tableau I-1. Bandes de fréquences allouées par l'Union Internationale des télécommunications (UIT).

Bandes	Fréquences	Applications
L	1 à 2 GHz	Radionavigation, communications mobiles par satellite
S	2 à 4 GHz	Communications mobiles par satellite (aéronautique, terrestre, maritime)
C	4 à 8 GHz	Téléphonie fixe et radio diffusion
X	8 à 12 GHz	Communications gouvernementales et militaires cryptées
Ku	12 à 18 GHz	Contenus informatifs importants : diffusion de télévisions, applications multimédias (fichiers informatiques)
K	18 à 26 GHz	Services multimédias
Ka	26 à 40 GHz	Communications militaires
V	50 à 70 GHz	Liaisons inter-satellites

I.4 Associations en réseaux

Dans sa structure de base, un réseau d'antennes est l'association d'un ensemble d'éléments rayonnants dans la même bande de fréquence et disposés selon une géométrie spécifique. En général, les antennes élémentaires sont alimentées avec des pondérations d'amplitude et de phase égale avec une distance constante entre les éléments. L'objectif principal du réseau d'antennes est de créer des faisceaux hautement directionnels.

Ainsi, il est possible de multiplier le nombre d'éléments rayonnant par un facteur N pour augmenter le gain et donc la plage de débits de signaux et d'informations. Cette amélioration des

performances des réseaux d'antennes joue un rôle très important dans de nombreux domaines d'application tels que les communications par satellite, le radar... En ce qui concerne la norme 5G, l'utilisation de réseaux d'antennes a été considérée par beaucoup comme une solution. Il élimine le fading et étend la portée des systèmes de communication mobiles mmWave.

Dans la littérature, il existe différents types de réseaux d'antennes uniformes, c'est-à-dire des réseaux dont les coefficients de pondération entre l'excitation en amplitude et/ou en phase sont identiques à tous les éléments élémentaires du réseau.

I.4.1 Antenne en réseau linéaire

La structure d'un réseau linéaire unifié est considérée comme optimale simplement. Le réseau comprend un certain nombre d'éléments rayonnants orientés dans la même direction et équidistants du pas du réseau selon une droite. La figure 11. (a) montre la géométrie d'un réseau d'antennes linéaires. Chaque élément est considéré comme une source de courant électrique ou magnétique qui crée un champ rayonnant.

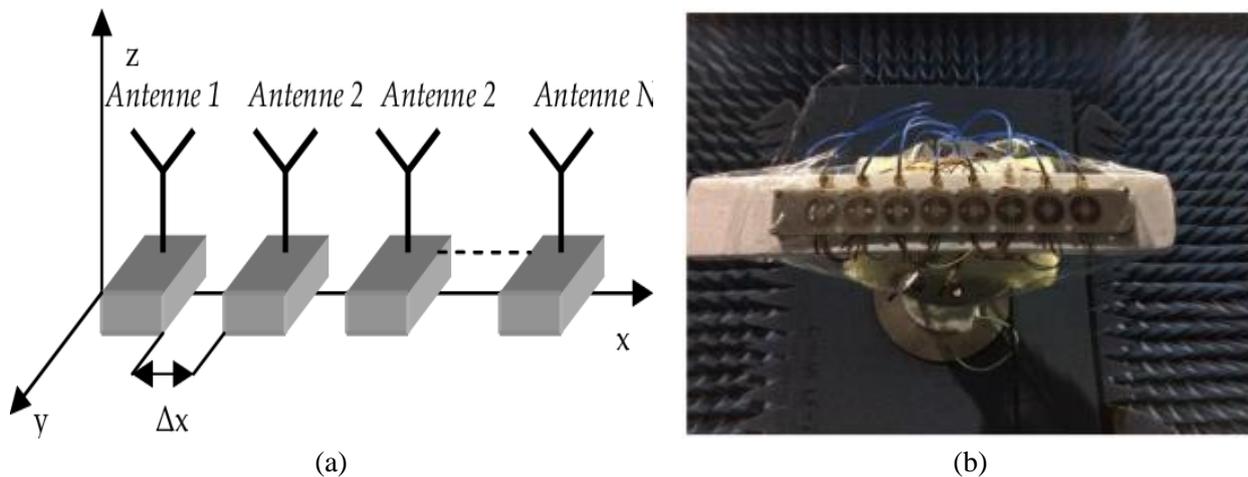


Figure I-11. (a) Réseau linéaire d'une antenne, (b) Réseaux linéaire composé de huit éléments rayonnants.

I.4.2 Antenne en réseau plan

Les sources ont été disposées dans une configuration géométrique bidimensionnelle dans ce type de réseau d'antennes. La figure 12 représente un réseau planaire composé de $N \times M$ (7×7) rayons, M rayons formant un réseau uniforme de rayons x-y et N rayons formant un réseau de rayons sur l'axe y.

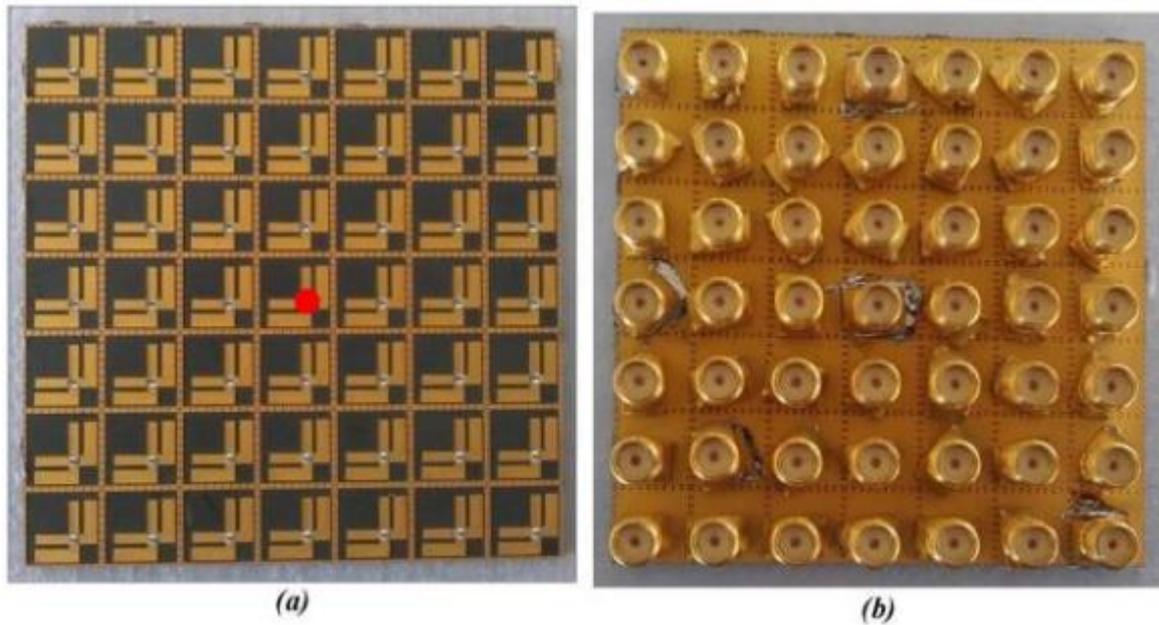


Figure I-12. Réseau planaire 7x7 constitué d'antennes élémentaires en forme de L : (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.

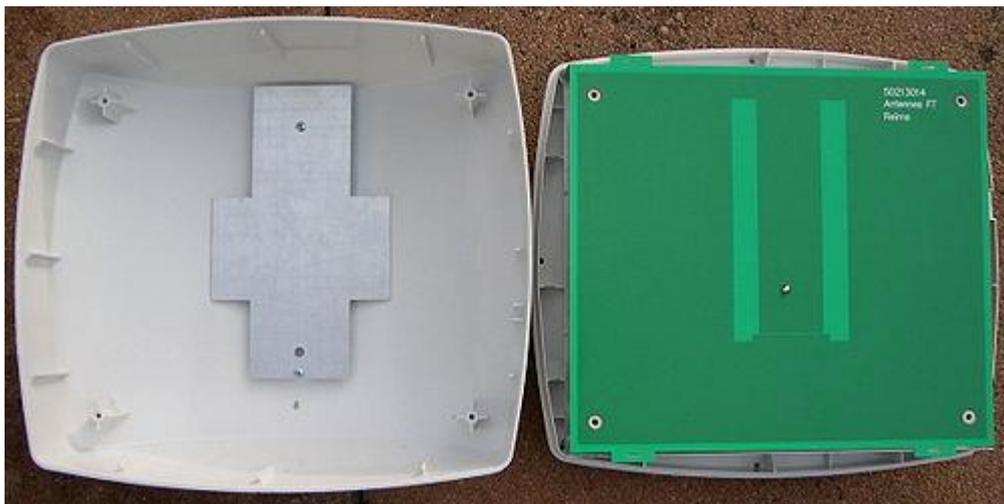


Figure I-13. Antenne WiFi patch planaire.

I.4.3 Antenne en réseau circulaire

Un réseau circulaire est un réseau où les sources rayonnantes sont réparties sur le périmètre d'un cercle et avec des espacements égaux (Figure I-14). Le plan où l'analyse de réseau se limite est le plan horizontal, il est caractérisé par les coordonnées polaires (θ, φ) .



Figure I-14. Antennes relais pour les réseaux de téléphonie mobile.

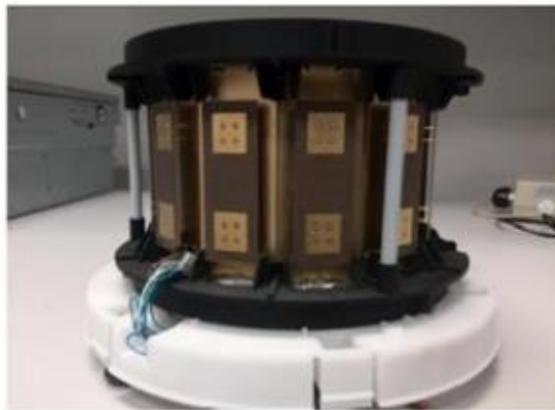


Figure I-15. Réseau d'antennes en forme de cylindre.

Ces réseaux d'antennes permettent d'augmenter le gain par rapport à une simple antenne. Dans ce cas, le champ électrique de l'ensemble des éléments rayonnants doit être ajouté de manière constructive, sinon l'effet contraire (destructif) peut se produire, c'est-à-dire un réseau dont le gain est inférieur à celui d'un élément rayonnant. Il est nécessaire de contrôler les coefficients d'excitation en amplitude et en phase de chaque élément rayonnant, ainsi que l'espacement inter-éléments, pour atteindre cet objectif. Les effets de couplage peuvent se produire lorsque les éléments sont rapprochés, ce qui entraîne une diminution du gain total. Les lobes secondaires très importants peuvent être causés par l'éloignement. Par conséquent, les réseaux d'antennes doivent permettre des communications directionnelles où l'essentiel de la puissance transmise est dirigée uniquement dans une direction bien précise.

L'augmentation du nombre d'éléments rayonnants dans un réseau augmentera également le niveau de directivité du faisceau, qui augmentera inversement proportionnellement à l'angle d'ouverture. En conséquence, les réseaux d'antennes représenteront l'un des principaux avantages sur la couche physique dans la 5G en bandes millimétriques afin de satisfaire les exigences de cette technologie en termes de débit, d'efficacité spectrale et d'énergie, mais avec une faible

couverture dans une zone spécifique. Cette contrainte des réseaux d'antennes a conduit à des techniques adaptées dont l'objectif serait de modifier simultanément la polarisation et la direction du diagramme de rayonnement aux besoins des utilisateurs.

I.4.4 Avantages et inconvénients des réseaux d'antennes

La mise en réseau des antennes, ensemble, peut atteindre un gain plus élevé que le gain des éléments individuels. Les réseaux d'antennes multicouches conçus à cet effet peuvent obtenir de larges bandes passantes pour fournir des liaisons à haut débit. Un autre grand avantage des réseaux d'antennes est que le diagramme de rayonnement peut être façonné selon les besoins de l'application envisagée, ce qui n'est pas toujours le cas avec d'autres types d'antennes. La possibilité de générer une polarisation circulaire est également très intéressante pour un grand nombre d'applications.

Cependant, les pertes dues aux circuits distribués et au couplage signifient que les réseaux d'antennes imprimées ont un gain inférieur à celui des autres types d'antennes. La complexité de mise en œuvre est un autre gros problème avec ce type de réseau (sur-gravure due aux distances très courtes entre lignes à très hautes fréquences).

I.5 Concept log-périodique

Les antennes log-périodiques introduites en 1956 par Duhamel et Isabel de l'université de l'Illinois, elles sont basées sur le principe d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences de façon périodique.

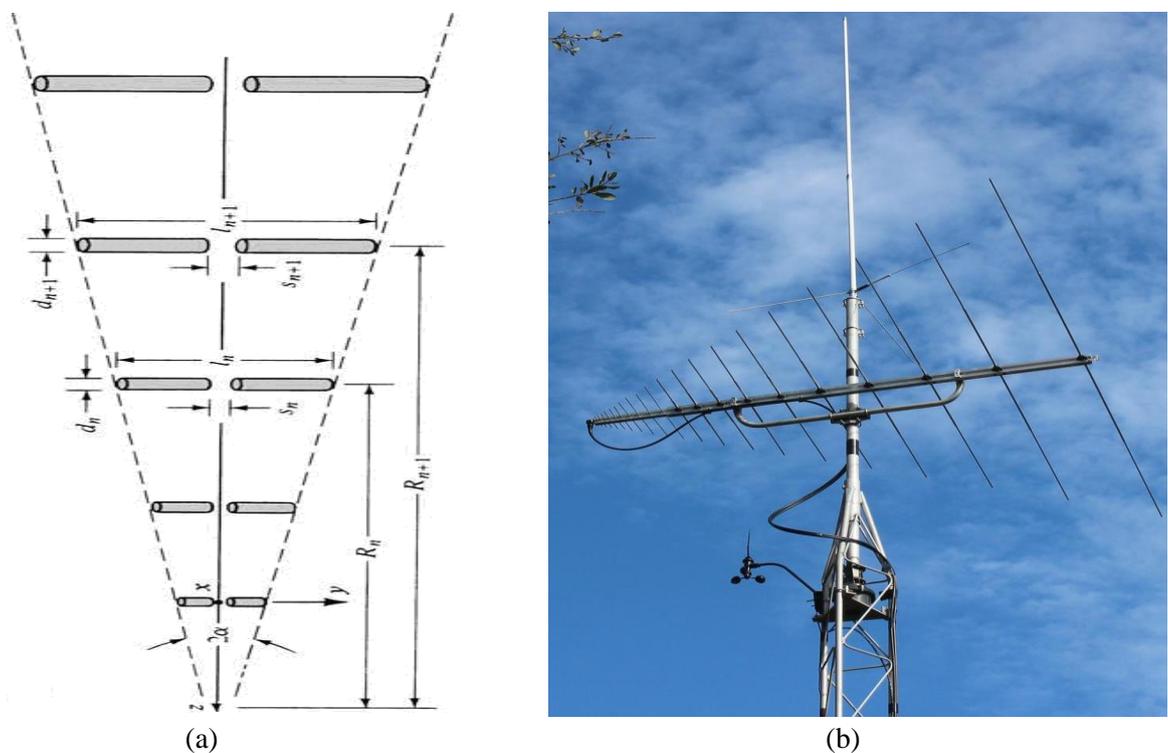


Figure I-16. Antenne log périodique.

En effet, si une structure rayonnante est transformée en une structure identique en multipliant ses dimensions par un facteur τ ($0 < \tau < 1$), toutes les deux présentent les mêmes performances, respectivement aux fréquences f_1 et $f_2 = f_1/\tau$. En répétant cette transformation N fois, les performances sont reproduites à toutes les fréquences f_1/τ^N , où f_1 est la fréquence de référence. Ces éléments se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions par le facteur $\tau = f_1/f_2$. Les éléments rayonnants de l'antenne se répètent donc avec une période $\log(\tau) = \log(f_1) - \log(f_2)$, d'où l'appellation d'antenne log-périodique. Le rayonnement de l'antenne présente alors un rayonnement privilégié suivant l'axe Z (figure 16. (a)), et sa polarisation est linéaire.

Les équations de définition de l'antenne sont les suivantes :

$$\frac{R_n}{R_{n+1}} = \frac{\ell}{\ell_{n+1}} = \tau \quad (\text{I-20})$$

$$\sigma = \frac{R_{n+1} - R_n}{2\ell_{n+1}} \quad (\text{I-21})$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{1 - \tau}{4\sigma}\right) \quad (\text{I-22})$$

Le dipôle n a une longueur de ℓ_n et la distance entre son « sommet fictif » et sa position est R_n . Nous utilisons le facteur de périodicité (τ), le facteur d'espacement (σ) et l'angle d'ouverture (α). Les valeurs du facteur de périodicité τ et de l'angle d'ouverture α garantissent la qualité d'adaptation de cette antenne. Des structures plus compactes avec moins d'éléments, mais un peu plus espacées entre eux sont obtenues pour de petites valeurs de τ ou de grandes valeurs de α . En revanche, une augmentation du rapport τ ou une diminution de l'angle α indiquent des structures contenant beaucoup plus d'éléments.

I.5.1 Types d'antennes log-périodiques :

Il existe plusieurs types d'antennes log-périodiques telle que :

I.5.1.1 L'antenne log-périodique circulaire :

Cette antenne est caractérisée par :

- le rapport qui représente la périodicité des caractéristiques de l'antenne

$$\tau = \frac{R_n}{R_{n+1}} = \frac{f_1}{f_2} \quad (\text{I-23})$$

Avec : $f_2 > f_1$

De cette relation, on peut déduire que plus τ est proche de 1, plus le comportement de l'antenne est proche de celui d'une antenne indépendante de la fréquence. Cependant, cela signifie qu'il y a plus d'éléments périodiques couvrant la même bande de fréquence.

- le rapport X pour définir la largeur des dents :

$$X = \frac{r_n}{R_n} \quad (\text{I-24})$$

- α et β définissent la longueur des dents, et sont les rayons minimums et maximums respectivement pour limite les extrémités de la structure.

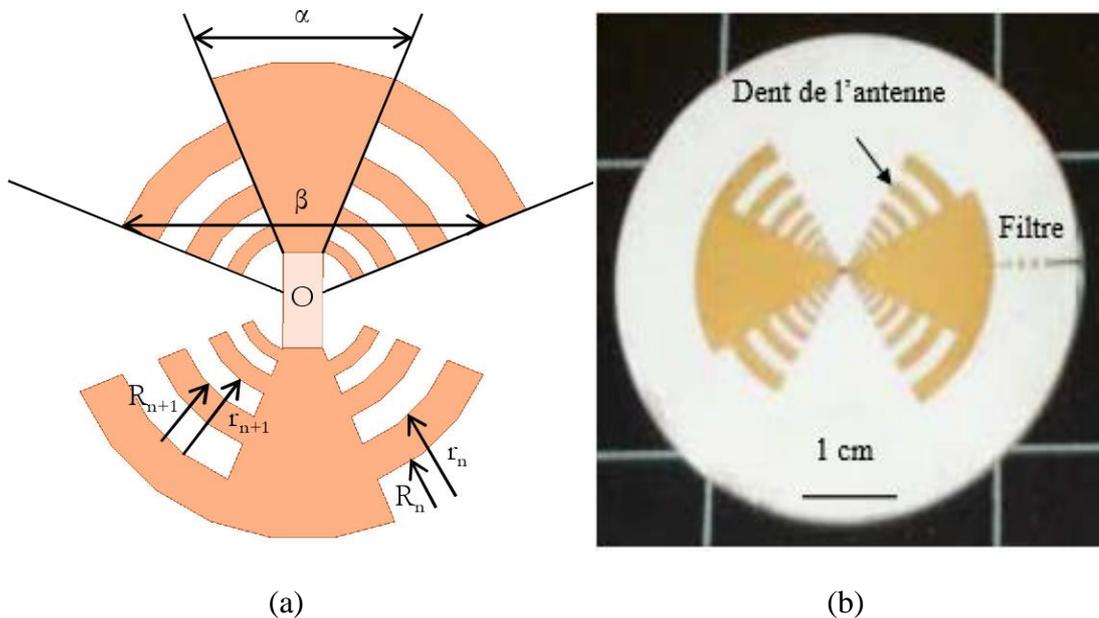


Figure I-17. (a) Antenne log-périodique circulaire, (b) Photographie d'une antenne log-périodique réalisée sur un substrat d'alumine de 2 pouces de diamètre.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est bidirectionnel, avec des minima dans le plan de l'antenne et des maxima dans le plan normal. Il y a un gain maximal de 4 dB.

Son angle d'ouverture est d'environ -3 dB, ce qui indique une faible directivité.

Dans les plans E et H, la polarisation est linéaire et l'ouverture est la même. Ce rapport de périodicité 0 est directement lié à cet angle [9].

I.5.1.2 L'antenne log-périodique trapézoïdale

Cette antenne est plus facile à construire que l'antenne log-périodique circulaire en termes de dimensionnement et de performances (bande passante, rayonnement bidirectionnel et dispersion) [9].

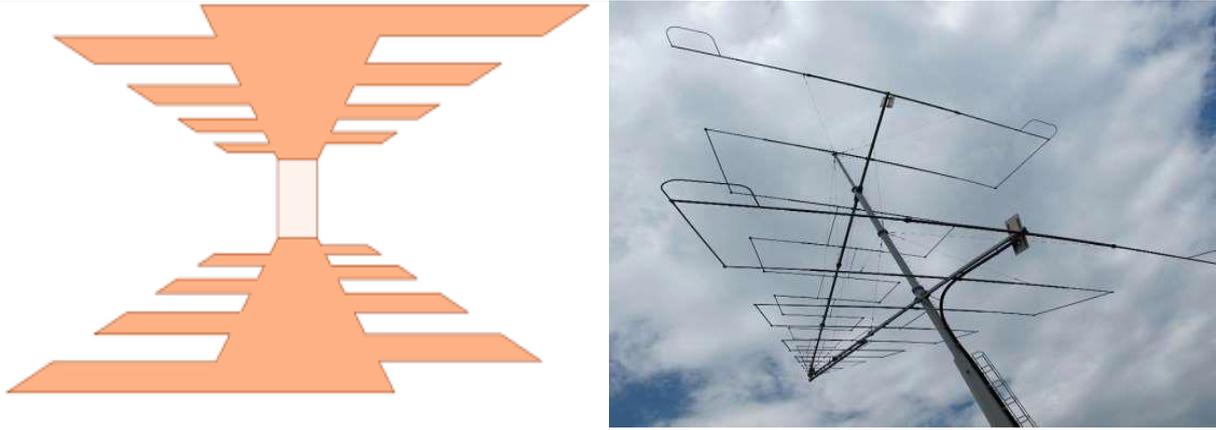


Figure I-18. Antenne log-périodique trapézoïdale.

I.5.1.3 L'antenne dipôle log-périodique

Un autre type d'antenne log-périodique est l'antenne dipôle log-périodique. Cette antenne se déduit facilement de la précédente (l'angle β est égal à 0). Une représentation pratique d'une antenne dipôle est illustrée à la Figure I-19.

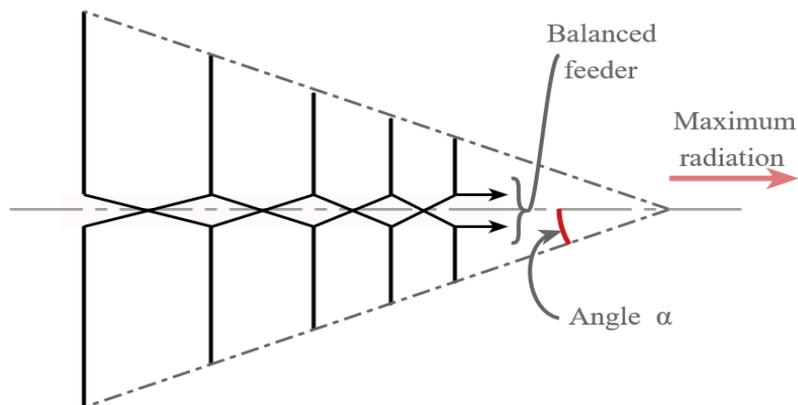


Figure I-19. Réseau de dipôles log-périodiques, concept LPDA.



Figure I-20. Exemple de réalisation d'un dipôle log-périodique.

Comme pour les autres antennes logarithmiques périodiques, le rapport de période t est le rapport entre les deux longueurs de dipôles consécutifs. Les dipôles sont alternativement reliés par des lignes de transmission centrales symétriques, qui peuvent être croisées pour éviter le rayonnement arrière [7], comme le montre la Figure I-19. Les hautes et basses fréquences correspondantes sont déterminées par les longueurs des éléments de réseau les plus bas et les plus hauts, respectivement. L'antenne est alimentée par le haut, et deux types de régions peuvent être définis : les régions de transition et les régions actives. La région de transition est la région où le champ se propage le long de la ligne de transmission centrale du sommet au dipôle de longueur $\lambda/4$. Les zones actives sont des zones où de forts courants sont présents : ces zones contribuent au rayonnement de l'antenne. Lorsque la fréquence diminue, la région active et même le centre de phase s'éloignent du point d'alimentation de l'antenne : le centre de phase varie fortement avec la fréquence. Les antennes sont donc dispersées. Le rayonnement d'une antenne est unidirectionnel, avec un maximum dans la direction après son sommet. La polarisation est linéaire et le gain maximal typique d'une antenne LPDA est de 5 à 10 dBi [9].

I.5.2 Domaines d'applications d'antennes log-périodiques

L'antenne log-périodique est utilisée dans de nombreux domaines où de larges niveaux de bande passante sont nécessaires, ainsi que la directivité et le gain. L'antenne est utilisée dans plusieurs domaines :

- **Communications HF:** les réseaux d'antennes log-périodiques sont souvent utilisés pour le trafic diplomatique sur les bandes HF. Les antennes log-périodiques fonctionnent bien, car les ambassades et autres utilisateurs similaires devront opérer sur une large sélection de fréquences dans les bandes HF, et il n'est souvent possible d'avoir qu'une seule antenne. Une seule antenne log-périodique donnera accès à un nombre suffisant de fréquences sur les bandes HF pour permettre des communications malgré les variations de l'ionosphère changeant les fréquences optimales de travail.
- **Télévision terrestre UHF :** l'antenne log-périodique est parfois utilisée pour la réception de la télévision terrestre UHF. Les chaînes de télévision pouvant être situées sur une large portion du spectre UHF, le log périodique permet de couvrir une bande passante suffisante.
- **Mesures CEM :** la CEM est un problème clé pour tous les produits électroniques. Les tests nécessitent que des balayages de fréquence soient effectués sur de larges bandes de fréquences. Lors des tests d'émissions rayonnées, une antenne capable de fournir une réponse plate sur une large bande de fréquences est nécessaire. Le journal périodique est en mesure d'offrir les performances requises et est largement utilisé dans cette forme d'application.
- **Autres applications :** il existe de nombreuses autres applications où les antennes log-périodiques peuvent être utilisées. Toutes les applications où la directivité et une

large bande passante sont nécessaires sont des applications idéales pour cette forme de conception d'antennes RF.

I.6 Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet de généralités sur les antennes et leurs caractéristiques physiques, électriques et caractéristiques de rayonnement. Par la suite, on a vu qu'elles présentent un grand intérêt de pouvoir être associées en réseaux afin d'atteindre de bonnes performances (en gain, directivité,...) pour des applications nécessitées. Nous avons également procédé au concept log-périodique, leurs types et leurs domaines d'applications.

Pour la suite de ce travail, nous attaquerons la conception d'un réseau d'antennes log-périodiques en technologie SIW. Dans le chapitre suivant nous allons présenter cette technologie.

Chapitre II :
La technologie SIW

II.1 Introduction

Le spectre électromagnétique (EM) est de plus en plus encombré par une variété de signaux sans fil et d'autres circuits et dispositifs de communication et de détection [10]. Les ondes électromagnétiques dont les fréquences varient entre 300 MHz et 300 GHz sont classées dans la catégorie des micro-ondes. Cette gamme de fréquences correspond aux longueurs d'onde de l'espace libre de 1 m à 1 mm, dans cet ordre. Les ondes électromagnétiques dont les fréquences varient entre 30 GHz et 300 GHz sont classés dans la catégorie des ondes millimétriques, car leurs longueurs d'onde sont directement supérieures à 1 mm et directement inférieures à 10 mm.

La bande des radiofréquences se situe quelque part en dessous de la gamme des micro-ondes, bien que la frontière entre les bandes des radiofréquences et des micro-ondes soit subjective et change en fonction de la méthode établie pour développer la bande [11].

La ligne de transmission SIW est fondamentalement un guide d'ondes rempli de diélectrique mis en œuvre par deux lignes de poteaux conducteurs (également connus sous le nom de vias) implantés dans un substrat diélectrique et reliant électriquement les parois conductrices supérieure et inférieure [12]. L'évolution structurelle de la technologie SIW est illustrée à la figure II-1. L'évolution montre comment le guide d'ondes rectangulaire conventionnel (figure II-1(a)) a été modifié en occupant l'espace aérien avec un matériau diélectrique de constante diélectrique ϵ_r , comme le montre la figure II-1(b). La structure a ensuite été modifiée en utilisant des poteaux métalliques pour imiter/remplacer les deux parois latérales, comme le montre la figure II-1(c), afin de former le SIW. Cette technologie de changement de paradigme peut être généralisée comme une ligne de transmission planaire qui présente les caractéristiques d'un guide d'ondes, car elle construit le guide d'ondes traditionnel sur une section de carte de circuit imprimé, en remplaçant ses parois latérales métalliques par deux rangées de vias métallisés. Le guide d'ondes intégré au substrat conserve les avantages d'un micro-ruban, notamment la compacité et la facilité d'intégration, tout en conservant certains des attributs d'un guide d'ondes, notamment une perte de rayonnement minimale, un facteur Q élevé sans charge et une capacité de traitement de l'énergie élevée. L'avantage très important de la technologie des lignes de transmission SIW est la possibilité de combiner différents dispositifs (actifs et passifs) sur un seul substrat [11].

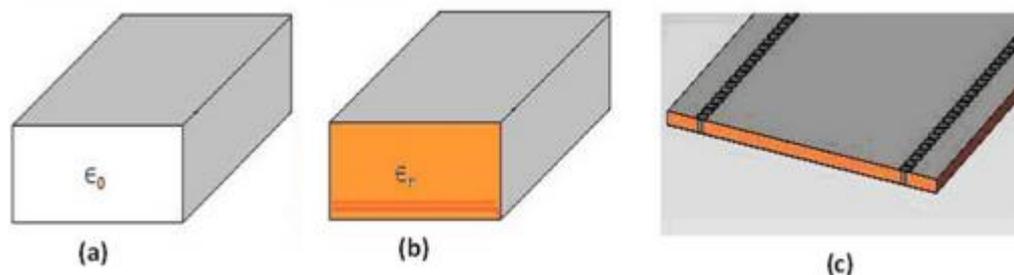


Figure II-1. Développement de la structure de SIW, (a) Guide d'ondes rectangulaire rempli d'air, (b) Guide d'ondes rectangulaire rempli de diélectrique, (c) Guide d'onde intégré au substrat[11].

En fait, une stratégie de conception hybride facile à manier et peu coûteuse est d'une importance cruciale pour le développement de circuits intégrés et de systèmes à ondes millimétriques en grande quantité, comme l'illustre la figure II-2.

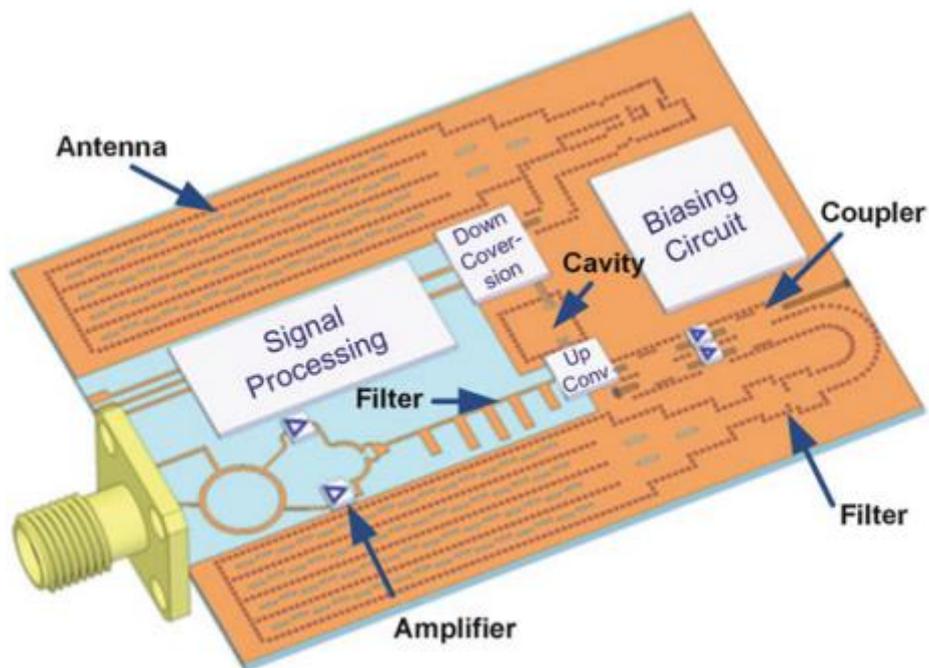


Figure II-2. Plate-forme potentielle basée sur le SIW dans laquelle les antennes SIW, les coupleurs, les cavités, les filtres sont tous combinés avec des circuits actifs et DSP sur le même substrat ou la même carte maîtresse.

II.2 Historique

La technologie SIW utilise des substrats diélectriques qui produisent des guides d'ondes. Cette technologie nécessite l'utilisation de plaques métalliques se tapissant sur les parois du guide d'ondes. Les plaques métalliques se connectent par soudure à deux parois latérales, comme illustrées à la Figure II-3. Cette procédure de liaison des plaques aux parois latérales ajoute de la résistance et minimise la flexion du produit fini. Une conception plate et rigide résulte de l'utilisation de cette technique.

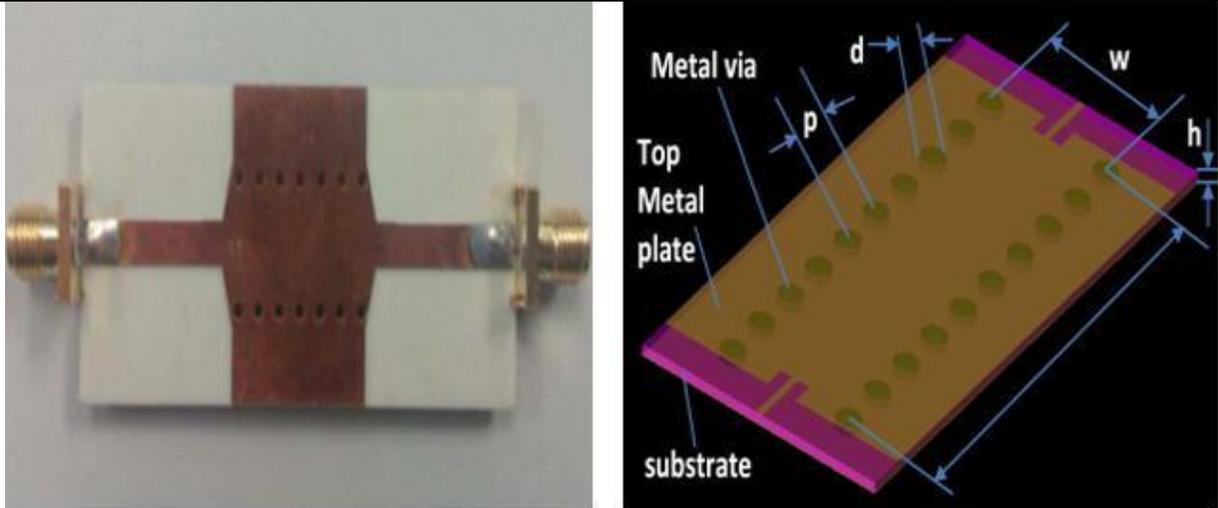


Figure II-3. Guide SIW

Depuis le début des années 1990, diverses tentatives ont été faites pour réaliser des structures de guides d'ondes planaires. La première référence dans la littérature est un brevet japonais de 1994, qui proposait un nouveau guide d'onde chargé en diélectrique sous la forme de deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique [13]. Plus tard en 1995, un brevet américain a proposé un guide d'onde utilisant le procédé LTCC (Low Temperature Co-Fired Ceramic), également connu sous le nom de structure diélectrique multicouche [14], comme le montre la figure II-4.

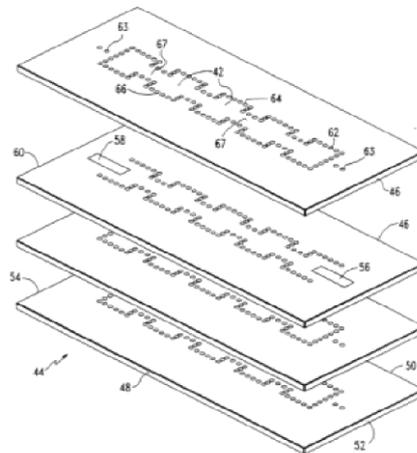


Figure II-4. Structure multicouche.

En 1997, la technique SIW a d'abord été appliquée aux antennes millimétrique, suivie d'autres recherches connexes [15], puis de l'utilisation de composants SIW dans le LTCC [16].

Depuis le début des années 2000, un groupe dirigé par le professeur KeWu du centre de recherche Polygames a fortement promu l'intérêt pour la technologie SIW et l'intégration de composants.

L'excitation de ligne micro-ruban comme transition vers les topologies SIW a fait l'objet d'un rapport de 2001 [17], qui est devenu une référence pour l'excitation des circuits SIW.

La plupart des fonctions électroniques micro-ondes ont été reprises par la technologie SIW. Par exemple, différents commutateurs plans [18],[19], filtres [20],[21], coupleurs [22],[23], duplexeurs [24],[25], hexa pôles[26], circulateurs [27],[28] et des antennes [29],[30]. En raison de sa facilité d'intégration, certaines fonctions actives ont été réalisées par la technologie SIW, telle que des oscillateurs [31],[32], des mélangeurs [33] et des amplificateurs [34],[35].

Le SIW est comparable aux guides d'ondes conventionnels à bien des égards. Il utilise les avantages des guides d'ondes planaires et intégrés au substrat. Cette technologie innovante a commencé à gagner en popularité, en raison de ses caractéristiques attrayantes. Il combine les avantages des deux technologies en incorporant les deux approches.

II.3 Modes en SIW

Les guides d'ondes intégrés au substrat et les guides d'ondes traditionnels remplis d'air ont des caractéristiques comparables, car les deux technologies offrent des modes $TE_{i,0}$, y compris $TE_{1,0}$, le mode dominant. Néanmoins, contrairement au guide d'ondes traditionnel rempli d'air qui peut conserver les modes TM et $TE_{i,j}$ ($j \neq 0$), le guide d'ondes intégré au substrat ne peut pas conserver ces modes en raison de la discontinuité des parois latérales. Par conséquent, seuls les modes $TE_{i,0}$ peuvent être pris en charge dans la structure SIW, comme expliqué dans [36]. La circulation du courant externe d'un guide d'ondes conventionnel, avec des poteaux métalliques sur les parois minces, peut être utilisée pour décrire la présence du mode $TE_{1,0}$ dans le guide d'ondes intégré au substrat, comme le montre la figure II-5. Cela est dû aux courants de surface qui se forment dans les constructions à ondes guidées en raison de la formation de modes. Selon [36], un rayonnement d'énergie significatif, devrait se produire lorsque les trous coupent toute la longueur du chemin transversal du courant. En revanche, il ne devrait y avoir qu'un très faible rayonnement lorsque les trous traversent la trajectoire du courant. La figure II-5 montre que les trous ne coupent pas le courant de surface sur la paroi métallique latérale. Le mode $TE_{1,0}$ est donc maintenu dans la structure, ce qui explique pourquoi les modes $TE_{i,0}$ peuvent se produire dans la structure de guide d'ondes intégrée au substrat.

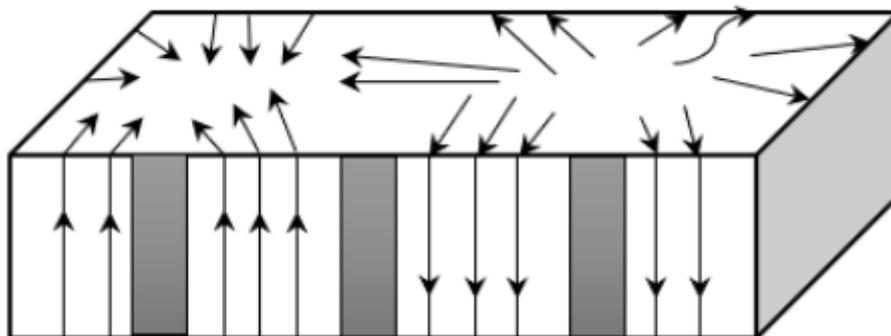


Figure II-5. Distribution du courant de surface du mode TE_{10} d'un guide d'ondes rectangulaire conventionnel avec des trous métalliques sur les parois latérales minces.

II.4 Structure SIW

Les SIW sont des structures de guide d'ondes intégrées fabriquées en utilisant deux rangées de cylindres ou de fentes conductrices noyées dans un substrat diélectrique qui relie électriquement deux plaques métalliques parallèles (Figure II-6).

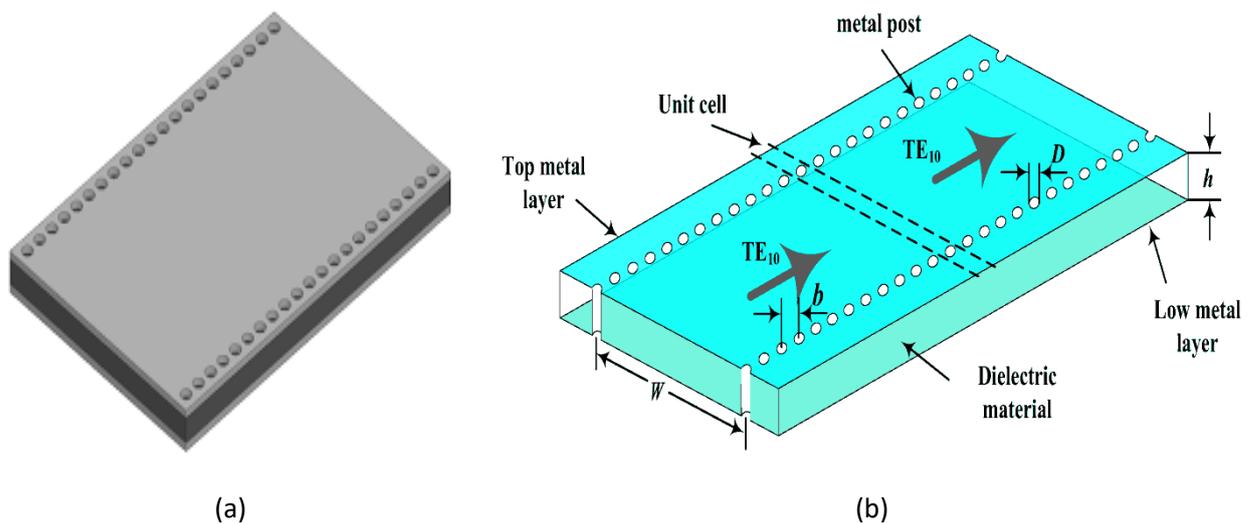


Figure II-6. Guide d'onde SIW

De cette façon, le guide d'ondes rectangulaire non plan peut être fabriqué sous forme plane, compatible avec les techniques de traitement planaires existantes (Par exemple, la technologie standard des circuits imprimés (PCB) ou la technologie de la céramique stratifiée à basse température (LTCC)). Les structures SIW présentent des caractéristiques de propagation similaires à celles des guides d'ondes rectangulaires classiques, notamment le diagramme de champ et les caractéristiques de dispersion. En outre, les structures SIW conservent la plupart des avantages des guides d'ondes métalliques classiques, à savoir un facteur de qualité élevé et une capacité de traitement de la puissance élevée avec un blindage électrique autonome. L'avantage le plus significatif de la technologie SIW est la possibilité d'intégrer tous les composants sur le même substrat, y compris les composants passifs, les éléments actifs, et même les antennes. En outre, il est possible de monter un ou plusieurs ensembles de puces sur le même substrat. Il n'y a pas besoin de transitions entre des éléments fabriqués avec des technologies différentes, ce qui réduit les pertes et les parasites. Comme nous l'avons dit précédemment, les structures SIW présentent des caractéristiques de propagation similaires à celles des guides d'ondes métalliques rectangulaires, à condition que les vias métalliques soient étroitement espacés et que les fuites de rayonnement puissent être négligées (figure 1). Plus précisément, les modes SIW coïncident pratiquement avec un sous-ensemble des modes guidés du guide d'ondes rectangulaire, à savoir les modes $TE_{m,0}$, avec $m=1, 2, \dots$. Les modes TM ne sont pas supportés par le SIW, en raison des espaces entre les vias métalliques : en effet, les champs magnétiques transversaux déterminent des courants de surface longitudinaux, qui sont soumis à un fort rayonnement en raison de la présence des espaces [37]. En particulier, le mode fondamental est similaire au mode TE_{10} d'un guide d'ondes rectangulaire (Figure II-7), avec une densité de courant électrique verticale sur les parois latérales.

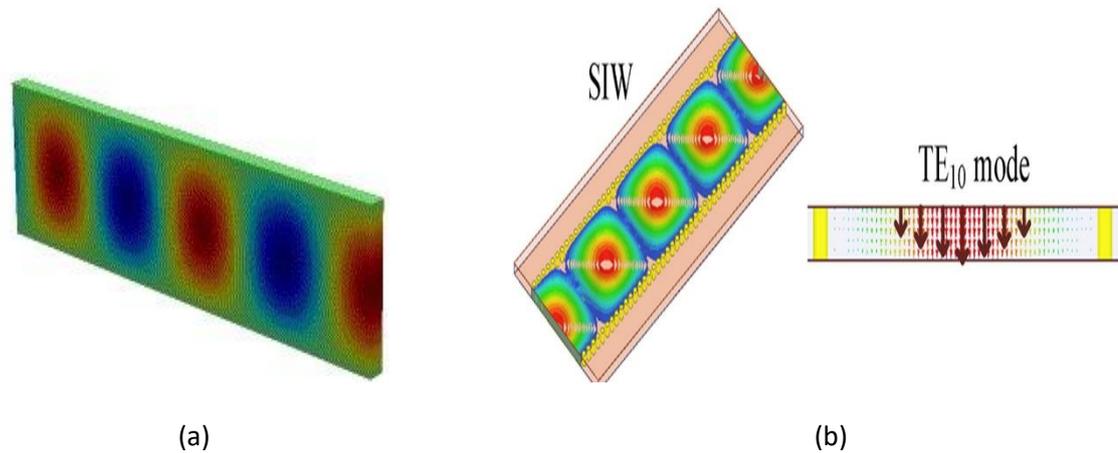


Figure II-7. Champ électrique du mode TE₁₀ du (a) GOR (b) SIW.

Du fait de cette similitude entre le SIW et le guide d'onde rectangulaire, des relations empiriques ont été obtenues entre les dimensions géométriques du SIW et la largeur effective W_{eff} du guide d'onde rectangulaire avec les mêmes caractéristiques de propagation. Ces relations permettent un dimensionnement et une conception préliminaires des composants SIW, sans avoir besoin d'outils complets d'analyse des ondes. L'une des relations les plus populaires a été dérivée dans [38] :

$$w_{eff} = w - \frac{D^2}{0.95b} \quad (\text{II-1})$$

Où D est le diamètre des vias métalliques, w représente leur espacement transversal et b leur espacement longitudinal (Figure II-6).

La relation (II-1) a ensuite été affinée dans [36] :

$$w_{eff} = w - 1.08 \frac{D^2}{b} + 0.1 \frac{D^2}{w} \quad (\text{II-2})$$

II.5 Les paramètres de guide d'onde intégré au substrat

Les dispositifs SIW peuvent être considérés comme une forme de guide d'ondes rempli de diélectrique (DFW), de sorte que le point de départ peut être DFW. Pour le mode TE₁₀, la dimension " b " n'est pas critique, car elle n'affecte pas la fréquence de coupure du guide d'onde. Par conséquent, le substrat peut être de n'importe quelle épaisseur, il n'affecte que la perte diélectrique [39].

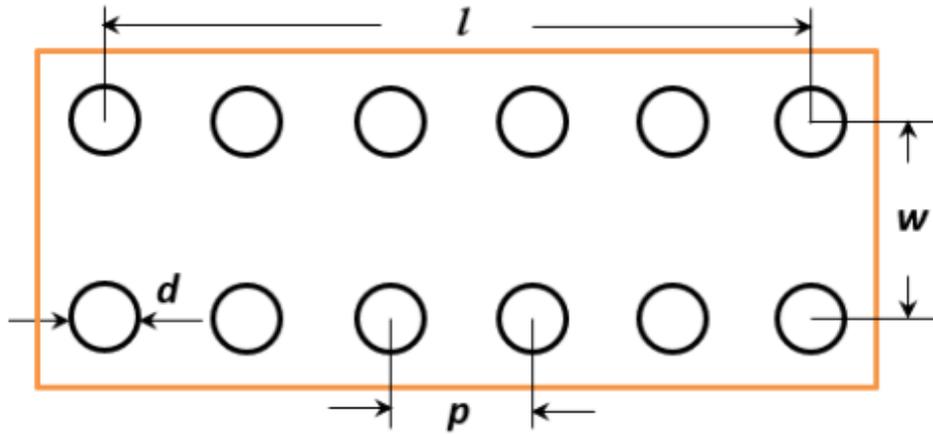


Figure II-8. Paramètres fondamentaux de conception d'un guide d'ondes intégré dans un substrat.

Pour un guide d'onde rectangulaire, la fréquence de coupure de n'importe quel mode peut être trouvée par [39]:

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{II-3})$$

Où :

C : La vitesse de la lumière.

m, n : Les nombres des modes.

a, b : Les dimensions de guide d'onde.

Pour le mode TE₁₀, la version très simplifiée de cette formule est la suivante [39] :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{II-4})$$

Pour DFW avec la même fréquence de coupure, la dimension "a_d" est donnée par [39] :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II-5})$$

Après avoir déterminé la dimension "a_d" pour le DFW, nous pouvons maintenant passer aux équations de conception pour le SIW [39] :

$$w = a_d + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{II-6})$$

Où :

d : Diamètre de via.

p : La distance entre les vias.

Pour la conception du SIW, les deux conditions suivantes sont requises :

$$\begin{aligned} d &< \frac{\lambda_g}{5} \\ d &< p \leq 2d \end{aligned}$$

Où :

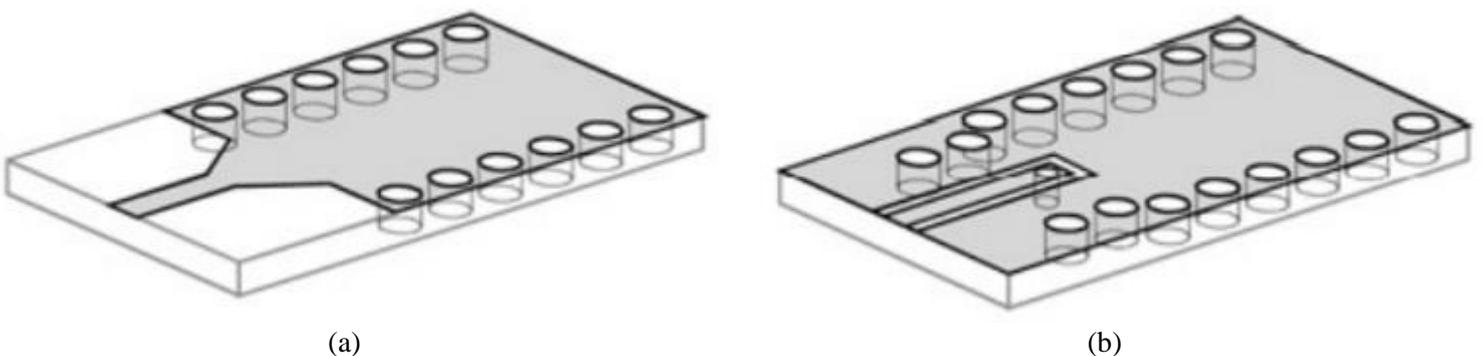
λ_g (la longueur d'onde guidée) est [39]:

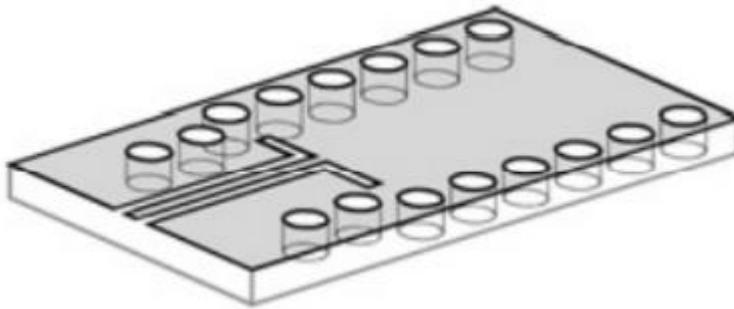
$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{II-7})$$

II.6 Transitions dans le SIW

Comme les composants du SIW sont toujours intégrés à d'autres composants de circuit dans un système, il est important de discuter de l'interconnexion entre les dispositifs. La transition entre les technologies de lignes de transmission planaires, telles que les microbandes, et la structure de guide d'ondes intégrée au substrat est une partie cruciale de la conception des dispositifs SIW [40]. Le segment de taper relie une ligne de signal micro-ruban de 50Ω au guide d'ondes intégré au substrat. Le taper est utilisé pour convertir le mode quasi-TEM de la technologie micro-ruban en mode TE_{10} du guide d'ondes intégré au substrat. Les guides d'ondes coplanaires (CPW) ont également joué un rôle essentiel dans ce domaine de recherche. La conversion d'un guide d'ondes coplanaire en un guide d'ondes intégré au substrat avec une courbure de 90 degrés a été rapportée dans [17]. Dans un autre article de recherche, un type de conversion impliquant un CPW mis à la terre et un guide d'ondes intégré au substrat établi sur une sonde de courant a été proposé [41]. Le flux de courant à travers la sonde produit un champ magnétique qui correspond au champ magnétique à l'intérieur du guide d'ondes intégré au substrat.

Une nouvelle technique de transition exploite l'impédance d'échelon sur un trajet de signal en micro-ruban de 50Ω , vers le guide d'ondes coplanaire à faible impédance mis à la terre, puis vers le composant SIW par le biais du bref trajet de signal du guide d'ondes coplanaire à faible impédance mis à la terre. La méthode de conversion est efficace, car elle permet une double flexibilité dans la gestion des couplages i/o (input/output) ; ainsi, le facteur de qualité externe peut être modifié en changeant à la fois l'impédance échelonnée du guide d'ondes coplanaire et la taille du bref chemin de signal du guide d'ondes coplanaire. La figure II-9 montre certaines des techniques de transition les plus courantes qui ont été employées dans la conception de composants à guide d'ondes intégrés dans le substrat.





(c)

Figure II-9. Quelques transitions courantes entre les lignes de transmission planaires et les guides d'ondes intégrés dans le substrat : (a) transition microruban-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° .

II.7 Différents composants SIW

II.7.1 Les filtres

Le spectre électromagnétique moderne est de plus en plus encombré et fortement peuplé de nombreux signaux sans fil et d'interférences parasites en rapport avec les services de transmissions et de détection. Des filtres RF, micro-ondes et ondes millimétriques de plus en plus perfectionnés sont essentiels pour faciliter le passage et/ou l'arrêt de signaux particuliers [10]. Un filtre passe-bande sélectionne les signaux de fréquence dans un canal particulier tout en écartant tous les autres signaux de fréquence extérieurs au canal. La fonction principale d'un filtre passe-bande dans l'émetteur est de réduire la largeur de bande du signal de sortie au canal alloué à la transmission.

L'émetteur est ainsi empêché d'interférer avec d'autres stations. Dans le récepteur, un filtre de canal permet de recevoir et d'interpréter les signaux dans une gamme de fréquences spécifiée, tout en empêchant les signaux à des fréquences non désirées de passer [11].

Les filtres SIW ont récemment fait l'objet d'une attention particulière et de nombreuses techniques de conception et topologies ont été rapportées dans la littérature. Toutes les méthodes de conception de filtres SIW mentionnées impliquent une sorte de compromis dans le choix des spécifications de conception cruciales à privilégier, notamment la taille, la sélectivité, la capacité de gestion de la puissance, le facteur de qualité, le coût, la sensibilité aux effets environnementaux et d'autres paramètres de performance (par exemple, les paramètres de performance dans la bande et hors bande). Il est pratiquement difficile, voire impossible, de satisfaire simultanément à toutes ces exigences de conception contradictoires [11].

L'obtention d'une sélectivité de bande plus élevée, par exemple, implique normalement l'utilisation de résonateurs supplémentaires, ce qui implique une perte d'insertion plus importante le long du canal de communication [43]. Un ensemble de techniques de conception de filtres SIW a été récemment proposé en tant que modifications du filtre à guide d'ondes à intégration de substrat conventionnel illustré à la figure II-10. Ces variations comprennent les filtres SIW

bi-modes [44], [45], les filtres SIW à large bande [44], les filtres SIW multi-bandes [46] et les filtres SIW reconfigurables [47].

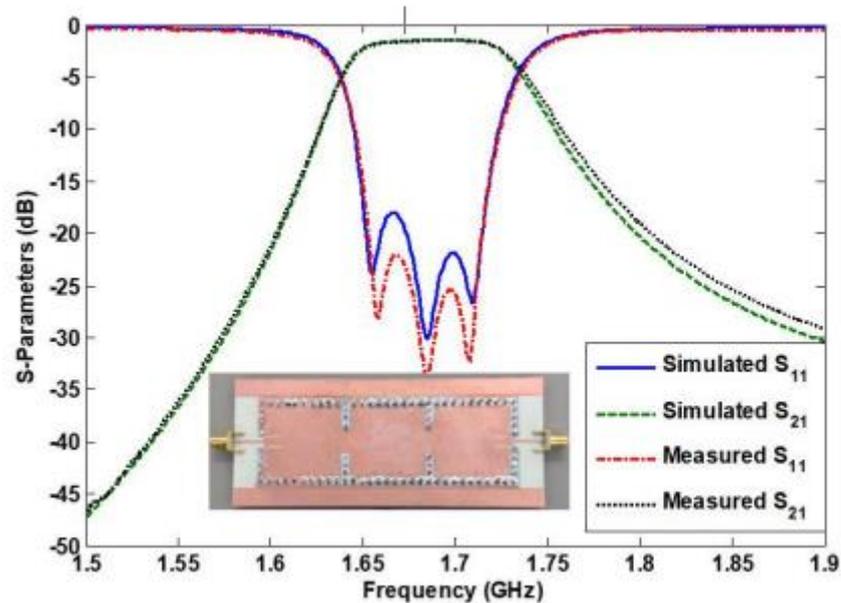
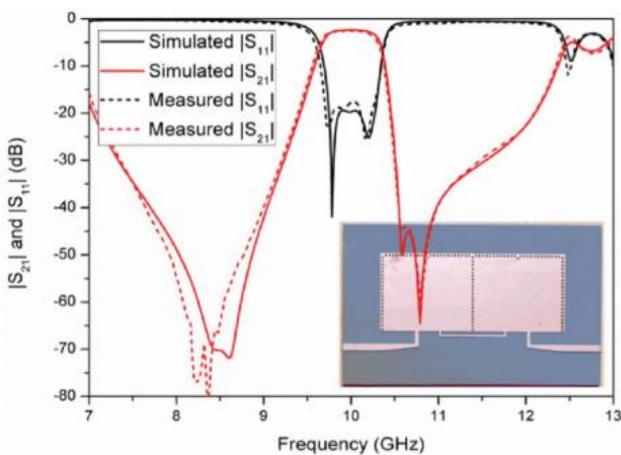


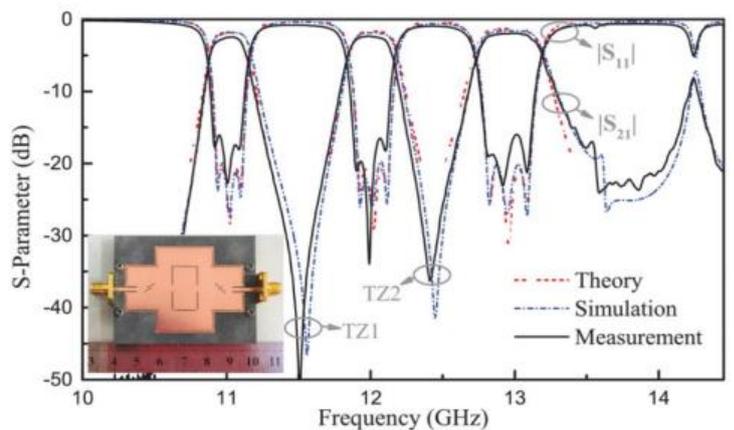
Figure II-10. Réponses de simulation et de mesure d'un filtre SIW conventionnel à trois pôles comprenant l'image du dispositif de filtrage fabriqué [11].

Les filtres SIW bi-modes sont principalement développés pour réduire le volume du filtre d'au moins 50 % [44] par rapport au filtre SIW conventionnel [43]. Cela signifie qu'une perte de transmission réduite du filtre est garantie grâce à la réduction de moitié du nombre de cavités SIW résonnantes.

Les filtres SIW bi-modes peuvent être encore plus compacts lorsqu'ils sont mis en œuvre sur des cavités SIW bi-modes, comme illustré à la figure II-11 (a). Un filtre SIW bi-mode avec des réponses flexibles a également été proposé dans [69].



(a)



(b)

Figure II-11. Réponses de simulation et de mesure et image des filtres SIW fabriqués : (a) filtre passe-bande SIW à quatre pôles et demi-mode [48] ; (b) Filtre passe-bande triple bande de troisième ordre [47].

II.7.2 Coupleurs

Les coupleurs sont des composants essentiels dans les émetteurs-récepteurs pour les systèmes de communication à micro-ondes. Parce qu'ils ont un grand impact sur les performances globales du système, de faibles pertes d'insertion, une taille compacte, un profil bas et une isolation élevée sont généralement nécessaires dans de nombreuses applications. La technologie émergente des guides d'ondes intégrés à substrat (SIW) est bénéfique à la réalisation de coupleurs miniaturisés en raison du fait qu'elle fournit un excellent compromis entre les technologies de guides d'ondes et planaires en termes de facteur de qualité, de pertes et d'intégration facile [49].

Un coupleur directionnel est un composant, par lequel la puissance peut être couplée d'une ligne à une autre ligne en bref. La figure II-12 explique le principe de coupleur. Le coupleur directionnel SIW est réalisé avec un mur commun, qui fonctionne principalement avec des modes semblables à TE_{10} .

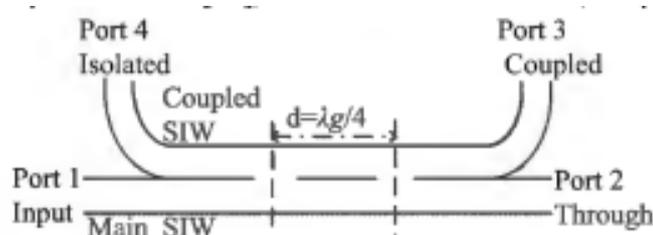


Figure II-12. Le principe d'un coupleur SIW.

Pour concevoir le coupleur directionnel SIW avec une isolation plus élevée dans la large bande, plusieurs vias métalliques peuvent être ajoutées au milieu de l'ouverture de couplage avec des intervalles $\lambda_g/4$ dans le bord étroit, visant à augmenter l'isolation entre le port 1 et le port 4.

La caractéristique différente est d'obtenir une isolation élevée avec le nouveau coupleur en dessous de -30 dB dans la plage de large bande, tandis que l'isolation du coupleur A inférieure à -30 dB approximativement à la fréquence de point ou plage de bande étroite. Comme le montre la figure II-13, le nouveau prototype de coupleur SIW doit atteindre un degré d'isolation et de couplage de 10 dB [50].

Le coupleur directionnel est appliqué dans les aspects du champ. Son couplage et son isolement sont critiques, bien que la taille de l'attelage soit également un facteur important. Pour utiliser commodément, la plus petite taille de l'attelage est peut-être la direction principale [50].

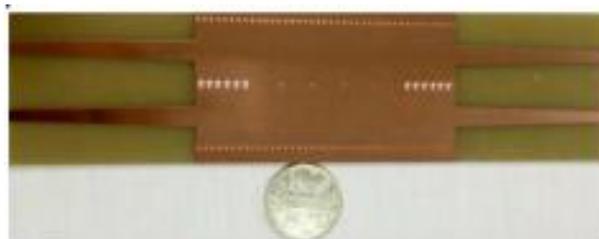


Figure II-13. Photographie d'un nouveau coupleur directionnel (SIW) avec couplage -10dB [50]

II.7.3 Diviseur/Combineur de puissance

Les diviseurs de puissance sont des composants passifs hyperfréquences qui reçoivent des signaux d'entrée et fournissent plusieurs signaux de sortie avec des caractéristiques de phase et d'amplitude [51], [52]. Ces composants peuvent être utilisés comme des diviseurs de puissance en fournissant simplement des signaux dans les ports de sortie du diviseur. La sommation vectorielle des signaux apparaîtra comme une sortie unique au port d'entrée du diviseur. L'intégration de diviseurs/combineurs de puissance (PDC) et de filtres de canal dans un seul composant permet non seulement de réduire l'empreinte physique du composant, mais aussi de réduire considérablement les pertes. En effet, les PDC à filtrage intégré [53], [54] réduisent le nombre de connecteurs à pertes dans un système de communication, puisque le filtre et le PDC existent en tant que dispositif intégré unique. Il a été rapporté dans la littérature [51] que les diviseurs de puissance à base de jonction Y offrent une largeur de bande plus large de 25,2 % par rapport aux diviseurs de puissance à base de jonction T [55] qui offrent une largeur de bande de 10,2 %.

Diverses classes de diviseurs/combineurs de puissance à base de SIW ont été signalées dans [51], y compris les diviseurs de puissance à base de SIW d'entreprise (arbre), de série, d'interférence multi mode, de SIW demi-mode, de Magic-T (Figure II-15), de cavité radiale, de Wilkinson (Figure II-16 (a)) et de Gysel (Figure II-16 (b)). Des diviseurs de puissance filtrants avec des bandes passantes réglables et reconfigurables ont été proposés dans [56], où des résonateurs réglables sont utilisés pour garantir que le dispositif peut être utilisé pour des applications reconfigurables. Des diviseurs de puissance de filtrage réglables par SIW ont également été proposés dans [54]. La conception est basée sur un SIW multicouche et permet de réaliser une division de puissance égale et inégale, comme le montre la figure II-14.

La conception combine trois structures de transition slotline-microstrip similaires contenant deux résonateurs rectangulaires, ce qui permet d'obtenir les réponses de division de puissance de filtrage comme expliqué dans [54].

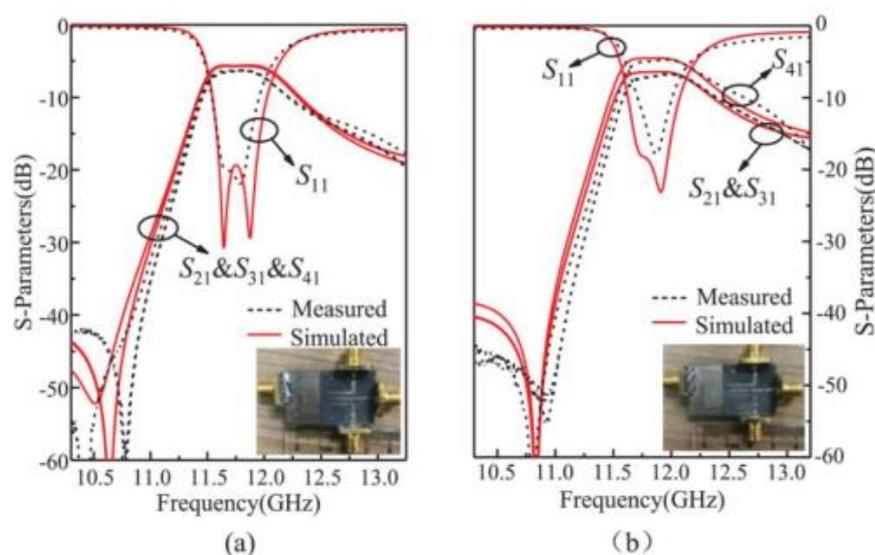


Figure II-14. Réponses et images de simulation et de mesure du diviseur de puissance de filtrage SIW fabriqué : (a) avec une division égale de la puissance ; (b) avec une division inégale de la puissance [54].

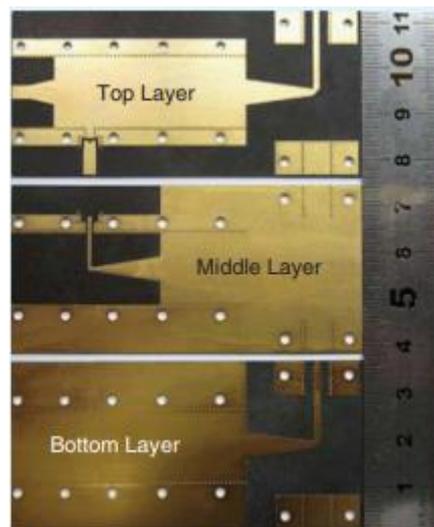


Figure II-15. Magic-T HMSIW [51].

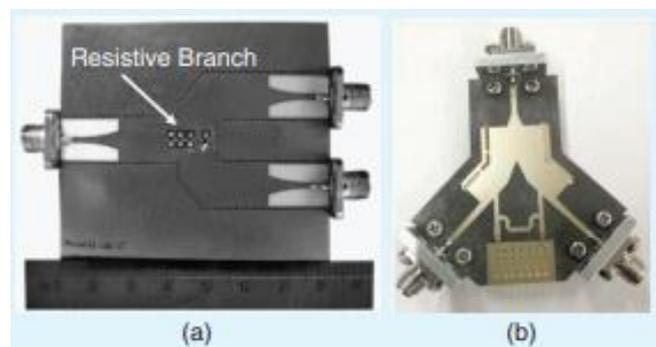


Figure II-16. Diviseurs de puissance SIW [51], (a) Wilkinson et (b) Gysel.

II.7.3.1 Diviseur de puissance SIW de type T

Les diviseurs de puissance de type T sont les mieux adaptés à la division en raison de leur structure symétrique et simple. Comme le montre la figure II-17 (a), une via située au centre agit comme une borne d'adaptation inductive pour annuler l'effet de la capacité de la jonction en T et donc promouvoir une perte de retour plus faible à l'entrée. En raison du placement symétrique du poteau autour de l'axe central, la répartition de la puissance est égale et le coefficient de transmission à la sortie est proche de -3dB avec de bonnes pertes de retour. La position et le diamètre du poteau central sont les paramètres de conception les plus importants.

II.7.3.2 Diviseur de puissance SIW de type Y

Les diviseurs de puissance à jonction Y présentent l'avantage supplémentaire de sorties adjacentes en plus de la symétrie comme dans le cas des DP de type T (Figure II-17 (b)).

La structure de base consiste en un mur PEC situé au centre entre deux réseaux extérieurs. L'entrée est introduite dans le diviseur par une transition conique de longueur g . La longueur de

la transition est optimisée, la longueur des bras d'entrée et de sortie restant fixe afin d'améliorer les performances de la bande passante de la conception.

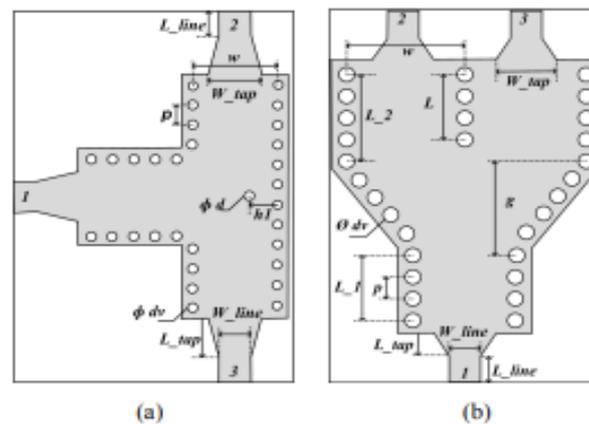


Figure II-17. (a) Schéma d'un SIW PD de type T ; (b) Schéma d'un SIW PD de type Y.

II.7.4 Capteurs

Les capteurs et l'identification sans fil sont des technologies modernes qui offrent un large éventail d'applications. Parmi les utilisations les plus courantes, on peut citer le suivi à l'intérieur et à l'extérieur, la détection, l'utilisation d'étiquettes attachées à des objets, à des corps humains, etc. La détection et l'identification sans fil des personnes et des objets physiques leur ont permis de se connecter de manière intelligente. Cela a conduit à des percées scientifiques dans divers domaines de l'activité humaine, notamment les soins de santé, la surveillance de la santé, la surveillance des catastrophes, la logistique, les réseaux sociaux, les environnements intelligents, les services de sécurité, etc.

Les guides d'ondes intégrés au substrat ont été largement utilisés pour réaliser des capteurs d'humidité [57] et des capteurs de rotation [58] en raison de leurs performances et de leur précision accrues.

Les capteurs à base de micro-ruban [59] présentent généralement des facteurs de qualité médiocres et une sensibilité modérée. Cela explique pourquoi leur utilisation est limitée aux essais de matériaux diélectriques à pertes moyennes ou élevées. Le capteur SIW présenté dans [60] a été excité à l'aide d'une topologie de couplage externe incorporant un décalage de transition. Le capteur présente un rendement à une sensibilité élevée de 20 MHz, ce qui équivaut à 0,67 % en termes de sensibilité normalisée [60]. Un capteur basé sur le SIW avec une résonance d'ordre négatif est présenté dans [61]. Il s'agit d'un capteur "compact de permittence diélectrique d'échantillons liquides". Le capteur a été mis en œuvre en utilisant le SIW et a atteint une empreinte compacte de $(0,25 \times 0,42) \lambda_0$, où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre à la fréquence de fonctionnement du capteur. L'image et les courbes de résonance expérimentales de l'un des capteurs conçus (c'est-à-dire le capteur A) pour divers échantillons sont illustrées à la figure II-18.

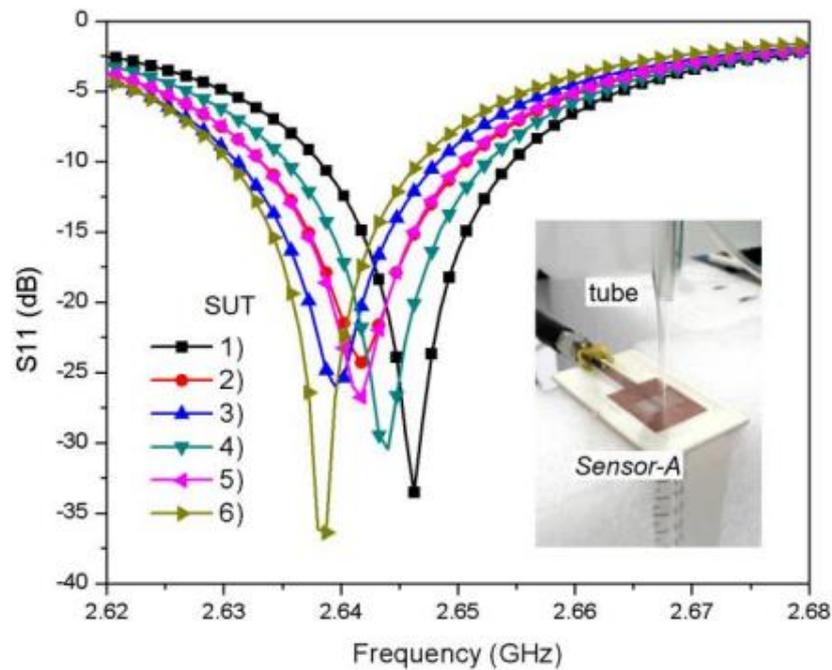


Figure II-18. Image et courbes de résonance expérimentales pour le capteur A utilisant différents échantillons [61].

II.7.5 Oscillateurs

La diversité des applications radio, qui met à rude épreuve les ressources en fréquences, entraîne le développement rapide de nouveaux radars à ondes millimétriques et de la communication sans fil. L'oscillateur, l'un des composants de base, qui présente les caractéristiques suivantes : faible bruit de phase, fréquence de sortie élevée et grande puissance de sortie, peut répondre aux exigences rigoureuses des applications des systèmes de radar et de communication. Il est donc très important de mener des recherches sur les oscillateurs planaires à haute performance et à faible bruit de phase.

Phase-noise est l'un des paramètres clé de la conception des oscillateurs. Diverses méthodes ont été mises en œuvre pour améliorer la puissance de sortie et réduire le bruit de phase des oscillateurs à micro-ondes. Ces dernières années, le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) présente non seulement une structure plate et une intégration facile par rapport au résonateur à micro-ruban, mais aussi les excellents avantages du résonateur à guide d'ondes métallique traditionnel, tels qu'une faible perte d'insertion, un facteur Q élevé, des performances élevées et une grande capacité de puissance. Ainsi, l'utilisation d'un résonateur à facteur Q élevé tel que le résonateur SIW en tant qu'élément sélectif de fréquence est l'une des méthodes les plus efficaces pour obtenir un faible phase-noise[62].

Un oscillateur à réflexion à faible phase-noise utilisant un résonateur SIW hexagonal est approprié pour l'application de l'ingénierie des micro-ondes et des ondes millimétriques. Le résonateur hexagonal possède non seulement des caractéristiques de résonance similaires à celles du résonateur SIW circulaire, mais aussi un facteur Q plus élevé que celui du résonateur rectangulaire. En outre, il présente les caractéristiques d'une structure stable, facile à fabriquer. Par conséquent, le résonateur hexagonal SIW peut obtenir de meilleures performances pour

la conception d'oscillateurs. En combinant les caractéristiques de la ligne micro-ruban et du résonateur SIW hexagonal, la fréquence de sortie de l'oscillateur peut être ajustée et modifiée de manière pratique.

Un résonateur SIW se compose de six rangées distinctes de trous métallisés, qui sont intégrés dans un substrat diélectrique et utilisés pour former un résonateur hexagonal synthétisé rempli de diélectrique. La configuration du résonateur hexagonal SIW et ses distributions de champ électrique sont illustrées à la figure II-19. En outre, la figure II-20 présente une photographie de la fabrication de l'oscillateur à réflexion SIW [62].

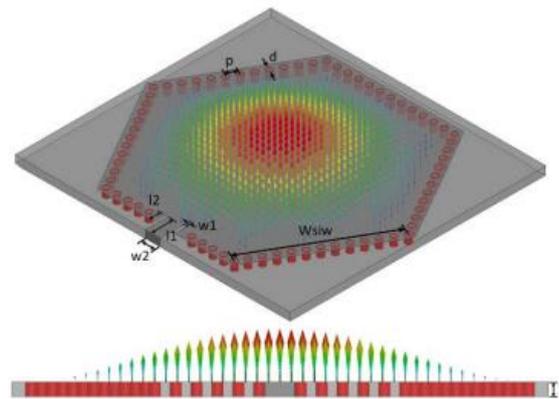


Figure II-19. Configuration et distributions du champ E du résonateur hexagonal SIW.

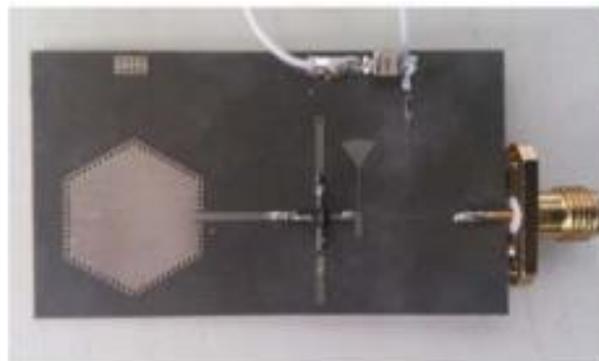


Figure II-20. Photographie de la fabrication de l'oscillateur à réflexion SIW [62].

Comme chacun des six côtés d'un résonateur SIW hexagonal peut être utilisé pour le couplage, la configuration de l'oscillateur est flexible et adaptable.

II.7.6 Amplificateurs

La tendance actuelle dans les systèmes sans fil est accentuée par l'augmentation du débit, la diminution de la latence et l'amélioration de la qualité.

Dans le but de rendre les systèmes sans fil plus efficaces, la 5G a été définie avec la bande NR n78 avec une fréquence centrale de 3,55 GHz [63]. Plusieurs types d'amplificateurs de puissance à haut rendement offrent des techniques telles que Class-F/F⁻¹[64] et AB [65].

Le SIW présente de faibles pertes, de faibles interférences et une capacité de traitement de la puissance élevée [66]. Les circuits actifs tels que les amplificateurs de puissance utilisent le SIW pour créer le réseau d'adaptation [67] et la zone SIW est utilisée avec un poteau inductif métallisé pour réaliser l'adaptation d'impédance.

Pour concevoir des amplificateurs de puissance à haut rendement, il est nécessaire de contrôler les harmoniques. En général, des filtres passe-bas à transformation d'impédance sont utilisés pour supprimer les harmoniques. Un stub radial en micro-ruban ou un stub quart d'onde peut également être utilisé [68]. Mais pour le SIW avec transition micro-ruban, il n'est pas facile de supprimer l'harmonique en évitant d'utiliser la zone SIW. Pour rappel, la zone SIW est nécessaire pour l'adaptation d'impédance.

Afin de répondre aux exigences de puissance de sortie et de rendement, un amplificateur de puissance SIW avec contrôle de la 2^{ème} harmonique fonctionnant à 3,55 GHz est présenté. La figure II-21 montre l'amplificateur de puissance à guide d'ondes intégré au substrat (SIW) fabriqué à l'aide d'un filtre coupe-bande SIW pour le contrôle des harmoniques fonctionnant à 3,55 GHz avec le transistor Wolfspeed CGH40010F. Un condensateur de blocage est placé entre le circuit de polarisation et la transition micro-ruban-SIW dans les réseaux d'adaptation SIW d'entrée et de sortie. Des modèles modernes de condensateurs sont également utilisés. Le substrat utilisé est le taconic RF-35TC avec une hauteur diélectrique de 0,762 mm [63].

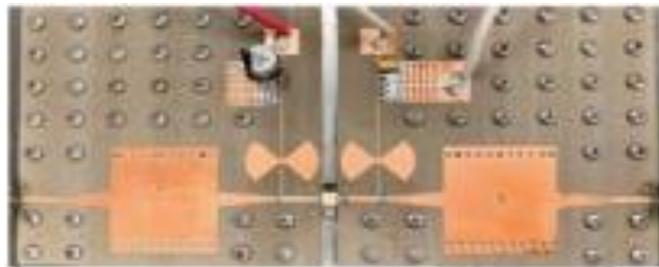


Figure II-21. Amplificateur de puissance à guide d'ondes intégré au substrat (SIW) fabriqué [63]

II.7.7 Antennes SIW

Les technologies des SIC et des antennes connexes convergent vers le développement d'une technologie de système sur substrat (SoS) qui permet une intégration complète et transparente des antennes et des circuits. Le SIW prend en charge la conception de différentes antennes impliquant divers éléments et alimentations. Les éléments d'antenne les plus adaptables et les plus populaires sont la fente et le patch, soutenus par la cavité. Pour miniaturiser la taille des antennes, différentes techniques peuvent être utilisées dans la conception d'antennes à fente. Les antennes imprimées telles que le patch micro-ruban, qui peuvent répondre aux exigences de conception dans la gamme des micro-ondes, n'offrent pas de performances suffisantes dans la gamme des ondes millimétriques. Cela est dû à des pertes de conducteur très élevées dues à d'immenses densités de courant (singularités) sur les bords de la bande, en particulier dans les structures résonantes. Parmi les inconvénients des éléments résonants, on peut également citer

le fait qu'ils sont généralement à bande étroite, avec des largeurs de bande typiques de quelques pourcent. En outre, l'efficacité de rayonnement de l'antenne micro-ruban tend à être inférieure à celle de certains autres types d'antennes, avec des efficacités typiques inférieures à 70 %.

Le SIW prend en charge la conception de différentes antennes impliquant divers éléments et alimentations[69].

II.7.7.1 Antenne LWA

Les antennes à ondes de fuite (LWA) sont non résonantes et consistent en une série de perturbations sur un guide d'ondes métallique ou diélectrique en question[69].

Les antennes à ondes de fuite ont la propriété inhérente de balayer le faisceau en fonction de la fréquence.

La plupart des premières antennes à ondes de fuite étaient basées sur des guides d'ondes rectangulaires, dans lesquels des coupures ou des trous étaient introduits afin de produire une fuite de puissance sur la longueur du guide d'ondes.

Les antennes à ondes de fuite supportent une onde rapide sur la structure de guidage, où la constante de phase β est inférieure au nombre d'ondes de l'espace libre k_0 .

L'onde de fuite est donc fondamentalement un type d'onde rayonnante, qui rayonne ou "fuit" la puissance de façon continue lorsqu'elle se propage sur la structure de guidage (d'où le nom de l'antenne).

Le fonctionnement est donc très différent de celui d'une antenne à ondes lentes ou à ondes de surface, où le rayonnement a lieu principalement à l'extrémité de l'antenne.

Les antennes uniformes sont homogènes sur toute la longueur de la structure de guidage. Les structures périodiques présentent des perturbations régulières sur leur longueur.

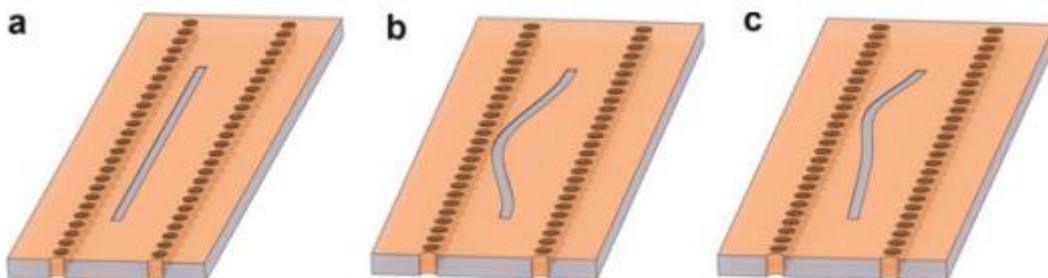


Figure II-22. Antenne à fente longue à ondes de fuite : (a) fente longitudinale droite, (b) diagramme de méandre sinusoidal et (c) diagramme de méandre de distribution de puissance de Taylor.

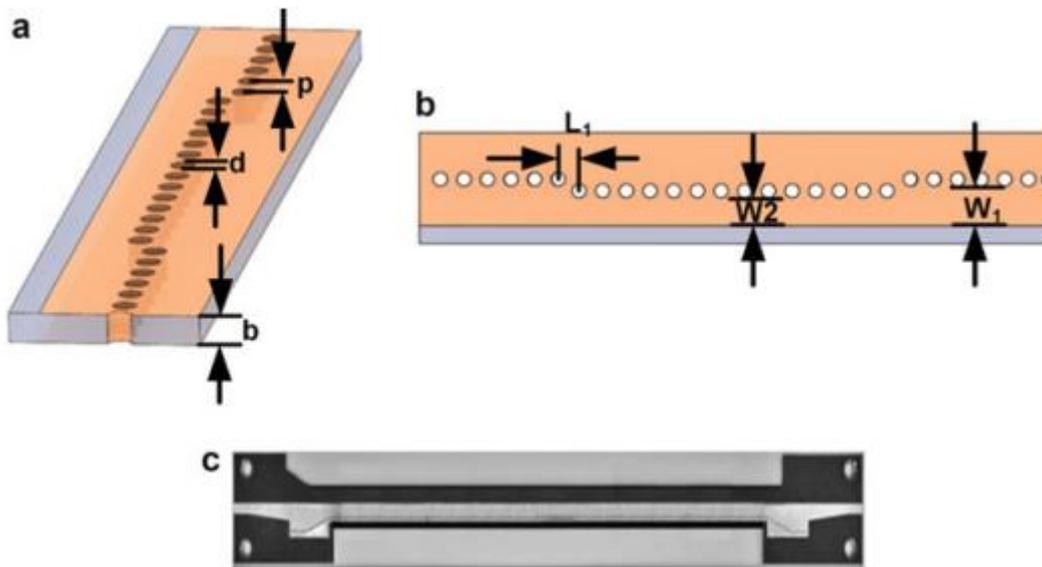


Figure II-23. (a, b) Configuration du LWA HMSIW, (c) prototype fabriqué.

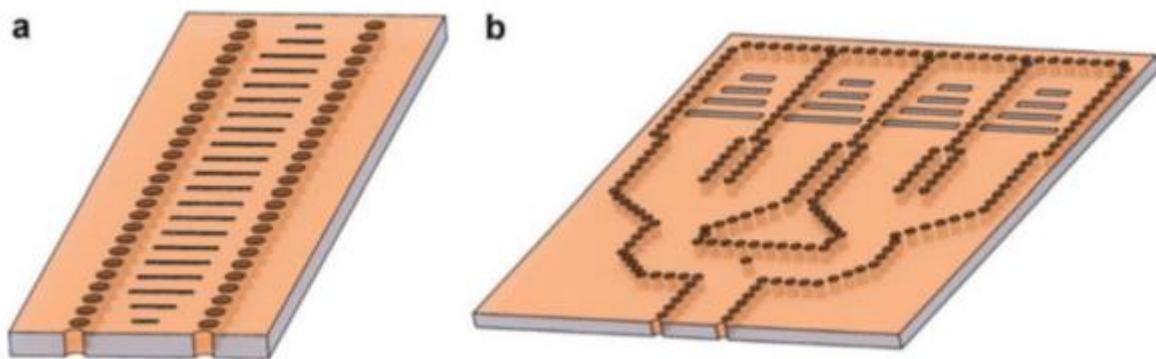


Figure II-24. (a) Configuration d'un LWA à fentes périodiques, (b) exemple d'architecture de réseau.

II.7.7.2 Antenne TSA

L'antenne à fente conique (TSA) consiste en une fente conique découpée dans une fine pellicule de métal avec ou sans substrat électriquement fin sur un côté de la pellicule. La fente est étroite vers une extrémité (s) pour un couplage efficace avec des dispositifs tels que des diodes mélangeuses. En-dehors de cette région (L_{ant}), la fente est effilée et une onde progressive se propageant le long de la fente rayonne dans la direction de l'extrémité (w_0). L'antenne est en principe une transition entre une onde guidée et une onde non limitée ou vice-versa [69].

Si l'on examine une TSA typique, cette définition est assez intuitive. Lorsque la largeur de la fente augmente, l'impédance caractéristique augmente également, ce qui permet une transition en douceur vers l'impédance caractéristique de l'espace libre de $120\pi \Omega$ [69].

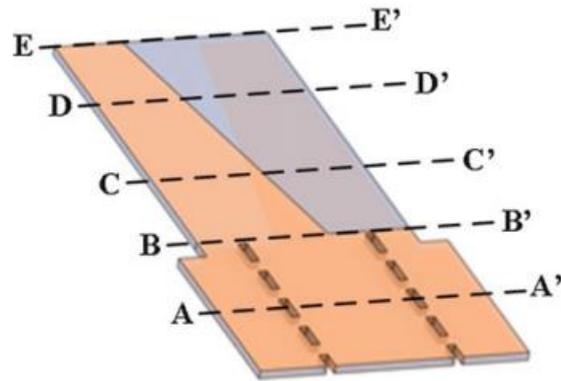


Figure II-25. SIW TSA.

Antenne LTSA : les antennes à fentes linéairement coniques (LTSA) sont connues depuis des années. En raison de leurs caractéristiques saillantes telles qu'un faisceau étroit, un gain élevé, une large bande passante et un faible espacement transversal entre les éléments dans les réseaux, elles suscitent beaucoup d'intérêt dans de nombreuses applications. En pratique, les performances des LTSA sont principalement déterminées par le système d'alimentation. L'angle d'ouverture doit être inférieur à 15° [69].

Antenne PTSA planaire : pour concevoir un TSA plié en L, la première étape consiste à concevoir un TSA planaire en fonction de la largeur de faisceau à mi puissance, du niveau de lobe latéral, du gain,...etc. Requis sur toute la largeur de bande de fonctionnements souhaitée. Les paramètres géométriques tels que la largeur, l'épaisseur diélectrique, le profil de taper, la longueur,...etc. Sont optimisés pour répondre aux exigences. Plusieurs conceptions de TSA ont été rapportées. Pour la démonstration de la TSA pliée en L, la PTSA (ParabolicTapered Slot Antenna) est utilisée dans cette conception pour obtenir une adaptation et une largeur de bande optimales. L'ondulation est également utilisée pour réduire efficacement la largeur des TSA sans dégrader les performances de l'antenne [69].

Le prototype planaire fabriqué est illustré à la figure II-26.

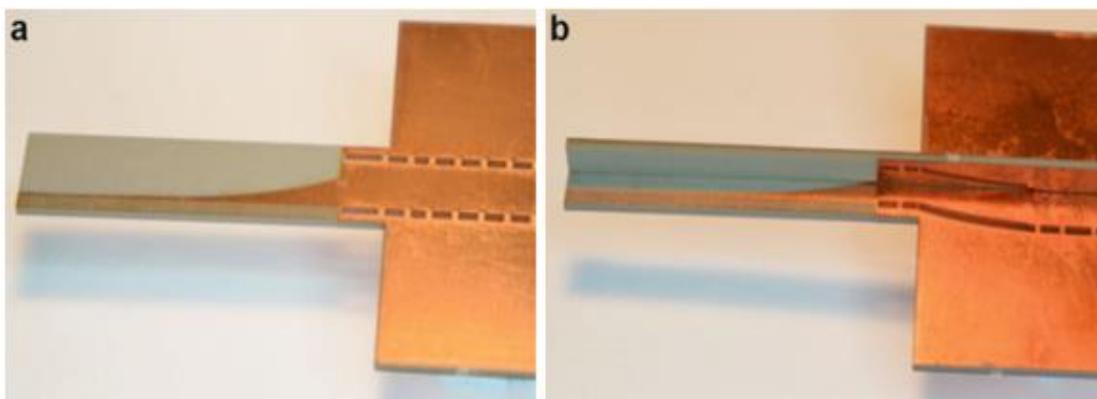


Figure II-26. Photographie des produits fabriqués : (a) PTSA ondulé planaire et (b) PTSA ondulé plié en L.

II.7.7.3 TSWA

La polyvalence de l'antenne à fente à ondes de déplacement en fait une alternative supérieure à l'antenne filaire à ondes de déplacement. En effet, il permet de moduler le taux de rayonnement et la vitesse de phase du champ. Il existe quatre types d'antennes à fente à ondes progressives, qui comprennent l'électrique transversal conventionnel, TE (sans champ E tangentiel parallèle à la longueur de la fente), le magnétique transversal, TM (sans champ H tangentiel parallèle à la longueur de la fente), et deux hybrides avec un E transversal négligeable ou un H normal. Seuls les deux hybrides peuvent produire efficacement le maximum de rayonnement dans la direction de fin de tir. Pour mesurer la constante de propagation complexe de fentes d'ondes progressives uniformes, diverses formes de guides d'ondes ont été analysées et sont présentées sous forme visuelle.

En faisant varier la largeur de la fente le long de l'axe par rapport à sa distance z , le diagramme de rayonnement d'une fente à onde progressive, peut être manipulé pour produire des diagrammes carrés à lobe latéral bas ou cosécantes. Une formule approximative peut être dérivée pour déterminer la variation d'atténuation nécessaire avec z pour obtenir un motif souhaité, qui fournit la variation de largeur de fente correspondante avec z . Malgré ses limites, un examen du principe d'empilement met en évidence l'inadéquation des techniques de conception de réseaux classiques dans certains réseaux de fentes [4].

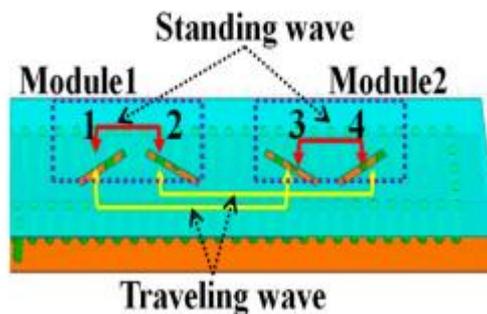


Figure II-27. Structure d'antenne à fente inclinée introduite [70].

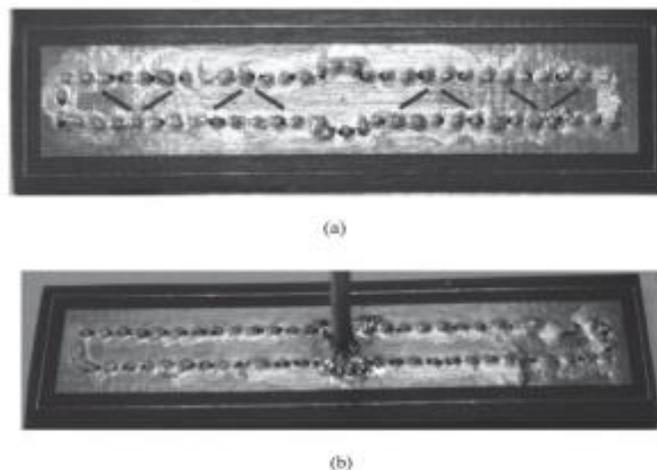


Figure II-28. Prototype (a) couche supérieure et (b) couche inférieure [70].

II.8 Conclusion

L'évolution du SIW et ses applications dans la conception de composants de filtrage RF, micro-ondes et ondes millimétriques sont couvertes. La ligne de transmission SIW met en œuvre la structure conventionnelle du guide d'ondes sous forme planaire. Elle compense les inconvénients des structures en micro-ruban dans la conception de circuits à micro-ondes et à ondes millimétriques, et réduit les complexités associées à la fabrication des dispositifs. Elle est également moins coûteuse que les structures de guides d'ondes traditionnelles. Le SIW représente l'état de l'art actuel dans le domaine de la recherche sur les micro-ondes et les ondes millimétriques.

Dans ce chapitre, nous avons introduit quelques notions sur les guides d'onde SIW, y compris sa structure, les modes qui existent dans cette technologie ainsi que ses paramètres et les différentes applications existantes.

Le chapitre suivant sera réservé à la simulation de l'antenne log-périodique utilisant la technologie SIW.

Chapitre III :
Conception et simulation

III.1 Introduction

Parmi la grande classe des composants micro-ondes proposés dans la littérature, nous trouvons ceux de la technologie SIW (coudes et diviseurs de puissance) qui ont reçu une attention particulière, en raison de leurs nombreux avantages dans les applications millimétriques. La conception des composants SIW micro-ondes de haute performance exige une caractérisation précise de chaque composant, ce qui peut avoir une structure complexe en termes de composition de géométrie et de matériau.

Dans ce chapitre, nous allons proposer des composants SIW opérants dans la fréquence de résonance 25 GHz pour le guide SIW et les diviseurs de puissance SIW (1×2 et 1×4).

Le travail de ce chapitre est organisé comme suit. En premier lieu, nous commençons par la conception d'un guide d'onde SIW, avant et après l'adaptation. Ensuite, nous aborderons les diviseurs de puissances (1×2 et 1×4). La fin de ce chapitre sera dédiée à la conception d'un réseau d'antennes à deux éléments dans un premier instant et à quatre éléments dans un second instant.

III.2 Choix de l'outil de simulation

Des outils informatiques électromagnétiques ont été introduits et imposés ces dernières années grâce au développement de techniques rigoureuses permettant de résoudre les équations de Maxwell. Ces outils sont de plus en plus utilisés dans l'analyse et la conception de dispositifs hyperfréquences utilisés dans les applications micro-ondes et de communications sans fil.

Nous avons choisi l'outil de simulation CST Microwave Studio pour ce travail.

III.3 Résultats de simulations et discussions

III.3.1 Conception d'un guide d'onde SIW avant l'adaptation

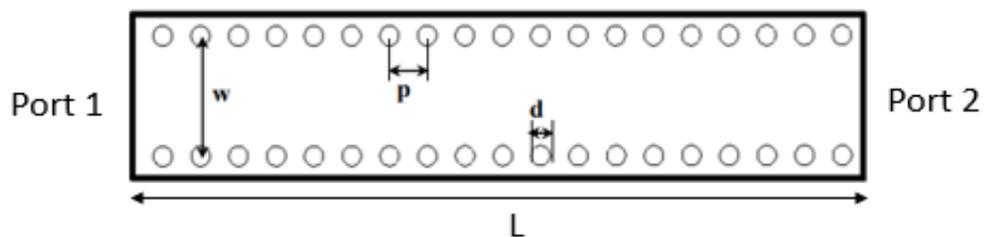
Nous présentons dans cette section les résultats de simulation d'un guide d'onde opérant dans la gamme des fréquences entre 20 et 40 GHz. Afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande précitée, la fréquence de résonance devra être 25 GHz.

Le guide SIW est conçu sur Rogers RT5880 avec pertes, les caractéristiques de diélectrique et les dimensions de notre guide d'onde SIW dans la bande sont bien écrites dans le tableau suivant :

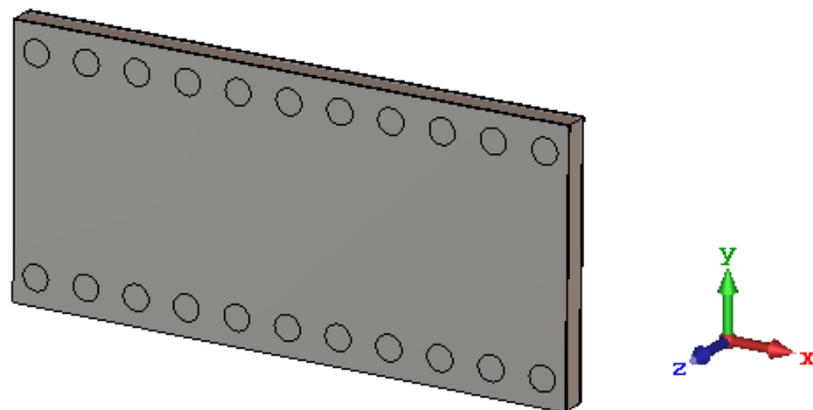
Tableau III-1. Paramètres du guide SIW avec les caractéristiques du diélectrique.

La longueur du guide	L	12
La largeur du guide	W_{siw}	5
Le diamètre des vias	d	0.55
La distance entre les vias	p	1.1
L'épaisseur de substrat	h	0.508
L'épaisseur du conducteur	t	0.05
Permittivité relative	ϵ_r	2.2
Tangente de pertes	$\text{tang}\delta$	0.0009
La fréquence de résonance	f_c	25 GHz

Après le calcul des dimensions du guide (les résultats sont présentés dans le tableau), nous avons simulé le guide SIW, la figure ci-dessous montre le modèle que nous avons conçu avec les dimensions précédentes (Les valeurs sont exprimées en mm).



(a)



(b)

Figure III-1. (a) structure du guide SIW avec ses paramètres, (b) vue perspective du guide SIW tirée du logiciel CST.

Les résultats obtenus à l'aide de CST sont illustrés dans les Figures III-2 et III-3 qui représentent les puissances transmises et réfléchies d'entrée et de sortie.

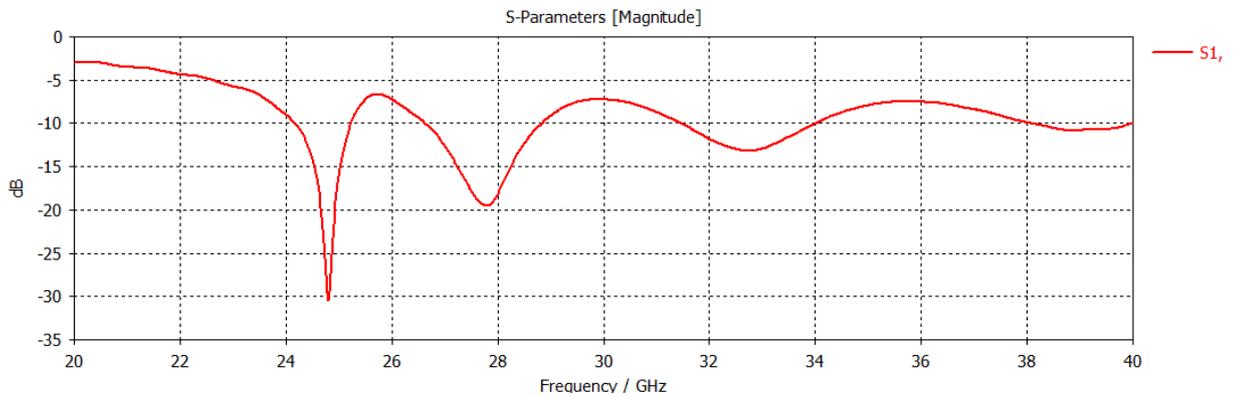


Figure III-2. Coefficient de réflexion S11 du guide SIW avant l'adaptation.

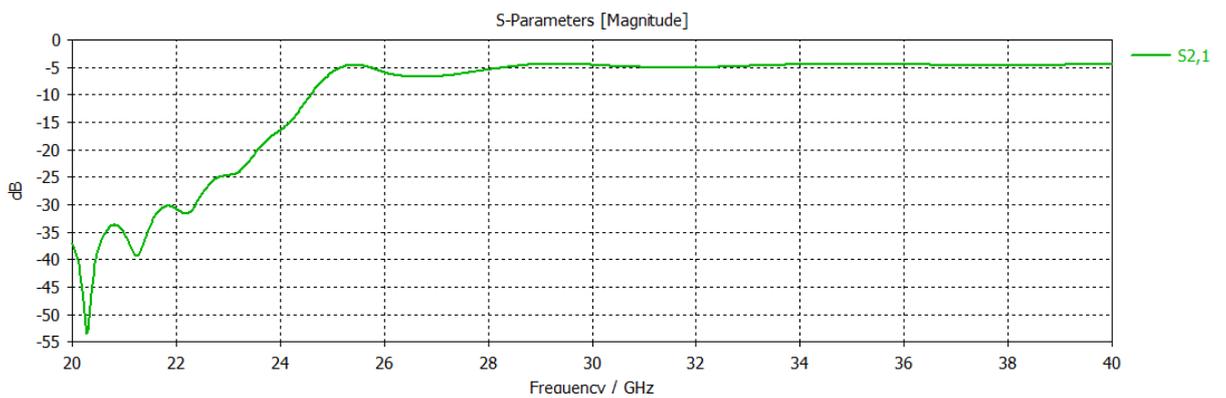


Figure III-3. Coefficient de transmission S21 du guide SIW avant l'adaptation.

Un autre phénomène est également important, c'est la distribution de champ électromagnétique le long du guide d'ondes dans le plan transversal à la direction de propagation. Nous présentons la distribution de champ électrique simulé à la fréquence 25 GHz dans la figure III-4. Il est à noter que dans la simulation, nous avons supposé que la propagation se fait selon le mode fondamental TE_{10} , et c'est ce que nous obtenons.

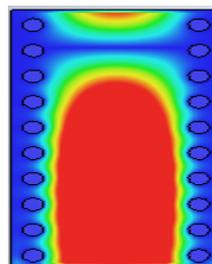


Figure III-4. La distribution du champ électrique du guide SIW à la fréquence de résonance 25 GHz.

D'après le coefficient de réflexion S_{11} , on remarque que le guide n'est pas bien adapté, pour ce faire, on doit donc ajouter un taper, c'est ce que nous ferons ensuite.

III.3.2 Conception d'un guide d'onde SIW après l'adaptation

Le taper micro-ruban est utilisé pour adapter l'impédance de sortie du guide SIW à l'impédance d'entrée de la ligne micro-ruban. On calcule les dimensions du taper l_{in} , l_{out} , w_{in} et w_{out} qui seront intégrées au guide d'onde SIW sous l'outil de simulation CST Studio.

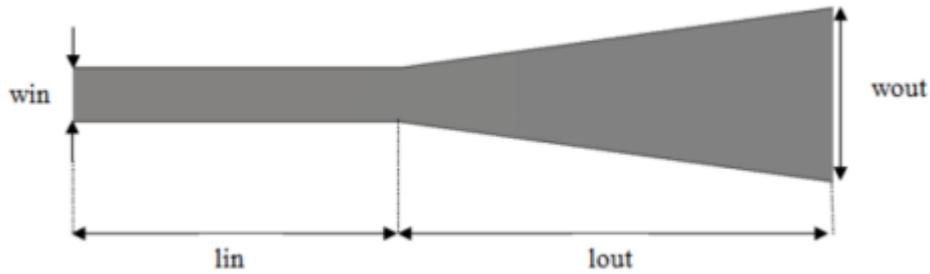


Figure III-5. Structure générale du taper avec ces paramètres.

Les dimensions en mm sont donnés par : $w_{in} = 1.57$, $w_{out} = 2.5$, $l_{in} = 3$ et $l_{out} = 2$.

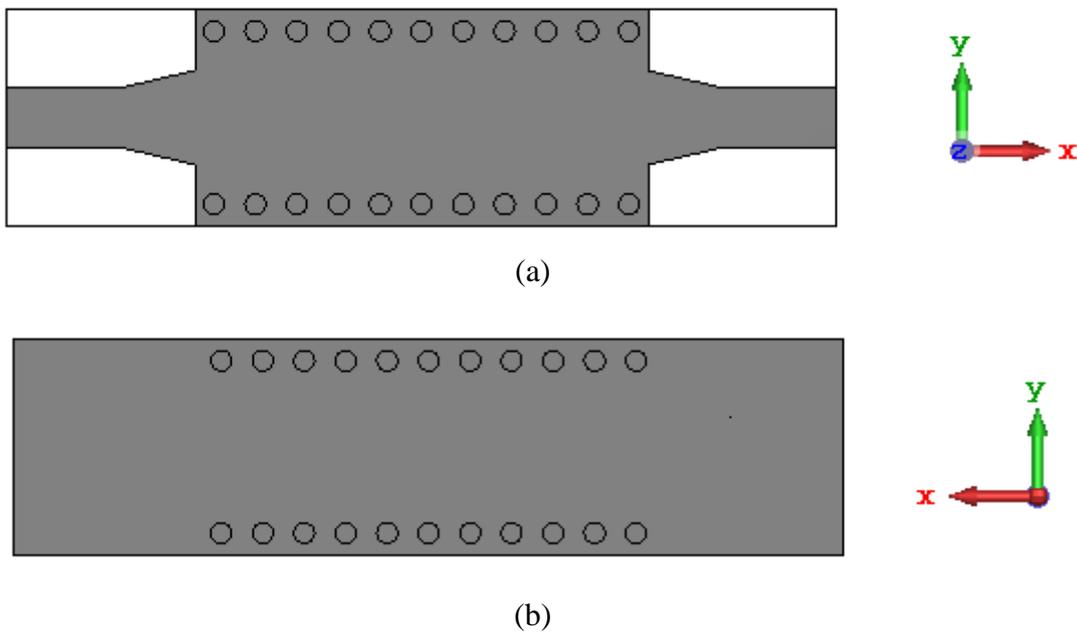


Figure III-6. Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande millimétrique ; (a) Vue de face, (b) Vue en dos.

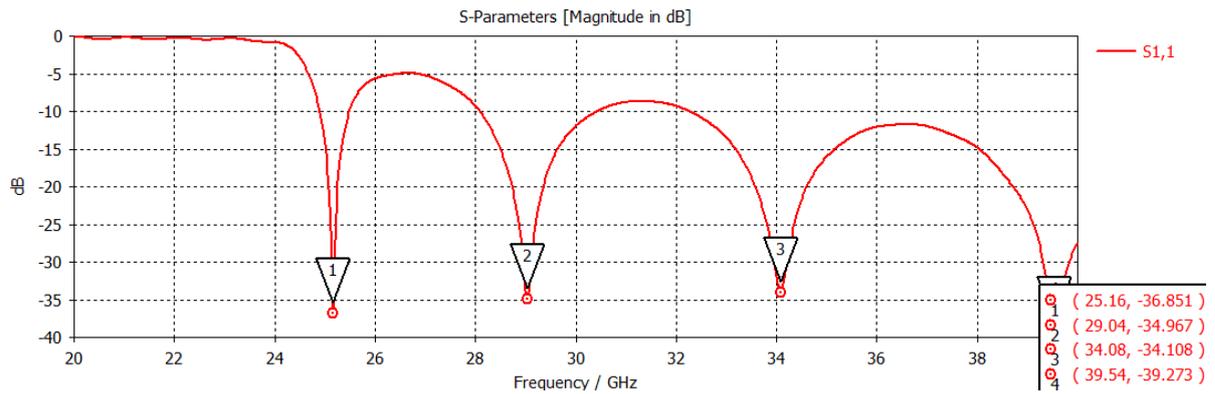


Figure III-7. Coefficient de réflexion S11 du guide SIW après l’adaptation.

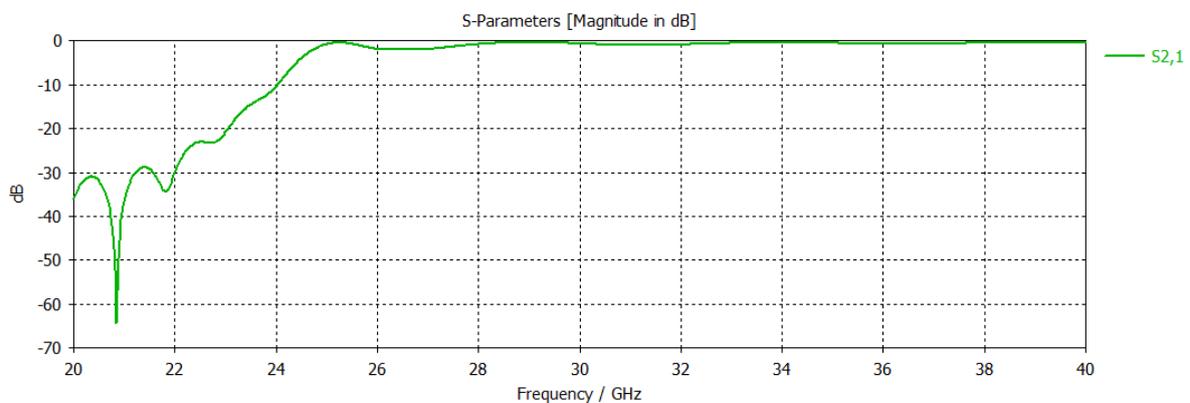


Figure III-8. Coefficient de transmission S21 du guide SIW après l’adaptation.

L’objectif initial de cette structure était d’obtenir une puissance réfléchiée inférieure à la fréquence de résonance $f_c = 25$ GHz dans la bande millimétrique. Les figures III-7 et III-8 présentent les résultats des coefficients de transmission et de réflexion. Nous remarquons qu’il y a une amélioration dans les coefficients par rapport à la structure précédente, nous avons obtenus des pics inférieurs à -10 dB entre 25 et 40 GHz et un coefficient de transmission maximale qui atteint à 0 dB. Nous remarquons qu’aucune transmission n’est possible dans les fréquences inférieures à celle de résonance qui est de 25GHz.

Dans la figure III-9, nous observons de façon très claire la propagation du champ électrique à l’intérieur de notre structure à cause de la présence des vias métalliques dans les deux côtés latéraux. L’analyse de la distribution de champ électrique de peut-être effectuer sur un plan, la réduction du domaine de calcul en deux dimensions, réalisant ainsi des économies importantes en temps CPU et mémoire.

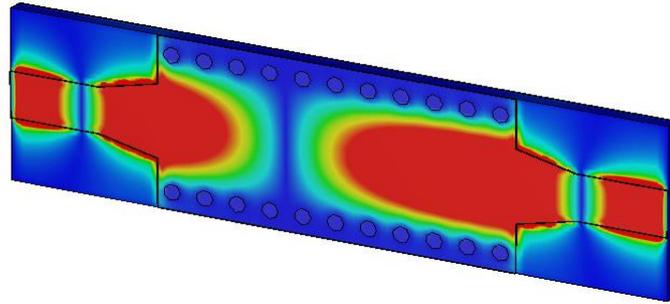
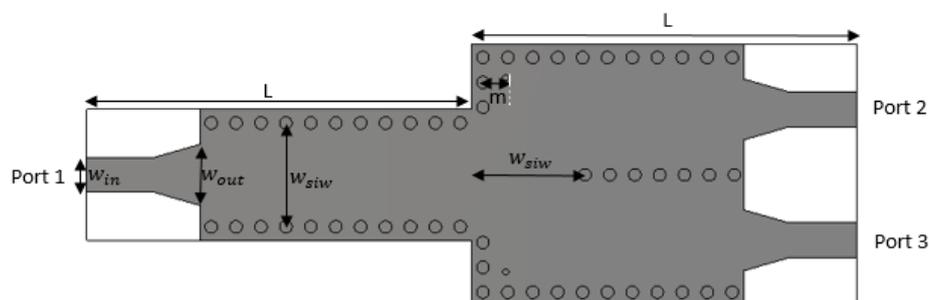


Figure III-9. La répartition du champ électrique du SIW simulé à la fréquence 25 GHz.

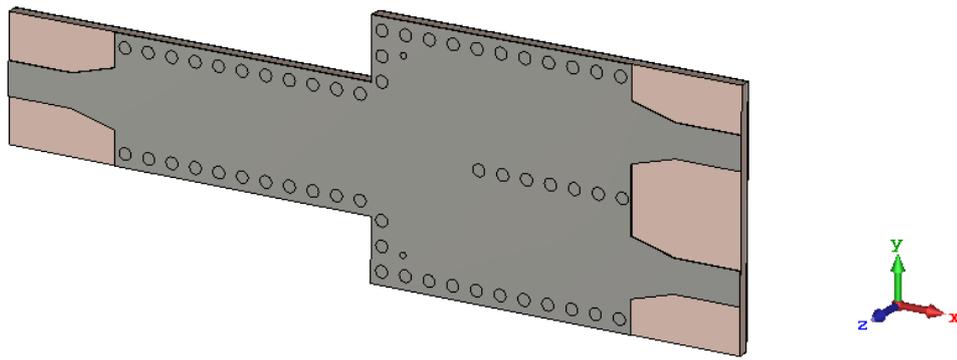
III.3.3 Diviseur de puissance en technologie SIW

III.3.3.1 Diviseur de puissance en Y 1×2

Dans cette section, nous allons focaliser notre effort sur l'analyse d'un diviseur de puissance 1×2 en forme de Y sur la figure III-10 (a). Il est important de signaler que ce diviseur a été en premier lieu optimisé par le simulateur CST, afin d'avoir un fonctionnement optimal dans la fréquence de résonance 25 GHz. Les caractéristiques physiques du diviseur à cibler par cette analyse et les mêmes que celles utilisées dans les sections précédentes, il s'agit des Rogers RT5880 avec pertes avec une constante diélectrique $\epsilon_r=2.2$, une tangente de pertes autour de 0.0009 et une hauteur de 0.508 mm avec une épaisseur de métallisation de 0.05 mm. Il est à noter que le signal micro-ondes est injecteur dans le port (1) et récupérer dans les deux portes (2) et (3). Seul le mode fondamental est excité dans ce cas. La puissance d'entrée doit être divisée en sortie par les tiges métalliques qui sont placés au milieu. En optimisant le W_{out} , de bonnes performances pour le diviseur de puissance en Y à deux voies peuvent être obtenus. L'objectif initial de cette structure était d'obtenir le minimum de réflexion pour les fréquences qui sont supérieures à la fréquence de résonance $f_c = 25$ GHz. Après l'optimisation à l'aide du logiciel CST, la structure conçue est indiquée sur la Figure III-10 pour $W_{out} = 2,7$.



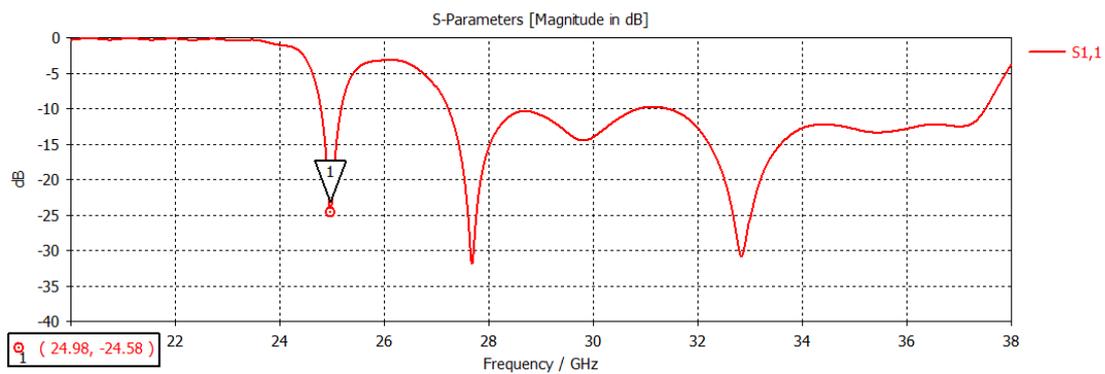
(a)



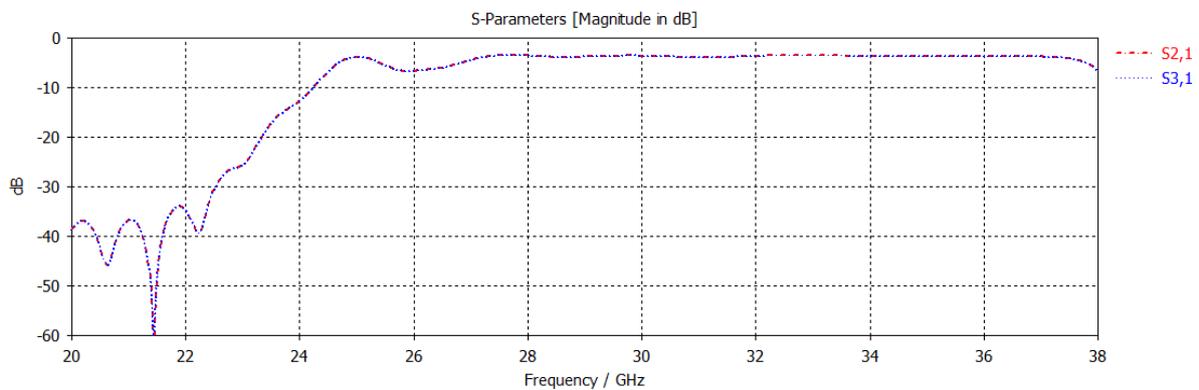
(b)

Figure III-10.(a) structure de jonction Y de diviseur de puissance 1×2 avec ces paramètres. (b) Vue perspective du diviseur. Les paramètres sont définis comme suit : $L= 12$ mm, $w_{siw}= 5$ mm, $w_{in}= 1.57$ mm, $w_{out}= 2.7$ mm, $m= 1.5$ mm.

Les figures III-11 (a) et (b) représentent respectivement les puissances réfléchies, et les coefficients de transmission dans les ports (2) et (3) dans la plage de fréquence [20-38] GHz.



(a)



(b)

Figure III-11. (a) coefficient de réflexion S_{11} du diviseur de puissance 1×2 , (b) coefficients de transmission S_{21} et S_{31} .

Les résultats de simulation de diviseur SIW 1×2 représentés dans la figure III.10 donnent des bonnes performances de diviseur de puissance à deux ports. Le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -10 dB pour la bande de fréquence entre 24 et 40 GHz, un caractère large bande est obtenu dans la bande d'opérations avec un niveau inférieur à -24 dB à la fréquence 24.98 GHz. Les coefficients de transmission S_{21} et S_{31} sont égaux et égale à -3 dB.

La distribution du champ électrique est présentée sur la figure III-12 à la fréquence 24,98 GHz. Il est observé que la distribution électrique de champ selon le mode fondamental TE_{10} est bien contenue dans le guide d'ondes et une répartition efficace du champ électrique est observée.

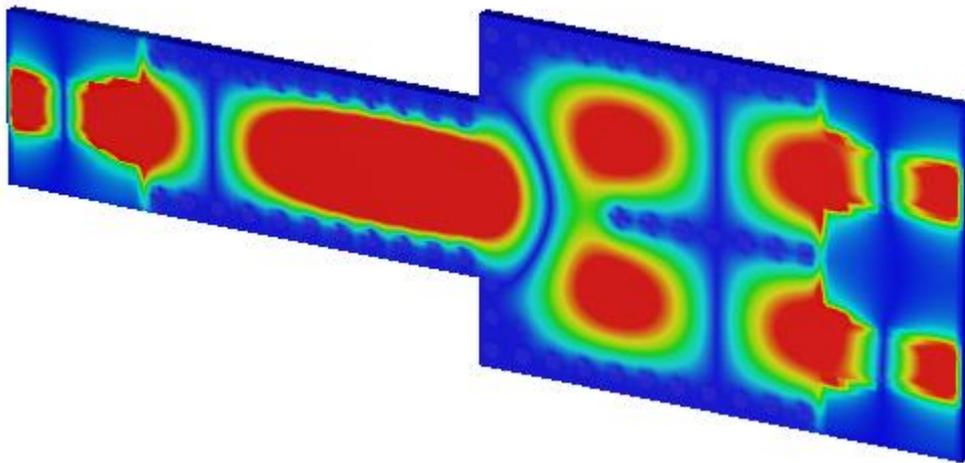


Figure III-12. La répartition des champs électriques dans le diviseur 1×2 .

III.3.3.2 Diviseur de puissance en Y 1×4 :

Nous présentons dans cette section les résultats de la simulation d'un diviseur de puissance 1×4 en technologie SIW en plan H dédié aux applications 5G dans d'intervalle [20-40 GHz]. La structure SIW proposée est conçue pour supporter le mode fondamental TE_{10} dans la gamme de fréquences de fonctionnement. Le diviseur de puissance SIW est conçu sur le substrat Rogers RT5880 avec pertes avec diélectrique de $\epsilon_r = 2.2$ et $\tan \delta = 0.0009$. L'épaisseur du substrat est égale à 0.508 mm. Nous présentons dans la figure III-13 (a) le diviseur de puissance 1×4 avec ses paramètres.

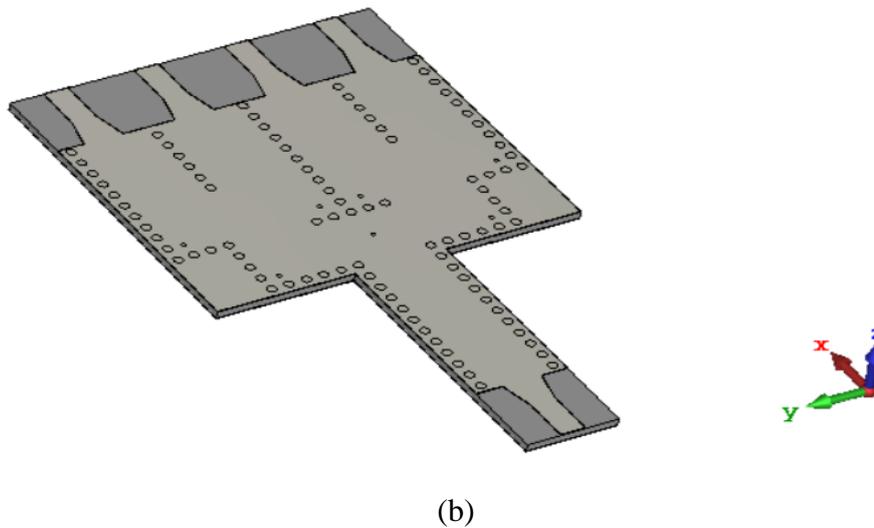
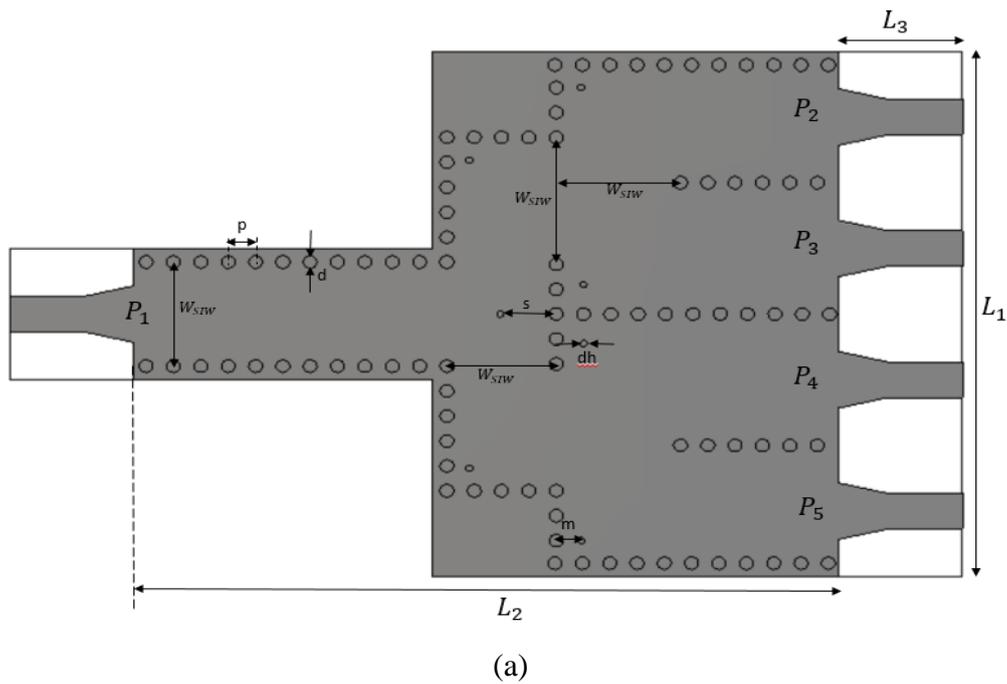
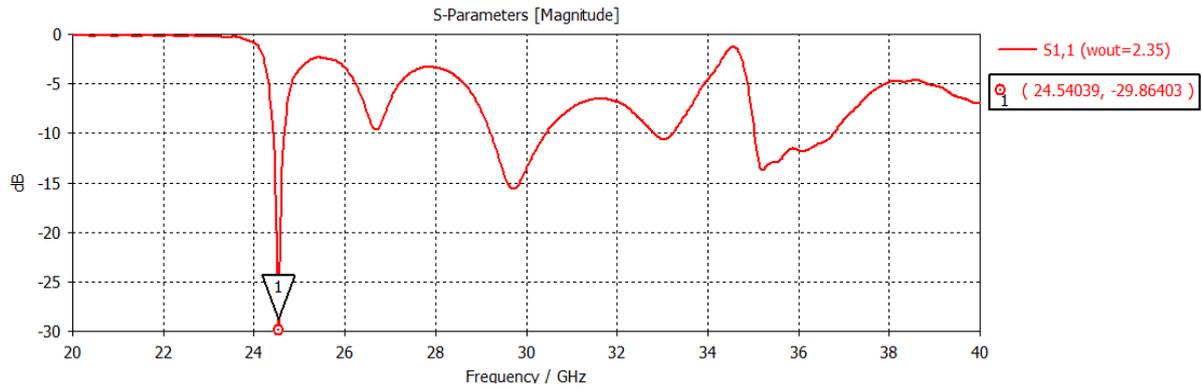
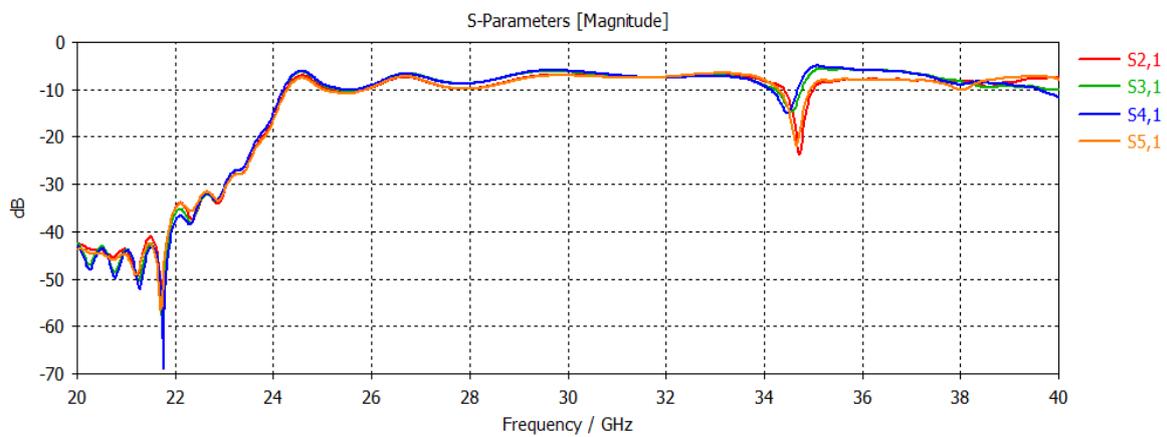


Figure III-13. Structure du diviseur de puissance SIW 1×4. Les paramètres sont définis comme suit: $w_{siw}=5$ mm, $d=0.55$ mm, $p=1.1$ mm, $S = 1.3$ mm, $dh = 0.2$ mm. $d_1 = d_2 = 0.75$ mm, $L_1 = 15.9$ mm, $L_2 = 9.65$ mm.

Nous présentons sur la figure suivante le coefficient de réflexion et de transmission du diviseur présenté dans la figure précédente :



(a)



(b)

Figure III-14. (a) Coefficient de réflexion S_{11} du diviseur de puissance 1×2 , (b) coefficients de transmissions S_{21} , S_{31} , S_{41} et S_{51} .

Il est important de signaler que ce diviseur a été en premier lieu optimisé par le simulateur CST, on remarque que le premier pic atteint $-29,86$ dB à la fréquence $24,54$ GHz comme indique la figure III-14 (a), nous remarquons également une bonne transmission III-14 (b) qui s'implique une bonne adaptation du diviseur.

Un autre phénomène est également important, c'est la distribution de champ électromagnétique le long du guide d'ondes dans le plan transversal à la direction de propagation. Nous présentons la distribution de champ électrique simulé à la fréquence $24,54$ GHz dans la figure III-15. Notez que dans la simulation, nous avons supposé que la propagation se fait le mode fondamental TE_{10} , et c'est ce que nous obtenons.

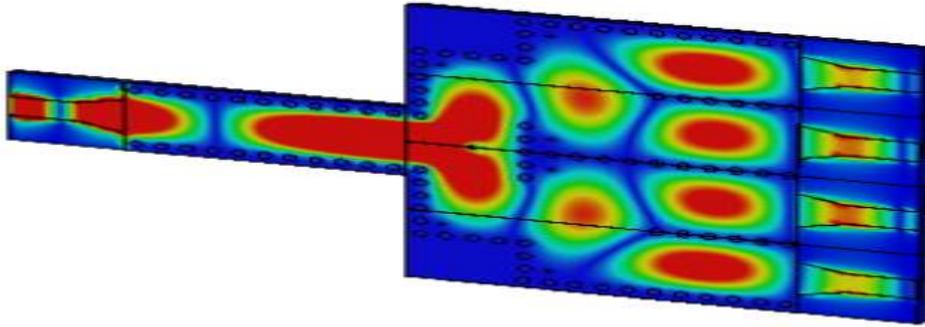


Figure III-15. La répartition des champs électriques dans le diviseur 1×4.

III.3.4 Réseaux d'antennes LPDA alimenté par un guide SIW

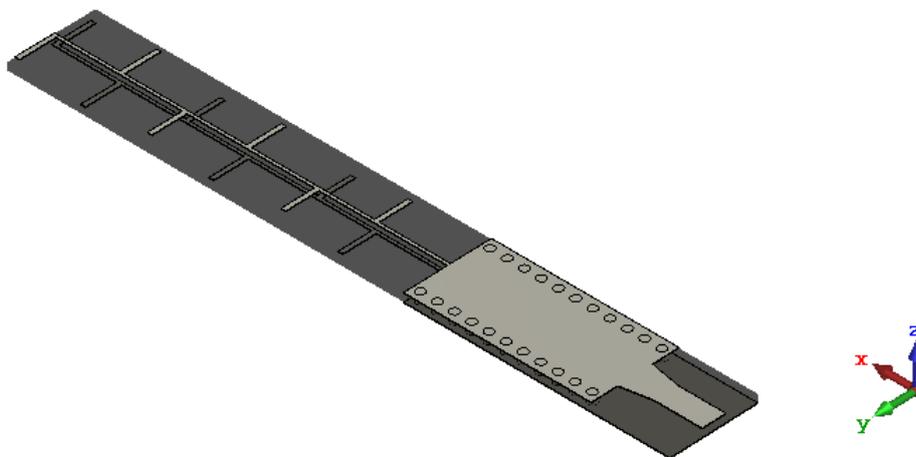
III.3.4.1 Conception et simulation d'une antenne LPDA SIW à un seul élément rayonnant

Nous allons concevoir une nouvelle configuration d'antenne LPDA opérant à la fréquence de résonance 25 GHz, elle est représentée sur la Figure III.15. L'antenne est alimentée par la jonction SIW de diamètre d et p étant l'espace entre les tiges. La transition présente une impédance de 50Ω et une largeur W_{in} et une longueur $L_{in}+L_{out}$. La transition assure l'adaptation de l'antenne. La structure de l'antenne est composée d'une série des dipôles demi-onde avec un espacement de $\lambda/2$:

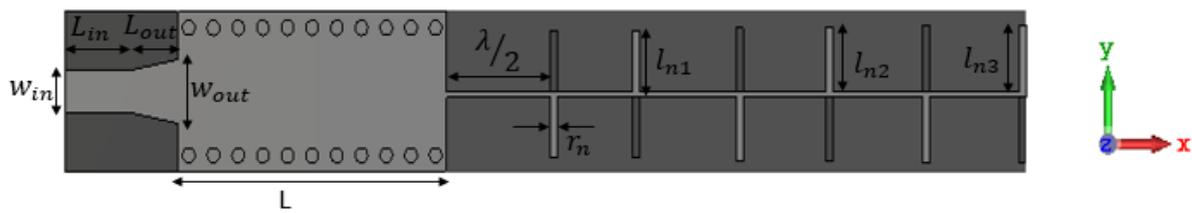
Avec :

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

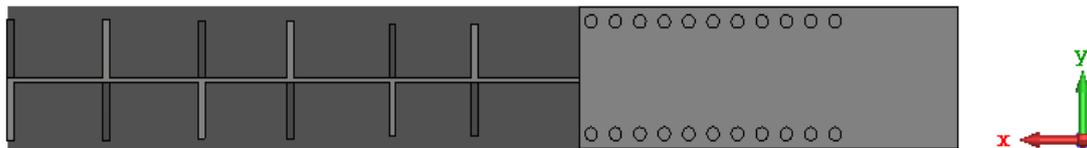
Donc l'espacement entre les dipôles de 4mm et les longueurs de dipôles qui augmentent progressivement à mesure que l'on se déplace le long de l'antenne.



(a)



(b)



(c)

Figure III-16. La structure de l'antenne LPDA alimentée par le guide SIW et la ligne micro ruban. (a) vue en 3D, (b) vue de face, (c) vue de dos. Les paramètres sont donnés par : $w_{siw} = 5$, $d = 0.55$ et $p = 1.1$, $w_{in} = 1.57$, $w_{out} = 2.3$, $L_{in}=3$, $L_{out}=2$, $L = 12$, $\lambda/2=4$, $l_{n1}=2.2$, $l_{n2}=2.3$, $l_{n3}=2.4$, $r_n=0.2$ (tous les paramètres sont en millimètre)

L'antenne a été conçue pour résonner à la fréquence 25 GHz pour les applications 5G. Le guide SIW est utilisé pour alimenter l'antenne. L'antenne a été simulée avec CST Microwave studio pour atteindre un coefficient de réflexion nécessaire avec $r_n= 0.2$, mm, $l_{n1}= 2.2$ mm, $l_{n2} = 2.3$ mm, $l_{n3}=2.4$ mm. Nous utilisons un substrat diélectrique de type Rogers RT5880 (perte) d'une épaisseur de $h = 0.508$ mm et est utilisé une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$ avec une tangente de perte de l'ordre $tg\delta = 0.0009$.

La figure (III-17) représente le résultat du coefficient de réflexion S_{11} de valeur -28.23 exprimé en décibels (dB). Nous remarquons qu'on a une bonne adaptation à la fréquence 25.24 GHz.

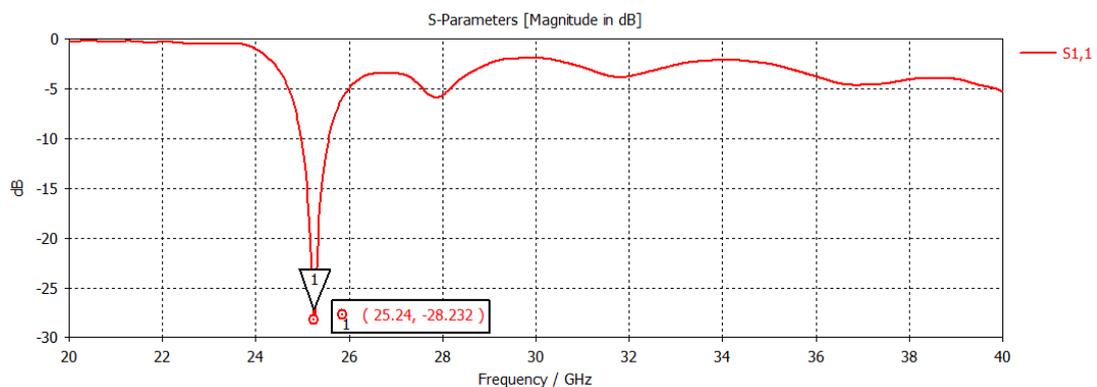


Figure III-17. Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne présentée sur la figure III-16.

La figure III-18 nous montre le diagramme de rayonnement en polaire et en 3D de l'antenne conçue à la fréquence de résonance 25.24 GHz, nous pouvons dire que le diagramme de rayonnement de l'antenne est pratiquement tri-directionnel dans les deux plan H($\phi=90^\circ$) et E($\phi=0^\circ$) avec le lobe principale qui est dirigé est pointu vers l'angle 0 degré, avec l'apparition d'un petit lobe secondaire dirigé vers theta égale à 180°. Il présente une directivité de 6.499 dBi et un angle d'ouverture à 3 dB de 26.5 degrés dans le plan E($\phi=0^\circ$) et de 93.5 degrés dans le plan H($\phi=90^\circ$). L'antenne présente une excellente efficacité de 93% comme montrer la figure III-18, les autres paramètres sont affichés sur les figures III-18 et III-19.

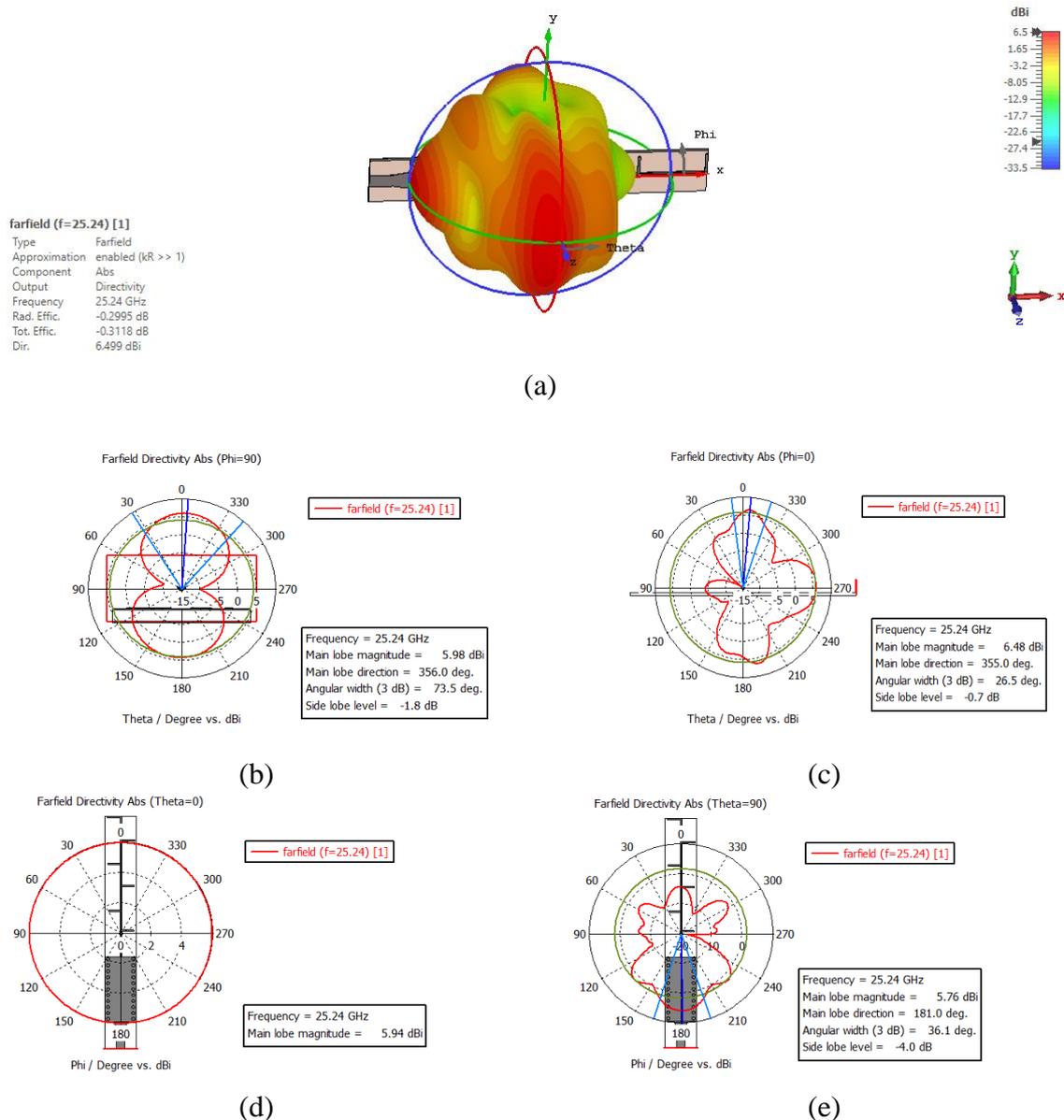


Figure III-18. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D , (b) plan polaire ($\Phi=90^\circ$), (c) plan polaire ($\Phi=0^\circ$), (d) plan polaire ($\Theta=0^\circ$), (e) plan polaire ($\Theta=90^\circ$).

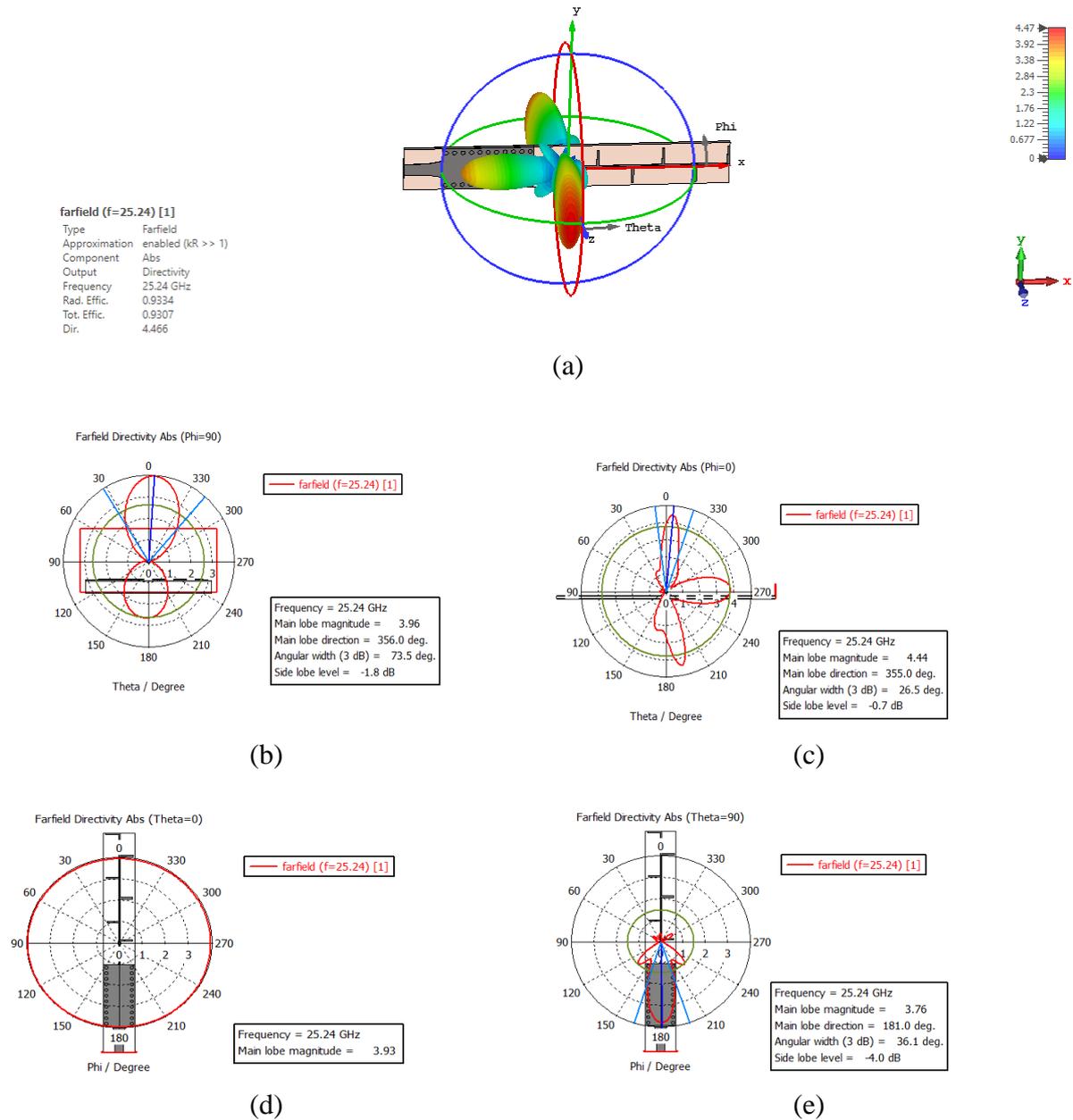


Figure III-19. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D , (b) plan polaire (Phi=90°), (c) plan polaire (Phi=0°), (d) plan polaire (Theta=0°), (e) plan polaire (Theta=90°).

La figure III-20 illustre la variation du gain en fonction de la fréquence. Nous avons obtenu à la fréquence de 25.24 GHz un bon gain avoisinant les 6.09 dBi. Les résultats observés témoignent donc l'efficacité de cette antenne.

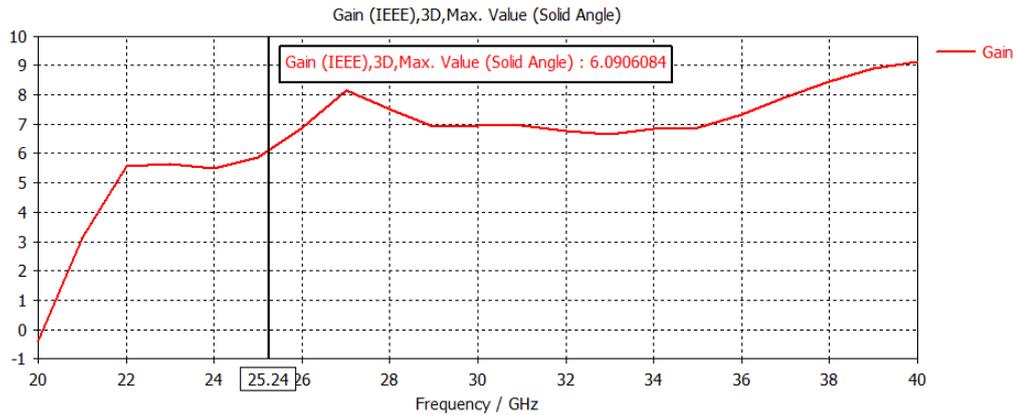


Figure III-20. Gain de l'antenne LPDA SIW à un seul élément rayonnant.

III.3.4.2 Réseau d'antennes LPDA SIW à deux éléments rayonnants

La figure III-21 présente la structure de réseau composé de deux éléments rayonnants, ils sont placés sur les deux ports de sortie du diviseur de puissance SIW.

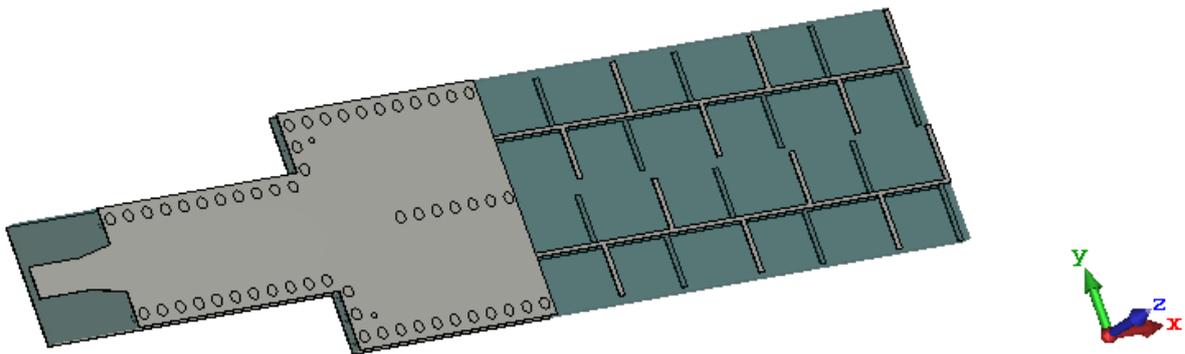


Figure III-21. La structure du réseau d'antennes LPDA à deux éléments rayonnants alimentée par le guide SIW et la ligne micro ruban.

Après la simulation, le réseau d'antennes a été conçu pour opérer à la fréquence de résonance 25 GHz construite par un élément d'antenne seul, qui est associée par la suite dans chaque port de sortie de diviseur de puissance SIW 1×2 . L'ensemble du système est intégré sur un substrat diélectrique de type Rogers RT5880 (pertes) ayant une épaisseur de 0.508 mm avec une permittivité relative de $\epsilon_r = 2.2$ et tangente de pertes $\delta = 0.0009$.

Le coefficient de réflexion du réseau d'antennes est simulé et est présenté sur la figure III.22. Le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB dans la bande de fréquence [20-40GHz], il est obtenu par le simulateur CST Microwave Studio. Nous enregistrons également un pic de l'ordre de -22.67 dB à la fréquence 24.56 GHz, et un autre de l'ordre -33.80 GHz à la fréquence 25.44 GHz, cela indique une excellente adaptation autour de 25 GHz.

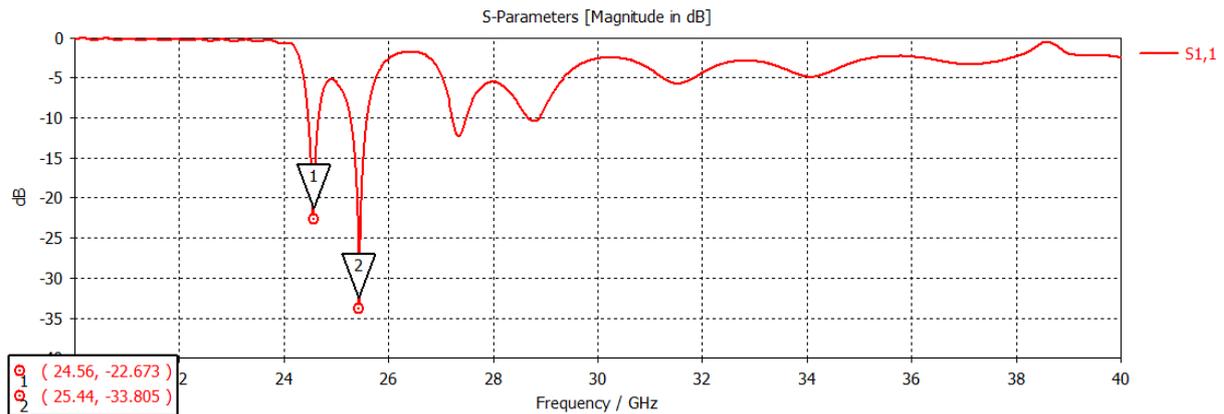
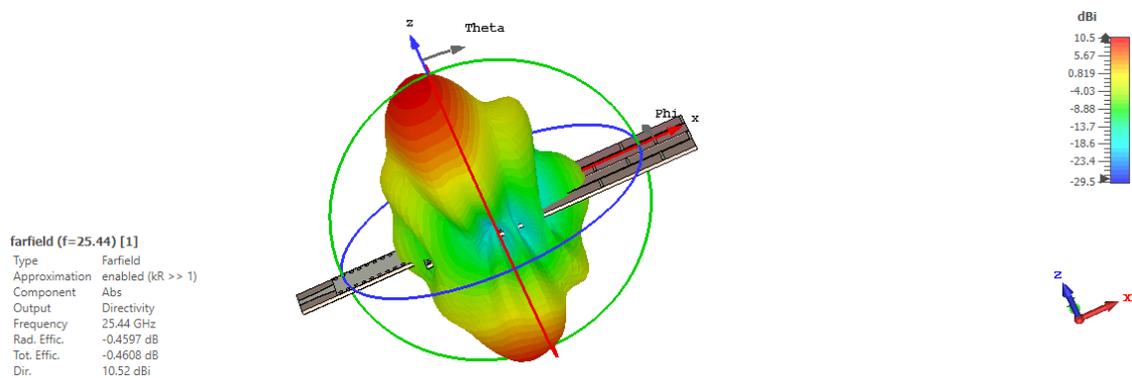
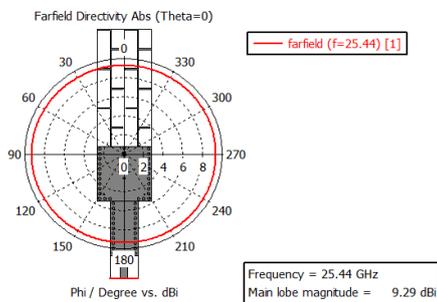


Figure III-22. Le coefficient de réflexion S_{11} de réseau d'antennes présenté sur la figure III.21.

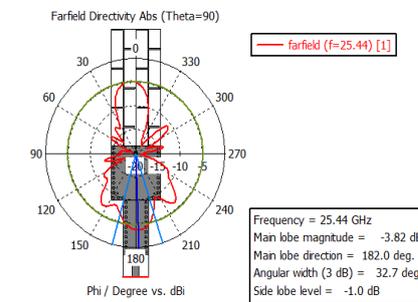
Les figures III-23 et III-24 ci-dessous présentent respectivement les diagrammes de rayonnements à l'échelle logarithmique et linéaire de l'antenne en 2D et 3D. Nous remarquons que l'antenne présente un rayonnement transversal sur le plan E($\phi=0$) et le plan H($\phi=90$) avec une directivité de 10.52 dBi dont on remarque qu'elle a augmenté par rapport à l'antenne d'un seul élément rayonnant, un angle d'ouverture à 3 dB de 25.4 degrés pour le plan E($\phi=0$) et 52.3 degrés pour le plan H($\phi=90$). Cette antenne présente une efficacité de 89%, les autres paramètres sont indiqués dans les figures ci-dessous.



(a)



(b)



(c)

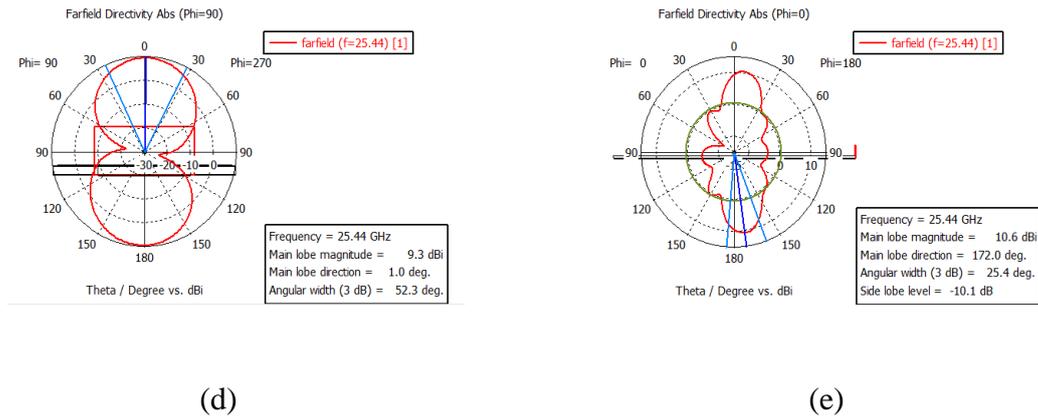


Figure III-23. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Theta=0°), (c) plan polaire (Theta=90°), (d) plan polaire (Phi=90°), (e) plan polaire (Phi=0°).

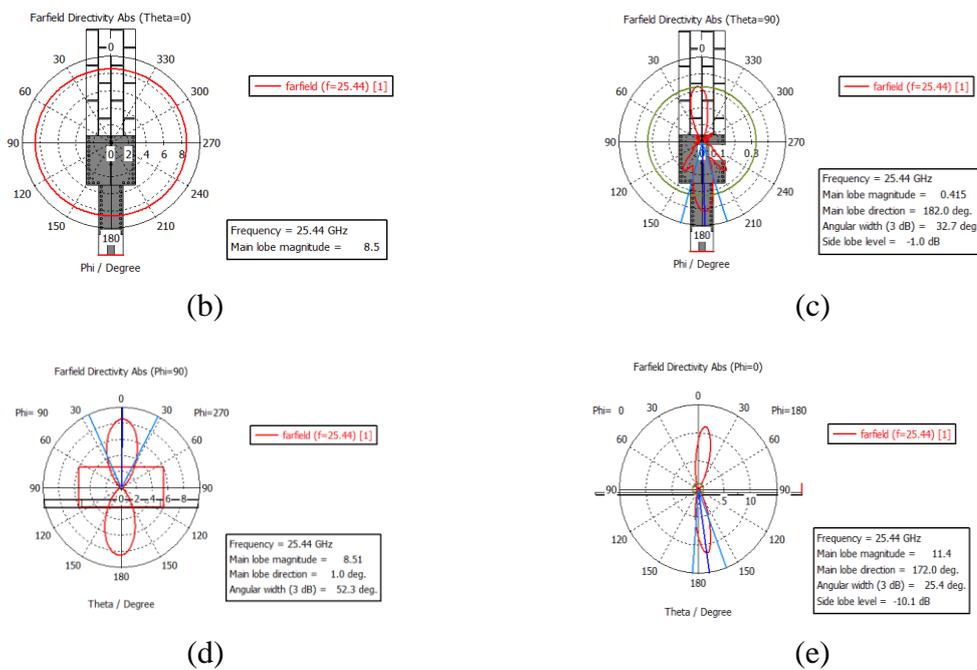
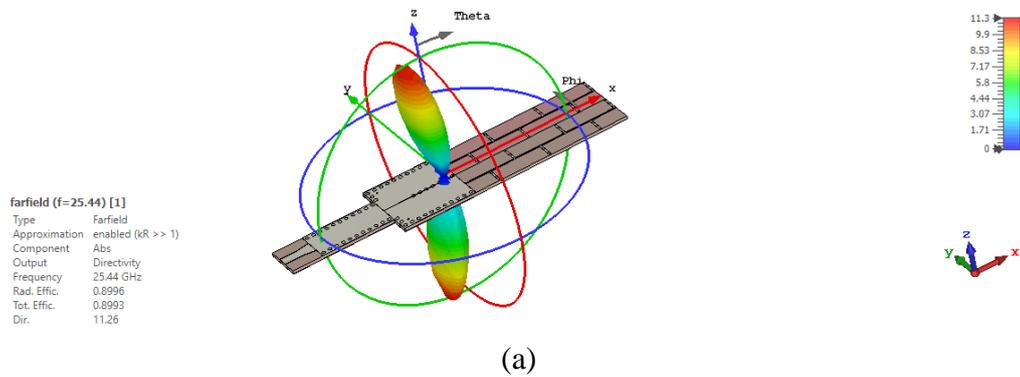


Figure III-24. Diagramme de rayonnement à 25.24 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Theta=0°), (c) plan polaire (Theta=90°), (d) plan polaire (Phi=90°), (e) plan polaire (Phi=0°).

D'après la figure III-25 ci-dessous, le gain est égal à 9.71 dBi. On peut bien remarquer que le gain est proportionnel à la directivité qui prend la valeur 10.52 dBi.

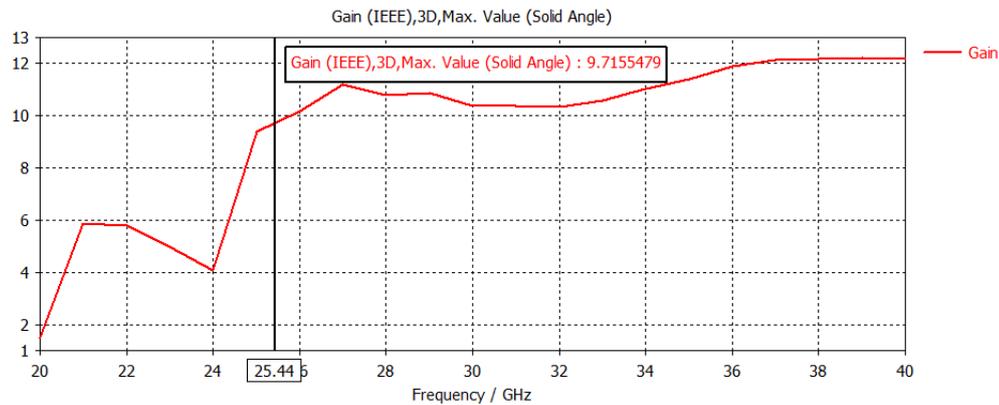


Figure III-25. Gain du réseau d'antenne LPDA SIW à deux éléments rayonnants.

III.3.4.3 Réseau d'antennes LPDA SIW à quatre éléments rayonnants

Nous avons conçu un réseau d'antennes qui fonctionne à la fréquence de résonance 25 GHz. Le réseau est imprimé sur un substrat (Rogers RT5880 avec pertes) avec une épaisseur de 0.508 mm ayant un constant diélectrique de 2.2 et une tangente de perte de 0.0009. En optimisant le W_{out} , de bonnes performances pour le diviseur de puissance en à deux voies peuvent être obtenus. La figure III.26 montre la structure du réseau d'antennes LPDA de quatre éléments rayonnants qui sont alimentés au moyen d'un réseau d'alimentation par un diviseur SIW 1 × 4 et optimisés pour $W_{out}=2.5$.

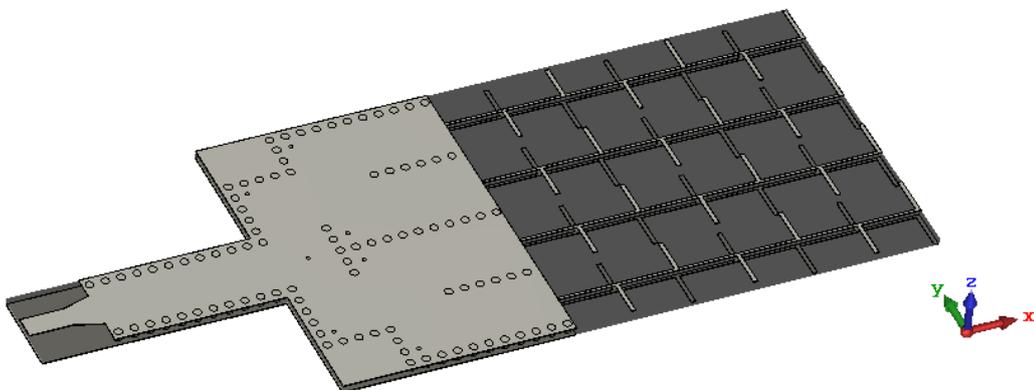


Figure III-26. La structure du réseau d'antennes LPDA avec le diviseur de puissance SIW 1 × 4.

La figure III-27 illustre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Nous constatons que les performances de l'antenne se situent à la limite de ce qui est acceptable, avec une adaptation de -12.01 dB à la fréquence 25.84 GHz.

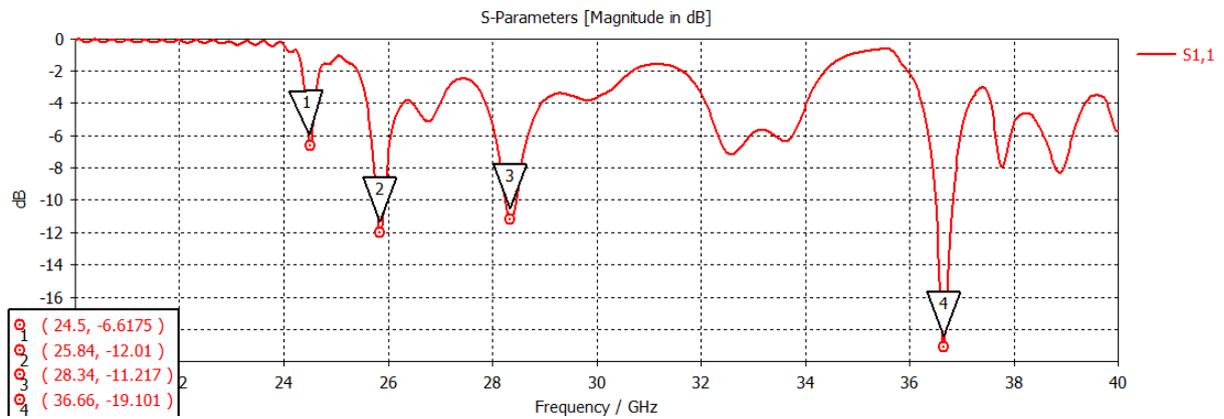
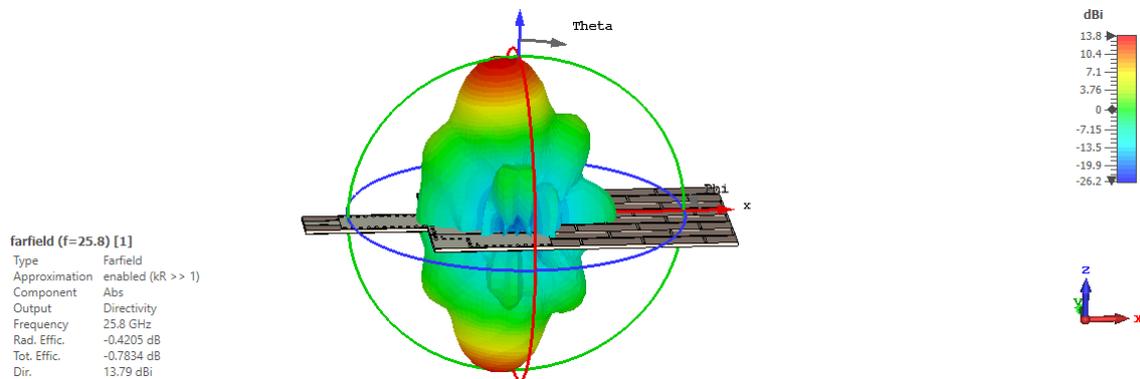
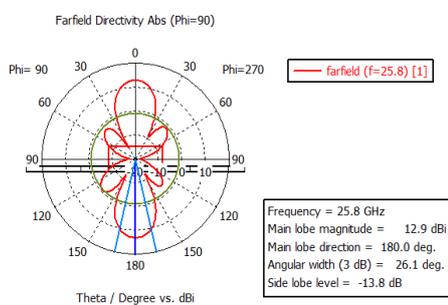


Figure III-27. Le coefficient de réflexion S11 de réseau d'antennes présenté sur la figure III.20.

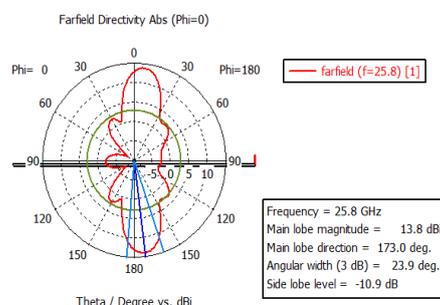
Les figures III-28 et III-29 représentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne en 2D et en 3D avec une directivité de 13.79 dBi et une efficacité de 90%, ce sont les meilleurs résultats jusqu'ici. Le rayonnement est vertical suivant l'angle 180° avec une apparition des petits lobes secondaire sur toutes les directions de l'antenne. Les autres paramètres de l'antenne sont affichés dans les figures III-28 et III-29.



(a)



(b)



(c)

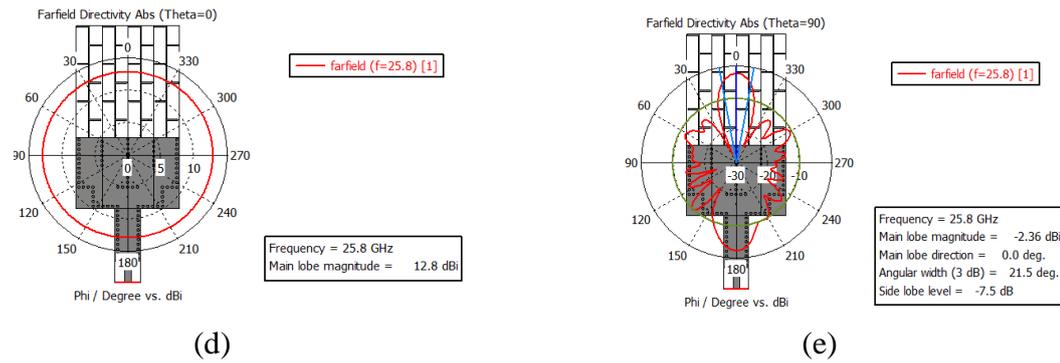


Figure III-28. Diagramme de rayonnement à 25.8 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Theta=0°), (c) plan polaire (Theta=90°), (d) plan polaire (Phi=90°), (e) plan polaire (Phi=0°).

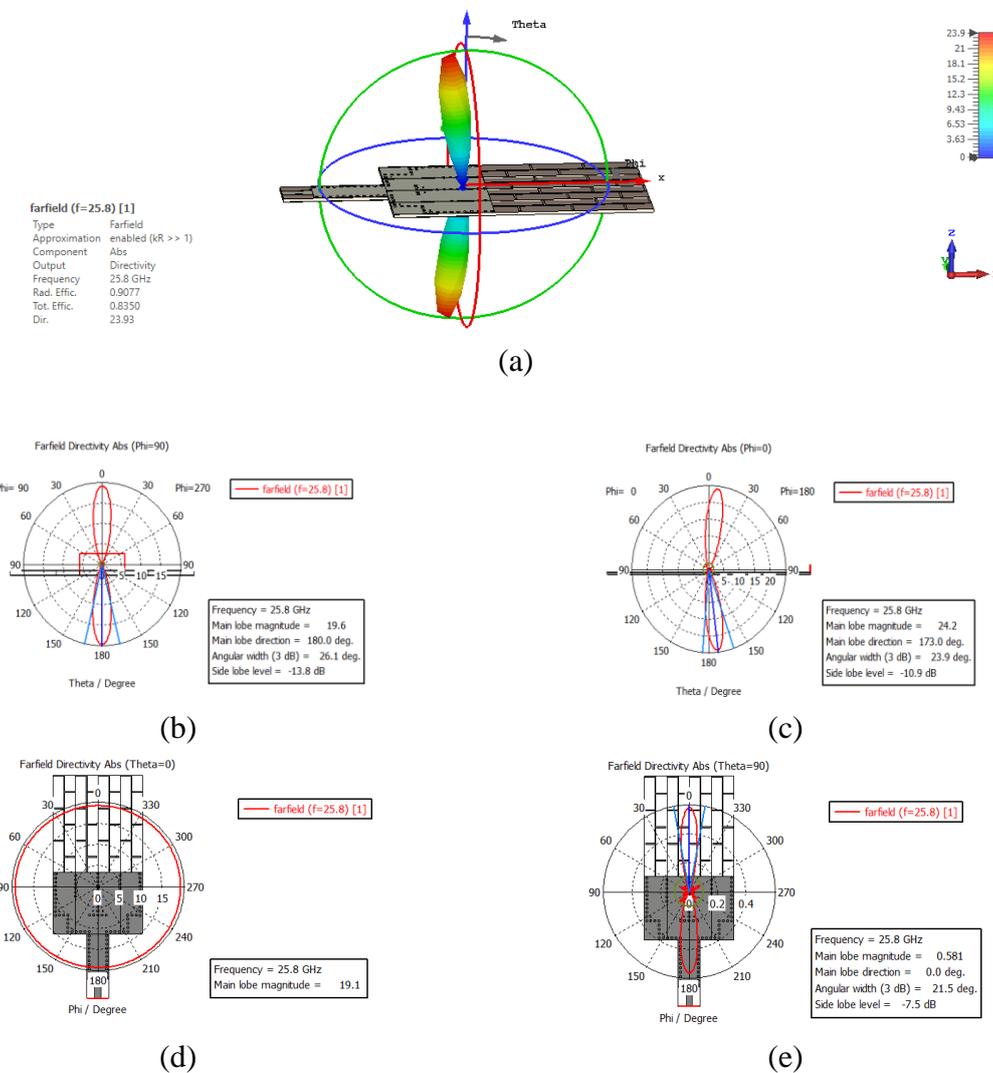


Figure III-29. Diagramme de rayonnement à 25.8 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Phi=90°), (c) plan polaire (Phi=0°), (d) plan polaire (Theta=0°), (e) plan polaire (Theta=90°).

La figure III-30 nous montre des résultats comme prévu après l'augmentation du nombre des éléments rayonnants avec un excellent gain de 13.42 dBi à la fréquence 25.84 GHz laquelle nous l'avons obtenu un pic de -12.01 dB. Nous pouvons toutefois noter que le gain de l'antenne est largement positif sur toute la plage de fréquences allant de 20 GHz à 40 GHz avec une valeur minimal de 4.5 dBi.

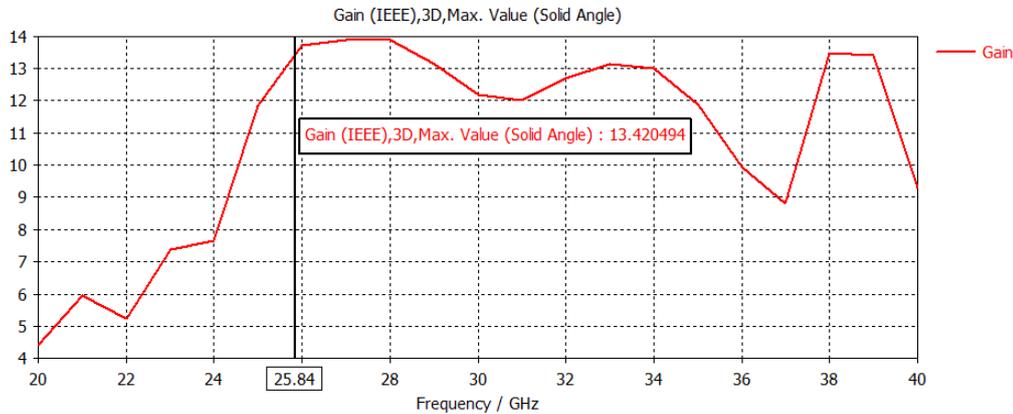
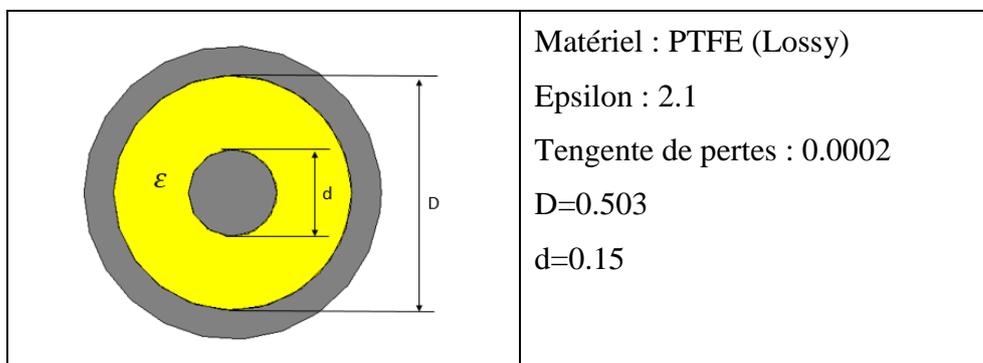


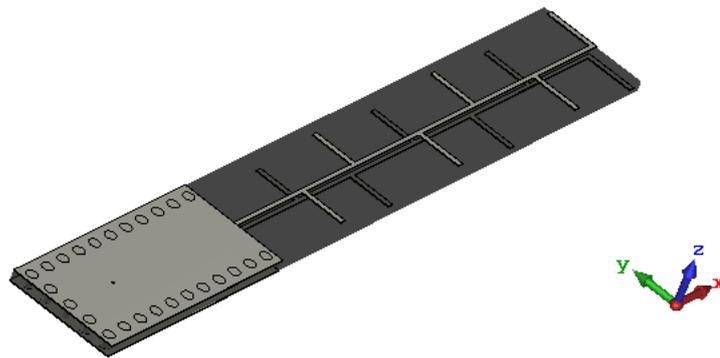
Figure III-30. Gain en fonction de fréquence de l'antenne LPDA SIW à quatre éléments.

III.3.4.4 Réseau d'antennes à un seul élément rayonnant alimentée par un câble coaxial

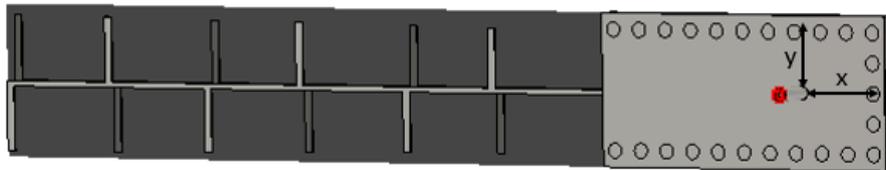
La majorité des antennes log-périodique présente un rayonnement horizontal selon la direction des éléments rayonnant, c'est ce que nous n'avons pas obtenu avec les conceptions précédentes. Nous voulions obtenir le même diagramme de rayonnement que celui de la majorité des antennes log-périodiques, c'est pour cela, nous avons pensé à apporter quelques modifications sur la structure qu'on a conçu précédemment.

Dans les structures précédentes, nous avons alimenté nos structures par un port de guide d'ondes, nous allons maintenant les alimenter en utilisant un câble coaxiale, le matériel utilisé dans le câble coaxial est le teflon PTFE (pertes) avec permétabilité relative de 2.1 et les dimensions d et D sont calculés d'après le simulateur CST Studio. La nouvelle structure est montrée dans la figure III-31.





(a)



(b)

Figure III-31. Structure de l'antenne alimentée par le câble coaxial (a) vu en 3D, (b) vu arrière de la structure avec : $x=3.5$ mm, $y=0$ mm.

La figure ci-dessous nous montre le coefficient de réflexion S_{11} , nous observons une bonne adaptation, d'ailleurs nous enregistrons un pic de l'ordre -38.26 dB à la fréquence 26.86 GHz.

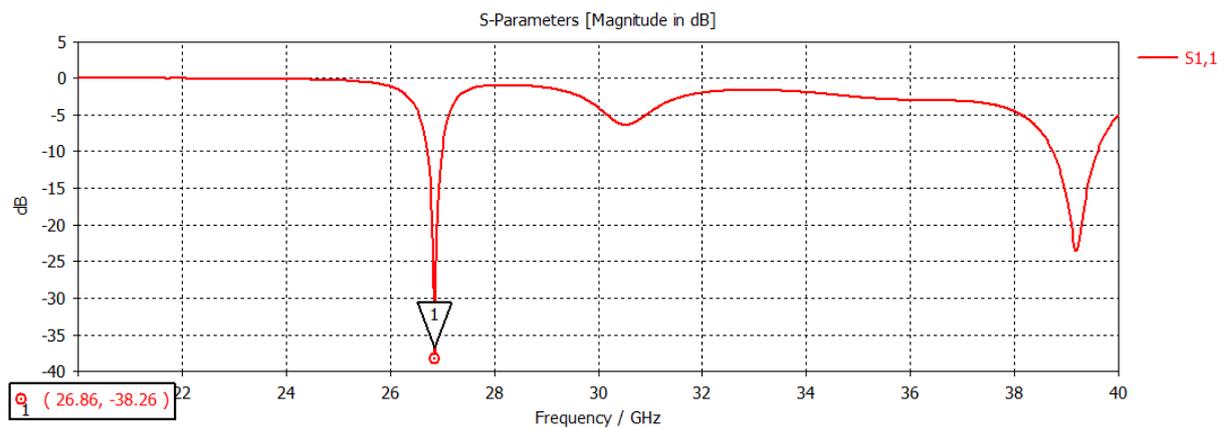


Figure III-32. Le coefficient de réflexion S_{11} de la structure alimentée par le câble coaxial.

Le diagramme de rayonnement de cette structure est à peu près identique à la structure alimentée par le port waveguide port, la différence ici, c'est la directivité, elle est notamment supérieure à la directivité de la structure précédente. La directivité est égale à 8.04 dBi

et l'efficacité est de 92%, les autres paramètres de rayonnement sont affichés dans les figures III-33 et III-34.

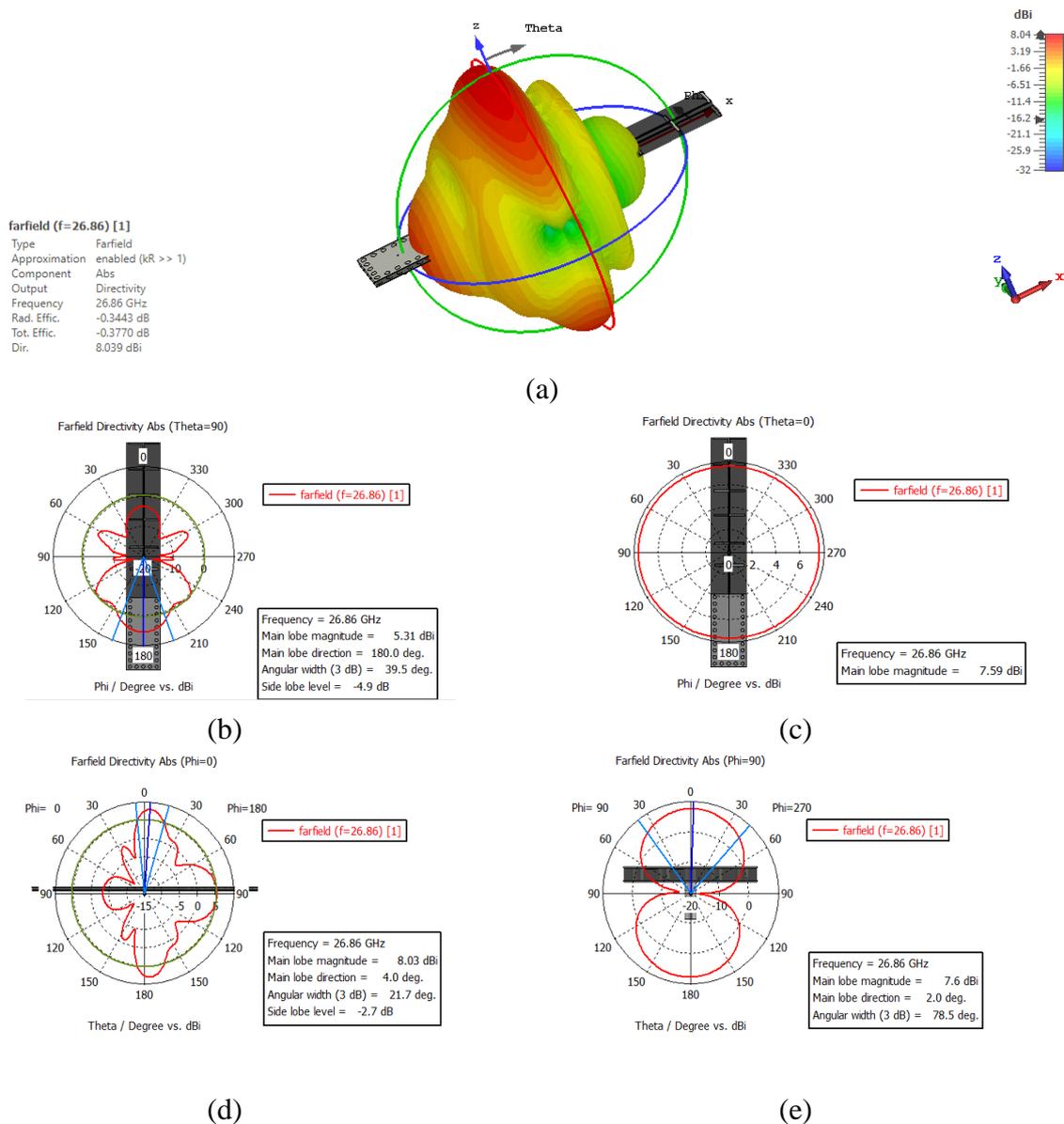
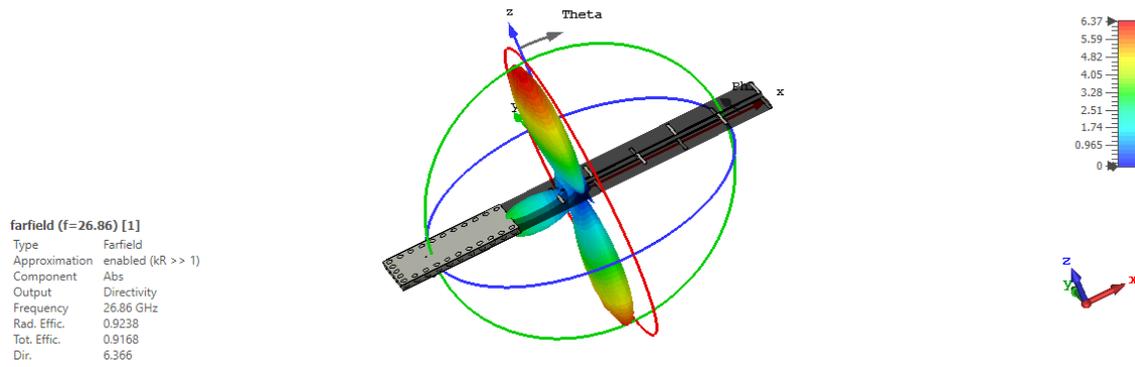
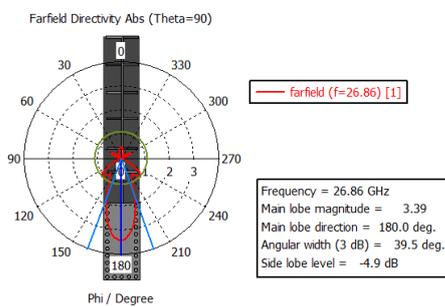


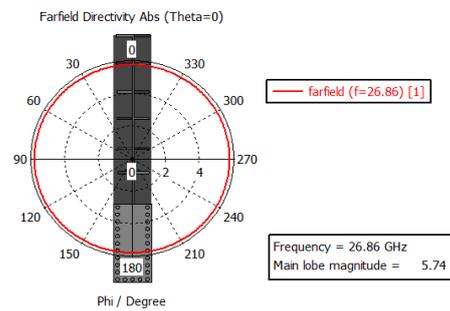
Figure III-33. Diagramme de rayonnement à 26.86 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Theta=90°), (c) plan polaire (Theta=0°), (d) plan polaire (Phi=0°), (e) plan polaire (Phi=90°).



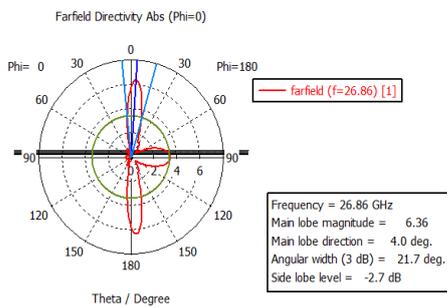
(a)



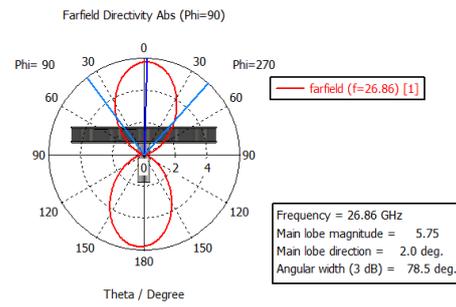
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure III-34. Diagramme de rayonnement à 26.86 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Theta=90°), (c) plan polaire (Theta=0°), (d) plan polaire (Phi=0°), (e) plan polaire (Phi=90°).

Les résultats de la simulation du gain montrent un gain égal à 7.62 dBi, il est notamment supérieur au gain de la structure alimenter par le waveguide port qui est égale à 6.09 dBi.

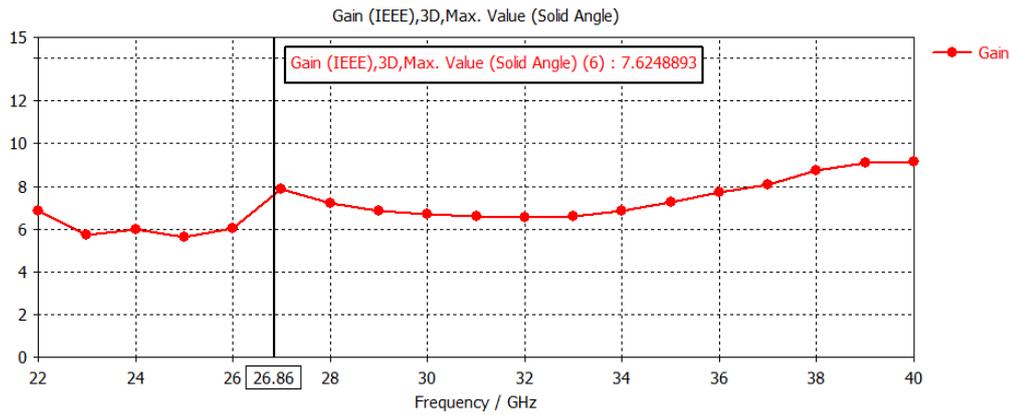


Figure III-35. Gain en fonction de la fréquence de l'antenne présenté dans la figure III-30.

III.3.4.5 Réseau d'antennes LPDA imprimés alimentés par une ligne micro-ruban

Dans cette section, nous avons pensé à une nouvelle structure puisque la structure précédente ne nous a pas donné le diagramme de rayonnement désiré, mais a contribué à nous donner un meilleur gain. Notre nouvelle structure consiste à éliminer le SIW et juste garder la partie réseau d'antennes imprimé sur le substrat Rogers RT5880 (pertes). La nouvelle structure proposée est représentée dans la figure III-36.

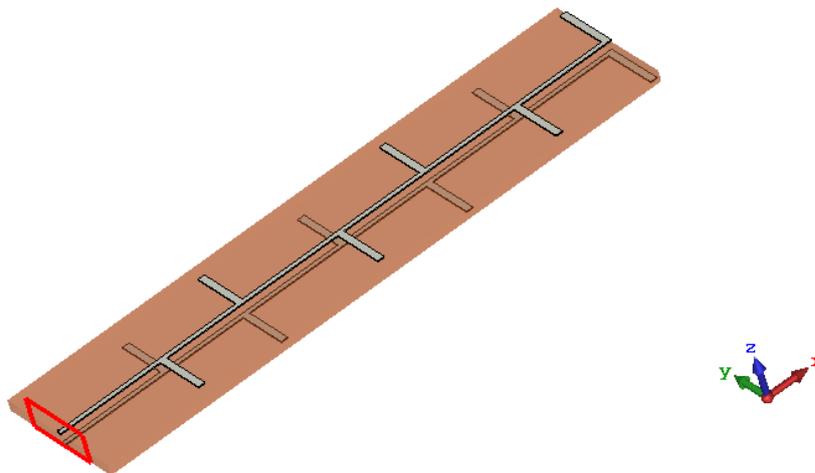


Figure III-36. Réseau d'antennes LPDA imprimés alimentés par une ligne micro-ruban.

La figure suivante nous montre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne représenté dans la figure III-36, on a obtenu un pic de -12.84 dB à la fréquence 23.74 GHz. Ce réseau d'antennes fonctionne toujours dans la bande millimétrique.

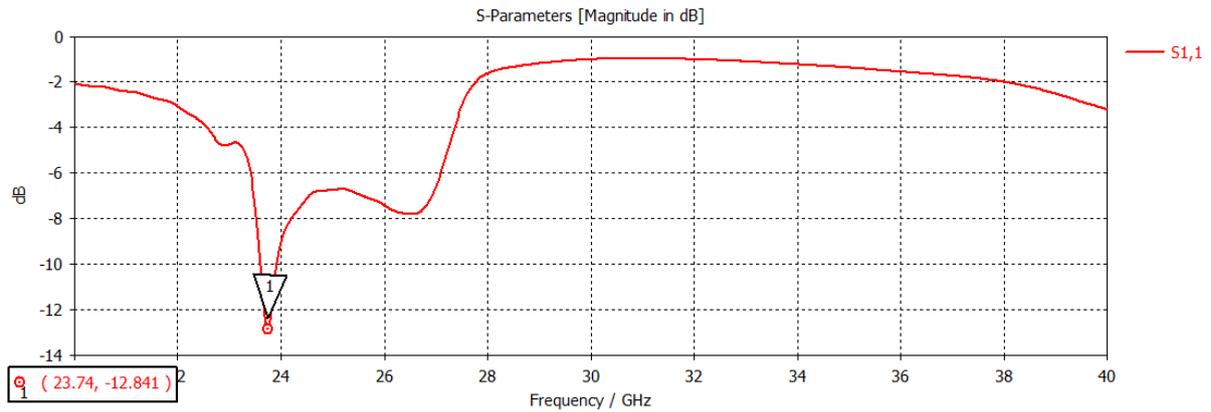
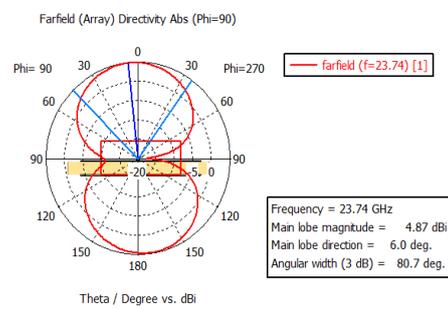
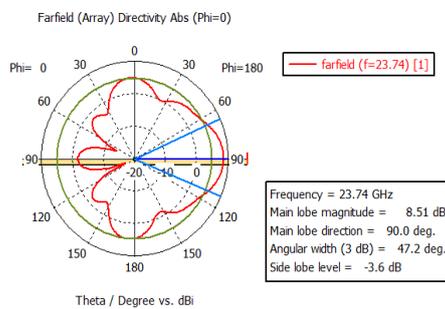
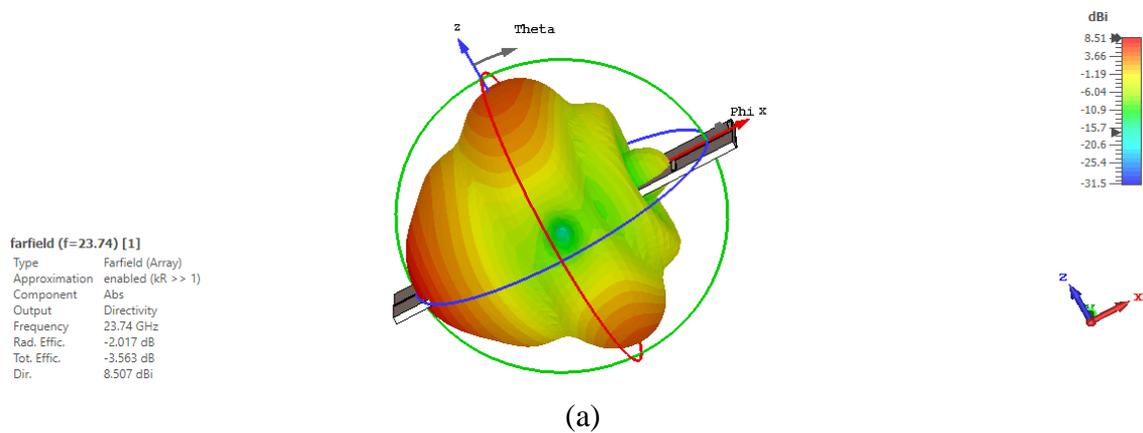


Figure III-37. Coefficient de réflexion S11 de notre structure proposée.

La figure ci-dessous représente le diagramme de rayonnement en 2D et 3D à la fréquence 23.74 GHz. Cette fois-ci, on remarque un changement dans le diagramme de rayonnement, on a enfin un de rayonnement horizontal, mais un rayonnement en arrière (dans le sens opposé des éléments rayonnants). On remarque également une augmentation au niveau de la directivité, elle est égale à 8.5 dBi.



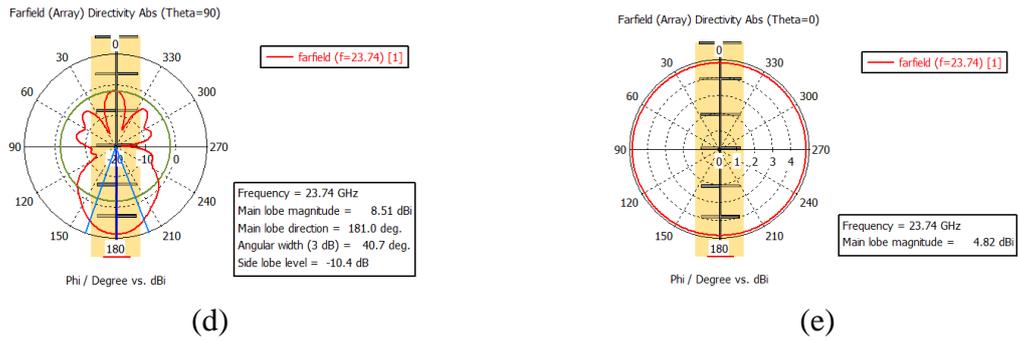


Figure III-38. Diagramme de rayonnement à 23.74 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Phi=0°), (c) plan polaire (Phi=90°), (d) plan polaire (Theta=90°), (e) plan polaire (Theta=0°).

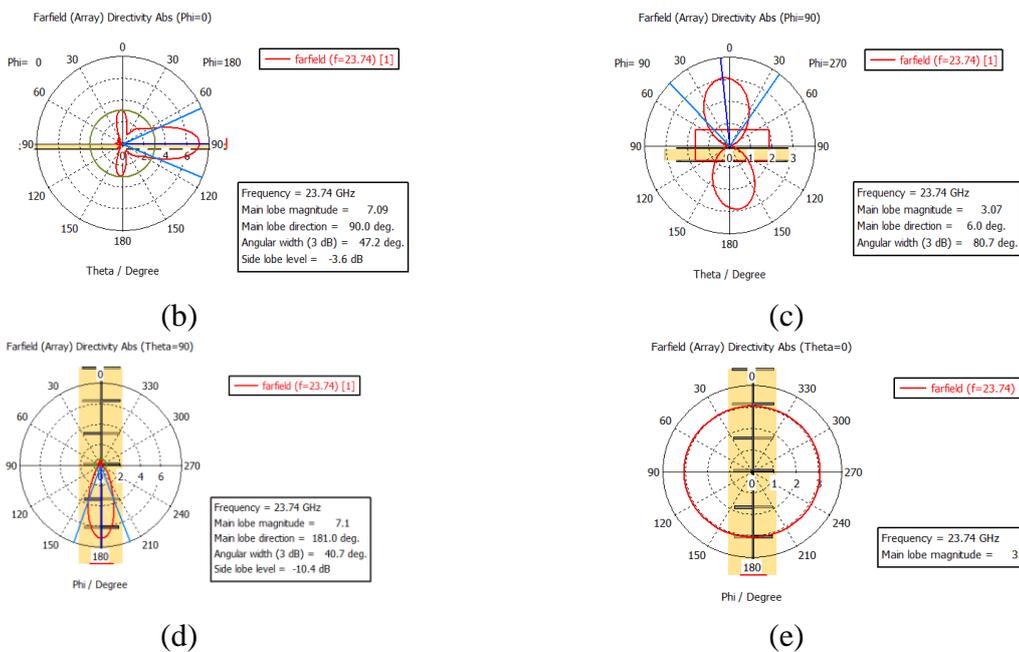
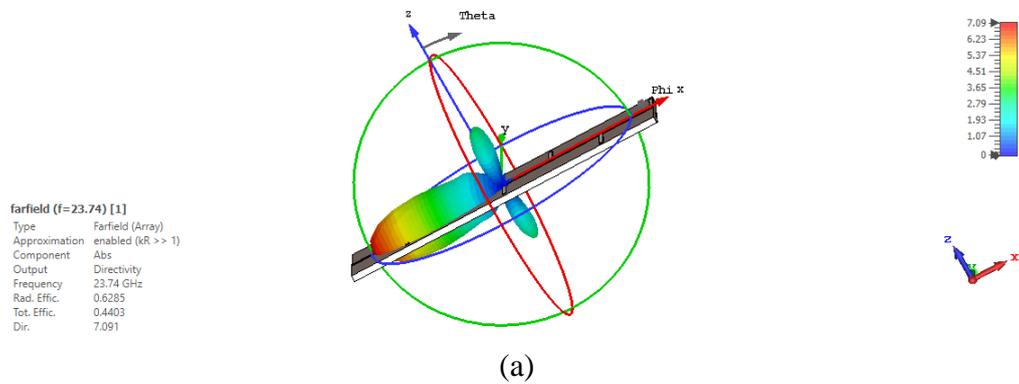


Figure III-39. Diagramme de rayonnement à 23.74 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Phi=0°), (c) plan polaire (Phi=90°), (d) plan polaire (Theta=90°), (e) plan polaire (Theta=0°).

D'après le graphe III-40 ci-dessous, nous pouvons voir que l'antenne présente un gain de 6.67 dBi, dans la fréquence à 23.74 GHz.

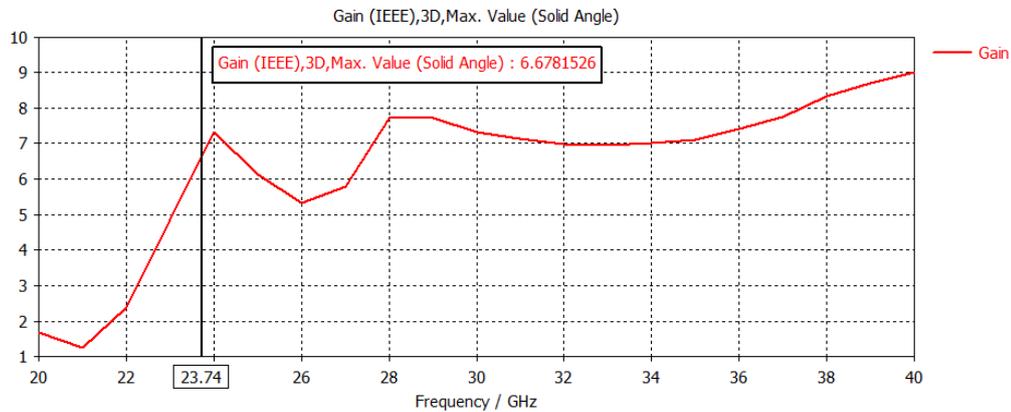


Figure III-40. Gain du réseau d'antenne LPDA imprimé à un seul élément rayonnant.

III.3.4.6 Réseau d'antennes LPDA imprimés avec réflecteur

Dans cette section, nous gardons la même structure précédente, et nous essaierons d'ajouter un réflecteur afin d'obtenir un rayonnement directif dérivé vers les éléments rayonnants, sa longueur est égale à 5.4 mm et sa est largeur égale à 0.3 mm. La figure III-41 montre la structure avec le réflecteur ajouté alimenté par un port discret.

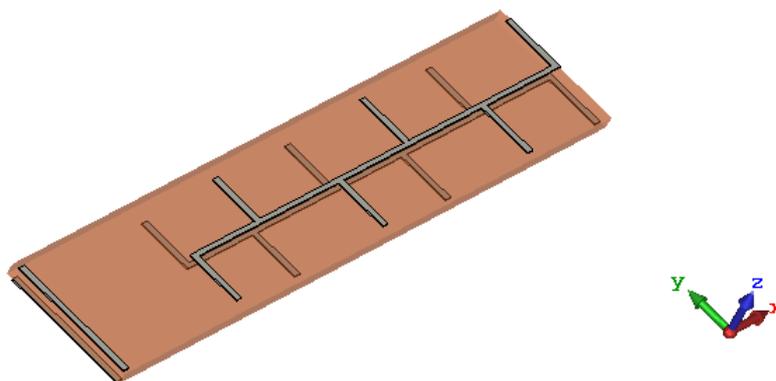


Figure III-41. Réseau d'antennes LPDA avec réflecteur.

La figure III-42 illustre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec une valeur de -21.29 dB à la fréquence 27.52 GHz qui est inclus dans la bande de fonctionnement de la 5G. Nous constatons que nous obtenons de bonnes performances, cela confirme la justesse de son adaptation.

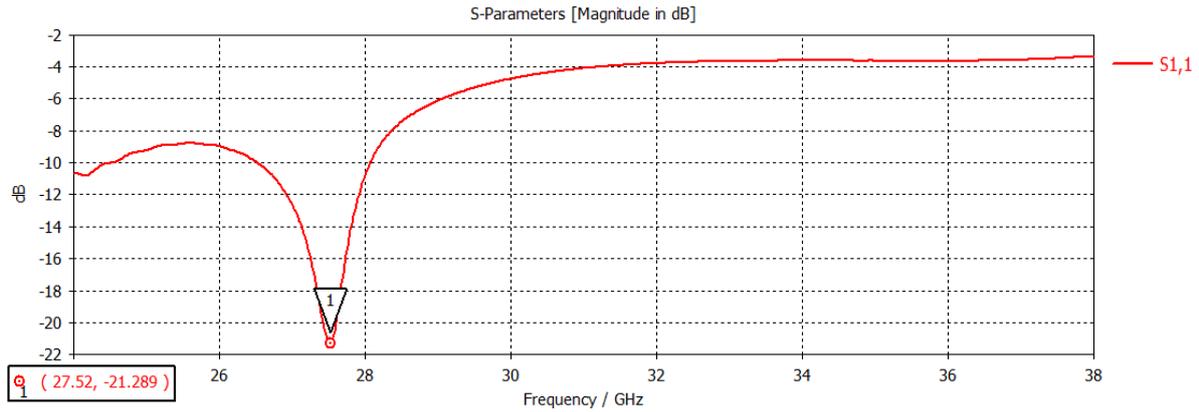
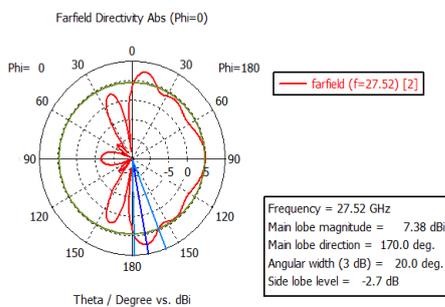
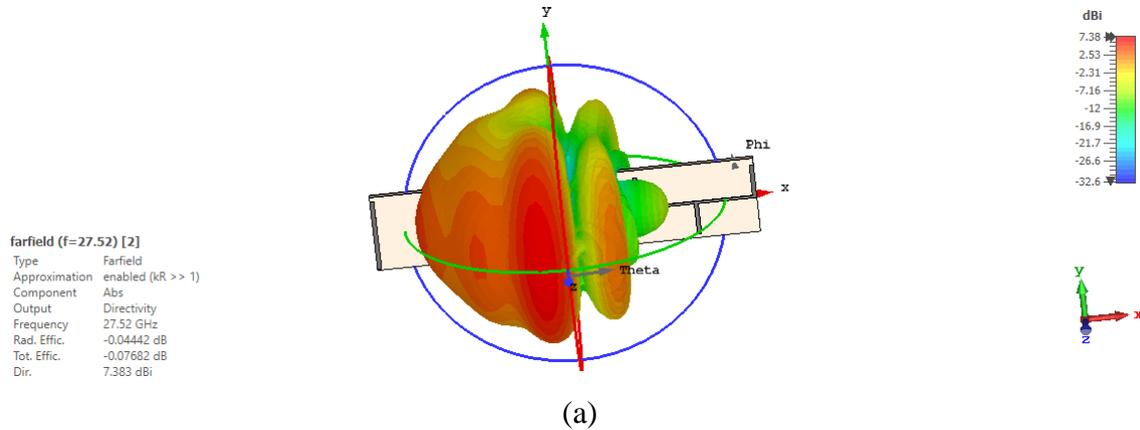
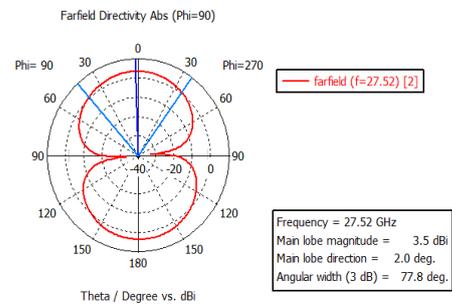


Figure III-42. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne présenté dans la figure III-41.

Les figures III-43 et III-44 représentent les diagrammes de rayonnement à l'échelle logarithmique et linéaire dans les plans H($\phi=90^\circ$) et E($\phi=0^\circ$) à la fréquence 27.52 GHz, on constate que l'antenne ayant un bon rayonnement tri-directionnel avec l'apparition des petits lobes secondaire. La directivité est égale à 7.38 dBi et l'efficacité est de 98%. Les autres paramètres de l'antenne sont affichés dans les figures ci-dessous.



(b)



(c)

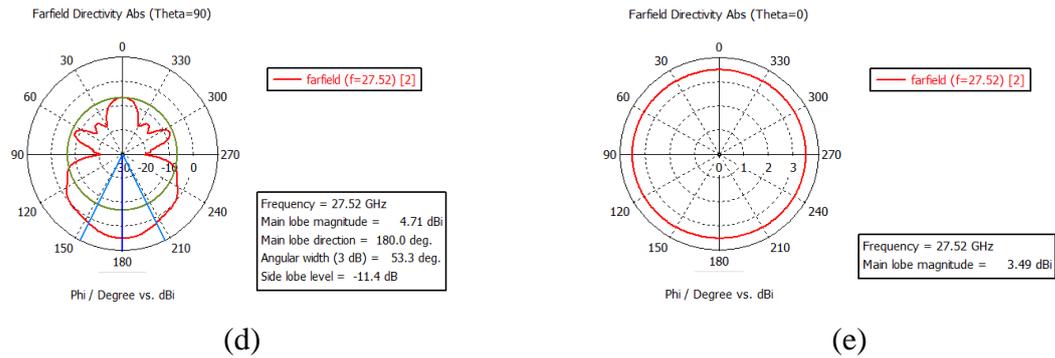


Figure III-43. Diagramme de rayonnement à 27.52 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Phi=0°), (c) plan polaire (Phi=90°), (d) plan polaire (Theta=90°), (e) plan polaire (Theta=0°).

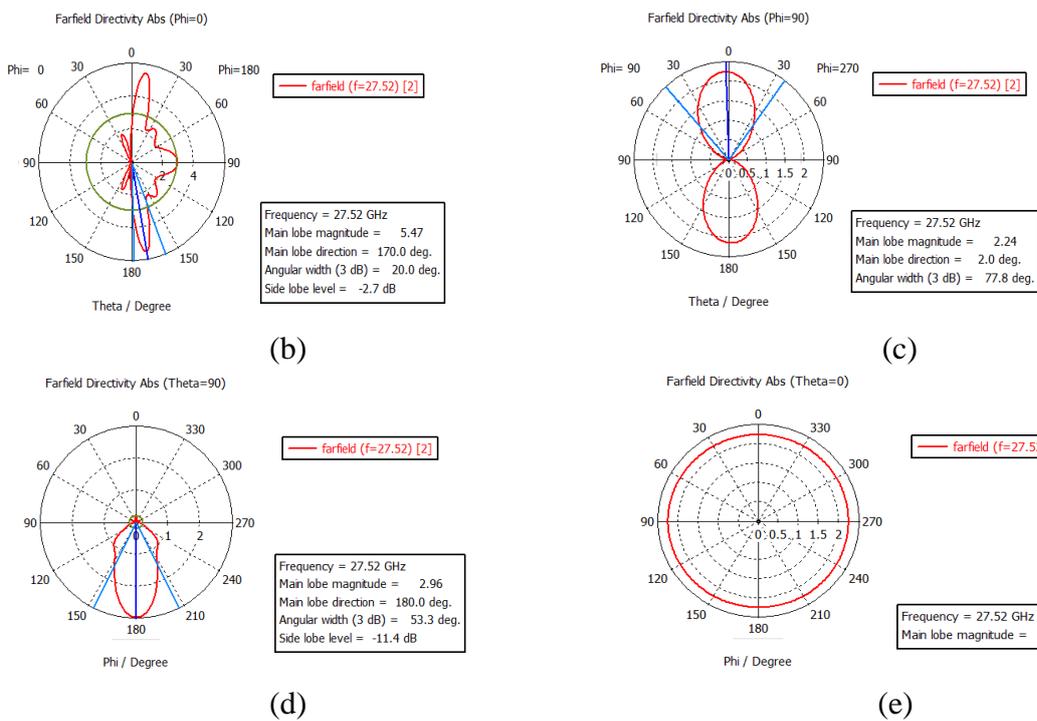
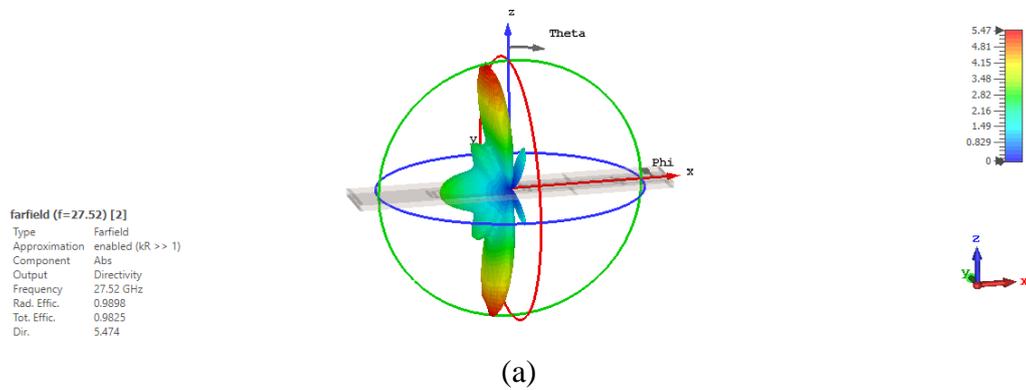


Figure III-44. Diagramme de rayonnement à 27.52 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Phi=0°), (c) plan polaire (Phi=90°), (d) plan polaire (Theta=90°), (e) plan polaire (Theta=0°).

D'après la figure ci-dessous, le gain est égal à 6.67 dBi, ce qui correspond à moins que nos exigences par rapport aux structures précédentes, mais un très bon gain quand même.

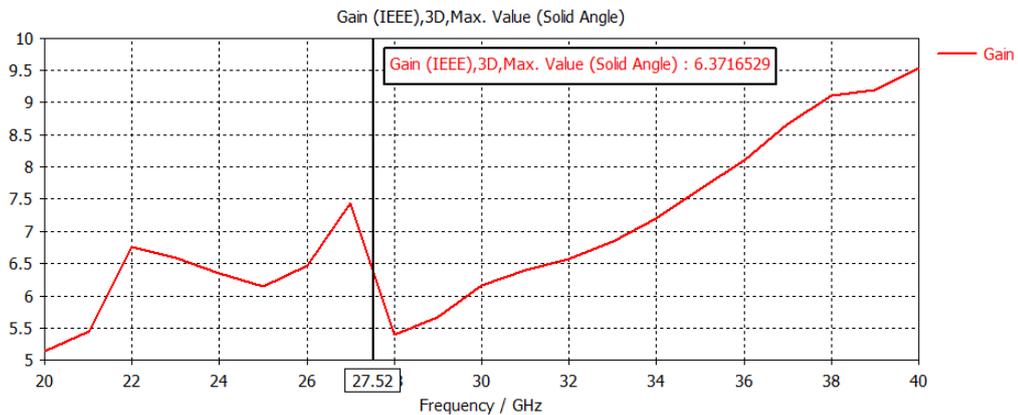


Figure III-45. Gain du réseau d'antenne LPDA imprimé avec réflecteur.

III.3.4.7 Réseau d'antennes LPDA imprimé alimenté par un couplage

La dernière structure proposée dans ce mémoire est le réseau dipôles log-périodique LPDA alimenté par un dipôle en couplage imprimé sur le substrat Rogers RT5880 (pertes) que nous avons l'utilisé tout au long de ce mémoire. Concernant les dimensions des dipôles et l'espacement entre eux, on a fait une étude paramétrique jusqu'à l'obtention d'un bon résultat. La structure de l'antenne proposée est illustrée dans la figure III-46.

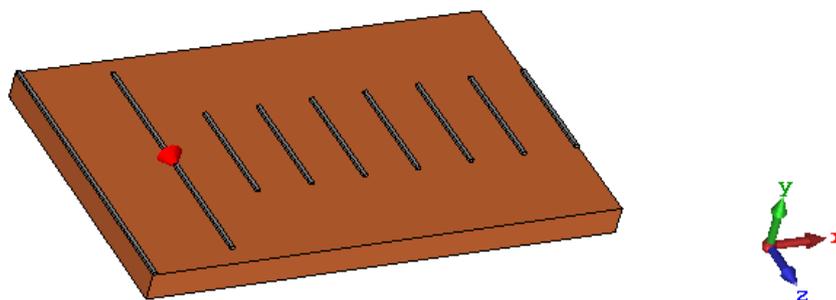


Figure III-46. LPDA imprimé alimenté par un couplage.

D'après la figure III-47, nous avons obtenu un S11 à -9.38 dB à la fréquence 25.38 GHz qui est très proche à notre fréquence de résonance 25 GHz, ce qui indique que cette adaptation est acceptable initialement, et résonne autour de la fréquence désirée.

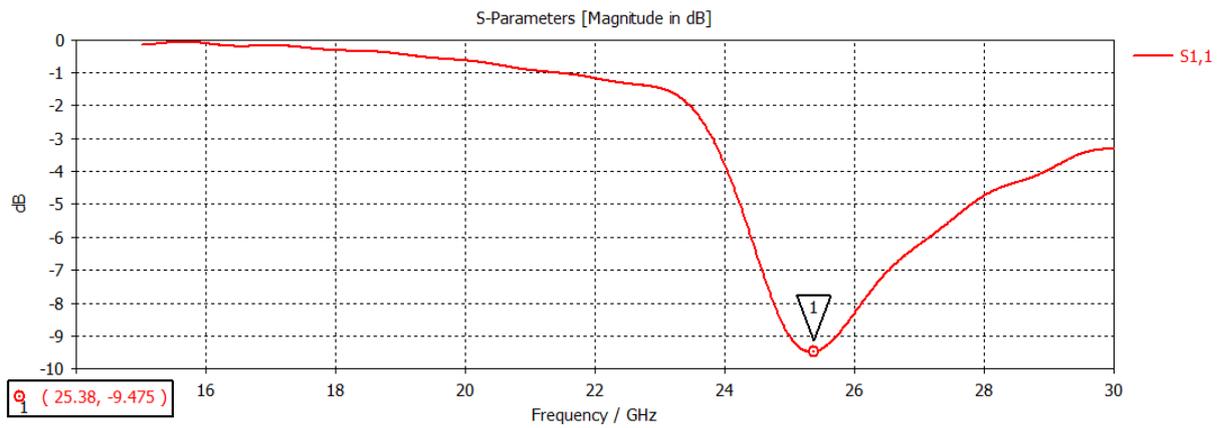
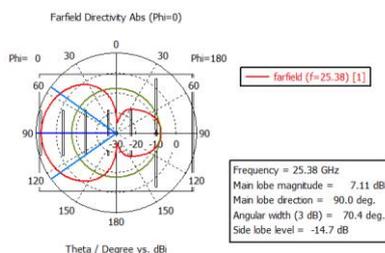
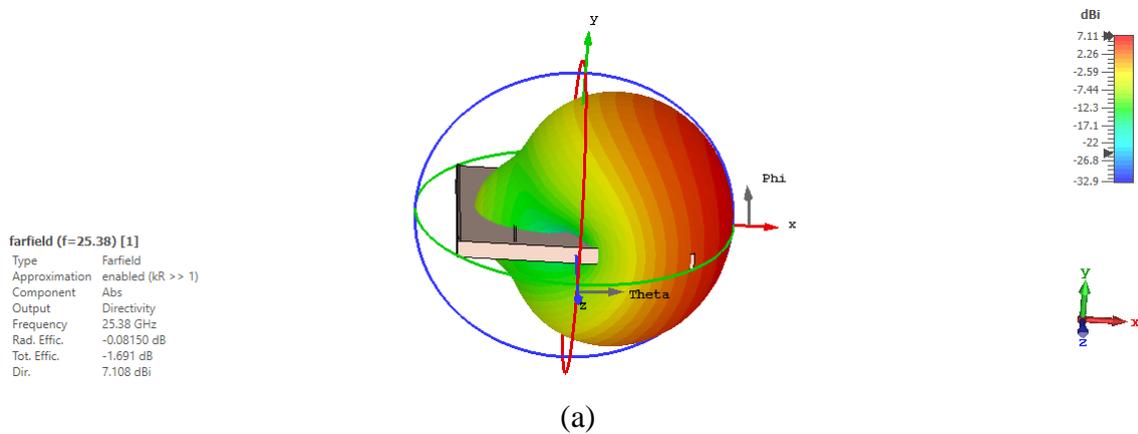
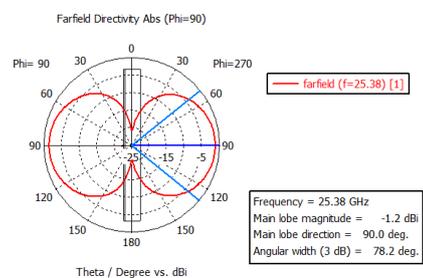


Figure III-47. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne LPDA imprimé et alimentée par le couplage.

Les figures III-48 et III-49 représentent les diagrammes de rayonnement en 3D et dans les plans H($\phi=90^\circ$) et E($\phi=0^\circ$) à la fréquence 25.38 GHz, on a finalement atteint le rayonnement désiré, un rayonnement horizontal suivant la direction des éléments rayonnants. La directivité est égale à 7.1 dBi pour la fréquence à 25.38 GHz, elle représente une valeur significative et est en adéquation avec les attentes de notre étude. L'efficacité de rayonnement est de 98%.



(b)



(c)

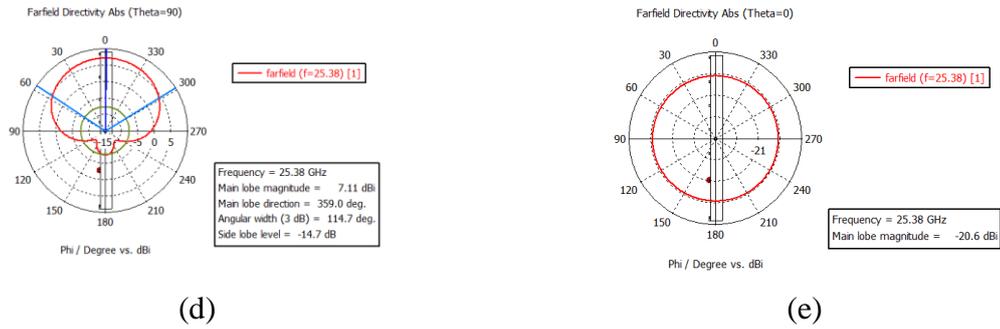


Figure III-48. Diagramme de rayonnement à 25.38 GHz dans l'échelle logarithmique, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Phi=90°), (c) plan polaire (Phi=0°), (d) plan polaire (Theta=0°), (e) plan polaire (Theta=90°).

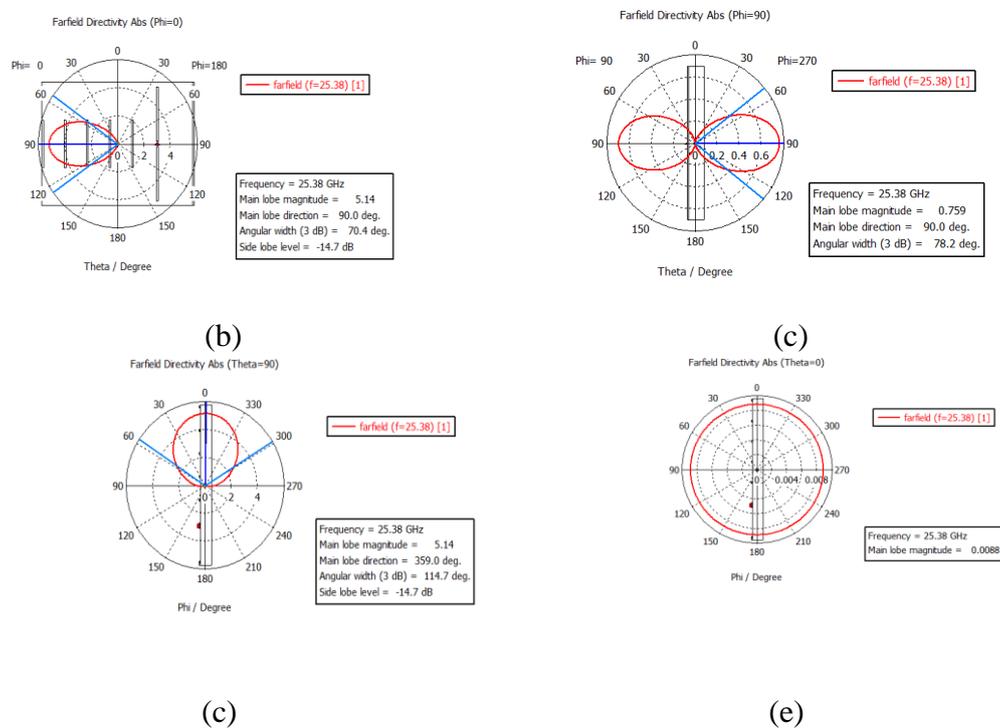
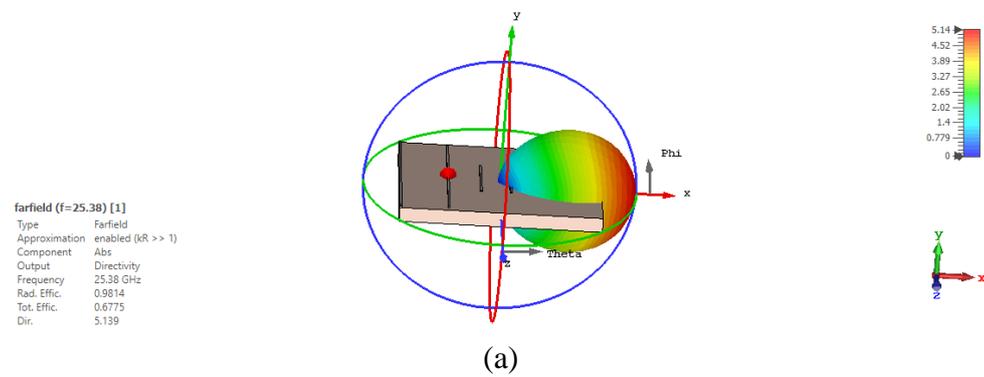


Figure III-49. Diagramme de rayonnement à 25.38 GHz dans l'échelle linéaire, (a) plan 3D, (b) plan polaire (Phi=0°), (c) plan polaire (Phi=90°), (d) plan polaire (Theta=90°), (e) plan polaire (Theta=0°).

La figure III-50 illustre le gain en fonction de la fréquence. Le gain maximum à la fréquence 25.38 GHz est de 7.05 dBi. Cette adaptation est donc parfaite.

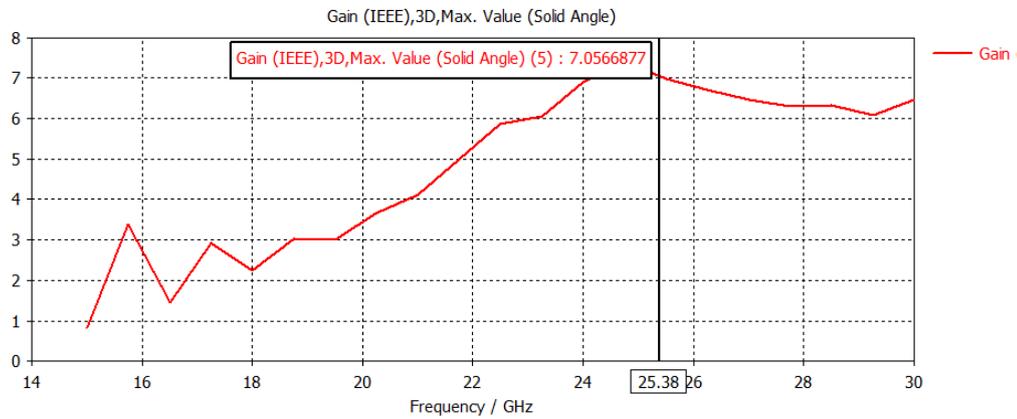


Figure III-50. Gain du LPDA imprimé sur le substrat.

III.3.5 Spécifications des différents antennes traitées dans ce mémoire

Tableau III-2. Spécifications des différents antennes traitées dans ce mémoire

Antenne	Fréquence de résonance (GHz)	S ₁₁ (dB)	Gain (dB)
Antenne LPDA SIW à un seul élément rayonnant.	25.24	-28.23	6.09
Antenne LPDA SIW à deux éléments rayonnants.	25.44	-33.80	9.71
Antenne LPDA SIW à quatre éléments rayonnants.	25.84	-12.01	13.42
Antenne LPDA à un seul élément rayonnant alimentée par un câble coaxial.	26.86	-38.26	7.62
Réseau d'antennes LPDA imprimé alimentés par une ligne micro-ruban.	23.74	-12.84	6.67
Réseau d'antennes LPDA imprimé et avec réflecteur.	27.52	-21.28	6.37
Réseau d'antennes LPDA imprimé alimenté par couplage.	25.38	-9.47	7.05

III.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre , nous avons concevoir des diviseurs de puissance 1×2 et 1×4 à base de la technologie SIW , dont le but d'améliorer les performances.

Lors de notre étude d'augmenter le gain , nous avons développé un réseau d'antennes LPDA avec des diviseurs de puissance de 1×2 et 1×4 à une fréquence de résonance utile pour les applications 5G dans la bande millimétrique (Dans cette étude, c'est 25 GHz et ses environs). On a conçu également un réseau d'antennes alimentées par un câble coaxial d'une part, d'autre part un réseau d'antennes en éliminant le guide SIW, une fois sans réflecteur et autre fois avec le réflecteur. Enfin, on à faire la conception d'un réseau d'antenne LPDA classique imprimé sur un substrat afin d'avoir le meilleur rayonnement.

Les résultats obtenus après les simulations obtenus par le simulateur CST Microwave Studio , offrent des meilleures performances en termes de pertes , d'adaptation, d'efficacité et de rayonnement.

Conclusion
Générale

La technologie SIW offre une intégration compacte, un faible coût et une faible perte, ce qui la rend attrayante pour des applications à haute fréquence et large bande. Les antennes log-périodiques, quant à elles, permettent une large bande de fréquence de fonctionnement et une directive constante, ce qui les rend adaptées aux applications de transmission large bande.

Cependant, il est important de prendre en compte les spécificités de chaque application pour déterminer quelle technologie convient le mieux. Dans certains cas, l'utilisation conjointe des deux technologies peut offrir une solution optimale pour les systèmes de communication et peut améliorer la performance et l'efficacité de ses systèmes.

L'évolution constante de ces technologies et la recherche en cours dans ce domaine laissent présager de nombreuses avancées et améliorations futures pour répondre aux besoins croissants en matière de communication sans fil.

Tout cela renforce l'importance de ce projet fin d'études et qu'il sera bénéfique à court et à long terme.

Les travaux de ce mémoire consistent à concevoir des réseaux d'antennes LPDA à base de la technologie SIW afin d'assurer des bonnes performances : un gain et efficacité élevés et un meilleur rayonnement.

Nous avons étudié dans le premier chapitre un état de l'art sur les antennes telles que les caractéristiques physiques, électriques et de rayonnement. On a présenté également une vue générale sur les réseaux d'antennes et leurs caractéristiques. Les réseaux d'antennes linéaires, circulaires et planaires sont aussi abordés dans cette partie avec leurs propriétés. Nous rapportons également un aperçu sur les antennes log-périodiques, types d'antennes log-périodiques et quelques domaines d'applications de ces antennes.

Le deuxième chapitre a présenté l'état de l'art de la technologie SIW, dont nous avons parlé de la structure SIW, les modes de propagation, les paramètres SIW et quelques transitions déclarées dans la littérature sont clarifiés. Passant après par les différents composants SIW tel que les diviseurs et les antennes.

Dans le dernier chapitre, nous avons développé un réseau d'antennes LPDA avec des diviseurs de puissance de 1×2 et 1×4 à une fréquence de résonance utile pour les applications 5G dans la bande millimétrique (Dans cette étude, c'est 25 GHz et ses environs). On a conçu également un réseau d'antennes alimentées par un câble coaxial d'une part, d'autre part un réseau d'antennes en éliminant le guide SIW, une fois sans réflecteur et autre fois avec le réflecteur. Enfin, on a fait la conception d'un réseau d'antenne LPDA classique imprimé sur un substrat afin d'avoir le meilleur rayonnement. Les résultats obtenus après les simulations obtenus par le simulateur CST Microwave Studio, offrent des meilleures performances en termes de pertes, d'adaptation, d'efficacité, de gain et directivité, ainsi que de rayonnement.

Notre perspective est d'implémenter ces antennes dans les applications 5G dans la bande millimétrique parce que ce type d'antennes a prouvé sa fiabilité dans les applications sans fil.

Références
Bibliographiques

- [1] A. Benomar and A. Benomar, "Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques Application aux Réseaux de Télécommunications To cite this version :," 2015.
- [2] D. Grenier, "Antennes et Propagation radio - GEL-4202/GEL-7019," p. 367, 2012.
- [3] T. L. C. Unit and A. Semestre, "Chapitre 3 : Rayonnement," pp. 1–16.
- [4] I. GHLOUCI and R. GACI, "SIMULATION DES NOUVELLES FORMES D'ANTENNES CORNETS EN TECHNOLOGIE SIW HYPERFREQUENCE."
- [5] H. Ben and I. Gaha, "par Analyse et Conception des Antennes Fractales," 2007.
- [6] C. A. L. A. Modelisation and D. E. S. R. Nemo, "A l'universite de tlemcen," 2012.
- [7] S. DIDOUH, "Contribution à la conception, L'optimisation et la réalisation des réseaux d'antennes imprimées de type nœud-papillon larges bandes: Modélisation par des circuits équivalents."
- [8] A. Kamil, "Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz)." Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique, 2011.
- [9] R. KEBBAB, "Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée." 2010.
- [10] X.-P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide filter: Basic design rules and fundamental structure features," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 5, pp. 108–116, 2014.
- [11] A. O. Nwajana and E. R. Obi, "A review on SIW and its applications to microwave components," *Electronics*, vol. 11, no. 7, p. 1160, 2022.
- [12] Y. J. Cheng, *Substrate integrated antennas and arrays*. CRC Press, 2018.
- [13] F. Shigeki, "Waveguide line," *Japan Pat.*, vol. 6053711, 1994.
- [14] A. J. Piloto, K. A. Leahy, B. A. Flanick, and K. A. Zaki, "Waveguide filters having a layered dielectric structure." Google Patents, Jan. 17, 1995.
- [15] M. Ando, J. Hirokawa, T. Yamamoto, A. Akiyama, Y. Kimura, and N. Goto, "Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 6, pp. 792–799, 1998.
- [16] H. Uchimura, T. Takenoshita, and M. Fujii, "Development of a " laminated waveguide", " *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2438–2443, 1998.
- [17] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microw. Wirel. components Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, 2001.
- [18] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 01CH37157)*, IEEE, 2001, pp. 619–622.
- [19] V. S. Mottonen and A. V. Raisanen, "Novel wide-band coplanar waveguide-to-rectangular waveguide transition," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 8, pp. 1836–1842, 2004.
- [20] X.-P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 1, pp. 142–149, 2008.
- [21] Z.-C. Hao, W. Hong, J.-X. Chen, X.-P. Chen, and K. Wu, "Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2968–2977, 2005.
- [22] Y. Cassivi, D. Deslandes, and K. Wu, "Substrate integrated waveguide directional couplers," 2002.
- [23] T. Djerafi and K. Wu, "Super-compact substrate integrated waveguide cruciform directional coupler," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 17, no. 11, pp. 757–759, 2007.
- [24] Z.-C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen, and K. Wu, "Planar diplexer for microwave integrated circuits," *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 152, no. 6, pp. 455–459, 2005.
- [25] H. J. Tang, W. Hong, J.-X. Chen, G. Q. Luo, and K. Wu, "Development of millimeter-wave planar diplexers based on complementary characters of dual-mode substrate integrated waveguide filters with circular and elliptic cavities," *IEEE Trans. Microw.*

Theory Tech., vol. 55, no. 4, pp. 776–782, 2007.

- [26] X. Xu, R. G. Bosisio, and K. Wu, “A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 7, pp. 2267–2273, 2005.
- [27] W. D’orazio, K. Wu, and J. Helszajn, “A substrate integrated waveguide degree-2 circulator,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 5, pp. 207–209, 2004.
- [28] W. D’Orazio and K. Wu, “Substrate-integrated-waveguide circulators suitable for millimeter-wave integration,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 10, pp. 3675–3680, 2006.
- [29] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, and T. J. Cui, “Simulation and experiment on SIW slot array antennas,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 446–448, 2004.
- [30] Y. J. Cheng, W. Hong, and K. Wu, “Design of a monopulse antenna using a dual V-type linearly tapered slot antenna (DVL TSA),” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2903–2909, 2008.
- [31] Y. Cassivi and K. Wu, “Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 13, no. 2, pp. 48–50, 2003.
- [32] C. Zhong, J. Xu, Z. Yu, and Y. Zhu, “Ka-band substrate integrated waveguide gunn oscillator,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 18, no. 7, pp. 461–463, 2008.
- [33] J.-X. Chen, W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li, and K. Wu, “Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 84–86, 2006.
- [34] H. Jin and G. Wen, “A novel four-way Ka-band spatial power combiner based on HMSIW,” *IEEE Microw. Wirel. components Lett.*, vol. 18, no. 8, pp. 515–517, 2008.
- [35] M. Abdolhamidi and M. Shahabadi, “X-band substrate integrated waveguide amplifier,” *IEEE Microw. Wirel. components Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 815–817, 2008.
- [36] F. Xu and K. Wu, “Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 66–73, 2005.
- [37] R. C. Daniels and R. W. Heath, “60 GHz wireless communications: Emerging requirements and design recommendations,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 2, no. 3, pp. 41–50, 2007.
- [38] E. Moldovan, R. G. Bosisio, and K. Wu, “W-band multiport substrate-integrated waveguide circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 625–632, 2006.
- [39] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, “Half mode waveguide design based on SIW technology,” in *University of A. MIRA International Congress on Telecommunication and Application*, 2014.
- [40] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, “Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, 2011.
- [41] D. Deslandes and K. Wu, “Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2487–2494, 2005.
- [42] D. Deslandes and K. Wu, “Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, 2006.
- [43] A. O. Nwajana, A. Dainkeh, and K. S. K. Yeo, “Substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter with novel microstrip-CPW-SIW input coupling,” *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 16, pp. 393–402, 2017.
- [44] X.-P. Chen and K. Wu, “Substrate integrated waveguide filters: Design techniques and structure innovations,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 6, pp. 121–133, 2014.
- [45] P. Chu et al., “Dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible response,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 3, pp. 824–830, 2016.

- [46] H.-W. Xie, K. Zhou, C.-X. Zhou, and W. Wu, "Compact SIW diplexers and dual-band bandpass filter with wide-stopband performances," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, no. 12, pp. 2933–2937, 2020.
- [47] H.-W. Xie, K. Zhou, C.-X. Zhou, and W. Wu, "Stopband-improved SIW triplexer and triple-band filters using alternately cascaded triple-and single-mode cavities," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 56745–56752, 2019.
- [48] F. Zhu, G. Q. Luo, Z. Liao, X. W. Dai, and K. Wu, "Compact dual-mode bandpass filters based on half-mode substrate-integrated waveguide cavities," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 31, no. 5, pp. 441–444, 2021.
- [49] Z. G. Zhang, Y. J. Cheng, Y. Fan, and Y. H. Zhang, "Compact substrate integrated waveguide rat-race filtering couplers with arbitrary angular interval between ports," *Int. J. RF Microw. Comput. Eng.*, vol. 30, no. 5, p. e22168, 2020.
- [50] N. Zhang, Q. Liu, and J.-K. Yan, "Directional couplers based on substrate integrated waveguide," in *2017 8th International Conference on Mechanical and Intelligent Manufacturing Technologies (ICMIMT)*, IEEE, 2017, pp. 183–187.
- [51] S. H. Shehab, N. C. Karmakar, and J. Walker, "Substrate-integrated-waveguide power dividers: An overview of the current technology," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 62, no. 4, pp. 27–38, 2019.
- [52] N. C. Pradhan, K. S. Subramanian, R. K. Barik, and Q. S. Cheng, "Design of compact substrate integrated waveguide based triple-and quad-band power dividers," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 31, no. 4, pp. 365–368, 2021.
- [53] B.-G. Liu, Y.-P. Lyu, L. Zhu, and C.-H. Cheng, "Compact square substrate integrated waveguide filtering power divider with wideband isolation," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 31, no. 2, pp. 109–112, 2020.
- [54] G. Zhang, Y. Liu, E. Wang, and J. Yang, "Multilayer packaging SIW three-way filtering power divider with adjustable power division," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, no. 12, pp. 3003–3007, 2020.
- [55] A. O. Nwajana, E. A. Ogbodo, and I. I. Imasuen, "Formulation for energy distribution in T-junctions for diplexer design," in *2021 International Conference on Electrical, Communication, and Computer Engineering (ICECCE)*, IEEE, 2021, pp. 1–4.
- [56] J. Lai, T. Yang, P.-L. Chi, and R. Xu, "A novel 1.7–2.85-GHz filtering crossover with independently tuned channel passbands and reconfigurable filtering power-dividing function," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 69, no. 5, pp. 2458–2469, 2021.
- [57] H. El Matbouly, N. Boubekour, and F. Domingue, "Passive microwave substrate integrated cavity resonator for humidity sensing," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 12, pp. 4150–4156, 2015.
- [58] P. K. Varshney and M. J. Akhtar, "Substrate integrated waveguide derived novel two-way rotation sensor," *IEEE Sens. J.*, vol. 21, no. 2, pp. 1519–1526, 2020.
- [59] T. Yun and S. Lim, "High-Q and miniaturized complementary split ring resonator-loaded substrate integrated waveguide microwave sensor for crack detection in metallic materials," *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 214, pp. 25–30, 2014.
- [60] P. K. Varshney and M. J. Akhtar, "Permittivity estimation of dielectric substrate materials via enhanced SIW sensor," *IEEE Sens. J.*, vol. 21, no. 10, pp. 12104–12112, 2021.
- [61] H. Lobato-Morales, J. H. Choi, H. Lee, and J. L. Medina-Monroy, "Compact dielectric-permittivity sensors of liquid samples based on substrate-integrated-waveguide with negative-order-resonance," *IEEE Sens. J.*, vol. 19, no. 19, pp. 8694–8699, 2019.
- [62] Z. Xu, L. Tan, Y. Li, and S. Huang, "A low phase-noise SIW reflection oscillator with hexagonal resonator," *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 68, pp. 99–107, 2018.
- [63] D. T. J. Diatta and C.-W. Park, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Power Amplifier using SIW Bandstop Filter for Harmonic Control Working at 3.55 GHz," in *2020 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, IEEE, 2020, pp. 472–474.
- [64] A. Inoue, T. Heima, A. Ohta, R. Hattori, and Y. Mitsui, "Analysis of class-F and inverse

- [65] P. E. de Falco, J. Birchall, and L. Smith, "Hitting the sweet spot: A single-ended power amplifier exploiting class AB sweet spots and optimized third harmonic termination," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 18, no. 1, pp. 63–70, 2016.
- [66] Z. Wang and C.-W. Park, "Novel half mode substrate integrated waveguide power amplifier," in *WAMICON 2013*, IEEE, 2013, pp. 1–3.
- [67] Z. Wang and C.-W. Park, "Novel substrate integrated waveguide (SIW) type high power amplifier using microstrip-to-SIW transition," in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, IEEE, 2013, pp. 101–103.
- [68] Z. Wang and C.-W. Park, "Novel wideband GaN HEMT power amplifier using microstrip radial stub to suppress harmonics," in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, IEEE, 2012, pp. 1–3.
- [69] T. Djerafi, A. Doghri, and K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Antennas," 2015, pp. 1–60. doi: 10.1007/978-981-4560-75-7_57-1.
- [70] M. Oliaci, M. Karami, M. Abrishamian, and R. Sadeghzadeh, "60 GHz center fed slot array MMW antenna using hybrid standing and traveling waves," 2020.