

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 : Réseaux et Télécommunications

Par :

• BENMOKHTAR Doua • BOUCHENAK KHELLADI Manel

Sujet

**Conception des réseaux d'antennes cornets
à ondes progressives en technologie SIW**

Soutenu, le 29/06/2025, devant le jury composé de :

Mr. BABA AHMED Mohammed Zakarya	MCA	Univ. Tlemcen	Président
Mr. BOUCHENAK KHELLADI Yasmina	MCB	Univ. Tlemcen	Examinatrice
Mr. ABRI Mehadj	Pr	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mlle. METAHRI Hanane	Doctorante	Univ. Tlemcen	Co-Encadrante

Année universitaire 2024/2025

Dédicace

"وَقَضَىٰ رَبُّكَ أَلَّا تَعْبُدُوا إِلَّا إِيَّاهُ وَبِالْوَالِدَيْنِ إِحْسَانًا"
(سورة الإسراء، الآية 23)

À vous, mon père et ma mère,

Vous qui avez veillé sur mes pas, guidé mes choix, et supporté mes silences.

Merci pour votre amour inépuisable, vos sacrifices silencieux,

Vos prières secrètes, et votre foi en moi, même lorsque je doutais de moi-même.

Ce travail, cette étape de ma vie, je vous la dédie avec tout l'amour et la reconnaissance
que mon cœur peut contenir.

Qu'Allah vous protège, vous récompense, et vous accorde longue vie, santé et paix.

À moi-même,

Pour avoir cru, persévéré et avancé malgré les doutes.

Ce projet est aussi une victoire personnelle.

À vous, mon frère Anas et ma sœur Rahil,

Merci pour vos encouragements, votre présence rassurante, vos mots sincères et vos gestes spontanés.

Ce travail vous est dédié, en témoignage de mon amour profond et de ma reconnaissance infinie.

À ma complice de travail Manel,

Merci pour ta patience, ton soutien constant et ta compréhension durant toutes les étapes de ce projet.

Une pensée particulière à monsieur Reda Mosteghanemi,

Dont la bienveillance et les conseils m'ont profondément aidé.

Merci pour votre disponibilité, votre patience.

À ma famille, mes proches, mes amis,

À toutes celles et ceux qui, de près ou de loin, m'ont tendu la main,

Soutenu d'un mot, d'un sourire, d'un geste ou d'une pensée bienveillante,

Je vous exprime ma profonde gratitude.

Ce travail est le fruit de vos encouragements.

Merci à chacun d'avoir contribué, à sa manière, à cette belle aventure.

Douâ

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

À mes parents,

Pour vos sacrifices silencieux, vos prières murmurées dans l'ombre,

Pour chaque regard plein de fierté que vous avez posé sur moi, Et pour l'amour inconditionnel que rien ne peut égaler.

Ce mémoire est le reflet de vos efforts autant que des miens.

À ma mère,

Ton courage est ma lumière.

Dans chaque page, il y a un peu de toi.

Merci pour ton amour qui guérit tout, même quand les mots manquent.

À mon père,

Ta force tranquille m'a appris à tenir debout, Même dans le tumulte.

Ta confiance a été ma plus grande source d'élan.

À mes chères sœurs Doha et Meriem,

Vous avez été mes confidentes, mes piliers et mes sources inépuisables de réconfort.

Votre amour, vos encouragements silencieux et vos sourires ont illuminé mes jours les plus sombres.

Ce mémoire vous est dédié, en signe de ma profonde gratitude et de mon affection éternelle.

Merci d'avoir toujours cru en moi, même quand je doutais de moi-même.

À mes grandes familles BOUCHENAK KHELLADI et SEKKAT,

Merci d'avoir cru en moi, même quand moi je doutais, et sans oublier ma défunte grand-mère Saliha.

À mes ami(e)s fidèles,

Merci d'avoir mis des sourires sur mes fatigues, et des rires sur mes doutes.

Vous avez rendu ce chemin plus doux.

Ainsi qu'à mon binôme Douaa pour les meilleurs moments qu'on a partagés ensemble

et à tous les étudiants de ma promotion que je n'oublierai jamais.

Et à toute personne qui occupe place dans mon cœur.

À moi-même enfin,

Pour ne pas avoir abandonné.

Pour avoir tenu bon, même quand tout semblait trop.

Que ce mémoire soit le témoignage d'une force que je ne soupçonnais pas...

Et le début d'un avenir que je mérite.

Manel

Remerciements

Nous tenons à remercier **Allah** le tout puissant,
qui nous a donné durant toutes ces années d'études
la santé, le courage, la confiance et la foi en nous-même
ce qui nous a permis de progresser et d'arriver jusqu'à ce jour.

Nous adressons nos remerciements les plus sincères à Mr ABRI Mehadji
pour la qualité de son encadrement tout au long de ce projet.
à Mlle METAHRI Hanane pour leur disponibilité, leurs conseils et leur grande patience.

Nous remercions également Mr BABA AHMED Zakarya, Maître de conférences
à l'Université Abou Bekr Belkaid, de nous faire l'honneur de présider le jury,
ainsi que Mme BOUCHENAK KHELLADI Yasmina,
également Maître de conférences dans la même université,
pour avoir accepté d'évaluer ce mémoire.

Leur présence au sein du jury nous touche profondément et nous en sommes très reconnaissants.

Nous profiterons également cette occasion pour exprimer notre profonde gratitude
à tous les professeurs de la faculté de technologie de Tlemcen
qui nous ont soutenus tout au long de nos études.

Nos remerciements à Monsieur MOSTEGHANEMI Reda et Monsieur CHRIF nabil
pour leurs efforts durant ce projet qui ont rendu ce travail particulièrement intéressant.

Que ce travail soit le signe de notre profonde appréciation envers tous nos amis
et chacun de ceux qui nous ont apporté leur soutien.

Un grand merci à tous ceux qui, de manière directe ou indirecte,
ont apporté leur aide et donc ont participé à la réussite de ce travail.

Doua & Manel

Résumé

Ce projet de fin d'études porte sur la conception, la simulation et l'optimisation d'un réseau d'antennes cornets à ondes progressives utilisant la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide). Cette technologie permet de combiner les avantages des ondes progressives et des antennes cornets, offrant ainsi des solutions compactes et performantes pour les systèmes de communication et radar. Après une étude générale sur les antennes, puis une analyse approfondie de la technologie SIW, nous avons conçu et simulé plusieurs configurations : une antenne élémentaire, un réseau 1×2 , puis un réseau 1×4 intégré à un diviseur de puissance. Les résultats ont montré une amélioration progressive du gain, de la directivité et du rayonnement, confirmant l'efficacité de cette approche pour les applications en bande millimétrique.

Mots clés : Réseau d'antennes, Antenne cornet, Ondes progressives, Technologie SIW, Bande millimétrique.

Abstract

This final-year project focuses on the design, simulation, and optimization of a progressive-wave horn antenna array using Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology. This technology combines the advantages of progressive waves and horn antennas, offering compact and high-performance solutions for communication and radar systems. After a general study on antennas and a detailed analysis of SIW technology, several configurations were designed and simulated a single antenna element, a 1×2 array, and finally a 1×4 array integrated with a power divider. The results showed a progressive improvement in gain, directivity, and radiation pattern, confirming the effectiveness of this approach for millimeter-wave applications.

Keywords : Antenna array, Horn antenna, Progressive waves, SIW technology, Millimeter-wave.

ملخص

يتضمن مشروع السنة النهائية هذا تصميم ومحاكاة وتحسين مصفوفة هوائي ذو قرن موجي متنقل باستخدام تقنية SIW (الدليل الموجي المتكامل للركيزة). وتجمع هذه التقنية بين مزايا الموجات المتنقلة والهوائيات ذات القرون، مما يوفر حلاً مدمجاً وعالية الأداء لأنظمة الاتصالات والرادار. بعد دراسة عامة للهوائيات، متبوعة بتحليل معمق لتقنية SIW، قمنا بتصميم ومحاكاة عدة تكوينات: هوائي أولي، وصفييف 2×1 ، ثم صفييف

4×1 مدمج مع مقسم طاقة. أظهرت النتائج تحسناً تدريجياً في الكسب والاتجاهية والإشعاع، مما يؤكد فعالية هذا النهج لتطبيقات النطاق المليمترى.

الكلمات المفتاحية : مصفوفة هوائى، هوائى ذو قرن، الموجات المتنقلة، تقنية SIW، النطاق المليمترى.

Table de matières

Dédicace	i
Remerciements	iii
Résumé	iv
Table de matières	vi
Liste des figures.....	x
Liste des tableaux.....	xiii
Liste des abréviations	xiv
Introduction générale	1

Chapitre I

Concept sur les antennes

I.1. Introduction	3
I.2. Définition de l'antenne.....	3
I.2.1. Le fonctionnement d'une antenne	3
I.2.1.1. Les ondes électromagnétiques.....	3
I.2.1.2. Vitesse de propagation	4
I.2.1.3. Phénomènes associés	4
I.3. Caractéristiques de l'antenne	4
I.3.1. Caractéristiques physiques	4
I.3.2. Caractéristiques radioélectriques.....	5
I.3.2.1. Le Gain.....	5
I.3.2.2. Directivité.....	5
I.3.2.3. Rendement	6
I.3.2.4. Diagrammes de Rayonnement	6
I.3.2.4.1. Types de Diagrammes de Rayonnement	6
I.3.2.5. Angle d'ouverture	8
I.3.2.6. Polarisation.....	8
I.4. Les différents types d'antennes.....	9
I.4.1. L'antenne filaire	9
I.4.1.1. L'antenne dipôle	9
I.4.1.2. L'antenne monopôle.....	10
I.4.1.3. L'antenne hélicoïdale	11

I.4.2. L'antenne à fentes	11
I.4.3. L'antenne patch.....	11
I.4.4. L'antenne parabolique.....	12
I.4.5. Les antennes cornets	13
I.5. Les antennes progressives	13
I.5.1. Définition de l'antenne à onde progressive.....	13
I.5.2. Types d'antennes à ondes progressives.....	14
I.5.3. Avantages et applications des antennes à ondes progressives	14
I.6. Les antennes cornets	14
I.6.1. Définition	14
I.6.2. Fonction d'un cornet	14
I.6.3. Les caractéristiques d'antenne cornet	15
I.6.3.1. La directivité	15
I.6.3.2. Le gain	16
I.6.3.3. Largeur de faisceau d'antenne cornet	16
I.7. Les types d'antennes cornets.....	16
I.7.1. Cornet plan H.....	16
I.7.2. Cornet Plan E	17
I.7.3. Le cornet pyramidal	17
I.7.4. Cornet conique	18
I.8. Les études basées sur la littérature des antennes cornets	19
I.8.1. Antenne cornet plan H avec directivité améliorée utilisant une optique à transformation conforme	19
I.8.1.1. Méthode de conception	19
I.8.1.2. Implémentation et validation.....	19
I.8.2. Antenne à cornet planaire térahertz entièrement en silicium	21
I.8.2.1. Méthode de conception	21
I.8.2.2. Implémentation et validation.....	22
I.8.3. Amélioration du gain d'une antenne cornet à l'aide d'une lentille métallique	23
I.8.3.1. Méthode de conception	24
I.8.3.2. Résultats et validation	25
I.8.4. Antenne cornet SIW H-Plane compacte à ondes lentes avec gain accru pour la communication à ondes millimétriques dans les véhicules	26
I.8.4.1. Méthode de conception	26
I.8.4.2. Résultats et validation	27
I.8.5. Antenne cornet plan H hautes performances utilisant la technologie de guide d'ondes à rainures	27

I.8.5.1. Conception et Méthodologie	28
I.8.5.2. Résultats et Validation	29
I.8.5.3. Comparaison avec l'État de l'Art	30
I.8. Conclusion	30

Chapitre II

Technologie SIW

II.1. Introduction.....	32
II.2. Problématique	32
II.3. Technologie SIW	32
II.3.1. Structure du SIW	32
II.3.2. Types des structures SIW	33
II.3.3. Avantages de la technologie SIW	34
II.4. Paramètres pour la conception de la structure SIW	35
II.5. Quelques exemples de circuits [11]	37
II.5.1. Circuits passifs SIW.....	37
II.5.2. Circuits SIW actifs.....	39
II.6. Les antennes SIW	39
II.6.1. Les antennes à fentes classiques	39
II.6.2. L'antenne leaky-wave.....	39
II.6.3. L'antenne cornet.....	40
II.6.3.1. Les caractéristiques d'antenne cornet	40
II.6.3.2. Largeur de faisceau d'antenne cornet	40
II.7. L'antenne SIW cornet.....	41
II.7.1. Cornet SIW en plan E	42
II.7.2. Cornet SIW en plan H.....	43
II.7.3. Dimensionnement du cornet	43
II.7.4. Les spécifications de guide SIW.....	44
II.8. Conclusion	44

Chapitre III

Conception et Simulation d'un réseau d'antennes SIW Cornets

III.1. Introduction	46
III.2. CST Microwave Studio (Studio Suite).....	46
III.3. Conception de guide d'onde sans taper	46
III.3.1. Interprétation des résultats de simulation	47
III.3.2. Distribution du champ électrique	48

III.4. Conception de guide d'onde avec taper.....	49
III.4.1. Interprétation des résultats de simulation	50
III.4.2. Distribution du champ électrique	50
III.5. Conception de guide d'onde avec antenne cornet	51
III.5.1. Interprétation des résultats de simulation	52
III.5.1.1. Le gain.....	53
III.5.1.2. Diagramme de rayonnement.....	53
a. Directivité en 3D non linéaire	53
a. 1D polaire.....	54
b. Directivité en 3D linéaire	55
c. 1D polaire linéaire.....	55
III.5.2. Distribution du champ électrique	57
III.6. Réseau de deux antennes cornet avec diviseur de puissance SIW 1×2	57
III.6.1. Interprétation des résultats de simulation	59
III.6.1.1 Le gain.....	59
III.6.1.2. Diagramme de rayonnement.....	60
a. Directivité en 3D (Non Linéaire).....	60
b. 1D polaire (Non Linéaire)	61
c. Directivité en 3D (Linéaire)	62
d. 1D polaire (Linéaire).....	63
III.6.2. Distribution du champ électrique	64
III.7. Réseau d'antennes de deux antennes cornet avec diviseur de puissance SIW 1×4....	66
III.7.1. Interprétation des résultats de simulation	67
III.7.1.1. Diagramme de rayonnement.....	68
a. Directivité en 3D (Non Linéaire).....	68
b. 1D polaire (Non Linéaire)	69
c. Directivité en 3D (Linéaire)	70
d. 1D polaire (Linéaire).....	71
III.7.1.2. Gain	73
III.7.2. Distribution du champ électrique	73
III.8. Etude comparative	74
III.8.1. Comparaison entre les diagrammes de rayonnements.....	74
III.8.2. Comparaison entre les gains	75
III.8.3. Conclusion.....	76
Conclusion générale.....	77

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1. Principe de transmission par onde EM.....	3
Figure I.2. Propagation des ondes électromagnétiques.....	4
Figure I.3. Différents diagrammes d'émission d'antennes (2D).....	7
Figure I.4. Différents diagrammes d'émission d'antennes (3D).....	8
Figure I.5. Angle d'ouverture d'une antenne.....	8
Figure I.6. Polarisation linéaire et polarisation circulaire.....	9
Figure I.7. Exemple d'une antenne dipôle.....	10
Figure I.8. Exemple d'une antenne monopôle.....	10
Figure I.9. Exemple d'une antenne hélicoïdale.....	11
Figure I.10. Exemple d'une antenne à fentes.....	11
Figure I.11. Exemple d'une antenne planaire ou patch.....	12
Figure I.12. Exemple d'une antenne parabolique.....	12
Figure I.13. Exemple d'une antenne cornet.....	13
Figure I.14. Antenne cornet.....	14
Figure I.15. Rayonnement les ondes électromagnétiques dans l'espace libre.....	15
Figure I.16. Diagramme de rayonnement dans le plan E et H dans les antennes.....	16
Figure I.17. Antenne Cornet sectoriel plan H.....	17
Figure I.18. Antenne Cornet sectoriel plan E.....	17
Figure I.19. Antenne Cornet pyramidal.....	18
Figure I.20. Antenne Cornet conique.....	18
Figure I.21. Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour l'antenne à cornet à lentille, l'antenne à cornet profilé sans lentille, et l'antenne de référence.....	20
Figure I.22. Champ lointain simulé et mesuré (a) dans le plan H (= 90°) et (b) dans le plan E (= 90°) à 15 GHz pour l'antenne cornet à lentille, l'antenne cornet profilée sans lentille et l'antenne de référence.....	20
Figure I.23. Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour les modes (a) E_x^{11} et (b) E_y^{11}	22
Figure I.24. Diagrammes de rayonnement d'antenne simulés et mesurés pour (a-c) les modes E_x^{11} et (d-f) E_y^{11} à 220, 275 et 330 GHz.....	22
Figure I.25. Gains réalisés simulés et mesurés pour les modes (a) E_x^{11} et (b) E_y^{11}	23
Figure I.26. Comparaison de taille entre Ant. 1, un cornet conventionnel et un cornet optimal.....	24
Figure I.27. Comparaison du profil de hauteur (h_2) entre Ant. 1 et Ant. 2.....	24
Figure I.28. Comparaison des gains simulés entre Ant. 1 et Ant. 2.....	25
Figure I.29. Efficacité totale mesurée de l'antenne Ant. 1 et Ant. 2.....	25
Figure I.30. Scénario de communication des utilisateurs de terminaux dans un train.....	26
Figure I.31. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés.....	27
Figure I.32. (a) Prototype de l'antenne assemblée (b) Prototype de deux sections de l'antenne cornet à plan H (c) Photographie du dispositif de mesure à l'intérieur de la chambre anéchoïque.....	28
Figure I.33. Perte de rendement simulée et mesurée de l'antenne proposée.....	29
Figure I.34. Diagramme du rapport avant-arrière (FTBR).....	29

Figure I.35. Gain mesuré et efficacité d'ouverture du cornet proposé en fonction de la fréquence.....	29
Figure I.36. Diagramme de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne cornet : a) plan E et plan H à 19 GHz ; b) à 23 GHz ; c) à 27 GHz.....	30

Chapitre II

Figure II.1. Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW..	33
Figure II.2. Géométrie de SIW.....	33
Figure II.3. Différente topologie de SIW.....	34
Figure II.4. Paramètres du SIW.....	35
Figure II.5. Exemples des circuits passifs SIW.....	38
Figure II.6. Exemples de filtres passifs SIW.....	38
Figure II.7. Exemples de circuits actifs SIW.....	39
Figure II.8. Antenne dans son repère et rayonnement d'une antenne directionnelle.....	41
Figure II.9. Exemple d'antennes cornet fabriquées.....	42
Figure II.10. Géométrie du cornet SIW du plan E avec simulation à 30 GHz.....	42
Figure II.11. Géométrie du cornet SIW du plan H.....	43
Figure II.12. La structure de la corne plane H.....	44

Chapitre III

Figure III.1. Vue en (a) perspective et en (b) front du guide SIW dans la bande millimétrique.....	47
Figure III.2. Les coefficients de réflexion S_{11} , S_{21}	48
Figure III.3. Densité de courant du SIW.....	48
Figure III.4. Vue en (a) perspective et en (b) front du guide SIW avec taper dans la bande millimétrique.....	49
Figure III.5. Les coefficients de réflexion S_{11} , S_{21}	50
Figure III.6. Densité de courant du SIW avec taper.....	50
Figure III.7. Vue en (a) perspective et en (b) front du guide SIW avec antenne cornet dans la bande millimétrique.....	51
Figure III.8. Les coefficients de réflexion S_{11}	52
Figure III.9. Gain d'antenne SIW Cornet.....	53
Figure III.10. Diagramme de rayonnement de directivité en 3D.....	53
Figure III.11. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Phi=0$, $\Phi=90$	54
Figure III.12. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Theta=0$, $\Theta=90$	54
Figure III.13. Diagramme de rayonnement de directivité en 3D linéaire.....	55
Figure III.14. Diagramme de rayonnement linéaire en coordonnées polaires $\Phi=0$, $\Phi=90$	55
Figure III.15. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Theta=0$, $\Theta=90$	56
Figure III.16. Distribution du champ électrique de l'antenne cornet avec taper.....	57
Figure III.17. Structure d'un réseau d'antenne avec diviseur de puissance 1×2 , vue (a) front et (b) perceptive.....	58
Figure III.18. Paramètres S du diviseur de puissance 1×2	59
Figure III.19. Gain du réseau d'antenne 1×2	59
Figure III.20. Diagramme de rayonnement de directivité en 3D.....	60
Figure III.21. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Phi=0$, $\Phi=90$	61

Figure III.22. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\theta=0$, $\theta=90$	61
Figure III.23. Diagramme de rayonnement de directivité en 3D linéaire.....	62
Figure III.24. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Phi=0$, $\Phi=90$	63
Figure III.25. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Theta=0$, $\Theta=90$	64
Figure III.26. Distribution du champ E de réseau 1×2	65
Figure III.27. Vue en (a) perspective et en (b) front d'un réseau SIW avec deux diviseurs.....	66
Figure III.28. Les coefficients de réflexion S_{11}	67
Figure III.29. Diagramme de la directivité en 3D non-linéaire.....	68
Figure III.30. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Phi=0$, $\Phi=90$	69
Figure III.31. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Theta=0$, $\Theta=90$	70
Figure III.32. Diagramme de la directivité en 3D linéaire.....	71
Figure III.33. Diagramme de rayonnement linéaire en coordonnées polaires $\Phi=0$, $\Phi=90$	71
Figure III.34. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires $\Theta=0$, $\Theta=90$	72
Figure III.35. Variation du gain maximal en fonction de la fréquence.....	73
Figure III.36. Distribution du champ électrique dans un réseau d'antennes cornets.....	73
Figure III.37. Diagramme de rayonnement (directivité) du réseau 1×2 et réseau 1×4	74
Figure III.38. Gains de réseaux 1×2 (Noir) et 1×4 (Rouge).....	75

Liste des tableaux

Chapitre II

Tableau II.1. Les spécifications du guide SIW.....	44
---	----

Chapitre III

Tableau III.1. Paramètres du guide d'onde SIW sans taper.....	47
Tableau III.2. Paramètres du guide d'onde SIW avec taper.....	49
Tableau III.3. Paramètres du guide d'onde SIW avec cornet.....	52
Tableau III.4. Paramètres du diviseur 1×2	58
Tableau III.5. Paramètres du diviseur 1×4	66
Tableau III.6. Comparaison entre les différentes structures (Directivité).....	75
Tableau III.7. Comparaison entre les différentes structures (Gain).....	76

Liste des abréviations

$\vec{E}$	Vecteur d'intensité du champ électrique
$\vec{H}$	Vecteur d'intensité du champ magnétique
2D	Deux dimensions
3D	Trois dimensions
5G	5 ^{ème} Generation
AM	Amplitude Modulation (Modulation d'amplitude)
Ant.	Antenne
CNC	Computer Numerical Control (Commande Numérique par Ordinateur)
CST	Computer Simulation Technology
CTO	Conformal TO (Optique de transformation conforme)
DRIE	Deep Reactive Ion Etching (Gravure ionique réactive profonde)
F_c	Cut-off frequency
FTBR	Front-to-Back Ratio (Rapport Avant-Arrière)
GCPW-SIW	Grounded Coplanar Waveguide - Substrate Integrated Waveguide (Guide d'onde coplanaire avec masse intégré dans un substrat)
GOR	Guide D'onde Rectangulaire
GPS	Global Positioning System (Système de Positionnement Global)
GRIN	Graded-index (index gradé)
GSM	Global System for Mobile Communications (Système Global de Communications Mobiles)
GW	Gap Waveguide (Guide d'onde à fente)
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HPBW	Half-Power Beamwidth (Largeur du faisceau à mi-puissance)
IoT	Internet des objets
LWA	Leaky-Wave Antenna (Antenne à ondes de fuite)
MPs	Metal plates (Plaques métalliques)
OEM	Ondes Électro-Magnétiques
PA	Puissance électrique reçue
PMC	Perfect Magnetic Conductor (Conducteur Magnétique Parfait)
PR	Puissance électromagnétique rayonnée
S	Subtract Integrated Waveguide
SIC	Silicon Carbide (Matériau pour substrat haut fréquence)

SIW	Substrate Integrated Waveguide (Guide d'onde intégré au substrat)
SLL	Side Lobe Level (Niveau des lobes secondaires)
SOS	Silicon On Sapphire (Type de substrat utilisé en microélectronique)
SSMA	Super SubMiniature version A
SWS	Slow-Wave Structure (Structure à onde lente)
TE	Tranverse Electric
TO	Transformation Optics (Transformation Optique)
UHF	Ultra High Frequency (Fréquence ultra-haute)
VHF	Very High Frequency (Très Haute Fréquence)
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WR-3	Waveguide Rectangular 3 (Guide d'onde rectangulaire)
η	Le rendement

Introduction générale

Dans un contexte technologique en perpétuelle évolution, marqué par une numérisation croissante et une dépendance accrue aux systèmes intelligents, la demande en dispositifs de communication et de détection toujours plus performants connaît une croissance exponentielle. Cette exigence touche une multitude de domaines, allant des télécommunications aux applications militaires, en passant par l'aéronautique, la télédétection et l'Internet des objets (IoT). Tous ces secteurs reposent sur des technologies capables de transmettre, de recevoir et d'analyser des signaux de manière fiable, rapide et efficace.

Au cœur de ces systèmes, les antennes occupent une place stratégique. Elles assurent l'interface entre les signaux électromagnétiques et les dispositifs électroniques, et sont par conséquent des éléments essentiels dans la performance globale des systèmes de communication. Plus particulièrement, dans les applications radar, les systèmes de communication sans fil à haut débit ou encore les plateformes de télédétection avancée, il est nécessaire d'utiliser des antennes présentant un gain élevé, une directivité importante, ainsi qu'une large bande passante, tout en étant compacts et facilement intégrables dans des environnements électroniques complexes.

Face à ces exigences techniques rigoureuses, les antennes cornet à ondes progressives émergent comme une solution particulièrement adaptée. Ces antennes se distinguent par leur capacité à canaliser efficacement l'énergie rayonnée dans une direction donnée, ce qui se traduit par un gain élevé et une très bonne directivité. De plus, leur structure permet de couvrir une bande de fréquences relativement large, ce qui les rend compatibles avec une grande variété d'applications modernes nécessitant une transmission de données à haut débit ou une grande résolution en télédétection.

L'intégration de ces antennes dans des systèmes électroniques modernes peut toutefois poser des défis en termes de taille, de coût de fabrication et de compatibilité avec les circuits imprimés. C'est dans ce cadre que la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) s'avère particulièrement prometteuse. Cette technologie innovante permet de concevoir des guides d'ondes intégrés dans des substrats diélectriques, reproduisant les propriétés des guides métalliques traditionnels (comme les faibles pertes de propagation et une efficacité de rayonnement élevée), tout en tirant profit des avantages des circuits planaires (comme la compacité, la légèreté, la facilité de fabrication et l'intégration directe avec d'autres composants micro-ondes sur le même substrat).

Le présent projet de fin d'études s'inscrit pleinement dans cette dynamique technologique et scientifique. Son objectif principal est la conception et la simulation d'un réseau d'antennes cornet à ondes progressives en technologie SIW, avec une attention particulière portée à l'optimisation des performances électromagnétiques.

Cette optimisation concerne principalement trois critères fondamentaux : le gain, la directivité, et la compatibilité avec les standards modernes de communication, notamment ceux liés aux systèmes 5G, radar et satellites.

Afin de structurer de manière cohérente cette étude, le mémoire s'articule autour de trois chapitres principaux.

Le premier chapitre est consacré à une revue des principes fondamentaux des antennes. Il aborde les concepts clés tels que le gain, la directivité, la bande passante, l'efficacité de rayonnement, ainsi que les différentes typologies d'antennes et leur rôle crucial dans les systèmes de communication actuels.

Le deuxième chapitre est dédié à une présentation détaillée de la technologie SIW. Il décrit son principe de fonctionnement, ses avantages par rapport aux technologies conventionnelles, les matériaux utilisés, ainsi que les différentes étapes de son processus de fabrication.

Enfin, le troisième chapitre expose la méthodologie suivie pour la conception, la modélisation et la simulation d'un réseau d'antennes SIW, en utilisant des outils de simulation électromagnétique avancés (CST Microwave Studio). Il inclut une analyse critique des résultats obtenus, en les comparant aux objectifs initiaux et en identifiant les pistes d'amélioration possibles.

Ainsi, ce travail vise non seulement à apporter une contribution technique à l'étude des antennes intégrées à haute performance, mais aussi à démontrer la pertinence de la technologie SIW dans la conception d'antennes adaptées aux défis de la communication moderne.

Chapitre I :

Concept sur les antennes

I.1. Introduction

Les communications sont l'un des domaines technologiques les plus essentiels qui connectent le monde d'aujourd'hui. Elles jouent un rôle crucial dans la transmission des informations entre les individus et les dispositifs sur différentes distances.

Dans ce chapitre, nous parlons précisément des antennes, sont constituent le cœur des communications sans fil en assurant une connectivité continue entre les appareils. Elles contribuent également à l'évolution des technologies de communication, telles que la 5G et l'Internet des objets (IoT), favorisant ainsi l'innovation et le développement technologique à l'échelle mondiale.

I.2. Définition de l'antenne

Une antenne est un dispositif utilisé dans les systèmes de communication pour transmettre ou recevoir des ondes électromagnétiques, Elle sert à convertir un signal électrique en onde électromagnétique (émission) et inversement (réception), Des exemples de ces ondes sont la lumière, les micro-ondes et les ondes radio, Leur vitesse est proche de celle de la lumière (300 000 km/s dans le vide).

I.2.1. Le fonctionnement d'une antenne

Une station de radio envoie un signal électrique vers une antenne émettrice, qui le transforme en ondes radio.

Ton poste de radio capte ces ondes avec son antenne réceptrice et les convertit en signal électrique pour produire du son.

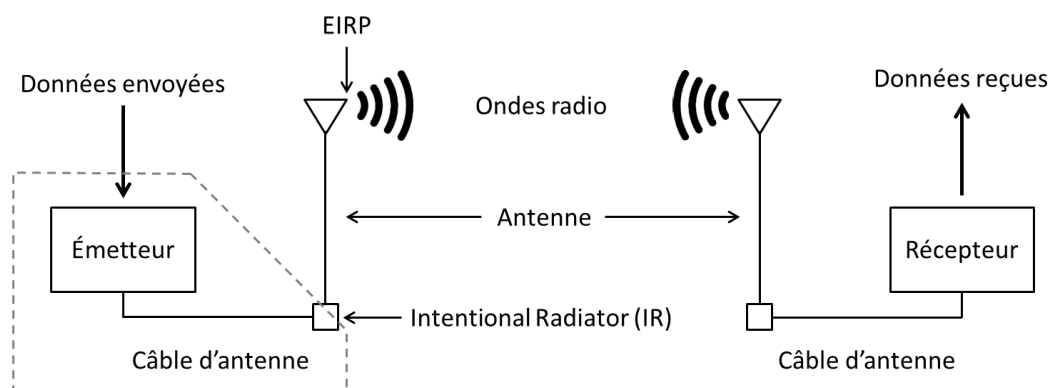


Figure I.1. Principe de transmission par onde EM. [1]

I.2.1.1. Les ondes électromagnétiques

Les deux champs, électrique $\vec{E}$ et magnétique $\vec{H}$, sont orthogonaux et perpendiculaires à la direction de propagation, et ils se combinent pour générer le champ électromagnétique.

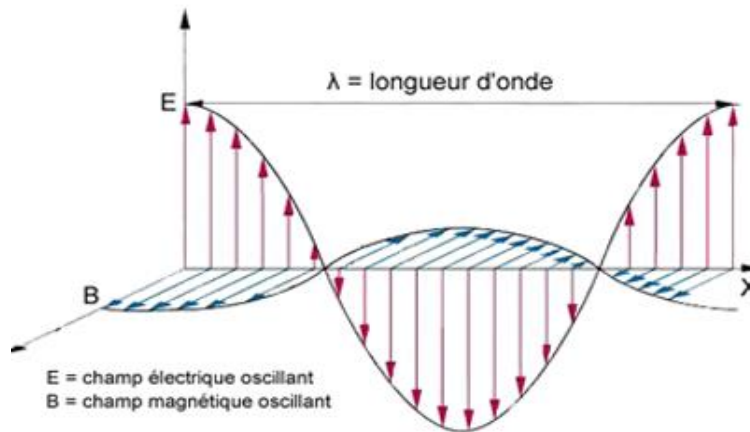


Figure I.2. Propagation des ondes électromagnétiques.[2]

I.2.1.2. Vitesse de propagation

Il existe deux domaines de propagation :

- **Dans le vide** : les OEM se déplacent à la vitesse de la lumière, soit environ 3×10^8 m/s.
- **Dans les milieux matériels** : cette vitesse est plus faible et dépend de l'indice de réfraction du milieu.

I.2.1.3. Phénomènes associés

Les antennes sont associées à plusieurs phénomènes électromagnétiques :

- **Réflexion** : Quand une onde rencontre une surface, une partie est renvoyée dans le milieu initial.
- **Réfraction** : Changement de direction de l'onde en passant d'un milieu à un autre, en fonction de l'indice de réfraction.
- **Diffraction** : Déviation des ondes lorsqu'elles passent près d'un obstacle ou par une ouverture.
- **Interférence** : Superposition de deux ondes, créant des zones d'amplification ou d'annulation.

I.3. Caractéristiques de l'antenne

Les antennes utilisées dans les liaisons spatiales se répartissent en deux grandes familles de caractéristiques [3] :

I.3.1. Caractéristiques physiques

Elles concernent les aspects matériels et structurels de l'antenne.

1. **Taille** : Dépendent de la fréquence de fonctionnement (souvent proportionnelles à la longueur d'onde).

La longueur d'onde est donnée par la formule :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (I.1)$$

Où :

- a. λ : La longueur d'onde en mètres,
- b. C : La vitesse de la lumière (3×10^8 m/s),
- c. F : La fréquence du signal en Hertz (Hz).

Plus la fréquence est élevée, plus la longueur d'onde est courte, donc l'antenne est plus petite (exemple : antennes Wi-Fi ou 5G). À basse fréquence, la longueur d'onde est grande, donc l'antenne doit être plus grande (exemple : antennes pour ondes radio AM).

- 2. **Forme** : Peut-être dipôle, Yagi, parabole, patch, hélice, etc.
- 3. **Matériaux** : Métaux conducteurs comme le cuivre ou l'aluminium pour minimiser les pertes.
- 4. **Poids** : Important pour les applications mobiles ou aérospatiales.

I.3.2. Caractéristiques radioélectriques

I.3.2.1. Le Gain

Le gain correspond à l'amplification d'une antenne dans une direction donnée. Exprimé en dBi, il représente le rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne considérée et celle d'une antenne isotrope de référence, qui diffuse le signal de façon uniforme dans toutes les directions (0 dBi). [4]

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\vartheta, \varphi)}{p_A} \rightarrow G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\vartheta_0, \varphi_0)}{p_A} \quad (I.2)$$

- Une antenne omnidirectionnelle (ex : antenne verticale) a un gain faible (2-5 dBi) car elle émet dans toutes les directions.
- Une antenne directionnelle (ex : antenne Yagi, parabole) a un gain plus élevé (10-30 dBi) car elle concentre l'énergie dans une direction précise.

I.3.2.2. Directivité

La directivité est définie comme le rapport entre la densité de puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal et la densité de puissance rayonnée par une antenne isotrope (qui émet uniformément dans toutes les directions), mesure la capacité d'une antenne à focaliser l'énergie dans une direction spécifique, sans tenir compte des pertes internes.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{p_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{p_R} \quad (I.3)$$

- Pour une couverture large (Wi-Fi domestique, antennes mobiles) → faible directivité
- Pour une transmission longue distance (satellites, radars) → forte directivité

I.3.2.3. Rendement

Le rendement (η) d'une antenne mesure l'efficacité avec laquelle elle convertit la puissance électrique reçue (P_A) en puissance électromagnétique rayonnée (P_R).

$$\eta = \frac{P_R}{P_A} \quad (I.4)$$

Où :

- P_A : Puissance fournie à l'antenne (en entrée)
- P_R : Puissance réellement rayonnée par l'antenne

Si $\eta=1$: (100%) : Toute la puissance reçue est convertie en onde électromagnétique.

Si $\eta<1$: Une partie de la puissance est perdue sous forme de chaleur ou d'autres pertes.

I.3.2.4. Diagrammes de Rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation graphique de la puissance rayonnée par l'antenne en fonction de la direction. Il permet de :

- Comprendre comment l'antenne émet dans l'espace.
- Identifier la direction principale du rayonnement.
- Déterminer les zones mortes où l'antenne ne rayonne pas bien.
- Comparer différents types d'antennes.

I.3.2.4.1. Types de Diagrammes de Rayonnement

Il existe deux types de diagrammes de rayonnement :

a) Diagramme en 2D (coupes polaires)

- Plan E (plan électrique) : Coupe verticale du rayonnement.
- Plan H (plan magnétique) : Coupe horizontale du rayonnement.
- Utilisé pour visualiser la directivité et l'angle d'ouverture.

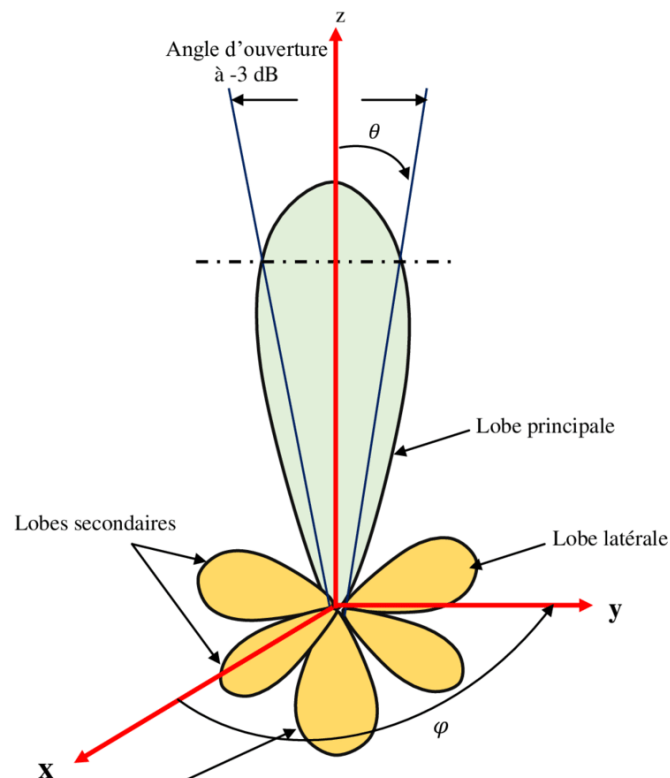
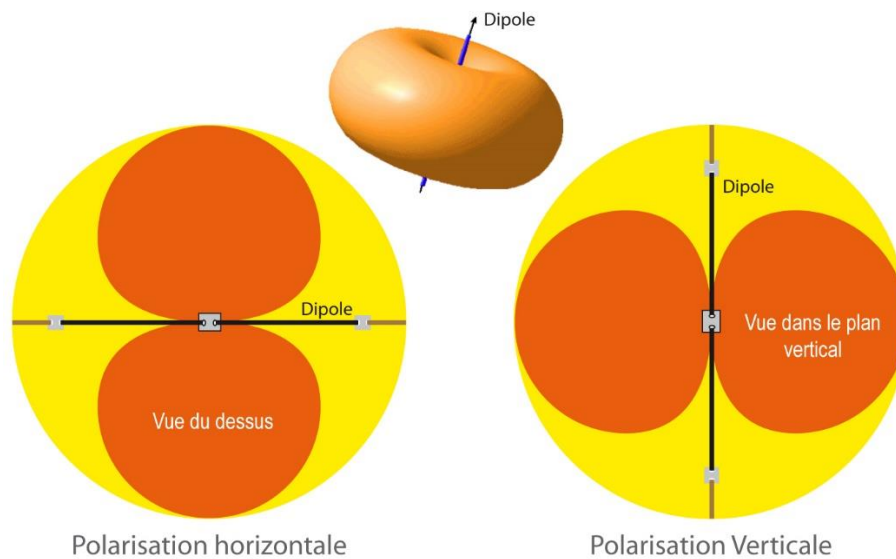


Figure I.3. Différents diagrammes d'émission d'antennes (2D) [5]

b) Diagramme en 3D :

- Représente le rayonnement dans toutes les directions.
- Permet une vision complète du comportement de l'antenne.

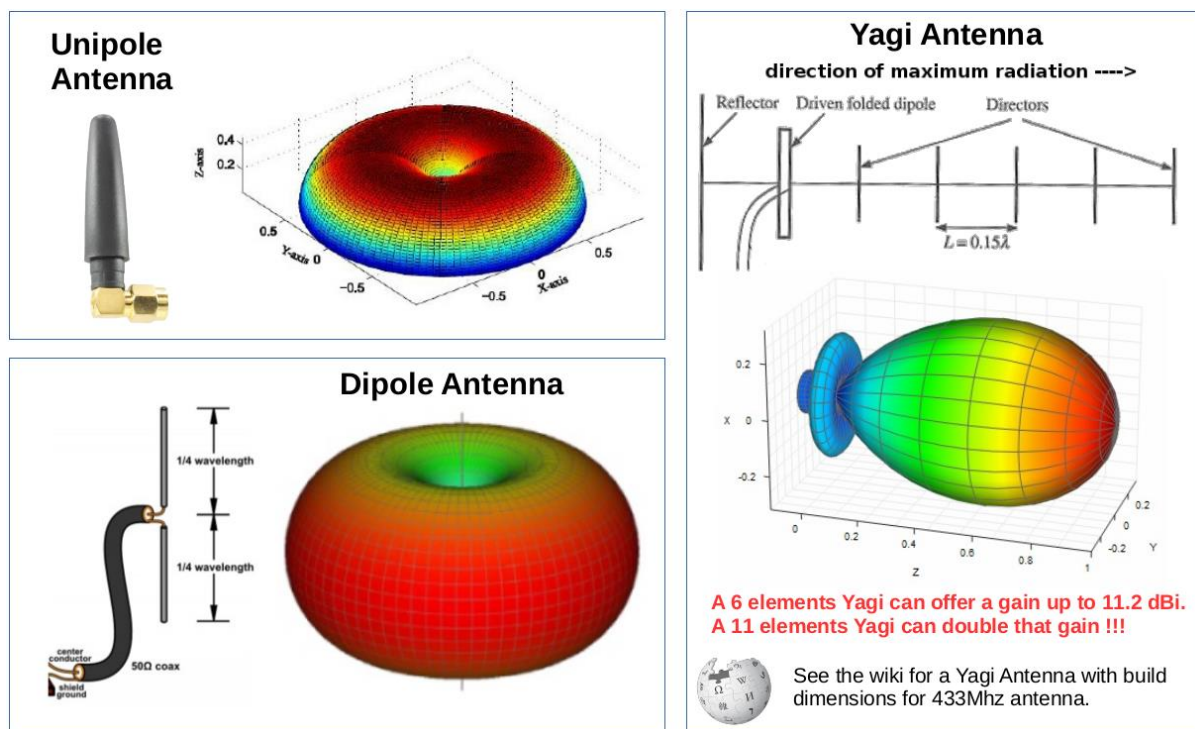


Figure I.4. Différents diagrammes d'émission d'antennes (3D) [6]

I.3.2.5. Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture est un paramètre essentiel qui définit la largeur du lobe principal du diagramme de rayonnement d'une antenne. Il indique dans quelle portion de l'espace l'antenne émet la majorité de sa puissance.

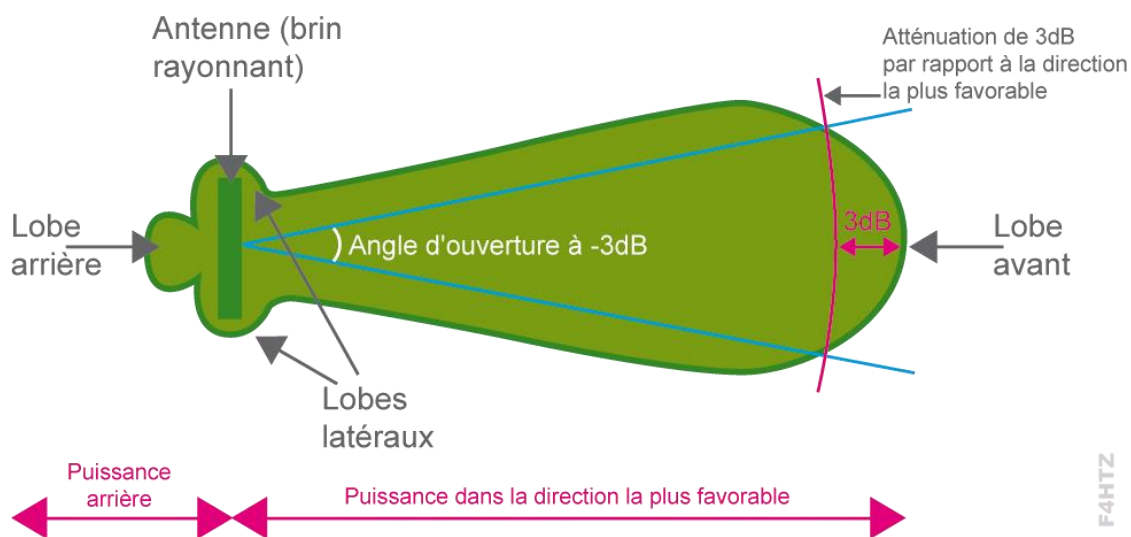


Figure I.5. Angle d'ouverture d'une antenne [7]

I.3.2.6. Polarisation

Elle précise la direction du champ électrique lorsqu'une antenne est reçue ou émise. On parle de polarisation rectiligne ou linéaire si le champ vectoriel électrique ne change pas de direction pendant la transmission. La polarisation elliptique se produit lorsque le vecteur change de direction, avec un cas particulier de polarisation circulaire où ce

vecteur crée un cercle sur le plan d'onde perpendiculaire selon le sens de propagation. L'utilisation de la polarisation circulaire se produit lorsque les antennes d'émission et de réception sont orientées de manière erratique, comme pour les satellites instables ou défilants. [8]

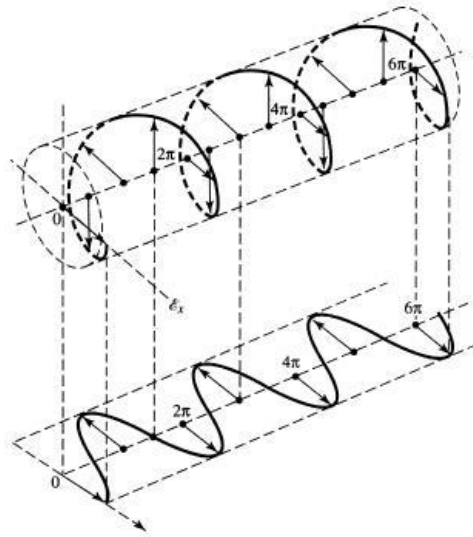


Figure 1.6. Polarisation linéaire et polarisation circulaire [9]

I.4. Les différents types d'antennes

Il existe plusieurs types d'antennes, classées selon leur conception, leur mode de fonctionnement, Voici les catégories principales :

I.4.1. L'antenne filaire

Les antennes filaires sont parmi les plus anciennes et les plus utilisées en radiofréquence. Elles sont simples, économiques et efficaces pour de nombreuses applications :

I.4.1.1. L'antenne dipôle

L'antenne dipôle est une antenne omnidirectionnelle simple, constituée de deux brins conducteurs, utilisée en radio, TV et télécommunications.



Figure I.7. Exemple d'une antenne dipôle [10]

I.4.1.2. L'antenne monopôle

L'antenne monopôle est une antenne verticale composée d'un seul brin conducteur, montée sur un plan de masse, utilisée en radio, GSM et communications mobiles.



Figure I.8. Exemple d'une antenne monopôle [11]

I.4.1.3. L'antenne hélicoïdale

Est une antenne en spirale utilisée pour les communications satellites, GPS et radio VHF/UHF, offrant une forte directivité en mode axial.



Figure I.9. Exemple d'une antenne hélicoïdale [12]

I.4.2. L'antenne à fentes

Est une antenne constituée de fentes découpées dans un plan conducteur, utilisée en radar, aéronautique et communications micro-ondes, offrant une directivité élevée et une bonne adaptation en haute fréquence.



Figure I.10. Exemple d'une antenne à fentes [13]

I.4.3. L'antenne patch

Est une antenne compacte et légère, imprimée sur un substrat diélectrique, utilisée en Wi-Fi, GPS et communications sans fil grâce à sa facilité d'intégration et son faible encombrement.

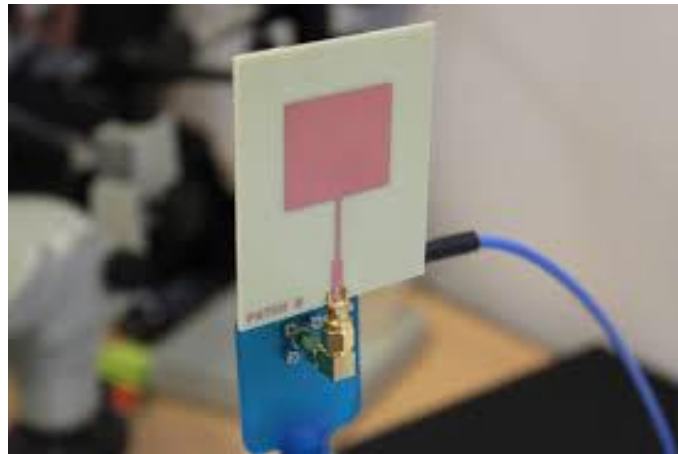


Figure I.11. Exemple d'une antenne planaire ou patch [14]

I.4.4. L'antenne parabolique

Est une antenne directionnelle utilisant un réflecteur en forme de parabole pour concentrer les ondes radio en un faisceau étroit, offrant un gain élevé et utilisée en satellites, radar, télécommunications et astronomie.



Figure I.12. Exemple d'une antenne parabolique [15]

I.4.5. Les antennes cornets

Est une antenne directionnelle en forme d'entonnoir, utilisée pour guider et rayonner les ondes électromagnétiques, offrant une large bande passante et un faible taux de réflexion, idéale pour les radars, satellites et mesures en chambre anéchoïque.

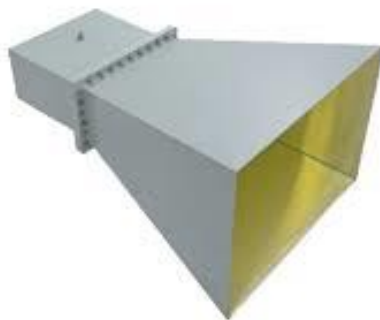
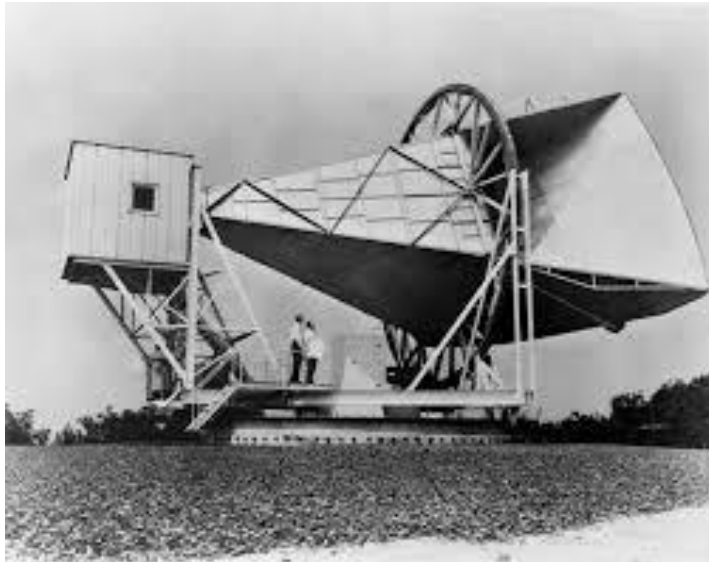


Figure I.13. Exemple d'une antenne cornet [16]

I.5. Les antennes progressives

I.5.1. Définition de l'antenne à onde progressive

Une antenne à ondes progressives est un type d'antenne qui utilise une onde électromagnétique se propageant dans une seule direction sur une structure de guidage pour rayonner l'énergie progressivement sans réflexion. Contrairement aux antennes résonantes (comme le dipôle et monopole), où les ondes rebondissent et créent une résonance.

I.5.2. Types d'antennes à ondes progressives

- Antenne Beverage
- Antenne rhombique
- Antenne à onde de fuite (Leaky Wave Antenna - LWA)
- Antenne à cornet

I.5.3. Avantages et applications des antennes à ondes progressives

- **Bande passante large** : Contrairement aux antennes résonantes qui fonctionnent à une fréquence précise.
- **Bonne directivité** : Elles permettent de concentrer l'énergie dans une seule direction.
- **Moins sensibles aux effets de résonance** : Fonctionnement stable sans pics de résonance.

I.6. Les antennes cornets

I.6.1. Définition

Un cornet est un adaptateur d'antenne spécialement conçu pour les hautes fréquences. Sa forme rappelle celle du pavillon d'un instrument à vent, comme un cor de chasse. Il agit comme une extension en forme d'entonnoir à l'extrémité d'un guide d'ondes, permettant de diffuser efficacement le signal. [17]

Les antennes cornets sont largement utilisées dans les systèmes de mesure, les radars, et les communications à hautes fréquences en raison de leur simplicité de conception, leur large bande passante et leur forte directivité. Leur ouverture progressive minimise les réflexions et assure une bonne adaptation d'impédance avec les guides d'ondes.

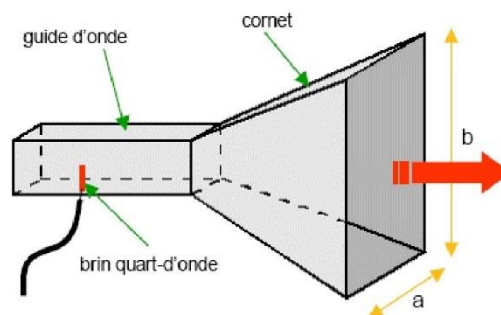


Figure I.14. Antenne cornet [18]

I.6.2. Fonction d'un cornet

Si l'extrémité d'un guide d'ondes est simplement ouverte, seule une partie de l'onde électromagnétique est effectivement rayonnée. En effet, l'impédance

caractéristique d'un guide d'ondes diffère de celle de l'espace libre (ou de l'air), ce qui entraîne une réflexion significative de la puissance à l'interface.

Le cornet, qui n'est autre qu'un guide d'ondes progressivement évasé, joue le rôle d'un transformateur d'impédance. Sa structure en entonnoir permet d'adapter progressivement l'impédance du guide d'ondes à celle de l'espace libre, minimisant ainsi les réflexions et favorisant une meilleure radiation du signal. En pratique, il s'agit simplement d'un conduit creux dont la section transversale s'élargit progressivement vers l'ouverture. [17]

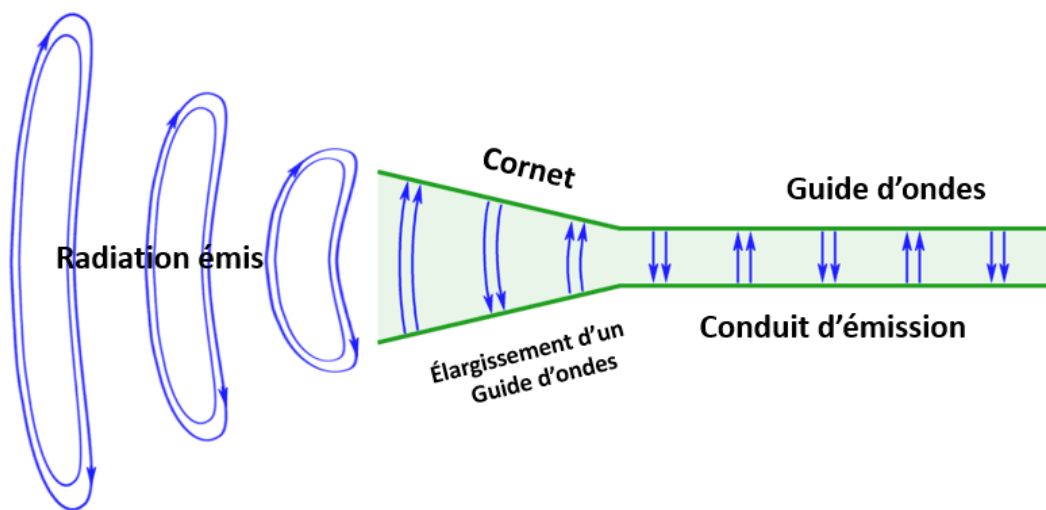


Figure I.15. Rayonnement les ondes électromagnétiques dans l'espace libre [17]

I.6.3. Les caractéristiques d'antenne cornet

I.6.3.1. La directivité

La directivité d'une antenne est sa capacité à concentrer l'énergie électromagnétique dans une direction spécifique plutôt que de la répartir uniformément dans toutes les directions.

L'antenne cornet est naturellement très directive grâce à sa forme évasée, qui guide les ondes vers une ouverture plus large.

La caractéristique directionnelle peut être estimée avec la formule suivante :

$$D \approx 1.0 \log \frac{10A}{\lambda^2} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

A : Surface de l'ouverture [m²].

λ : longueur d'onde [m].

I.6.3.2. Le gain

Les antennes cornets présentent généralement un gain compris entre 20 et 23 dB. Étant donné leurs faibles pertes, leur directivité est pratiquement équivalente à leur gain. [17]

I.6.3.3. Largeur de faisceau d'antenne cornet

Un cornet émet un faisceau principal bien défini, avec peu de lobes secondaires. Plus l'ouverture est grande, plus le faisceau est étroit et précis.

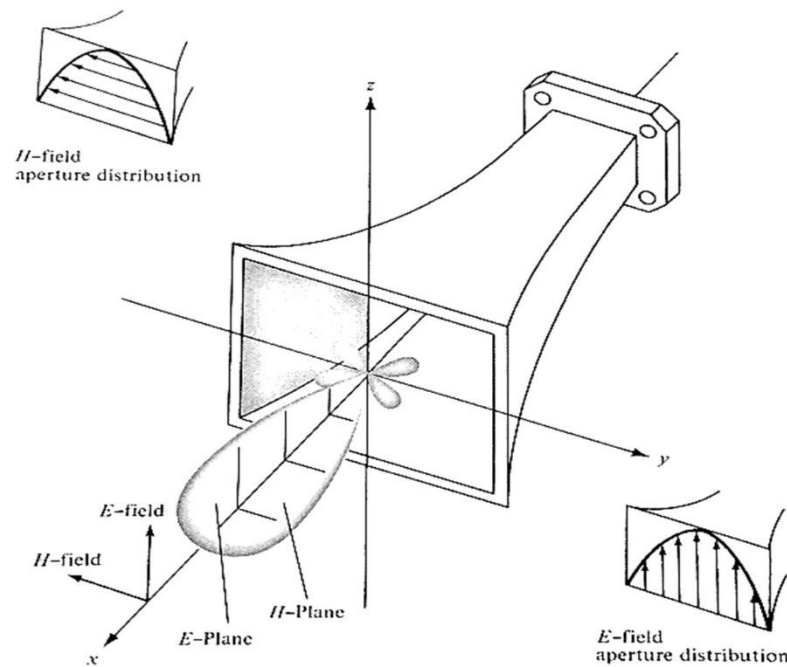


Figure I.16. Diagramme de rayonnement dans le plan E et H dans les antennes [19]

I.7. Les types d'antennes cornets

Les antennes cornets existent sous différentes formes, chacune adaptée à des applications spécifiques. On distingue principalement trois types de cornets :

I.7.1. Cornet plan H

Le cornet plan H est un type spécifique de cornet pyramidal où l'évasement se fait uniquement dans le plan H (plan magnétique). Il est dérivé d'un guide d'ondes rectangulaire et sert principalement à améliorer la directivité et l'adaptation d'impédance dans le plan H.

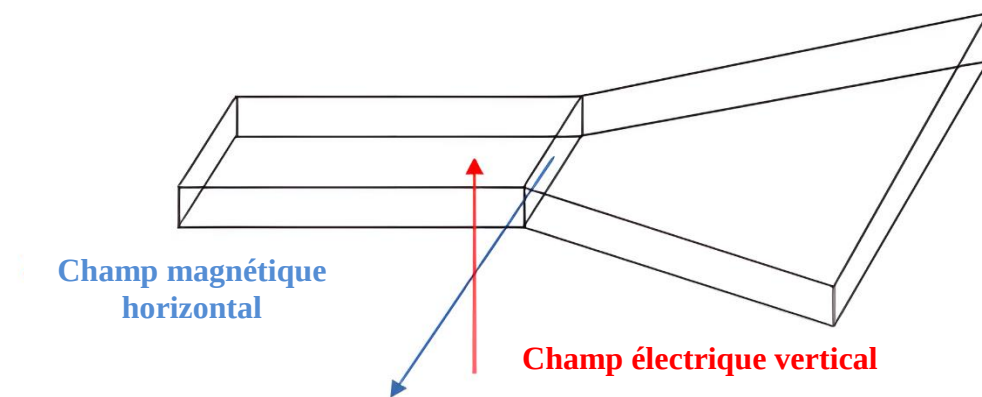


Figure I.17. Antenne Cornet sectoriel plan H

I.7.2. Cornet Plan E

Le cornet plan E est un type d'antenne cornet où l'évasement se produit uniquement dans le plan E (plan électrique). Il est utilisé pour améliorer la directivité et l'adaptation d'impédance dans cette direction tout en restant simple à fabriquer.

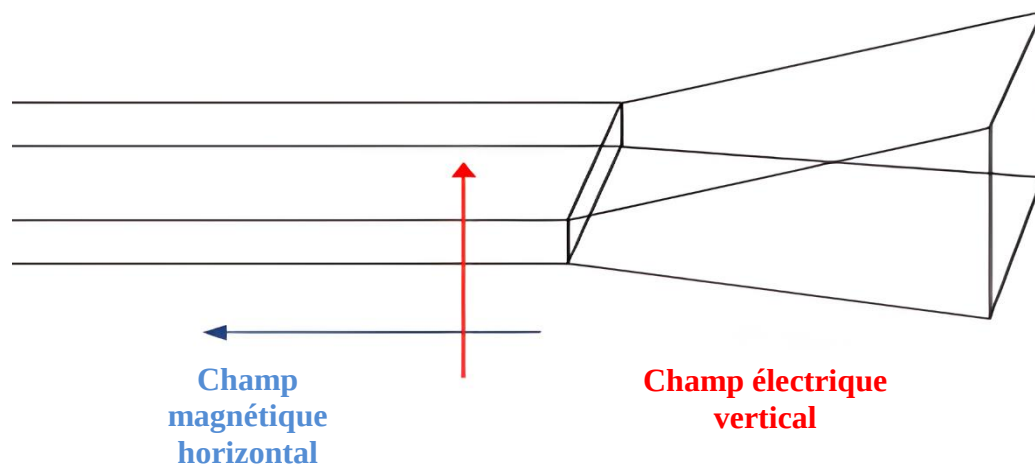


Figure I.18. Antenne Cornet sectoriel plan E

I.7.3. Le cornet pyramidal

Le cornet pyramidal, combine l'évasement dans les deux plans (E et H), offrant ainsi une directivité et un gain supérieurs, souvent compris entre 15 et 25 dB. Grâce à ces caractéristiques, les antennes cornets sont largement utilisées dans les radars, les télécommunications hyperfréquences et les mesures en laboratoire, garantissant une transmission et une réception optimisées des ondes électromagnétiques.



Figure I.19. Antenne Cornet pyramidal [20]

I.7.4. Cornet conique

Les antennes cornets coniques sont un type particulier d'antenne cornet où l'ouverture évasée a une forme circulaire. Contrairement aux cornets pyramidaux, qui sont dérivés d'un guide d'ondes rectangulaire, les cornets coniques proviennent d'un guide d'ondes circulaire. Ils permettent une meilleure adaptation d'impédance et peuvent fonctionner avec une polarisation linéaire ou circulaire, ce qui les rend particulièrement adaptés aux communications satellites et aux systèmes radar spécialisés. Grâce à leur géométrie, ces antennes offrent une directivité élevée (généralement entre 15 et 25 dB) et une faible réflexion des ondes. Elles sont couramment utilisées dans les systèmes de télécommunication hyperfréquences, les radars et les mesures en laboratoire, garantissant une propagation efficace et contrôlée des ondes électromagnétiques.



Figure I.20. Antenne Cornet conique [21]

I.8. Les études basées sur la littérature des antennes cornets

I.8.1. Antenne cornet plan H avec directivité améliorée utilisant une optique à transformation conforme

OPEN H-plane horn antenna with enhanced directivity using conformal transformation optics

Hossein Eskandari^{1,2}, Juan Luis Albadalejo-Lijarcio², Oskar Zetterstrom², Tomáš Tyc³ & Oscar Quevedo-Teruel²

Les antennes cornet H-plane, largement utilisées pour leur profil bas, voient leur directivité limitée par des erreurs de phase à l'ouverture. Les techniques existantes (lentilles homogènes, structures corruguées) souffrent de réflexions ou de complexité de fabrication. L'optique de transformation (TO) permet de concevoir des lentilles GRIN compactes, mais les implémentations antérieures présentaient des défauts : indices singuliers, régions superluminiques et désadaptation d'impédance. Cet article résout ces problèmes en ajustant la transformation conforme pour garantir un indice modéré (1 à 1,44) et un couplage optimal avec l'espace libre.

Dans [22], Eskandari & al. ont présenté une méthode pour améliorer la directivité d'une antenne cornet H-plane en utilisant une optique de transformation conforme (CTO). Un diélectrique à indice gradué (GRIN) est conçu pour éliminer progressivement les erreurs de phase à l'ouverture de l'antenne, tout en évitant les indices de réfraction extrêmes et les régions superluminiques via un redimensionnement du trajet optique. Un prototype imprimé en 3D démontre une augmentation du gain de 1,5 à 2,4 dB par rapport à un cornet de référence, validant ainsi l'approche proposée. Les communications THz offrent un débit élevé mais nécessitent des antennes à haut gain, large bande et faible perte.

I.8.1. Méthode de conception

1. Transformation conforme : Une cartographie analytique relie l'espace virtuel (cornet vide) à l'espace physique (cornet modifié avec ouverture aplatie). Un domaine rectangulaire intermédiaire permet de dériver l'indice de réfraction via l'invariance des équations de Maxwell.
2. Redimensionnement du trajet optique : Une fonction de recalage élimine les régions superluminiques en ajustant la longueur optique, garantissant un indice ≥ 1 .
3. Optimisation géométrique : Les courbures des bords du cornet sont conçues pour éviter les singularités et assurer une transition douce de l'indice à l'ouverture.

I.8.2. Implémentation et validation

- Fabrication : La lentille GRIN est réalisée via une plaque diélectrique perforée ($\epsilon_r=3$) imprimée en 3D, avec des trous carrés de tailles variables pour moduler l'indice effectif.

- Mesures : Les performances sont comparées à un cornet de référence et à un cornet profilé sans lentille. Les résultats montrent :
 - Un coefficient de réflexion < -10 dB sur une large bande (12–16 GHz).

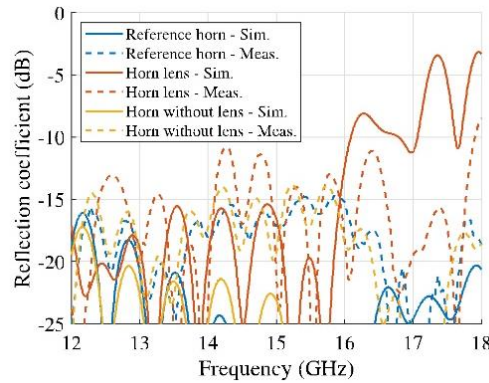


Figure I.21. Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour l'antenne à cornet à lentille, l'antenne à cornet profilé sans lentille, et l'antenne de référence.

Les dimensions sont les suivantes : $LL = LH = 207$ mm, $WL = WH = 167$ mm, $HL = HH = 20$ mm, et $FL = 40$ mm

- Une phase frontale aplatie à l'ouverture, confirmant la correction d'erreur de phase.
- Un gain accru de 1,5–2,4 dB dans la bande Ku, avec une ouverture effective augmentée d'un facteur 1,3–1,7.

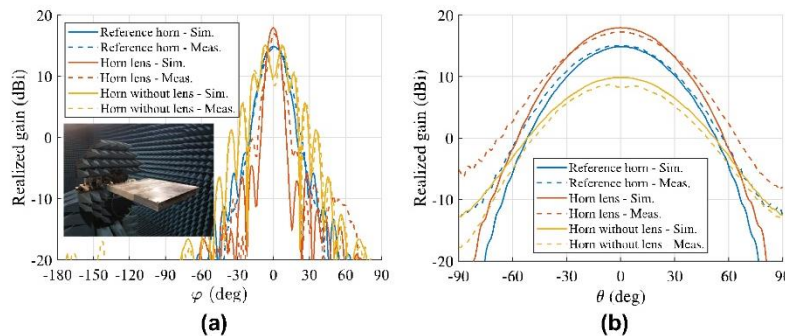


Figure I.22. Champ lointain simulé et mesuré (a) dans le plan H ($= 90^\circ$) et (b) dans le plan E ($= 90^\circ$) à 15 GHz pour l'antenne cornet à lentille, l'antenne cornet profilée sans lentille et l'antenne de référence.

Les dimensions sont les suivantes :

$LL = LH = 207$ mm, $WL = WH = 167$ mm, $HL = HH = 20$ mm, et $FL = 40$ mm.

I.8.2. Antenne à cornet planaire térahertz entièrement en silicium

All-Silicon Terahertz Planar Horn Antenna

Jie Liang , Weijie Gao , Harrison Lees , *Student Member, IEEE*,
and Withawat Withayachumnankul , *Senior Member, IEEE*

Les antennes métalliques classiques souffrent de pertes ohmiques et de complexité de fabrication à ces fréquences. Les auteurs présentent une solution basée sur une plateforme en silicium pur, utilisant un guide d'ondes diélectrique revêtu d'un milieu effectif (trous sous-longueur d'onde). Cette approche élimine les pertes métalliques, supporte deux polarisations et permet une intégration monolithique. Les travaux antérieurs (antennes à réseau de tiges ou lentilles de Lüneburg) sont limités par une bande étroite ou une polarisation unique. La proposition combine une section évasée et une lentille à gradient d'indice pour optimiser gain, compacité et adaptation d'impédance.

Dans [23], Liang & al. ont proposé une antenne cornet planaire entièrement en silicium opérant dans la bande THz (220–330 GHz, bande WR-3). Conçue pour une intégration complète avec des systèmes frontaux THz diélectriques, cette antenne supporte deux modes de polarisation orthogonaux (dans le plan et hors du plan). Une lentille diélectrique à milieu effectif 2D améliore le gain réalisé et l'adaptation d'impédance, permettant une bande passante fractionnelle de 40 % sur une structure compacte. Les mesures expérimentales montrent un gain réalisé de 11,2 à 14,2 dBi pour la polarisation dans le plan et de 10,5 à 15,0 dBi pour la polarisation hors du plan, validant son efficacité pour les communications post-5G. Les communications THz offrent un débit élevé mais nécessitent des antennes à haut gain, large bande et faible perte.

I.8.2.1. Méthode de conception

1. Structure globale :

- Guide d'ondes : Revêtu d'un milieu effectif hexagonal (trous de 90 μm de diamètre, période 100 μm), il guide les modes E_x^{11} (dans le plan) et E_y^{11} (hors du plan).
- Section évasée : Angle d'ouverture de 60°, longueur 2,88 mm, largeur 3,40 mm, pour augmenter l'ouverture tout en limitant la déformation du front d'onde.
- Lentille à gradient d'indice : Réseau de trous de diamètre variable (20 à 90 μm) pour aplanir le front d'onde cylindrique et adapter l'impédance à l'espace libre.

2. Optimisation :

- Les paramètres géométriques (diamètre des trous, période) sont ajustés via la théorie de Maxwell-Garnett pour contrôler l'indice effectif.
- Simulations 3D (CST Microwave Studio) valident la distribution du champ électrique et la compensation de phase.

I.8.2.2. Implémentation et validation

- Fabrication : Gravure par DRIE sur une plaquette de silicium haute résistivité (250 μm d'épaisseur). La lentille présente des trous aveugles au centre (limites de procédé), mais sans impact significatif sur les performances.

- Mesures :

Coefficient de réflexion : < -10 dB sur 220–330 GHz pour les deux polarisations.

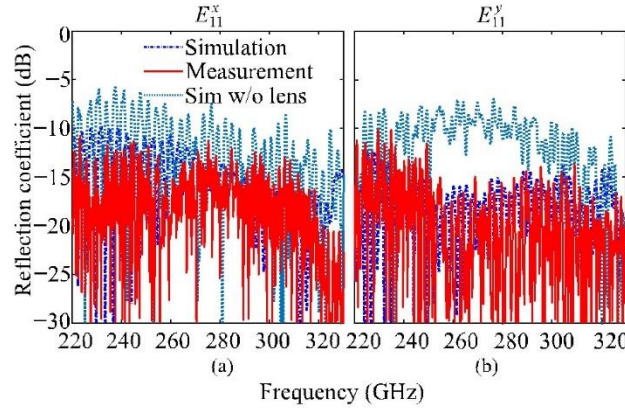


Figure I.23. Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour les modes

(a) E_x^{11} et (b) E_y^{11}

La simulation sans lentille est basée sur le modèle avec absence de lentille effective, les autres parties restantes inchangées.

- Diagrammes de rayonnement : Faible divergence en xz (3 dB à 20°), plus large en yz (85°), liée à l'asymétrie de l'ouverture.

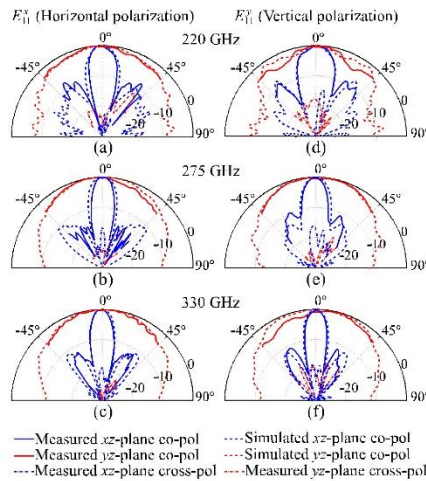


Figure I.24. Diagrammes de rayonnement d'antenne simulés et mesurés pour (a-c) les modes E_x^{11} et (d-f) E_y^{11} à 220, 275 et 330 GHz. Les composantes de polarisation croisée simulées ne sont pas présentées, car elles sont négligeables en raison de la symétrie parfaite du modèle d'antenne. En raison de l'angle de balayage limité de l'installation, les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont mesurés de -45° à 45°

- Gain réalisé : 11,2–14,2 dBi E_x^{11} et 10,5–15,0 dBi E_y^{11} , avec une amélioration de 6 dB grâce à la lentille.
- Désadaptations : Fluctuations dues aux imperfections de fabrication (épaisseur réduite de 5 μm , sur-gravure des trous) et alignement imparfait.

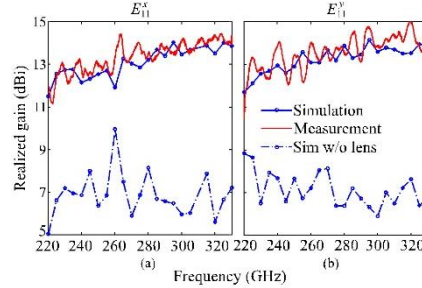


Figure I.25. Gains réalisés simulés et mesurés pour les modes (a) E_x^{11} et (b) E_y^{11} . Les gains réalisés simulés sont discrets avec une fréquence d'échantillonnage de 5 GHz, tandis que les lignes servent de guide visuel. Pour atténuer le bruit introduit par le désalignement, une fonction de lissage a été utilisée pour traiter les gains mesurés avec une fenêtre coulissante couvrant 1 GHz.

I.8.3. Amélioration du gain d'une antenne cornet à l'aide d'une lentille métallique

Gain Enhancement of Horn Antenna Using a Metal Lens

Zhi-Yi Zhang[✉], Kai Lu[✉], and Kwok Wa Leung[✉], *Fellow, IEEE*

Les antennes cornet à haut gain sont essentielles pour les communications haute fréquence, mais les méthodes existantes (méta surfaces, lentilles diélectriques) souffrent de limitations : bande étroite, complexité de fabrication, ou encombrement accru. Les lentilles métalliques traditionnelles, bien que robustes, ont une bande passante limitée par la dispersion des canaux. Cet article résout ces problèmes avec une lentille métallique sinueuse intégrée, corrigeant la phase sur une large bande tout en minimisant la taille. L'approche permet également de contrôler indépendamment l'amplitude et la phase du champ pour optimiser les performances.

Dans [24], Zhang & al. ont proposé une antenne cornet ouverte intégrant une lentille métallique sinueuse dans le plan H pour améliorer le gain et la bande passante. La lentille égalise les chemins optiques des sous-canaux via des plaques métalliques ondulées, permettant une correction de phase large bande. Deux versions sont conçues : Ant. 1 (distribution de champ uniforme) et Ant. 2 (distribution apodisée pour réduire les lobes secondaires). Les prototypes, fabriqués par impression 3D métallique, démontrent un gain réalisé de 15,8–18,3 dBi (Ant. 1) et 17,8–19,3 dBi (Ant. 2) sur 11,5–18 GHz, avec une bande passante de réflexion < -10 dB de 46 %. L'efficacité d'ouverture atteint 109,3 % (Ant. 1) et 97,7 % (Ant. 2), surpassant les antennes classiques et les designs à méta surfaces.

I.8.3.1. Méthode de conception

1. Lentille métallique sinueuse :

- Configuration : 17 plaques métalliques (MPs) ondulées selon des fonctions Co sinusoïdales, ajustées pour égaliser les longueurs des chemins optiques $L'_n = c_n \cdot L_9$.
- Principe : Les ondes circulent sinueusement à travers les canaux, retardant uniformément la phase quel que soit le trajet. La correction des franges de champ augmente la taille effective de l'ouverture, surtout aux basses fréquences.

2. Ant. 1 (Distribution uniforme) :

- Intégration : Lentille insérée dans un cornet ouvert, supprimant les parois supérieures/inférieures pour réduire l'encombrement.
- Alimentation : Diviseurs de puissance symétriques pour une distribution de champ uniforme à l'ouverture.

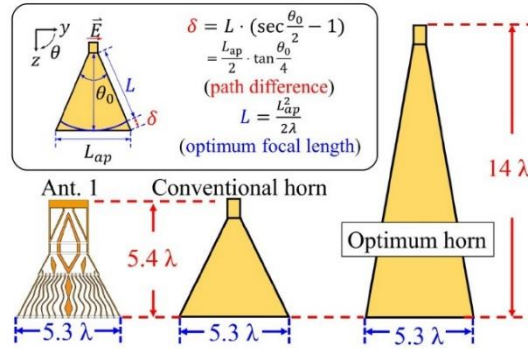


Figure I.26. Comparaison de taille entre Ant. 1, un cornet conventionnel et un cornet optimal.

3. Ant. 2 (Distribution apodisée) :

- Optimisation : Profil de hauteur variable et diviseurs de puissance asymétriques pour apodiser le champ, réduisant les lobes secondaires (SLL).
- Fabrication : Impression 3D directe en alliage d'aluminium pour éviter les défauts d'électroplattage.

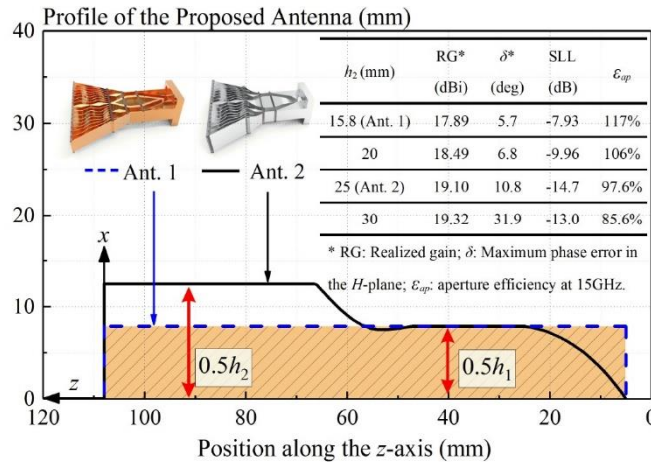


Figure I.27. Comparaison du profil de hauteur (h_2) entre Ant. 1 et Ant. 2.

I.8.3.2. Résultats et validation

- Simulations :
 - Ant. 1 : Gain réalisé de 18,3 dBi à 15 GHz, phase uniforme ($< 30^\circ$ de variation).
 - Ant. 2 : SLL réduit de -9 dB à -15 dB grâce à l'apodisation, avec une bande passante 1-dB de 30 %.
- Mesures :
 - Bande passante : 46 % (11,5 – 18,5 GHz) pour $|S_{11}| < -10$ dB.
 - Gain : 15,8–18,3 dBi (Ant. 1) et 17,8–19,3 dBi (Ant. 2).
 - Diagrammes de rayonnement : Faible divergence (HPBW $\approx 10^\circ - 25^\circ$), accord simulation-mesure.
- Comparaisons :
 - Surpasse les lentilles diélectriques et méta surfaces en bande passante (46 % vs. 10–26 %) et efficacité d'ouverture (> 97 % vs. ≤ 93 %).
 - Gain supérieur de 3–6 dB par rapport aux cornets classiques.

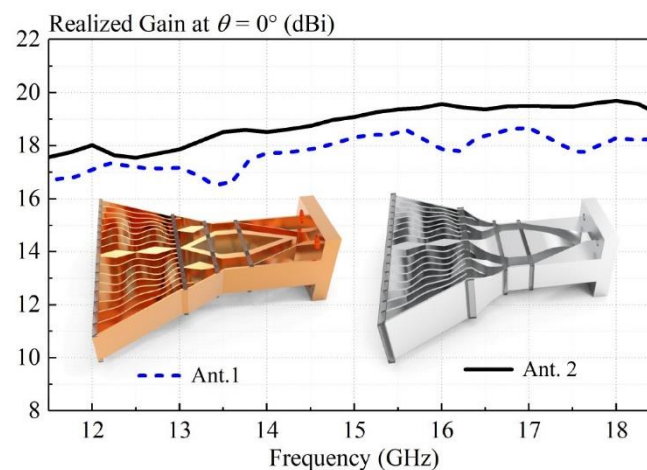


Figure I.28. Comparaison des gains simulés entre Ant. 1 et Ant. 2.

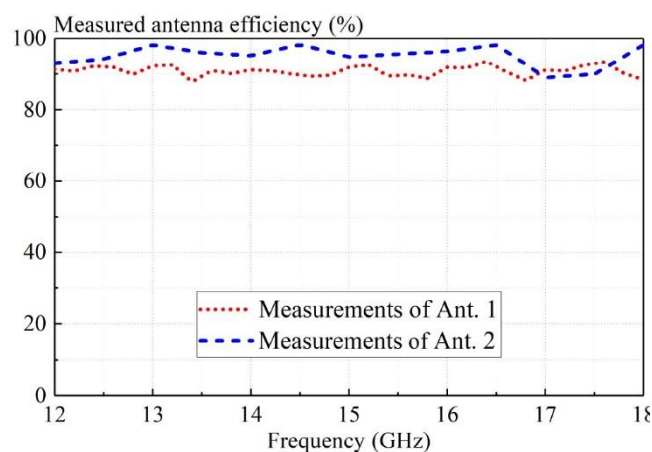


Figure I.29. Efficacité totale mesurée de l'antenne Ant. 1 et Ant. 2.

I.8.4. Antenne cornet SIW H-Plane compacte à ondes lentes avec gain accru pour la communication à ondes millimétriques dans les véhicules

Compact Slow-Wave SIW H-Plane Horn Antenna with Increased Gain for Vehicular Millimeter Wave Communication

Yin Zhang, Jing-Ya Deng, *Member, IEEE*, Dongquan Sun, *Member, IEEE*, Jia-Yuan Yin, and Li-Xin Guo, *Senior Member, IEEE*

Les antennes cornet traditionnelles, bien que performantes, sont encombrantes et peu adaptées aux systèmes compacts. Les antennes SIW offrent une alternative planaire, mais leur miniaturisation dégrade le gain en augmentant les différences de phase à l'ouverture. Les solutions existantes (lentilles, éléments parasites) augmentent la taille globale. Cet article propose une solution innovante : intégrer des SWS sous forme de via-holes métalliques aveugles pour ralentir la phase le long de l'axe central, uniformisant la distribution de phase sans compromettre la compacité.

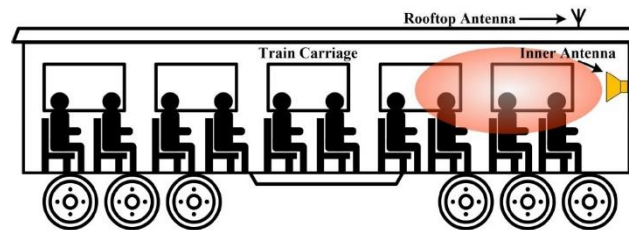


Figure I.30. Scénario de communication des utilisateurs de terminaux dans un train.

Dans [25], Zhang & al. ont présenté une antenne cornet SIW (Substrate Integrated Waveguide) dans le plan H, miniaturisée et à gain accru, destinée aux communications millimétriques 5G véhiculaires. Des structures à ondes lentes (SWS), sous forme de via-holes métalliques aveugles intégrés dans la région évasée, compensent la différence de phase induite par la réduction de la longueur longitudinale. L'antenne opère dans la bande 28 GHz (27,5 – 28,35 GHz) avec une réduction de 53,83 % de la longueur par rapport à un cornet optimal, tout en améliorant le gain de 1,1 dB en moyenne. Les mesures validées montrent un gain réalisé >5 dBi, confirmant l'efficacité de la conception.

I.8.4.1. Méthode de conception

1. Cornet SIW optimal : Conçu selon les critères classiques (largeur d'ouverture $A_h = 24$, longueur $L_h = 29,63$ mm), avec des patches rectangulaires pour l'adaptation d'impédance.
2. Miniaturisation directe : Réduction de 53,83 % de la longueur ($L_h = 13,68$ mm), entraînant une baisse de gain de 1,6 dB en moyenne.
3. Intégration des SWS : Ajout de via-holes métalliques aveugles ($d_2 = 0,42$ mm, $h_2 = 0,508$ mm) pour ralentir la phase centrale, compensant la distorsion due à la miniaturisation.

4. Transition GCPW-SIW : Conçue pour des mesures précises, avec un coefficient de réflexion < -20 dB et des pertes $< 0,4$ dB dans la bande opérationnelle.

I.8.4.2. Résultats et validation

- Simulations :
 - Distribution de phase : Uniformisée grâce aux SWS, réduisant la différence de phase à l'ouverture.
 - Gain : 5,15 dBi à 28 GHz, supérieur de 1,1 dB au cornet optimal et de 2,7 dB au cornet miniaturisé sans SWS.
 - Diagrammes de rayonnement : Lobes principaux étroits (HPBW $\approx 10^\circ$ – 25°), SLL réduits dans le plan H.
- Mesures :
 - Bande passante : Couverture de 27,5–28,35 GHz avec $|S_{11}| < -10$ dB.
 - Gain mesuré : > 5 dBi, en accord avec les simulations (Fig. 5c).
 - Efficacité d'ouverture : Améliorée grâce à la correction de phase par les SWS.

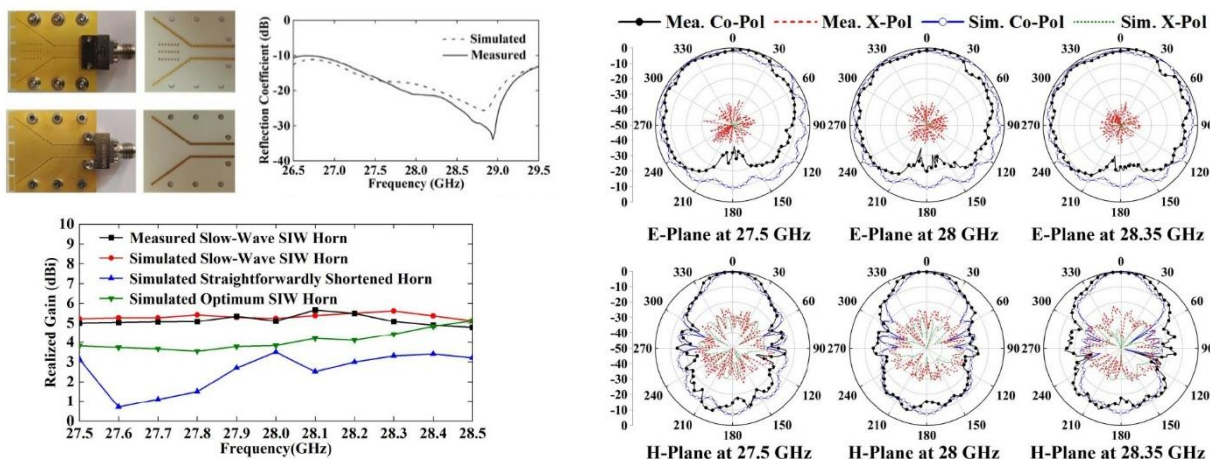


Figure I.31. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés.

I.8.5. Antenne cornet plan H hautes performances utilisant la technologie de guide d'ondes à rainures

High performance H-plane horn antenna using groove gap waveguide technology

Amir Hossein Haghparast, Pejman Rezaei*

Electrical and Computer Engineering Faculty, Semnan University, Semnan, Iran

Les antennes cornet traditionnelles, bien que performantes, sont limitées en bande millimétrique par leur encombrement et leur sensibilité aux contacts électriques. Les technologies SIW (Substrate Integrated Waveguide) et GW (Gap Waveguide) offrent des alternatives compactes. Les GW, avec leurs plaques métalliques non connectées et surfaces à haute impédance, surpassent les SIW en termes de pertes, bande passante et gestion de puissance

Dans [26], Haghpourast et Rezaei ont proposé une antenne cornet H-plane haute performance utilisant la technologie des guides d'ondes à espacement (GW) dans la bande Ka (19–27 GHz). L'antenne intègre des broches métalliques pour corriger la différence de phase entre le centre et les bords de l'ouverture, ainsi qu'une étape triangulaire pour améliorer le gain. Avec une taille de $4.9\lambda \times 3.5\lambda$ à la fréquence centrale (23 GHz), elle offre une bande passante de 34 % ($|S_{11}| < -10$ dB), un gain maximal de 15,9 dBi, un taux de polarisation croisée < -45 dB et une efficacité totale > 92 %. Les résultats expérimentaux valident les simulations, confirmant son potentiel pour les communications millimétriques et les systèmes à haute puissance.

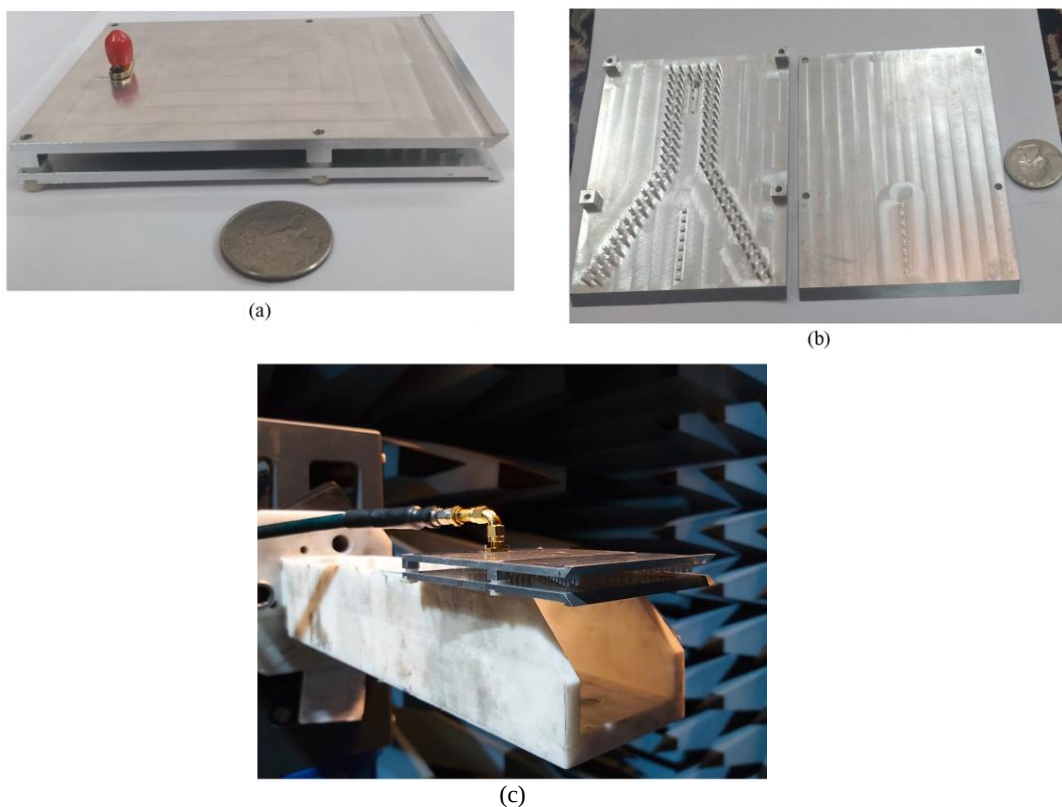


Figure I.32. (a) Prototype de l'antenne assemblée
 (b) Prototype de deux sections de l'antenne cornet à plan H
 (c) Photographie du dispositif de mesure à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

I.8.5.1. Conception et Méthodologie

1. Structure GW :

- Deux plaques métalliques parallèles avec broches périodiques (hauteur $h_p = 3.8$ mm, période $p_p = 1.2$ mm) créent une surface PMC (Perfect Magnetic Conductor), limitant les fuites d'énergie.
- La bande interdite (13–34 GHz) couvre la bande Ka cible.

2. Correction de phase :

- Huit broches métalliques alignées sur l'axe central ajustent la phase pour uniformiser le front d'onde à l'ouverture.
- Une étape triangulaire frontale améliore le gain et le rapport avant/arrière (FTBR > 20 dB).

3. Transition d'impédance :

- Un connecteur SSMA et une section de transition optimisée ($L1 = 6.8$ mm, $L2 = 3.4$ mm) assurent une adaptation large bande.

I.8.5.2. Résultats et Validation

- Simulations :
 - Bande passante : 19–27 GHz ($|S_{11}| < -10$ dB).
 - Gain : 13,5–15,9 dBi, avec une efficacité d'ouverture de 96 % à 25 GHz.
 - Diagrammes de rayonnement : Faible niveau de lobes secondaires (SLL < -18 dB en E-plane) et polarisation croisée < -45 dB.
- Mesures :
 - Accord simulation-mesure pour le coefficient de réflexion et le gain (Fig. 7, 9).
 - FTBR mesuré > 20 dB, confirmant la réduction des rayonnements arrière.

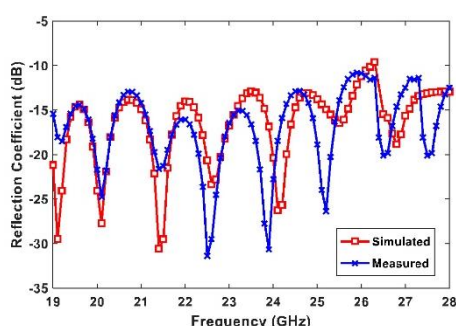


Figure I.33. Perte de rendement simulée et mesurée de l'antenne proposée.

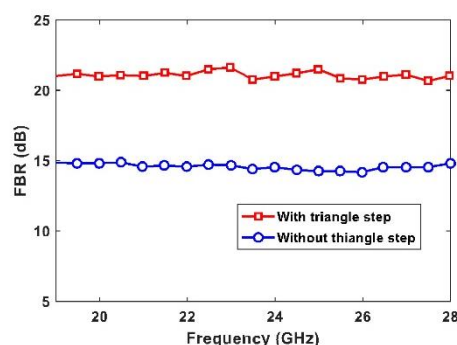


Figure I.34. Diagramme du rapport avant-arrière (FTBR).

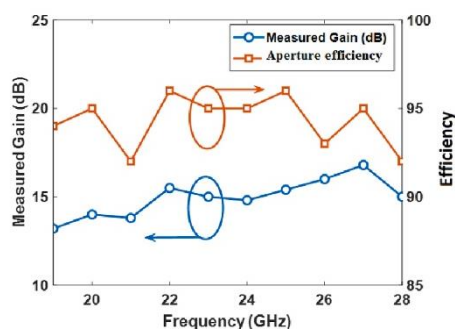


Figure I.35. Gain mesuré et efficacité d'ouverture du cornet proposé en fonction de la fréquence.

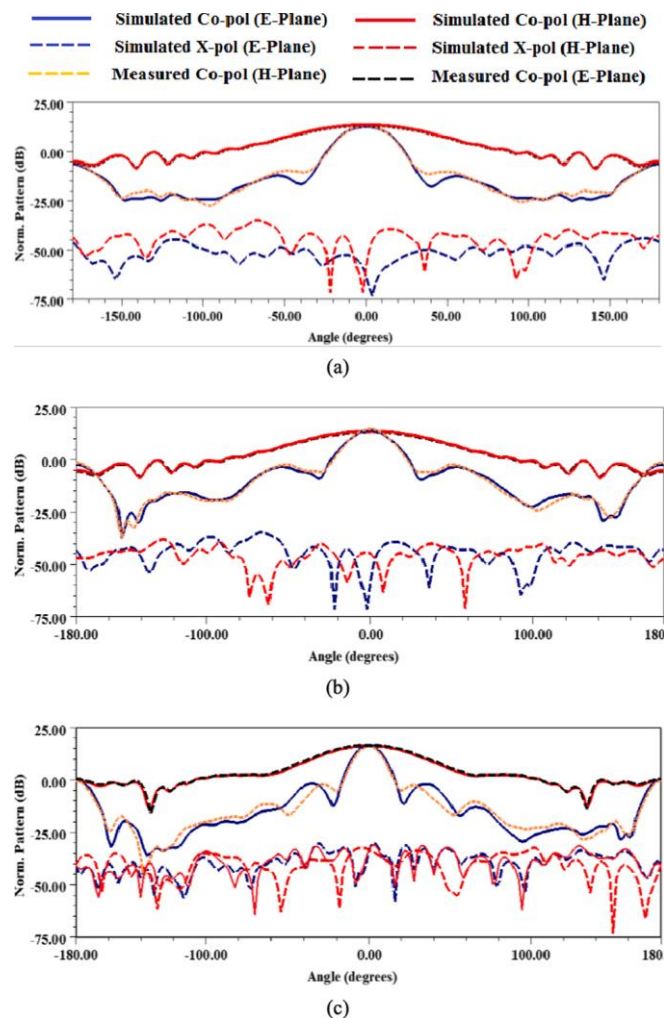


Figure I.36. Diagramme de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne cornet :
a) plan E et plan H à 19 GHz ; b) à 23 GHz ; c) à 27 GHz.

I.8.5.3. Comparaison avec l'État de l'Art

Une comparaison de l'antenne proposée avec des designs similaires montre qu'elle surclasse les antennes SIW en bande passante (34 % vs. 3,5–25 %) et efficacité (92–96 % vs. 80–92 %). Contrairement aux cornets métalliques traditionnels, elle combine compacité, faible coût et facilité de fabrication (CNC sur aluminium).

I.8. Conclusion

Les antennes sont des éléments essentiels dans les systèmes de communication et de transmission des ondes électromagnétiques. Elles assurent la conversion des signaux électriques en ondes électromagnétiques (émission) et inversement (réception). Il existe une grande diversité d'antennes, adaptées à des applications spécifiques : des antennes omnidirectionnelles, comme les antennes dipôles utilisées en radio, aux antennes directives, comme les antennes cornets, paraboliques ou réseau à phase, destinées aux radars et aux télécommunications longue distance.

Les antennes cornets sont particulièrement utilisées en hyperfréquences en raison de leur directivité élevée, leur faible réflexion et leur bonne adaptation d'impédance.

Elles se déclinent en plusieurs types : cornets plans E et H, qui optimisent la directivité dans un seul plan, cornets pyramidaux, offrant une directivité accrue dans les deux plans, et cornets coniques, adaptés aux systèmes à polarisation circulaire.

L'évolution technologique continue d'améliorer les performances des antennes en réduisant leur taille et en augmentant leur efficacité, notamment grâce aux matériaux avancés et aux nouvelles techniques de conception. Aujourd'hui, elles sont omniprésentes dans des domaines aussi variés que les radars, les satellites, les télécommunications mobiles, l'astronomie et l'aéronautique. Le choix d'une antenne dépend des critères de fréquence, directivité, polarisation et environnement d'utilisation, garantissant ainsi une transmission optimale des signaux.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons la technologie SIW, ses principaux avantages et son mode de fabrication.

Références

- [1] Le Monde du Wi-Fi Droit d'auteur © 2014 - 2017 par Gilbert MOÏSIO est sous licence License Creative Commons Attribution - Pas d'utilisation commerciale - Partage dans les mêmes conditions 4.0 International, sauf indication contraire.
- [2] A. Mialon, « CLIMATE VARIABILITY STUDY IN NORTHERN HIGH LATITUDES DERIVED FROM MICROWAVES REMOTE SENSING OBSERVATIONS. », nov. 2005.
- [3] Chercheur, Anne Claire LEPAGE Enseignant. " Caractéristiques des antennes ". Paris : Tech, 2015.
- [4] CH Walter, Travelling Wave Antennas, McGraw-Hill, 1965, Dover, 1970, réimprimé par Peninsula Publishing, Los Altos, Californie, 1990. [T. Rozzi et M. Mongiardo, Open Electromagnetic Waveguides, The Institution of Electrical Engineers (IEE), Londres, 1997. MJ Ablowitz et AS Fokas, Variables complexes : introduction et applications, deuxième édition, Cambridge University Press, 2003.
- [5] Le petit radioscope illustré, <https://www.leradioscope.fr/les-antennes/dipoles-demi-ondes>, consulté le 10/06/2025.
- [6] Association des Radioamateurs de la Corrèze - REF19, <https://ref19.r-e-f.org/presentations>, consulté le 10/06/2025.
- [7] Le petit radioscope illustré, <https://www.leradioscope.fr/2016-05-20-18-41-37/licence/cours-reglementation/chapitre-5>, consulté le 10/06/2025.
- [8] <https://www.bing.com/images/search?view=detailV2&ccid=2nESyi1H&id=21A6A41E9139369F38C1FB3F074C0C8CA989E8D8&thid=OIP.2nESyi1H>, Bing, consulté le 10/06/2025.
- [9] HUBKA, P. Obdélníková flíčková anténa pro pásmo 60 GHz. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 47 s.. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Vladimír Hebelka.
- [10] Tagra, <https://www.tagra.net/fr/produit?id=374>, consulté le 10/06/2025.
- [11] IStockPhoto, <https://www.istockphoto.com/se/foto/monopolantenn-framf%C3%B6r-bl%C3%A5-himmel-gm1269404282-372760833>, consulté le 10/06/2025
- [12] Wimo <https://www.wimo.com/fr/helix-70>, consulté le 10/06/2025.
- [13] A. Benedetto, F. Benedetto, in Comprehensive Materials Processing, 2014.
- [14] RAYMING PCB, <https://www.raypcb.com/patch-antenna>, consulté le 10/06/2025
- [15] PWC, <https://www.pwc.com/jp/ja/knowledge/column/space-business/assets/pdf/space-business01.pdf>, consulté le 10/06/2025
- [16] Wikipedia, https://en.wikipedia.org/wiki/Horn_antenna, consulté le 10/06/2025.
- [17] « Cornet d'alimentation [archive] », sur Radartutorial (consulté le 20 mai 2012).
- [18] Studocu, <https://www.studocu.com/row/document/ecole-nationale-superieure-de-technologie-alger/antenne/antennes-exercices-02/57009005>, consulté le 10/06/2025
- [19] CHAOUICHE, Youcef Braham. *Conception d'Antennes Planaires Reconfigurables pour Opération Large Bande et Multi-Bande*. 2019. Thèse de doctorat. Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj (Algérie).
- [20] Exocis, <https://exocis.com/produits-services/conception-dantennes>, consulté le 10/06/2025.
- [21] Radartutorial, <https://www.radartutorial.eu/03.linetheory/Horn.en.html>, consulté le 10/06/2025.
- [22] ESKANDARI, Hossein, ALBADALEJO-LIJARCIO, Juan Luis, ZETTERSTROM, Oskar, et al. H-plane horn antenna with enhanced directivity using conformal transformation optics. *Scientific Reports*, 2021, vol. 11, no 1, p. 14322.

- [23] LIANG, Jie, GAO, Weijie, LEES, Harrison, *et al.* All-silicon terahertz planar horn antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, vol. 20, no 11, p. 2181-2185.

Chapitre II :

Technologie SIW

II.1. Introduction

La technologie du guide d'ondes intégré au substrat SIW constitue une option très prometteuse pour l'avancement des circuits et composants fonctionnant dans la bande millimétrique. La plupart des éléments basés sur un guide d'ondes rectangulaire traditionnel ont été redéveloppés avec une alternative utilisant la technologie SIW, en raison de la ressemblance entre le guide d'onde et cette dernière. Cette technologie fonctionne avec une variété de composants passifs, actifs et même des antennes. Cette section donne un aperçu des progrès réalisés dans les structures SIW et de l'intégration de cette technologie avec divers composants.

II.2. Problématique

Face à la saturation du spectre radiofréquence pour les communications sans fil et en micro-ondes, l'intérêt des chercheurs pour la bande millimétrique croît de plus en plus, car les attributions spectrales y sont davantage accessibles et attrayantes pour un transfert de données à très haut débit, comparé aux autres technologies de transmission.

L'augmentation de la fréquence entraîne une réduction de la longueur d'onde, donc une réduction de la dimension des circuits. C'est la raison pour laquelle l'emploi intensif de circuits intégrés est privilégié dans l'élaboration des modules d'ondes millimétriques [1]. Il faut toutefois tenir compte du coût considérable associé à la conception et à la production de tels circuits.

Autrement dit, le Guide d'Ondes Intégré au Substrat (SIW) présente des atouts attrayants tels que l'aptitude à s'intégrer avec d'autres systèmes de radiofréquence et la construction économique associée à un facteur de qualité élevé.

L'étude des guides d'ondes traditionnels a permis de progresser vers l'examen des notions de technologie SIW pour le développement de composants passifs et actifs hautement qualitatifs tels que les filtres, les coupleurs, les diviseurs de puissance et les antennes.

En résumé, un guide SIW peut être comparé à un guide d'ondes. C'est un substrat diélectrique situé entre deux plans conducteurs, doté de lignes de trous ou fentes métallisées périodiques qui relient ces deux structures conductrices [2].

II.3. Technologie SIW

II.3.1. Structure du SIW

Les recherches théoriques indiquent que les propriétés de propagation dans une structure SIW ressemblent à celles d'un guide d'ondes rectangulaire. Pour être plus précis, en mettant de côté les pertes dues au rayonnement entre les ouvertures métalliques, on constate que les modes SIW correspondent exactement aux modes de propagation d'un guide d'ondes rectangulaire en mode transverse électrique « TE_{nm} », mais pas aux modes transverses magnétiques [3].

Le mode de propagation transverse magnétique exige des courants de surface sur les deux plans conducteurs horizontaux d'un guide d'onde rectangulaire. Cependant, dans notre situation, en raison de l'espace généré par les perforations métalliques, ces courants horizontaux présentent des Problèmes de circulation [3]. Ainsi, pour la technologie SIW, le mode fondamental est le mode TE_{01} (Figure II.1), qui implique un courant électrique circulant sur les deux plans métalliques supérieur et inférieur. Cela explique la similitude entre un guide d'onde rectangulaire et la technologie SIW.

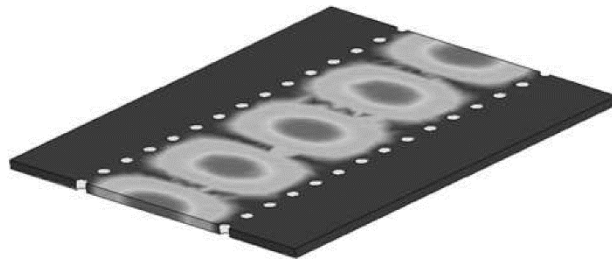


Figure II.1. Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW. [4]

Cette ressemblance a été utilisée pour représenter la technologie SIW à travers un guide d'ondes rectangulaire équivalent de largeur W_{eff} . On trouve des liens qui connectent les dimensions géométriques de ces deux derniers. Ces relations facilitent une évaluation initiale d'un design basé sur la technologie SIW. Parmi les équations les plus citées on trouve 1' équation (II.1) qui est rapportée par [5].

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95p} \quad (II.1)$$

Dans cette notation, d désigne le diamètre des perforations métalliques et s correspond à l'écart entre deux rayons de trous consécutifs (Figure II.2). Pour obtenir des résultats plus robustes, on peut se servir de programmes de simulation tels que HFSS et CST.

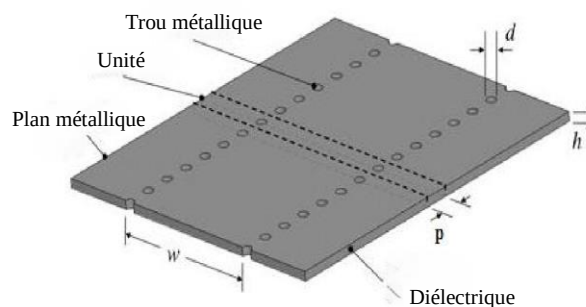


Figure II.2. Géométrie de SIW. [6]

II.3.2. Types des structures SIW

À l'instar d'un guide d'ondes, le SIW a également une fréquence de coupure, un mode fondamental et un coefficient d'atténuation. Effectivement, lors de la conception de circuits utilisant la technologie SIW, il faut tenir compte d'autres paramètres. La

taille du composant et la bande d'opération sont les facteurs primordiaux. En ce qui concerne la plage de fréquence d'un guide d'ondes, on se restreint à la gamme entre la fréquence de la transition entre le mode TE_{10} et le mode TE_{20} permet d'assurer la manifestation du mode unique : en d'autres termes, un seul mode qui se propage.

Plusieurs configurations ont été suggérées pour optimiser la structure SIW en termes de taille et de bande passante (Figure II.3) ; L'idée du SIW plié a été suggérée dans [7] (Figure II.3-a), et elle implique l'ajout d'une troisième couche métallique entre les deux couches supérieure et inférieure, qui est en contact avec une seule ligne de trous conducteurs. Cela permet de diminuer considérablement la taille tout en augmentant les pertes.

La technique de demi-mode SIW a été présentée dans [8] (voir Figure II.3-b). Elle repose sur une coupure verticale au centre du guide d'ondes, agissant comme un plan magnétique virtuel et permettant ainsi un rétrécissement considérable de l'espace requis par cette technique.

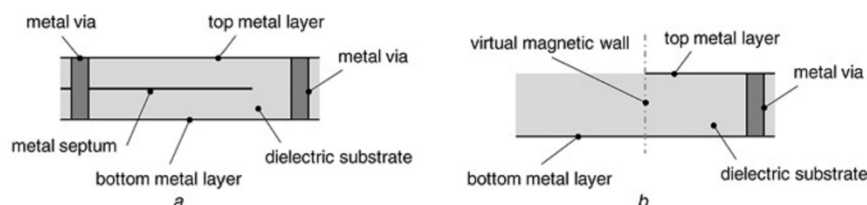


Figure II.3. Différente topologie de SIW. [1]

II.3.3. Avantages de la technologie SIW

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) constitue une technologie innovante qui combine les avantages des guides d'ondes métalliques classiques avec ceux des circuits planaires. [9]

Parmi ses principaux atouts, on note des pertes de propagation relativement faibles, comparables à celles des guides d'ondes traditionnels, ce qui le rend particulièrement adapté aux applications à haute fréquence, notamment dans la bande millimétrique.

De plus, le SIW offre une excellente isolation électromagnétique entre les composants, réduisant ainsi les interférences parasites et améliorant la performance globale du système. Sa structure plane permet une intégration facile avec d'autres technologies de circuits imprimés, ce qui simplifie la fabrication et réduit considérablement les coûts de production. En outre, sa compacité et sa légèreté favorisent la miniaturisation des systèmes, un critère de plus en plus essentiel dans les applications modernes comme les communications sans fil, les radars, ou encore les systèmes embarqués.

Grâce à ces avantages, le SIW attire un intérêt croissant de la part des chercheurs et des industriels, en tant que solution prometteuse pour la conception de circuits hyperfréquences et millimétriques performants et économiquement viables. [10]

II.4. Paramètres pour la conception de la structure SIW

Lors de la conception d'un composant sur une structure technologique SIW, il est impératif de respecter certaines règles. Ces directives facilitent non seulement l'administration de l'énergie électromagnétique, mais aussi la réduction des pertes tout en respectant les restrictions de production imposées [2].

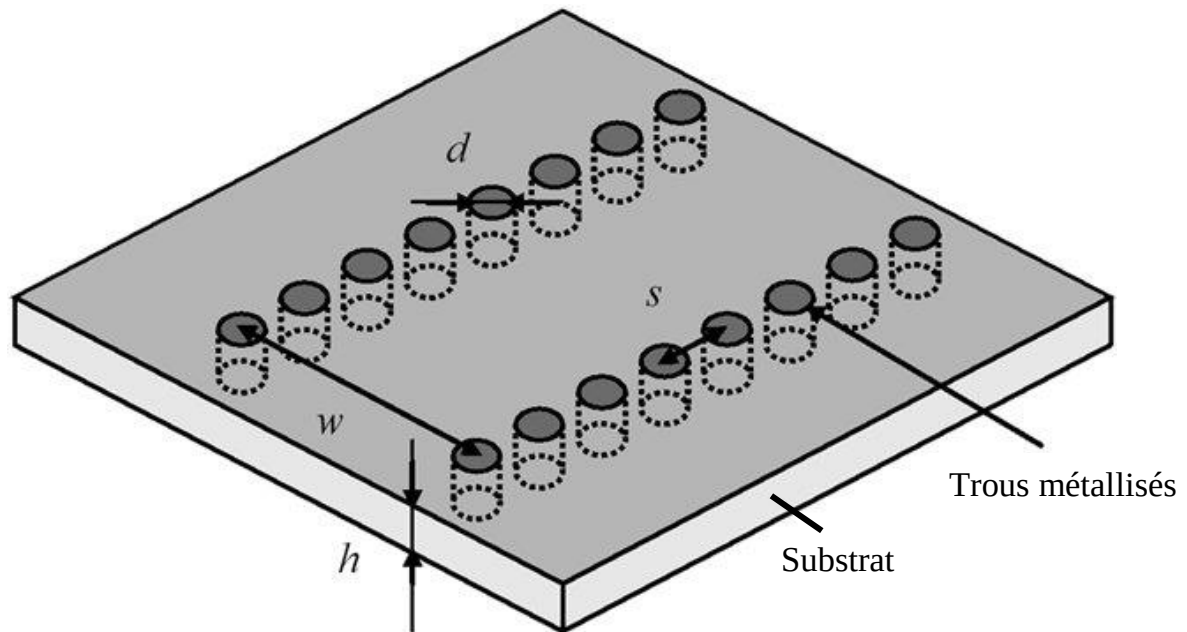


Figure II.4. Paramètres du SIW. [2]

La figure II.4 illustre l'ensemble des paramètres nécessaires à la conception du SIW. On les définit de la manière suivante :

Pour la création d'un guide d'onde, il est essentiel de commencer par établir la fréquence de coupure pour Établir les dimensions du guide. La fréquence de coupure F_{c10} du mode fondamental TE_{10} du guide d'onde rectangulaire équivalent est définie comme suit :

- La détermination de la largeur GOR équivalente se fait comme suit :

$$a = \frac{c}{2 \times f_{c10} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (II.2)$$

Compte tenu de la ressemblance entre ces deux types de guides d'ondes, nous caractérisons les paramètres du SIW en fonction de la largeur a du GOR équivalent.

- Diamètre des trous :

$$L_{SIW} = (Nombre - 1) \times s + d \quad (II.3)$$

- Espace entre deux trous adjacents centre à centre sur un même rangé de trous :

$$s \leq 2 \times d \quad (II.4)$$

- Largeur entre deux trous centre à centre de rangé différent :

$$W = 0.5 \times \left(a + \sqrt{(a + 0.54 \times d)^2 - 0.4 \times d^2} \right) + 0.27 \times d \quad (\text{II.5})$$

- Largeur totale du SIW :

$$W_{SIW} = W + d \quad (\text{II.6})$$

- Longueur totale du SIW sans Alimentation :

$$L_{SIW} = (\text{Nombre} - 1) \times s + d \quad (\text{II.7})$$

Il est à noter qu'il y a une multitude de combinaisons qui peuvent très bien marcher. Lors de la création d'une structure SIW, il faut constamment respecter les deux conditions relatives à d et λ_g :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{II.8})$$

Où λ_g est la longueur d'onde du guide.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi)^2 \varepsilon_r}{c^2} \left(\frac{\pi}{a} \right)}} \quad (\text{II.9})$$

Avec : $d < s \leq 2d$

Un autre facteur essentiel qui détermine la largeur du guide est l'écart entre les deux rangées de cylindres, indiqué par as .

Pour le mode TE_{10} , cette relation peut être simplifiée par la formule suivante :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{II.10})$$

La largeur effective a_d pour la même fréquence de coupure est donnée par :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{II.11})$$

Et :

$$a_s = a_d + d^2 / 0.95p \quad (\text{II.12})$$

Pour obtenir des performances optimales, la conception des structures SIW exige une attention minutieuse. Voici quelques points à prendre en compte :

- 1. Dimensionnement du guide d'onde :** Les dimensions du guide d'onde, telles que la largeur et la hauteur, doivent être déterminées en fonction de la fréquence de fonctionnement et des paramètres du mode souhaité. Il est possible d'optimiser ces dimensions en recourant à des simulations électromagnétiques.
- 2. Fréquence de coupure :** La fréquence de coupure doit être choisie en fonction des exigences du circuit ou du composant. Il est important de s'assurer que la fréquence

de fonctionnement se produit entre les fréquences de coupure du mode TE_{01} et du mode TE_{02} pour un mode d'opération monomode.

3. **Matériaux diélectriques** : L'impact du matériau diélectrique sur les performances globales du guide d'onde SIW est significatif. On privilégie généralement les matériaux ayant une faible perte et une constante diélectrique élevée afin de minimiser les pertes diélectriques.
4. **Pertes de conduction** : Les pertes de conduction dans les structures SIW dépendent de la conductivité du matériau utilisé pour les parois conductrices. Des matériaux de haute qualité et une bonne conception de la structure peuvent réduire les pertes de conduction.
5. **Pertes de rayonnement** : Les pertes de rayonnement sont causées par la présence d'ouvertures ou de vias métalliques dans la structure SIW. Il est important de maintenir un rapport approprié entre l'espacement et le diamètre des trous pour minimiser les pertes de rayonnement.

Après la finalisation du design, on peut procéder à la fabrication des structures SIW en utilisant des méthodes conventionnelles de production de circuits imprimés. Les phases habituelles de production englobent la superposition des couches de substrat et de conducteur, ainsi que la gravure des étapes indispensables comprenant le perçage des trous, le placage des trous avec du métal et l'application de la finition finale. On peut également recourir à des méthodes sophistiquées, comme la lithographie et l'usinage chimique, pour atteindre une grande précision et des performances supérieures. [10]

II.5. Quelques exemples de circuits [11]

Les circuits intégrés sur substrat ou SIC, peuvent être construits en combinant les structures synthétisées mentionnées ci-dessus avec d'autres structures synthétisées planaire avec d'autres circuits plans, tels que la ligne microruban, ou d'autres circuits sur le même substrat électrique des circuits, tels que la ligne microruban, ou d'autres circuits sur le même substrat électrique. Différents SIC actifs et passifs sont rappelés dans cette partie [12].

II.5.1. Circuits passifs SIW

La technologie SIW a été utilisée pour l'implémentation de la plupart des composants hyperfréquences traditionnels utilisés dans les circuits passifs. Si on compare cette méthode à celle des fonctions de guidage d'onde, il est envisageable d'obtenir des composés de petite taille [13]. Une attention spécifique a été accordée aux filtres parmi les composants passifs.

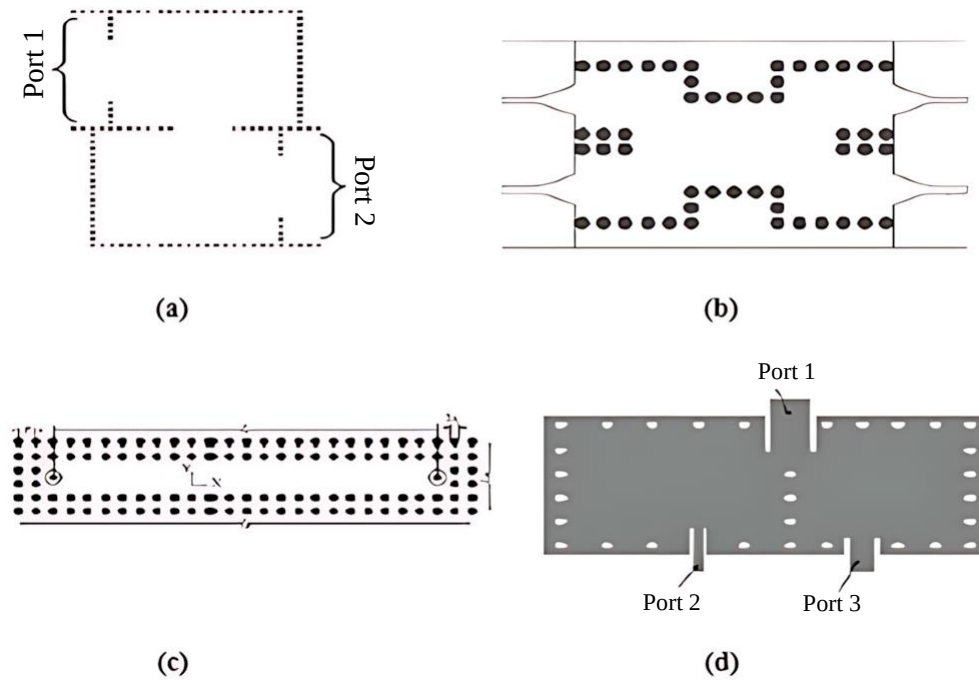


Figure II.5. Exemples des circuits passifs SIW. [14]

a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.

On trouve dans la littérature une variété de topologies de filtres [15], notamment :

- Le filtre à trous métalliques inductifs fonctionnant à 28 GHz [16],
- Le filtre à fenêtres fonctionnant à 60 GHz [17],
- Le filtre à cavités avec circulation [18],
- Ainsi que des filtres à cavités rectangulaires [19], qui offrent une meilleure sélectivité et une plus grande flexibilité structurelle.

La figure II.6 montre les représentations respectives de ces différents filtres (a, b, c et d).

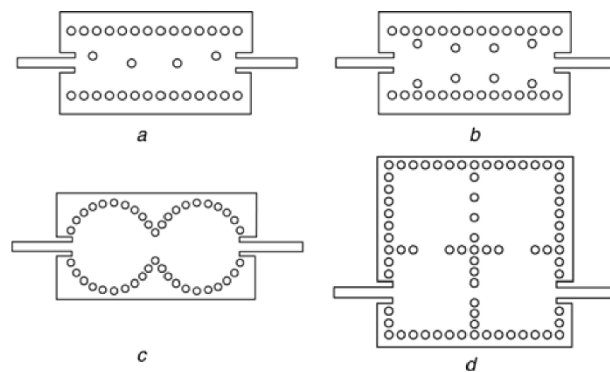


Figure II.6. Exemples de filtres passifs SIW. [20]

II.5.2. Circuits SIW actifs

Comparativement parlant, l'idée de composants actifs basés sur composants SIW basés sur SIW a reçu moins d'attention que celle des composants passifs. Ils sont nouveaux cependant conceptuel possibilités pour un intégration complète Le système sur substrat (SoS) est ouvert.

L'idée derrière l'activation du circuit est d'intégrer des dispositifs actifs dans une structure SIW initialement passive, afin de profiter des nombreux avantages offerts par cette technologie, tels que de faibles pertes et une isolation élevée dans un format compact, ce qui permet d'obtenir des performances optimisées à un coût abordable.

Généralement, l'une des faces les conductrices du SIW est utilisée pour signaler la fonction active, des lignes micro-ruban assurant la connexion. Quelques circuits opérationnels sont représentés sur la figure II.7. [12]

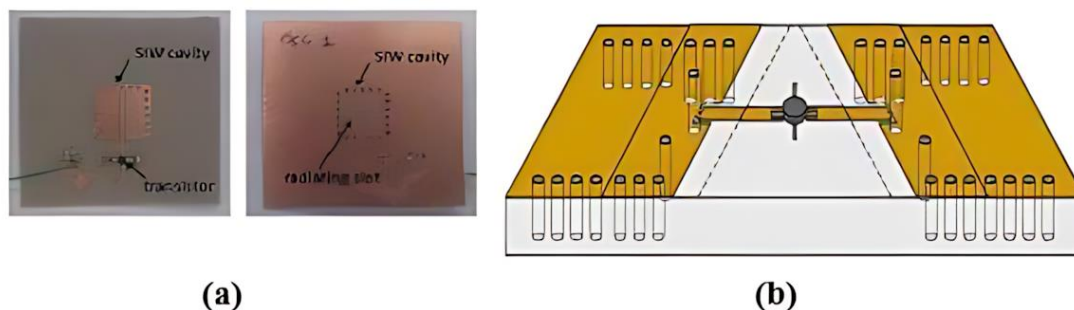


Figure II.7. Exemples de circuits actifs SIW : [14]

a) Oscillateur, b) Amplificateur.

II.6. Les antennes SIW

Au cours des dernières années, les antennes basées sur la technologie SIW ont suscité un intérêt croissant. Plusieurs configurations ont été développées, à commencer par celle présentée dans [15] :

II.6.1. Les antennes à fentes classiques

La première antenne basée sur la technologie SIW a été développée sous la forme d'un réseau de fentes 4×4 fonctionnant à 10 GHz [21]. Elle a été réalisée en gravant des fentes longitudinales dans la surface métallique du guide d'ondes intégré sur le substrat, conformément aux principes de la technologie SIW.

II.6.2. L'antenne leaky-wave

Présenté dans [22], cette antenne bénéficie d'une caractéristique essentielle du SIW, à savoir sa capacité à produire un rayonnement lorsqu'il y a assez d'espace longitudinal entre les trous métalliques.

Dans [23], une différente antenne à ondes de fuite SIW basée sur le mode TE_{20} a été proposée et comparée à une antenne à ondes de fuite conventionnelle, elle a fourni de meilleurs résultats.

II.6.3. L'antenne cornet

L'antenne cornet a été combinée avec un matériau diélectrique sur un substrat commun a permis d'accroître le gain et de réduire la dimension du lobe principal dans les deux configurations H et E.

On a utilisé cette configuration d'antennes pour établir un réseau d'antennes dans le but d'améliorer davantage le gain.

II.6.3.1. Les caractéristiques d'antenne cornet

a. La directivité

La relation suivante est utilisée est pour calculer la directivité d'une antenne :

$$D(\theta, \vartheta) = \frac{\Delta P_S(\theta, \vartheta)}{P/4\pi R^2} \quad (\text{II.13})$$

Il y est une onde de densité onde de puissance réfléchié à la distance R dans la direction, qui est la puissance totale réfléchié La pouvoir densité densité surfacique est égale au module vectoriel de Poynting, ce qui permet d'écrire :

$$P = \iint \Delta P_S \cdot d_s \quad (\text{II.14})$$

Et

$$d_s = R^2 \sin\theta \, d\theta \, d\vartheta \quad (\text{II.15})$$

On obtient :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi/2} \int_0^2 E^2(\theta, \varphi) \cdot \sin\theta \, d\theta \, d\varphi} \times 4\pi \quad (\text{II.16})$$

b. Le gain

Une antenne à cornet conique a un gain de 25 dB, et sa portée est généralement jusqu'à 20 décibels. L'expression suivante expression (II.17) peut être utilisée pour calculer le gain de l'antenne :

$$D(\vartheta, \theta) = 10 \log \frac{10A}{\lambda^2} \quad (\text{II.17})$$

II.6.3.2. Largeur de faisceau d'antenne cornet

C'est l'angle, mesuré dans le plan de rayonnement, entre les deux directions où l'intensité du champ chute de 3 dB par rapport au maximum du lobe principal. Elle caractérise la directivité de l'antenne : plus la largeur est étroite, plus le faisceau est concentré (figure II.8).

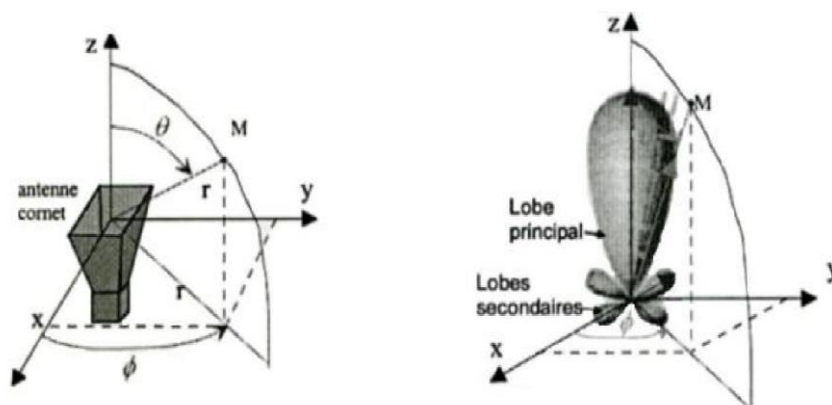


Figure II.8. Antenne dans son repère et rayonnement d'une antenne directionnelle. [24]

II.7. L'antenne SIW cornet

Nous avons mentionné précédemment que les cornes de toutes sortes ont une large bande et un gain passe du mode de guidage de l'onde au mode d'espace libre de l'onde magnétique déterminé soit par un guide, soit par un cornet, un réflecteur [25].

Les applications courantes des antennes cornet comprennent les communications haute fréquence, les radars, les composants aérospatiaux et les antennes pour aliments résonants. Certains les scientifiques ont proposé de le combiner avec la technologie pour faciliter son travail.

L'utilisation d'antennes à cornets plans à intégrer dans les micro-ondes est l'objectif de la technologie SIW. La réduction du poids de coupe est l'un des avantages de la combinaison SIW et cornes. L'une des exigences pour le succès de l'opération est que les cornées soient des plaques segmentaires. L'inconvénient de l'utilisation du substrat est sa faible performance, qui comprend un faible gain et une fréquence accumulée.

Le type de cornet antenne est combiné avec un isolant de charge rectangulaire qui est frotté sur le même substrat. [9]

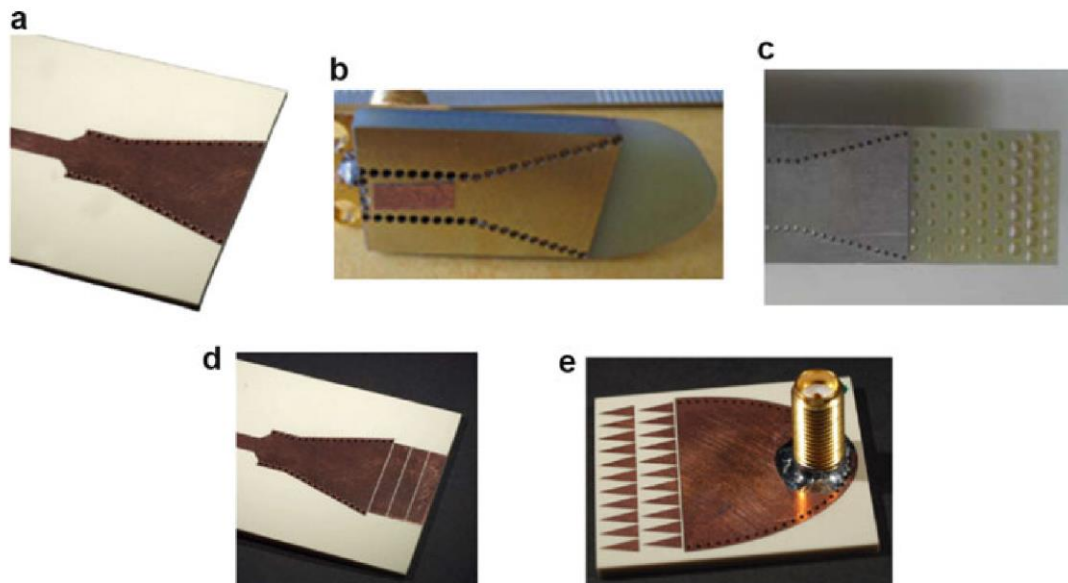


Figure II.9. Exemple d'antennes cornet fabriquées. [26]

II.7.1. Cornet SIW en plan E

Il est considéré comme une onde transitoire guide d'onde qui est fabriqué de telle manière qu'il peut traverser l'idée d'un transformateur d'impédance quart-onde avec plusieurs guides d'onde.

La surface piégée d'une antenne cornet alimentée en ligne SIW peut être imaginée à l'aide de cette transformation. Pour construire un cornet à jet plan E, le trou du guide onde est supposé et déplacé dans le grand trou (figure II.10).

L'échelle et la foulée sont ce qui doit être amélioré pour les barrières mobiles. L'équation (II.18) détermine l'impédance de chaque partie d'un transformateur quart-onde [10] :

$$Z_i = \frac{\pi^2 h_i \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{8a \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \quad (\text{II.18})$$

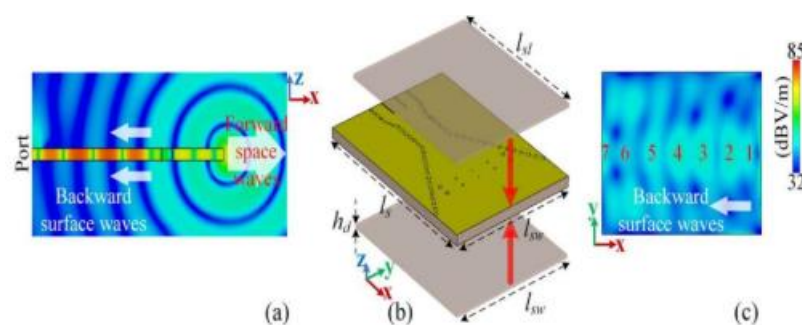


Figure II.10. Géométrie du cornet SIW du plan E avec simulation à 30 GHz. [27]

II.7.2. Cornet SIW en plan H

L'antenne cornet intégrée au substrat est une onde en forme de cornet guidant la truite avec une grande truite qui maintient la dimension verticale sur le plan H constante. Le plan H est où le rayonnement se concentre, et la structure géométrique est représentée sur la figure III.11 (nous l'étudierons en détail car c'est l'objet de notre mémoire) : la structure géométrique est représentée sur la figure II.12 (nous l'étudierons en détail car c'est l'objet de notre mémoire) :

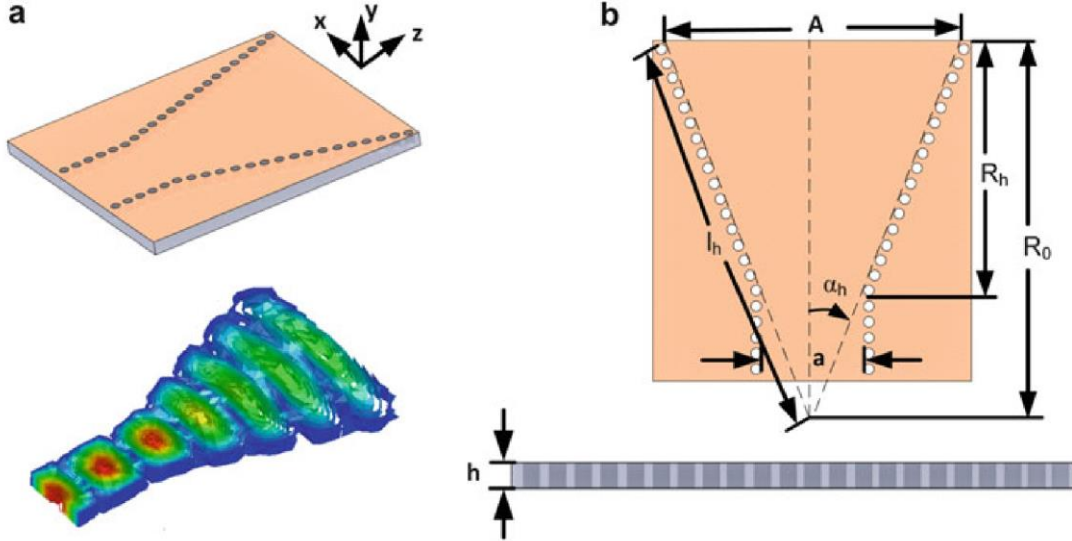


Figure II.11. Géométrie du cornet SIW du plan H. [26]

II.7.3. Dimensionnement du cornet

Un guide d'ondes rectangulaire est brûlé pour créer le cornet plan H. C'est une puce virtuelle dotée de paramètres calculés ; le bénéfice de ce cornet est supérieur à celui d'un simple ajout de rainure.

Structure tridimensionnelle linéaire à une couche de substrat partiellement vide superposée entre deux plaques métalliques du couvercle. La structure est indépendante des caractéristiques du substrat, et cette méthode innovante optimise le rendement des cornets de guides d'ondes intégrés au substrat [28].

Sur la Figure III.13, les dimensions du cornet (D , w) sont définies en réalisant une étude paramétrique dans le domaine temporel à l'aide de CST. Les différentes dimensions se conforment à la relation suivante [9, 29] :

$$D = (w - a) \sqrt{\left(\frac{l_h}{w}\right)^2 - \frac{1}{4}} \quad (\text{II.19})$$

$$l_h = R_0 + \left(\frac{A}{2}\right)^2 \quad (\text{II.20})$$

$$\alpha_h = \arctan\left(\frac{A}{2R_0}\right) \quad (\text{II.21})$$

$$R_h = (A - \alpha_{eq}) \sqrt{\left(\frac{l_h}{A}\right)^2 - \frac{1}{4}} \quad (\text{II.22})$$

Ces paramètres sont établis dans le but d'atteindre une plage d'adaptation ($|S_{11}| < -10dB$).

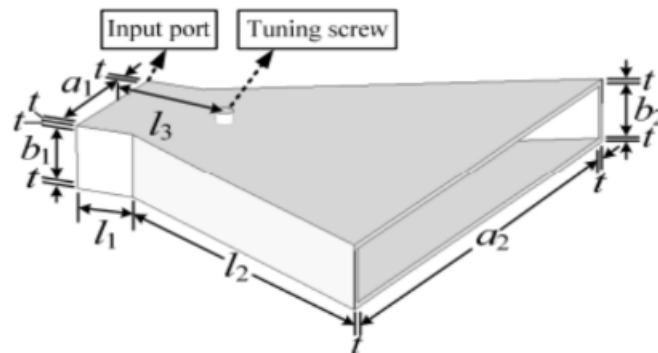


Figure II.12. La structure de la corne plane H. [30]

II.7.4. Les spécifications de guide SIW

Le tableau ci-dessous présente les paramètres de SIW ainsi que les propriétés du diélectrique :

Tableau II.1. Les spécifications du guide SIW

La largeur	X
Le diamètre de via	D
La distance entre les vias	P
L'épaisseur de substrat	H
Permittivité relative	ϵ_r
La fréquence de coupure	f_c
La fréquence minimale	f_{min}
La fréquence maximale	f_{max}
Facteur de dispersion	Tgd
La largeur réelle	a_s

II.8. Conclusion

La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) est présentée dans ce chapitre comme l'une des approches les plus prometteuses pour la mise en œuvre de circuits et de systèmes fonctionnant dans les ondes millimétriques au cours de la prochaine décennie. Ces structures sont fabriquées sur des substrats diélectriques avec des couches métalliques supérieure et inférieure perforées de vias, formant ainsi un guide d'ondes intégré.

Les structures SIW offrent une solution compacte, économique, flexible et à faibles pertes pour intégrer des circuits actifs, des composants passifs et des éléments rayonnants dans un seul substrat.

Ce séminaire donnera un aperçu général de l'état actuel de la recherche universitaire et industrielle dans le domaine de la technologie SIW, ainsi que des perspectives d'avenir. Il abordera les nouvelles conceptions de composants SIW, les nouvelles interconnexions compactes à large bande passante, ainsi que les solutions de conception visant à réduire les pertes.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons la conception, la simulation et l'analyse des résultats d'un réseau d'antennes réalisé en technologie SIW.

Références

- [1] Bozzi, M.; Georgiadis, A.; Wu, K., "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol.5, no.8, pp.909-920, June 6 2011doi: 10.1049/iet-map.2010.0463.
- [2] MEJDI, Laribi. *Conception d'une antenne cornet-SIW a gain variable*. 2014. Thèse de doctorat. Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue.
- [3] DANIELS, Robert C. et HEATH, Robert W. 60 GHz wireless communications: Emerging requirements and design recommendations. *IEEE Vehicular technology magazine*, 2008, vol. 2, no 3, p. 41-50.
- [4] BENZARGA, F. 'étude et conception des réseaux d'antennes a ouverture progressive pour l'imagerie passive et la technologie SIW Modélisation par la méthode des éléments finis 2D, '''. 2016. Thèse de doctorat. Ph. D dissertation. Faculté de technologie, université de Tlemcen.
- [5] Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., Conciauro, G.: 'Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide ', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* , 2002, 12, (9), pp. 333-335.
- [6] VALA, Alpesh et PATEL, Amit. Half-mode substrate-integrated waveguide based band-pass filter for C band application. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2019, vol. 61, no 6, p. 1468-1472.
- [7] Grigoropoulos, N., Izquierdo, B.S., Young, P.R.: 'Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2005, 15, (12), pp. 829-831.
- [8] Lai, Q., Fumeaux, Ch., Hong, W., Vahldieck, R.: 'Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2009, MTT-57, pp. 1996-2004
- [9] BOULEFDAOUI, AMINA, JAMAI, SAFIA, et DEBBAL, Mohammed. *Conception et simulation d'une antenne cornet SIW dans le domaine spatial*. 2023. Thèse de doctorat.
- [10] K.Wu, D. Deslandes and. accurate Modeling wave Mechansms, and design consdiration of substrat waveguide. (2006, Jun). *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*.vol54.
- [11] e. WU, "Substrate Integrated Circuits (SICs) for GHz and THz Electronics and Photonics: Current Status and Future Outlook," *German Microwave Conference*, pp. 292-295, 2010.
- [12] GHLOUCI, Ismahéne et GACI, Rayhana, *SIMULATION DES NOUVELLES FORMES D'ANTENNES CORNETS EN TECHNOLOGIE SIW HYPERFREQUENCE*, 2021, Mémoire pour l'obtention du diplôme de MASTER.
- [13] Georgiadis, A. Wu, K., Bozzi, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 2011.
- [14] B. Bellahouel, H. Khermine, M. Abri, *Architectures Originales des Coupleurs SIW - 3dB/90° Half-mode Hyperfréquence pour Télécommunications Spatiales*.
- [15] BOUDGHENE STAMBOULI Djamilia Riham et TABTI Abdelmounaim, *Proposition des nouvelles Réseaux d'Antenne à très Haut Gain à Onde Progressive TWA Log-périodiques SIW*, 2020, Mémoire pour l'obtention du diplôme de MASTER.
- [16] Deslandes, D., Wu, K., «Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters », *IEEE*,2003.
- [17] Choi, S.T., Yang, K.S., Tokuda, K., Kim, Y.H., « A V-band planar narrow band pass filter using a new type integrated waveguide transition », *IEEE*, 2004.
- [18] Tang, H.J., Hong, W., Hao, Z.C., Chen, J.X., Wu, K., « Optimal design of compact millimeter wave SIW circular cavity filters », *Electron. Lett.*, 2005.

- [19] Chen, X.-P., Wu, K., « Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure », IEEE, 2008.
- [20] TOMAR, Vishakha. Investigation on Substrate Integrated Waveguide Antenna Technology.
- [21] Yan, L., Hong, W., Hua, G., Chen, J., Wu, K., Cui, T.J., « Simulation and experiment on SIW slot array antennas », IEEE, 2004.
- [22] Juhua Liu, Xihui Tang, Yuanxin Li, Yunliang Long « Substrate Integrated Waveguide LeakyWave Antenna With H-Shaped Slots », IEEE, 2012.
- [23] Xu, F., Wu, K., Zhang, X., « Periodic leaky-wave antenna for millimeter wave applications based on substrate integrated waveguide », IEEE, 2010.
- [24] REQUIN, Cédric. *Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multi-standards*. 2013. Thèse de doctorat. Université Nice Sophia Antipolis.
- [25] Naeini, Wael M. Abdel-Wahab and Safieddin Safavi. Wide bandwidth 60-GHz Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna by SIW. june 2016. Vol. vol6.
- [26] Tarek Djerafi*, Ali Doghri and Ke Wu. Poly-Grames Research Center, École Polytechnique de Montréal, . Montreal, QC, Canada : s.n.
- [27] Nair., S. R. Ranade and D. U. Design of a substrate integrated waveguide H plane Horn antenna on a PTFE substrate for automotive radar application. s.l. : 2011 IEEE Applied Elec tromagnetics Conference, AEMC 2011,, , 2011. pp. pages 5–8.
- [28] WANG, Jingxue, WU, Fan, JIANG, Zhi Hao, *et al.* A millimeter-wave substrate integrated waveguide H-plane horn antenna with enhanced gain and efficiency. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2022, vol. 21, no 4, p. 769-773.
- [29] Solofo Miharisoa Sarobidy Razafimahatratra. . Contribution au dimensionnement d'une liaison radio sur le corps humain : étude canal et antenne à 60 GHz. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI; Université libre de Bruxelles (1970-..), : s.n., 2017.
- [30] NUGOOLCHAROENALAP, Ekasit, KWUNCHUI, Janenarong, et PARNTHEPIN, Terasak. X-band H-Plane Sectoral Horn Antenna Designed with Two Balanced Screws for Tunable Bandwidth. IEICE Technical Report; IEICE Tech. Rep.

Chapitre III :

Conception et Simulation des réseaux
d'antennes SIW Cornets

III.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la conception, la simulation et l'analyse de structures d'antennes cornets et de réseaux d'antennes basés sur la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide), spécifiquement dans la bande millimétrique autour de 25 GHz, domaine clé pour l'imagerie passive et les communications haut débit.

La première partie est dédiée à l'étude d'antennes cornets à ouverture progressive, connues pour leur fonctionnement en large bande. Une attention particulière est portée à leurs propriétés électromagnétiques, notamment le diagramme de rayonnement, l'adaptation d'impédance et les pertes de retour.

Ensuite, nous introduisons le concept de diviseur de puissance conçu en technologie SIW, élément central pour l'alimentation de réseaux d'antennes. Sa performance est évaluée à l'aide de simulations électromagnétiques sous CST Microwave Studio.

Enfin, la dernière partie présente la conception de réseaux d'antennes cornets, d'abord à deux éléments, puis à quatre éléments, en analysant les effets de l'arrangement et de l'alimentation sur les performances globales. L'ensemble de ces structures est étudié dans le but de réaliser des réseaux à gain élevé, exploitables pour des applications avancées en bande millimétrique.

III.2. CST Microwave Studio (Studio Suite)

CST Studio Suite est un outil de simulation électromagnétique 3D haute performance qui facilite la conception et l'optimisation des composants et des systèmes électromagnétiques. Sa suite intégrée de divers solveurs permet d'effectuer efficacement des simulations hybrides sous une interface unique afin d'analyser des systèmes complexes. L'intégration avec d'autres outils SIMULIA permet une co-conception transparente en intégrant la simulation électromagnétique dès les premières étapes du processus de développement. [1]

III.3. Conception de guide d'onde sans taper

La figure ci-dessous présente notre guide d'onde conçu pour fonctionner dans la bande millimétrique, une permittivité relative (ϵ_r) de 2.2, un tangent de perte de 0.0009, couvrant la plage de fréquences [18–35 GHz], afin d'assurer un bon comportement en bande millimétrique. Pour garantir une propagation efficace, la fréquence de coupure est fixée à 25.862 GHz, avec une largeur équivalente du guide de 12 mm et un total de 10 vias disposés pour le confinement du champ.

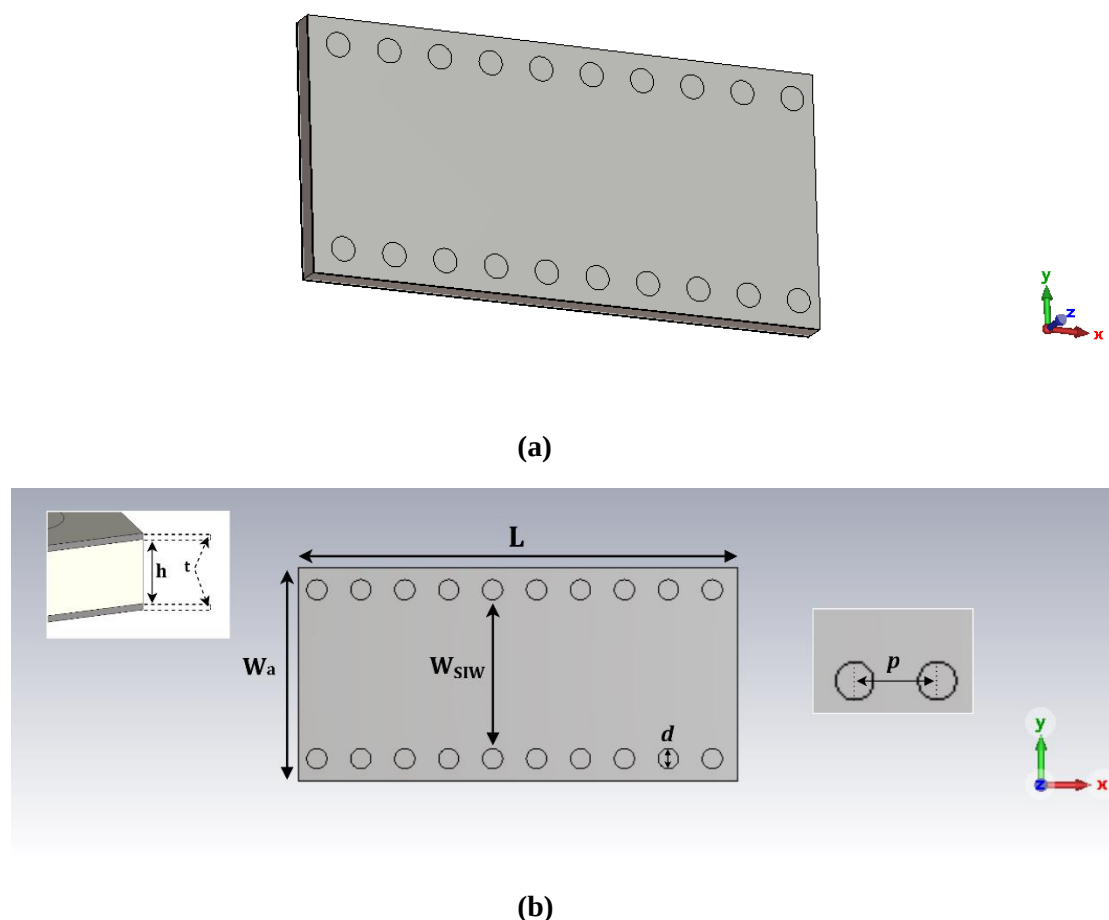


Figure III.1. Vue en (a) perspective et en (b) front du guide SIW dans la bande millimétrique.

Les dimensions géométriques du guide d'onde SIW utilisé dans cette bande sont récapitulées dans le tableau ci-après.

Tableau III.1. Paramètres du guide d'onde SIW sans taper

L	12
W_{SIW}	5
W_a	5.8
d	0.55
p	1.1
h	0.508
t	0.05

III.3.1. Interprétation des résultats de simulation

À une fréquence de 24,64 GHz, les coefficients S_{11} et S_{21} suggèrent un comportement optimal du guide d'ondes. Le coefficient de réflexion S_{11} représenté par la ligne rouge a une valeur minimale de -35,01 dB, ce qui implique qu'une quantité très négligeable d'onde est réfléchiée vers l'entrée (port 1). Cela montre un bon ajustement du guide d'ondes avec la fréquence mentionnée ci-dessus concernant l'insertion

optimale. De même, le coefficient de transmission S_{21} , représenté par la ligne verte, tend vers 0 dB à cette même fréquence, ce qui indique que la quasi-totalité de l'énergie incidente est transmise de l'entrée (port 1) à la sortie (port 2). Il est donc évident que l'efficacité de la transmission est maximale et que la réflexion est négligeable.

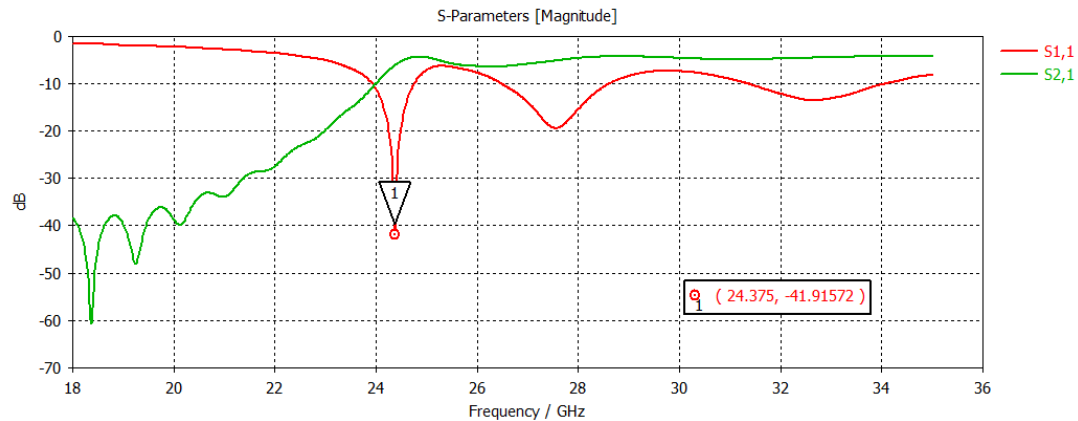


Figure III.2. Les coefficients de réflexion et de transmission S_{11} , S_{21} .

Cela montre que le guide a une faible perte d'insertion à cette fréquence. À la même fréquence (24,64 GHz), S_{21} est proche de 0 dB, ce qui signifie que presque toute l'énergie incidente est transmise.

Le guide d'onde SIW est efficace autour de 24,64 GHz, avec très peu de réflexion (S_{11} très faible) et une bonne transmission (S_{21} élevée).

III.3.2. Distribution du champ électrique

Cette figure (Figure III.3) représente la densité du courant pour le SIW :

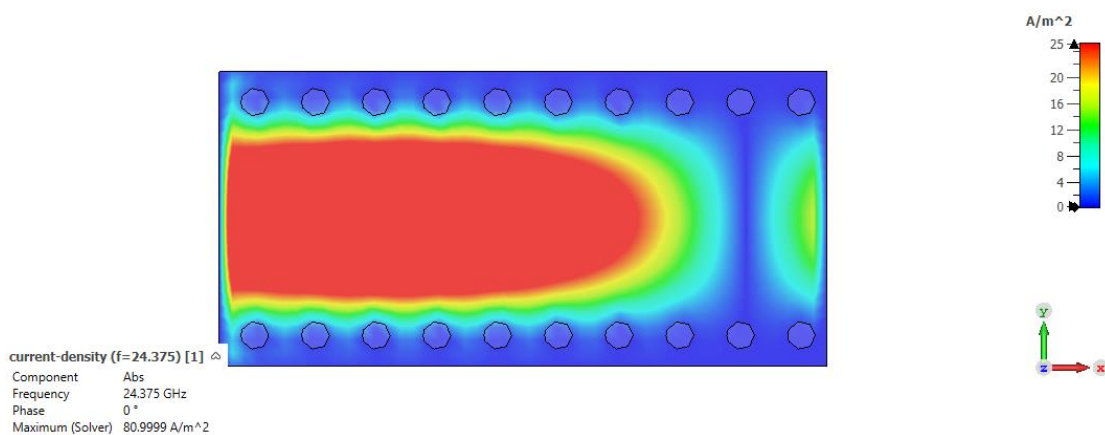


Figure III.3 Densité de courant du SIW.

La distribution du courant dans le guide montre que la densité du courant est principalement concentrée au centre de la structure. Les zones rouges et jaunes correspondent aux valeurs maximales de la densité de courant, tandis que les points bleus ont des intensités beaucoup plus faibles. Le modèle observé présente des lobes symétriques caractéristiques du mode fondamental TE_{10} , qui est le mode dominant dans les guides d'ondes rectangulaires et les structures intégrées au substrat (SIW). La densité

de courant maximale de 56.139 A/m² suggère une très forte activité électromagnétique dans la cavité du guide.

III.4. Conception de guide d'onde avec taper

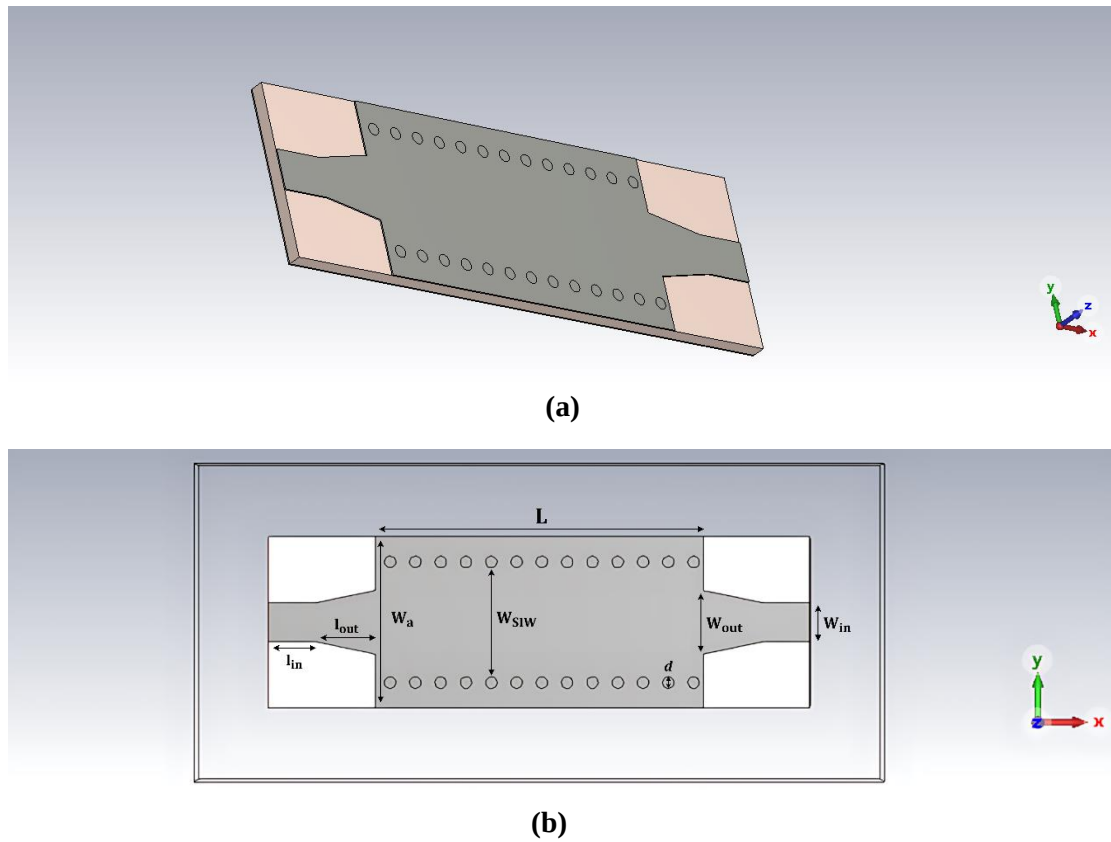


Figure III.4. Vue en (a) perspective et en (b) front du guide SIW avec taper dans la bande millimétrique.

Les dimensions géométriques du guide avec taper sont inclus dans ce tableau :

Tableau III.2. Paramètres du guide d'onde SIW avec taper

L	13
W_{SIW}	4.75
W_a	6.75
W_{out}	2.5
W_{in}	1.55
l_{in}	1.9
l_{out}	2.3
d	0.55
p	1.1
h	0.508
t	0.05

III.4.1. Interprétation des résultats de simulation

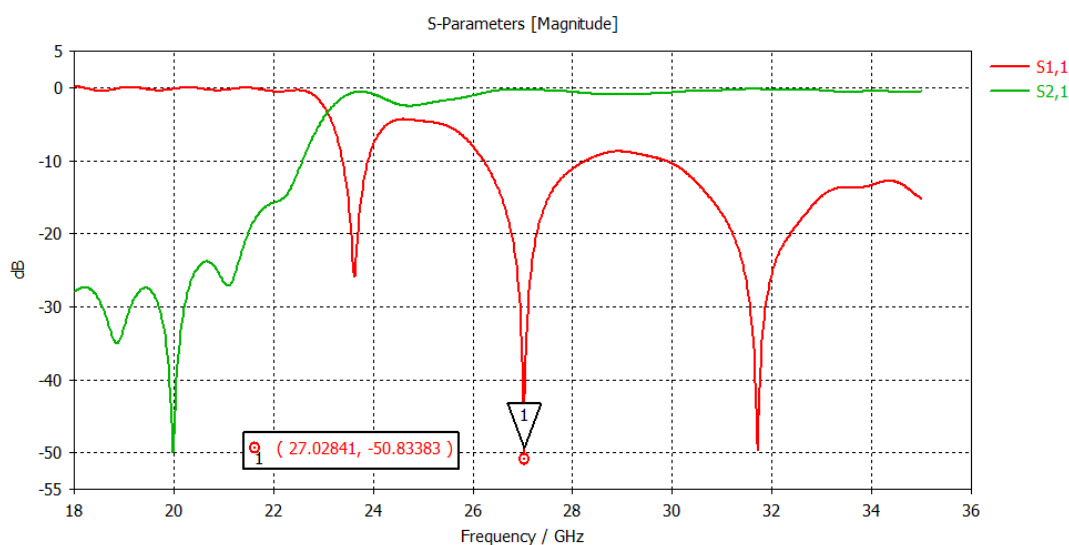


Figure III.5. Les coefficients de réflexion S11, S21.

À une fréquence de 27,02 GHz, le coefficient de réflexion S11 (en rouge) présente une valeur minimale de -50,83 dB, ce qui signifie que le guide d'ondes est très bien adapté à cette fréquence, avec pratiquement aucune réflexion. D'autres minima S11 significatifs, inférieurs à -10 dB, sont également observés autour de 23,5 GHz, 27 GHz et 31 GHz. Ces creux indiquent une bonne adaptation du guide à ces fréquences, permettant au signal d'entrer avec peu de réflexions. S21 reste variable en fonction de la fréquence mais est généralement supérieur à -10 dB dans certaines bandes, ce qui indique une bonne transmission du signal dans certaines gammes de fréquences, bien que l'efficacité de la transmission puisse varier légèrement.

III.4.2. Distribution du champ électrique

Cette figure (Figure III.6) représente la densité du courant pour le SIW avec taper:

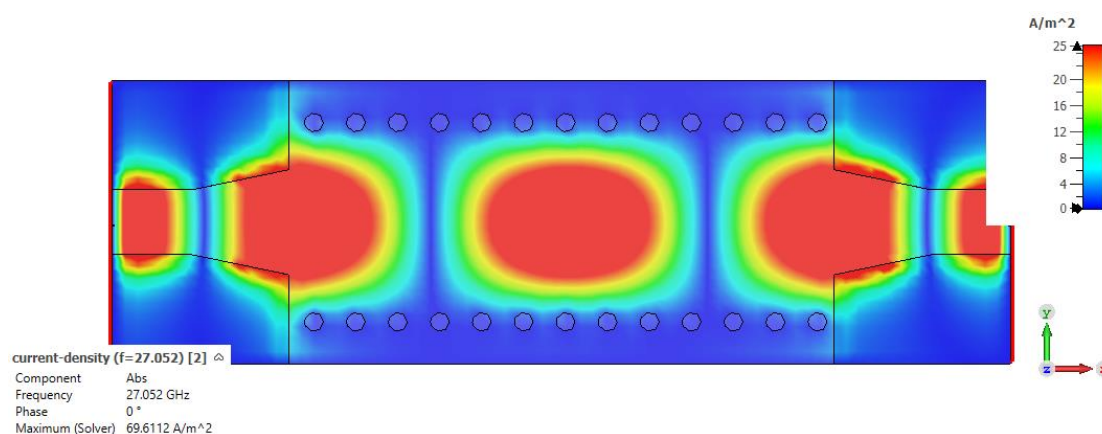


Figure III.6 Densité de courant du SIW avec taper.

Au début et pour une grande partie, les courants circulent principalement le long de la transition. Dans cette région, on passe lentement d'une distribution conventionnelle typique des lignes microruban, où les courants circulent dans les deux

sens entre la ligne et le plan de masse, à une distribution plus transversale, caractéristique du mode TE_{10} . Les courants se propagent principalement sur les surfaces supérieures et le long des vias métalliques dans la partie centrale du guide SIW. Le mode TE_{10} domine, produisant un schéma de courant caractéristique : densité maximale au centre du guide et presque nulle sur les bords latéraux. Si l'excitation est effectuée correctement, le courant dans cette région est symétrique et uniforme, ce qui indique une propagation stable et efficace du mode fondamental.

III.5. Conception de guide d'onde avec antenne cornet

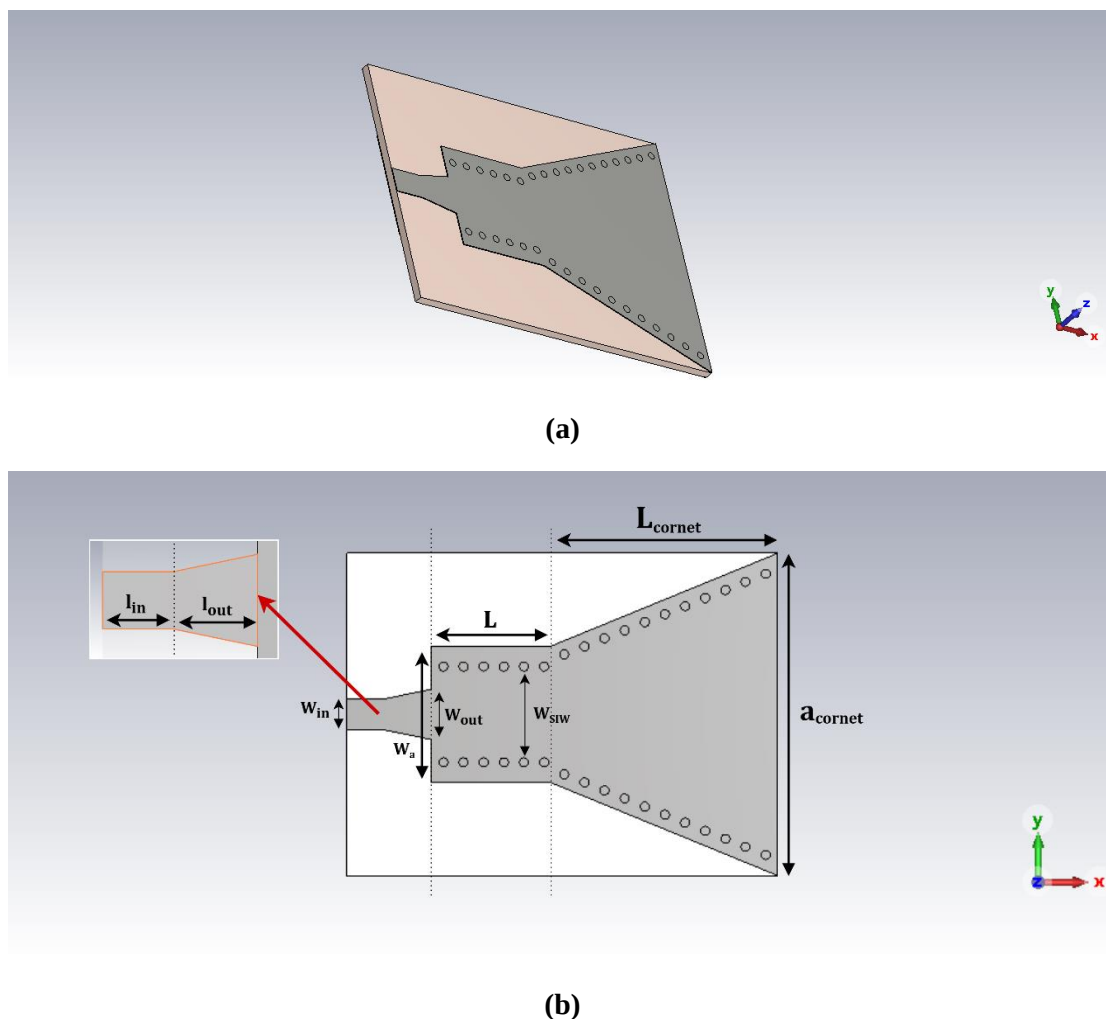


Figure III.7. Vue en (a) perspective et en (b) front du guide SIW avec antenne cornet dans la bande millimétrique.

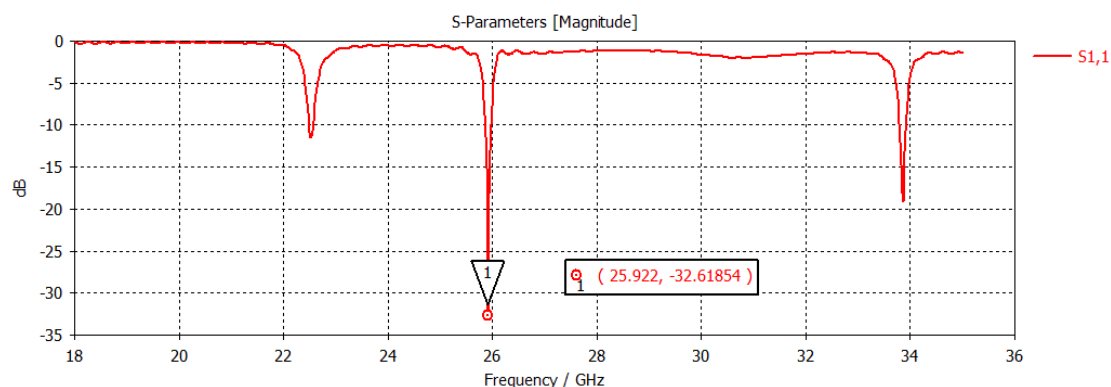
Les dimensions géométriques du guide d'onde SIW avec cornet utilisé dans cette bande sont récapitulées dans le tableau ci-après.

Tableau III.3. Paramètres du guide d'onde SIW avec cornet

L	5.91
L_{cornet}	11.29
a_{cornet}	18.249
W_{SIW}	4.75
W_a	6.75
W_{in}	1.57
W_{out}	2.5
l_{in}	3
l_{out}	2
d	0.55
p	1.2
h	0.508
t	0.05

III.5.1. Interprétation des résultats de simulation

Ce graphe représente le paramètre S11, exprimé en dB, en fonction de la fréquence, composé d'un diviseur de puissance et de deux antennes en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) :

**Figure III.8.** Les coefficients de réflexion S11.

À la fréquence de 25.922 GHz, l'antenne cornet présente une très bonne adaptation d'impédance, ce qui se traduit par un coefficient de réflexion S11 de -32.62 dB. Cette valeur indique qu'il y a pratiquement aucune puissance réfléchie vers la source, ce qui implique un rayonnement maximal de l'antenne à cette fréquence.

En général, un S11 inférieur à -10 dB est considéré comme satisfaisant pour garantir une bonne performance d'antenne. Dans ce cas, la valeur obtenue est largement inférieure à ce seuil, ce qui confirme une excellente adaptation et une efficacité de rayonnement remarquable à 25.922 GHz.

III.5.1.1. Le gain

Ce graphe représente le gain, composé d'un diviseur de puissance et de deux antennes en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) :

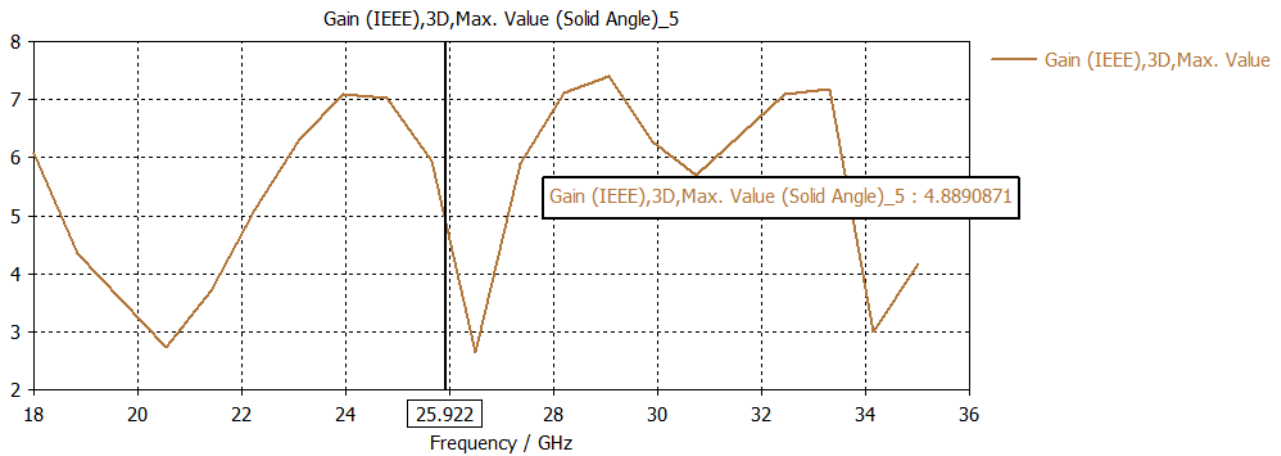


Figure III.9. Gain d'antenne SIW Cornet.

Le diagramme montre que le gain maximal de l'antenne varie entre 3 et 7.4 dBi sur la bande 18–36 GHz. À la fréquence cible de 25.922 GHz, le gain est de 4.889 dBi, ce qui est correct mais inférieur au gain maximal observé (7.4 dBi vers 29.5 GHz). L'antenne fonctionne bien entre 22 et 33 GHz, mais une optimisation serait nécessaire pour améliorer ses performances précisément à 25.922 GHz.

III.5.1.2. Diagramme de rayonnement

a. Directivité en 3D non linéaire

Ce diagramme représente la directivité en 3D en échelle non linéaire :

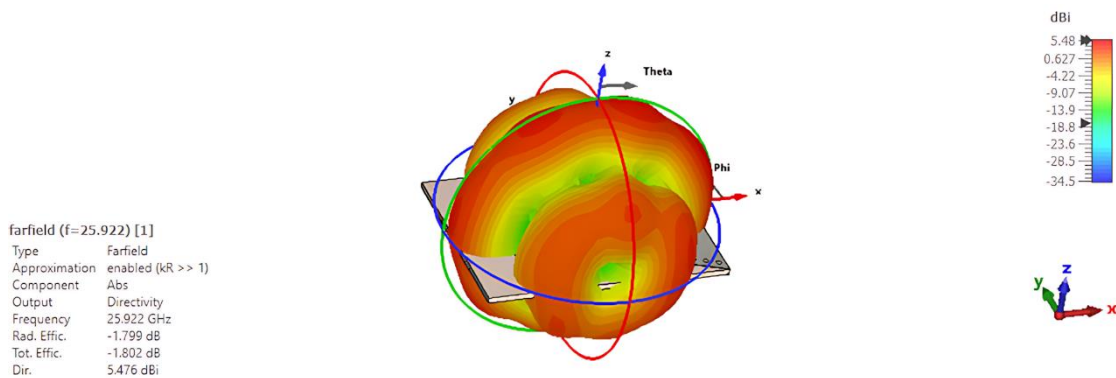


Figure III.10. Diagramme de rayonnement de directivité en 3D.

La carte colorée représente la puissance rayonnée par l'antenne en fonction de l'angle, exprimée en dBi, ce qui correspond au gain directionnel.

Les zones en rouge indiquent les directions où le rayonnement est le plus fort, avec un maximum d'environ 5.48 dBi, l'inverse, les zones en bleu montrent les directions où l'antenne rayonne très peu, avec un minimum avoisinant -35 dBi.

Le diagramme montre que l'antenne cornet à 25.922 GHz rayonne principalement dans une direction bien définie, orientée vers l'axe Z, elle présente une directivité modérée de 5.48 dBi. De plus, elle possède une efficacité de rayonnement correcte, estimée à environ 66 %.

a. 1D polaire

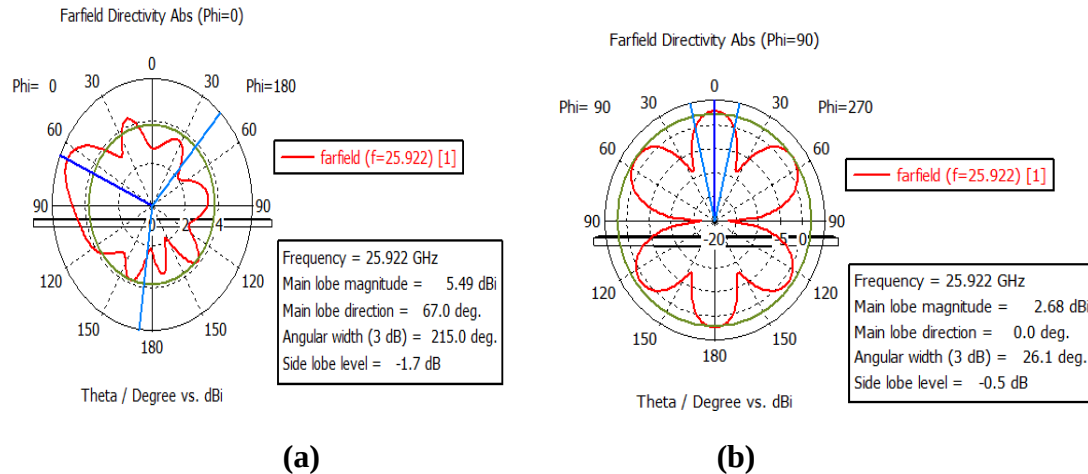


Figure III.11. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires (a) Phi=0, (b) Phi=90

Diagramme (a) Phi=0° :

Cela montre un rayonnement directionnel avec un lobe principal bien défini, mais assez large, caractéristique des antennes cornets standards.

Diagramme (a) Phi=90° :

Le diagramme est clairement symétrique par rapport à l'axe vertical. Cette symétrie axiale indique que l'antenne possède une distribution de rayonnement équilibrée dans le plan considéré.

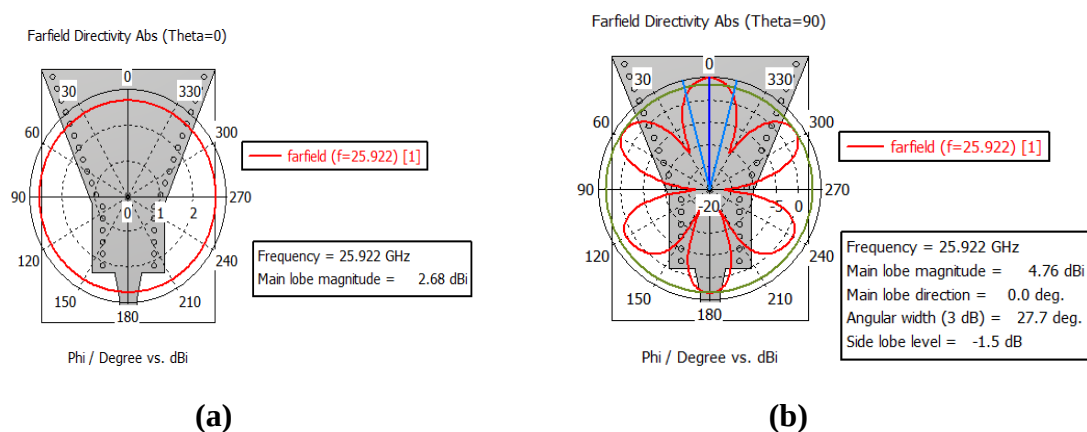


Figure III.12. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires (a) Thêta=0, (b) Thêta=90

Diagramme (a) $\Theta=0^\circ$:

Ce diagramme montre que l'antenne rayonne de manière assez uniforme autour de l'axe Z, dans le plan équatorial.

Diagramme (b) $\Theta=90^\circ$:

Le diagramme présente une symétrie évidente par rapport aux axes vertical, ce qui traduit une distribution de rayonnement uniforme et équilibrée de l'antenne dans le plan analysé.

b. Directivité en 3D linéaire

Ce diagramme représente la directivité en 3D en échelle linéaire :

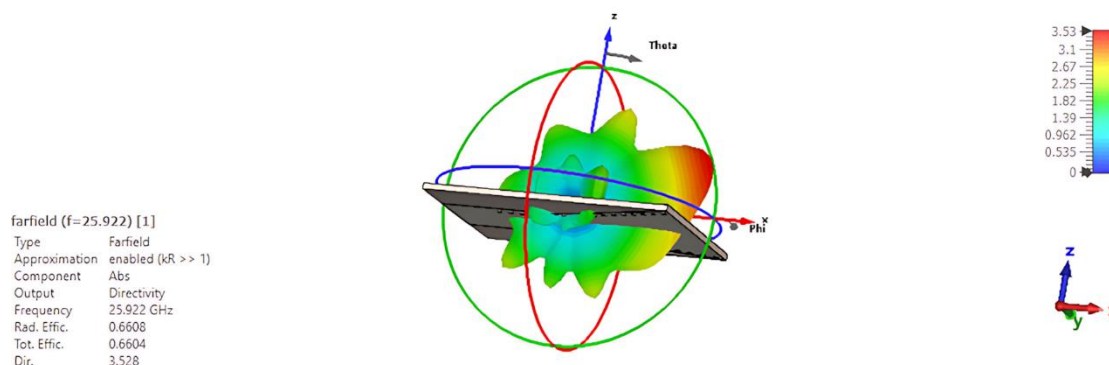


Figure III.13. Diagramme de rayonnement de directivité en 3D linéaire.

L'antenne cornet rayonne principalement le long de l'axe Z, avec une directivité modérée (3.53), ce qui est attendu pour un cornet compact ou peu focalisé.

Le diagramme montre une bonne efficacité de rayonnement, ce qui indique un design bien optimisé avec peu de pertes.

c. 1D polaire linéaire

Ces diagrammes de rayonnement polar montre la directivité du faisceau d'une antenne à deux angles différents.

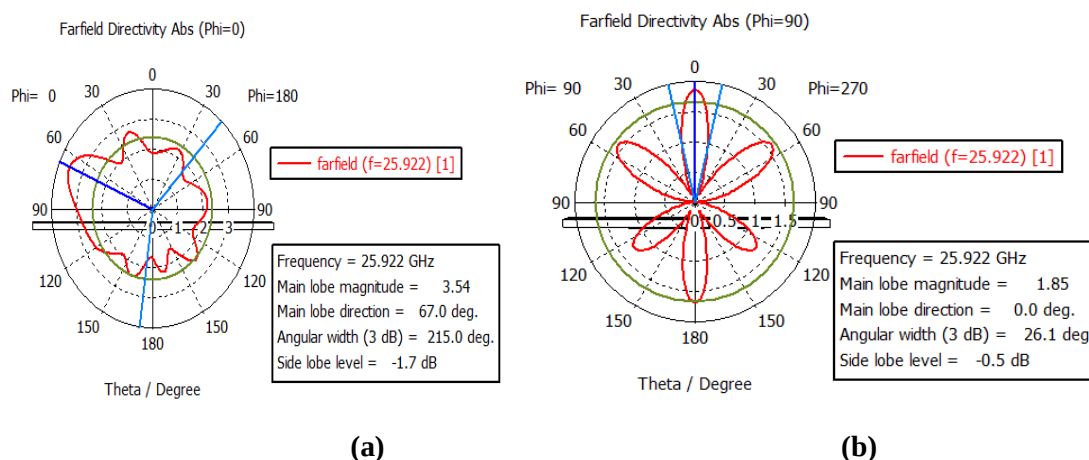


Figure III.14. Diagramme de rayonnement linéaire en coordonnées polaires
 (a) $\Phi=0$, (b) $\Phi=90$

Diagramme (a) $\Phi=0^\circ$

Dans le plan $\Phi = 0^\circ$, l'antenne rayonne de façon assez large avec une bonne directivité, mais le faisceau est incliné vers $\Theta \approx 67^\circ$.

Diagramme (b) $\Phi=90^\circ$

Dans le plan $\Phi = 90^\circ$, l'antenne rayonne avec une bonne focalisation dans l'axe principal (0°), ce qui est typique pour une antenne cornet bien orientée. La bande angulaire étroite (26.1°) est favorable pour des applications nécessitant une forte directivité.

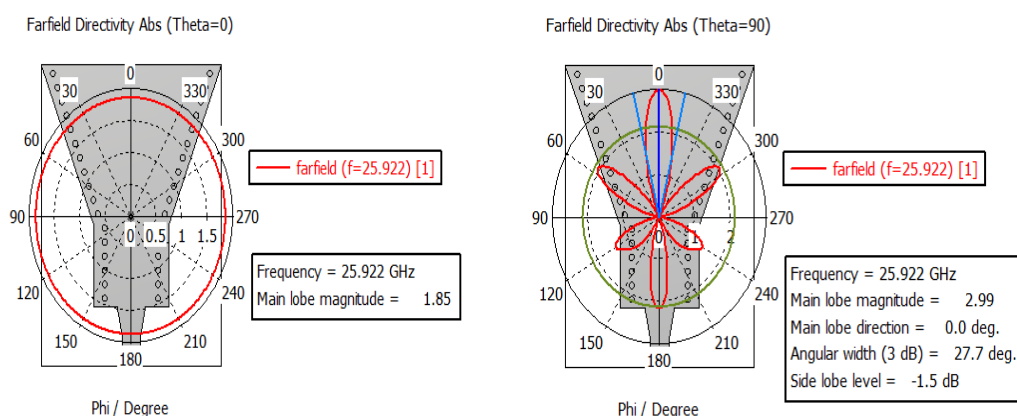


Figure III.15. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires
(a) $\Theta=0^\circ$, (b) $\Theta=90^\circ$

Diagramme (a) $\Theta=0^\circ$:

Le diagramme montre un rayonnement quasi omnidirectionnel, avec une magnitude du lobe principal réduite à 1,85. La forme circulaire du diagramme suggère que l'antenne rayonne de manière uniforme dans ce plan.

Diagramme (b) $\Theta=90^\circ$:

Le diagramme révèle un lobe principal de magnitude 2,99 centré à 0° , avec une largeur angulaire de $27,7^\circ$ à -3 dB. Cette configuration indique que l'antenne présente un rayonnement fortement directionnel dans une direction précise.

III.5.2. Distribution du champ électrique

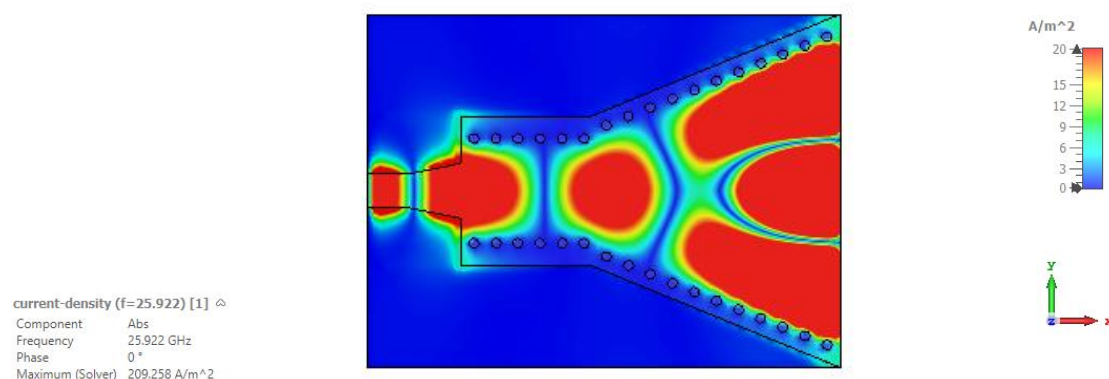
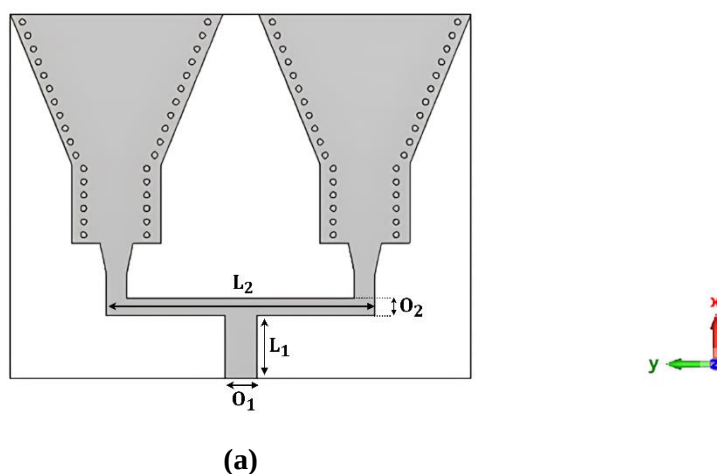


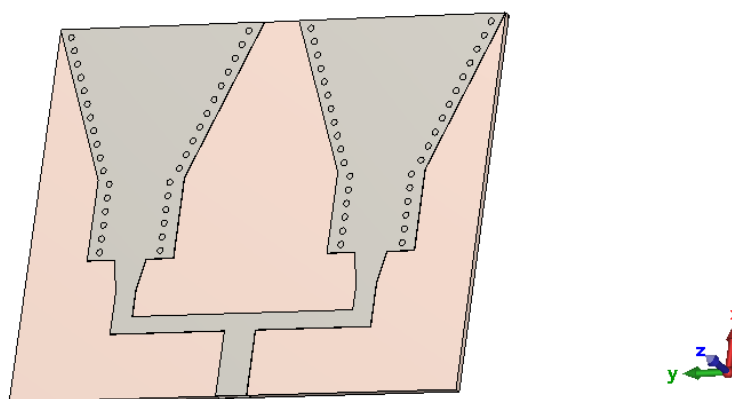
Figure III.16. Distribution du champ électrique de l'antenne cornet avec taper.

Cette distribution montre que l'antenne cornet fonctionne efficacement à 25,922 GHz, avec un profil évasé qui permet une transition douce entre le guide d'onde et l'espace libre, réduisant ainsi les réflexions et les pertes. Le champ est bien guidé dans la région étroite, puis progressivement rayonné à l'ouverture du cornet, indiquant une bonne adaptation et une émission dirigée. La symétrie et la distribution régulière du courant confirment que l'antenne fonctionne dans son mode fondamental.

III.6. Réseau de deux antennes cornet avec diviseur de puissance SIW 1×2

Nous allons effectuer un système composé de deux antennes cornet identiques et symétriques, La structure de deux antennes cornet avec diviseur de puissance SIW 1×2 est schématisée dans la figure ci-dessous :





(b)

Figure III.17. Structure d'un réseau d'antenne avec diviseur de puissance 1×2 ,
vue (a) front et (b) perceptive.

Dans le contexte des communications sans fil à haute fréquence, notamment dans les bandes millimétriques comme la bande (18–40 GHz), la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) s'impose comme une solution de choix pour la réalisation de circuits hyperfréquences compacts, à faibles pertes et faciles à intégrer. Cette technologie permet d'implémenter des guides d'ondes rectangulaires au sein d'un substrat diélectrique à l'aide de vias métalliques. Dans cette conception, une structure intégrée a été conçue comprenant :

- 1- Un diviseur de puissance SIW, permettant de répartir efficacement le signal d'entrée vers deux sorties identiques.
- 2- Deux antennes cornet alimentées en technologie SIW, destinées à rayonner dans la bande millimétrique.

Les dimensions géométriques du diviseur (1×2) utilisé dans cette bande sont récapitulées dans ce tableau :

Tableau III.4. Paramètres du diviseur 1×2

L_1	4.75
L_2	20.248
O_1	2.4
O_2	1.25

III.6.1. Interprétation des résultats de simulation

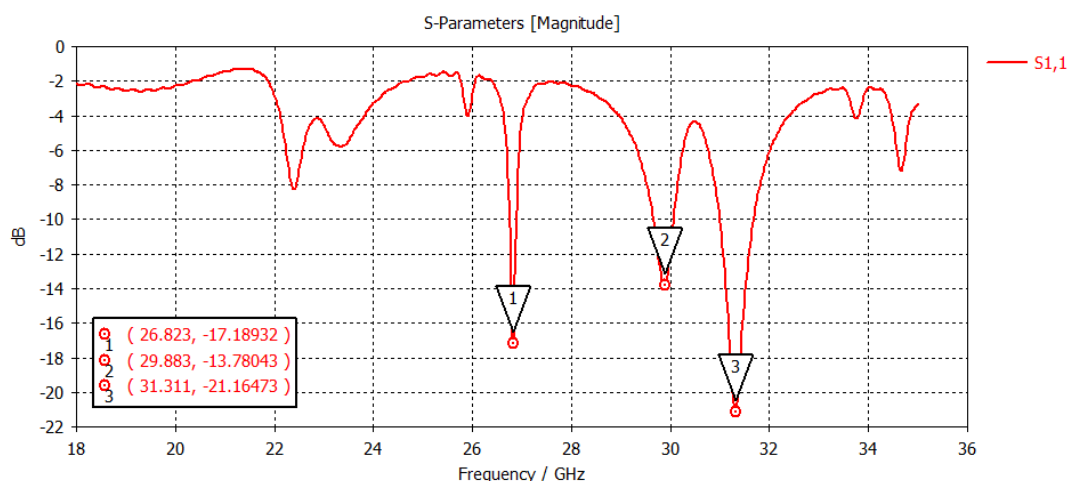


Figure III.18 Paramètre S du diviseur de puissance 1x2.

Les résultats de simulation concernant les variations du coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence (en GHz), illustrés dans la figure III, ont été obtenus à l'aide des valeurs optimisées des différents paramètres géométriques. On observe un premier minimum de S11 atteignant -17.18932 dB à la fréquence de 26.823 GHz, suivi d'un second creux plus prononcé de -13.78043 dB à la fréquence de résonance de 29.883 GHz. Un troisième minimum de -21.16473 dB apparaît à 31.311 GHz. Ces résultats impliquent une adaptation adéquate sur l'ensemble de la bande considérée.

III.6.1.1 Le gain

Le graphe suivant présente le gain du réseau composé d'un diviseur de puissance et de deux antennes en technologie SIW :

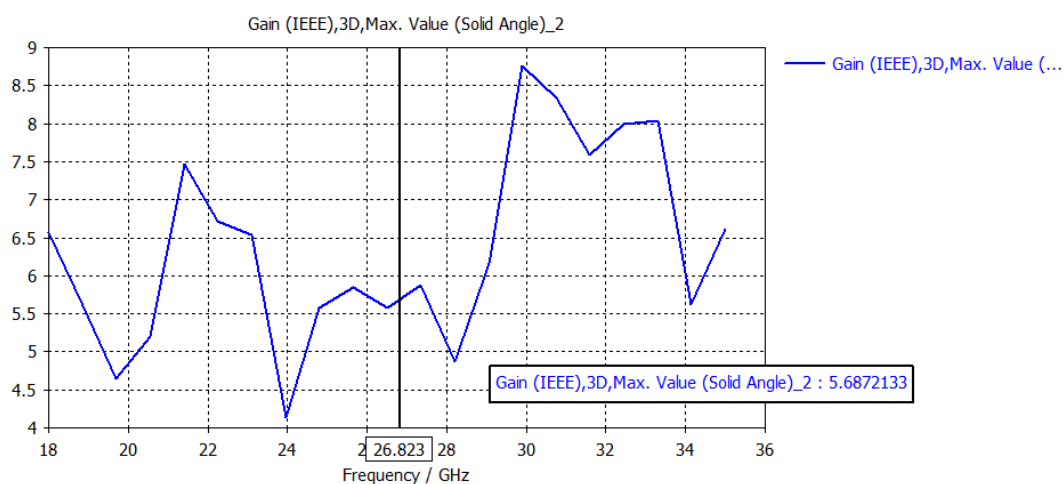


Figure III.19. Gain du réseau d'antenne 1x2.

La courbe de gain présente l'évolution du gain de notre antenne à structure SIW (Substrate Integrated Waveguide) entre 18 GHz et 36 GHz. Le gain, exprimé en décibels (dB), est un paramètre essentiel qui indique la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie dans une direction donnée.

L'analyse du gain montre une variation entre 4,2 dB à environ 24 GHz et une valeur maximale de 8,7 dB à 30 GHz. À la fréquence centrale de fonctionnement, c'est-à-dire 26,823 GHz, le gain se situe entre 5,5 et 6 dB, ce qui est acceptable pour une structure intégrée comme le SIW, où la compacité et l'intégration s'opposent généralement à un gain maximal. Le gain maximal observé à 30 GHz indique que la structure peut effectivement concentrer l'énergie à cette fréquence pour des applications spécifiques aux hautes fréquences.

III.6.1.2. Diagramme de rayonnement

a. Directivité en 3D (Non Linéaire)

Ce diagramme représente la directivité en 3D en échelle non linéaire :

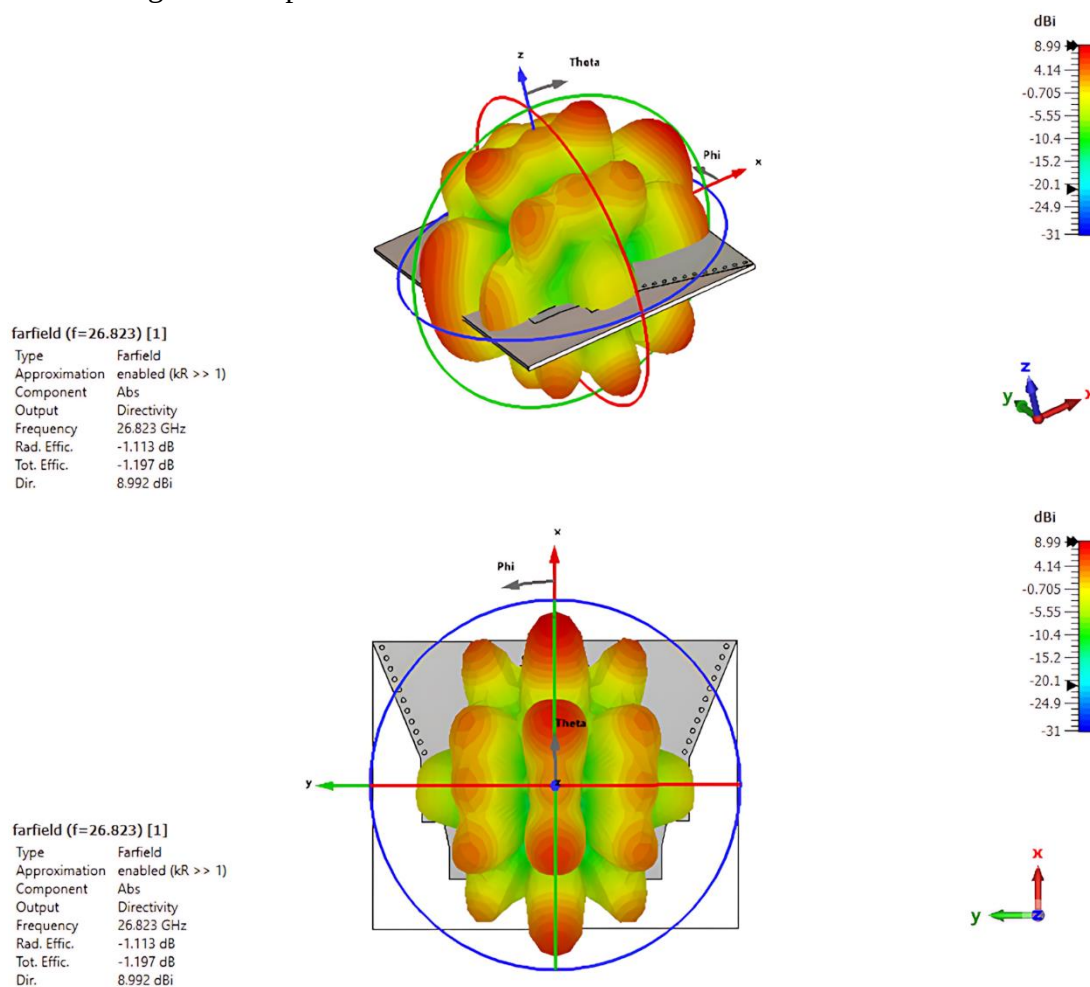


Figure III.20. Diagramme de rayonnement de directivité en 3D.

Ce diagramme montre que l'antenne possède une directivité modérée avec plusieurs lobes rayonnants, La directivité maximale de 8,992 dBi est significative pour des applications haute fréquence (comme les bandes millimétriques ou 5G), tandis que les pertes restent faibles, indiquant une antenne relativement bien conçue.

b. 1D polaire (Non Linéaire)

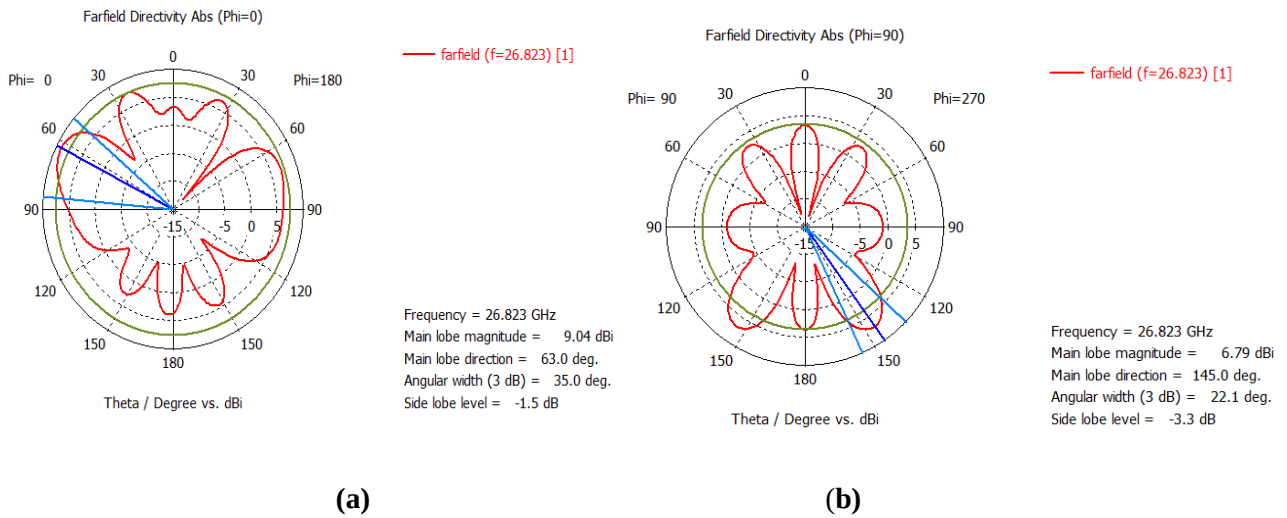


Figure III.21. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires (a) $\Phi=0$, (b) $\Phi=90$

Diagramme (a) $\Phi=0^\circ$:

Le lobe principal est clairement défini dans la direction $\Theta=63^\circ$, avec une large ouverture de 35° , ce qui indique une bonne couverture directionnelle.

Le niveau de lobe secondaire relativement bas (-1,5 dB) montre une bonne suppression latérale, bien que perfectible pour éviter des interférences.

Diagramme (b) $\Phi=90^\circ$:

Le lobe principal est plus étroit ($22,1^\circ$), ce qui indique une meilleure focalisation du rayonnement dans cette direction. Le lobe principal est orienté vers $\Phi=145^\circ$, ce qui suggère que l'antenne est légèrement inclinée dans ce plan.

Le niveau de lobes secondaires est plus faible (-3,3 dB), traduisant une meilleure directivité et moins de pertes latérales que dans le plan $\Phi=0^\circ$.

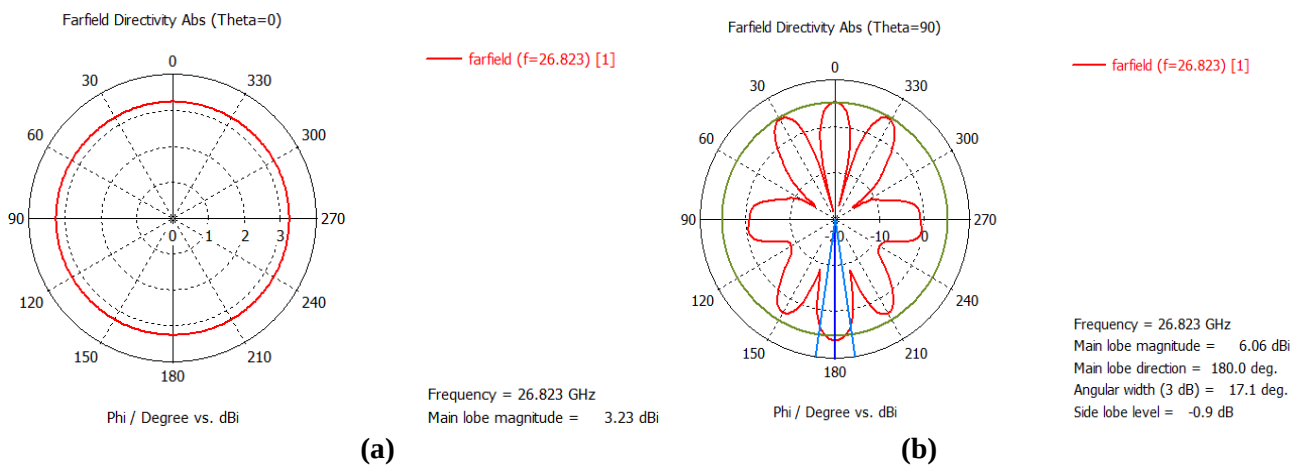


Figure III.22. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires (a) $\Theta=0$, (b) $\Theta=90$

Diagramme (a) $\Theta=0^\circ$:

Dans le plan $\Theta = 0^\circ$, le rayonnement est presque omnidirectionnel, Cela est souvent typique d'un champ proche de la base ou de rayonnement secondaire peu directif.

Une valeur de 3.23 dBi indique un gain modeste, ce qui est normal pour une antenne dont la directivité est concentrée verticalement.

Diagramme (b) $\Theta=90^\circ$:

Le rayonnement est fortement directionnel, avec une directivité maximale de 6.06 dBi pointée vers l'arrière (180°). La largeur du faisceau à -3 dB étant de 17.1° , cela indique un faisceau relativement étroit, ce qui est favorable pour la focalisation du signal. Les lobes secondaires sont présents, mais avec un niveau bas (-0.9 dB), indiquant une bonne efficacité de rayonnement avec peu de pertes latérales.

c. Directivité en 3D (Linéaire)

Ce diagramme représente la directivité en 3D en échelle linéaire :

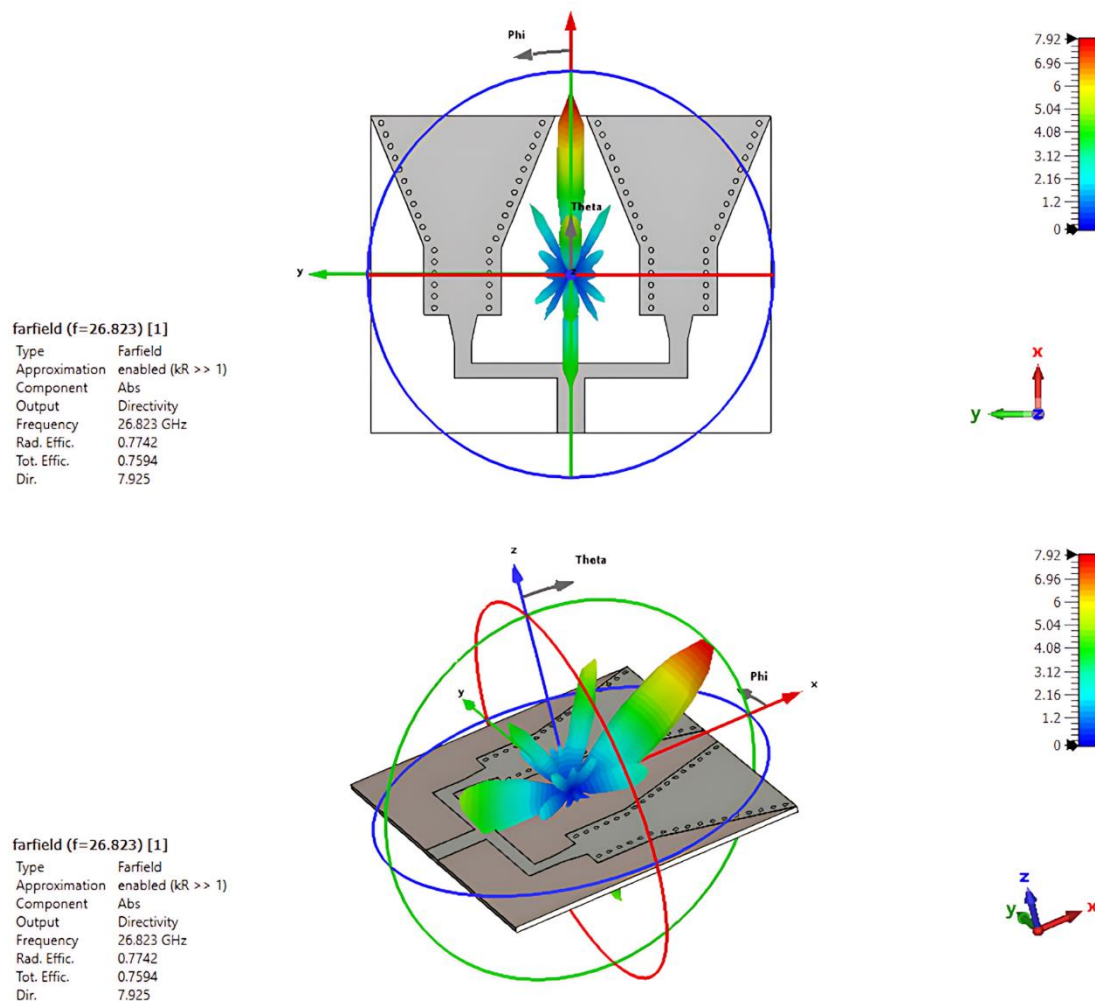


Figure III.23. Diagramme de rayonnement de directivité en 3D linéaire.

Le diagramme 3D présenté illustre la directivité linéaire du rayonnement d'une antenne à la fréquence de 26.823 GHz. Il montre que l'antenne rayonne principalement dans une direction bien définie, avec une directivité maximale de 7.925 en valeur linéaire. La forme du faisceau principal est étroite et concentrée, indiquant une bonne capacité de focalisation de l'énergie rayonnée. Les lobes secondaires sont présents mais restent modérés.

Par ailleurs, l'efficacité de rayonnement est de 77.39 % et l'efficacité totale atteint 75.91%, ce qui signifie que la majorité de la puissance transmise est effectivement rayonnée. Dans l'ensemble, ces résultats confirment que l'antenne possède un comportement directionnel satisfaisant, avec de bonnes performances en termes de directivité et de rendement.

d. 1D polaire (Linéaire)

Ces diagrammes de rayonnement polar montre la directivité du faisceau d'une antenne à deux angles différents.

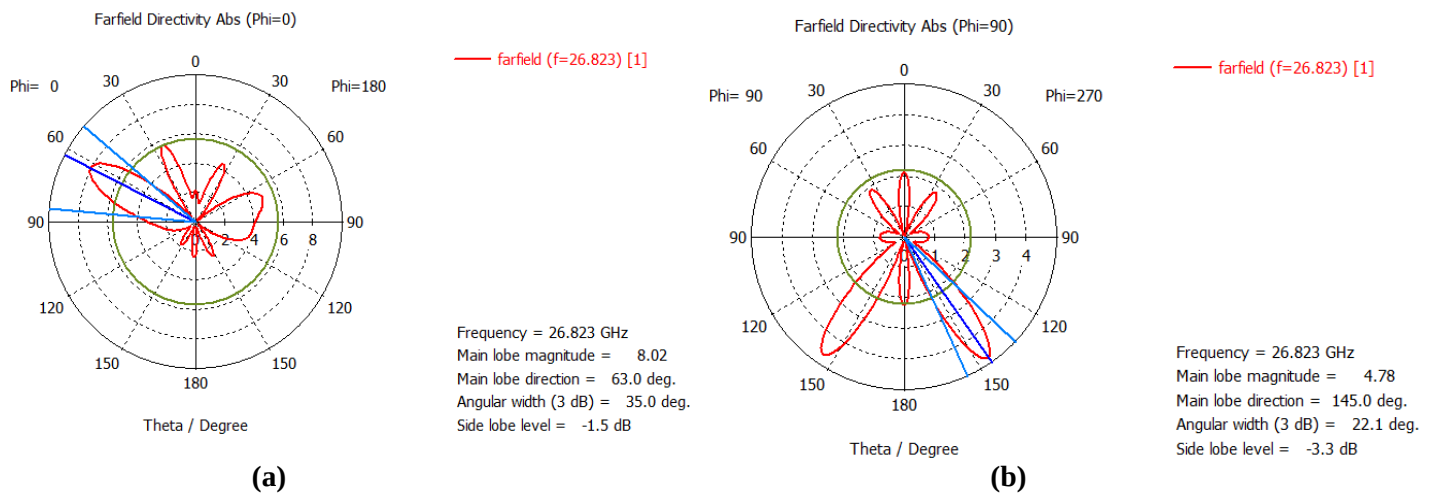


Figure III.24. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires (a) $\Phi = 0^\circ$, (b) $\Phi = 90^\circ$

Diagramme (a) $\Phi = 0^\circ$

Dans le diagramme (a) la directivité maximale atteint 8.02 dBi. Le lobe principal est orienté dans la direction de 63° , avec une largeur angulaire à -3 dB de 35° , indiquant une focalisation modérée du rayonnement.

Le niveau du lobe secondaire est de -1.5 dB, ce qui signifie qu'une part non négligeable de l'énergie est rayonnée hors du lobe principal, traduisant une présence notable de lobes secondaires.

Diagramme (b) $\Phi = 90^\circ$

Ce diagramme montre les caractéristiques de rayonnement d'une antenne à la fréquence de 26.823 GHz. Le lobe principal présente une directivité maximale de 4.78 dBi, orienté à 145° , avec une largeur angulaire (à -3 dB) de 22.1° , ce qui indique une focalisation modérée du faisceau principal.

Le niveau du lobe secondaire atteint -3.3 dB, suggérant un bon contrôle du rayonnement hors lobe principal, ce qui limite les interférences et pertes latérales.

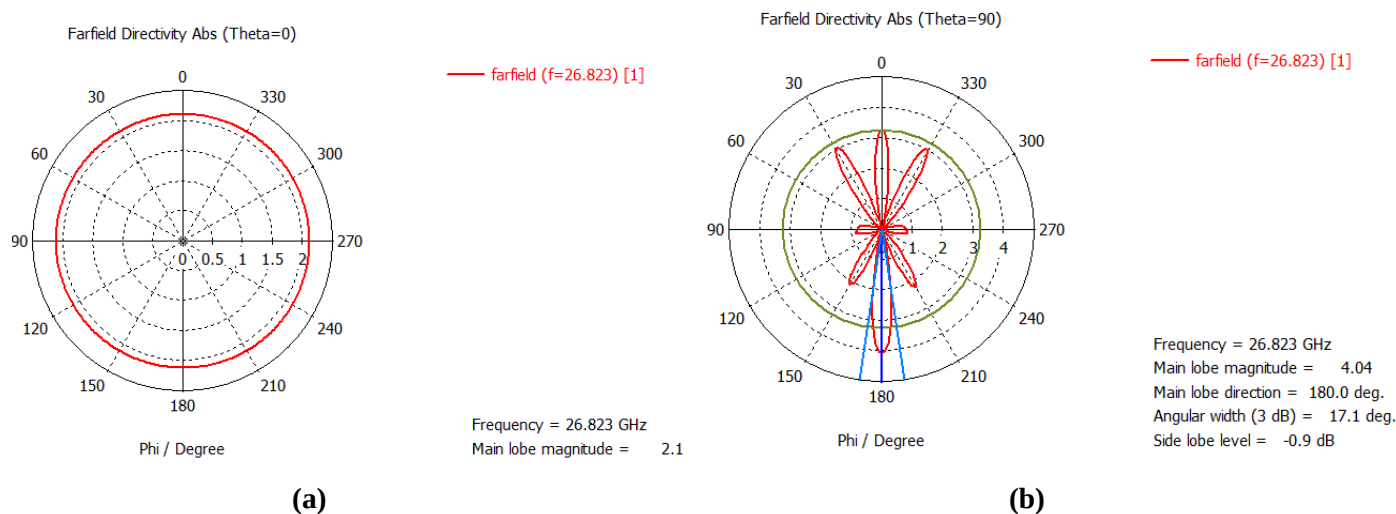


Figure III.25. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires
(a) Thêta=0, (b) Thêta =90

Diagramme (a) Thêta=0°

Ce diagramme met en évidence un rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal. L'antenne rayonne donc de manière quasi uniforme sur 360° autour d'elle lorsqu'on reste dans le plan Thêta = 0°. La faible directivité (2.1 dBi) indique que cette composante du rayonnement est moins focalisée.

Diagramme (b) Thêta =90°

Ce diagramme montre une directivité modérée et concentrée vers Phi = 180°, avec une bonne focalisation du faisceau (faisceau relativement étroit).

Cela signifie que l'antenne présente un rayonnement directionnel, concentré dans une seule direction principale avec peu de perte dans les lobes secondaires.

III.6.2. Distribution du champ électrique

Nous sommes en train de concevoir un système qui intègre deux cornets identiques et symétriques. Cette architecture de réseau d'antennes cornets-SIW est alimentée par un diviseur de puissance 1×2.

Le schéma suivant illustre la configuration complète de ce réseau :

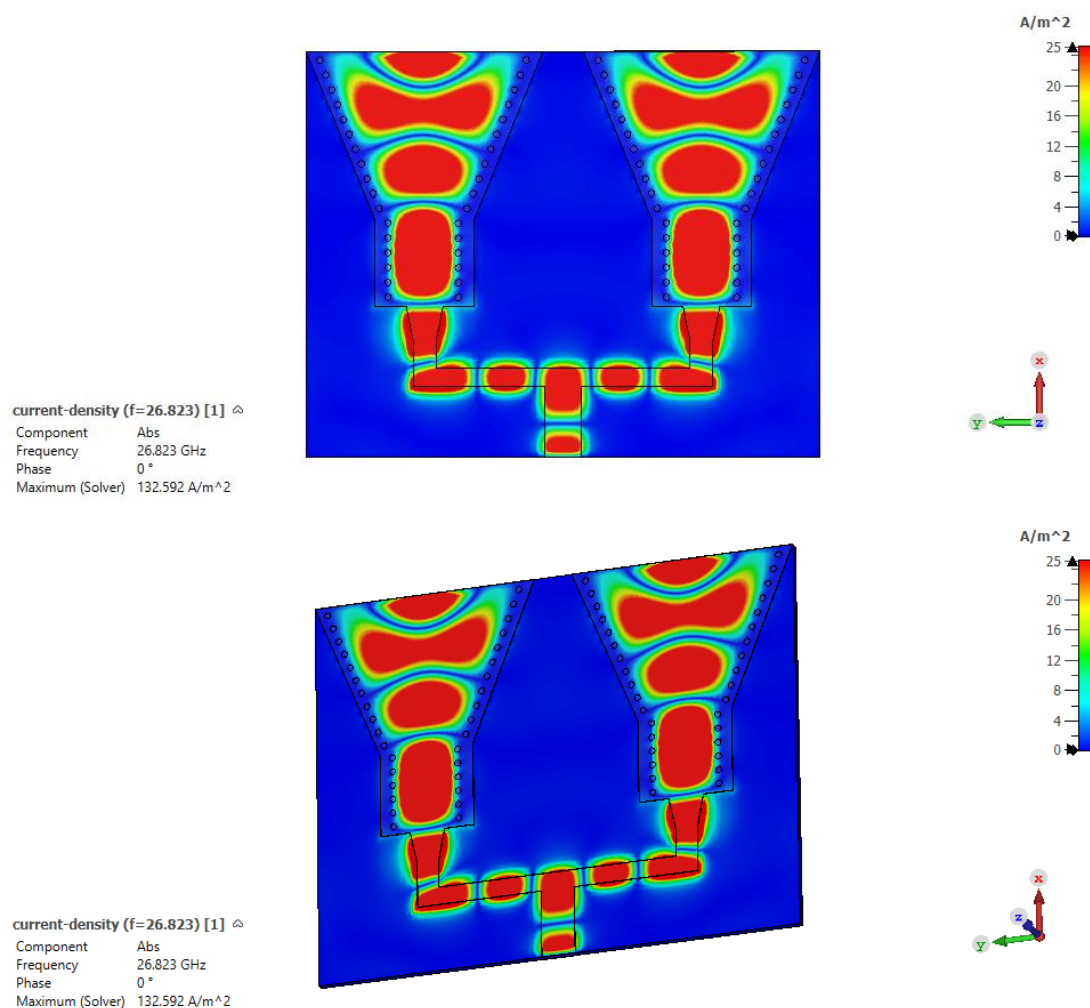


Figure III.26. Distribution du champ E de réseau 1×2.

La figure représente la distribution de la densité de courant dans un réseau basé sur la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide), constitué d'un diviseur de puissance alimentant deux antennes cornets SIW fonctionnant à la fréquence de 26.823 GHz. L'analyse du champ montre une répartition symétrique et bien confinée de la densité de courant, ce qui traduit un bon fonctionnement du diviseur de puissance et une excitation équilibrée des deux antennes.

Les zones en rouge indiquent les régions de forte densité de courant, notamment au niveau des cornets rayonnants et des transitions entre le diviseur et les antennes, ce qui prouve l'efficacité du transfert de puissance.

La symétrie du champ confirme une division homogène du signal, indispensable pour garantir un rayonnement uniforme et cohérent du réseau.

Par ailleurs, la structure SIW, délimitée par des vias métalliques, assure un bon confinement du champ électromagnétique, limitant les pertes et favorisant une propagation guidée efficace.

III.7. Réseau d'antennes de deux antennes cornet avec diviseur de puissance SIW 1×4

Nous allons mettre en place un système constitué de quatre antennes cornet identiques et symétriques. La représentation schématisque des quatre antennes cornet associées à un diviseur de puissance SIW 1×4 est illustrée dans la figure suivante :

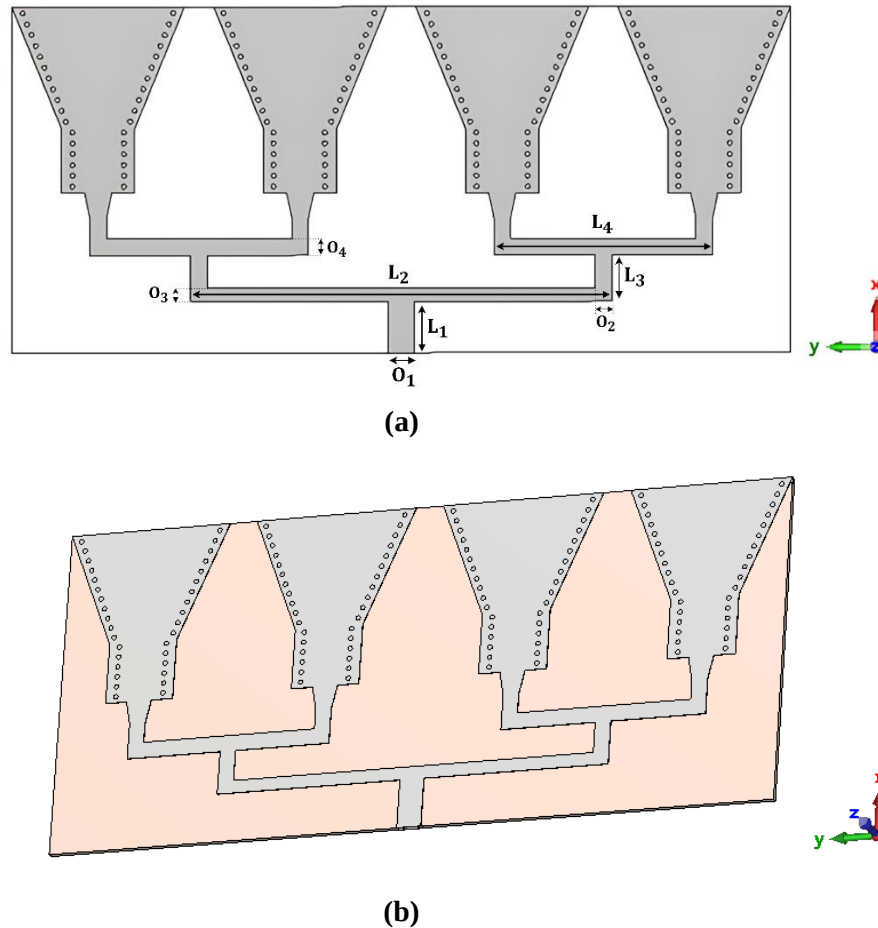


Figure III.27. Vue en (a) perspective et en (b) front d'un réseau SIW avec deux diviseurs

Les dimensions géométriques du diviseur (1×4) utilisé dans cette bande sont récapitulées dans ce tableau :

Tableau III.5. Paramètres du diviseur 1×4

L_1	4.75
L_2	38.946
L_3	4.25
L_4	20.248
O_1	2.4
O_2	1.55
O_3	1.25
O_4	1.55

III.7.1. Interprétation des résultats de simulation

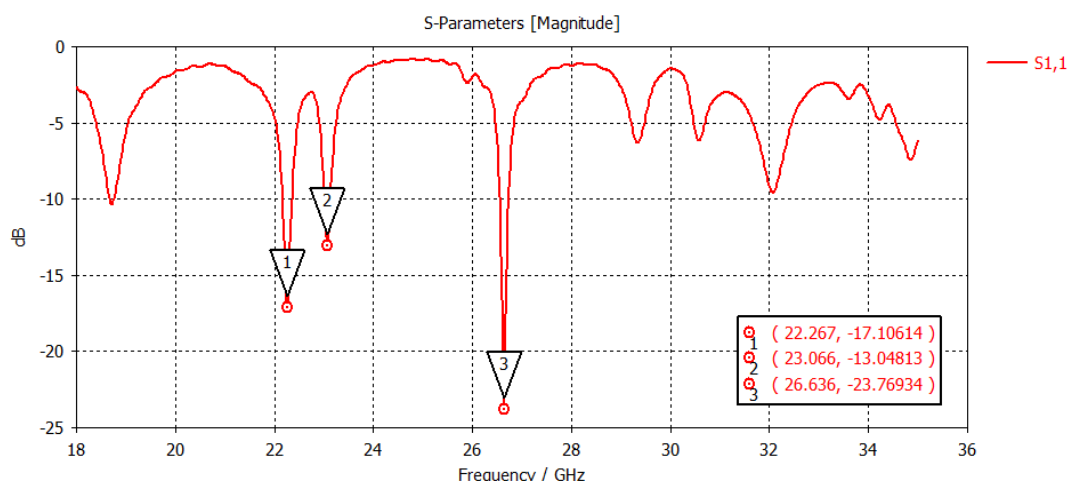


Figure III.28. Les coefficients de réflexion S11.

Le graphe présenté montre le paramètre S11 en fonction de la fréquence, exprimé en dB, pour l'antenne étudiée. Trois significatifs apparaissent à 22,267 GHz avec un S11 de -17,106 dB, à 23,066 GHz avec -13,05 dB, et à 26,636 GHz avec -23,77 dB. Ces valeurs indiquent une bonne adaptation de l'impédance à ces fréquences, traduisant une faible réflexion et donc une bonne efficacité de rayonnement. En observant la courbe, on constate que cette condition est satisfaite approximativement entre 21,5 GHz et 27,5 GHz. Cela suggère une bande passante utile d'environ 6 GHz, notamment entre 20 et 30 GHz. Ce comportement confirme que l'antenne conçue fonctionne efficacement sur une large bande, avec plusieurs fréquences de résonance, ce qui la rend bien adaptée aux systèmes de communication à large bande utilisant la technologie SIW.

III.7.1.1. Diagramme de rayonnement

a. Directivité en 3D (Non Linéaire)

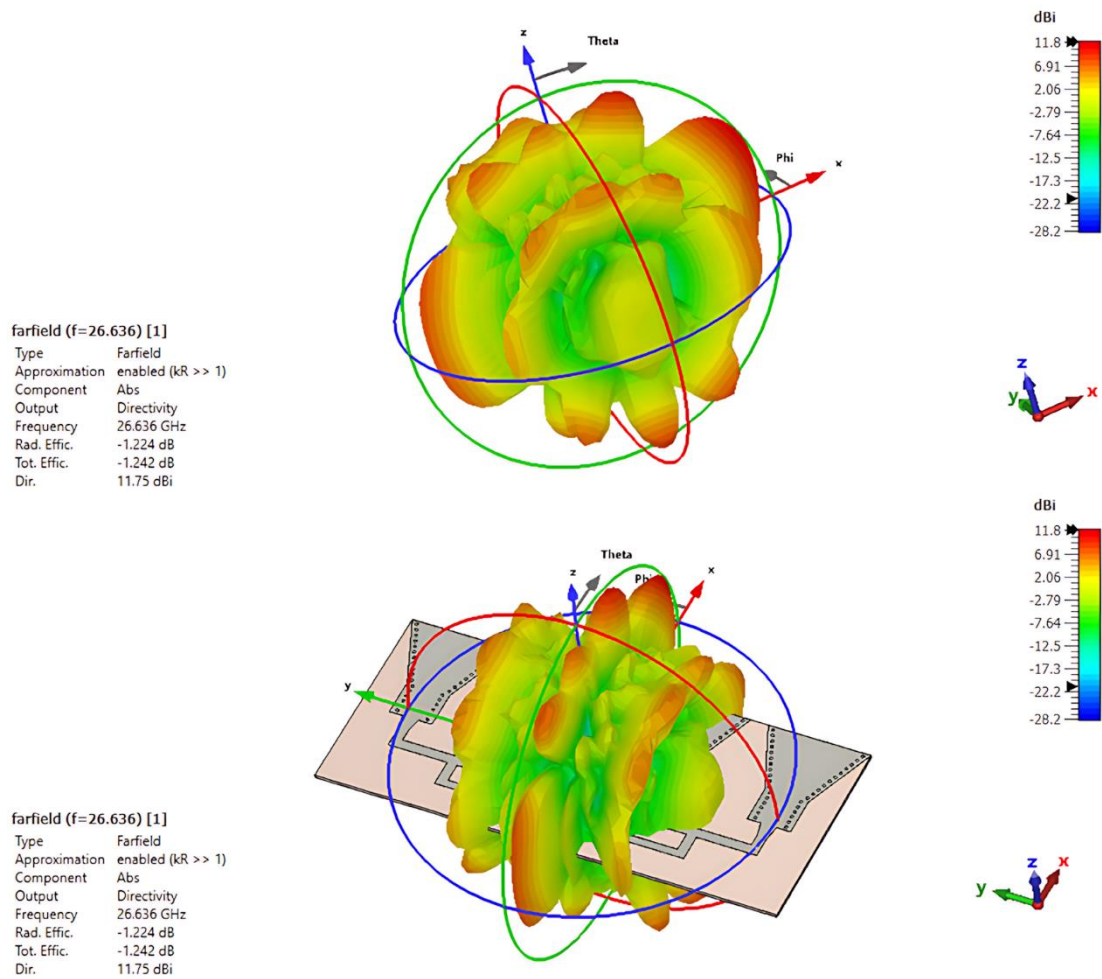


Figure III.29. Diagramme de la directivité en 3D non-linéaire.

Le diagramme de rayonnement représenté en 3D montre la répartition de l'intensité rayonnée par l'antenne dans l'espace, à la fréquence de 26,636 GHz, qui correspond au point de résonance le plus marqué observé précédemment ($S_{11} = -23,77$ dB). L'analyse de ce diagramme révèle une directivité maximale de 11,75 dBi, ce qui indique une capacité de concentration significative de l'énergie rayonnée dans une direction privilégiée. L'efficacité de rayonnement est de 1,224 dB, et l'efficacité totale est de -1,242 dB, traduisant des pertes relativement faibles, ce qui est satisfaisant pour une antenne à onde progressive utilisant une technologie SIW. Globalement, ces résultats confirment que l'antenne offre un bon compromis entre directivité et efficacité, tout en rayonnant de manière stable à haute fréquence.

b. 1D polaire (Non Linéaire)

Ces diagrammes de rayonnement polar montre la directivité du faisceau d'une antenne à deux angles différents.

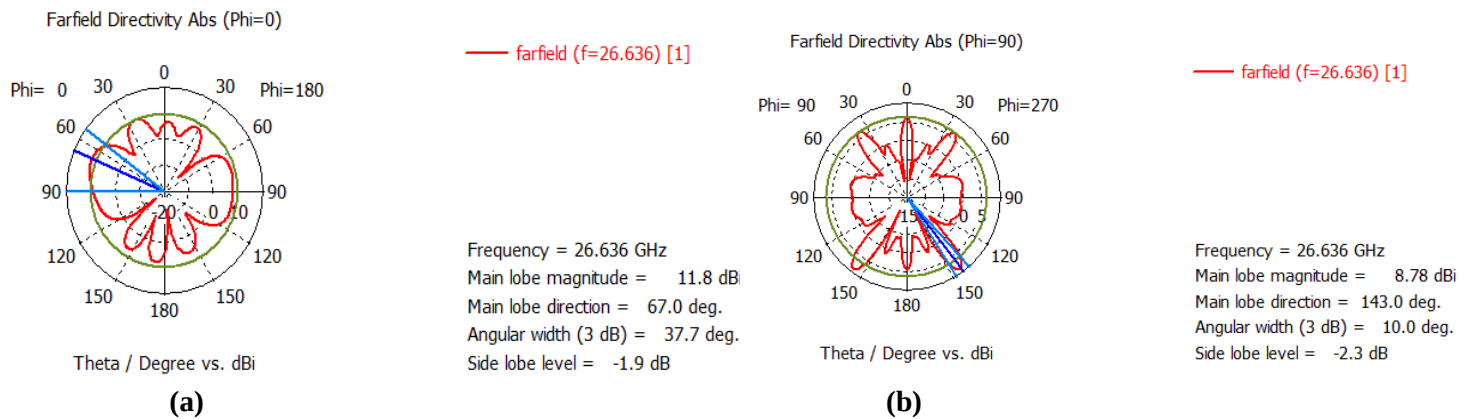


Figure III.30. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires (a) $\Phi=0$, (b) $\Phi=90$

Diagramme (a) $\Phi=0^\circ$

Le diagramme de directivité en champ lointain dans le plan $\Phi = 0^\circ$, à la fréquence de 26,636 GHz, révèle une directivité maximale de 11,8 dBi, avec un lobe principal orienté à $67,0^\circ$ par rapport à l'axe de référence. La largeur angulaire de $37,7^\circ$, indiquant un faisceau modérément large. Le niveau du lobe secondaire est relativement faible, à -1,9 dB, ce qui témoigne d'une bonne suppression des rayonnements parasites hors du faisceau principal. Cette répartition spatiale de l'énergie traduit un bon comportement directionnel, avec une concentration efficace du rayonnement dans une direction dominante.

Diagramme (a) $\Phi=90^\circ$

Dans le plan $\Phi = 90^\circ$, toujours à 26,636 GHz, le diagramme de rayonnement montre une directivité maximale de 8,78 dBi, orientée à $143,0^\circ$. Le faisceau principal est ici nettement plus étroit, avec une largeur angulaire à $10,0^\circ$, traduisant une concentration plus marquée du rayonnement dans cette coupe. Le lobe secondaire est encore mieux contrôlé, avec un niveau de -2,3 dB, ce qui permet de limiter les interférences et pertes hors de la direction souhaitée. Ce comportement démontre que l'antenne rayonne plus étroitement dans ce plan.

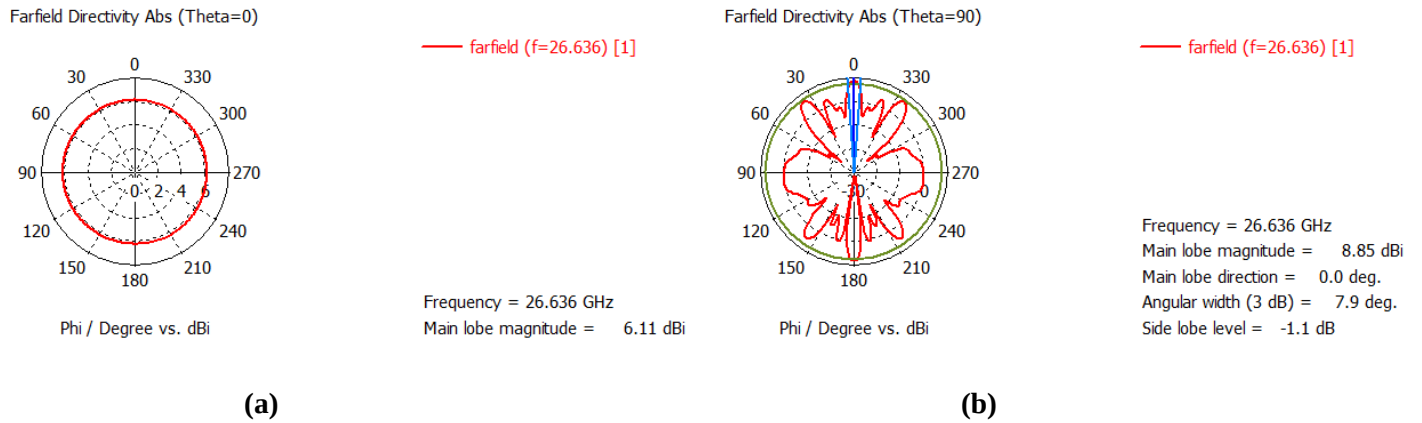


Figure III.31. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires (a) Thêta=0, (b) Thêta=90

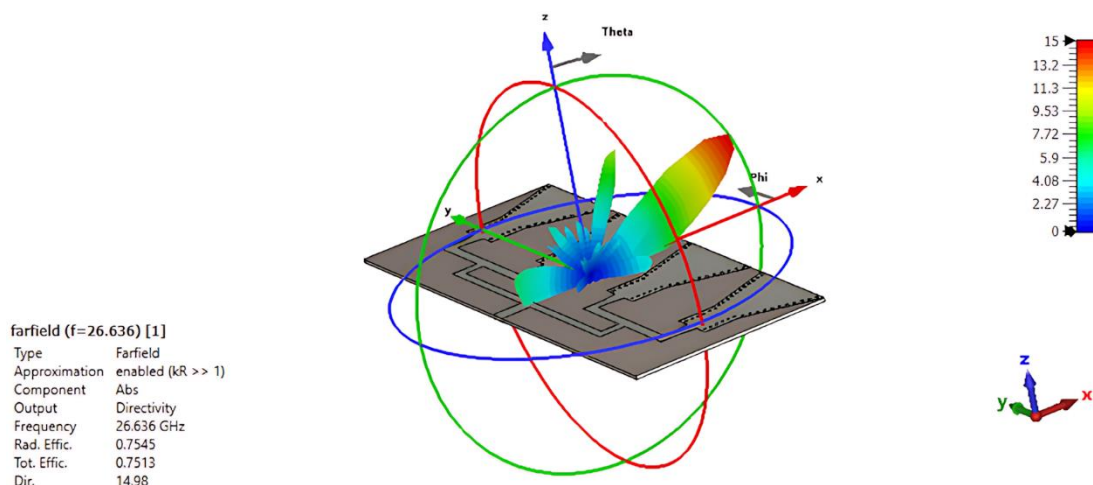
Diagramme (a) Thêta=0°

Ce graphique montre la variation de la directivité absolue de l'antenne dans le plan où l'angle d'élévation Thêta est maintenu à 0 degrés, tandis que l'angle azimutal Phi varie de 0 à 360 degrés. La magnitude du lobe principal dans cette coupe est de 6.11 dBi. Cela indique la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans la direction principale de ce plan spécifique. La forme du diagramme montre comment cette directivité change lorsque l'on se déplace angulairement (en Phi) autour de l'axe défini par Thêta =0.

Diagramme (a) Thêta=90°

Ce diagramme montre que le rayonnement maximal de l'antenne se situe dans le plan horizontal (Thêta = 90°), avec un gain de 8,85 dBi dirigé à Phi = 0°, ce qui indique une forte directivité dans l'axe principal. La largeur du faisceau est de 7,9°, traduisant une bonne concentration de l'énergie. En revanche, le lobe secondaire atteint -1,1 dBi, une valeur élevée, suggérant un rayonnement non négligeable dans d'autres directions, probablement dû à des choix de conception ou à une alimentation imparfaite de l'antenne.

c. Directivité en 3D (Linéaire)



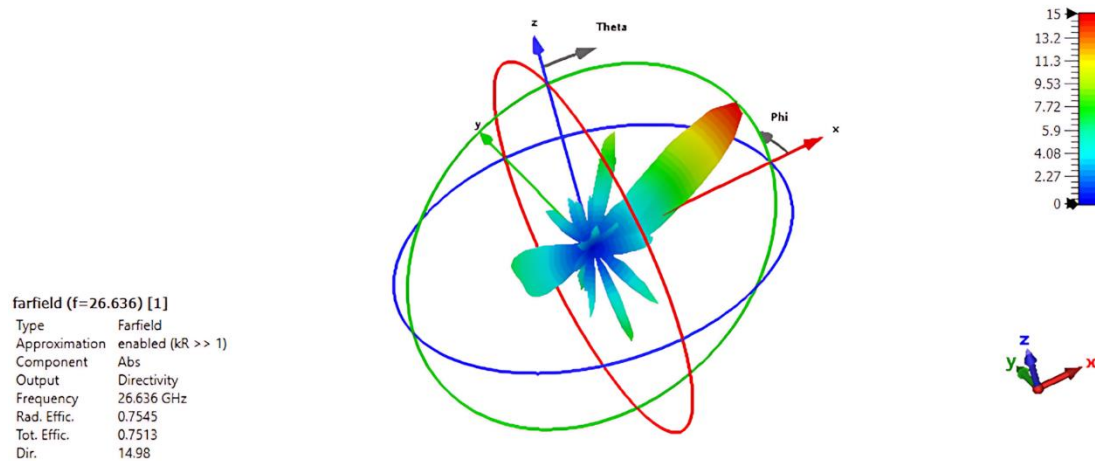


Figure III.32. Diagramme de la directivité en 3D linéaire.

La figure précédente nous illustre la directivité en trois dimensions d'une antenne, représentée sur une échelle linéaire, pour une fréquence de 26.636 GHz. Le diagramme coloré met en évidence un lobe principal prononcé (en teintes chaudes rouge/jaune), indiquant la direction où l'antenne concentre le plus efficacement son énergie, atteignant une directivité maximale d'environ 15 dBi. Autour de ce lobe principal, des lobes secondaires plus faibles (en bleu/vert) sont visibles, représentant le rayonnement dans des directions non souhaitées. Les informations associées indiquent une efficacité de rayonnement d'environ 75.45% et une efficacité totale de 75.13%, ce qui suggère que la majorité de la puissance fournie est rayonnée.

d. 1D polaire (Linéaire)

Ces diagrammes de rayonnement polar montre la directivité du faisceau d'une antenne à deux angles différents.

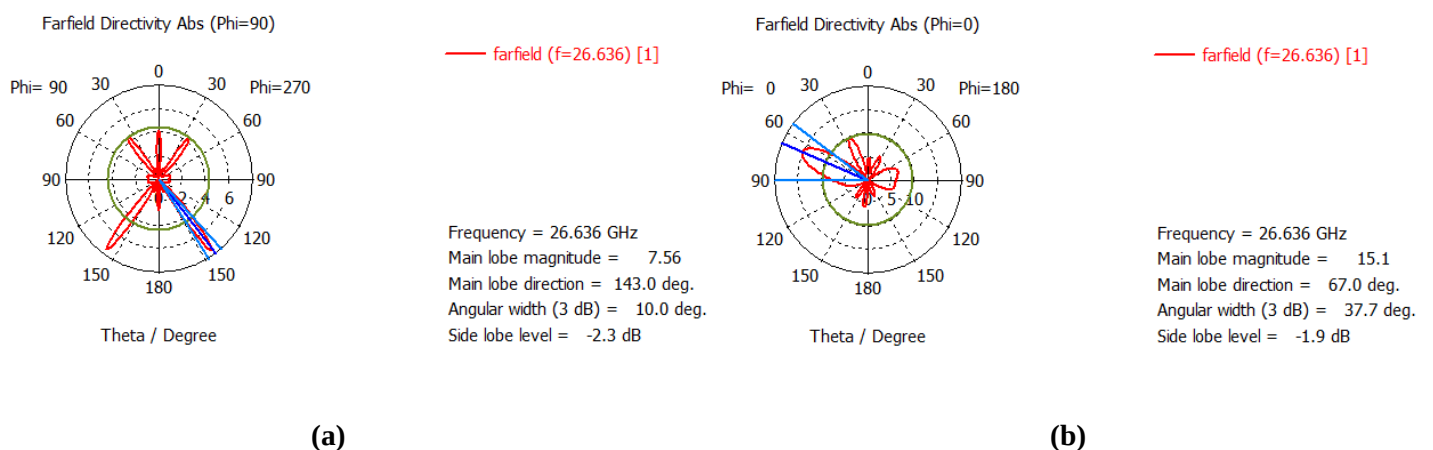


Figure III.33. Diagramme de rayonnement linéaire en coordonnées polaires
(a) Phi=0, (b) Phi=90

Diagramme (a) $\Phi=0^\circ$

Le diagramme du bas, correspondant à la coupe (a) $\Phi=0^\circ$, montre une directivité maximale (magnitude du lobe principal) de 15.1 dBi à une direction de 67.0° (Thêta), avec une largeur de faisceau de 37.7° et un niveau de lobe secondaire de -1.9 dB par rapport au pic du lobe principal.

Diagramme (a) $\Phi=90^\circ$

Le diagramme du haut, pour la coupe (b) $\Phi=90^\circ$, indique une magnitude de lobe principal plus faible de 7.56 dBi, une largeur de faisceau plus large de 70.0° , et un niveau de lobe secondaire de -2.3 dBi.

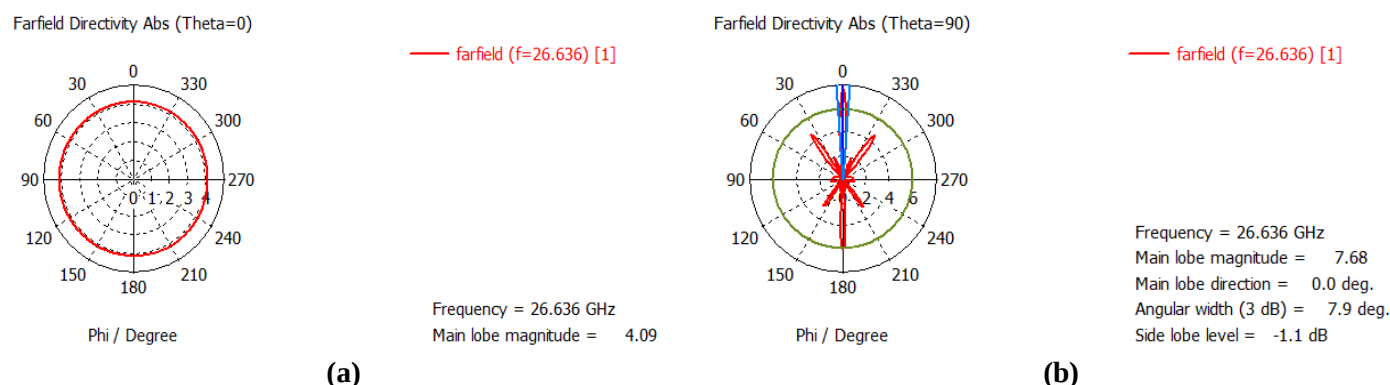


Figure III.34. Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires
(a) $\Theta=0$, (b) $\Theta=90$

Diagramme (a) $\Theta=0^\circ$

Dans cette partie, le diagramme est presque circulaire, ce qui indique une radiation relativement uniforme dans toutes les directions autour de l'axe principal. La fréquence est de 26.636 GHz, avec une magnitude principale de lobe de 4.09, ce qui signifie que l'antenne émet principalement dans cette direction. La directivité n'est pas très prononcée, ce qui reflète une émission isotrope.

Diagramme (a) $\Theta=90^\circ$

Dans la seconde partie, le diagramme est plus directionnel, avec un lobe principal très marqué et une intensité nettement plus concentrée dans une direction spécifique (0°). La magnitude du lobe principal est de 7.68, ce qui indique une forte concentration du rayonnement dans une direction précise. La largeur angulaire du lobe principal est de 7.9 degrés, avec un niveau de côté lobe à -1.1 dB, ce qui montre que la majorité de l'énergie est concentrée dans le lobe principal, avec peu de radiation secondaire.

III.7.1.2. Gain

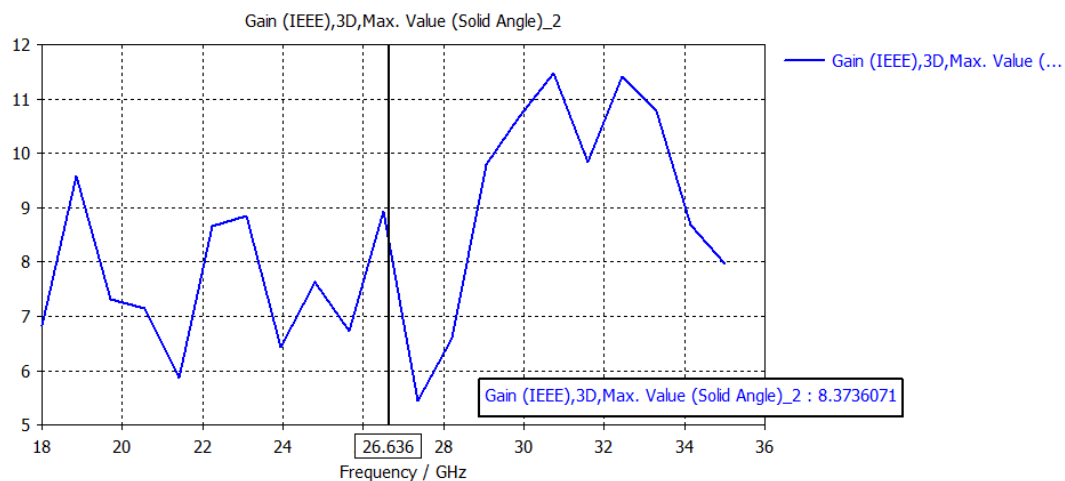


Figure III.35. Variation du gain maximal en fonction de la fréquence.

Ce graphique montre comment le gain d'une antenne varie en fonction de la fréquence, allant de 18 GHz à 36 GHz. On constate que le gain n'est pas constant : il oscille entre environ 6 dBi et plus de 11,5 dBi. La performance la plus élevée est atteinte autour de 31-32 GHz, où le gain dépasse 11 dBi, indiquant une meilleure directivité ou efficacité à ces fréquences. En revanche, à d'autres fréquences, notamment vers 28 GHz, le gain diminue notablement, atteignant environ 6 dBi. Cette variation suggère que l'antenne est particulièrement adaptée pour fonctionner dans une bande précise où elle offre le meilleur gain, tandis que ses performances sont moindres en dehors de cette plage.

III.7.2. Distribution du champ électrique

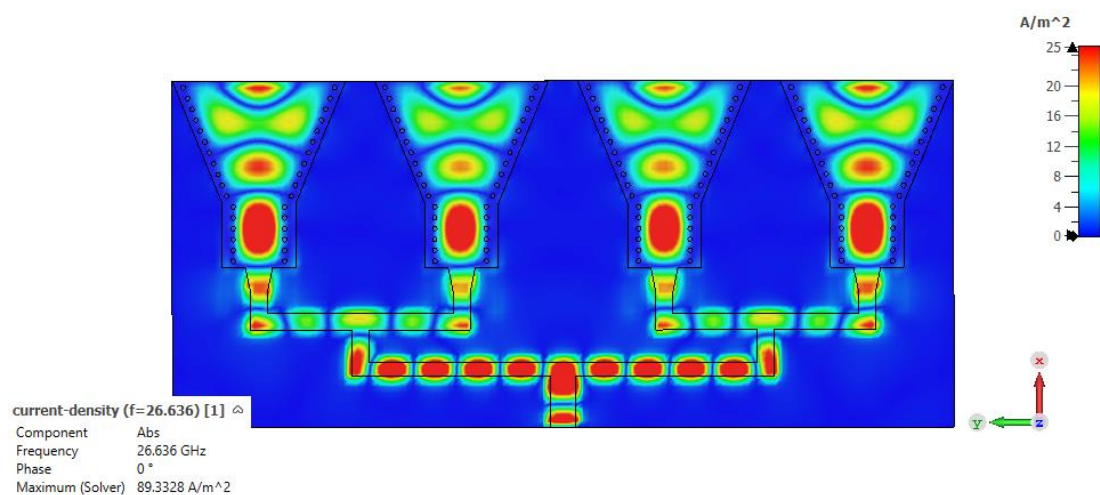


Figure III.36. Distribution du champ électrique dans un réseau d'antennes cornets.

La figure nous indique la distribution du champ électrique (densité de courant) dans un réseau d'antennes en forme de corne à une fréquence de 26,636 GHz.

La zone centrale rouge de l'antenne correspond à une densité de courant maximale, indiquant une forte concentration du champ électrique en ce point, essentielle pour le rayonnement. En s'éloignant du centre, la densité décroît progressivement (du jaune au bleu), reflétant une dispersion contrôlée du champ. La symétrie de la distribution du courant témoigne d'une conception soignée du réseau, optimisée pour une directivité accrue et une répartition homogène du champ. Le pic de densité atteint $89,3 \text{ A/m}^2$, révélant une forte activité électromagnétique et des performances élevées de l'antenne à cette fréquence.

III.8. Etude comparative

L'objectif de ce mémoire est de démontrer que l'augmentation du nombre d'antennes a entraîné un gain significatif. De plus, une étude comparative entre un réseau d'antennes à deux éléments (1×2) et un réseau d'antennes à quatre éléments (1×4) a été proposée afin de valider cette théorie. Nous diviserons cette comparaison en deux parties, l'une comparant les diagrammes de gain et l'autre comparant les diagrammes de rayonnement.

III.8.1. Comparaison entre les diagrammes de rayonnements

Les illustrations ci-dessous nous offrent la possibilité de mettre en parallèle les deux diagrammes de rayonnements déduits des résultats antérieurs.

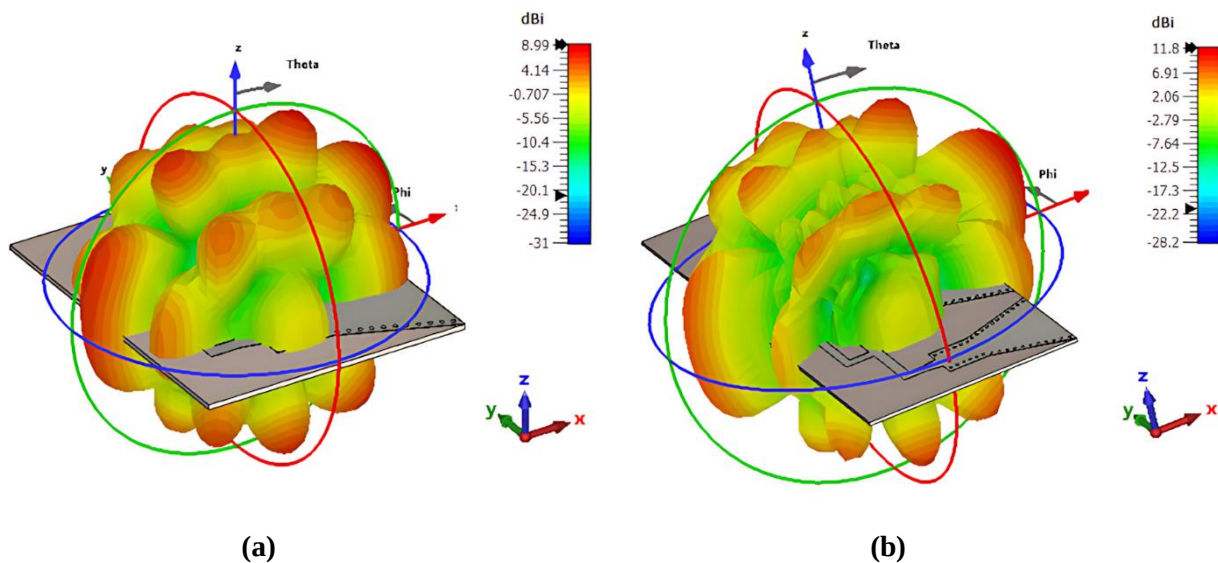


Figure III.37. Diagramme de rayonnement (directivité) du (a) réseau 1×2 et (b) réseau 1×4 .

Dans la figure III.37-a, qui montre le diagramme de rayonnement du réseau à deux éléments, la directivité est de $8,992 \text{ dB}$. Dans la figure III.37-b, qui montre le diagramme de rayonnement du réseau à quatre éléments, on constate que la valeur de directivité augmente à $10,02 \text{ dB}$ par rapport à deux éléments. De même, pour le gain, on constate que la valeur de directivité augmente par rapport à deux éléments pour quatre éléments.

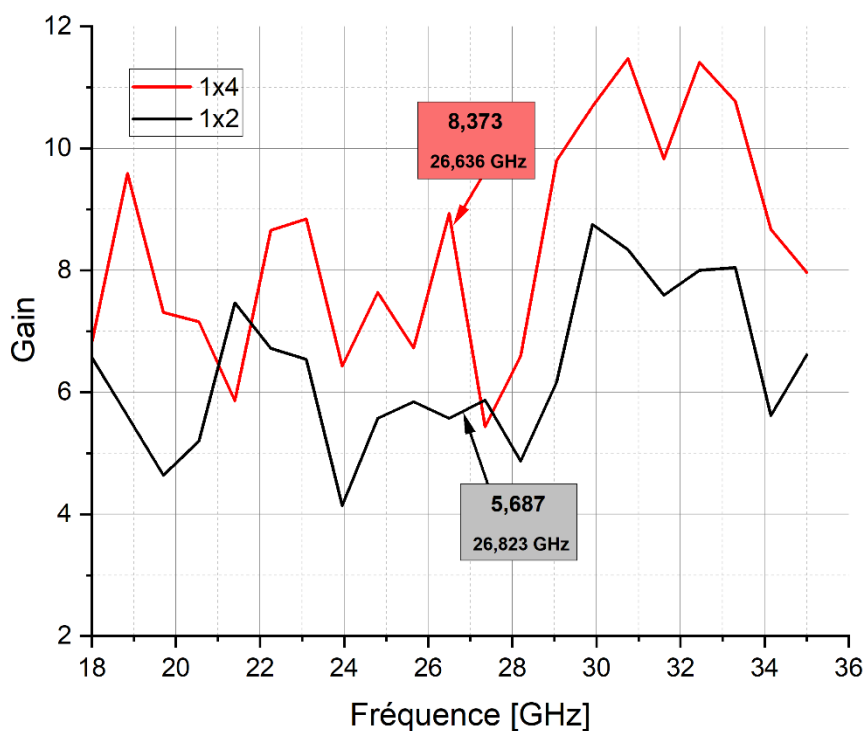
Tableau III.6. Comparaison entre les différentes structures (Directivité).

Nombre des antennes	Directivité	Amélioration
1	5.476	/
2	8,992	64,21 % ↑
4	10,02	82,98 % ↑

Nous pouvons donc en conclure que l'augmentation du nombre d'antennes contribue à augmenter le niveau de directivité.

III.8.2. Comparaison entre les gains

Les graphes ci-dessous nous offrent la possibilité de mettre en parallèle les deux gains déduits des résultats antérieurs.

**Figure III.38.** Gains de réseaux 1×2 (Noir) et 1×4 (Rouge).

Les résultats présentés dans la figure III pour un réseau rayonnant à 2 éléments montrent un gain de 5,687 et une deuxième configuration à 4 éléments, montre une amélioration considérable du gain, qui atteint 8,373. Ces observations corroborent les développements théoriques mentionnés précédemment, à savoir que l'augmentation du nombre d'éléments d'antenne contribue de manière significative à l'amélioration du gain global du système.

Tableau III.7. Comparaison entre les différentes structures (Gain).

Nombre des antennes	Gain	Amélioration
1	4,889	/
2	5,687	16,32 % ↑
4	8,373	71,26 % ↑

III.8.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité la conception et la simulation d'un réseau d'antennes cornets à ondes progressives en technologie SIW, opérant dans la bande des 25 GHz. L'objectif principal était d'évaluer l'impact de la configuration du réseau sur les performances électromagnétiques, notamment en termes de gain et de directivité.

Nous avons commencé par concevoir une antenne cornet individuelle, dont les performances ont été validées à travers des simulations. Par la suite, un réseau 1×2 a été introduit afin d'améliorer le gain et la directivité par rapport à l'élément unique. Les résultats ont montré une nette amélioration des caractéristiques de rayonnement.

Pour aller plus loin, nous avons ensuite développé un réseau 1×4, composé d'un diviseur de puissance SIW et de quatre antennes cornets. Cette configuration a permis une distribution équilibrée du signal entre les éléments rayonnants, et a abouti à des performances encore plus optimisées, avec un gain accru, une directivité renforcée, et un lobe principal plus concentré.

Ainsi, les simulations réalisées confirment que l'augmentation du nombre d'éléments dans le réseau, couplée à une bonne conception du système d'alimentation, permet d'atteindre des performances supérieures. La technologie SIW s'est donc révélée particulièrement efficace pour la mise en œuvre de réseaux d'antennes à haut rendement, compacts et adaptés aux applications à haute fréquence.

Références

- [1] **Dassault Systèmes**, <https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite>, consulté le 30/05/2025.

Conclusion générale

Nous avons établi les bases théoriques et techniques nécessaires à la compréhension et à la conception d'un réseau d'antennes cornet à ondes progressives utilisant la technologie du guide d'ondes intégré au substrat (SIW).

Dans le premier chapitre, nous avons présenté un aperçu général des antennes, en mettant l'accent sur leurs caractéristiques principales, leurs paramètres de performance tels que le gain, la directivité et la bande passante, ainsi que les différentes typologies utilisées dans les applications modernes de communication et de radar. Cette étude a mis en évidence l'importance de concevoir des antennes performantes, compactes et facilement intégrables dans les systèmes actuels.

Le deuxième chapitre a été consacré à une étude détaillée de la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide). Nous y avons expliqué son principe de fonctionnement, ses avantages par rapport aux guides d'ondes traditionnels et aux lignes micro-rubans, ainsi que les différentes méthodes de fabrication. Cette technologie s'est révélée être une solution efficace, combinant de bonnes performances électromagnétiques avec une intégration facilitée dans les circuits à haute fréquence, notamment dans les bandes millimétriques.

Dans le troisième chapitre, nous avons abordé la conception et la simulation d'un réseau d'antennes cornet à ondes progressives en technologie SIW. Grâce aux outils de simulation électromagnétique, nous avons pu analyser les performances du réseau, optimiser les paramètres géométriques, et valider les résultats obtenus en termes de gain, de diagramme de rayonnement et de réponse en fréquence. Cette étape représente une avancée importante dans la compréhension du comportement de ce type d'antennes et de leur efficacité en contexte réel.

Ainsi, le travail réalisé démontre le potentiel de cette technologie pour répondre aux exigences des systèmes modernes et ouvre la voie à son utilisation élargie dans les domaines des télécommunications.