

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes de Télécommunications

Par : BOUDGHENE STAMBOULI Djamila Riham

TABTI Abdelmounaim

Thème

Proposition des nouvelles Réseaux d'Antenne à très Haut Gain à Onde Progressive TWA Log-périodiques SIW

Soutenu publiquement, le 06 /09/2020, devant le jury composé de :

Mme M. MELIANI	Professeur	Univ. Tlemcen	Présidente
Mr M.ABRI	Professeur	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mr N.CHERIF	Doctorant	Univ. Tlemcen	Doctorant
Mme H.BADAOU	Maitre de conférences (A)	Univ. Tlemcen	Examinatrice

Dédicaces

Je dédie ce travail

A ma famille, elle qui m'a doté d'une éducation digne, son amour a fait de moi ce que je suis aujourd'hui. Je suis très fière d'être votre fille et de pouvoir enfin réaliser, ce que vous avez tant espéré et attendu de moi.

A mon cher père Abd el majid, Permettez-moi de vous exprimer mon grand amour mon attachement et ma plus haute considération pour Votre personne. Cher père, veuillez trouver, dans ce modeste travail, le fruit de vos sacrifices ainsi que l'expression de ma profonde affection et ma vive reconnaissance Que Dieu vous protège et vous garde.

Mon adorable mère Kara Ahmed Zhor Choukria Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point te remercier comme il se doit. Ton affection me couvre, ta bienveillance me guide et ta présence à mes côtés a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles. Mon cher frère Mounir Aymen, Ambitieux comme tu es, je te souhaite beaucoup de succès et de bonheur pour couronner ton courage et tes sacrifices Puisse Dieu t'accorder la bonne chance et la réussite dans tes études. J'espère que nous resterons toujours aussi unis.

A ma défunte grand-mère qui disait souhaité voir de là où elle est réussie mes études, qu'ALLAH l'accueille dans son vaste paradis. Si Dieu a mis le paradis sous les pieds des mères, ce n'est pas pour rien. Tu représentes la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes études. Je t'aime énormément.

A Mlle Boudghene Stambouli Kawter Tu as été ma plus belle rencontre scientifique et amicale. Tes conseils et encouragements m'ont donné du tonus pour aller de l'avant. Je sais que tu es là, jamais je ne t'oublierai puisque je te dois beaucoup d'affection et amour !

A mes confidentes : Mlle Boucif Meriemet Mlle Boudjema Chaima Conserve-moi vos profondes amitiés et vos immenses amours et sois convaincue qu'il en est de même pour moi.

Mlle. Boudghene Stambouli Djamila Riham

Dédicaces

Je dédie ce travail

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère.

A mon cher père Djilali, Permettez-moi de vous exprimer mon grand amour mon attachement et ma plus haute considération pour Votre personne. Cher père, veuillez trouver, dans ce modeste travail, le fruit de vos sacrifices ainsi que l'expression de ma profonde affection et ma vive reconnaissance Que Dieu vous protège et vous garde.

Ma Chère Maman Melza Djamila, Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point te remercier comme il se doit.

A ma chère sœur Meriem. Depuis que j'ai ouvert les yeux sur le monde, tu as toujours été à mes côtés, à partager ma vie et mes problèmes de tous les jours. Je vous souhaite la réussite dans votre vie, avec tout le bonheur qu'il faut pour vous combler. J'ai de la chance de t'avoir. Que Dieu vous garde.

A mes très chers frères Abd el Rahmen et Abd el Samad. Puisse Dieu vous donne santé, bonheur, courage et surtout réussite. J'espère que nous resterons toujours aussi unis. Aussi pour mon frère bouhafs abderrezzaq .

Mr. Tabti Abdelmounaim

Remerciement

*Je rends grâce à ALLAH le Clément et Miséricordieux pour son aide et sa
bénédiction.*

*Notre gratitude s'adresse à Monsieur **ABRI Mehadji** Professeur à l'université de
Tlemcen pour son encadrement, son orientation, ses conseils et la disponibilité qu'il
nous a témoignée pour nous permettre de mener à bien ce travail.*

*Nos vifs remerciements aux membres du jury d'avoir accepté d'examiner et
d'évaluer notre travail. Un grand merci à tous les professeurs de
Télécommunications qui ont participé à notre progrès pendant ces 5 ans.*

*À mes camarades de la promotion 2019/2020 que j'ai servis avec humilité et avec
lesquelles j'ai passé une scolarité exceptionnelle, riche d'enseignements, et
d'expériences de rencontres, je veux ici dire ma sincère amitié.*

*Enfin, que toutes les personnes qui ont permis que ce travail voie le jour soient
assurées de ma profonde reconnaissance*

Liste des abréviations

OEM : L'onde électromagnétique.

BP : La bande passante.

MOM : La méthode des moments.

FEM : La méthode des éléments finis.

FDTD : La méthode des différences finies dans le domaine temporel.

VSWR: Voltage Standing Wave Ratio.

SIW: Substrate Integrated Wave guide.

CST: Computer Simulation Technology.

TWA: Traveling Wave Antenna.

TE : Transverse électrique.

TM : Transverse Magnétique.

TEM : Transverse électromagnétique.

PCB: Printed Circuit Board.

SICs : Substrate Integrated Circuits.

Résumé

Notre monde change et évolue au rythme des innovations et des nouvelles technologies. Dans le domaine des communications, les développements nécessitent des antennes de taille compacte et de faible coût, présentant un gain élevé, de faibles pertes et un rendement élevé. Dans cette étude, nous nous intéressons principalement à l'étude d'une antenne TWA alimentée par la technologie SIW transformée en un réseau d'antennes alimenté par un diviseur de puissance de (1×2) et (1×4) .

Nous analysons ce comportement à l'aide du logiciel CST Micro wave studio Simulation, où nous avons conçu et simulé les performances de ce réseau d'antennes dans la bande X. En effet, nous comparons les résultats et les gains obtenus.

Mots clés : Réseau antenne TWA, technologie SIW, CST Micro Wave Studio, haut gain, les antennes, les ondes électromagnétique, communication spatiale, les diviseurs de puissances.

Abstract

Our world is changing and evolving at the rate of innovations and new technologies. In the field of communications, developments require antennas of compact size and low cost, exhibiting high gain, low losses and high efficiency.

In this work, we are mainly interested in the study of a TWA antenna powered by SIW technology transformed into an antenna array powered with a power divider of (1×2) and (1×4) .

We analyze this behavior using the CST Micro wave studio Simulation software, where we designed and simulated the performance of this antenna array in the X-band. Indeed, we compare the results and the gains obtained.

Keyword: TWA antenna network, SIW technology, CST Microwave Studio, high gain, antennas, electromagnetic waves, space communication, power dividers.

ملخص

إن عالمنا يتغير و يتطور أكثر فأكثر بوتيرة الابتكارات و التكنولوجيات الجديدة. تطوير هوائيات صغيرة الحجم و ذي تكلفة منخفضة، تظهر مكاسب عالية و خسائر منخفضة و كفاءة عالية.

في هذه المذكرة، نحن مهتمون بشكل أساسي بدراسة هوائي TWA المدعوم بتقنية SIW المحول الشبكة من الهوائيات مزودة بمقسم (1 × 4) و (2 × 1)

في هذا العمل، سوف نقوم بتحليل هذا الهوائي باستخدام برنامج محاكاة CST Micro wave studio Simulation، حيث قمنا بتصميم و محاكاة أداء مجموعة الهوائي هذه في النطاق X. في الأخير سوف نقارن النتائج و المكاسب التي تم الحصول عليها.

Table des matières

<i>Dédicaces</i>	II
<i>Remerciement</i>	IV
<i>Liste des abréviations</i>	V
<i>Résumé</i>	VI
<i>Abstrac</i>	VI
<i>Liste des tables</i>	XII
<i>Liste des figures</i>	XII
<i>Introduction générale</i>	1
I.1 Introduction.....	4
I.2 Historique	4
I.3 La transmission d'information [1]	4
I.4 L'onde électromagnétique	5
I.4.1 Définition de l'OEM	5
I.4.2 Les sources des OEM	6
I.4.3 Les paramètres d'OEM	6
I.4.4 Le spectre électromagnétique.....	7
I.5 Les antennes	8
I.5.1 Définition.....	8
I.5.2 Le rôle des antennes [1]	9
I.5.3 Caractéristiques des antennes	9
I.5.3.1 Caractéristiques de rayonnement.....	9
I.5.3.2 Caractéristiques électriques	12
I.6 Les réseaux d'antennes	13
I.6.1 Définition.....	13
I.6.2 Facteur de réseau	14
I.6.3 Effet de la phase de l'excitation	16
I.6.4 Réduction des lobes secondaires	17
I.6.5 Alimentation d'un réseau d'antennes.....	18
I.6.6 Types de réseaux d'antennes	20
I.6.6.1 Réseaux linéaires.....	20
I.6.6.2 Réseaux circulaires	26
I.6.6.3 Réseaux planaires.....	27
I.6.7 Domaines d'applications des réseaux d'antennes	28

I.6.8	Avantages et limitations.....	29
I.7	Modélisation numérique du rayonnement des antennes.....	29
I.7.1	Introduction aux méthodes de modélisation numérique.....	29
I.7.2	Méthode intégrale associée à la méthode des moments (MOM).....	30
I.7.2.1	Définition.....	30
I.7.2.2	Principe.....	30
I.7.2.3	Avantages et inconvénient de la méthode intégrale.....	30
I.7.3	La méthode des éléments finis (FEM).....	31
I.7.3.1	Définition.....	31
I.7.3.2	Principe.....	31
I.7.3.3	Avantages de la méthode des éléments finis.....	31
I.7.4	La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD).....	31
I.7.4.1	Définition.....	31
I.7.4.2	Principe.....	32
I.7.4.3	Conclusions sur la méthode.....	32
I.8	Conclusion.....	32
II.1	Introduction.....	35
II.2	Les guides d'ondes.....	35
II.2.1	Généralités.....	35
II.3	Substrate Integrated Waveguide (SIW).....	36
II.3.1	Introduction.....	37
II.3.2	Généralités sur la technologie SIW.....	37
II.3.3	Principe.....	37
II.3.4	Technologie [19].....	38
II.3.5	La géométrie d'une structure SIW.....	40
II.3.6	Les paramètres de guide d'onde integre au substrat.....	41
II.3.7	Mécanismes des pertes :[34].....	42
II.3.8	Quelques exemples de circuits [19].....	43
II.3.8.1	Les circuits passifs SIW.....	43
II.3.8.2	Les circuits actifs SIW.....	45
II.3.8.3	Les antennes SIW [34].....	46
II.4	Ligne micro-ruban.....	47
II.5	Transition des lignes microrubans aux guides d'ondes intégrés au substrat.....	48
II.6	Antennes à ondes progressives (Traveling-Wave-Antenna) TWA.....	50
II.6.1	Définition.....	51
II.6.2	Les différentes catégories d'une TWA.....	51

II.6.2.1	Les antennes à ondes lentes.....	51
II.6.2.2	Les antennes à ondes rapides	52
II.6.3	Structures d'antennes	52
II.6.4	L'antenne rhombique ou en losange	53
II.6.5	Domaines d'applications [54].....	54
II.6.6	Avantage et inconvénient [54]	54
II.7	Conception et simulation de guide SIW en bande X.....	54
II.7.1	La bande X	54
II.7.2	Comparaison entre les différents bands	55
II.7.3	Conception d'un guide d'onde SIW opérant en bande X.....	56
II.7.4	Résultat des simulations sans taper	57
II.7.5	Problématique.....	58
II.7.5.1	Condition d'adaptation.....	58
II.7.5.2	Les paramètres S.....	59
II.7.6	Adaptation et transition	60
II.7.7	Conception de guide SIW avec taper en bande X	62
II.8	Conclusion	63
III.1	Introduction.....	66
III.2	Diviseur de puissance	66
III.2.1	Définition.....	66
III.2.2	Avantages et inconvénients	66
III.3	Diviseur de puissance 1x2	67
III.3.1	Structure de diviseur de puissance 1x2.....	67
III.4	Réseau d'antenne TWA 1x2 en SIW	69
III.4.1	Conception d'un réseau d'antenne TWA en bande X sous CST	69
III.4.2	Distribution du champ électrique	70
III.4.3	Diagramme de rayonnement	71
III.5	Diviseur de puissance 1x4	72
III.5.1	Structure d'un diviseur de puissance 1x4 sans adaptation.....	72
	La figure ci-dessous présente la géométrie d'un diviseur 1x4 à la base de la technologie SIW :	72
III.5.2	Distribution du champ.....	73
III.6	Réseau d'antennes 1x4 en SIW	73
III.6.1	Structure d'un diviseur de puissance 1x4 après l'adaptation	73
III.6.2	Distribution du champ.....	74
III.6.3	Diagramme de rayonnement	75
III.7	Etude comparative	76

III.7.1	Comparaison entre les diagrammes de rayonnements	76
III.7.2	Comparaison entre les gains	78
III.8	Conclusion	80
	<i>Conclusion générale</i>	81
	<i>Annexe</i>	88
	<i>Résumé</i>	92
	<i>Abstrac</i>	92

Liste des tables

Tableau II- 1 : Utilisation des bandes de fréquences en télécommunication.....	55
Tableau II- 2: Les spécifications de guide SIW.....	57
Tableau II- 3: Paramètres caractéristiques du taper d'un guide d'onde SIW.	61

Liste des figures

Figure I- 1: Représentation d'une onde électromagnétique se propageant dans l'espace.	5
Figure I- 2: Types de polarisation.	6
Figure I- 3: Spectre des ondes électromagnétiques.....	7
Figure I- 4: Différents types d'antennes.....	8
Figure I- 5: Exemple de diagramme de rayonnement d'antenne en 3D.....	10
Figure I- 6: Modélisation d'une antenne par un circuit passif RLC.	12
Figure I- 7: Mesure de la bande passante à partir du tracé de coefficient de réflexion.	13
Figure I- 8: Association de plusieurs éléments rayonnants ou réseau d'antennes.	14
Figure I- 9: Position du problème : N sources indépendantes placées sur une surface.....	15
Figure I- 10: Diagramme de rayonnement d'un réseau de N antennes identiques correspond au diagramme de rayonnement d'un élément rayonnant multiplié par le réseau d'antenne.	16
Figure I- 11: Effet du déphasage entre les sources sur un réseau d'antennes : le lobe principal s'incline du côté où les phases retardent.	17
Figure I- 12: Facteur de réseau pour un réseau composé de 8 antennes ($d= 0.8\lambda$ et $\Phi=0^\circ$) – réduction des lobes secondaires.....	18
Figure I- 13: Alimentation d'un réseau d'antennes patch. (a)-série (b)-parallèle.	19
Figure I- 14: Géométries d'un réseau d'antennes. (a)-linéaire (b)-circulaire (c)-planaire (d)-volumique.....	20
Figure I- 15: Gain de réseau en fonction du nombre d'éléments rayonnants.....	21
Figure I- 16: Gain de réseau en fonction du nombre d'éléments rayonnants.....	22
Figure I- 17: Effet de l'espacement entre les éléments sur le facteur de réseau.....	23

Figure I- 18: Orientation du diagramme de rayonnement du réseau par le changement de la phase entre éléments.	24
Figure I- 19: Evolution du facteur de réseau en fonction de la loi d'excitation. (a)-loi uniforme. (b)-loi binomiale.	25
Figure I- 20: Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau d.	26
Figure I- 21: Orientation du diagramme de rayonnement d'un réseau circulaire.....	27
Figure I- 22: Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau planaire de 10x10 éléments rayonnants.....	28
Figure II- 1: Les guides classiques.....	36
Figure II- 2: Guide SIW.....	38
Figure II- 3: Topologie d'un guide SIW.	39
Figure II- 4: Géométrie d'une structure SIW, avec une épaisseur du substrat: h, largeur physique du guide d'ondes: w_0 , espacement des via : p, et diamètre des vias : d.....	40
Figure II- 5: Mode de propagation en technologie SIW.	42
Figure II- 6: Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW , b) Coupleur SIW , c) Guide rectangulaire SI , d) Duplexeur SIW	44
Figure II- 7: Exemples de filtres passifs SIW.	45
Figure II- 8: Exemples de circuits actifs SIW : a) Oscillateur, b) Amplificateur, c) Transistor CMOS.	46
Figure II- 9: Antenne SIW.	47
Figure II- 10: Structure de la ligne micro-ruban.....	48
Figure II- 11: Transition d'un guide SIW vers un micro-ruban avec ses paramètres.	49
Figure II- 12: Géométries de structures propageant des ondes de surface selon Oz : (a) diélectrique sur métal à plan infini (b) diélectrique sur métal dans guide d'ondes (c) surface métallique corruguée.....	52
Figure II- 13: Rayonnement de l'antenne en V.	53
Figure II- 14: Description géométrique de l'antenne rhombique ou losange.	54
Figure II- 15: bande X.	55
Figure II- 16: Ondes et bandes de fréquences.	55
Figure II- 17: exemples d'équipements, les sous bandes utilisées.	56
Figure II- 18: Structure du guide SIW propagent dans la bande X sous CST.....	57

Figure II- 19: Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande x.	58
Figure II- 20: Graphe de fluence d'un quadripôle.	59
Figure II- 21: La transition d'un guide SIW vers un micro-ruban avec un taper.	60
Figure II- 22: Structure générale du taper des guides SIW avec ces paramètres.	61
Figure II- 23: Structure du guide SIW opérant dans la bande X après adaptation.	62
Figure II- 24: Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW dans la bande x.	62
Figure II- 25: Distribution du champ électrique dans le guide SIW.	63
Figure III- 1: Structure d'un diviseur de puissance 1x2, vue perceptive.	67
Figure III- 2: Paramètres S de diviseur de puissance 1x2.	68
Figure III- 3: La distribution du champ électrique dans un diviseur de puissance 1x2	68
Figure III- 4: Structure d'un réseau d'antenne TWA SIW.	69
Figure III- 5: Paramètres S de réseau TWA SIW.	70
Figure III- 6: Distribution du champ E de réseau TWASIW.....	70
Figure III- 7: Diagramme de rayonnement de réseau TWA SIW.	71
Figure III- 8: résultat du Gain.....	71
Figure III- 9: géométrie d'un diviseur de puissance 1x4.	72
Figure III- 10: Paramètres S d'un diviseur de puissance 1x4.	72
Figure III- 11: La distribution du champ électrique dans un diviseur de puissance 1x4.	73
Figure III- 12: Géométrie de réseau d'antenne TWA à base de SIW.	74
Figure III- 13: Paramètres S de réseau d'antennes TWA (1x4).	74
Figure III- 14: Distribution du champ de réseau d'antennes TWA (1x4).....	75
Figure III- 15: Diagramme de rayonnement de réseau TWA SIW.	75
Figure III- 16: résultat du Gain.....	76
Figure III- 17: Diagramme de rayonnement(directivité) du réseau (1x2).....	77
Figure III- 18: Diagramme de rayonnement (directivité)du réseau (1x4).....	77
Figure III- 19: Diagramme de rayonnement (gain) du réseau (1x2).....	77
Figure III- 20: Diagramme de rayonnement (gain) du réseau (1x4).....	77
Figure III- 21: Gain du réseau (1x2).	79
Figure III- 22: Gain du réseau (1x4).	79

Introduction générale

En une décennie, les radiocommunications ont apporté des changements fondamentaux dans la société au niveau mondial, du coté le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au bout des siècles passés grâce à la forte demande de la population et de l'industrie, pour atteindre une communication idéale d'une bonne qualité.

Dans ce domaine, plusieurs technologies ont été proposées, parmi ces technologies, on trouve les antennes ; Ce sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace.

Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil. Et là en s'intéresse sur les antennes de type TWA (les antennes à ondes progressives), compte tenu de leur importance de présenter une grande utilisation dans divers applications grâce à sa simplicité de fabrication et de réalisation et sa possibilité de se mettre en réseau.

Afin de répondre aux besoins actuels du domaine de télécommunications, les concepteurs ont développé une nouvelle technologie c'est la technologie de guides d'ondes intégrés au substrat SIW (Substrate Integrated Wave Guide).

Cette technologie présente des caractéristiques très avantageuses en ce qui concerne la capacité et la puissance, les réductions des pertes, minimisation considérable en coût de fabrication de divers composants à haut fréquence à base de SIW tels que les coupleurs, les filtres, et les différents types d'antennes.

L'objectif fixé dans ce mémoire de master consiste à participer à cet effort de recherche pour la réalisation d'un réseau d'antennes TWA à base de SIW dont le gain est considérable.

Afin d'atteindre cet objectif, nous avons organisé ce mémoire en trois chapitres :

Le premier chapitre sera entièrement consacré aux rappels sur les antennes telles que les caractéristiques électriques et de rayonnement. Cette partie présente aussi une vue générale sur les réseaux d'antennes et leurs caractéristiques. Les réseaux d'antennes linéaires, circulaires et planaires sont aussi abordés dans cette partie avec leurs propriétés.

Le deuxième chapitre expose la technologie SIW dans la bande X dans lequel on va intégrer les antennes TWA en présentant les résultats de simulation sous le logiciel CST.

Dans le troisième chapitre, nous exposerons une nouvelle technique qui est basée sur la technologie SIW. Cette technologie nous permettra de construire un réseau de 1x2, passant après à 1x4 en utilisant des diviseurs de puissances à base de SIW.

Enfin, une conclusion générale récapitulera les principaux résultats obtenus lors de cette étude. Des perspectives sont aussi données pour une éventuelle poursuite de ce travail.

Chapitre I : Généralité sur les antennes

1.1 Introduction

La téléphonie mobile a apporté à l'individu la liberté de communication et l'accès universel aux réseaux d'information. Une telle évolution a été rendue possible par les progrès de l'électronique et les traitements numériques de l'information dans les terminaux. Cependant, la liaison entre ces terminaux est assurée par les ondes électromagnétiques, qui sont un point de passage obligé. C'est dire l'importance, dans les systèmes de radiocommunications et pour leur fonctionnement, des organes qui effectuent l'interface entre les moyens de traitement de l'information et les ondes qui véhiculent cette information, c'est-à-dire les antennes.

Ces antennes, en réalité, déterminent des paramètres essentiels des communications, comme la puissance émise, la direction de rayonnement ou la portée, et elles ont un impact fort sur des caractéristiques critiques comme les débits numériques ou les dimensions des équipements.

1.2 Historique

Les premières antennes sont apparues à la fin du XIXe siècle, à une époque où les travaux sur l'électromagnétisme ont connu un développement considérable. Et c'est au physicien « James Maxwell » et théoricien fondateur de l'électromagnétisme, d'unifier les diverses observations et relations entre le champ magnétique et électrique pour formuler dans les années 1860/1865 les célèbres équations connues aujourd'hui sous le nom « équations de Maxwell » qui ont été publiées ensuite en 1873.

En 1888 le physicien allemand « Heinrich Rudolf Hertz » a démontré l'existence physique des ondes électromagnétiques en construisant un appareil produisant des ondes radio à une fréquence de 1GHz. En suite les expériences de « Marconi » dans les années 1890 ont prouvé qu'il est possible d'établir une liaison entre deux points de la terre par propagation d'ondes radioélectriques en espace libre, « Marconi » fut le premier à utiliser le terme* Antenne*.[1]

1.3 La transmission d'information [1]

La transmission d'information s'effectue généralement grâce à une onde porteuse, caractérisée par sa fréquence. C'est une onde sinusoïdale. Sa modulation par un signal de plus basse fréquence représente l'information à transmettre.

Les ondes porteuses sont de différentes natures. Ce sont les caractéristiques du système qui permettent de choisir le type de transmission. Les ondes les plus utilisées pour la transmission sont les ondes acoustiques et les ondes électromagnétiques.

Nous ne parlerons, dans ce mémoire que de ce dernier type. Bien qu'une onde électromagnétique n'ait besoin d'aucun support pour se propager.

Les différents milieux dans lesquels s'effectue la propagation d'ondes électromagnétiques :

- **Les conducteurs (transmission filaire) :** l'exemple de transmission dans les conducteurs est celui du téléphone filaire.
- **La silice (transmissions par fibres optiques) :** afin d'augmenter le débit d'informations, la téléphonie fixe utilise un autre support, constitué par la fibre optique. Dans ce cas, l'onde optique constitue la porteuse.
- **L'air (transmissions hertziennes) :** est celui de la téléphonie sans fil dont le canal de propagation est l'air. Actuellement, les applications utilisant ce canal de propagation sont nombreuses : télévision, téléphonie mobile, téléphonie fixe par liaisons hertziennes ou satellites, radar, télédétection, etc.,

I.4 L'onde électromagnétique

I.4.1 Définition de l'OEM

L'onde électromagnétique est la résultante de deux champs : Le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} . Ces deux champs dont les variations temporelles sont sinusoïdales, se déplacent dans le vide à la vitesse de la lumière soit 300 000 Km/s. Ce sont des vibrations définies par un mouvement ondulatoire sinusoïdal représentées dans « la figure I-1 ». [2]

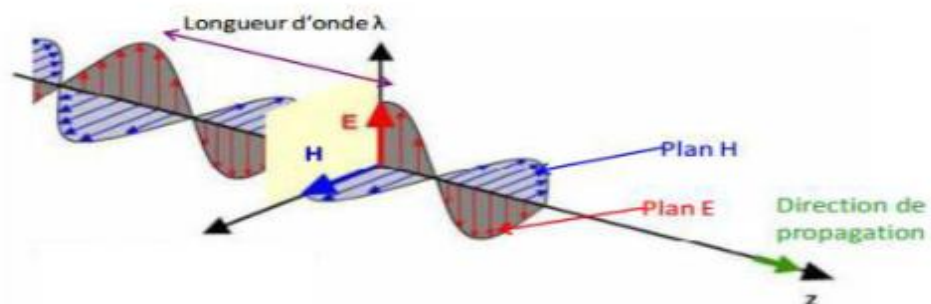


Figure I-1: Représentation d'une onde électromagnétique se propageant dans l'espace.

La Figure I-1, Représente une vue d'une onde électromagnétique dans l'espace à un instant donné. la position des maximums et des minimums de champs se déplaceraient le long de l'axe z, indiquant la propagation de l'onde.

La longueur d'onde correspond à la distance entre 2 maximums de l'onde.

1.4.2 Les sources des OEM

Les ondes électromagnétiques sont émises par deux types de source :

- **Les sources naturelles** : sont produites de façon naturelle dans l'environnement, par l'activité solaire (émission de la lumière) et atmosphérique (présence de charges électriques dans les nuages) et aussi les cellules vivantes (cœur et le cerveau).
- **Les sources artificielles** : sont produites par l'ensemble des appareils électriques qui génèrent des ondes électromagnétiques, (antenne de téléphone mobile, radio, émission TV, les appareils électroménagers et les dispositifs médicaux comme la radiologie). [2]

1.4.3 Les paramètres d'OEM

Les OEM sont caractérisés par certains paramètres liés entre eux il s'agit :

- **La longueur d'onde λ** : c'est la distance parcourue par l'onde au cours d'une période mesurée en mètre (m) et si on appelle C la célérité de l'onde et T sa période on a : $\lambda = C.T = C/f$.
- **La fréquence** : qui est le nombre de longueur d'onde compris dans une seconde, mesuré en hertz (Hz).
- **La densité de puissance surfacique** : qui est les flux énergétiques reçu par unité de surface s'exprime en watt /m² elle est donnée par la relation : $P = E^2/377$.
- **La polarisation de l'OEM** : c'est l'orientation du champ électrique \vec{E} par rapport à l'horizontal, si \vec{E} est parallèle à l'horizontale on dit que l'onde a une polarisation horizontale, si le champ \vec{E} est perpendiculaire alors la polarisation est verticale. Si la direction de \vec{E} reste constante on dit que la polarisation est rectiligne (le cas le plus courant), si elle varie on aura deux modes circulaires ou elliptiques. [3]

« La figure I-2 » donne une représentation des différents types de polarisation.

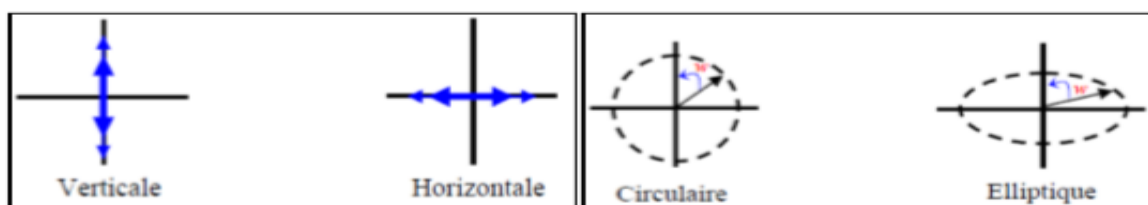


Figure I- 2: Types de polarisation.

1.4.4 Le spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique « figure I-3 » est la répartition des ondes électromagnétiques en fonction de leur longueur d'onde, de leur fréquence, ou bien de leur énergie :[9]

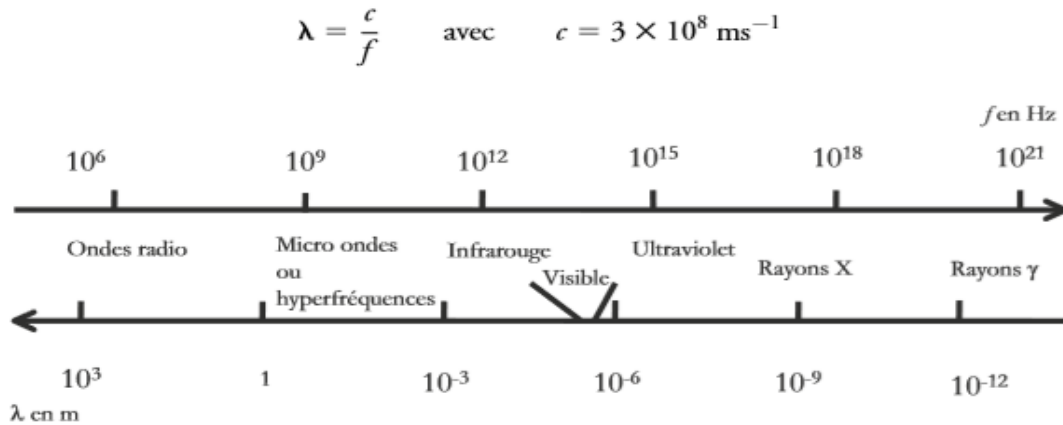


Figure I-3: Spectre des ondes électromagnétiques.

Les ondes radiofréquences occupent la région du spectre correspondant aux basses fréquences du spectre électromagnétique. Les longueurs d'ondes correspondant aux ondes longues sont de l'ordre de 1 000 m.

En montant en fréquence, on trouve les ondes courtes, puis un peu plus haut les micro-ondes ou hyperfréquences. Ensuite, pour des longueurs d'ondes de l'ordre du micromètre se trouvent les infrarouges, domaine assez étendu dont la limite haute en fréquence est le visible. Cette zone s'étend de 0,4 à 0,8 micromètre de longueur d'onde.

Ensuite vient le domaine des ultra-violets. Les longueurs d'ondes de l'ordre de l'angström définissent le domaine des rayons X. Ceux-ci permettent de scruter la structure atomique en utilisant le phénomène de diffraction sur les atomes, dont la taille est l'ordre de grandeur de la longueur d'onde.

Plus haut en fréquence, on trouve les rayons gamma, accompagnant les réactions nucléaires. La partie du spectre qui concerne l'utilisation des antennes est celui qui va des ondes radio aux ondes submillimétriques ou quasi optiques qui sont intermédiaires entre les micro-ondes et l'infrarouge. Les hyperfréquences ou micro-ondes occupent la bande de fréquences comprise entre 300 MHz et 300 GHz. Cette partie du spectre est divisée en bandes de fréquences standardisées.[1]

I.5 Les antennes

I.5.1 Définition

L'antenne est un des organes clés de la télécommunication terrestre et spatiale. C'est grâce à elle que l'énergie électrique se transforme en énergie électromagnétique rayonnée dans l'espace libre. D'une autre façon, les antennes sont des dispositifs utilisés pour rayonner le champ électromagnétique dans l'espace ou pour le capter.

Elles servent pour communiquer sur de grandes distances, car les communications sur petites distances sont moins coûteuses avec l'emploi de câbles ou de guides d'onde. [4]

En radioélectricité, une antenne est peut-être définie comme un élément passif permettant le transfert de l'énergie électrique vers une énergie électromagnétique ou vice-versa.

Il existe plusieurs types d'antennes, la figure I-4, illustre les plus utilisées :

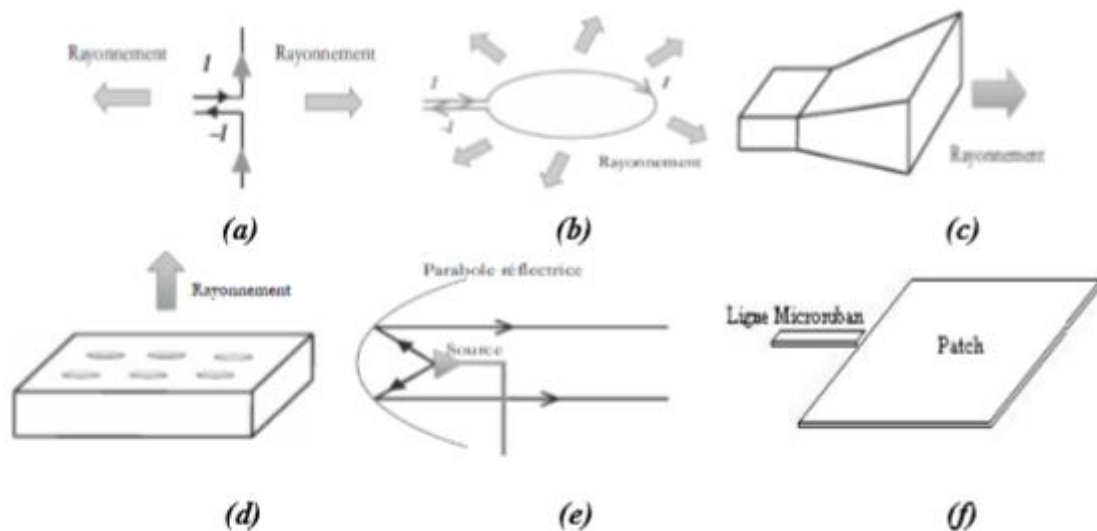


Figure I- 4: Différents types d'antennes.

- **Antenne dipolaire (Fig. I.4.a)** : elle est constituée de deux fils alignés alimentés par une ligne bifilaire, elle est souvent utilisée aux basses fréquences.
- **Boucle magnétique (Fig. I.4.b)** : elle est constituée d'un conducteur circulaire alimenté par un générateur à travers une ligne bifilaire.
- **Antenne cornet (Fig. I.4.c)** : c'est un guide d'onde rectangulaire dont la section est variable ce qui permet de passer graduellement l'onde guidée vers l'espace libre. Elle est très utilisée en haute fréquence.

- **Antenne fente (Fig. I.4.d)** : c'est un guide d'onde rectangulaire qui contient des fentes sur sa paroi métallique, le rayonnement s'effectue alors perpendiculairement au plan troué du guide.
- **Antenne à réflecteur parabolique (Fig. I.4.e)** : elle est constituée d'une source d'émission associée à une partie métallique réfléchissante, souvent de forme parabolique.
- **Antenne patch (Fig. I.4.f)** : c'est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face, et l'élément rayonnant sur l'autre face.[5]

1.5.2 Le rôle des antennes [1]

- **Antenne d'émission** : afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur.
- **Antenne de réception** : De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. Elle joue le même rôle qu'un télescope qui capte la lumière issue des étoiles et la transforme.
- **Réciprocité** : Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque.

1.5.3 Caractéristiques des antennes

Un grand nombre de paramètres permettent de classer les antennes tels que des caractéristiques de rayonnement qui concernent les paramètres spécifiques à l'onde électromagnétique et les caractéristiques électriques considérées comme un élément d'un circuit électrique.

1.5.3.1 Caractéristiques de rayonnement

1.5.3.1.1 Diagramme de rayonnement

La représentation spatiale de la puissance rayonnée, est appelée diagramme de rayonnement. Il représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les

différentes directions de l'espace, il indique également les directions de l'espace dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale.

La fonction caractéristique est donnée par :

$$r(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{p_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (1.1)$$

$r(\theta, \varphi)$: Sont respectivement angle de site (plan vertical), angle d'azimut (plan horizontal).

$p(\theta, \varphi)$: La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction quelconque.

$p_0(\theta_0, \varphi_0)$: La puissance maximale rayonnée dans la direction (θ_0, φ_0) .

La figure I-5, illustre la représentation en trois dimensions :

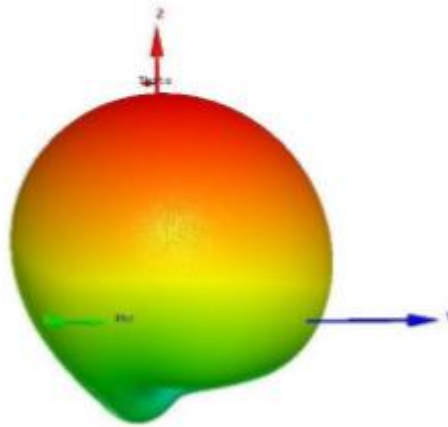


Figure I- 5: Exemple de diagramme de rayonnement d'antenne en 3D.

De façon générale, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites, Il est donc nécessaire d'affiner le lobe de rayonnement principal et de réduire au minimum le niveau des lobes secondaires.[5]

1.5.3.1.2 La directivité

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre sa puissance dans l'espace.

Elle représente le rapport entre la puissance émise dans une direction et la valeur moyenne de cette puissance pour toutes les directions de l'espace.

Pratiquement une antenne est caractérisée par la directivité maximale D_0 qui est le rapport de la puissance maximale et la puissance moyenne. La directivité s'exprime, en fonction de la densité surfacique de puissance :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \iint p(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (\text{I. 2})$$

Une antenne qui admet un faible angle d'ouverture est une antenne fortement directive.

1.5.3.1.3 Gain et efficacité d'une antenne

Une antenne isotrope est une antenne qui rayonne l'énergie qu'on lui fournit de façon identique dans toutes les directions de l'espace.

On définit le gain dans une direction comme le rapport de la densité de puissance rayonnée dans cette direction à la densité de puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes.

En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal. Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction. Le gain est donné par :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{p(\theta, \varphi)}{pa} \quad (\text{I. 3})$$

L'efficacité de l'antenne est définie par :

$$\eta = \frac{Pr}{pa} \quad (\text{I. 4})$$

Il porte la même information sur les directions de rayonnement. On peut l'exprimer en fonction de l'efficacité et la directivité. [6]

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{I. 5})$$

1.5.3.1.4 La polarisation

La polarisation d'une antenne indique la direction de son champ électrique \vec{E} (la direction de l'onde qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit), il existe plusieurs types de polarisation, si le champ électrique rayonné à l'infini garde une direction constante dans le temps, parle de polarisation rectiligne, elle peut être verticale ou horizontale. Lorsque l'extrémité du vecteur du champ électrique rayonné à l'infini décrit un cercle ou une ellipse en fonction du temps, on dit alors que la polarisation est circulaire ou elliptique.

1.5.3.2 Caractéristiques électriques

La détermination des caractéristiques électriques de l'antenne est basée sur un modèle électrique de l'antenne, où elle est modélisée par un circuit passif RLC équivalent (Fig. I.6).

La connaissance de ce modèle est indispensable pour comprendre la manière de conversion de la puissance électrique incidente en puissance rayonnée, ce qui nous permet d'améliorer les conditions d'adaptation. [7]

Le schéma équivalent de l'antenne exprime les différents effets présents lors de l'alimentation d'une antenne, qui sont : [8]

- **L'effet capacitif (capacité C) :** L'antenne stocke les charges électriques.
- **L'effet inductif (inductance L) :** L'antenne stocke l'énergie magnétique.
- **L'effet de Joule (la résistance R_{Loss}) :** L'antenne dissipe une partie de l'énergie.

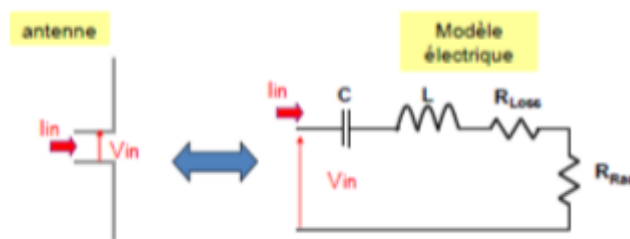


Figure I-6: Modélisation d'une antenne par un circuit passif RLC.

1.5.3.2.1 Le rendement

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

$$\eta = \frac{P_r}{p_a} \quad (\text{I. 6})$$

1.5.3.2.2 Le coefficient de réflexion : (adaptation) (S11)

Pour assurer le transfert maximal de puissance entre le générateur et l'antenne, il faut avoir une adaptation d'impédance. Si l'impédance caractéristique de la ligne de propagation est Z_c et l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} , le signal se réfléchit à l'entrée de l'antenne avec un coefficient Γ (ou S11) dont l'expression est :

$$\tau = S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (\text{I. 7})$$

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers l'infini, plus l'antenne est adaptée.[2]

I.5.3.2.3 La bande passante (BP)

La bande passante d'une antenne peut être définie comme étant la gamme des fréquences utile, en laquelle l'antenne possède des capacités optimales pour émettre ou recevoir l'énergie électromagnétique correspondante dans l'espace environnement. Elle est donnée par :

$$BP(\%) = \left[\frac{f^{min} - f^{max}}{f_c} \right] \cdot 100 \quad (I. 8)$$

Une méthode pour juger l'efficacité de l'antenne qui fonctionne sur toute la gamme de fréquence est la mesure de VSWR. Un VSWR < 2 (S11 < -9.5 dB) assure une bonne performance. Une méthode pour mesurer la bande passante d'une antenne est représentée sur « la figure I-7 ».

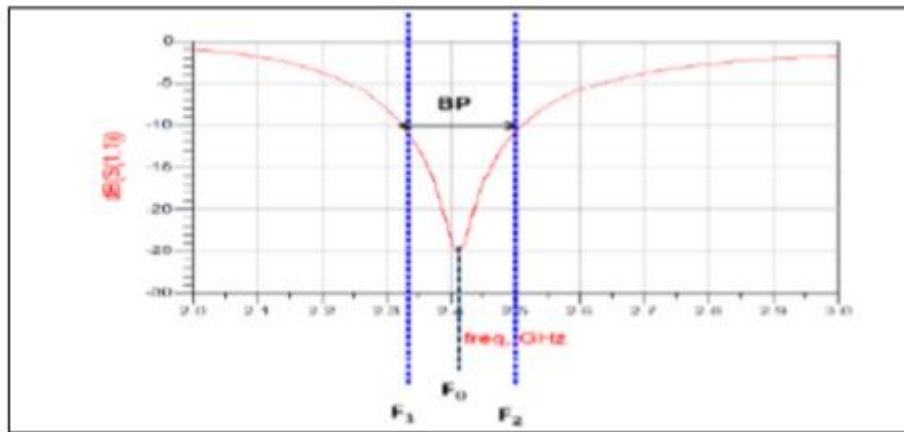


Figure I- 7: Mesure de la bande passante à partir du tracé de coefficient de réflexion.

I.6 Les réseaux d'antennes

I.6.1 Définition

Un réseau d'antennes est par définition l'assemblage d'antennes élémentaires identiques (antennes filaires, cornets, patches ...) avec la même orientation, disposées selon une forme donnée et excitées par un système d'alimentation, afin de créer un rayonnement de forme particulière. La puissance rayonnée est donc plus grande puisqu'on multiplie le nombre d'éléments rayonnants. Le rayonnement résulte de l'addition en phase des champs provenant de chaque élément.

Les combinaisons possibles sont donc nombreuses et entraînent une grande souplesse dans la conception de réseaux et les applications des réseaux d'antennes sont nombreuses. Le réseau occupant un espace plus important que l'antenne élémentaire, son diagramme de rayonnement est plus étroit puisque sa directivité augmente avec sa surface. On parvient facilement à augmenter le gain de l'antenne élémentaire de 10 à 15 dB. Le réseau est donc globalement plus puissant et plus directif que l'antenne élémentaire.

Lors de la conception de réseau, le couplage entre les antennes élémentaires est un point délicat car ce couplage modifie légèrement les caractéristiques de rayonnement et d'adaptation. En particulier la bande passante du réseau est un peu plus large que celle de l'antenne élémentaire du fait des couplages.

La difficulté de modélisation d'un réseau est due à sa taille, qui peut être importante lorsque le nombre d'éléments est grand.

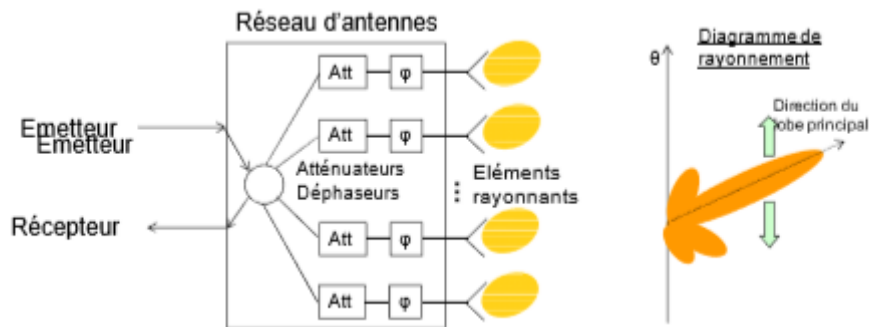


Figure I- 8: Association de plusieurs éléments rayonnants ou réseau d'antennes.

1.6.2 Facteur de réseau

Le facteur de réseau traduit l'effet de la mise en réseau de plusieurs antennes sur le diagramme de rayonnement total, la directivité ou le gain. Il va conduire à accroître le gain et diminuer l'angle d'ouverture de l'antenne formée par le réseau.

▪ Théorie

Soit N sources identiques et indépendantes notées S_k placées sur une surface quelconque. On suppose que les couplages entre ces différentes sources sont nuls (condition valable si les distances entre antennes sont supérieures à λ). Les notations et les hypothèses suivantes seront employées :

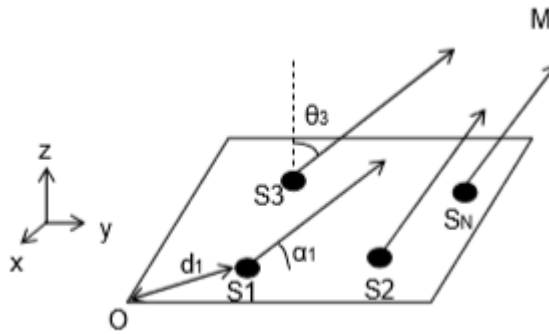


Figure I- 9: Position du problème : N sources indépendantes placées sur une surface.

S_k : Centre de la source.

$A_k \exp(i\phi_k)$: Alimentation complexe de chaque source.

$|S_k M| = r_k$: Distance entre le centre d’une source et un point M très éloigné.

d_k est la distance entre l’origine du repère et une source S_k .

α_k est l’angle d’élévation, entre la surface et la direction $S_k M$.

$f_k(\theta_k)$: Fonction caractéristique de rayonnement de chaque source.

Une symétrie de révolution autour de l’axe z (diagramme de rayonnement indépendant de ϕ)

Le champ rayonné au point M par une antenne peut être calculé à l’aide des équations suivantes tel que K est un facteur constant, dépendant des éléments rayonnants employés, qui permet de déterminer la valeur du champ électrique. [3]

$$E_k(M) = K \cdot f_k(\theta_k) \frac{A_k}{r} \exp(i\phi_k) \exp(-i\beta r_k), \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (I. 9)$$

$$E_k(M) = K \cdot f_k(\theta_k) \frac{A_k}{r} \exp(i\phi_k) \exp(-i\beta(r - d_k \cos \alpha_k)) \quad (I. 10)$$

$$E_k(M) = K \cdot f_k(\theta_k) \frac{A_k}{r} \exp(-i\beta r) \exp(i(\phi_k + \beta d_k \cos \alpha_k)) \quad (I.11)$$

$$\Rightarrow E_k(M) = K \cdot f_k(\theta_k) \frac{A_k}{r} \exp(-i\beta r) \exp(i\Psi_k) \quad (I. 12)$$

Ψ_i correspond au déphasage entre les ondes issues de chaque antenne. Il dépend de la phase de chaque source et des distances entre les antennes. Le champ rayonné total au point M est la somme des contributions de chaque source :

$$E_{tot}(M) = \sum_{k=1}^N E_k(M) = \frac{k}{r} \exp(-i\beta r) \sum_{k=1}^N A_k f_k(\theta_k) \exp(i\Psi_k)$$

Diagramme de rayonnement du réseau F_N

(I.13)

Dans l'expression précédente, il apparaît un terme de somme lié à l'excitation et au diagramme de rayonnement de chaque source. Ce terme correspond au diagramme de rayonnement F_N du réseau, puisqu'il est dépendant de la direction θ_k .

Plaçons-nous maintenant dans le cas d'une surface plane : $\theta = \theta_k \Rightarrow f_k(\theta_k) = f(\theta)$. Le diagramme de rayonnement du réseau FN peut s'écrire sous la forme suivante :

$$F_N(\theta) = \sum_{k=1}^N A_k f(\theta) \exp(i\Psi_k) \quad \text{(I.14)}$$

$$F_N(\theta) = f(\theta) \sum_{k=1}^N A_k \exp(i\Psi_k) \quad \text{(I.15)}$$

Facteur de réseau
« AF »

Diagramme de rayonnement d'une antenne

Le diagramme de rayonnement $F_N(\theta)$ du réseau peut être déterminé à partir du diagramme de rayonnement $f(\theta)$ d'une antenne élémentaire du réseau et du facteur de réseau (Array Factor) noté AF.

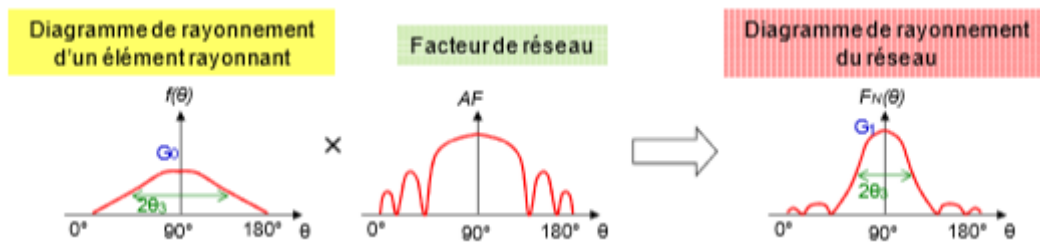


Figure I- 10: Diagramme de rayonnement d'un réseau de N antennes identiques correspond au diagramme de rayonnement d'un élément rayonnant multiplié par le réseau d'antenne.

I.6.3 Effet de la phase de l'excitation

Le rayonnement/gain est maximal dans la direction normale de l'alignement ou direction transversale ($m= 0$ et $\alpha_0 = 90^\circ$), et aussi dans la direction longitudinale de l'alignement ($\alpha = 0^\circ$ et 180°) qui correspondent à des lobes secondaires non désirés. Elles sont donc toutes en phase ($\Phi=0^\circ$) puisque nous n'avons pas introduit de déphasage entre les excitations transmises à chaque élément rayonnant.

Cependant, le terme d'incrément de phase ajouté à chaque source va modifier le terme de phase Ψ ainsi que la direction α_0 du lobe principal. En effet, le facteur de réseau est maximal pour :

$$\Psi = \varphi + \beta d \cos \alpha \quad (\text{I. 16})$$

En présence d'un déphasage entre sources Φ , la direction du lobe principal est donnée par l'équation suivante :

$$\cos \alpha_0 = \frac{-\varphi}{\beta d} = -\frac{\varphi \lambda}{2\pi d} \quad (\text{I. 17})$$

D'après la relation précédente, la direction du lobe principale s'éloigne de la direction normale de l'alignement au fur et à mesure que le déphasage Φ grandit. Il apparaît aussi que le lobe principal (ainsi que les lobes secondaires) s'incline du côté où les phases retardent.

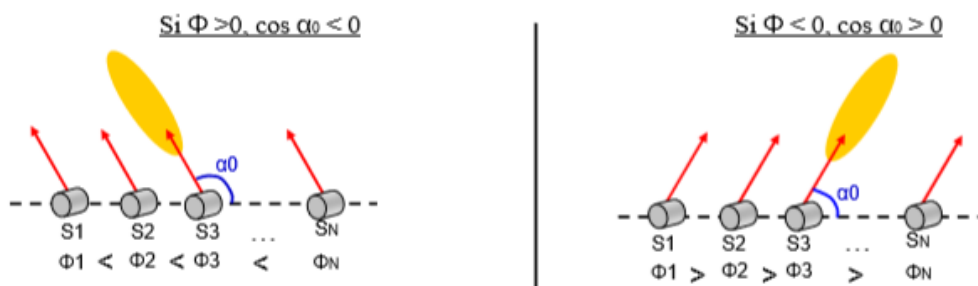


Figure I- 11: Effet du déphasage entre les sources sur un réseau d'antennes : le lobe principal s'incline du côté où les phases retardent.

I.6.4 Réduction des lobes secondaires

La mise en réseau d'antennes conduisait à créer un lobe principal à fort gain, dont la direction pouvait être modifiée par la phase des excitations de chaque antenne. Malheureusement, des lobes secondaires à fort gain sont aussi générés dans des directions différentes. Ces lobes secondaires réduisent le gain du lobe principal et engendrent des rayonnements parasites dans des directions où l'antenne ne devrait pas rayonner.

La question que l'on peut se poser est : quelles sont les conditions qui permettent d'annuler les lobes secondaires ?[3]

Soit α_1 la direction des lobes secondaires, leur direction est donnée par :

$$\varphi + \beta d \cos \alpha_1 = \pm 2\pi \quad (\text{I. 18})$$

$$\Rightarrow \frac{\pm 2\pi}{\beta d} + \cos \alpha_0 \quad (\text{I.19})$$

Les lobes secondaires disparaissent si leur direction α_1 est telle que $|\cos(\alpha_1)| > 1$, ce qui donne une condition sur la séparation des antennes :

$$d < \frac{\lambda}{1 + |\cos(\alpha_0)|} \quad (I.20)$$

Cette condition conduit à ne pas espacer les antennes de plus d'une longueur d'onde. Elle tend à rapprocher le plus possible les antennes, plus celles-ci sont rapprochées, plus les couplages en champ proche entre antennes sont importants. Or, ceux-ci vont modifier les caractéristiques de chaque antenne.

Il y a donc un compromis sur la distance de séparation à trouver entre annulation des lobes secondaires et réduction des couplages entre antennes. [3]

On souhaite avoir un lobe principal dans la direction $\alpha_0 = 90^\circ$ et annuler les lobes secondaires. Le déphasage entre source est fixé à $\Phi = 0^\circ$ et la séparation entre antennes à $d = 0.8\lambda$.

La figure ci-dessous présente le tracé de l'évolution du facteur de réseau en fonction de l'angle d'élévation. Le résultat montre que les lobes secondaires ont été fortement réduits.

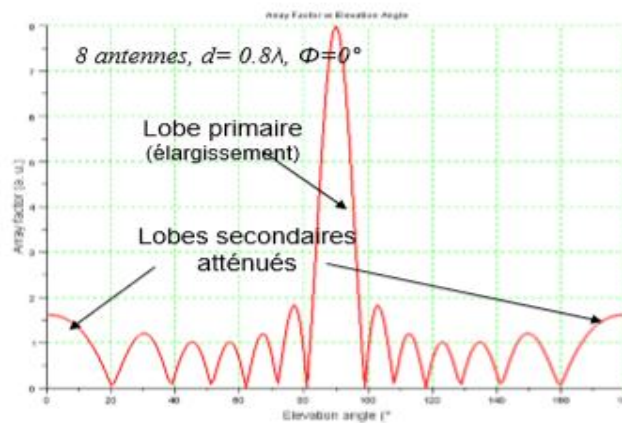


Figure I- 12: Facteur de réseau pour un réseau composé de 8 antennes ($d = 0.8\lambda$ et $\Phi = 0^\circ$) – réduction des lobes secondaires.

I.6.5 Alimentation d'un réseau d'antennes

La synthèse d'un réseau consiste à trouver les bons coefficients de pondération en amplitude et/ou en phase qui permettent d'approcher au mieux le besoin.

Pour cela, l'alimentation d'un réseau d'antennes s'effectue à travers un réseau d'alimentation qui assure la répartition d'énergie sur différentes antennes élémentaires, selon le besoin, le réseau d'excitation peut avoir des architectures différentes.

Dans le cas d'un réseau d'antennes patch, le principe de la répartition d'énergie se fait par des lignes micro rubans, où les déphaseurs, les diviseurs et les combineurs de puissance sont

réalisés par des lignes micro ruban. Nous montrons sur la figure I-13, deux types d'alimentations d'un réseau d'antennes.

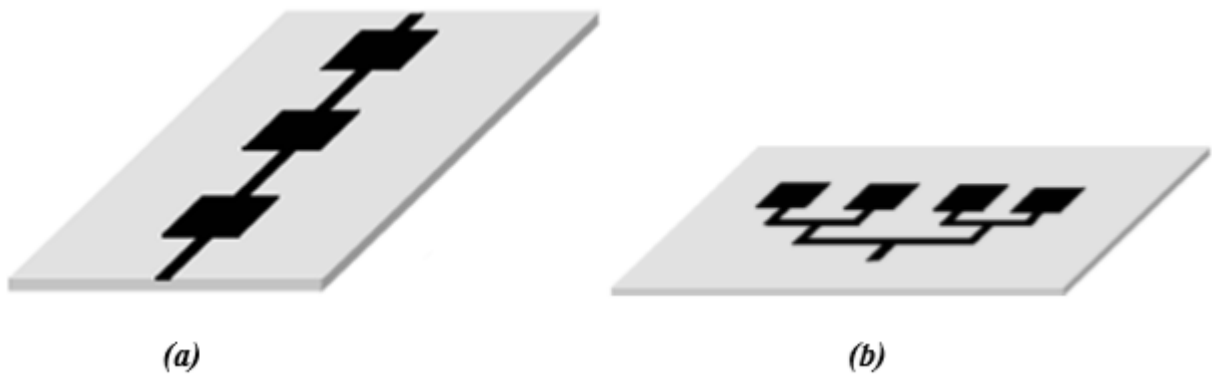


Figure I- 13: Alimentation d'un réseau d'antennes patch. (a)-série (b)-parallèle.

- **Alimentation série** : les éléments rayonnants sont excités en série à travers une ligne de transmission. Entre deux éléments rayonnants consécutifs il y a un déphaseur qui permet d'imposer la loi de phase appropriée (Fig. I.13.a).
- **Alimentation parallèle** : le circuit d'alimentation possède une entrée et plusieurs sorties égales aux nombres des éléments rayonnants. La synthèse du réseau permet de déterminer les coefficients de pondération et les déphasages des signaux à affecter à chaque élément (Fig. I.13.b). [5]

Il existe diverses lois d'alimentation en amplitude d'un réseau d'antennes pour la réduction des lobes secondaires et l'amélioration du lobe principal, pour un réseau de N éléments rayonnants, les coefficients d'excitation C_i sont donnés par :

- Loi uniforme : $C_i = 1 ; \forall i = 1, \dots, N$.
- Loi triangulaire : $C_i = (1 - 2 | i | / D) ; \forall i = 1 \dots, N$.
- Loi cosinus : $C_i = \cos \pi i / D ; \forall i = 1, \dots, N$.
- Loi cosinus carré : $C_i = \cos^2(\pi i / D) ;$ ou encore : $C_i = (1/3)(1 + 2 \cos^2(\pi i / D))$.
- Loi binominale: Le développement de la fonction $(1 + x)^{m-1}$ en série permet de déterminer les coefficients d'excitation :

$$(1 + x)^{m-1} = 1 + (m - 1)x + \frac{(m-1)(m-2)}{2!}x^2 + \dots + \frac{(m-1)(m-p)}{p!}x^p \quad (\text{I. 21})$$

Où m représente le nombre d'éléments rayonnants du réseau. Les coefficients d'excitation sont les coefficients de polynôme. Ils sont obtenus par le triangle de pascal et s'écrivent sous la forme :

$$C_i = \binom{N-1}{i-1} = \frac{(N-1)!}{(i-1)!(N-i)!}; i = 1, \dots, N \quad (I.22)$$

1.6.6 Types de réseaux d'antennes

Il existe plusieurs configurations géométriques des réseaux d'antennes que l'on peut regrouper comme suit : réseau linéaire, réseau circulaire, réseau planaire (forme rectangulaire ou circulaire) et réseau volumique.

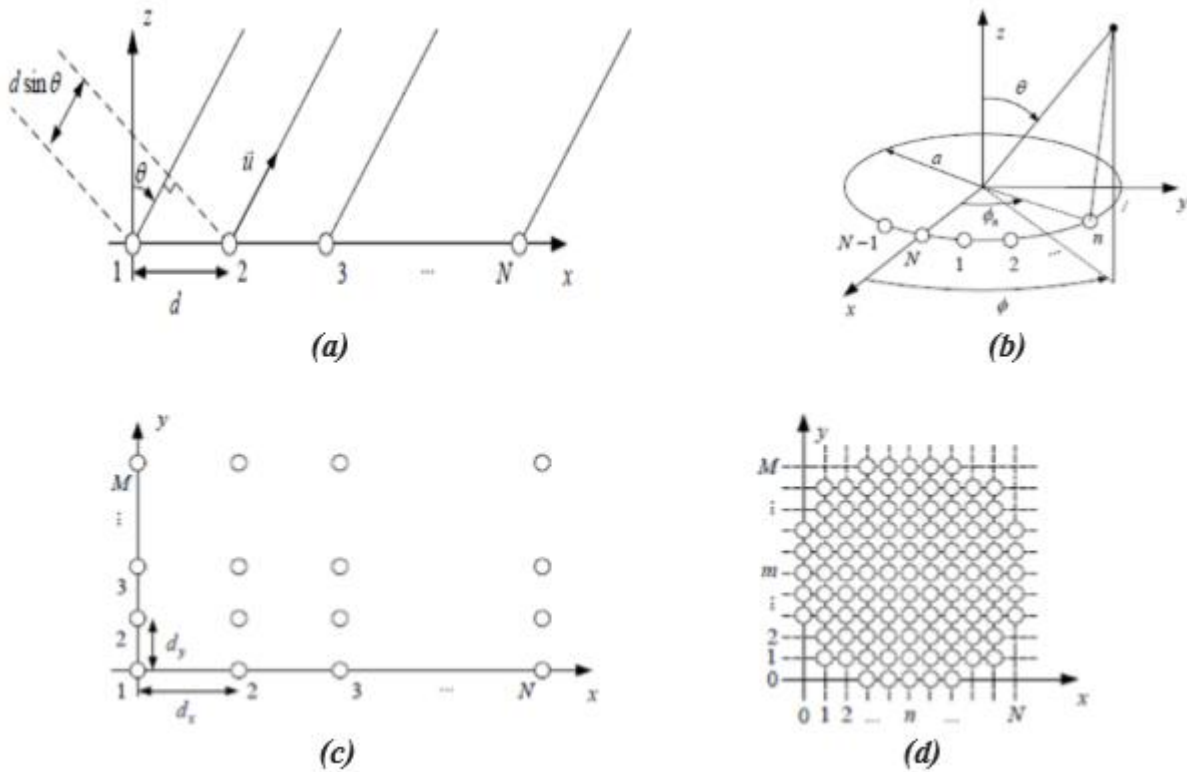


Figure I- 14: Géométries d'un réseau d'antennes. (a)-linéaire (b)-circulaire (c)-planaire (d)-volumique.

1.6.6.1 Réseaux linéaires

1.6.6.1.1 Définition

Un réseau linéaire est un réseau où les sources sont alignées le long d'une ligne droite et espacées d'une distance constante d.

Soit pour $\phi=0$ dans le repère choisi, l'étude se limite généralement à ce plan et l'expression du facteur de réseau se simplifie alors comme suit :

$$AF(\theta) = \sum_{i=1}^N c_i e^{j(\Psi_i + (i-1)kd \sin \theta)} \quad (I. 23)$$

Le facteur de réseau est une somme de nombres complexes, il est donc maximal (en valeur absolue) dans une direction donnée lorsque tous les termes sont en phase dans cette direction, et peut être nul dans une autre direction ou les termes sont déphasés.

Pour cela, une loi d'alimentation est utilisée pour alimenter le réseau d'antennes. La loi d'alimentation peut être soit une loi d'amplitude où les amplitudes des excitations suivent une loi de distribution (uniforme, binomiale, etc.), soit une loi de phase où les phases suivent une loi de distribution donnée.

Le gain de réseau est l'un des critères les plus sensibles dans le choix de la loi d'alimentation. Plus généralement le gain de réseau peut s'écrire :

$$G_{r,dB} = 10 \log_{10} \left[\left[\frac{(\sum_{i=1}^N c_i)^2}{\sum_{i=1}^N c_i^2} \right] \right] \quad (I. 24)$$

La figure I.15 nous montre la variation du gain de réseau en fonction du nombre d'éléments rayonnants pour une loi d'excitation uniforme et pour une loi d'excitation binomiale.

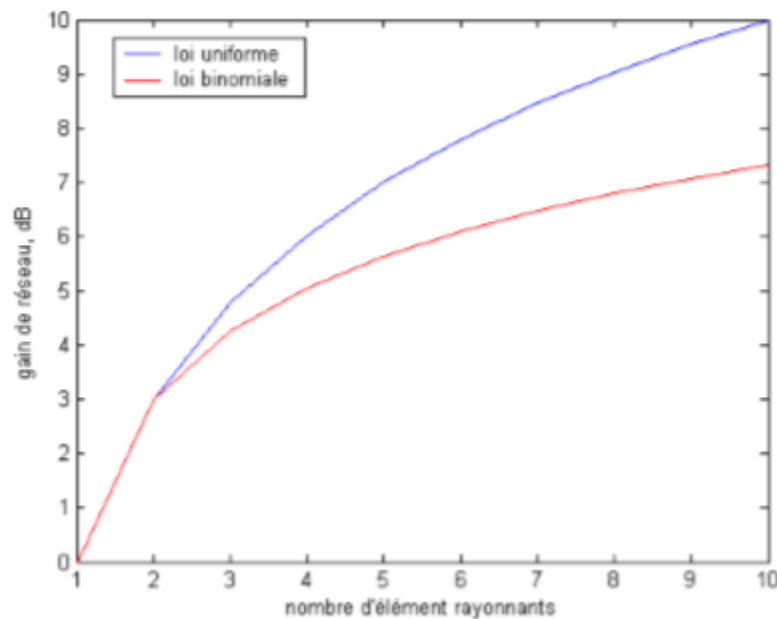


Figure I- 15: Gain de réseau en fonction du nombre d'éléments rayonnants.

Le gain de réseau est maximal pour le cas d'une excitation uniforme, on constate une baisse du gain pour l'excitation binomiale.

1.6.6.1.2 Exemple de calcul d'un réseau linéaire

Nous nous limitons dans cet exemple au cas de réseau phasé, c'est-à-dire un réseau à loi d'amplitude uniforme et unitaire, et une phase qui progresse linéairement d'un élément à l'autre :

$$\Psi_1 = 0; \quad \Psi_2 = \delta; \quad \Psi_3 = 2\delta; \quad \dots \dots ; \quad \Psi_N = (N - 1)\delta;$$

Où δ est le déphasage entre deux excitations successives. Le facteur de réseau s'écrit dans ces conditions :

$$AF(\theta) = \sum_{i=1}^N e^{j(i-1)(\delta + kd \sin \theta)} \quad (\text{I. 25})$$

On pose $\Delta = \delta + kd \sin \theta$, l'expression de $AF(\theta)$ est la somme d'une série géométrique de raison $e^{j\Delta}$, le facteur de réseau devient alors :

$$AF(\theta) = \frac{e^{jN\Delta} - 1}{e^{j\Delta} - 1} \quad (\text{I. 26})$$

En pratique, on ne s'intéresse souvent qu'à l'amplitude des champs rayonnés et non à la phase. Dans notre cas (réseau à loi d'amplitude uniforme unitaire et déphasage linéaire) on trouve :

$$AF(\theta) = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\Delta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Delta}{2}\right)} \quad (\text{I. 27})$$

Le facteur de réseau e(I. 2) et les diagrammes de rayonnements d'un élément rayonnant de réseau sont tracés sur la figure I.16.

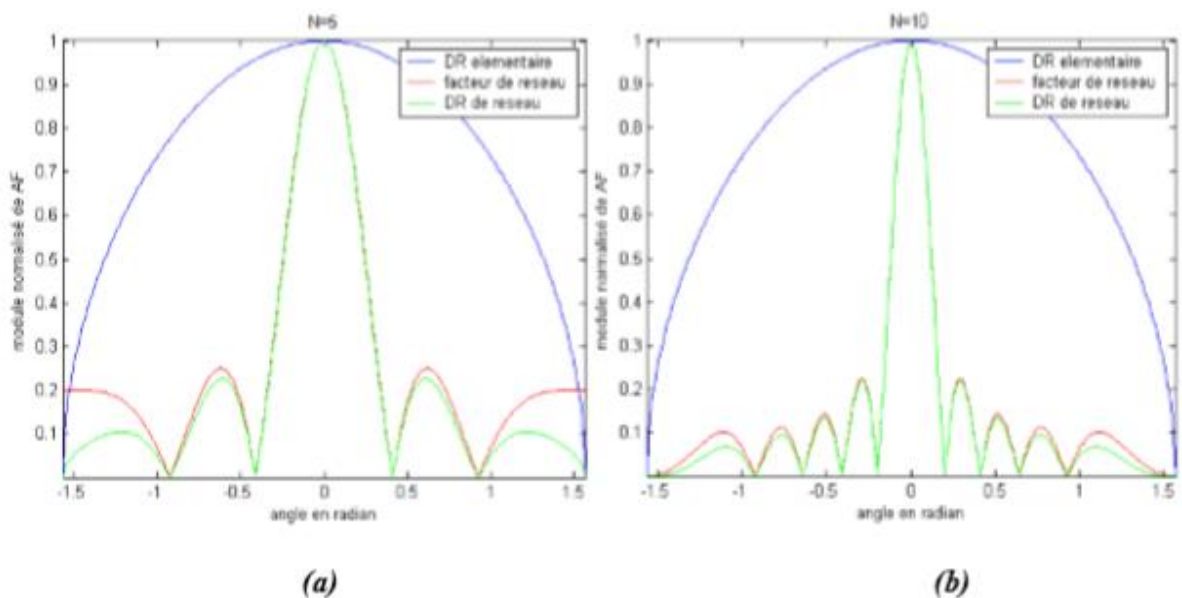


Figure I- 16: Gain de réseau en fonction du nombre d'éléments rayonnants.

Variation du facteur de réseau et diagrammes de rayonnement en fonction du nombre d'éléments N constituant le réseau.

On remarque que plus le nombre d'éléments constituant le réseau augmente plus les lobes secondaires augmente. Ainsi l'ouverture du lobe principal diminue et le réseau devient de plus en plus directif.

I.6.6.1.3 Espacement entre les éléments

L'espacement entre les éléments du réseau fixe le nombre des lobes du réseau.

La figure I.17 donne une représentation cartésienne de ces lobes pour un réseau linéaire de 10 éléments rayonnants.

Comme on peut le voir sur cette figure, tous les lobes du réseau ont le même niveau de puissance, cependant, on cherche à minimiser le niveau de puissance des lobes secondaires, car ils induisent une perte de puissance dans des directions non désirées, il faudrait donc choisir l'espacement entre les éléments rayonnants de manière à n'obtenir qu'un lobe principal.

Le choix optimal de l'espacement doit être inférieur à la longueur d'onde [10].

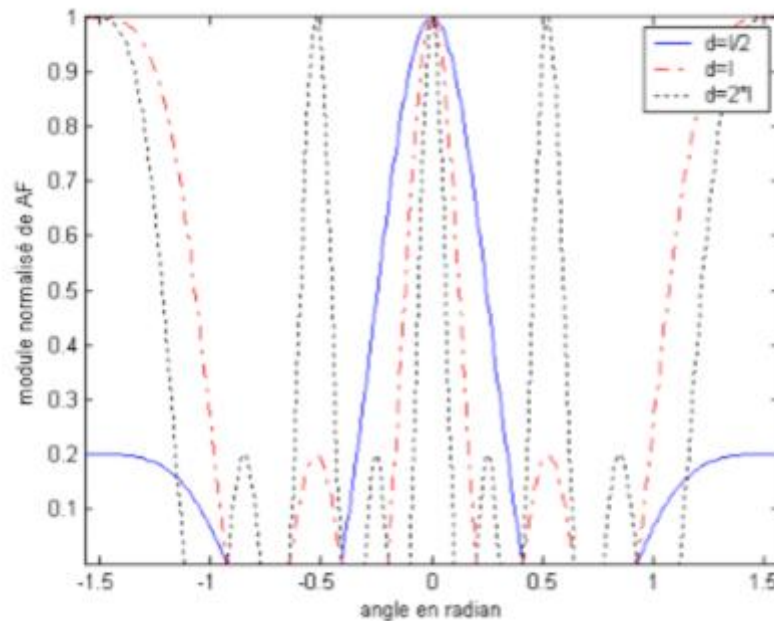


Figure I- 17: Effet de l'espacement entre les éléments sur le facteur de réseau.

I.6.6.1.4 La variation de la phase

La variation de la phase entre les éléments fixe l'orientation du lobe principal dans une direction particulière.

La figure I.18 donne les diagrammes de rayonnement pour l'antenne élémentaire et le réseau des antennes ($N=5$ et $d=\lambda/2$) pour différentes valeurs du déphasage.

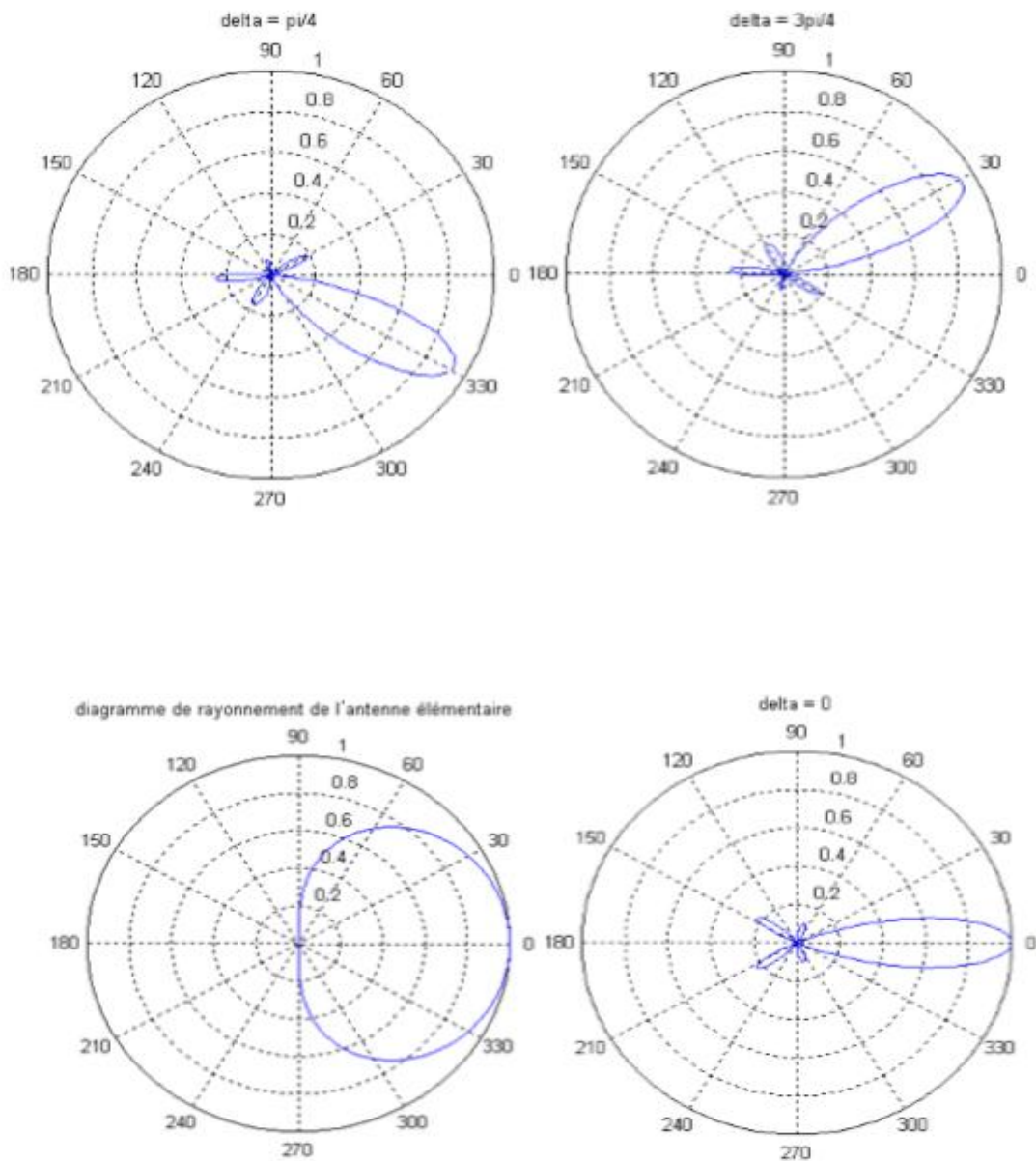


Figure I- 18: Orientation du diagramme de rayonnement du réseau par le changement de la phase entre éléments.

I.6.6.1.5 La loi d'excitation

Le choix de la loi d'excitation a un fort impact sur le nombre et le niveau des lobes secondaires.

La figure I.19.représente les facteurs de réseaux pour deux réseaux ayant successivement 5 et 10 éléments rayonnants, pour une loi d'excitation uniforme (fig. I.19.a) et une loi binomiale (fig. I.19.b) :

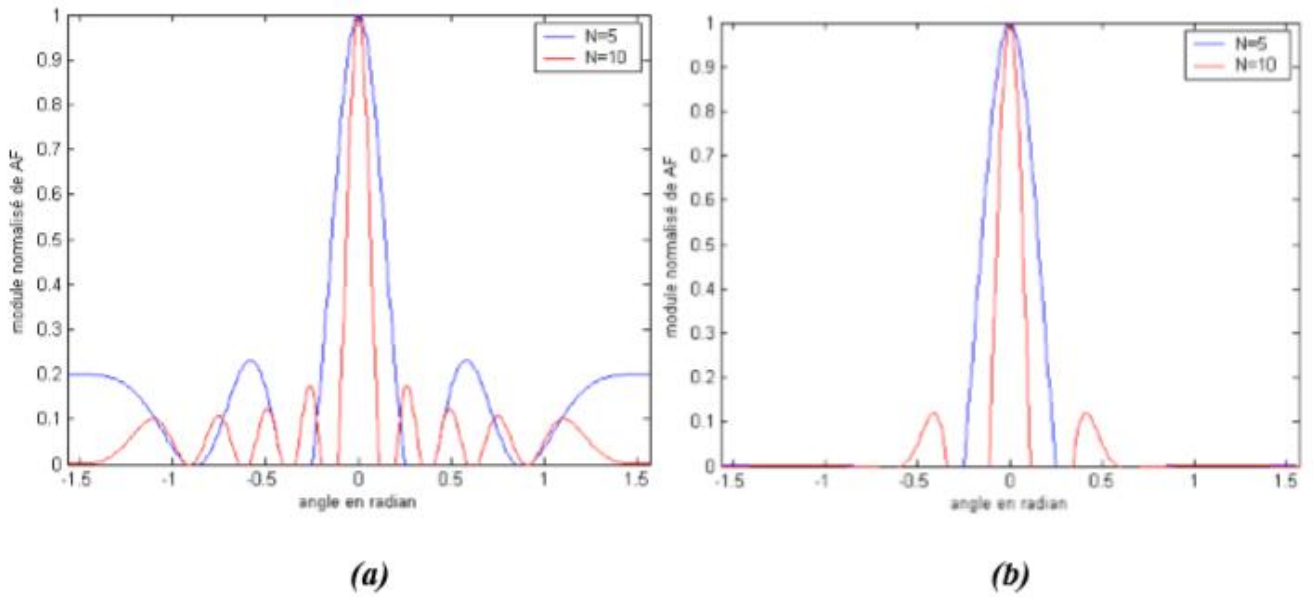


Figure I- 19: Evolution du facteur de réseau en fonction de la loi d'excitation. (a)-loi uniforme. (b)-loi binomiale.

On constate une réduction importante dans le nombre et le niveau des lobes secondaires pour la loi d'excitation binomiale, on remarque également que le nombre des éléments rayonnants a un effet sur la largeur du lobe principal et donc sur la directivité du réseau, par contre leur effet sur les lobes secondaires est minime. [5]

1.6.6.1.6 L'angle de dépointage θ

En général, l'angle de dépointage θ à la normale d'un réseau d'antennes linéaires, de pas d et de longueur d'onde λ , est donné en fonction du gradient du phase de réseau par la formule suivante :

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\lambda\delta}{2d\pi}\right) \text{ (I. 28)}$$

L'allure de l'angle de dépointage en fonction de l'espacement entre les éléments rayonnants et représenté sur la figure I.20.

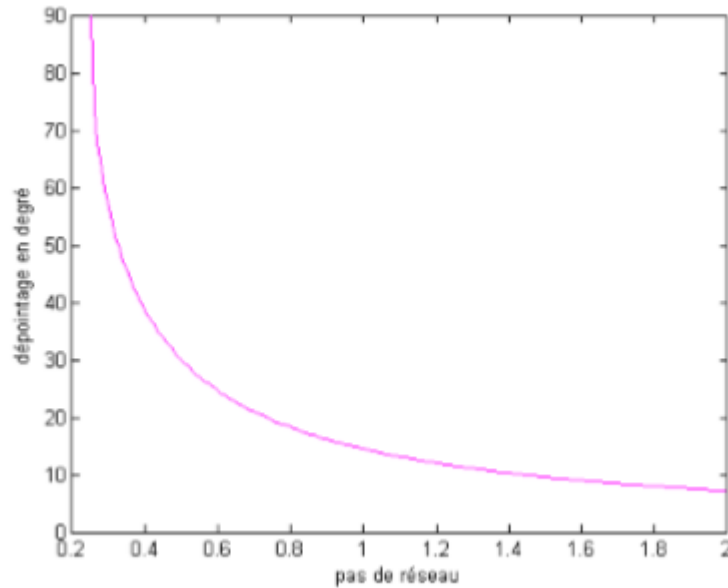


Figure I-20: Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau d .

Un bon compromis entre la zone à balayer par le réseau et la directivité à obtenir est obtenu pour un pas de réseau situé entre 0.45λ et 0.85λ , pour une couverture évoluant entre 180° et 80° . [9]

1.6.6.2 Réseaux circulaires

1.6.6.2.1 Définition

Un réseau circulaire est un réseau où les éléments rayonnants sont répartis sur le périmètre d'un cercle et d'espacements égaux.

Le plan où l'analyse de réseau se limite est le plan horizontal, il est caractérisé par les coordonnées polaires. On va suivre une méthode analogue à celle des réseaux linéaires pour trouver la forme de facteur de réseau [10].

Deux éléments rayonnants successifs i et $i + 1$ du réseau sont espacés par la même distance $\alpha \cdot \Delta\varphi$ où $\Delta\varphi = \varphi_{i+1} - \varphi_i$ avec φ_{i+1} et φ_i respectivement les positions angulaires des éléments rayonnants i et $i + 1$, soit $\varphi_i = \frac{i2\pi}{N}$

L'expression générale du facteur de réseau devient alors :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N c_i e^{j(\Psi_i + k\alpha \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_i))} \quad (\text{I. 29})$$

I.6.6.2 Exemple d'un réseau circulaire

On considère un réseau circulaire constitué de 4 antennes patchs identiques espacées et alimentées par une loi d'amplitude uniforme unitaire.

Le diagramme de rayonnement correspondant est orienté vers $+30^\circ$, nous constatons aussi la naissance de lobes secondaires importants dans des directions non privilégiée (Fig. I.21).

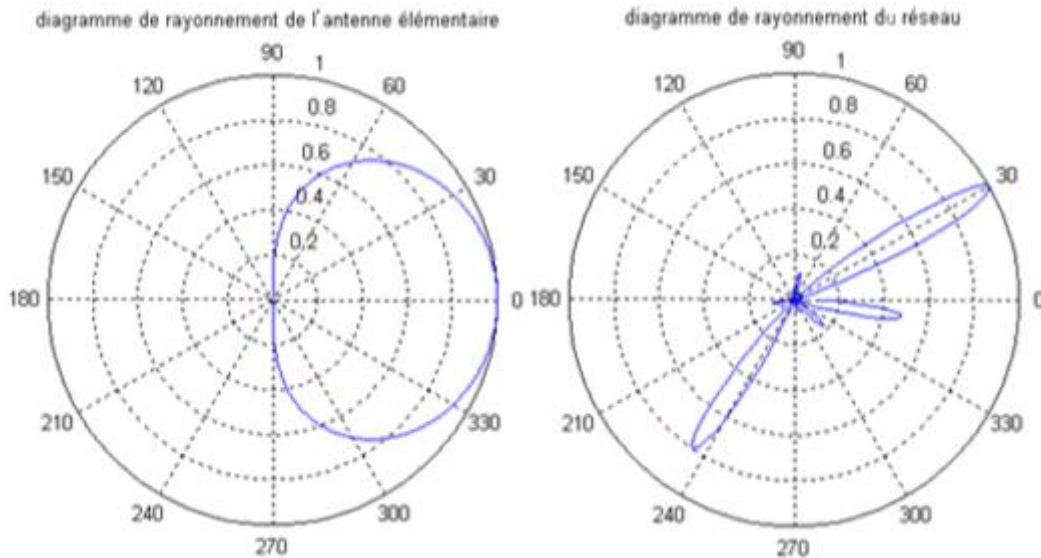


Figure I- 21: Orientation du diagramme de rayonnement d'un réseau circulaire.

I.6.6.3 Réseaux plans

I.6.6.3.1 Définition

Un réseau planaire est un arrangement des antennes dans un plan. Il y a deux formes de réseaux plans :

- **Le réseau planaire à forme rectangulaire** : est une généralisation du plan du réseau linéaire, le cas le plus simple à mettre en équation correspond à la mise en réseau selon un maillage rectangulaire de $M \times N$ éléments rayonnants. Dans ce cas le facteur de réseau s'écrit :

$$f(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M c_{nm} e^{j(k(n-1)dxu + k(m-1)dyv)} \quad (\text{I. 30})$$

Où : $u = \sin \theta \cos \phi$ et $v = \sin \theta \sin \phi$

- **Le réseau planaire à forme circulaire** : est une configuration intéressante car il permet une répartition azimutale des lobes secondaires et réduit ainsi les niveaux. Dans le cas d'un maillage rectangulaire, le facteur de réseau peut s'écrire comme suit :

$$f(u, v) = \sum_{i=1}^N (e^{j[k(i-1)dxu - \Psi_i]}) \sum_{m=1}^{M_i} (e^{j[k(m-1)dyv - \Psi_m]}) \quad (\text{I. 31})$$

Où I_i et M_i sont des entiers qui dépendent de i tels que $0 \leq I_i \leq M_i \leq N$.

I.6.6.3.2 Exemple d'un réseau planaire :

Nous analyserons un réseau planaire de 100 éléments rayonnants identiques arrangés sur une grille carrée de 10x10, les éléments sont espacés.

On note que le diagramme de rayonnement du réseau planaire dans les plans principaux est identique à celui d'un réseau linéaire de 10 éléments.

Dans la figure I-22, nous avons représenté le diagramme de rayonnement d'un élément rayonnant (Fig. I.22.a) et le diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau planaire à 100 éléments rayonnants (Fig. I.22.b) :

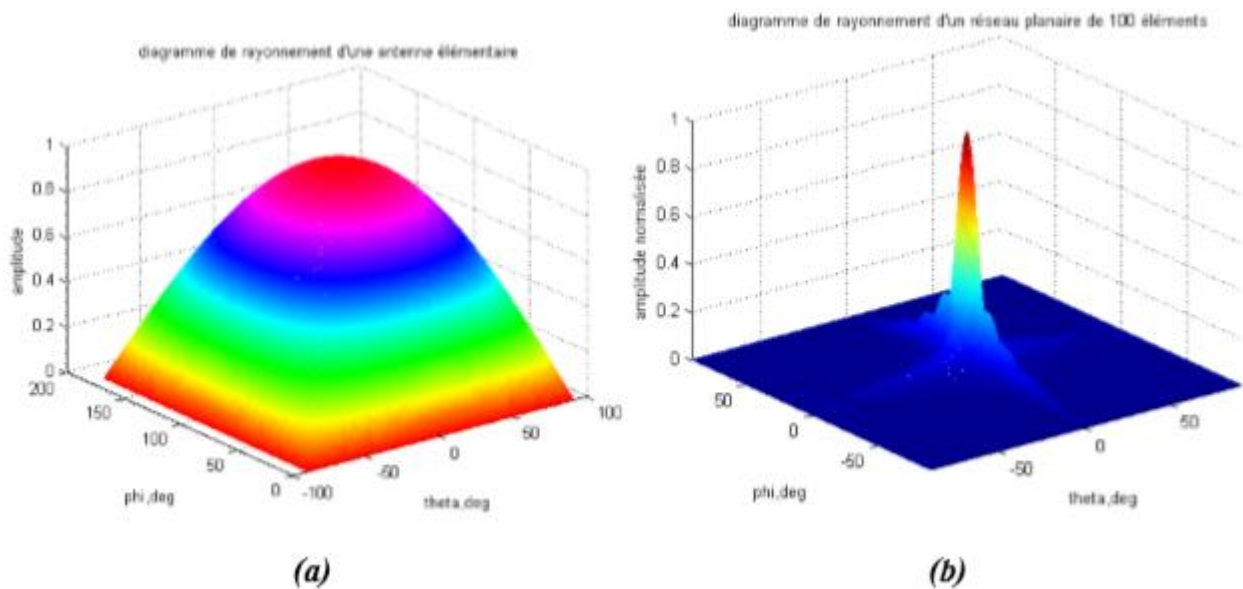


Figure I- 22: Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau planaire de 10x10 éléments rayonnants.

I.6.7 Domaines d'applications des réseaux d'antennes

Pour que la communication entre deux points distants puisse être effectuée et pour que le récepteur puisse distinguer le signal émis du bruit, les réseaux d'antennes, et grâce à leur robustesse par rapport à une antenne élémentaire, sont utilisés dans plusieurs applications [11, 12] :

- **Télécommunication** : Téléphonie mobile (terminaux portatifs GSM, DCS, PCS, etc).

Antennes sur stations de bases.

- **Satellites** : Télévision directe domestique ou embarquée sur véhicules.
Réseaux à faisceaux commutés à couverture reconfigurable.
Systèmes de radiolocalisation par GPS, Galileo, Glonass.
- **Aéronautique** : Communication, navigation, altimètres, systèmes d'atterrissages.
-Radars de poursuite mono pulse ou synchrone.

1.6.8 Avantages et limitations

La mise en réseau permet de :

- Augmenter le gain.
- Obtenir de larges bandes passantes pour assurer le haut débit.
- La possibilité de générer de la polarisation circulaire est également très intéressante pour un grand nombre d'applications telles que les communications, la navigation, les systèmes radar....

Néanmoins les limitations suivantes sont soulignées :

- Les niveaux de gain obtenus avec des réseaux, s'approchent des 30 dB. La raison principale en est les pertes de l'ordre de plusieurs dB générés tout au long du circuit de distribution.
- Complexité de réalisation compte tenu des précisions à tenir sur les faibles largeurs des différentes lignes aux fréquences de travail élevées. [13]

1.7 Modélisation numérique du rayonnement des antennes

1.7.1 Introduction aux méthodes de modélisation numérique

Toutes les caractéristiques des antennes découlent des équations de Maxwell qui ont été développées grâce à des méthodes analytiques. Ces méthodes ont comme seules limites la complexité mathématique sur laquelle le concepteur s'arrête à partir d'un certain degré de difficulté.

Les méthodes numériques prennent alors le relais des méthodes analytiques. Bien entendu, les résultats en sont approchés. Elles nécessitent une discrétisation des variables et des grandeurs afin de les estimer avec l'outil informatique. En effet, l'ordinateur ne peut effectuer les opérations que pas à pas, mais en très grand nombre.

Ces opérations, en nombre fini, constituent les étapes de la discrétisation. Le résultat du calcul discrétisé est forcément approché. Le rôle du numéricien est alors de donner un résultat mais aussi de préciser l'incertitude sur celui-ci. Il a la même démarche qu'un expérimentateur.

1.7.2 Méthode intégrale associée à la méthode des moments (MOM)

1.7.2.1 Définition

Nous présenterons, dans ce paragraphe, l'utilisation de la méthode intégrale associée à la méthode des moments. L'association de ces deux méthodes est souvent appelée d'une façon raccourcie : méthode des moments. C'est avant tout le principe de la méthode intégrale qui est utilisée. La méthode des moments apparaît en fin de calcul comme outil de résolution.

Le développement de la méthode s'appuiera sur l'exemple d'une antenne planaire, de type micro ruban. La généralisation à d'autres types de technologies s'effectue sans difficulté.

Cette méthode permet de calculer le champ électromagnétique rayonné par la structure rayonnante considérée à partir d'une estimation des courants sur la surface. C'est pourquoi on la place dans la catégorie des méthodes 2,5D.

1.7.2.2 Principe

Elle consiste à discrétiser la surface à l'aide de petits triangles, rectangles, polygones de dimensions de l'ordre de $\lambda/10$ à $\lambda/20$ où on peut déterminer le courant élémentaire. Une fois le courant est obtenu, on peut facilement calculer les caractéristiques électriques et les caractéristiques de rayonnement [14].

1.7.2.3 Avantages et inconvénient de la méthode intégrale

La méthode intégrale présente de nombreux avantages car c'est à la fois une méthode reposante sur le calcul analytiques utilisant un maillage en surface. Elle permet d'obtenir le champ en tout point de l'espace à partir d'une discrétisation surfacique. Cela permet de la placer dans les méthodes 2,5D.

Signalons un inconvénient de la méthode qui réside dans le fait que les calculs des fonctions de Green ont été faits en supposant un plan de masse infini. Dans certains cas d'antennes de faible taille, la finitude du plan de masse entraîne des résultats légèrement différents.

1.7.3 La méthode des éléments finis (FEM)

1.7.3.1 Définition

La méthode des éléments finis repose sur une interpolation par élément. Ceux-ci sont définis comme des sous-ensembles de l'ensemble de définition d'une grandeur physique représentée par une fonction. En trois dimensions, l'espace est décomposé en éléments qui sont la plupart du temps tétraédriques.

Les éléments parallélépipédiques sont moins utilisés. La grandeur physique est interpolée sur chacun de ces éléments grâce à des fonctions adaptées.

1.7.3.2 Principe

Dans cette méthode on doit discrétiser, en tétraèdres, l'espace où le champ électrique existe, puis former un système d'équations linéaires où les champs sont les inconnus [15].

1.7.3.3 Avantages de la méthode des éléments finis

Les simulateurs électromagnétiques commerciaux, basés sur la méthode des éléments finis, utilisent des éléments d'arêtes. Ils comportent, en plus du noyau de calcul concernant les éléments finis, de puissants logiciels graphiques, permettant des représentations en trois dimensions des dispositifs et des post-traitements pour le calcul des grandeurs dérivées, comme la puissance, l'impédance.

La méthode des éléments finis est une méthode très générale, permettant de prendre en compte des géométries très complexes. Elle est robuste. Pour obtenir la précision désirée, il suffit d'affiner le maillage aux endroits où les champs présentent des gradients importants.

Le résultat d'une simulation donne un point de fréquence. Pour obtenir une réponse dans toute une bande de fréquence, il est nécessaire de cumuler plusieurs simulations. Toutes ces remarques font de la méthode des éléments finis une méthode puissante et précise dont le seul inconvénient est de nécessiter des moyens informatiques importants.

1.7.4 La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD)

1.7.4.1 Définition

La méthode des différences finies repose sur l'utilisation d'un maillage pour exprimer la discrétisation des équations de Maxwell. Le volume de calcul, défini par l'ensemble des mailles, est limité. Pour calculer les caractéristiques des antennes qui rayonnent à grande distance, une condition simulant l'espace libre doit être imposée à la frontière du maillage. Ce point est délicat et fait l'objet de nombreuses recherches.

La méthode des différences finies peut être appliquée dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel. Dans le domaine fréquentiel, elle résulte de la discrétisation de l'équation de Helmholtz et conduit à une simulation par point de fréquence. La méthode temporelle, FDTD (Finite Difference in Time Domain) lui est actuellement préférée.

Elle permet le suivi d'un signal électromagnétique au cours du temps dans un dispositif en trois dimensions. Le calcul de la réponse fréquentielle du signal s'effectue par une transformation de Fourier. Sa facilité de mise en œuvre et sa souplesse d'adaptation en ont fait son succès.

1.7.4.2 Principe

La structure à analyser est maillée avec des cellules cubiques où les équations de Maxwell sont approximées par les formules aux différences centrales. Cette méthode permet d'analyser les antennes imprimées lorsqu'elles sont positionnées dans un milieu inhomogène [16].

1.7.4.3 Conclusions sur la méthode

La méthode des différences finies temporelle est bien adaptée à la simulation d'antennes puisqu'elle permet à la fois d'en connaître les caractéristiques du point de vue du circuit (adaptation, impédance d'entrée) et du point de vue du rayonnement. C'est une méthode facile à mettre en œuvre, qui permet d'obtenir rapidement des résultats dans une bande de fréquences.

Elle permet d'obtenir des résultats précis à condition d'utiliser une mémoire informatique importante et de disposer de temps de calcul. Le maillage, étant de type parallélépipédique, ne permet pas de générer toutes les formes géométriques avec précision. Il est mieux adapté aux géométries présentant des angles droits que des courbes. Plus le maillage est fin, plus la précision attendue est grande.

1.8 Conclusion

Les antennes et leur mise en réseau en particulier connaissent un succès croissant aux prés des industriels et des professionnels de télécommunication, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Ce chapitre nous avons présenté les antennes et leur mise en réseau. Nous avons abordé en première temps, les caractéristiques radioélectriques des antennes, qui jouent un rôle très important dans le choix de l'antenne qui répond au besoin. Puis dans un second temps nous avons constaté que l'association des antennes en réseau améliore considérablement les caractéristiques de rayonnement. Nous avons également remarqué qu'on peut distribuer

l'énergie rayonnée vers une direction privilégiée par le choix approprié d'une loi d'alimentation d'amplitude et/ou de phase.

Après ce passage, on présente la technologie SIW qu'on détaillera dans le chapitre suivant avec les antennes TWA à onde progressive.

Chapitre II : Les antennes TWA et simulation SIW en bande X

II.1 Introduction

L'industrie de l'électronique tente de réduire au maximum les coûts de fabrication des circuits pour satisfaire le consommateur ainsi que pour être plus concurrentielle. Les circuits hautes fréquences, qui sont utilisés dans toutes les sphères des télécommunications, sont parfois lourds et imposants selon les technologies utilisées ce qui n'est pas intéressant pour l'intégration de systèmes portables (cellulaires, lecteurs MP3, etc.).

Les guides d'ondes rectangulaires sont un bel exemple de composants ayant de très hautes performances, mais encombrants. Une technologie de remplacement a vu le jour il y a quelques années pour pallier ce problème : le guide d'ondes intégré au substrat (SIW).[17] En effet, ce guide accomplit les mêmes fonctions que les guides d'ondes conventionnels. Ils ont cependant une bien meilleure densité d'intégration et leurs coûts sont moindres ; ils sont directement intégrés dans le substrat (ou PCB) ce qui les rend beaucoup plus compacts.

Ils tentent également d'intégrer les différents composants en utilisant un seul procédé de fabrication, plutôt que de les fabriquer séparément et de les assembler par la suite. Par exemple, les filtres, les déphaseurs et les diviseurs de puissance peuvent tous être fabriqués en SIW ce qui a pour effet de diminuer les dimensions du système total et aussi les coûts de fabrication et d'assemblage.

Comme cette technologie présente un fort potentiel d'application, de nombreux projets de recherches portant sur le développement de composants SIW ont été menés. Ainsi plusieurs filtres, coupleurs et antennes à fentes ont déjà été réalisés dans cette technologie.[18]

II.2 Les guides d'ondes

II.2.1 Généralités

Le terme guide d'onde, en électromagnétisme et en ingénierie des communications, peut se référer à toute structure linéaire véhiculant des ondes électromagnétiques entre ses extrémités.

Ce guide d'ondes est utilisé comme une ligne de transmission principalement à des fréquences micro-ondes, dans le but de relier des émetteurs et récepteurs hyperfréquences à

leurs antennes, dans des équipements tels que les ensembles radar, les communications par satellite et les liaisons radio hyperfréquences.

Les ondes électromagnétiques dans un guide d'ondes peuvent être imaginées comme se déplaçant à l'intérieur du guide dans un chemin en zigzag, étant réfléchies de façon répétée entre les parois opposées du guide.

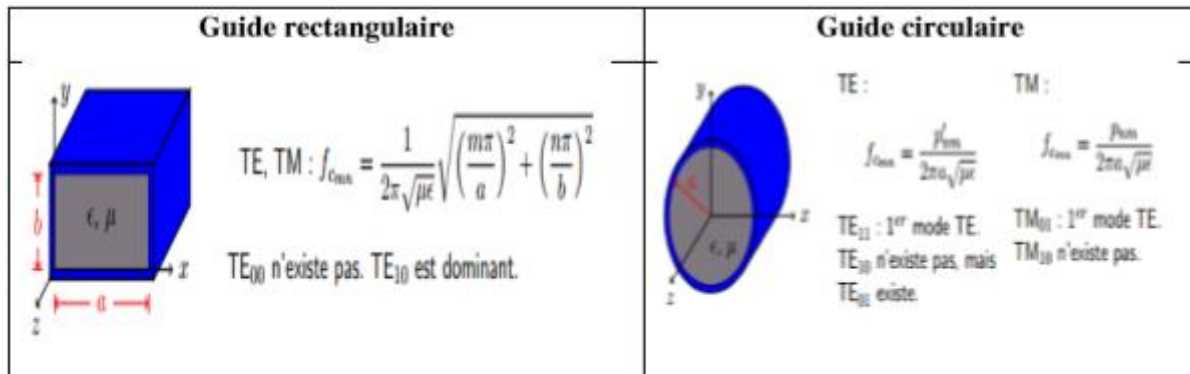


Figure II- 1: Les guides classiques.

○ Analyse

Les guides d'ondes électromagnétiques sont analysés en résolvant les équations de Maxwell, ou leur forme réduite, l'équation des ondes électromagnétiques, avec des conditions aux limites déterminées par les propriétés des matériaux et de leurs interfaces.

Ces équations ont des multiples solutions ou des modes. Chacun de ces modes est caractérisé par une fréquence de coupure au- dessous de laquelle le mode ne peut pas exister dans le guide.

Les modes transversaux sont classés selon différents types :

- **Les modes TE (transverse électrique)** ne présentent aucun champ électrique dans la direction de propagation.
- **Les modes TM (transversal magnétique)** ne présentent aucun champ magnétique dans la direction de propagation.
- **Les modes TEM (transverse électromagnétique)** n'ont aucun champ électrique, ni aucun magnétique dans la direction de propagation.
- **Les modes hybrides** ont à la fois des composants électriques et magnétiques dans la direction de propagation.

II.3 Substrate Integrated Waveguide (SIW)

II.3.1 Introduction

Les développements technologiques en télécommunication et microondes tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits, une réduction des coûts, des masses et des pertes dans ces dispositifs.

Les circuits SIW (Substrate Integrated Waveguide) s'inscrivent tout à fait dans cette mouvance et font à l'heure actuelle l'objet de nombreux sujets de recherche avec des applications directes dans l'industrie.

Les développements récents des systèmes de communication RF, micro-ondes et sans fils sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert de données et nécessitent des substrats diélectriques à faible pertes, où l'intégration est facile et avec de faibles coûts de fabrication, ce qui peut être assuré par la technologie SIW.[19]

II.3.2 Généralités sur la technologie SIW

Le guide SIW est synthétisé en plaçant deux rangées de vias métalliques dans un substrat. La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'ondes rectangulaire classique. Par conséquent, il présente les avantages de faible coût, facteur de qualité élevé, et peut facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés [20].

L'utilisation de la technologie SIW est l'une des technologies les plus employées pour le design et la conception de systèmes et sous-systèmes millimétriques et micro-ondes.

En effet, ces derniers sont déployés dans un large domaine d'application, car en plus d'avoir les mêmes avantages qu'un guide d'onde classique, à savoir un facteur de qualité élevé.

Les composants SIW possèdent une faible consommation d'énergie, sont à bas coût et facilement intégrables avec les circuits planaires. Les SIW possèdent aussi l'avantage d'être transférables sur plusieurs types de substrats : PCB, LTCC.

II.3.3 Principe

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) est une technologie récente, qui a la particularité d'être intégrée dans un substrat diélectrique et de rester compatible avec des circuits planaires.

Les structures SIW sont à la base de la conception de plusieurs circuits planaires millimétriques. La technologie SIW permet d'intégrer le guide d'onde dans le substrat par l'intermédiaire de rangées de trous métallisés remplaçant les murs latéraux métalliques.

La technologie SIW est basée sur la réalisation de guide d'ondes dans un substrat diélectrique. Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'ondes. Tandis que, le substrat contient des rangées de vias métalliques soudées aux deux plaques pour assurer les parois latérales comme représenté sur la Figure II-2. La structure résultante possède un profil plat et propose de bonnes performances de guides d'ondes métalliques.

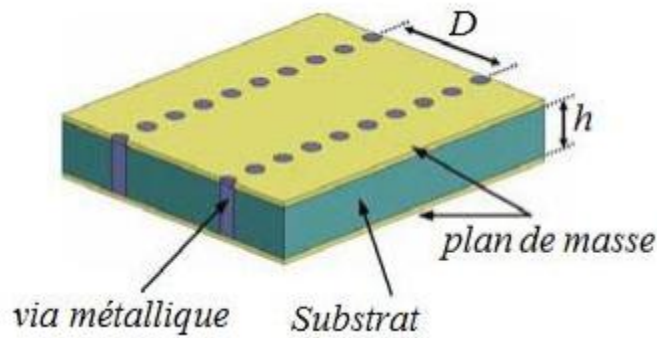


Figure II- 2: Guide SIW.

II.3.4 Technologie [19]

La technologie traditionnelle, qu'elle soit planaire ou pas, est incapable de fournir toutes les caractéristiques à la fois : faible coût et faibles pertes. Les guides d'ondes rectangulaires ont de faibles pertes, mais sont coûteux à fabriquer et leur intégration est difficile avec des circuits planaires.

Les circuits planaires possèdent un faible facteur de qualité [21], mais un poids négligeable et de faibles coûts de fabrication. Ces contraintes antagonistes nous ont conduits à utiliser la technologie SIW afin de combiner les avantages respectifs des technologies citées auparavant.

Ce concept associe l'utilisation d'une technologie de réalisation planaire avec celle de type guide, cavité... Ces structures peuvent être réalisées par des processus planaires classiques (PCB, LTCC, ...). Techniquement, les guides d'ondes sont enterrés dans le substrat. Les faces latérales sont remplacées par des rangées de trous métallisés qui relient les faces supérieure et inférieure du substrat comme le présente la figure II-3.

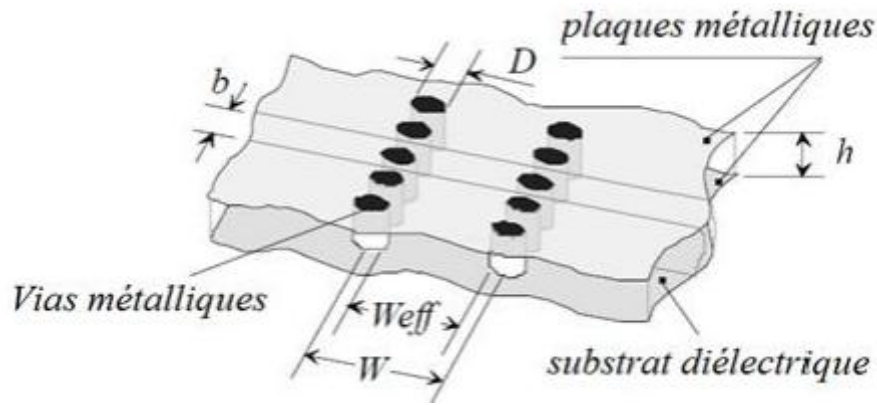


Figure II- 3: Topologie d'un guide SIW.

Ces deux rangées de vias métalliques dans le substrat créent l'équivalent de deux murs électriques pour les ondes électromagnétiques si les vias sont placés de façon suffisamment proche.

Le problème principal dans la conception de circuits SIW est lié à la minimisation des pertes. Il faut juste modifier des paramètres géométriques, à savoir l'épaisseur du substrat h , le diamètre D des vias métalliques et leur espacement b , l'épaisseur h joue un rôle important.

Augmenter la hauteur h augmente le volume du substrat, ce qui réduit les pertes conductrices [22]. En général, les pertes par rayonnement ne sont pas affectées par l'épaisseur du substrat.

Un autre paramètre géométrique important est le diamètre D . En augmentant le diamètre d'un via métallique, les pertes conductrices vont augmenter, tandis que les pertes diélectriques vont diminuer parce qu'on réduit le volume pris par le diélectrique.

Un comportement similaire est observé avec l'espacement b . La réduction de b fait augmenter les pertes conductrices (en raison de l'augmentation de la surface métallique) et les pertes diélectriques restent pratiquement inchangées. Pour ces deux paramètres, la condition suivante doit être utilisée pour garder des pertes par rayonnement faibles [23] :

$$D < \frac{\lambda_g}{5} \quad (II. 1)$$

et

$$b \leq 2D \quad (II. 2)$$

Avec λ_g est la longueur d'onde du guide :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{(2\pi f)^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (II. 3)$$

Finalement, la technologie SIW est très prometteuse pour l'intégration de circuits micro-ondes dans les systèmes du futur. Elle permet d'intégrer des composants actifs, des fonctions passives et des éléments rayonnants sur le même substrat [24].

De plus, grâce à cette technologie, des solutions rentables et flexibles pour l'implémentation de circuits micro-ondes peuvent être proposées.

II.3.5 La géométrie d'une structure SIW

Les guides d'ondes intégrés au substrat sont souvent réalisés à partir des substrats classiques (ROGERS, FR4 ...) et sont formés par deux plans conducteurs, séparés par un substrat diélectrique, avec des parois latérales constituées chacune d'une rangée de cylindres métallisés espacés avec une certaine périodicité. la figure II.4 montre la géométrie d'une structure SIW.

Les cylindres métalliques ou vias des parois latérales sont placés avec un diamètre et une périodicité contrôlée afin de soutenir convenablement la propagation des ondes guidées avec un minimum de pertes par rayonnement. En effet, un espace trop large risque de compromettre la propriété d'isolement de la structure SIW.[18]

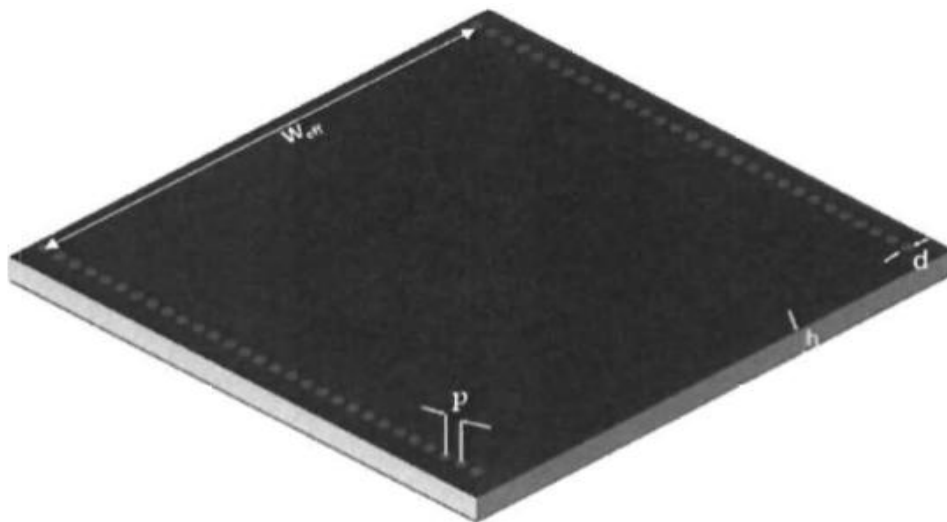


Figure II- 4: Géométrie d'une structure SIW, avec une épaisseur du substrat: h , largeur physique du guide d'ondes: w_{eff} , espacement des vias : p , et diamètre des vias : d .

La largeur de la structure SIW détermine la fréquence de coupure du mode dominant.

Les modes TE (transverse électrique) n'ont pas de composantes de champ électrique dans la direction de propagation, tandis que les modes TM (transverse magnétique) n'ont pas de composantes champ magnétique dans la direction de propagation.

Les modes transverses magnétiques exigent des courants de surface de paroi latérale longitudinale pour se propager.

De même, les modes TE_{mn} , où $n \neq 0$, exigent des courants de surface de paroi latérale longitudinale de propagation efficace. Comme les parois latérales sont constituées de vias métallisés par simplification, nous dirons que les vecteurs de courant de surface sont tirés par le mode dominant TE_{10} .

II.3.6 Les paramètres de guide d'onde integre au substrat

Le choix des dimensions du guide SIW doit être judicieux pour obtenir un système Performant.

En remplaçant les cylindres par deux simples murs conducteurs parfaits, Les cylindres doivent donc être le plus rapprochés possibles pour tendre vers un guide rectangulaire remplie au diélectrique (DFW).

La fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire classique contenant un diélectrique ϵ_r est donnée par : [25]

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l}\right)^2} \quad (II. 4)$$

Où :

w et l : La largeur et la longueur du guide d'ondes respectivement.

c : La vitesse de la lumière.

m, n : Les nombres des modes.

Dans [26], il est montré que la structure SIW présente une fréquence de résonance quasi-identique à celle du guide d'ondes classique, en intégrant un facteur de correction qui tient compte du critère de la non-continuité des murs latéraux. Ainsi, f devient :

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l_{eff}}\right)^2} \quad (II. 5)$$

Les dimensions l_{eff} et w_{eff} sont déterminées par le diamètre et la période de vias en utilisant l'équation [27] :

$$l_{eff} = l - \frac{d^2}{0.95p} \quad (II. 6)$$

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95p} \quad (II. 7)$$

On peut remarquer que l'un des principaux changements de comportement d'une SIW par rapport à une forme rectangulaire du guide d'onde est le courant de surface.

Dans les guides d'ondes conventionnels, la surface actuelle circule librement dans n'importe quelle direction dans le cas de SIW, en raison de trous traversant, le flux de courant est limité à une direction verticale. Comme la structure de trous de passage est périodiquement espacée, le courant de paroi latérale ne peut pas circuler à côté du SIW à travers chaque intervalle régulier. C'est pourquoi il n'y a que le mode TE_{m0} électrique transversal pouvant se propager et, par conséquent, le premier mode (mode fondamental) est le mode TE_{10} , comme illustré sur la figure suivante :[54]

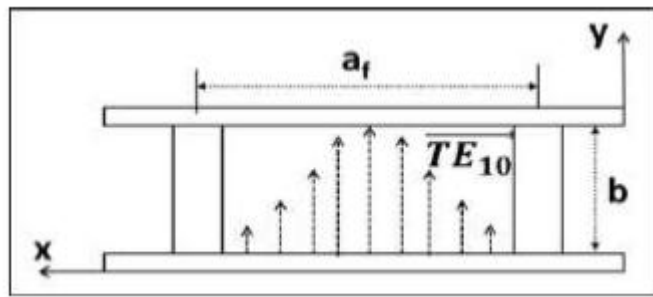


Figure II- 5: Mode de propagation en technologie SIW.

II.3.7 Mécanismes des pertes :[34]

La réduction des pertes est la clé de la réussite de la technologie SIW, qui est une qualité critique surtout pour la bande millimétrique.

Trois mécanismes de pertes sont à prendre en considération au moment du design d'un circuit à base de la structure SIW comme signalé dans [28, 29 et 30], ces derniers sont causés par les pertes par conduction, les pertes dans le diélectrique et les pertes de rayonnement dues à la séparation entre les trous métalliques.

Le comportement des pertes dans le conducteur et dans le diélectrique dans une structure SIW sont similaires à celui d'un GOR rempli par le diélectrique, donc nous pouvons utiliser les équations classiques du GOR équivalent pour modéliser le SIW [31]. Ceci signifie que les pertes de conduction seront réduites significativement avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat. Les pertes dans le "diélectrique" ne dépendent que de la matière utilisée et pas de la géométrie du guide d'ondes.

Finalement les pertes par rayonnement sont acceptables si le rapport s/d (espacement/diamètre des trous) est inférieur à 2.5 [31 et 32] mais en pratique, la valeur recommandée est 2 [31 et 33]. En effet, lorsque l'espacement s est petit et le diamètre d est grand l'espacement entre les trous métalliques se réduit, et ainsi on se rapproche des conditions d'un plan métallique continu d'où la minimisation des pertes par rayonnement.

II.3.8 Quelques exemples de circuits [19]

Les SICs (Substrate Integrated Circuits) peuvent être construits en utilisant les structures synthétisées mentionnées ci-dessus intégrées avec les autres circuits planaires comme la ligne micro ruban ou autres sur le même substrat diélectrique [35]. Divers SICs passifs et actifs sont rappelés dans cette partie.

II.3.8.1 Les circuits passifs SIW

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite [36] par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière.

Quelques exemples sont reportés sur la figure II.6, comme le filtre passe-bande [37], la cavité rectangulaire [38], le coupleur [39], [40], et le duplexeur SIW [41]....

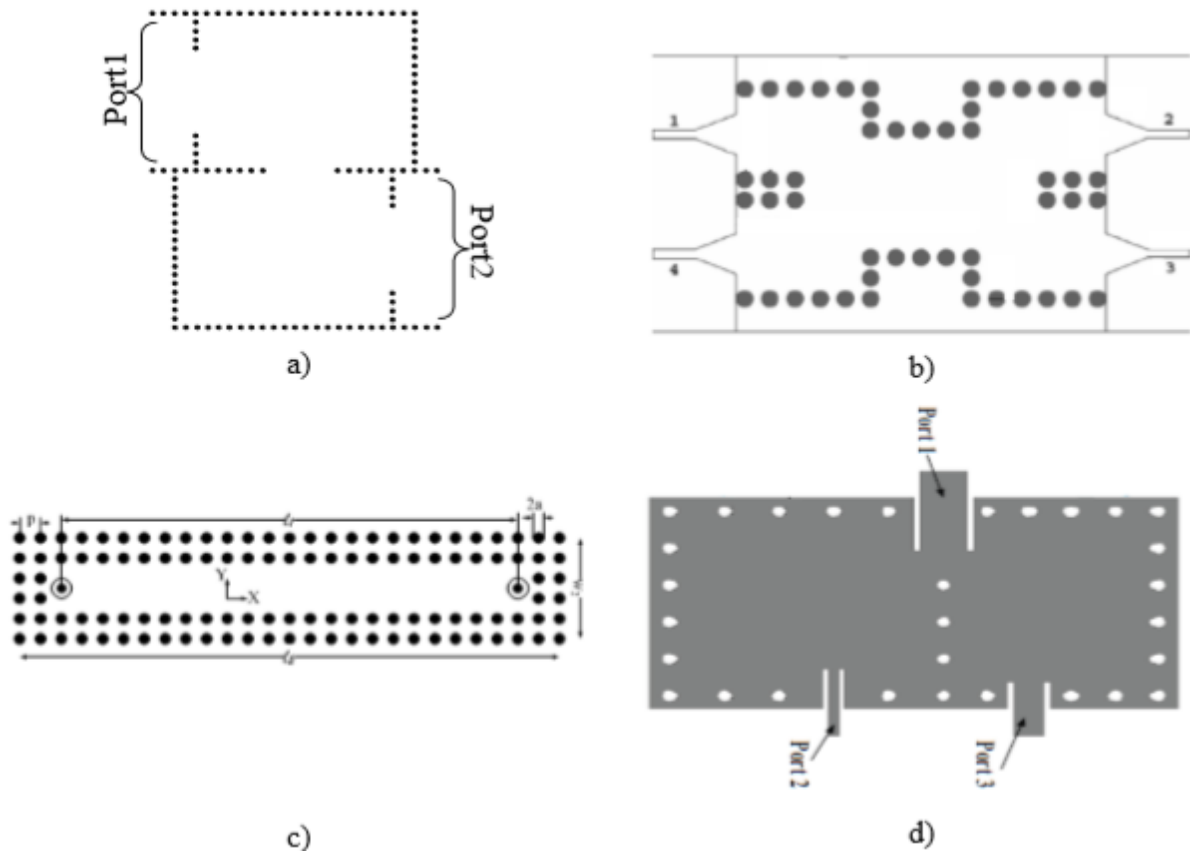


Figure II- 6: Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW , b) Coupleur SIW , c) Guide rectangulaire SI , d) Duplexeur SIW .

Dans la littérature, nous trouvons une variété de topologie de filtre ; parmi lesquelles nous citons le filtre avec trous métalliques inductifs opérant à 28 GHz [42] et le filtre avec des fenêtres fonctionnant à 60 GHz [43]. Par la suite, le filtre avec cavités circulaires [44] et rectangulaires [45] ont été développés. Ils offrent une meilleure flexibilité de la structure et une plus haute sélectivité. Ces différents filtres sont représentés respectivement dans la figure II.7 (a, b, c et d).[34]

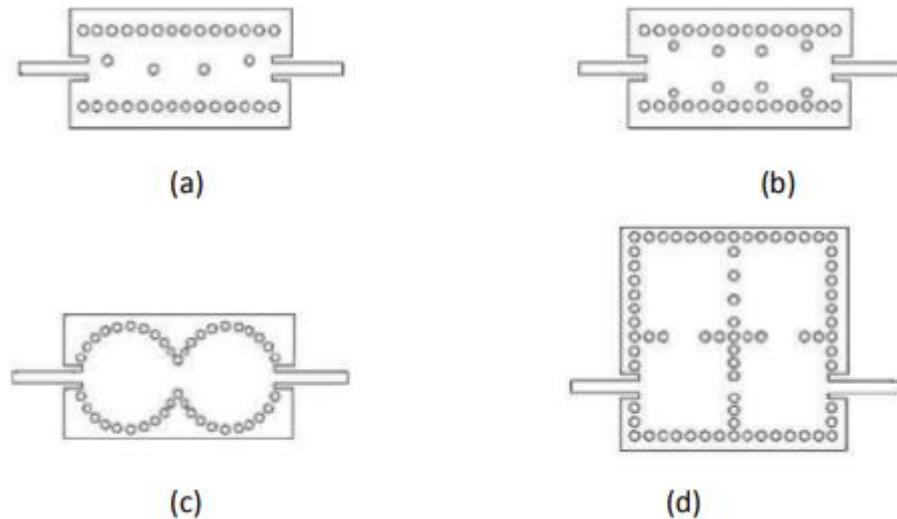


Figure II- 7: Exemples de filtres passifs SIW.

II.3.8.2 Les circuits actifs SIW

La conception des composants actifs à base du SIW a attiré moins d'attention comparée à celle des composants passifs. Néanmoins, de nouvelles possibilités de conception vers une intégration complète SoS (System-on-Substrate) sont ouvertes.[19]

La conception des circuits actifs consiste à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les reliés en utilisant les avantages de la technologie tels que, faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir des bonnes performances à faible coût [19].

Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro-ruban. Nous représentons dans la figure II.8 quelques circuits actifs.[19]

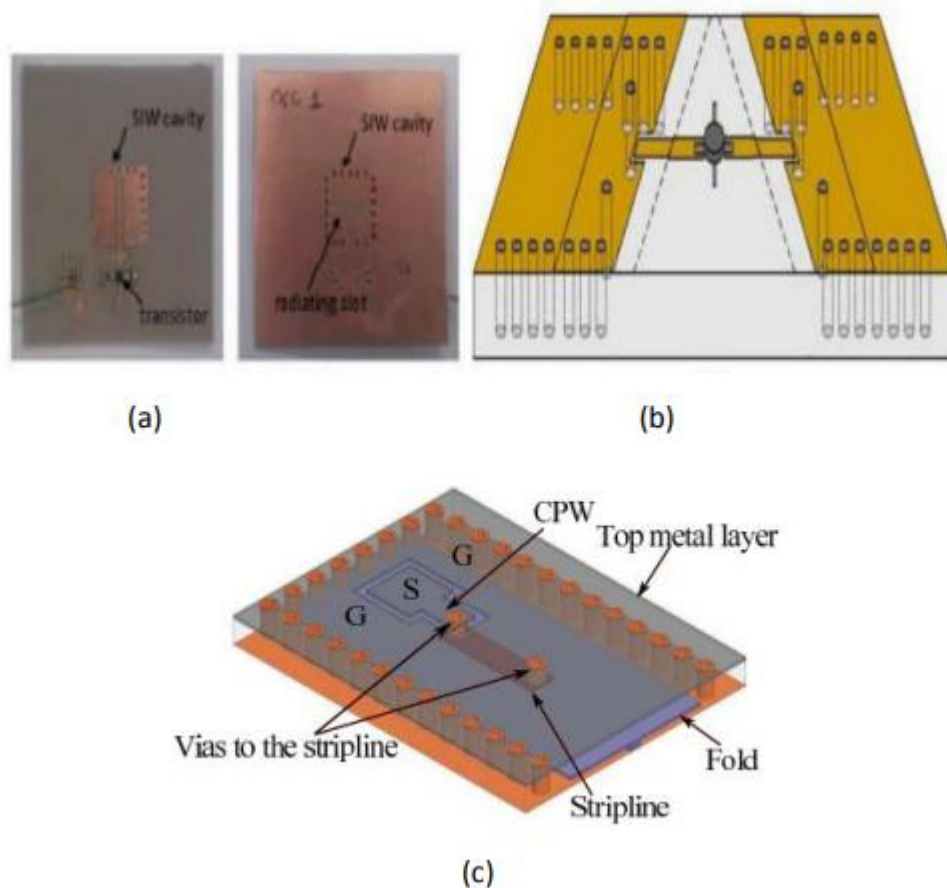


Figure II- 8: Exemples de circuits actifs SIW : a) Oscillateur, b) Amplificateur, c) Transistor CMOS.

II.3.8.3 Les antennes SIW [34]

Au cours des dernières années, il y a eu un intérêt croissant pour les antennes basées sur les technologies SIW. Plusieurs configurations ont été proposées, en commençant par :

- **Les antennes à fentes classiques**

La première antenne SIW était basée sur un réseau d'antenne à fentes quatre par quatre fonctionnant à 10 GHz [46].

Cette antenne est obtenue en gravant des fentes longitudinales sur la surface métallique du guide d'ondes réalisée à base de la technologie SIW.

- **L'antenne leaky-wave**

A été introduite dans [47], cette antenne exploite une caractéristique fondamentale du SIW, à savoir, sa propriété à produire un rayonnement quand l'espacement longitudinal entre les trous métalliques est suffisamment grand.

Une autre antenne SIW leaky-wave, basée sur le mode TE_{20} , a été proposée dans [48] et elle a donné de meilleures performances, comparées à une antenne leaky-wave conventionnelle.

- **Les antennes SIW à cavité résonante :**

Ont été développées et testées dans [49]. Elles consistent en une cavité SIW alimentée par un guide d'ondes coplanaires. L'antenne entière avec son système d'alimentation peut être facilement intégrée sur un seul substrat diélectrique.

Ces types d'antennes offrent de meilleures performances car elles suppriment la propagation des ondes de surface, augmentent la largeur de bande, diminuent le rayonnement de polarisation croisée et élargissent la plage de fréquence applicable.

- **L'antenne cornet :**

Cette antenne était combinée avec un diélectrique dans le même substrat qui a permis une augmentation de gain et une diminution de largeur du lobe principal dans les deux plans H et E. Cette topologie d'antenne a été utilisée pour former un réseau d'antennes afin d'augmenter davantage le gain.

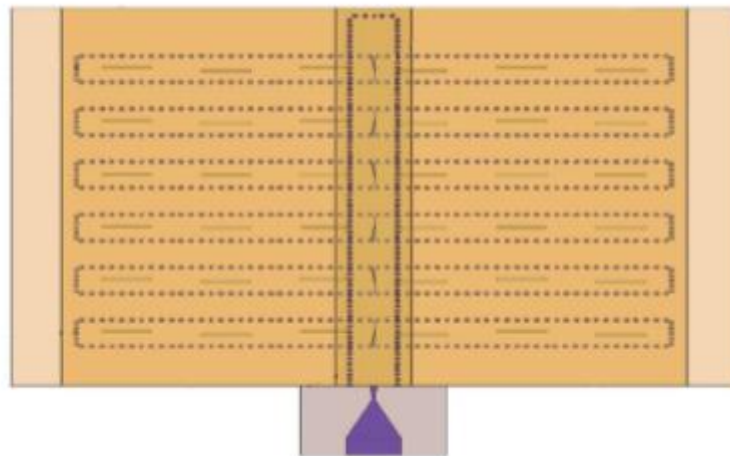


Figure II- 9: Antenne SIW.

II.4 Ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban [50] est l'une des structures de guidage pour circuits microondes parmi les plus connues, utilisée en micro-électronique pour confectionner des circuits planaires (miniaturisation) réalisant des fonctions données.

Elle est constituée d'un plan de masse parfaitement conducteur sur lequel est déposé un substrat diélectrique dont sa surface supérieure est le siège d'un ruban conducteur. Le substrat est caractérisé par sa permittivité ϵ_r et son épaisseur h tandis que le ruban est caractérisé par son épaisseur t et sa largeur W . [51]

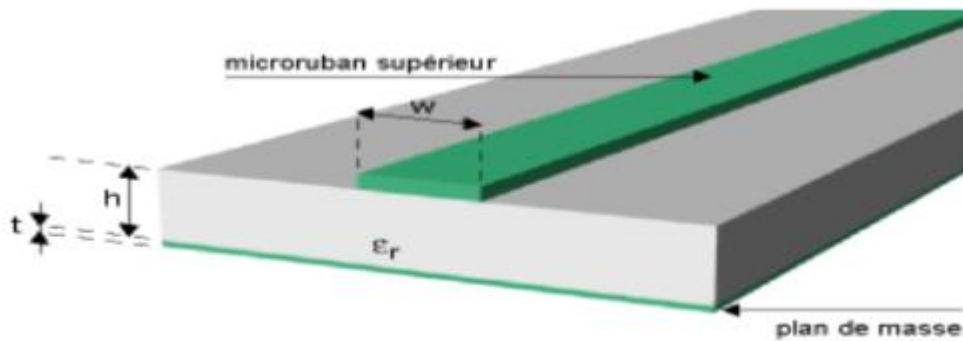


Figure II- 10: Structure de la ligne micro-ruban.

II.5 Transition des lignes microrubans aux guides d'ondes intégrés au substrat

La connexion entre les guides d'ondes rectangulaires et les circuits planaires ne peut pas avoir lieu sans le soutien de structures supplémentaires appelées transitions. Une transition efficace entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro-ruban requière alors une conformité des champs à l'interface entre les deux structures, ainsi qu'une adaptation d'impédance. [51]

Pour tester le SIW fabriqué, Il faut nécessairement avoir une transition vers une ligne de transmission qui est reliée à un analyseur de réseau. La ligne micro ruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes RF.

Le schéma de la transition entre la structure et la ligne de transmission est donnée par les figures suivantes :

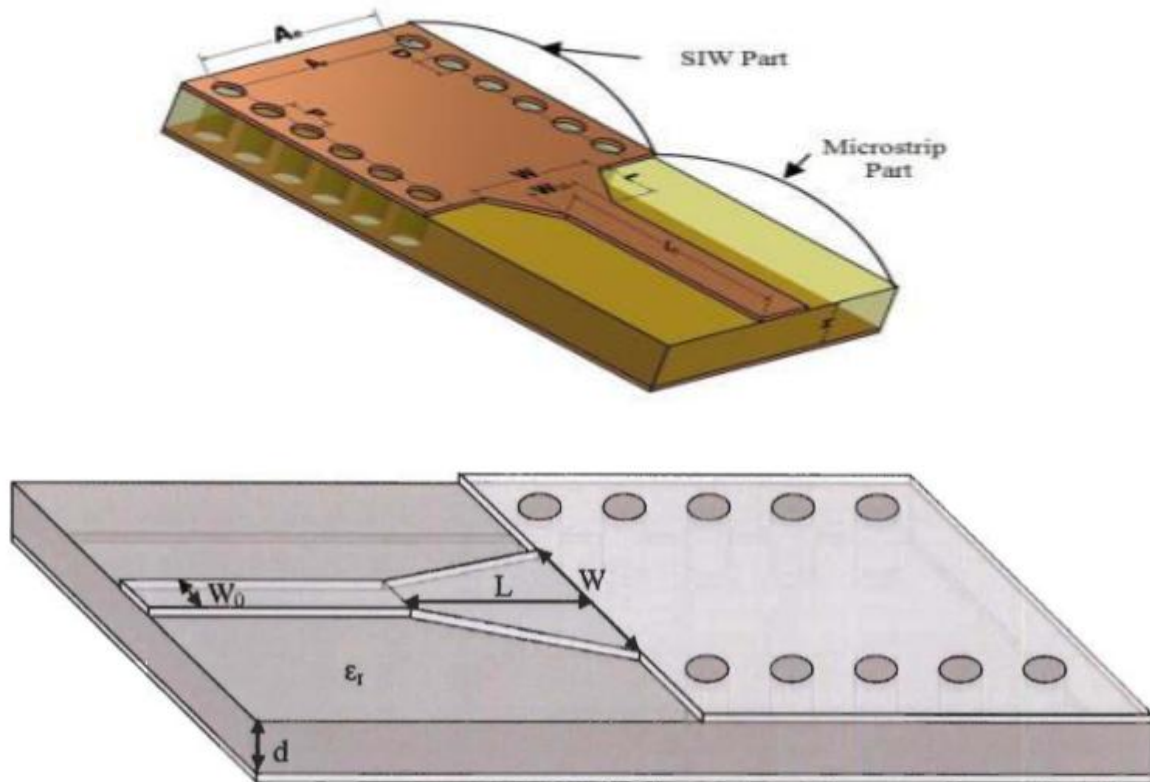


Figure II- 11: Transition d'un guide SIW vers un micro-ruban avec ses paramètres.

La transition (taper) micro-ruban guide d'onde est très efficace et à large bande. Cette transition contient trois importants paramètres, la largeur finale w , la longueur L de la ligne profilée et la largeur initiale w_0 . La largeur initiale de la ligne micro ruban w_0 doit être calculée pour obtenir l'impédance caractéristique désirée. Elle est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω . [18]

D'après [53], on calcule le ratio W_0/d par la formule suivante :

$$\frac{w_0}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} \text{ pour } w/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.69}{\epsilon_r} \right\} \right] \text{ pour } w/d > 2 \end{cases} \quad (II. 8)$$

Où :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (II. 9)$$

Et :

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (II. 10)$$

De ce fait, comme d est connu, il devient facile de calculer la valeur de w_0 .

Il faut calculer maintenant la valeur des deux autres paramètres de la transition. Le w doit être calculé selon [52].

Pour ce qui est du paramètre L , la longueur optimum peut être obtenue en choisissant la largeur médiane entre la ligne micro ruban et la fin de la transition :

$$w_{milieu} = \frac{w+w_0}{2} \quad (II. 11)$$

Puis il suffit de calculer la longueur d'onde pour cette largeur et de fixer la longueur à un quart de longueur d'onde. Il faut trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne micro ruban :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} * \frac{1}{\sqrt{1+12 \frac{d}{w_{milieu}}}} \quad (II. 12)$$

Nous calculons par la suite λ_c avec l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_e}} \quad (II. 13)$$

II.6 Antennes à ondes progressives (Traveling-Wave-Antenna)

TWA

Le développement des antennes à long fil supportant des ondes stationnaires ou des ondes progressives s'est fortement ralenti depuis les années soixante. La seule antenne ayant perduré pour des applications de transmission en bande HF via l'ionosphère (3-30 MHz) est l'antenne rhombique, appelée aussi antenne losange. [1]

L'antenne à long fil supporte des ondes stationnaires (extrémité en circuit ouvert) ou des ondes progressives (extrémité fermée sur une charge adaptée). Nous signalerons les différences essentielles de leurs caractéristiques. De façon générale, cette antenne fait partie de la catégorie d'antennes dont les dimensions sont suffisantes pour permettre un fonctionnement en ondes progressives. On trouve deux catégories :

- Les antennes terminées par une charge adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne pour éviter l'onde retour (antennes en V, losange).
- Les antennes en circuit ouvert à leur extrémité mais qui sont soit longues (hélice longue) soit épaisses (dipôle linéaire épais).

II.6.1 Définition

Dans la télécommunication, une **antenne à onde progressive** est une classe d'antenne qui utilise une onde se propageant sur une structure de guidage en tant que mécanisme de rayonnement principal. Ce sont des antennes non résonantes ou des antennes périodiques.

Leur particularité est que le courant à haute fréquence qui génère les ondes radio se déplace à travers l'antenne dans une direction. Ceci est en contraste avec une *antenne résonante*, tels que le monopole ou dipôle.

Un avantage d'antennes à ondes progressives est qu'ils ont souvent une plus large bande passante que les antennes de résonance, car ils ne sont pas résonants.

Les types courants d'antenne à ondes progressives sont l'antenne Beverage et l'antenne rhombique.

II.6.2 Les différentes catégories d'une TWA

Les antennes à ondes progressives se divisent en deux grandes catégories : Une antenne à **ondes de surface** (dite aussi une antenne à onde lente) et une **antenne à onde fuite** (dite aussi une antenne à onde rapide).

En général, ces deux types d'antennes sont à faible épaisseur et trouvent ainsi de nombreuses applications, notamment dans le spatial et l'aéronautique.

Elles sont plutôt utilisées en hautes fréquences (au-dessus de 500 MHz) mais préférentiellement en hyperfréquences.

Typiquement leur largeur de bande est faible (de l'ordre de 10 %) et leur gain est modéré (de l'ordre de 15 dBi). Notons qu'il est difficile de contrôler le diagramme des antennes à ondes de surface alors que, comme pour les réseaux d'antennes, le type à ondes de fuite permet un contrôle plus aisé.

II.6.2.1 Les antennes à ondes lentes

Est une antenne transportant une onde progressive dont l'énergie est concentrée au-dessus de la structure guidant.

L'onde guidée est une onde lente, c'est -à- dire une onde qui se propage avec une vitesse v_{ph} qu'elle est inférieure à la vitesse de la lumière en espace libre.

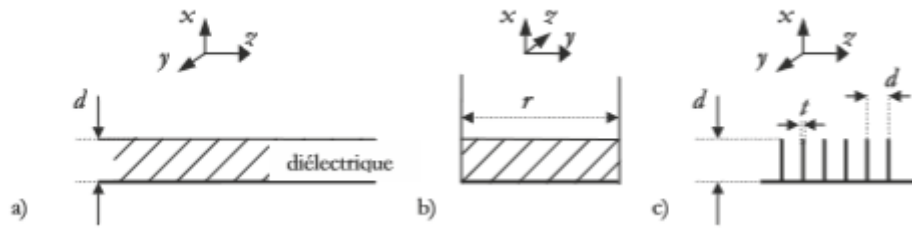


Figure II- 12: Géométries de structures propageant des ondes de surface selon Oz : (a) diélectrique sur métal à plan infini (b) diélectrique sur métal dans guide d'ondes (c) surface métallique corruguée.

II.6.2.2 Les antennes à ondes rapides

Est une antenne transportant aussi une onde progressive mais dont l'énergie contenue dans la structure est soit périodiquement évacuée, soit rayonnée continûment tout au long de l'axe de propagation. Ce type d'onde rayonne d'une manière continue sur toute sa longueur.

Sont souvent désignés comme antenne à onde fuite, dont sa vitesse de phase est supérieure à la vitesse de la lumière.

Les antennes à fuites sont peu coûteuses, faciles à fabriquer et conviennent donc à la fabrication en série. Ils peuvent être divisés en deux genres :

II.6.2.2.1 Périodique

Dont sa structure est composée uniforme qui prend en charge une onde lente (non rayonnante) qui a été modulée périodiquement d'une manière ou d'une autre.

II.6.2.2.2 Uniforme

Dont elle présente une section transversale uniforme (constante) le long de la structure. Généralement sous la forme d'un guide d'onde qui a été partiellement ouvert afin de permettre la radiation.

L'onde guidée sur la structure uniforme est une onde rapide, et rayonne au fur et à mesure qu'elle se propage.[54]

II.6.3 Structures d'antennes

- **Antennes à ondes de surface : diélectrique, hélice**

Une antenne à ondes de surface va rayonner s'il y a présence de discontinuités.

Pour une antenne diélectrique, cela se produira s'il y a une variation de l'épaisseur ou de la constante diélectrique. Pour le mode de propagation particulier dit axial, **l'antenne hélice** peut propager une onde de surface. Dans ce cas, on peut considérer que l'amplitude du courant est constante sur la structure (sauf au niveau de l'alimentation et de l'extrémité de l'antenne) et que seule la phase varie linéairement.

- **Antennes à ondes de fuite : guide d'onde fendu**

Typiquement, la structure de propagation transporte une onde rapide ($v > c$). Un exemple est un guide d'onde dans lequel des fentes ont été faites sur la partie supérieure ou latérale de façon à couper les lignes de courants. Cela engendre à l'endroit de ces fentes un courant de déplacement, synonyme de rayonnement.

II.6.4 L'antenne rhombique ou en losange

Avant d'introduire l'antenne rhombique, il est intéressant de mentionner l'antenne en V pour comprendre le principe retenu. Chaque branche du V sera parcourue par un courant constant qui rayonnera un diagramme élémentaire correspondant à celui d'un fil long.

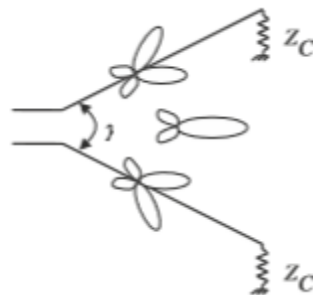


Figure II- 13: Rayonnement de l'antenne en V.

Comme deux lobes consécutifs rayonnent des champs en opposition de phase, si le demi-angle au sommet d vaut deux fois l'angle d'inclinaison α par rapport à l'axe, on aura une annulation partielle des lobes extérieurs. Dans ce cas, le diagramme possédera un lobe principal unique dont le maximum serait dans l'axe de l'antenne. Cela, bien sûr, à condition d'alimenter les deux fils en opposition. Ce cas de figure est réalisé en alimentant la structure avec une ligne symétrique de type bifilaire (d'impédance caractéristique de 600 à 800 Ω).

Un avantage pratique de cette antenne, et qui est justifié son utilisation, est qu'il n'est plus nécessaire de connecter l'impédance caractéristique à la terre.

Nous pouvons considérer l'antenne rhombique comme la mise en série de deux antennes en V.

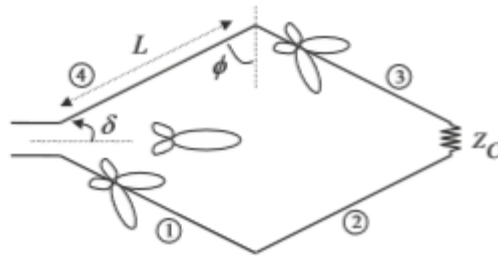


Figure II- 14: Description géométrique de l'antenne rhombique ou losange.

II.6.5 Domaines d'applications [54]

- Application commerciale.
- Applications militaires.
- Pour les communications radiofréquences.
- Les communications micro-ondes.
- Les endroits fermés comme des tunnels.
- Domaine aéronautique.

II.6.6 Avantage et inconvénient [54]

- ❖ Facile à construire.
- ❖ Moins cher que l'antenne V.
- ❖ Très simple, elle supporte une large bande.

Comme un inconvénient, elle fournit des forts lobes mineurs.

II.7 Conception et simulation de guide SIW en bande X

II.7.1 La bande X

La bande X est une plage de fréquence fonctionne sur la fréquence 10ghz est dite SHF (Supra-haute fréquence) très utilisée dans les systèmes radars aéroportés pour la reconnaissance militaire et la cartographie. Elles permettent l'utilisation de petites antennes peu coûteuses ayant une portée intéressante et une bonne précision. Cette bande nécessite une antenne encore plus petite, c'est pourquoi elles sont populaires pour les systèmes qui nécessitent légèreté de l'ensemble radars et une portée limitée, car ces ondes sont fortement atténuées par les précipitations, même légères. En autres, les avions de chasse, d'interception et d'attaque, qui disposent de peu de place, en font grand usage. Le système de téléguidage au

sol de missiles tire également profit des petites antennes qui permettent une très grande mobilité.



Figure II- 15: bande X.

II.7.2 Comparaison entre les différents bands

Le tableau montre la différence entre les bandes.

Les bandes de fréquences	Domaine d'utilisation
Bande K, Ka, Ku	Les premiers radars aéroportés
Bande X	Les systèmes radars aéroportés pour la reconnaissance militaire et la cartographie.
Bande C	Le Convair-580 du CCT, le AirSAR de la NASA et spatioportés (ERS-1 et 2 ainsi que RADARSAT)
Bande S	Le satellite russe ALMAZ
Bande L	Le satellite américain SEASAT et le satellite japonais JERS-1, ainsi que dans le système aéroporté de la NASA.
Bande P	Le système aéroporté expérimental de la NASA.

Tableau II- 1 : Utilisation des bandes de fréquences en télécommunication.

En résumé nous considérerons les valeurs suivantes:



Figure II- 16: Ondes et bandes de fréquences.

Le schéma suivant montre, pour des exemples d'équipements, les sous bandes utilisées.

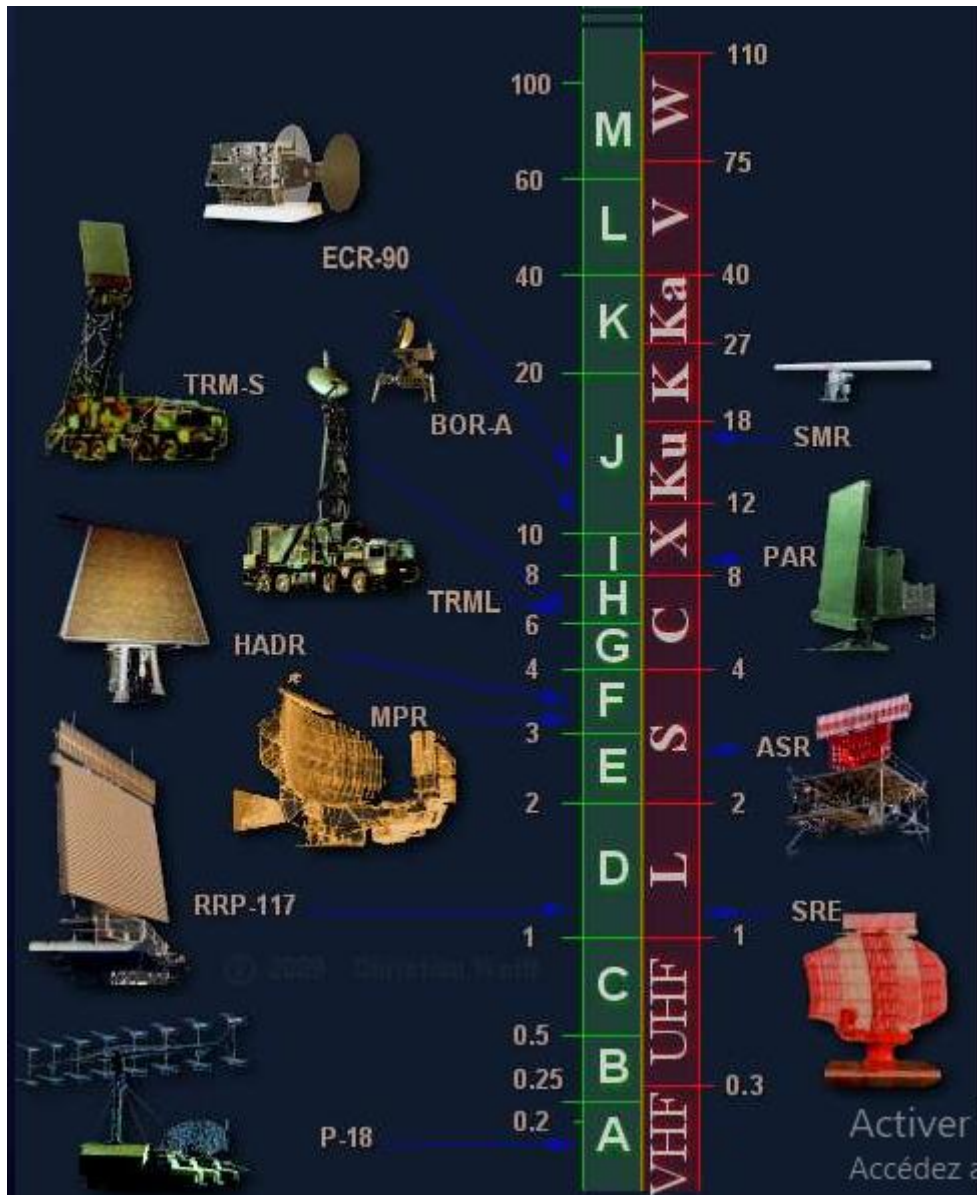


Figure II- 17: exemples d'équipements, les sous bandes utilisées.

II.7.3 Conception d'un guide d'onde SIW opérant en bande X

Dans cette partie, nous allons présenter un guide qui fonctionne dans la largeur de fréquence [8-10GHz]. La fréquence de coupure calculée pour le mode TE_{10} qui est de 10.5 GHz devra être respectée afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande X.

La figure suivante présente la structure du guide SIW propage dans la bande X.

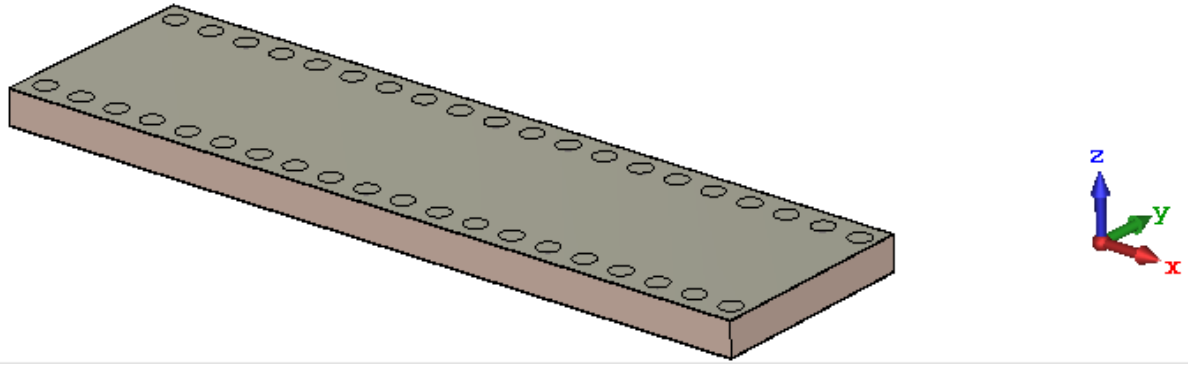


Figure II- 18: Structure du guide SIW opérant dans la bande X sous CST.

Le tableau suivant illustre les paramètres de SIW et Les caractéristiques de diélectrique.

La largeur	X	36 mm
Le diamètre de via	D	1 mm
La distance entre les vias	P	1.8 mm
L'épaisseur de substrat	H	1.54 mm
Permittivité relative	ϵ_R	4.3
La fréquence de coupure	f_c	10.5 GHz
La fréquence minimale	f_{min}	8 GHz
La fréquence maximale	f_{max}	12 GHz
Facteur de dispersion	Tgd	0.018
La largeur réelle	a_s	8 mm

Tableau II- 2: Les spécifications de guide SIW.

II.7.4 Résultat des simulations sans taper

Les résultats de simulation de ce guide SIW à l'aide du logiciel CST donnent les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la figure II-19.

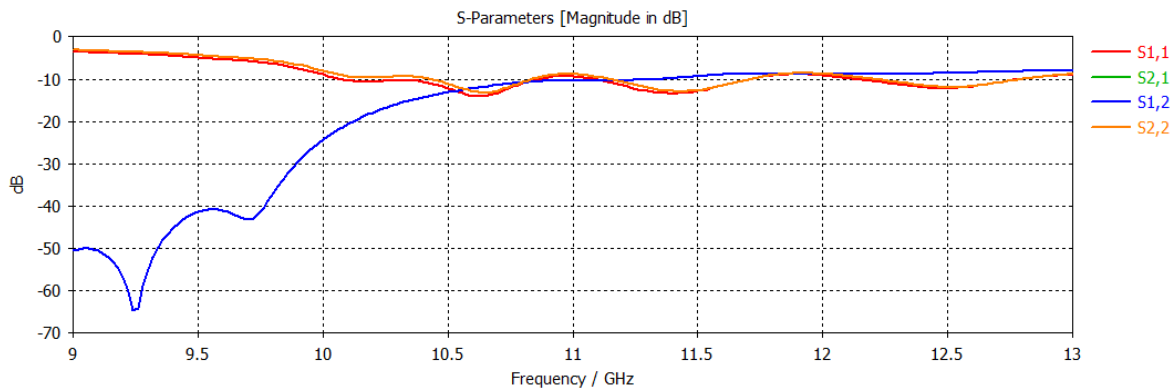


Figure II- 19: Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande x.

D’après les résultats de simulation de la figure II-19 nous observons que la transmission n’est possible qu’au-delà de la fréquence de coupure qui est de l’ordre de 10.5 GHz :

- Dans la plage de fréquence [9- 10.5] GHz, le coefficient de transmission est quasiment nul, il ne dépasse pas -10 dB c'est-à-dire il y’a une mauvaise transmission.
- Dans la bande [10.5-13] GHz le coefficient de transmission est de l’ordre de -8dB, on remarque qu’il y a une stabilité du coefficient de transmission cela signifie que le guide nécessite une adaptation.

II.7.5 Problématique

La mauvaise transmission dans la plage [9 – 10.5GHz] est obtenue lorsque l’impédance de la ligne de transmission n’est pas la même que celle de la charge (l’antenne par exemple), le transfert d’énergie est alors n’est pas optimal.

Le défaut majeur dans la technologie SIW est l'impossibilité de transférer l'énergie ce qui explique une désadaptation.

Et pour résoudre ce problème on fait appel d’abord à la condition d’ataptation et les paramètres S.

II.7.5.1 Condition d’adaptation

On dit qu’un transfert d’énergie est optimal lorsque l’impédance de la ligne de transmission est la même que celle de l’antenne. Ceci permet d’annuler le coefficient de réflexion s_{11} en entrée de l’antenne ou $s_{11} = 0 \rightarrow z_{in} = z_c$

Le coefficient de réflexion s_{11} est le rapport entre l’onde réfléchie en entrée de l’antenne et l’onde incidente :

$$s_{11} = \frac{z_{in} - z_c}{z_{in} + z_c} \quad (II. 14)$$

Où :

z_{in} : L'impédance d'entrée.

z_c : L'impédance caractéristique.

II.7.5.2 Les paramètres S

Pour les domaines des hyperfréquences, les notions de tension et de courant deviennent difficiles à exploiter et dépendant de la position dans le réseau.

Pour un dipôle ou un quadripôle, il faut utiliser formalisme dérivant de l'étude des ondes électromagnétiques :

- Les paramètres « Scattring » ou paramètre S sont des coefficients de diffraction ou de répartition utilisés régulièrement dans le domaine des hyperfréquences.

Ces paramètres dépendent de la fréquence de mesure et peuvent être mesurés grâce à des analyseurs de réseaux. Ils sont définis en termes de charges adaptées ou non adaptées et généralement représentés sous forme matricielle.

- La matrice [S]

La matrice [S], matrice de répartition ou « scattering matrix », est l'outil de base pour l'étude des quadripôles ou des multipôles linéaires en hyperfréquence. Les paramètres S sont les éléments de la matrice S permettant de caractériser le quadripôle. A chaque accès x du quadripôle entre une onde ax et sort une onde bx , comme représenté sur la figure suivante :

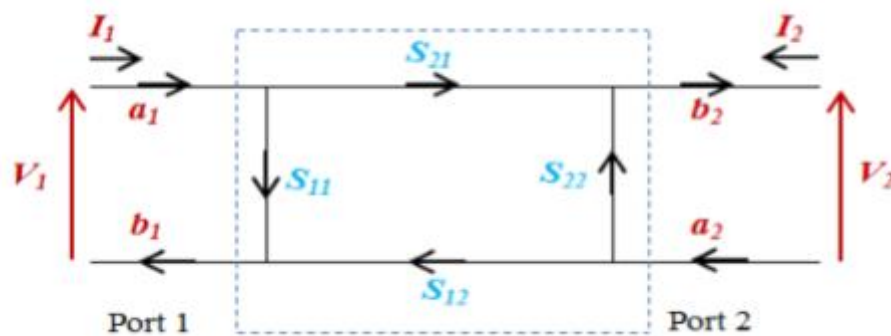


Figure II- 20: Graphe de fluence d'un quadripôle.

$$[b] = [s] [a] \quad \rightarrow \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

D'où :

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (II. 15)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (II. 16)$$

II.7.6 Adaptation et transition

Pour assurer une transmission totale et améliorer les résultats obtenus, il est nécessaire de transiter le signal.

Le signal transitant par un guide d'onde dans les systèmes hyperfréquences, demandent généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire et le guide d'onde. Pour réaliser ces transitions, il existe plusieurs techniques, l'une de ces techniques est celle de la transition micro-ruban qui est fondée sur l'insertion d'un taper qui est très efficace et à large bande. [54]

La figure suivante illustre la transition d'un guide SIW vers un micro-ruban avec un taper.

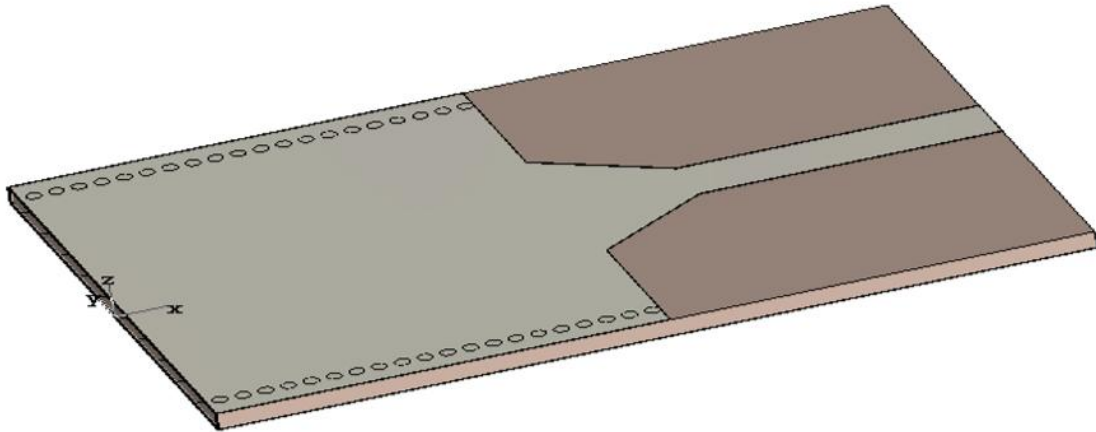


Figure II- 21: La transition d'un guide SIW vers un micro-ruban avec un taper.

Ce taper a été proposé comme solution à la transformation sans pertes pour améliorer l'adaptation, il doit permettre de transformer le mode quasi-TEM de la ligne micro ruban en mode TE_{10} dans le guide d'ondes et par conséquent ramène l'impédance caractéristique de la ligne à celle du guide SIW pour assurer une parfaite adaptation.

Donc il est indispensable de connaître les impédances d'entrée et de sortie (Z_p, Z_{TE}) [55]. De ce fait nous avons fixé l'impédance d'entrée 50 ohm et calculer l'impédance de sortie Z_p comme suit :

$$Z_p = Z_{TE} \left[\frac{\pi^2 * h}{8 * a_s} \right] \quad (II. 17)$$

Pour calculer l'impédance de guidage, il est également nécessaire de calculer l'impédance d'onde de mode TE, qui est donnée par :

$$z_{TE} = 120\pi \left(\frac{\gamma_g}{\gamma} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_r}} \quad (\text{II. 18})$$

$$\text{Avec : } \gamma_g = \frac{\gamma}{\sqrt{1 - \left(\frac{\gamma}{\gamma_c} \right)^2}} \quad (\text{II. 19})$$

Ces paramètres sont utilisés pour construire un taper d'une longueur de $L_{out} + L_{in}$ et d'une largeur de $W_{out} + W_{in}$ pour chaque guide à l'aide de l'outil de conception ADS, qui sera intégrée au guide d'onde SIW sur notre logiciel CST dans le but d'avoir une adaptation. Comme la montre la figure II.22 [56].

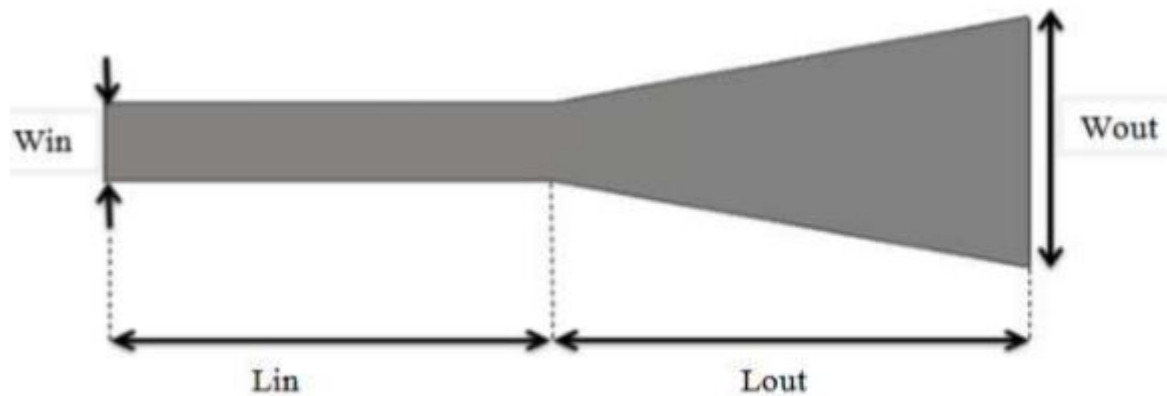


Figure II- 22: Structure générale du taper des guides SIW avec ces paramètres.

Les paramètres du taper doivent être optimisés dans la bande de fréquence désirée, une fois W_{in} est fixée en utilisant l'outil de conception ADS il est possible d'estimer les valeurs initiales W_{out} , L_{in} , L_{out} .

Ses dimensions sont représentées sur le tableau pour la bande X :

	Bande X
L'impédance d'entrée (Ω)	50
Les dimensions (mm)	$L_{in} = 5$ $L_{out} = 7$ $W_{in} = 1.5$ $W_{out} = 7$

Tableau II- 3: Paramètres caractéristiques du taper d'un guide d'onde SIW.

II.7.7 Conception de guide SIW avec taper en bande X

Nous illustrons sur la figure, notre guide d'onde SIW avec taper propageant en bande X avec une fréquence de coupure de 10.5GHz.

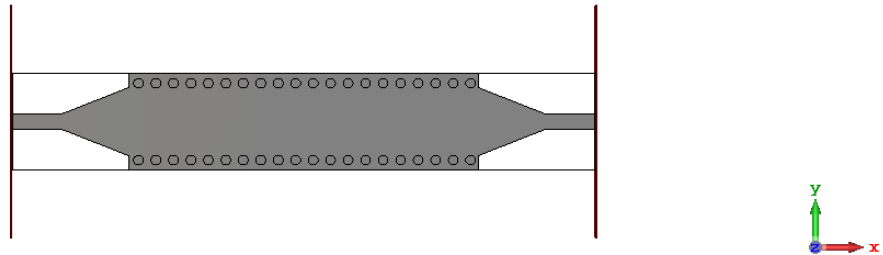


Figure II- 23: Structure du guide SIW opérant dans la bande X après adaptation.

II.7.7 Résultat de simulation avec taper

Après simulation nous avons obtenus les résultats illustrés dans la figure II.24, qui représente les coefficients de transmission et de réflexion du guide d'onde SIW propageant en bande X.

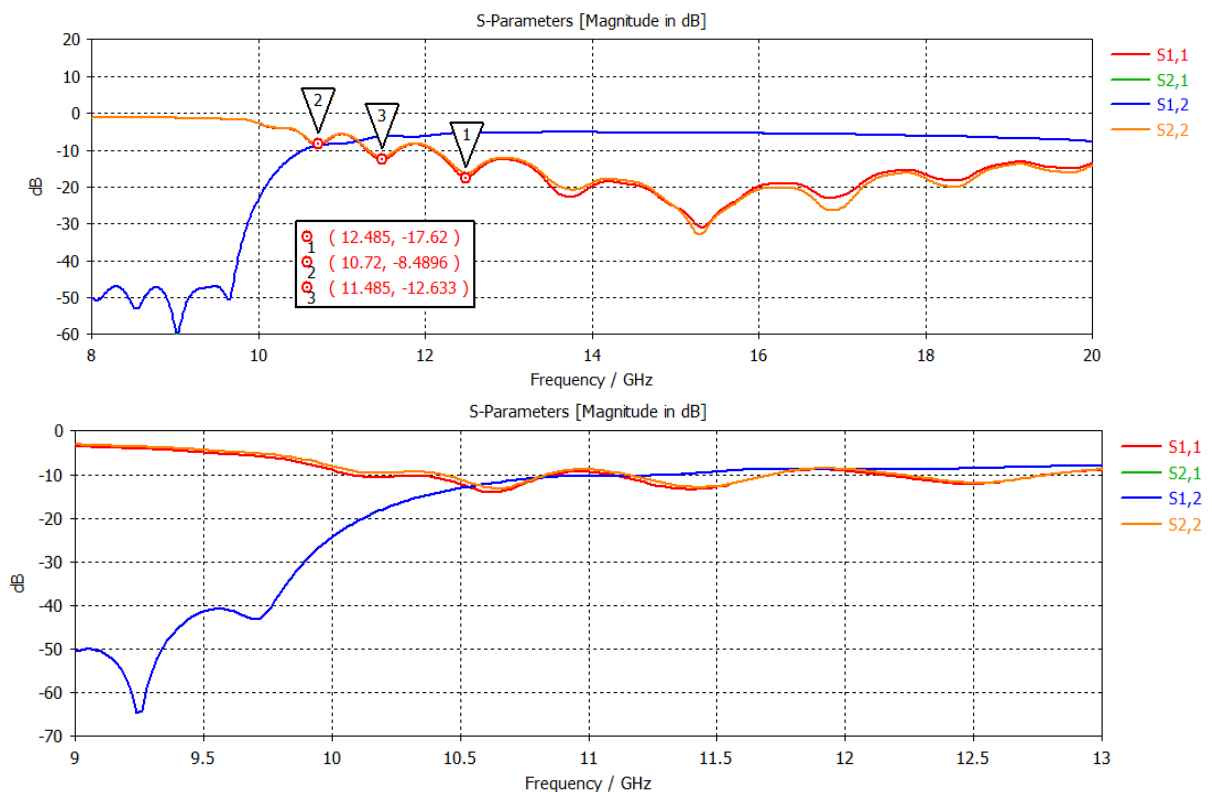


Figure II- 24: Coefficients de transmission et de réflexion après adaptation du guide SIW dans la bande

x.

Nous remarquons dans la Figure II-24, que dans la bande [8-10.5] GHz, nous avons une transmission presque nulle et une réflexion totale. Au-delà de la fréquence de 10.5 GHz, nous observons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -5 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'au -17.62 dB autour de 12.485 GHz.

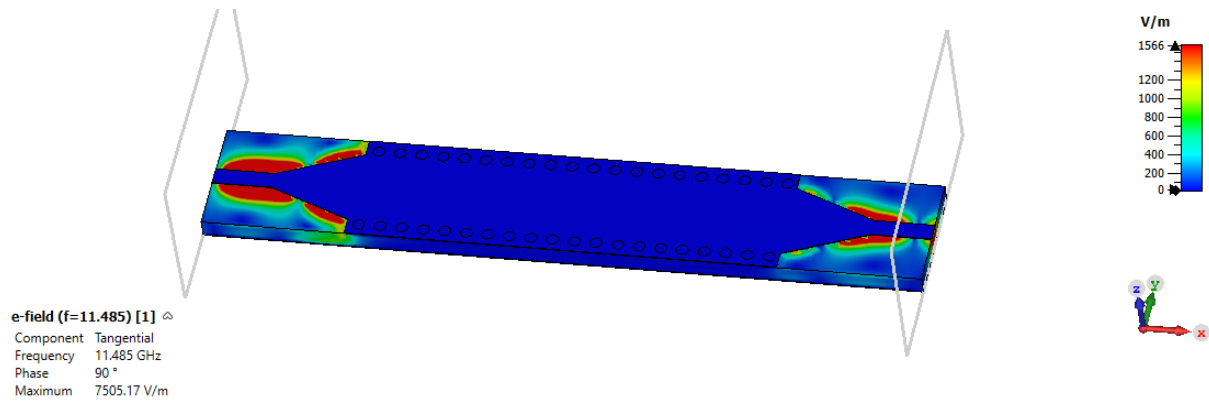


Figure II- 25: Distribution du champ électrique dans le guide SIW.

Nous remarquons le phénomène de propagation du champ électrique. Le dispositif assure bien le guidage, le champ est bien localisé et délimité par deux rangées des via-métalliques.

II.8 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, un état de l'art sur les guides d'ondes est présenté avec quelques généralités.

Dans la deuxième partie nous nous sommes intéressés par présentées la structure SIW. Cette technologie progresse tous les jours, ce qui donne lieu à des réalisations intéressantes de composants hyperfréquences passifs et actifs.

De plus, la flexibilité de la conception des circuits SIW en font des technologies prometteuses avec de faibles pertes et de faibles coûts pour les applications en micro-ondes. Nous donnons aussi quelque exemple de circuit SIW et cité les différents types d'antennes tels que l'antenne cornet, l'antenne à cavité résonnante, l'antenne leaky-wave, les antennes à fentes classiques.

Dans un autre instant nous avons mettre en valeur l'antenne à onde progressives TWA, et là nous avons présenté les catégories de cette antenne avec ces structures.

A la fin, nous avons clôturé ce chapitre par présenter la démarche à suivre pour la conception d'un guide d'ondes en technologie SIW dans la bande X. Et là on a donné une solution pour assurer une bonne transmission avec une réflexion nulle.

Par cette solution nous avons obtenue à la fin un guide SIW optimisées.

Chapitre III :
Conception et
simulation d'un
réseau d'antenne
TWA SIW

III.1 Introduction

Dans les chapitres précédents on a vu que les ondes mécaniques progressives ont la propriété de pouvoir se propager dans toutes les directions qui lui sont offertes et à partir de leur source.

Dans ce chapitre, nous commençons par une présentation à propos d'un diviseur de puissance, nous allons le concevoir à base de la technologie SIW opérants dans la bande X dont en observant, et en discutant les résultats obtenus à travers une simulation à travers CST.

La fin de ce chapitre sera dédiée à la conception d'un réseau d'antenne à deux éléments dans un premier instant et à quatre éléments dans un seconde instant.

III.2 Diviseur de puissance

Cette étape consiste à utiliser un diviseur de puissance à base de SIW, afin de réaliser un réseau d'antenne à deux éléments et à quatre éléments.

III.2.1 Définition

Les diviseurs /combineur de puissance sont des dispositifs possédant au minimum trois accès. Lorsqu'ils sont utilisés en combineurs, il y aura deux ou plusieurs accès d'entrée et un accès de sortie. Par contre, leur utilisation en diviseur, on constate un accès d'entrée et deux ou plusieurs accès de sortie. Les accès de sortie peuvent être isolé ou nom [57].

Ces diviseurs /combineurs de puissance s'appliquer soit dans les réseaux d'antennes de satellite, où dans les amplificateurs de puissance pour la division et la combinaison des signaux. Le bon choix d'un diviseur de puissance est très important pour obtenir les performances voulues, donc nous avons choisi la structure qui répond à nos besoins.

Le grand rôle de ces dispositifs microondes sont utilisés spécialement pour établir une répartition de puissance d'un signal d'entrée à un nombre défini des signaux de sortie. [58]

III.2.2 Avantages et inconvénients

- **Les avantages**
 - Les bonnes isolations entre les Pons de sortie.
 - Une efficacité élevée.
 - Des pertes modérées.

- **Les inconvénients**

- Les grandes pertes.
- Une puissance supportée faible.
- La grande taille du circuit.

III.3 *Diviseur de puissance 1x2*

III.3.1 *Structure de diviseur de puissance 1x2*

Sur la figure suivante, on présente la structure d'un diviseur 1x2 à base de la technologie SIW avec ses dimensions.

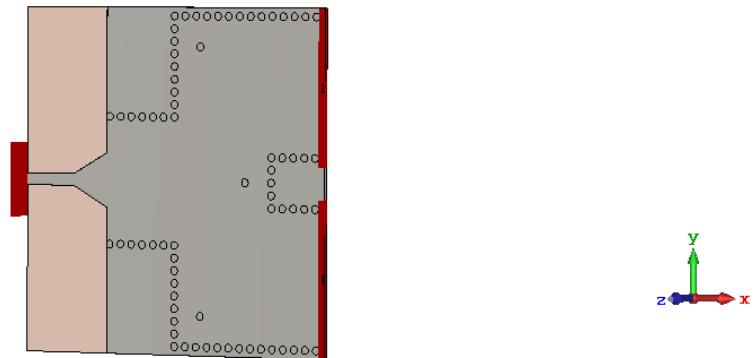


Figure III- 1: Structure d'un diviseur de puissance 1x2, vue perspective.

Il est structuré sous une forme uniforme dont ses dimensions sont les suivantes : Le diamètre de via(d), la distance entre via WSIW, la largeur de diviseur est (x).

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

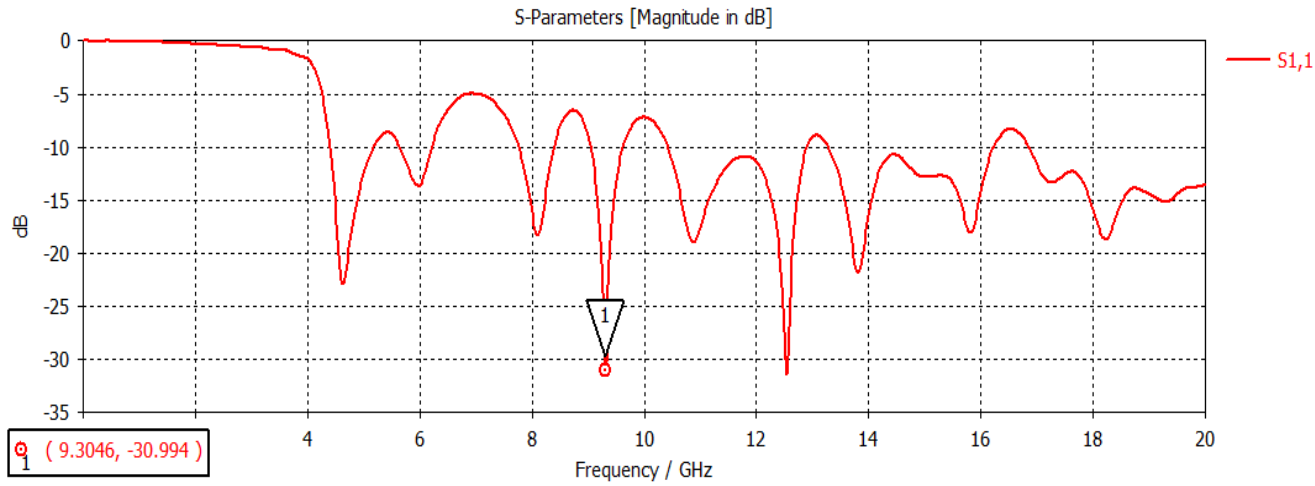


Figure III- 2: Paramètres S de diviseur de puissance 1x2.

Ce qu'on peut le remarquer d'après cette figure dont le coefficient de réflexion est d'environ -30.994 dB pour une fréquence équivalente à 9.3046 GHz, nous constatons une très bonne transmission ça confirme une bonne adaptation dans l'intervalle [8-13] GHz.

Distribution du champ électrique

Nous représentons en dessous la distribution du champ électrique du diviseur 1x2 :

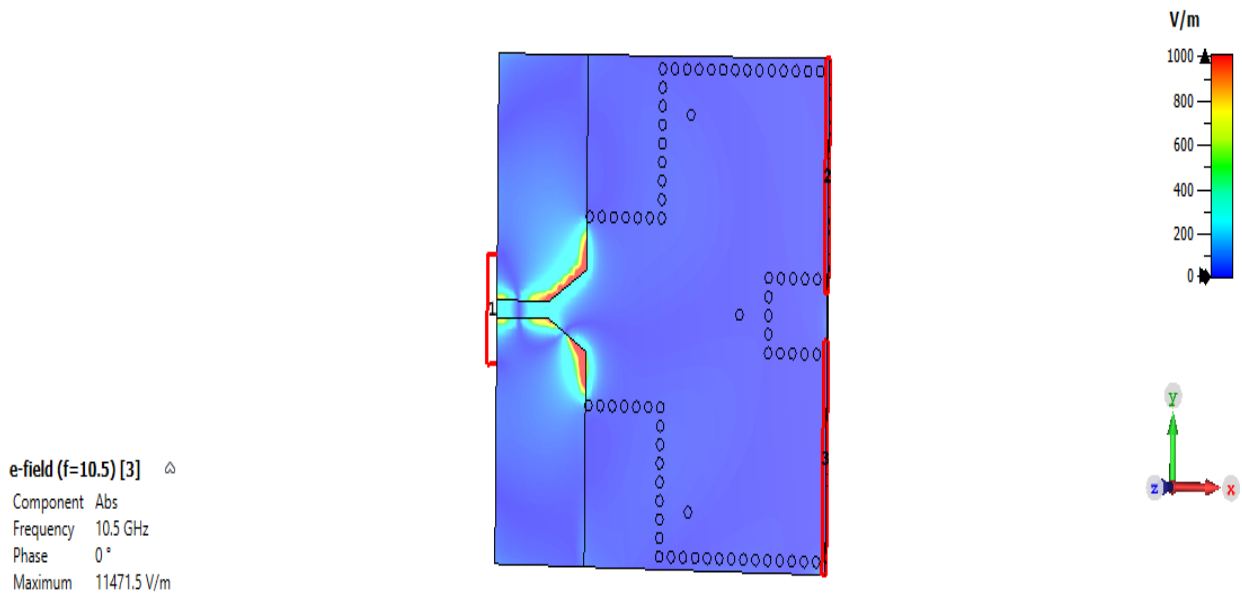


Figure III- 3: La distribution du champ électrique dans un diviseur de puissance 1x2.

On observe que le champ est reparti en quelques parties de structures, et concentré sur les coudes de guide d'onde.

III.4 Réseau d'antenne TWA 1x2 en SIW

Il consiste à combiner plusieurs éléments rayonnants de plusieurs afin d'accroître le rayonnement de l'antenne dans une ou plusieurs rayonnements.

III.4.1 Conception d'un réseau d'antenne TWA en bande X sous CST

Nous allons effectuer un système composé de deux antennes TWA identiques et symétriques.

La conception de ce réseau d'antenne TWASIW est alimenté par un diviseur de puissance 1x2.

La structure de ce réseau est schématisée dans la figure ci –dessous :

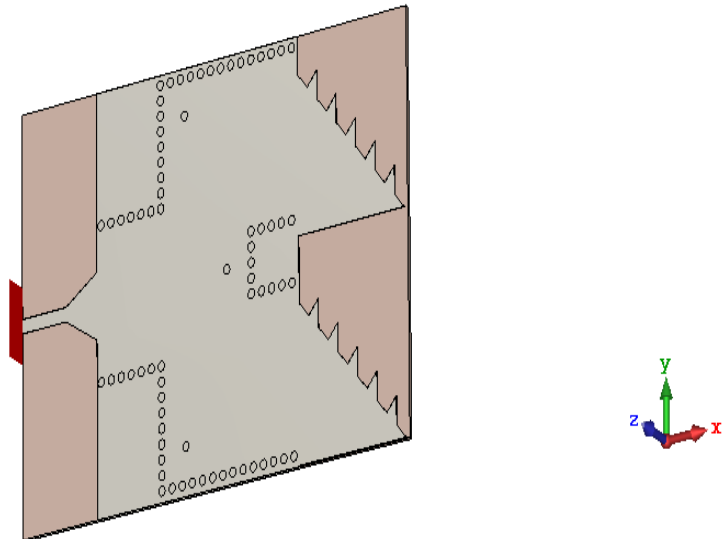


Figure III- 4: Structure d'un réseau d'antenne TWA SIW.

La simulation de cette structure en bande X est illustrée dans la figure suivante qui schématise le coefficient de réflexion :

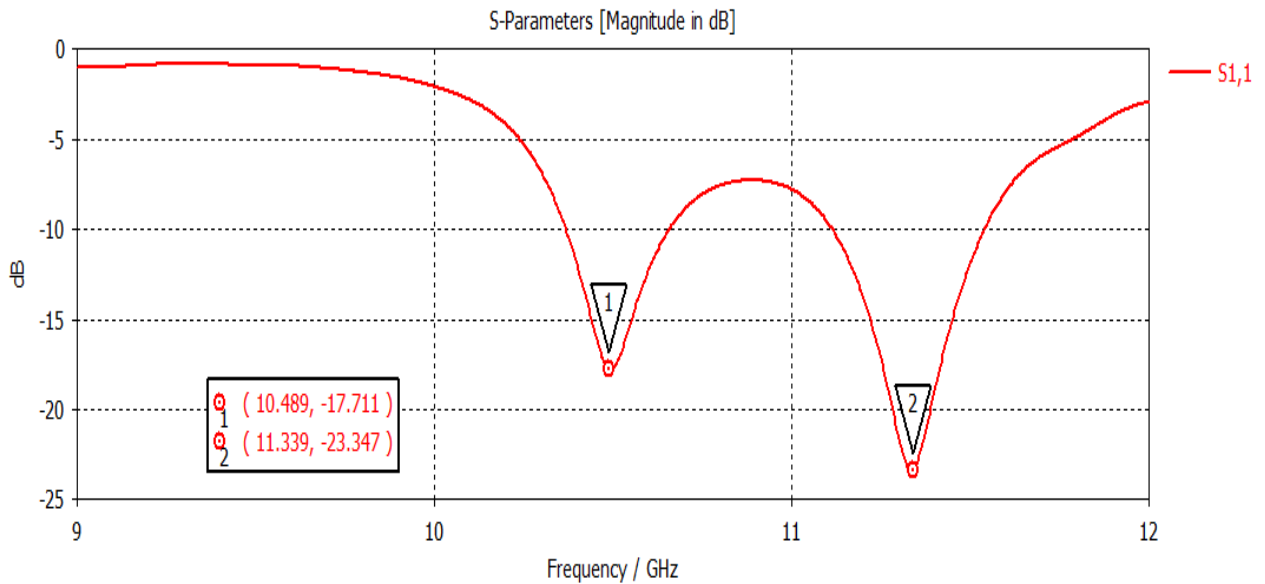


Figure III- 5: Paramètres S de réseau TWASIW.

Nous avons remarqué que ce réseau représente le résultat de coefficient de réflexion $S_{11} = -22.347$ dB et une fréquence de résonance de 11.339 GHz, prouvant une bonne adaptation.

III.4.2 Distribution du champ électrique

La distribution du champ électrique pour un diviseur de puissance de forme 1x2 est représentée sous la figure suivante :

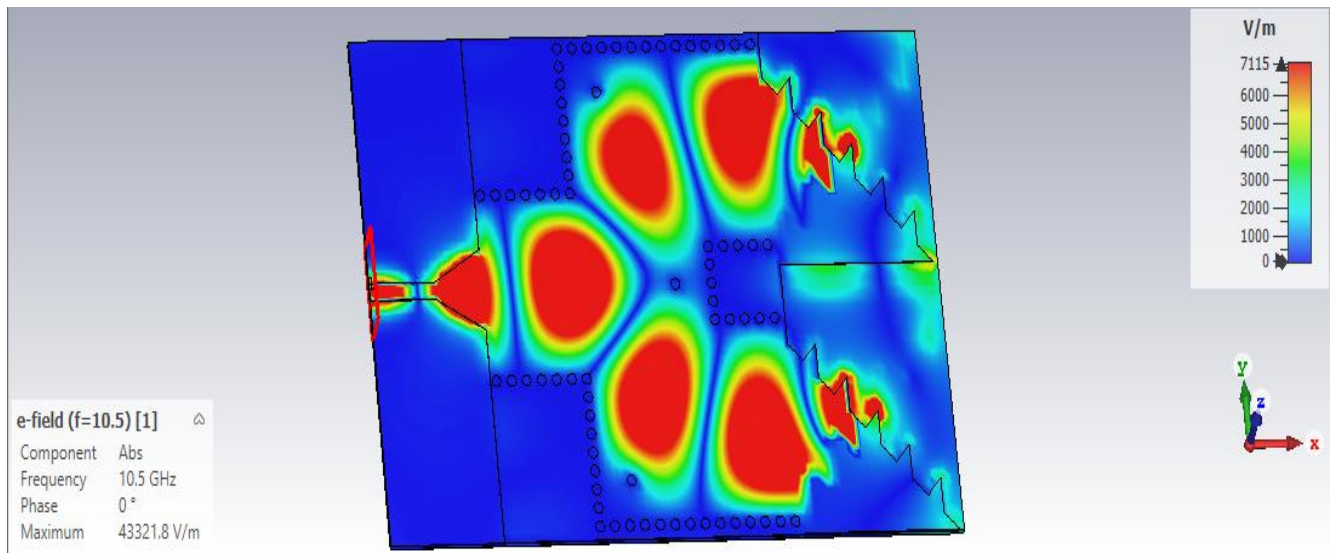


Figure III- 6: Distribution du champ E de réseau TWASIW.

Ce qu'on peut le remarquer d'après l'analyse de cette figure c'est que la répartition du champ électrique est bien confinée dans les diviseurs.

III.4.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de ce réseau qui est illustré dans la figure suivante dont la fréquence est de 10.5 GHz :

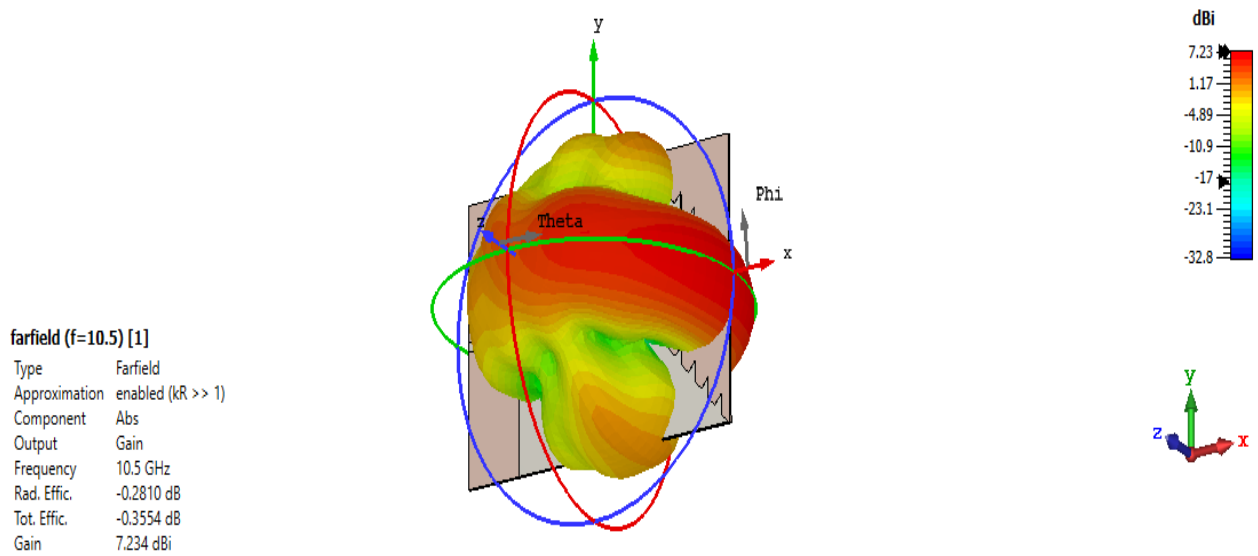


Figure III- 7: Diagramme de rayonnement de réseau TWA SIW.

Et ainsi le gain de cette structure est représenté ci-dessous :

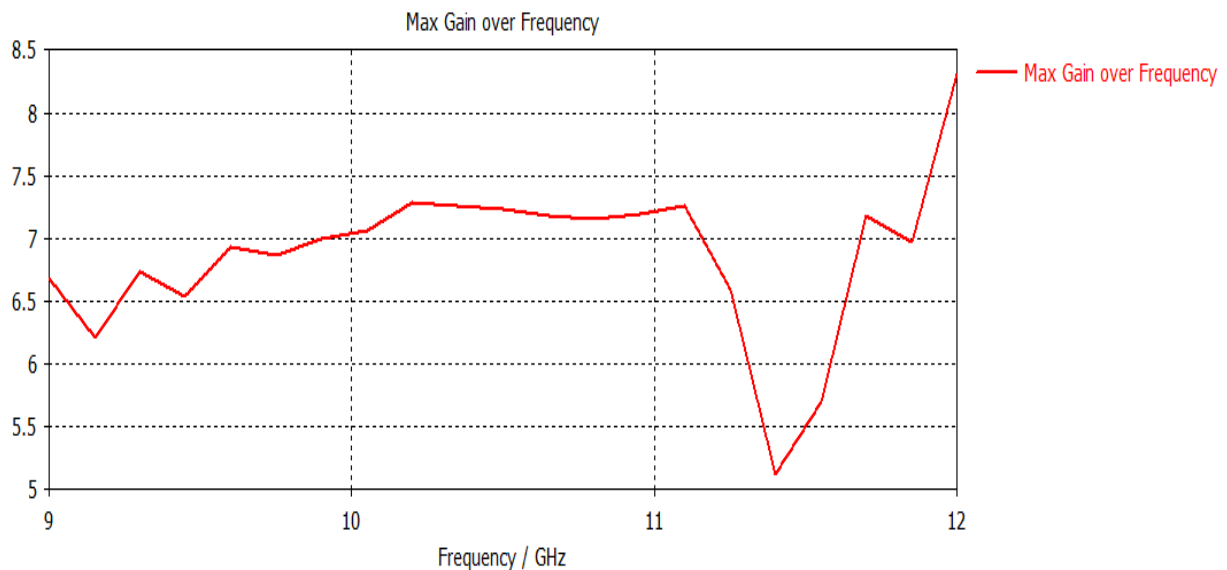


Figure III- 8: résultat du Gain.

D'après l'analyse de ces résultats, le gain est maximal à 8.25 dB, pour une fréquence de 12 GHz.

Et donc on peut bien remarquer que la directivité est proportionnelle au gain avec une valeur de 7.23 dBi.

III.5 Diviseur de puissance 1x4

III.5.1 Structure d'un diviseur de puissance 1x4 sans adaptation

La figure ci-dessous présente la géométrie d'un diviseur 1x4 à la base de la technologie SIW :

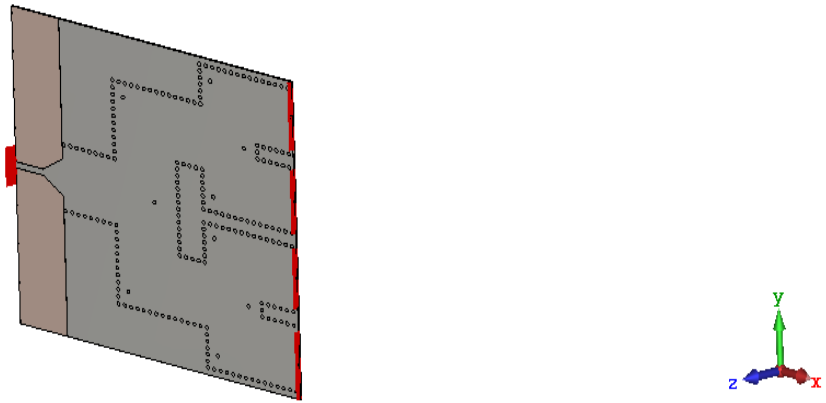


Figure III- 9: géométrie d'un diviseur de puissance 1x4.

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

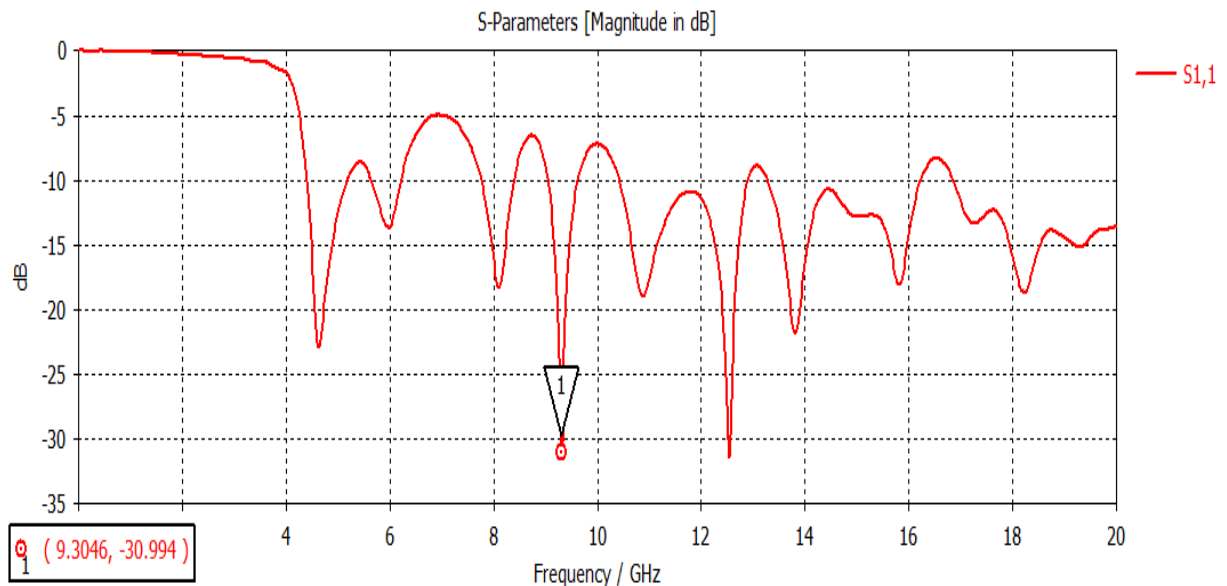


Figure III- 10: Paramètres S d'un diviseur de puissance 1x4.

Selon le graphe nous remarquons bien que le diviseur est bien adapté de valeur de -38.586dB aux fréquences de 9.33 GHz.

III.5.2 Distribution du champ

Nous représentons en dessous la distribution du champ électrique du diviseur 1x4 :

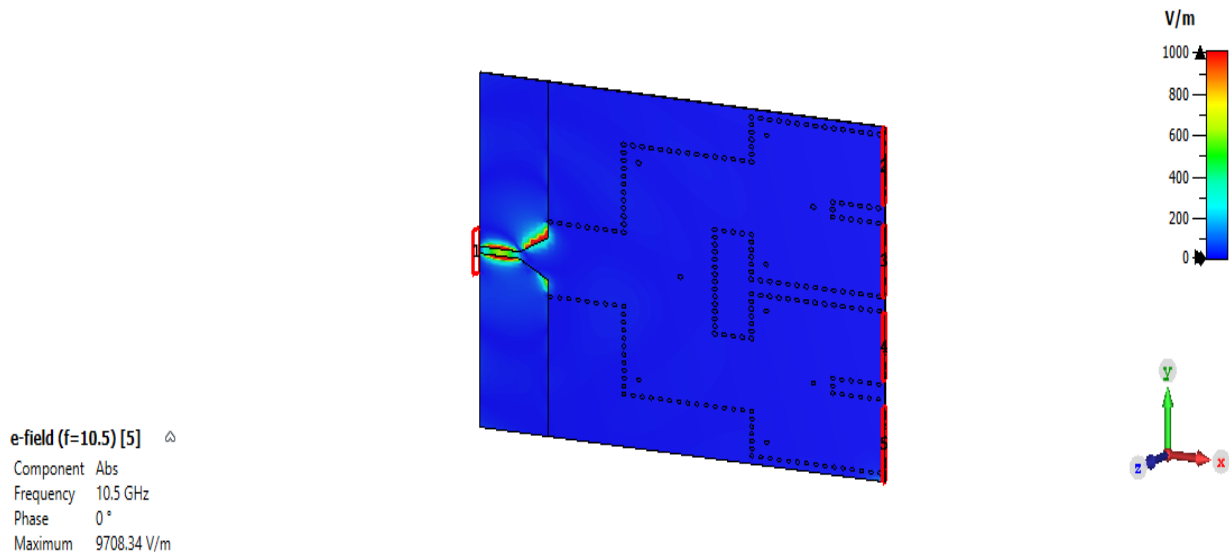


Figure III- 11: La distribution du champ électrique dans un diviseur de puissance 1x4.

On observe que le champ est bien concentré autour de guide onde prouvant la consommation de courant sur notre diviseur.

III.6 Réseau d'antennes 1x4 en SIW

Cette partie concerne l'utilisation d'une structure rayonnante composée de 4 antennes TWA dispatcher sur un diviseur 1x4 basé sur la technologie SIW.

III.6.1 Structure d'un diviseur de puissance 1x4 après l'adaptation

Dans cette partie, nous allons optimiser le diviseur déjà présenté dans la figure III. 6, afin d'assurer l'adaptation. Nous présentons la structure du diviseur optimisé dans la figure suivante :

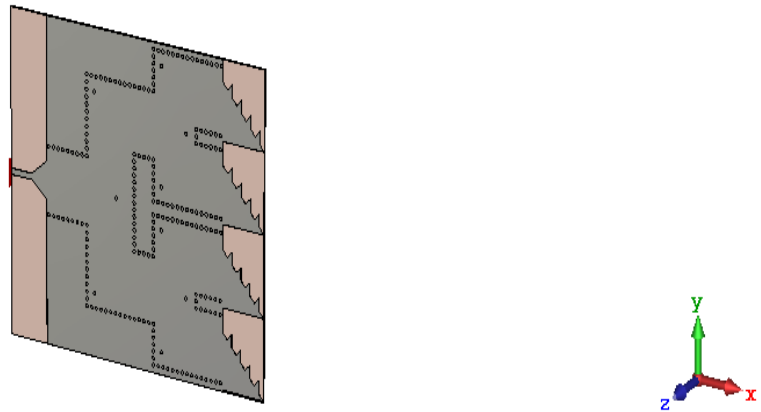


Figure III- 12: Géométrie de réseau d'antenne TWA à base de SIW.

La simulation de cette structure est illustrée dans la figure suivante qui schématise le paramètre S :

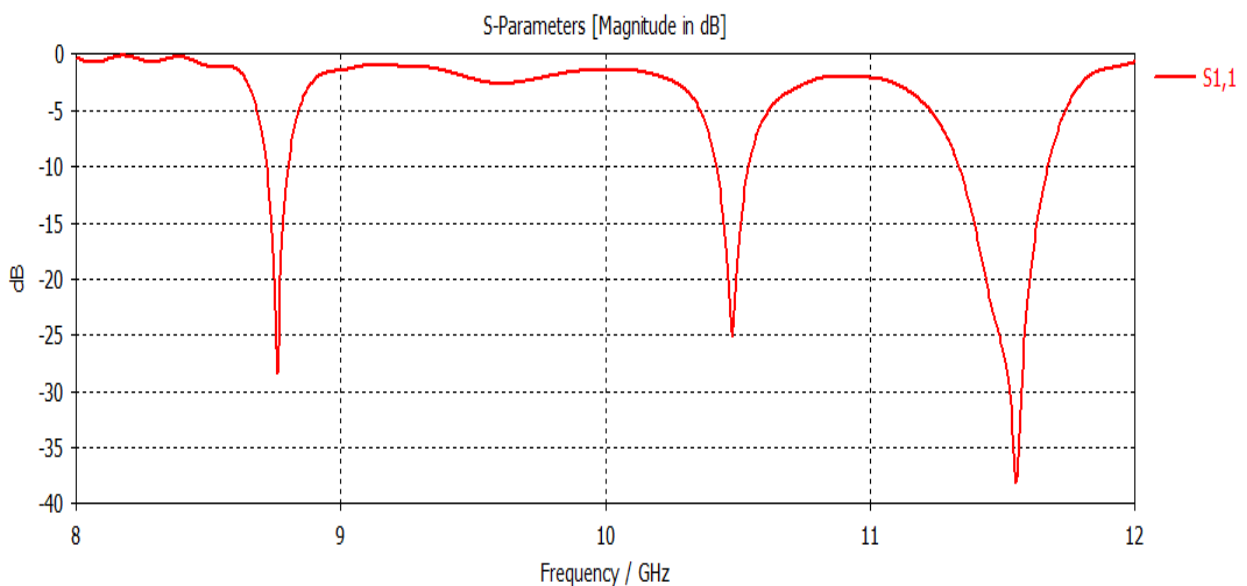


Figure III- 13: Paramètres S de réseau d'antennes TWA (1x4).

D'après la figure nous remarquons que le coefficient de réflexion est peut atteindre une valeur de -39 dB pour une fréquence de 11.6 GHz, cela signifie que le diviseur est bien adapté.

III.6.2 Distribution du champ

La distribution du champ électrique est représentée sur la figure suivante :

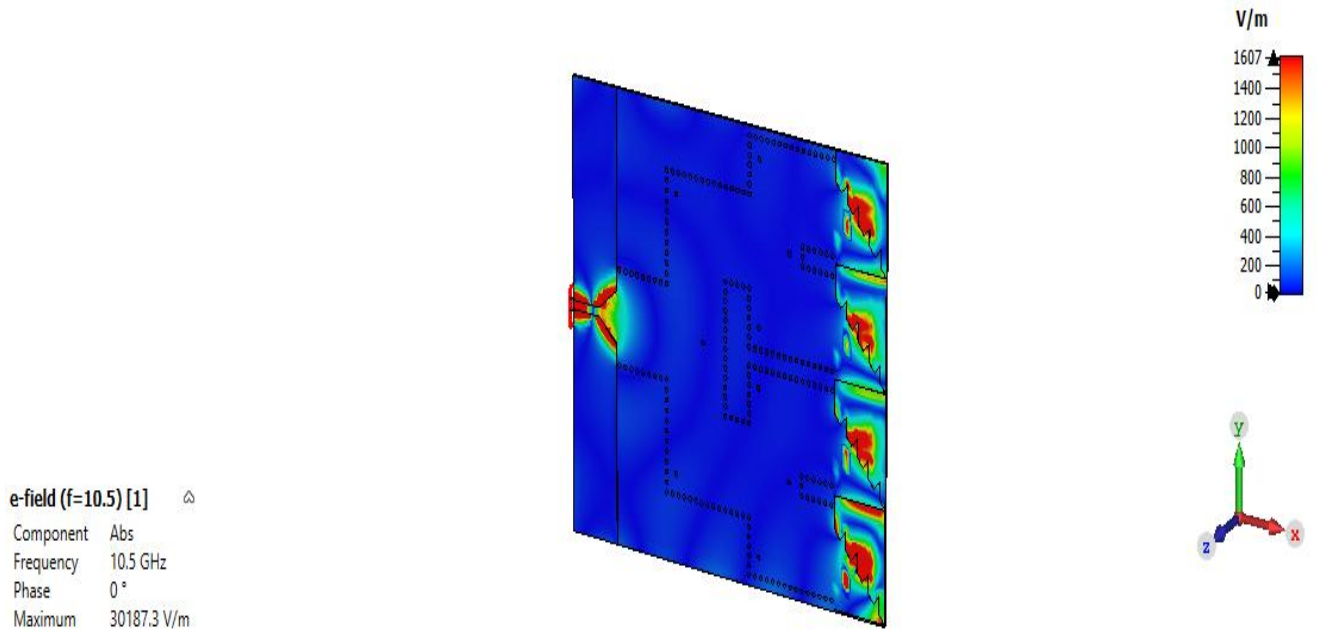


Figure III- 14: Distribution du champ de réseau d'antennes TWA (1x4).

D'après le résultat de courant de surface nous observons que le champ est bien reparti sur les guides et les ondulations confirment l'utilisation de courant sur l'antenne.

III.6.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est représenté sous la forme suivante :

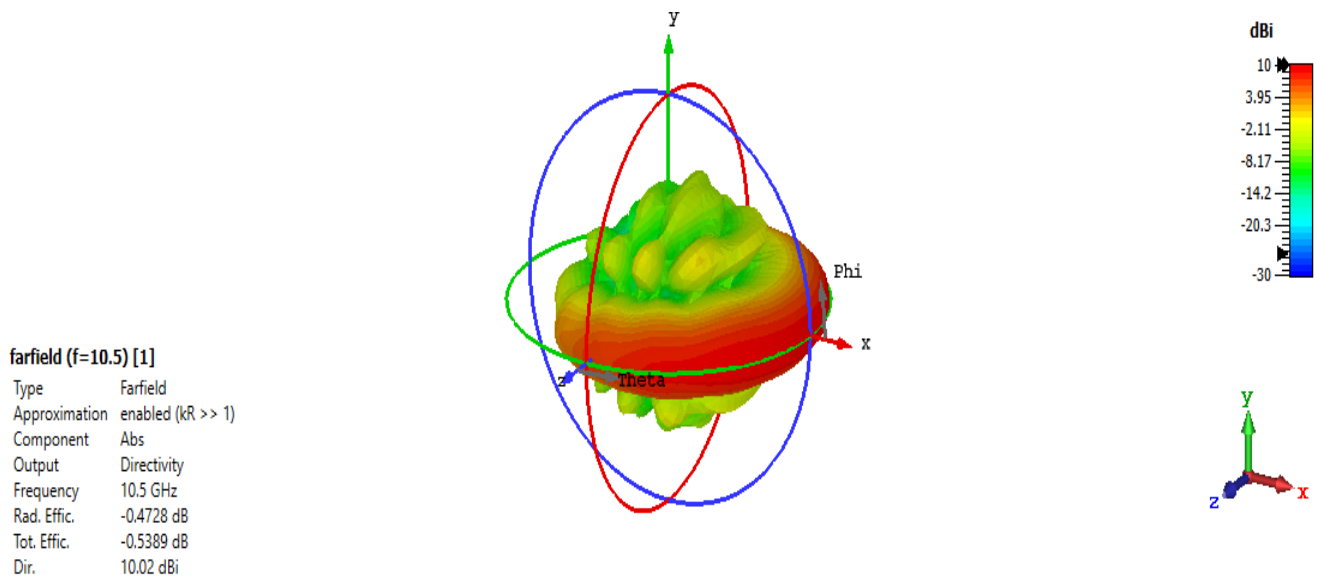


Figure III- 15: Diagramme de rayonnement de réseau TWASIW.

Nous remarquons que le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel concentre vers le plan X.

Et ainsi le gain de cette structure est représenté ci-dessous :

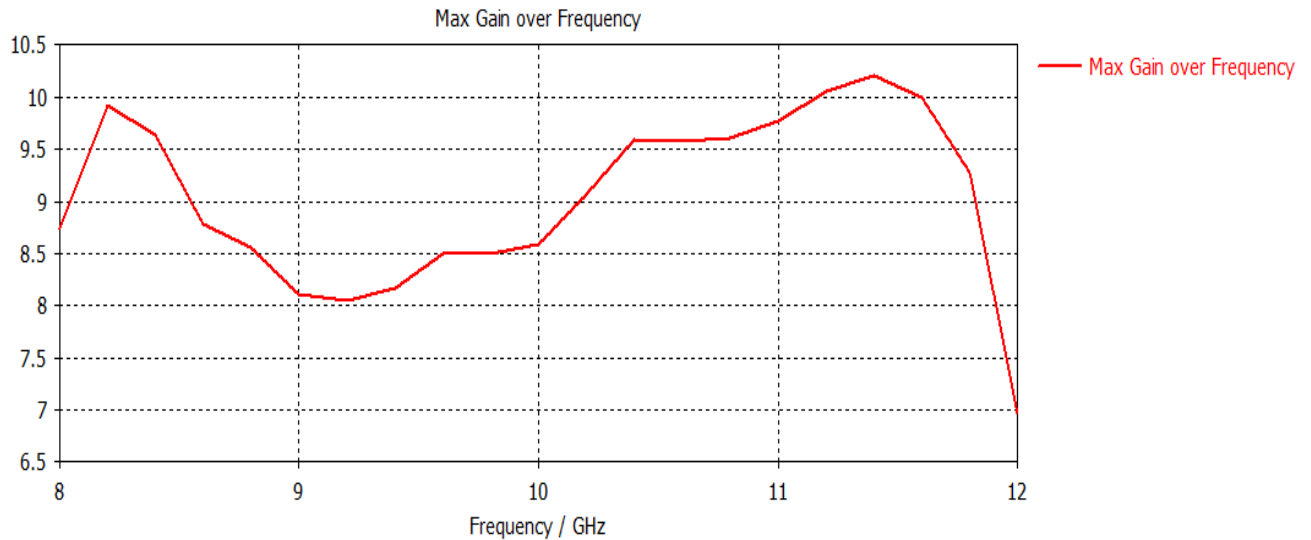


Figure III- 16: résultat du Gain.

D'après l'analyse de ces résultats, le gain est maximal à 10.15 dB, pour une fréquence de 11.5 GHz.

Et donc on peut bien remarquer que la directivité est proportionnelle au gain avec une valeur de 10 dBi.

III.7 Etude comparative

L'objectif de ce mémoire est de prouver que plus on augmente le nombre d'antenne plus on obtenu un gain élevé.

Et pour confirmer cette théorie on a proposé cette étude comparative entre un réseau d'antennes à deux éléments (1x2) et un réseau d'antennes à quatre éléments (1x4).

Nous allons composer cette comparaison en deux parties ; une comparaison entre les diagrammes de rayonnements et une autre entre le gain.

III.7.1 Comparaison entre les diagrammes de rayonnements

Les figures suivantes nous permettent de comparer entre les deux diagrammes de rayonnements obtenus dans les résultats précédents :

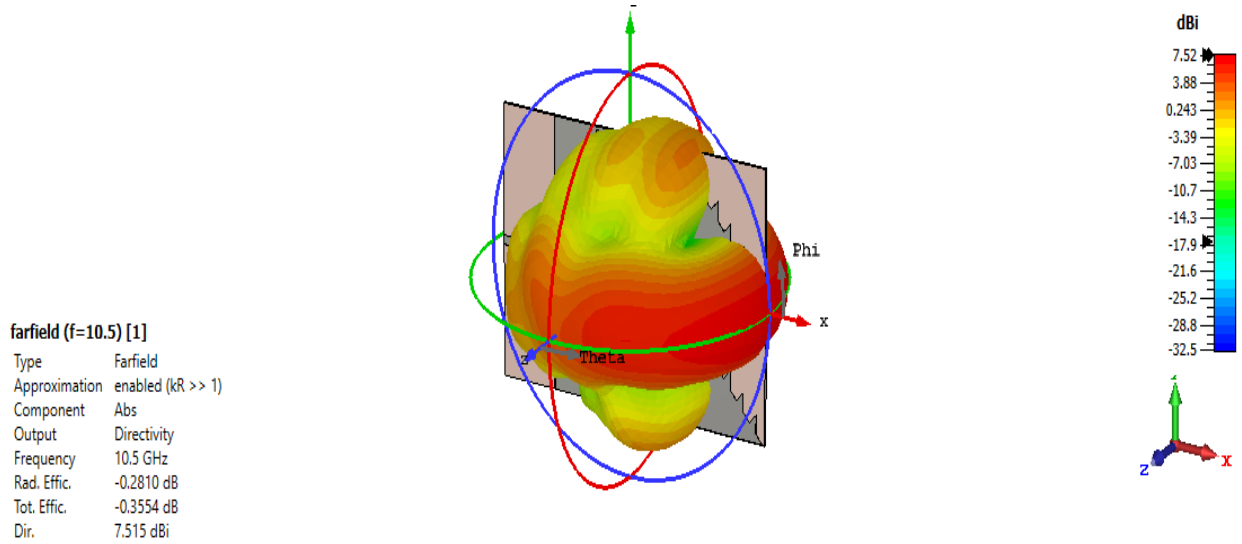


Figure III- 17: Diagramme de rayonnement (directivité) du réseau (1x2).

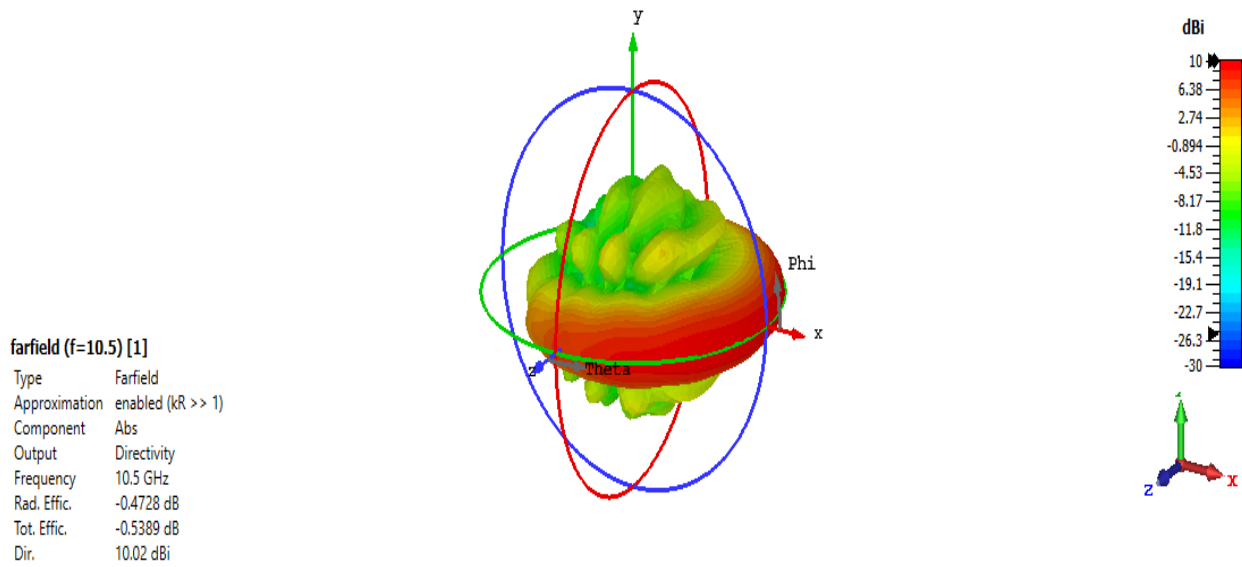


Figure III- 18: Diagramme de rayonnement (directivité) du réseau (1x4).

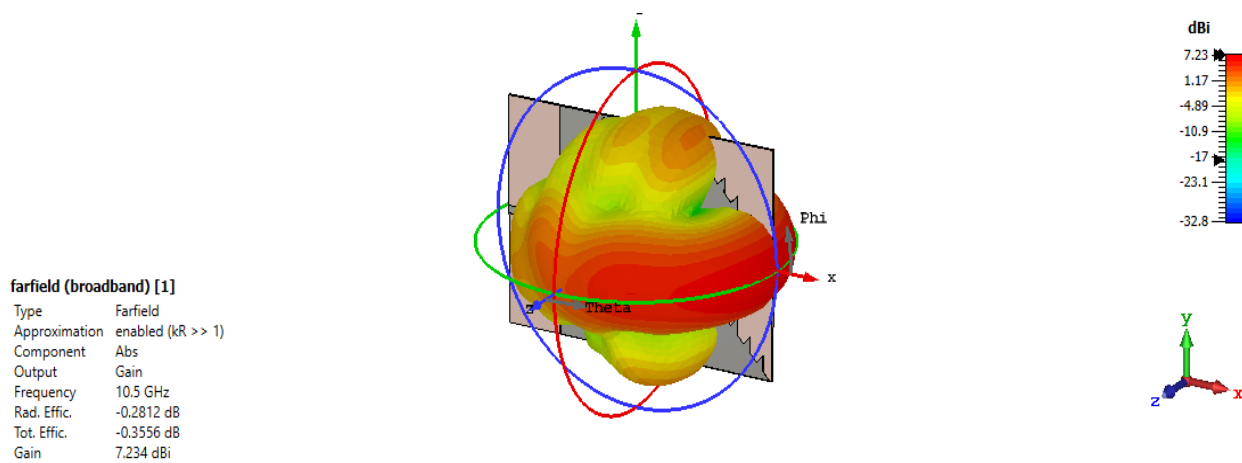


Figure III- 19: Diagramme de rayonnement (gain) du réseau (1x2).

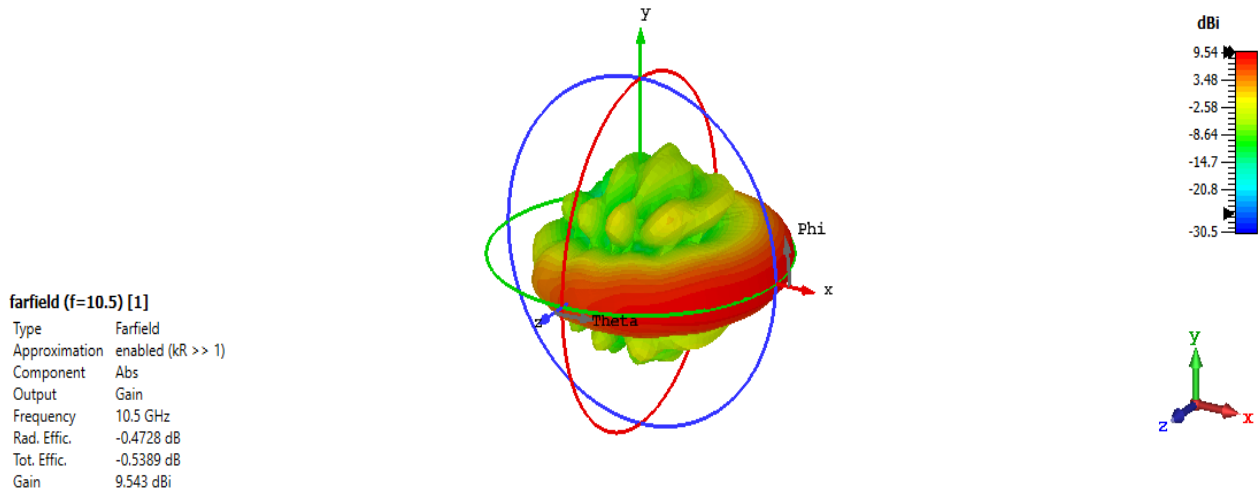


Figure III- 20: Diagramme de rayonnement (gain) du réseau (1x4).

- **Comparaison :**

Dans la figure III-17 qui représente le diagramme de rayonnement à deux éléments on a une directivité de valeur de 7.515 dB et dans la figure III-18 qui représente le diagramme de rayonnement de réseau a quatre éléments, nous remarquons que la valeur de directivité augmente à la valeur de 10.02 dB par rapport à deux éléments ainsi pour le gain nous remarquons que pour quatre éléments augmente par rapport au deux éléments .

Et donc nous concluons que l'augmentation du nombre d'antennes participe à l'augmentation au niveau de la directivité et du gain.

III.7.2 Comparaison entre les gains

Les figures suivantes nous permettent de comparer entre les deux gains obtenus dans les résultats précédents :

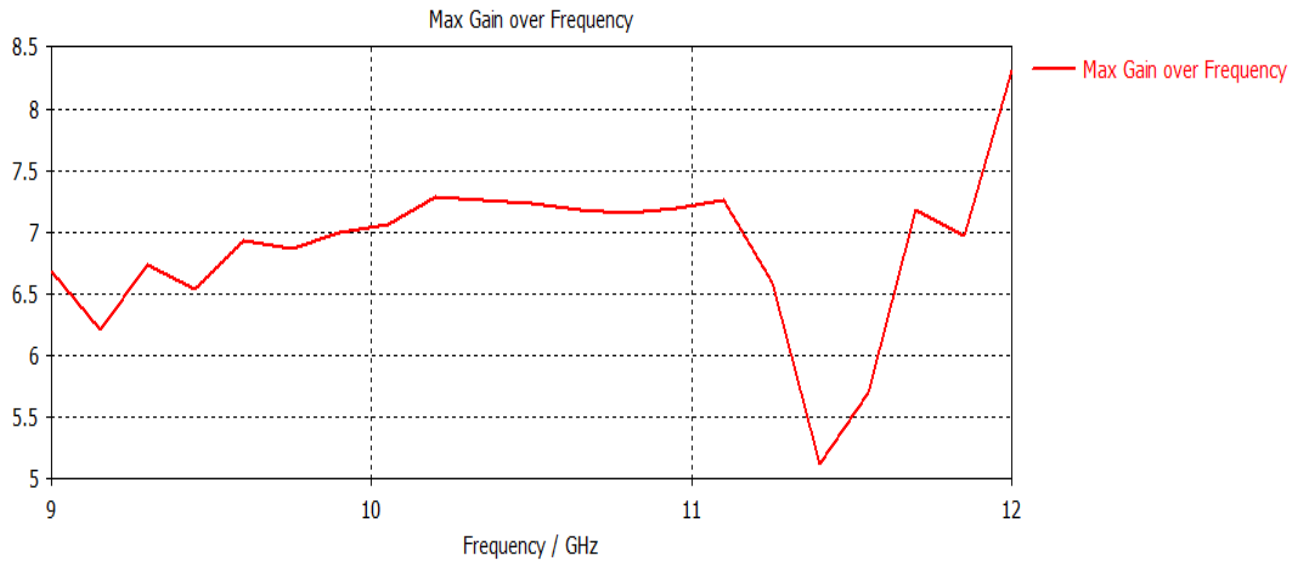


Figure III- 21: Gain du réseau (1x2).

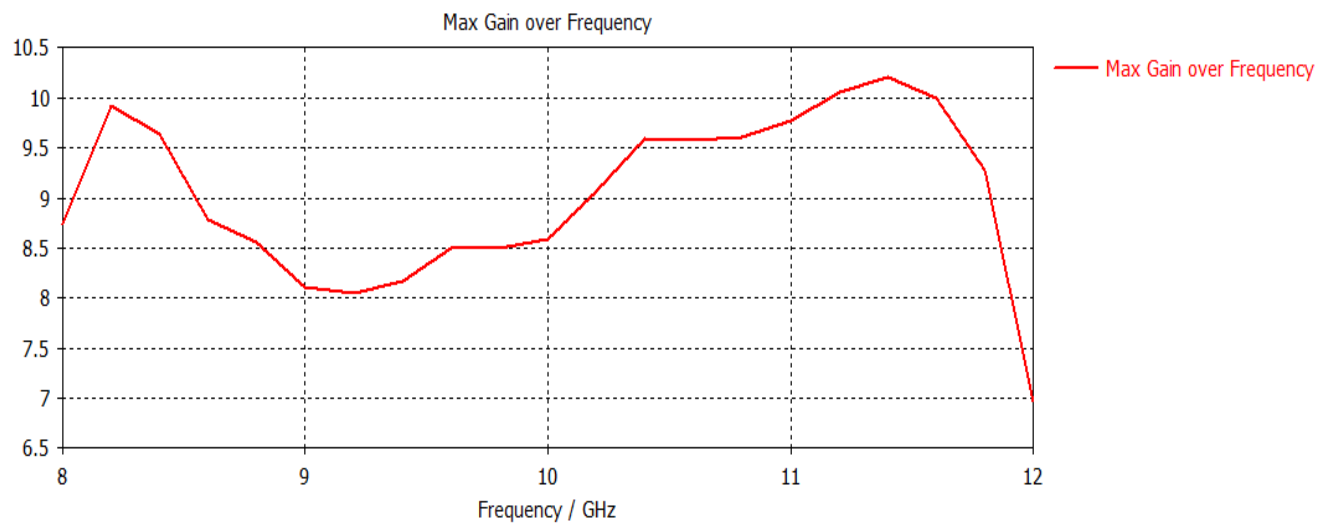


Figure III- 22: Gain du réseau (1x4).

- **Comparaison**

Dans la figure III-21 qui représente le gain à deux éléments on a une valeur de gain égal à 8.25 et dans la figure III-22 qui représente le gain à quatre éléments on a bien que sa valeur ait augmenté au 10.15 dB.

Donc on est arrivé à prouver la théorie indiquée dans les chapitres précédents que l'augmentation du nombre d'antennes participe à l'obtention d'un gain intéressant.

III.7.3 Comparaison entre l'Efficacité du réseau (1x2) et (1x4):

Pour l'efficacité de réseaux de deux et quatre éléments nous avons calculée d'après la relation suivante :

-Efficacité de réseau (1x2) :

$$\eta_T = \text{GAIN} / \text{Directivité} \rightarrow \eta_T = 7.23 / 7.51 \rightarrow \eta_T = 0.962$$

-Efficacité de réseau (1x4) :

$$\eta_T = \text{GAIN} / \text{Directivité} \rightarrow \eta_T = 9.54 / 10.02 \rightarrow \eta_T = 0.952$$

Nous constatons que la valeur est toujours approche au 96% confirme une bonne transmission dans notre travail.

III.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons réalisés la conception des diviseurs de puissance à base de la technologie SIW dont le but d'améliorer les performances.

Lors de notre étude d'augmenter le gain, nous avons développé un réseau d'antennes TWA avec un diviseur de puissance de 1x2 et 1x4, nous avons présenté nos résultats à l'aide du logiciel de simulation CST Microwave studio.

D'après les résultats de simulation, nous pouvons conclure qu'il y a un bon accord entre les résultats obtenus, ainsi on peut dire que le diviseur SIW (1x2) et (1x4) assure un bon fonctionnement.

Conclusion générale

Dans le cadre de notre projet de fin d'études, les travaux présentés dans ce mémoire ont été consacrés à la conception des réseaux d'antenne de type TWA à base de la technologie SIW à haut gain.

L'objectif de ce travail consistait à concevoir des diviseurs de puissance à base de la technologie SIW à fin d'assurer de bonnes performances : un gain élevé et un rayonnement longitudinal.

Dans un premier instant, nous avons commencé par des généralités sur les antennes telles que les caractéristiques électriques et de rayonnement. Et par la suite nous avons présenté aussi les réseaux d'antennes linéaires, circulaires et planaires.

Le deuxième chapitre a été consacré à exposer la technologie SIW et une vue générale sur les antennes à onde progressive TWA. Ensuite une étude théorique sur les réseaux d'antennes a été présentée.

A la fin de ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation porte sur la conception des guides SIW opérant dans la bande X en utilisant le logiciel commercial CST MICROWAVE STUDIO.

En dernier instant, le troisième chapitre qui constitue le cœur de notre objectif, Il est consacré à construire un réseau d'antenne de (1×2) et de (1×4) en utilisant des diviseurs de puissances à base de SIW.

En conclusion nous avons étudié plusieurs structures de deux façons théorique et pratique pour atteindre des meilleures performances, Les résultats obtenus s'avèrent très intéressants et montrent que nous avons aboutis à un gain élevé.

Nous pouvons conclure que cette conception est conçue avec succès.

Bibliographie

- [1] BELLANGER, Maurice. Les Antennes: Théorie, conception et application. 2009.
- [2] Melihi, Souhila, Tine-hinaneFengal, and M. Rouha. Antenne De Téléphonie Mobile Caractérisation Et Optimisation. Diss. Université abderrahmane mira béjaia, 2016.
- [3] Boyer, Alexandre. "SUPPORT DE COURS ENONCE DE TRAVAUX DIRIGES." (2011).
- [4] Dominique Garnier, "Antenne et propagation radio" (GEL 202/ GEL7019), hiver 2016.
- [5] Guellil, Nasser. Etude et conception d'un réseau d'antennes beamforming à base de la matrice de Butler en utilisant ADS Momentum. Diss. 2018.
- [6] O. Picon, Coll les antennes, Théorie, conception et application l'usine du nouvelle, Dunod, 2009.
- [7] D.B.Miron Small Antenna Design Elsevier Inc, 2006.
- [8] D. M. Dobkin the RF in RFID – Passive UHF RFID in Practice Newness, 2008.
- [9] D. K., Cheng, M. T. Ma A New Mathematical Approach for Linear Array Analysis IRE Trans., Antennas Propagat., Vol. AP-8, pp. 255–259, Mai 1960.
- [10] D. E. N. Davies Circular Arrays: Their Properties and Potential Applications IEE Second International Conference on Antennas and Propagation, pp. 1–10, April 1981.
- [11] J.Q. Howell Microstrip Antennas IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 23, Issue 1, p. 90-93, janvier 1975.
- [12] G.Kossiavas, A. Papiernik, R. Staraj, C. Luxey Antennes imprimées - Bases et principes Dossier E 3310, Antenne, Techniques de l'Ingénieur, 2012.
- [13] BRAHIM, BEN, Seyf El-Islam, and Lyes GUERARRA. Etude et Simulation d'une Antenne Imprimée Rectangulaire (mise en réseaux). Diss. universitéblida 1, 2009.

- [14] R.F. Harrington *Field Computation by Moment Methods* Krieger Publishing Company, 1982.
- [15] P. Silvester *Finite Element Analysis of Planar Microwave Networks* IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT 21, no 2, p. 104-110, 1973.
- [16] A.Reinex, B. Jecko *Analysis of Microstrip Patch Antennas using Finite Difference Time Domain Method* IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 37, no 11 pp. 1361-1369, 1989.
- [17] K. Wu et al., "The substrate integrated circuits-A new concept for highfrequency electronics and optoelectronics," in Proc. TELSIS, Serbia and Montenegro, Belgrade, vol. 1, 2003, pp. 3-10
- [18] Thaghri, Mohamed Amine. *Étude d'un diviseur de puissance en technologie de guide d'ondes intégré au substrat pour la multi-détection de gaz*. Diss. Université du Québec à Trois-Rivières, 2018.
- [19] Alhzzoury, Ahmad Ismail. *Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunications*. Diss. 2013.
- [20] M.Ando, J. Hirokawa, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 46, pp. 625- 630, May 1998.
- [21] Benjamin Potelon, Eric Rius, Jean-François Favennec, Cédric Quendo, Hervé Leblond, Abbas El Mostrah, "Filtre SIW d'ordre 6 en bande C avec un couplage croisé. Analyse expérimentale du comportement thermique," Journées Nationales Microondes, pp. 1-3, Mai 2011.
- [22] L. Perregrini, K. Wu, M. Bozzi, "Modeling of Conductor, Dielectric and Radiation Losses in Substrate Integrated Waveguide by the Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 12, pp. 3153-3161, Dec 2008.
- [23] D.Deslandes, Y. Cassivi, K. Wu, "The substrate integrated circuits - a new concept for highfrequency electronics and optoelectronics," *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*," TELSIS 2003. 6th International Conference on , Oct 2003.

- [24] K. Wu, "Substrate Integrated Circuits (SICs) – A Paradigm for Future GHz and THz Electronic and Photonic Systems," IEEE, Circuits and Systems Society Newsletter, vol. 3, no. 2, Apr 2009. [25] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 3rd Ed. John Wiley & Sons, 2005.
- [26] R. Moro, M. Bozzi, A. Collado, A. Georgiadis, and S. Via, "Plastic-based Substrate Integrated Waveguide (SIW) components and antennas," Amsterdam, 2012, pp. 10071010.
- [27] R. Torres-Torres, G. Romo, B. Horine, A. Sanchez, and H. Heck, "Full characterization of substrate integrated waveguides from S-parameter measurements," Scottsdale, AZ, 2006, pp. 277-280.
- [28] Bozzi, M.; Georgiadis, A.; Wu, K., « Review of substrate integrated wave guide circuits and antennas », IET, 2011.
- [29] Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K. « Modeling of conductor, dielectric and radiation losses in substrate integrated waveguide by the boundary integral resonant mode expansion method », IEEE, 2008.
- [30] Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K. « Modeling of losses in substrate integrated waveguide by boundary integral resonant mode expansion method », IEEE, 2008.
- [31] Lai, Q., Fumeaux, Ch., Hong, W., Vahldieck, R. « Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide », IEEE, 2009.
- [32] Bozzi, M., Pasian, M., Perregrini, L., Wu, K. « On the losses in substrate integrated waveguides and cavities », Int. 1. Micro w. Wirel. Techno1., 2009.
- [33] Bozzi, M., Pasian, M., Perregrini, L., Wu, K. « substrate integrated waveguides and cavities », Int. Techno1., 2009.
- [34] http://pmb-int.cuniv-aintemouchent.dz/opac_css/index.php?lvl=author_see&id=2913
- [35] Ke. WU, "Substrate Integrated Circuits (SICs) for GHz and THz Electronics and Photonics: Current Status and Future Outlook," German Microwave Conference , pp. 292-295, 2010.
- [36] M. 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.

- [37] N. Raveu, G. Prigent, O. Pigaglio, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury, "Substrate Integrated Waveguide Filter Design with Wave Concept Iterative Procedure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 12, pp. 2939-2942, Dec 2011.
- [38] N. Raveu, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury, "Caractérisation de circuits SIW par méthode modale," 18èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2013.
- [39] Ji-Xin Chen, Wei Hong, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, and Ke., Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler," *IEEE, Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 2, pp. 84-86, Feb 2006.
- [40] Guo Hua Zhai et al., "Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3 dB Coupler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 512514, Aug 2008.
- [41] D. Makris, K. Voudouris, N. Athanasopoulos, "Design and Development of 60 GHz Millimeter-wave Passive Components using Substrate Integrated Waveguide Technology," 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications- PACET 12, March 2012.
- [42] Deslandes, D., Wu, K., «Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters », *IEEE*,2003.
- [43] 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.
- [44] 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.
- [45] Chen, X.-P., Wu, K., « Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure », *IEEE*,2008.
- [46] Yan, L., Hong,W., Hua, G., Chen, J., Wu, K., Cui, T.J., « Simulation and experiment on SIW slot array antennas », *IEEE*,2004.
- [47] Juhua Liu, Xihui Tang, Yuanxin Li, Yunliang Long « Substrate Integrated Waveguide LeakyWave Antenna With H-Shaped Slots », *IEEE*, 2012.

- [48] Xu, F., Wu, K., Zhang, X., « Periodic leaky-wave antenna for millimeter wave applications based on substrate integrated waveguide », IEEE, 2010.
- [49] Luo, G.Q., Hu, Z.F., Dong, L.X., Sun, L.L., « Planar slot antenna backed by substrate integrated waveguide cavity », IEEE, 2008.
- [50] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002 .
- [51] SENHADJI, Salima, and Aouicha Hanane KADROUCI. NOUVELLES STRUCTURES DES RESEAUX D'ANTENNES ANTIPODALE DE TYPE VIVALDI ULB A RAYONNEMENT LONGITUDINAL EN TECHNOLOGIE SIW. Diss. 2016.
- [52] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," in 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010, pp. 704-707.
- [53] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 3rd Ed. John Wiley & Sons, 2005.
- [54] KAHLOUNE, Ouafa, and Wafaa MESMOUDI. Réseaux d'Antennes TWA SIW à Haut Gain. Diss. 2019.
- [55] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," in 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010, pp. 704-707.
- [56] Doucha, S. and M. Abri, "New design of leaky wave antenna based on SIW technology for beam steering," International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol. 5, No. 5, 73, Sep. 2013.
- [57] Daniel Courivaud-SIGTEL-Groupe ESIEE-2002.
- [58] Abdelhadi, T. I. T. T. A. F. I., and M. O. U. L. A. Y. Saïd. Etude et conception d'un diviseur de puissance bi-bande à quatre ports. Diss. UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2019.

[59] Alexandre Boyer, » support du cours »,

http://www.alexandreboyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct11_v4_5RT.pdf

Annexe

▪ ***le logiciel CST***

Dans le domaine électromagnétique plusieurs logiciels de simulation sont disponibles utilisant différentes méthodes numériques comme CST, HFSS, ADS. Le choix de logiciel de simulation dépend donc des critères de la conception par exemple la taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie, dans notre cas nous allons utiliser le logiciel CST.

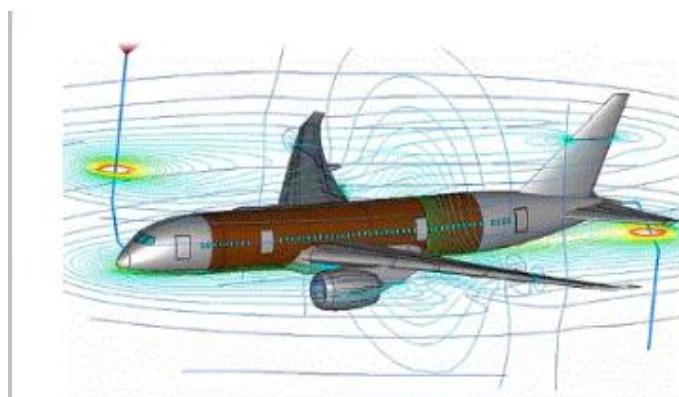
Le logiciel CST microwave studio est un outil spécialisé pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme des hautes fréquences en trois dimensions 3D, Il permet à l'ingénieur électromécanicien d'effectuer des simulations de systèmes complexes avec une **précision inégalée**.

• **Applications**

CST propose un nombre important d'applications, sur un spectre de fréquence extrêmement large. En voici quelques exemples :

○ **Aéronautique et Spatial**

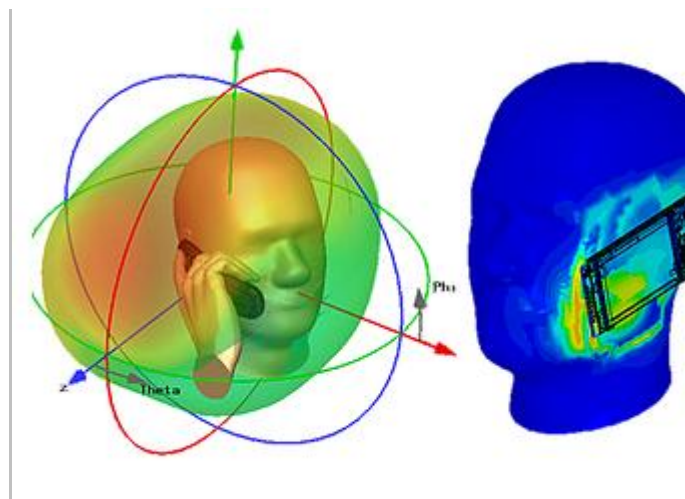
CST propose des solveurs permettant des simulations rapides et précises pour le domaine aérospatiale notamment pour les études d'interférence entre les différentes antennes d'un système pour éviter les perturbations.



○ **High Tech**

La haute technologie est l'une des zones les plus en vogue de nos jours. Les simulations électromagnétiques sont indispensables pour cette application.

- Les téléphones mobiles en est un bon exemple. La simulation aide à comprendre comment les champs électromagnétiques sont transmis et comment ils pénètrent dans notre tête.
- L'interférence des différents composants d'un téléphone mobile constitue également un très grand domaine d'application.
- Enfin et surtout, les dispositifs et composants électroniques flexibles constituent un domaine en pleine croissance, en particulier avec l'apparition d'appareils portables, tels que les montres intelligentes ou les dispositifs de communication intégrés aux vêtements.



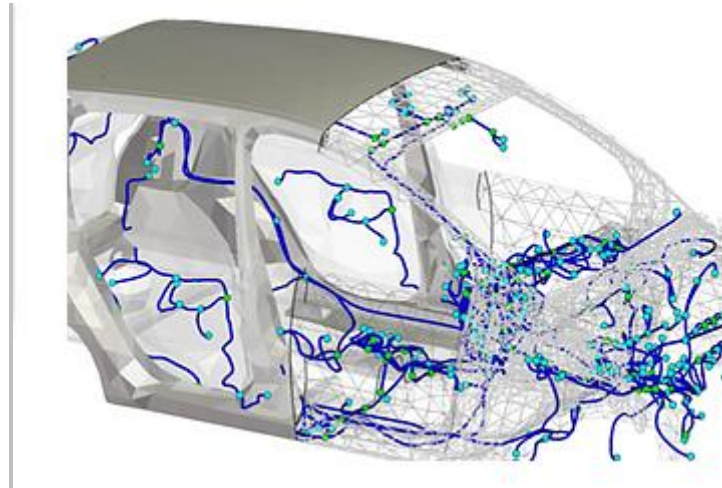
○ **Automobile**

Les phénomènes électromagnétiques sont présents à plusieurs niveaux dans un véhicule.

La simulation de ces phénomènes est donc indispensable notamment pour :

- Le câblage : étudie la manière dont les courants d'une partie du câble sont transmis dans tout le véhicule.
- V2V communication : analyser la vague EM, telle qu'elle est transmise d'une voiture à l'autre.

- La recharge : étude 'échange entre les deux bobines pour permettre une bonne recharge.
- La conception d'antenne : téléphone (GSM 900Mhz, 1.9 GHz), GPS (1.58 GHz), Radio (2.3 GHz).

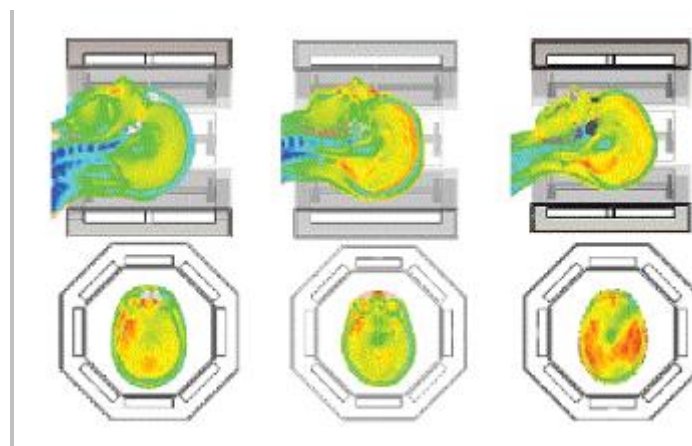


○ **Science du vivant**

La simulation est utilisée dans la conception de dispositifs d'imagerie, de diagnostic et de traitement.

Par exemple pour évaluer la sécurité du personnel et du patient dans un appareil IRM ou concevoir de nouveaux appareils améliorés.

Enfin, la simulation avec CST aide à évaluer la sécurité (d'un point de vue EM) de différents implants tels que les implants de hanche, les valves cardiaques ou les prothèses auditives.



- **Caractéristiques du logiciel CST Microwave Studio :**

Le logiciel CST Microwave studio a plusieurs caractéristiques parmi lesquelles on cite :

- La rapidité et la bonne mémoire technique.
- Très bonne performance.
- La structure peut être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma.
- Interface utilisateur graphique basée sur Windows XP, Windows Vista, Windows 7 et Linux.
- Une bonne Base de données des matériaux.

- **Équations de Maxwell**

Maxwell a développé quatre équations mathématiques différentielles qui lient les champs magnétique et électrique. Ces équations qui portent son nom sont définies comme suit [59] :

Equation de Maxwell-Gauss :
$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon}$$

Equation de Maxwell –Thompson :
$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt}$$

Equation de Maxwell- Faraday :
$$\operatorname{div} \vec{B} = 0$$

Equation de Maxwell- Ampère :
$$\operatorname{rot} \vec{B} = \mu(\vec{J} + \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt})$$

Avec :

ε : La permittivité diélectrique du matériau.

μ : La perméabilité magnétique du matériau.

ρ : La densité volumique de charge électrique.

\vec{J} : Vecteur densité de courant.

\vec{E} : Le champ électrique.

\vec{B} : L'induction magnétique.

Résumé

Notre monde change et évolue au rythme des innovations et des nouvelles technologies. Dans le domaine des communications, les développements nécessitent des antennes de taille compacte et de faible coût, présentant un gain élevé, de faibles pertes et un rendement élevé.

Dans cette étude, nous nous intéressons principalement à l'étude d'une antenne TWA alimentée par la technologie SIW transformée en un réseau d'antennes alimenté par un diviseur de puissance de (1×2) et (1×4) .

Nous analysons ce comportement à l'aide du logiciel CST Micro wave studio Simulation, où nous avons conçu et simulé les performances de ce réseau d'antennes dans la bande X. En effet, nous comparons les résultats et les gains obtenus.

Mots clés : Réseau antenne TWA, technologie SIW, CST Micro Wave Studio, haut gain, les antennes, les ondes électromagnétique, communication spatiale, les diviseurs de puissances.

Abstract

Our world is changing and evolving at the rate of innovations and new technologies. In the field of communications, developments require antennas of compact size and low cost, exhibiting high gain, low losses and high efficiency.

In this work, we are mainly interested in the study of a TWA antenna powered by SIW technology transformed into an antenna array powered with a power divider of (1×2) and (1×4) .

We analyze this behavior using the CST Micro wave studio Simulation software, where we designed and simulated the performance of this antenna array in the X-band. Indeed, we compare the results and the gains obtained.

Keyword: TWA antenna network, SIW technology, CST Microwave Studio, high gain, antennas, electromagnetic waves, space communication, power dividers.

ملخص

إن عالمنا يتغير و يتطور أكثر فأكثر بوتيرة الابتكارات و التكنولوجيات الجديدة. تطوير هوائيات صغيرة الحجم و ذي تكلفة منخفضة، تظهر مكاسب عالية و خسائر منخفضة و كفاءة عالية. في هذه المذكرة، نحن مهتمون بشكل أساسي بدراسة هوائي TWA المدعوم بتقنية SIW المحول الشبكة من الهوائيات مزودة بمقسم (1 × 2) و (4 × 1) في هذا العمل، سوف نقوم بتحليل هذا الهوائي باستخدام برنامج محاكاة CST Micro wave studio Simulation، حيث قمنا بتصميم و محاكاة أداء مجموعة الهوائي هذه في النطاق X. في الأخير سوف نقارن النتائج و المكاسب التي تم الحصول عليها.