

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب
Université –Ain Témouchent- Belhadj Bouchaïb
Faculté des Sciences et de Technologie
Département Électroniques et Télécommunications



Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention du diplôme de Master en : Télécommunications
Domaine : Science et Technologie
Filière : Télécommunications
Spécialité : Réseaux Télécommunications
Thème

Conception et simulation des techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes microrubans

Présenté Par :

- 1) Melle. LARBI Anfel
- 2) Melle. MEHTAR TANI Meriem

Devant le jury composé de :

Dr SOUIKI Sihem	MCA	UAT.B.B (Ain Témouchent)	Président
Dr RABAH Mohammed Amin	MRA	CDS (Oran)	Examineur
Dr DEBBAL Mohammed	MCA	UAT.B.B (Ain Témouchent)	Encadrant
Dr KOURDI Zakarya	MRA	CDS (Oran)	Co-Encadrant

Année Universitaire 2021/2022

Remerciements

Nous remercions ALLAH le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté de mener à terme ce travail dans le cadre de mémoire de master.

Le travail a été réalisé à la faculté de technologie, au département Électronique et Télécommunication de l'université Belhadj Bouchaib – Ain Témouchent, sous la direction du Dr. **KOURDI Zakarya** maître de recherche A au centre de développement des satellites à Oran, et Dr. **DEBBAL Mohammed**, maître de conférences classe A à l'université Belhadj Bouchaib– Ain Témouchent.

Nos remerciements les plus sincères vont à Madame **SOUIKI Sihem**, maître de conférences classe A à l'université Belhadj Bouchaib – Ain Témouchent, pour nous avoir fait l'honneur d'examiner notre travail et de présider le jury.

Nous adressons nos sincères remerciements à Monsieur **RABAH Mohammed Amin**, maître de recherche A au centre développement des satellites à Oran, qui nous a donné de son temps précieux et a eu la gentillesse d'examiner le travail et d'être membre du jury.

Nous voudrions témoigner toute notre reconnaissance et toute notre gratitude aux Dr. **DEBBAL Mohammed** et Dr. **KOURDI Zakarya** qui ont fait preuve de patience et de pédagogie. Nous leur exprimons toute notre reconnaissance pour nous avoir fait bénéficier de leurs compétences et leur maîtrise en la matière. Nous voudrions aussi leur témoigner toute notre gratitude pour leurs qualités humaines et leur constante disponibilité.

Nous vous sommes, toutes et tous, très reconnaissantes.

Nous ne pourrions oublier de présenter nos vifs remerciements et notre sincère gratitude à toutes celles et tous ceux qui nous ont soutenu dans les moments durs et nous ont donné la force pour continuer et arriver au bout de ce travail.

Nous ne pouvons terminer sans exprimer toute notre gratitude à tous les membres de nos familles qui nous ont soutenu et conseillé tout au long de ce travail, plus particulièrement nos mères et nos pères.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

À mes parents,

*Ma mère **Aicha**, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.*

*Mon père **Slimane**, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. À ma sœur **Fatima El Zohra** et à mon frère **Mohamed Amine**, pour leur soutien moral de tous les instants, qui ont toujours été là pour moi.*

*À mon 2^{ème} Père tonton **MEÇABIH Ahmed**.*

A ma grande famille, qui m'a toujours soutenu, je leurs souhaite bonne santé et longue vie.

*À tous mes meilleurs amis(es), à ma binôme **Meriem**.*

Mes professeurs de l'UAT qui doivent voir dans ce travail la fierté d'un savoir bien acquis.

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, je vous dis merci.

Anfel

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes très chers parents **Leila** et **Ahmed Réda**,*

*Ma sœur **Hadjer**,*

*Mon frère **Adel Housseem Eddine**,*

En témoignage de l'amour, de l'affection, de la tendresse et de la gratitude que je leur porte. Je ne les remercierai jamais assez pour leur soutien, leur dévouement, leur compréhension et l'attention dont ils m'ont toujours fait preuve, qu'ils trouvent dans mon modeste travail le fruit de leur accompagnement, leur quasi présence à mes côtés, leurs précieux conseils et la concrétisation du rêve tout attendu qui est celui de me voir lauréate du Master universitaire.

A ma grand-mère, à mes tantes et mes oncles, à mes cousins et cousines qu'ils trouvent ici toute la reconnaissance pour l'affection et l'encouragement qu'ils n'ont cessé d'exprimer durant mon cursus universitaire.

A tous mes professeurs, qu'ils trouvent ici l'expression de ma haute considération et mon profond respect.

*A tous mes amis(es) et ma binôme **Anfel**, qu'ils trouvent ici la marque de ma sincère amitié.*

Meriem

Résumé

L'objectif de ce travail consiste à concevoir les différentes techniques d'alimentation avec une bande X de gain importante.

Les paramètres que nous avons étudié dans ce travail sont : le matériau du substrat, les types d'alimentation d'un réseau d'antennes patches (série et parallèle), les dimensions des patches, l'épaisseur du substrat, la forme de réseau de trous du substrat. Les caractéristiques de cette cellule unitaire de cette antenne seront simulés par CST studio, et seront l'étude de la possibilité d'introduire les différentes performances dans une phase de réflexion multi-bande.

L'amélioration demandée sera importante du gain maximum sur les techniques choisies et surtout un élargissement de la bande X.

Mots-clés : Antenne Patch, Réseau d'antenne, Bande X, CST.

Abstract

The objective of this work was to design the different power supply techniques with a large gain X band.

The parameters that we studied in this work are: the material of the substrate, the types of feeding of an array of patch antennas (series and parallel), the dimensions of the patches, the thickness of the substrate, the shape of the array holes in the substrate. The characteristics of this unit cell of this antenna will be simulated by CST studio, and the possibility of introducing the different performances in a multi-band reflection phase will be studied.

The improvement requested will be significant in terms of maximum gain on the chosen techniques and above all an enlargement of the X band..

Keywords: Patch Antenna, Antenna Array, X Band, CST.

ملخص

كان الهدف من هذا العمل هو تصميم تقنيات إمداد الطاقة المختلفة بنطاق مكسب كبير. المعلومات التي درسناها في هذا العمل هي: مادة الركيزة، أنواع التغذية لمجموعة من هوائيات التصحيح (متسلسلة ومتوازية)، أبعاد الرقع، سمك الركيزة، شكل فتحات المصفوفة في الركيزة. سيتم محاكاة خصائص خلية الوحدة لهذا، وسيتم دراسة إمكانية تقديم العروض المختلفة في مرحلة انعكاس متعدد النطاقات CST الهوائي بواسطة أستوديو X. سيكون التحسين المطلوب مهمًا من حيث تحقيق أقصى مكاسب في التقنيات المختارة وقبل كل شيء توسيع النطاق الكلمات المفتاحية: CST، نطاق، X، هوائي التصحيح، صيف الهوائي..

Table des matières

Remerciements	i
Dédicaces	ii
Résumé	iv
Abstract	iv
ملخص	iv
Table des matières	v
LISTE DES FIGURES.....	viii
LISTE DES TABLEAUX	xi
LISTE DES ABRÉVIATIONS	xii
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Généralité sur les antennes microrubans	2
I.1. Introduction.....	3
I.2. Description d'antenne microruban (microstrip)	3
I.3. Différentes formes de l'antenne micro ruban	3
I.4. Propriétés et caractéristiques d'antenne patch (microruban).....	4
I.4.1. Dimensions de patch	5
I.4.2. Propriétés d'adaptation d'impédance	5
I.4.3. Diagramme de rayonnement	5
I.4.4. Gain de l'antenne.....	7
I.4.5. Polarisation de l'antenne	7
I.4.6. Bande passante	9
I.5. Les techniques d'excitation	10
I.5.1. Alimentation par contact.....	10
I.5.2. Alimentation sans contact (par couplage).....	11
I.6. Avantages et inconvénients des antennes micro rubans.....	13

I.7. Domaines d'applications des antennes micro rubans.....	14
I.8. Conclusion	14
Chapitre 2 : Les techniques d'alimentation de réseaux d'antennes	15
II.1. Introduction	16
II.2. Les paramètres géométriques d'une antenne patch.....	16
II.3. Mécanisme de rayonnement d'une antenne patch	17
II.4. Modélisation géométrique	18
II.4.1. Coefficient de vitesse d'un microruban	18
II.4.2. Modélisation géométrique de l'élément de rayonnement	18
II.4.2. Calcul de la position d'alimentation	19
II.4.3 Modélisation géométrique de la ligne d'alimentation	21
II.5. Dimensions de l'antenne patch.....	24
II.5.1. La fréquence de résonance.....	24
II.5.2 Fréquence de résonance du mode (m, n)	26
II.5.3. Longueur effective L_e et la permittivité effective ϵ_e	26
II.6. Réseaux d'antennes	28
II .7. Type de réseaux d'antennes microbandes	29
II .7.1. Antenne en réseau linéaire.....	29
II .7.2. Antenne en réseau plan	30
II .7.3. Antenne en réseau circulaire	30
II.8. Technique d'alimentation réseau d'antenne patch	30
II.8.1. Réseaux d'alimentation en chandelier.....	32
II.8.2. Réseaux d'alimentation périodiques.....	33
II.8.3. Réseaux d'alimentation périodiques refermés.....	33
II.9. Conclusion.....	34
Chapitre 3 : Résultats et discussion	35
III.1. Introduction.....	36

III.2. Généralité sur CST studio.....	36
III.3. Design et structure	37
III.3.1. Création initiale de la structure d’antenne patch	37
III.3.2. Structure d’antenne patch proposé	41
III.3.3. Structure finale proposée pour l’antenne patch.....	42
III.4. Résultats de la simulation	43
III.4.1. Antennes patch	43
III.4.2. Réseau d’antenne	45
III.5. Comparaison des résultats	56
III.6. Conclusion	56
Conclusion générale	57
Bibliographie.....	58

LISTE DES FIGURES

Chapitre I :

Figure I. 1: Structure d'une antenne microruban [I-1].....	3
Figure I. 2: Différentes formes d'antenne microruban [I-2].	4
Figure I. 3: Propriétés de base d'antenne patch [I-3].....	4
Figure I. 4: Le diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire [I-4].	6
Figure I. 5: Polarisation des antennes [I-7].	8
Figure I. 6: Polarisation linéaire, (a) vertical, (b) horizontal [I-7].	8
Figure I. 7: Polarisation circulaire, (a) gauche, (b) droite [I-7].....	9
Figure I. 8: Polarisation elliptique, (a) gauche, (b) droite [I-7].....	9
Figure I. 9: Illustration de bande passante à partir du coefficient de réflexion [I-8].....	10
Figure I. 10: Alimentation par une ligne microruban [I-9].	11
Figure I. 11: Alimentation par sonde coaxial [I-9].....	11
Figure I. 12: Alimentation par couplage par fente [I-9].	12
Figure I. 13: Alimentation par couplage par proximité [I-9].	13

Chapitre II :

Figure II. 1: Extension de la longueur physique L [II-2].	16
Figure II. 2: Distribution de charge du champ dans l'antenne patch [II-3].	17
Figure II. 3: Patch rectangulaire [II-4].	18
Figure II. 4: Circuit équivalent d'une antenne microrubans [II-5].	20
Figure II. 5: Ligne d'alimentation en microruban [II-5].....	21
Figure II. 6: Transformateur quart d'onde [II-5].	23
Figure II. 7: Diviseur de puissance [II-5].	24
Figure II. 8: Géométrie d'antenne microruban [II-7].....	27
Figure II. 9: Exemple de la géométrie d'un réseau d'antennes [II-8].....	29
Figure II. 10: Différentes configurations géométrique des réseaux, (a) linéaire, (b) planaire et (c) circulaire [II-9].....	29
Figure II. 11: Réseau d'antenne circulaire [II-10].	30
Figure II. 12: Réseau d'antenne planaire [II-11].	30
Figure II. 13: Alimentation parallèle d'un réseau linéaire [II-13].	31
Figure II. 14: Alimentation série d'un réseau linéaire [II-13].	32
Figure II. 15: Réseau d'alimentation en chandelier mono faisceau [II-14].	32

Figure II. 16: Réseau d'alimentation périodique multifaisceaux microruban [II-15]..... 33
Figure II. 17: Réseau d'alimentation périodique refermé en technologie microruban [II-16]. 33

Chapitre III

Figure III. 1: Interface graphique de CST MICROWAVE STUDIO. 36
Figure III. 2: Création du plan de masse. 38
Figure III. 3: Création du substrat diélectrique. 38
Figure III. 4: Création du premier élément d'antenne. 39
Figure III. 5: Création de la ligne microbande. 39
Figure III. 6: Définition du port de polarisation. 40
Figure III. 7: Définition du domaine de fréquence..... 40
Figure III. 8: Création des encoches..... 41
Figure III. 9: La structure d'antenne patch proposé..... 42
Figure III. 10: La structure finale proposée pour l'antenne patch. 42
Figure III. 11: Coefficient de réflexion après la simulation de la nouvelle structure d'antenne.
..... 43
Figure III. 12: Taux d'onde stationnaire d'un nouveau design. 44
Figure III. 13: Le gain de la nouvelle structure..... 44
Figure III. 14: Diagramme de rayonnement polaire du nouveau design en fonction de Phi et
Thêta..... 45
Figure III. 15: La simulation (1*2) série, (1*2) parallèle T et (1*2) parallèle Y..... 45
Figure III. 16: Coefficient de réflexion de deux éléments en série et en parallèle T et Y. 46
Figure III. 17: Taux d'onde stationnaire de réseau deux élément en série et en parallèle T et Y.
..... 46
Figure III. 18: Le gain (1*2) élément rayonnés en série et en parallèle T et Y..... 47
Figure III. 19: Diagramme de rayonnement polaire en fonction de Phi=0, Phi=90 et Thêta de
deux éléments..... 48
Figure III. 20: Réseau de quatre éléments rayonnés en séries et en parallèle T et Y..... 49
Figure III. 21: Coefficient de réflexion de quatre éléments en série et en parallèle T et Y. 49
Figure III. 22: Taux d'onde stationnaire de réseau de quatre éléments en série et en parallèle T
et Z..... 50
Figure III. 23: Gain (2*2) éléments rayonnés en série et en parallèle T et Y. 51
Figure III. 24: Diagramme de rayonnement (2*2) éléments rayonnés en série et en parallèle T
et Y. 52
Figure III. 25: Réseau de huit éléments rayonnés en série et en parallèle T et Y. 53

Liste des figures

Figure III. 26: Le coefficient de réflexion de huit éléments en série et parallèle T et Y.	53
Figure III. 27: Taux d'onde stationnaire de réseau huit élément en série et en parallèle T et Y.	53
Figure III. 28: Le gain de huit éléments en série et en parallèle T et Y.	54
Figure III. 29: Diagramme de rayonnement polaire en fonction de $\Phi=0$, $\Phi=90$ et Θ de huit éléments.	55

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1: Dimensions physiques de l'antenne patch.	28
Tableau III.2: Comparaison des résultats	56

LISTE DES ABRÉVIATIONS

BF: Basse Fréquence.

CST: Computer Simulation Technologie.

dB: décibel

FIT: Finit Integration Technique.

FR4: Flame Resistant 4.

PEC: Perfect Electric Conductor.

VSWR: Voltage Standing Wave Ration.

Introduction générale

Les télécommunications se sont banalisées au cours de ces dernières années. Poussés par l'engouement du public, les systèmes de réception sont devenus portables et les antennes se sont miniaturisées, l'utilisation d'antennes imprimées est devenue usuelle dans les systèmes de radiocommunications.

La recherche présentée dans ce rapport fait partie d'un petit projet de conception d'antennes patch miniatures, utiliser le simulateur CST pour comprendre les schémas comportementaux sans avoir recours au préalable à des formes mathématiques. Ce travail présente un cas particulier de conception d'antenne rectangulaire imprimée, dans lequel nous allons concevoir, simuler, produire et caractériser une antenne patch.

Ce dernier se caractérise par un poids léger, une taille réduite, un faible prix de revient et une configuration plane compatible avec les circuits intégrés et une conformité facultative.

L'utilisation d'antennes imprimées est devenue omniprésente dans presque tous les systèmes de communication mobile. Ces antennes sont légères, compactes et peu coûteuses. Elles sont fabriquées à l'aide de techniques lithographiques de circuits imprimés. Selon les applications, il existe différentes formes d'éléments rayonnants, différents types de substrats et même différents types d'alimentations.

Le but de notre travail est d'utiliser le simulateur CST pour concevoir un réseau d'antennes microruban rectangulaires qui permettent d'émettre ou de recevoir dans la bande 10 GHz (bande X).

Notre thèse est divisée en trois chapitres :

Le premier chapitre introduit principalement les connaissances de base de l'antenne patch. Nous commencerons par leur description, leurs caractéristiques et les différentes techniques d'alimentation après avoir évoqué les domaines d'application, les avantages et les inconvénients de ces antennes,

Dans le deuxième chapitre, nous étudierons en fonction des principaux paramètres les antennes, les dimensions, les mécanismes de rayonnement et les définitions des antennes réseau, leurs techniques d'alimentations.....etc.

Le troisième chapitre sera consacré aux résultats de simulation. Le simulateur CST d'un réseau d'antennes de 2 éléments, 4 et 8 éléments pour augmenter le gain de l'antenne en gardant toujours la fréquence de résonance, et les résultats seront comparés. La structure qui sera retenue devra couvrir toute la bande X à 10 GHz avec un gain, une directivité et un rendement acceptables.

Chapitre 1 : Généralités sur les antennes microrubans

I.1. Introduction

Actuellement, les antennes microruban deviennent de plus en plus importantes en raison de leur faible coût, de leur faible poids, de leurs hautes performances et de leurs différentes formes. Les antennes microruban, également appelées antennes patch, sont un nouveau type d'antenne qui est développé et utilisé de plus en plus fréquemment. Le concept d'antennes patch est apparu dans divers domaines aux États-Unis dans les années 1950, mais un véritable développement n'a eu lieu que dans les années 1970. Les antennes de ce type sont facilement adaptables aux plans et non plans, elles sont maintenant installées dans de nombreux appareils électroniques et constituent le type d'antenne préféré pour les fréquences micro-ondes dans les systèmes de communication intégrés modernes.

Dans ce chapitre, nous passerons en revue quelques définitions et l'historique des antennes microrubans, ainsi nous définirons les antennes plaquées et nous donnerons leurs caractéristiques, nous examinerons ensuite les types de l'alimentation, ainsi les avantages et les inconvénients des antennes microrubans en terminant par le domaine d'application de ces derniers.

I.2. Description d'antenne microruban (microstrip)

Une antenne microruban (appelée microstrip ou microbande) est constituée d'une plaque métallique de forme quelconque, appelée élément rayonnant (patch), située sur la surface supérieure d'un substrat diélectrique. Les conducteurs sont généralement considérés comme parfaits et d'épaisseur négligeable, avec le plan de masse sous le substrat diélectrique [I-1].

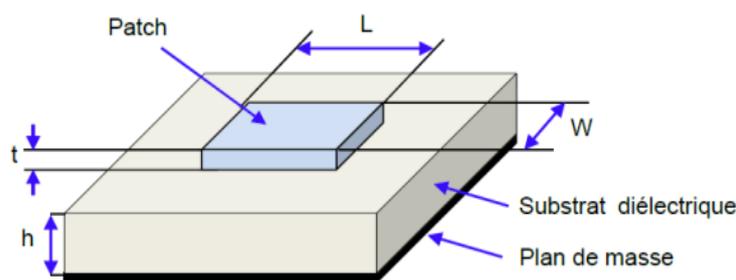


Figure I. 1: Structure d'une antenne microruban [I-1].

I.3. Différentes formes de l'antenne micro ruban

Les antennes microruban peuvent prendre de nombreuses formes : rectangulaires, carrées, circulaires ou triangulaires. Ces formules sont les plus couramment utilisés car ils sont faciles à analyser et à fabriquer.

La figure ci-dessous montre ces différentes formes [I-2]. Carré Rectangulaire Circulaire Dipolaire Anneau Secteur Elliptique Anneau Triangulaire Secteur Disque.

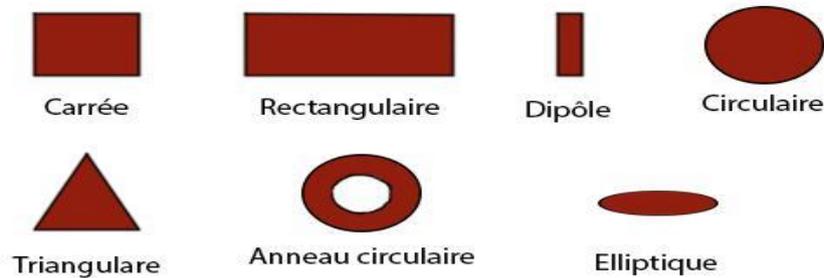


Figure I. 2: Différentes formes d'antenne microruban [I-2].

I.4. Propriétés et caractéristiques d'antenne patch (microruban)

La figure suivante montre la forme de base d'une antenne patch, où deux plaques conductrices sont imprimées sur le diélectrique avec un patch d'un côté, et de l'autre côté, nous avons un plan de masse (généralement une carte PC). La ligne électrique connectée au patch est utilisée pour le couplage énergétique électromagnétique à la surface du patch. La distribution du champ électrique excité par un patch rectangulaire le mode de base est également indiquée, où L est la longueur du patch et W est la largeur du patch.

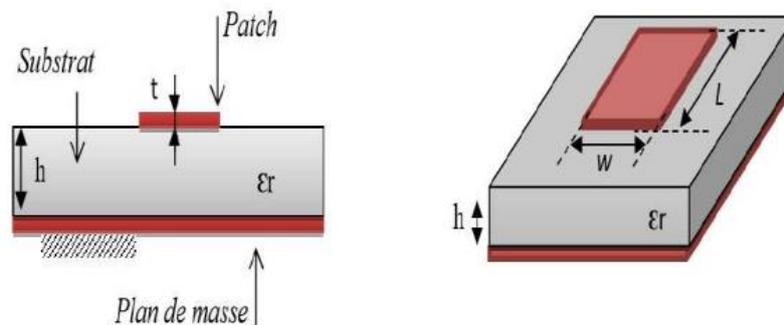


Figure I. 3: Propriétés de base d'antenne patch [I-3].

Le champ électrique au centre du patch est nul, un côté est maximum (positif) et valeur minimale opposée (négative). Il convient de souligner que le minimum et la variation maximale dépend également de la phase instantanée du signal appliqué. Le champ électrique ne s'arrête pas brusquement au bord du patch, mais les champs s'étendent de ces extrémités dans une certaine mesure. Ces lignes se prolongent les champs sont appelés champs frangeants, qui sont la raison du rayonnement.

Certaines techniques populaires de modélisation et d'analyse d'antennes patch sont basées sur le concept de cavité résonnante, donc le mode fondamental du patch. Les rectangles sont généralement représentés par des motifs TM₁₀ [I-3].

I.4.1. Dimensions de patch

La longueur de résonance est approximativement $\lambda/2$ un patch rectangulaire excité à sa mode simple. En fait, le patch est électriquement un peu plus grand que sa taille physique due aux champs frangeants. L'écart entre les dimensions physiques et électriques dépend principalement de l'épaisseur et de la constante diélectrique du substrat.

I.4.2. Propriétés d'adaptation d'impédance

Conditions d'adaptation de l'antenne microruban et de son chargeur représenté par la relation suivante :

$$\mathbf{Z_a = R_a = Z_c} \quad \mathbf{I - 1}$$

Un émetteur patch alimenté dans une intersection pour dissémination d'impédance particularité Z_c , l'impédance d'antenne peut demeurer considérée contrairement une résistance implexe:

$$\mathbf{Z_a = R_a + jX_a} \quad \mathbf{I - 2}$$

Cette impédance dépend évidemment de la géométrie de l'antenne et également du couplage entre la ligne et l'antenne. On veut que l'impédance d'entrée de l'antenne soit la plus proche possible de 50Ω dans la partie réelle et nulle dans la partie imaginaire, selon le type d'alimentation. Pour les composants à géométrie simple fabriqués sur des substrats minces, une antenne peut être considérée comme un circuit résonnant parallèle avec un facteur de qualité Q lié aux pertes rayonnées (utiles) et de dissipation thermique (nocives). Pour un tel circuit, l'impédance d'entrée proche de la résonance est donnée par la relation :

$$\mathbf{Z_a = R_a + jX_a = \frac{R}{1 + 2jQ \left(\frac{F - F_{res}}{F_{res}} \right)}} \quad \mathbf{I - 3}$$

Avec

F: Fréquence d'alimentation.

F_{res} : Fréquence de résonance.

R: Résistance de résonance [I-4].

I.4.3. Diagramme de rayonnement

Le rayonnement du patch ou du champ frangeant est une sorte de diagramme de rayonnement en champ lointain, ce diagramme de rayonnement indique que l'antenne rayonne plus de

puissance dans une direction que dans l'autre direction. On dit que les antennes ont une certaine directivité. Ceci est généralement exprimé comme dB, et lorsque ce diagramme de rayonnement indique que l'antenne émet le même avec une puissance dans toutes les directions, l'antenne est dite isotrope [I-4]. En supposant que tous les rayonnements se produisent dans l'hémisphère, cela à la directivité est donc de 3db. Cette condition est souvent décrite comme un rapport avant-arrière parfait, avec tous les rayonnements qui rayonnent vers l'avant et vers l'arrière ne sont pas les mêmes. Cette relation est très forte et en pratique elle dépend de la forme et de la taille du plan de masse.

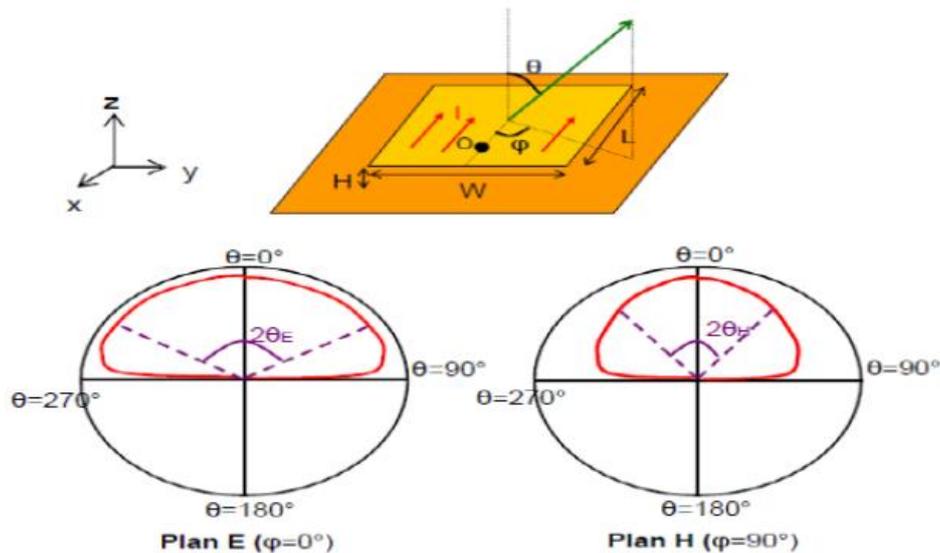


Figure I. 4: Le diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire [I-4].

Les patches rectangulaires excités en mode fondamental ont une directivité maximale dans la direction perpendiculaire au patch.

C'est-à-dire que le rayonnement est concentré dans un lobe principal qui est orienté perpendiculairement au patch ($\theta = 0^\circ$). En raison du plan au sol, le rayonnement se produit uniquement dans le demi-plan au-dessus du plan de masse. La directivité diminue à mesure que l'on se déplace du bord vers une hauteur inférieure. Actuellement, la directivité est définie par rapport à une source isotrope, rendant ainsi en dBi, une source isotrope rayonne une quantité d'énergie égale dans toutes les directions [I-4].

I.4.4. Gain de l'antenne

Le gain d'une antenne est défini comme le rapport de la densité de puissance de l'antenne P_r dans une direction donnée à la densité de puissance P_{ri} rayonnée par une antenne isotrope (sans pertes).

$$G(\theta, \phi) = \frac{P_r(\theta, \phi)}{P_{ri}} \quad \text{I - 4}$$

La densité de puissance rayonnée d'une antenne isotrope sans perte est égale à la puissance de l'antenne divisée par l'angle solide 4π [5], donnée par :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \phi)}{P_e} \quad \text{I - 5}$$

Avec

G : Le gain de l'antenne.

P_r : La densité de puissance rayonnée.

P_e : Puissance d'entrée.

θ : Angle d'azimut.

Φ : Angle d'élévation.

Les antennes à faible gain émettent la même puissance dans toutes les directions, tandis que les antennes à gain élevé émettent de la puissance dans certaines directions. Le gain peut être donné en fonction de la directivité, exprimée en dBi (décibels par rapport à une antenne isotrope) :

$$G = \eta D \quad \text{I - 6}$$

Où η est le rendement de l'antenne.

Si le rendement de l'antenne est égal à 100% ($\eta = 1$), la directivité sera égale au gain de l'antenne [I-6].

I.4.5. Polarisation de l'antenne

La polarisation d'une antenne correspond à la polarisation du champ électrique E des ondes électromagnétiques qu'elle rayonne ou reçoit par son lobe principal. La polarisation dans une direction donnée est caractérisée par une projection sur un plan perpendiculaire à la direction de propagation, et la courbe est décrite dans le temps par les extrema du champ électrique (ou magnétique) de l'onde rayonnée dans la région lointaine [I-7]. Il existe trois types de polarisation de champ électromagnétique : Polarisation linéaire, Polarisation circulaire, Polarisation elliptique.

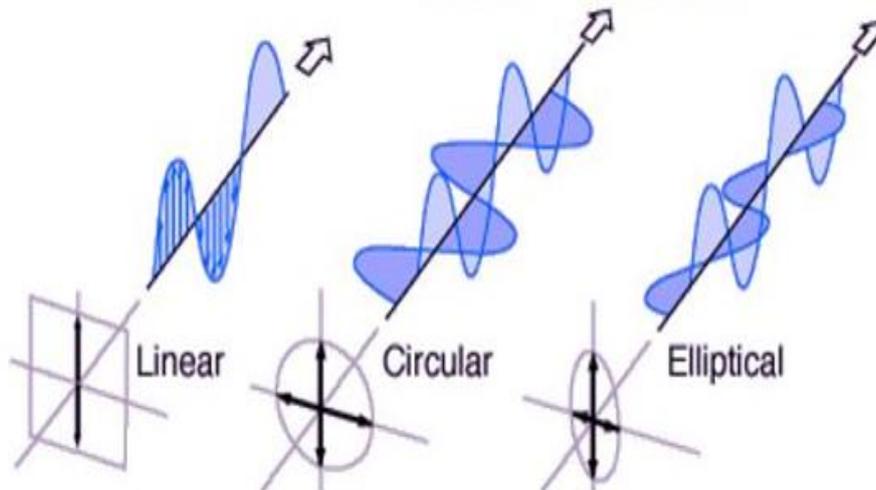


Figure I. 5: Polarisation des antennes [I-7].

➤ **Polarisation linéaire**

La polarisation est linéaire, également appelée polarisation linéaire, si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne est toujours dans la même direction en fonction du temps.

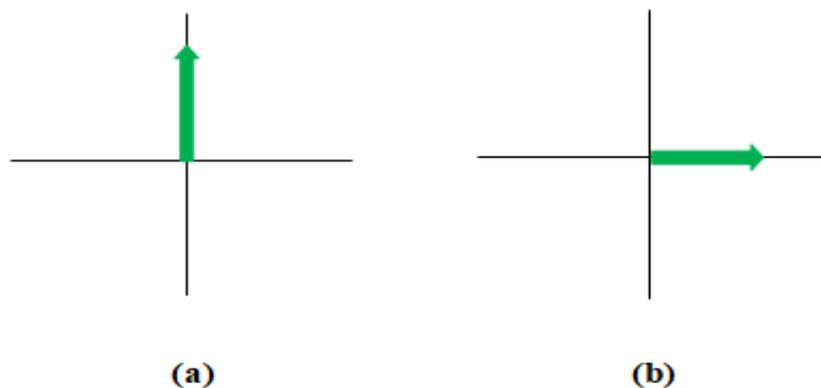


Figure I. 6: Polarisation linéaire, (a) vertical, (b) horizontal [I-7].

Cette polarisation est dite horizontale si la direction du champ électrique E est horizontale par rapport au sol. Un champ est dit vertical si sa direction est perpendiculaire au sol (Figure I.6).

➤ **Polarisation circulaire**

La polarisation circulaire est la polarisation du champ E variant dans le temps. Si le vecteur de champ électrique tourne une fois, cela s'appelle une polarisation circulaire. L'orientation décrit une rotation vers la droite ou vers la gauche, d'où le terme polarisation circulaire droite ou polarisation circulaire gauche (Figure I.7).

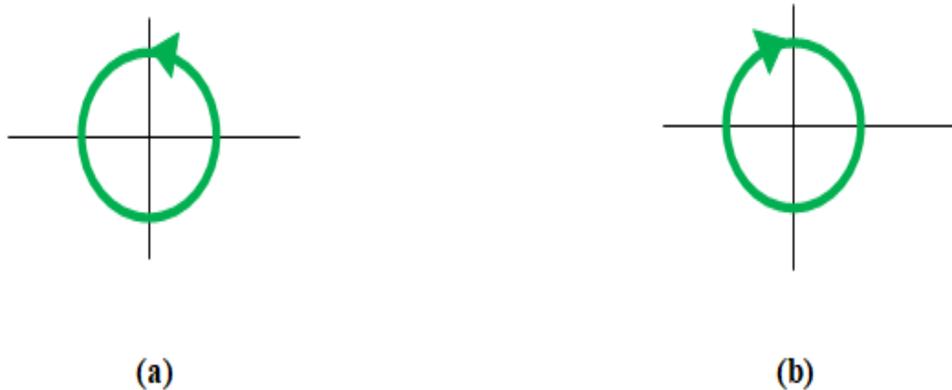


Figure I. 7: Polarisation circulaire, (a) gauche, (b) droite [I-7].

➤ Polarisation elliptique

Une polarisation elliptique est dite elliptique si le champ électrique décrit l'ellipse en fonction du temps. Outre la polarisation circulaire, deux cas sont possibles : la polarisation elliptique droite et la polarisation elliptique gauche (Figure I.8).



Figure I. 8: Polarisation elliptique, (a) gauche, (b) droite [I-7].

I.4.6. Bande passante

La bande passante ou la bande passante adaptative de l'antenne peut être définie comme une bande de fréquence avec un coefficient de réflexion inférieur à un seuil donné. Elle est généralement considérée comme une série de fréquences localisées sur la partie de l'autre côté de la fréquence centrale f_0 . Elle peut également être défini comme correspondant à l'énergie transférée de l'alimentation à l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) et supérieure au seuil. On parle alors de bande passante absolue, étant donné [I-8] :

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad \text{I - 7}$$

Nous déduisons souvent la bande passante d'une antenne à partir de sa courbe coefficient de réflexion. Certains critères typiques sont considérés comme des coefficients de réflexion moins de -6 dB ou -10 dB. Il est généralement exprimé en bande passante relative quant à la fréquence centrale [I-8], elle est donnée par :

$$\text{BP}(\%) = \frac{\Delta f}{f_0} \times 100 \quad \text{I - 8}$$

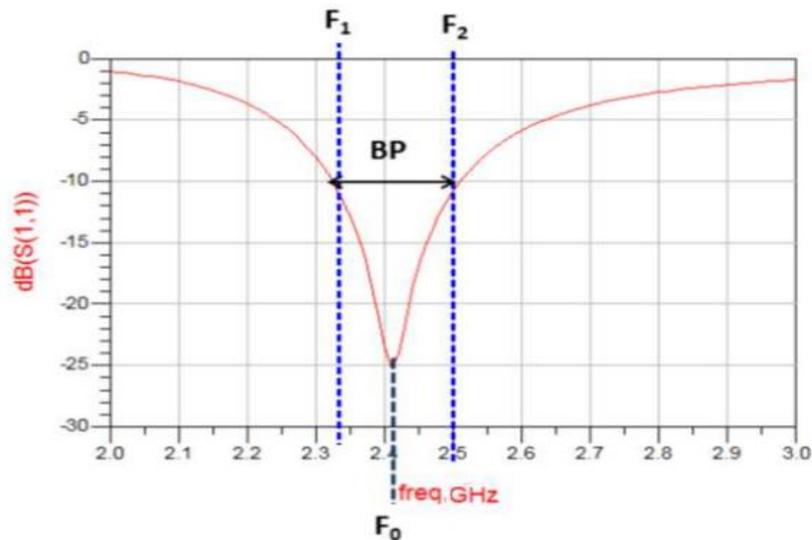


Figure I. 9: Illustration de bande passante à partir du coefficient de réflexion [I-8].

I.5. Les techniques d'excitation

L'excitation est un point très important. Il existe plusieurs techniques pour alimenter une antenne microruban, ces techniques doivent être :

- **Avec contact** : utiliser un élément de connexion tel qu'une ligne microruban pour connecter la source d'alimentation directement à la plaque rayonnante
- **Sans contact** : le couplage du champ électromagnétique assure que la ligne microruban et le transfert de puissance de l'élément rayonnant entre.

I.5.1. Alimentation par contact

I.5.1.1. Alimentation par ligne micro ruban

Constitué d'une ligne microruban inférieure à la largeur du patch, cette ligne est gravée en même temps que le patch. Elle est largement utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes. Cependant, ce type d'alimentation présente un inconvénient car il génère des rayonnements parasites [I-9].

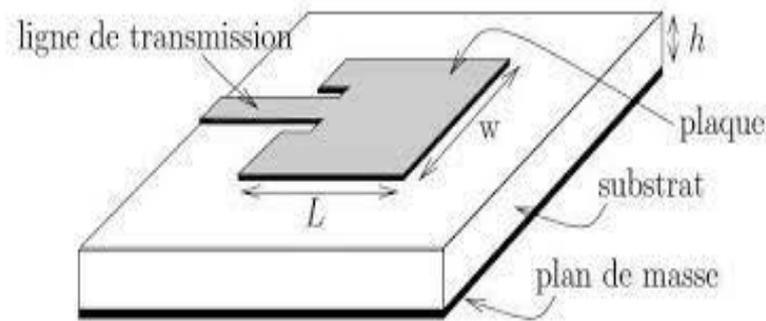


Figure I. 10: Alimentation par une ligne microruban [I-9].

Avantage : Cette technique d'alimentation est la plus utilisée dans les antennes imprimées en raison de sa facilité de production et de son faible coût.

Inconvénient : elle génère un rayonnement parasite [I-9].

I.5.1.2. Alimentation par sonde coaxiale

Cette puissance est produite en connectant l'élément rayonnant directement au conducteur central de la ligne coaxiale, avec le conducteur externe connecté au plan de masse, comme illustré à la figure I.11. Cette technique est largement utilisée pour les patchs circulaires et annulaires.

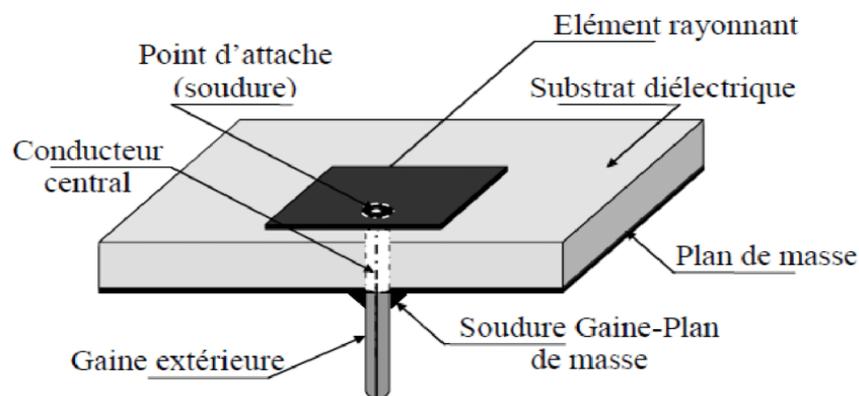


Figure I. 11: Alimentation par sonde coaxial [I-9].

Avantage: Ce régime est facile à mettre en place et à adapter.

Inconvénient: Elle offre une bande passante étroite et son rayonnement parasite est faible.

I.5.2. Alimentation sans contact (par couplage)

I.5.2.1. Alimentation par le couplage par fente (ouverture)

Dans ce type d'alimentation, le patch rayonnant et les lignes électriques microruban sont séparés comme un plan de masse. La connexion entre le patch et la ligne électrique adopte généralement l'ouverture ou la fente sur le plan de masse, le substrat inférieur adopte un

matériau à constante diélectrique élevée et le substrat de couche supérieure adopte un matériau à constante diélectrique faible pour optimiser le rayonnement du patch. Ce type d'alimentation est difficile à concevoir en raison des multiples couches qui augmentent l'épaisseur de l'antenne.

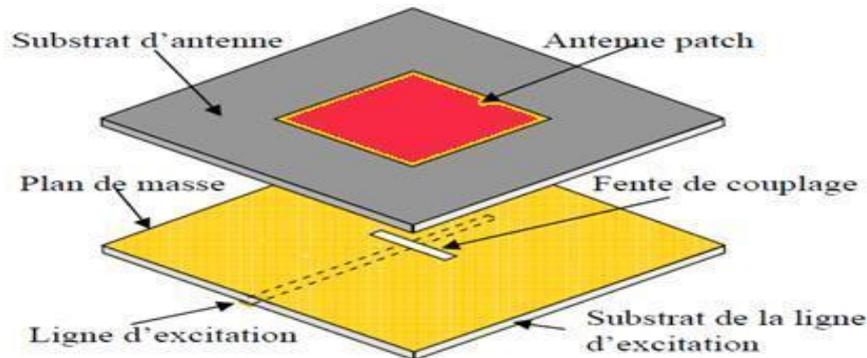


Figure I. 12: Alimentation par couplage par fente [I-9].

Cependant, il permet une expansion de la bande passante, mais il apporte divers avantages [I-9]:

- Isolation du circuit d'alimentation de l'antenne ;
- Réduction du rayonnement parasite au niveau de l'élément rayonnant ;
- Faible bande passante;

Mais il y a aussi des inconvénients :

- Difficile à mettre en œuvre ;
- Le rétro-rayonnement se produit parce que la fente se comporte comme l'élément de rayonnement ω . Pour supprimer cet inconvénient, un substrat peut être placé sous la trace avec une métallisation sur sa face inférieure pour créer un nouveau plan de masse.

I.5.2.2. Alimentation par couplage de proximité

Une autre solution pour exciter le patch par couplage est de faire cheminer ce dernier avec des lignes électriques telles qu'une montre. Les deux éléments sont au-dessus du plan de masse avec le chargeur pris en sandwich entre les deux diélectriques. La source de rayonnement est excitée par couplage électromagnétique.

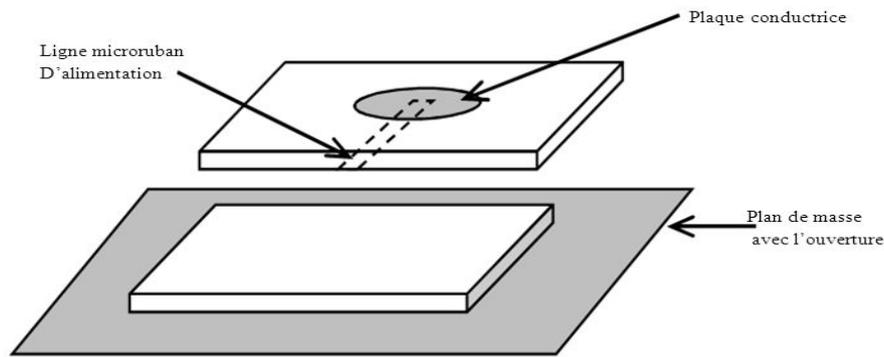


Figure I. 13: Alimentation par couplage par proximité [I-9].

Parmi les avantages de ce régime, nous mentionnons :

- Bande passante étendue ;
- Adaptation facile à la hauteur de la plaque de base et à la longueur du tronçon.

Cependant, elle présente quelques inconvénients :

- Difficile à réaliser ;
- Grande sensibilité au couplage ;
- Difficile de plaquer les couches diélectriques [I-9].

I.6. Avantages et inconvénients des antennes micro rubans

La technologie de ces antennes microruban s'est dérivée de la technologie des circuits imprimés, ce qui leur confère certains avantages tels que la légèreté, l'encombrement réduit, une bonne consistance et la possibilité d'intégrer des circuits hyperfréquences au niveau de l'antenne [I-10], ajoutons que la simplicité de leur construction rend de telles antennes adaptées à de faibles coûts de fabrication. C'est la caractéristique clé expliquant l'introduction des antennes microrubans dans les applications de communication mobile.

En général, les avantages des antennes microrubans sont [I-11] :

- Simplicité,
- Fort,
- Adapté aux surfaces planes et non planes,
- Faible coût.

Cependant, ils présentent les inconvénients suivants :

- Faible rendement,

- Faible gain,
- Impuretés polarisantes,
- Bande de fréquence relativement étroite,
- Rayonnement parasite des sources d'énergie et des ondes de surface [I-11].

I.7. Domaines d'applications des antennes micro rubans

Les antennes microrubans sont utilisées dans de nombreux domaines, de l'électronique grand public aux systèmes de technologie de pointe. Ces domaines comprennent :

- Antennes de missiles.
- Radars d'aviation de télémétrie et de communication sur les liaisons navires ou satellites géostationnaires.
- Armes intelligentes.
- Systèmes GPS.

I.8. Conclusion

La technologie microruban en général, et les antennes micro rubans en particulier, connaissent un succès croissant et un développement fulgurant. Dans le chapitre I, nous avons donné un aperçu des antennes microrubans et de leurs caractéristiques, des différentes formes et des techniques de fournitures de puissance les plus couramment utilisées. Nous avons cité quelques domaines d'applications, avantages et inconvénients de ce type d'antennes.

Chapitre 2 : Les techniques d'alimentation des réseaux d'antennes.

II.1. Introduction

Depuis quelques années, il est bien connu que le domaine des télécommunications a subi une très grande évolution, entraînant une pollution électromagnétique. Ce problème peut nécessiter d'augmenter la capacité du système et de réduire les interférences et les signaux indésirables. Les antennes sont les équipements impliqués dans cette tâche. Afin d'améliorer les caractéristiques de l'antenne, celle-ci est utilisée dans des réseaux dits réseaux d'antennes. Ce réseau peut prendre plusieurs formes.

Pour contrôler le diagramme de rayonnement afin de suivre les changements de l'environnement, chaque élément du réseau est alimenté en temps réel, une technique connue sous le nom d'alimentation du réseau d'antennes.

II.2. Les paramètres géométriques d'une antenne patch

La détermination des paramètres géométriques de l'élément rayonnant est basée sur :

- Le calcul de permittivité effective en fonction de la largeur du patch W .
- Le calcul de la largeur L du patch en fonction de la permittivité effective.

Sachant que la propagation des ondes dans une ligne microruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisé par un constant diélectrique exprimé par [II-1]:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1} \quad \text{II - 1}$$

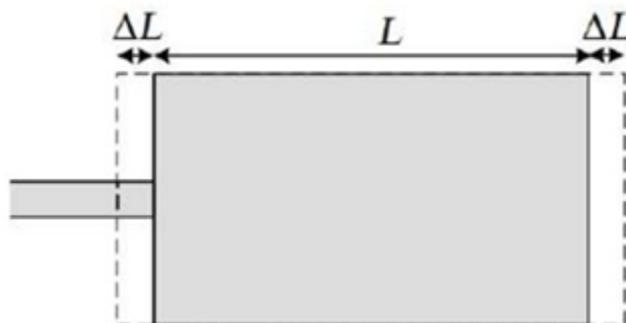


Figure II. 1: Extension de la longueur physique L [II-2].

Le patch rectangulaire représente une longueur effective, car le rayonnement se base sur la longueur réelle ainsi que les deux fentes. Pour le patch rectangulaire la longueur L est étendue de deux ΔL (Figure II-1).

Cette extension en L est donnée par la formule de Hammerstad :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad \text{II - 2}$$

La longueur effective L_{eff} du patch devient alors :

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad \text{II - 3}$$

La fréquence de résonance f_r est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{2L_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad \text{II - 4}$$

Cependant, la largeur du patch W est calculée à partir de la formule [1]:

$$W = \frac{c}{2f_r} = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad \text{II - 5}$$

II.3. Mécanisme de rayonnement d'une antenne patch

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch, se comprend à partir de sa forme géométrique. Ce rayonnement d'antenne patch est produit à partir des champs frangeants entre le bord du conducteur de l'antenne patch et le plan de masse. Lorsque on excite la ligne d'alimentation, il y a une onde électromagnétique qui va se propager sur cette dernière pour rencontrer l'élément rayonnant qui est généralement plus large que la ligne, à cause de distribution de charge et s'établit sur et sous le composant rayonnant et entre le plan de masse et le substrat. Ce phénomène est illustré par la figure II-2 [II-3]:

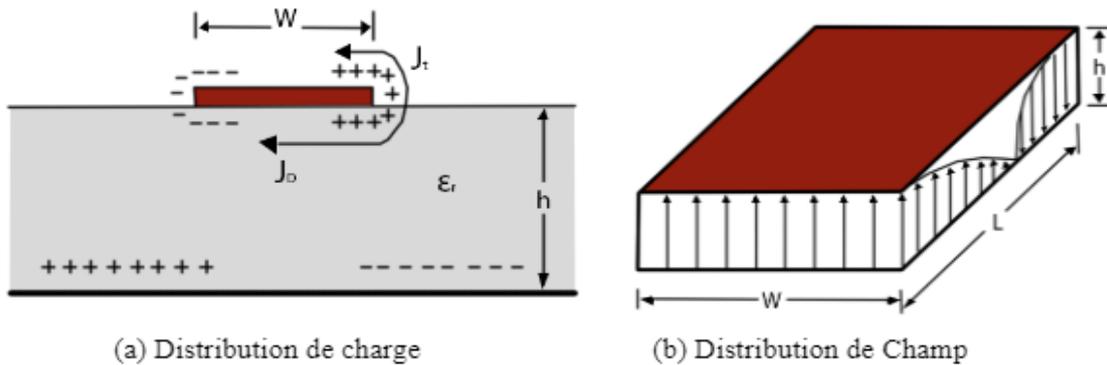


Figure II. 2: Distribution de charge du champ dans l'antenne patch [II-3].

Avec J_d est le courant de déplacement, et J_t le courant de surface.

II.4. Modélisation géométrique

II.4.1. Coefficient de vitesse d'un microruban

Dans une ligne en microruban, comme dans un câble coaxial, la vitesse de propagation de l'onde dépend du matériau isolant et elle est inférieure à sa vitesse dans l'air :

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad \text{II - 6}$$

Où c : est la vitesse de la lumière.

La longueur d'onde λ_g dans la ligne en microruban est donc plus petite que la longueur d'onde dans l'air λ_0 :

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \lambda_0 \quad \text{II - 7}$$

Le terme $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$ est le coefficient de vitesse.

Mais contrairement au cas des câbles coaxiaux, le coefficient de vitesse d'un microruban dépend aussi de ses dimensions et doit être recalculé à chaque fois.

II.4.2. Modélisation géométrique de l'élément de rayonnement

La dimension des éléments utilisés n'est pas un hasard. Ces dimensions vont permettre d'obtenir les caractéristiques de résonance, le diagramme de rayonnement et l'impédance recherchés pour notre antenne. Comme mentionné auparavant, les éléments étudiés seront de types rectangulaires (Figure II-3).

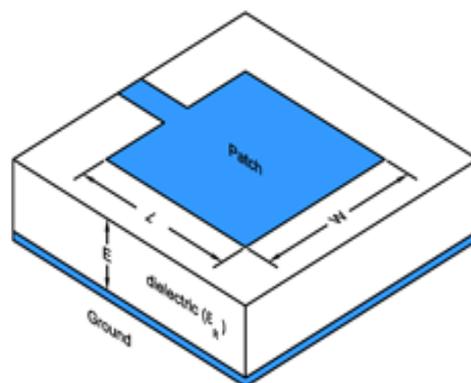


Figure II. 3: Patch rectangulaire [II-4].

On peut calculer la valeur de 'w' (largeur du rectangle), avec l'équation suivante :

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}; \epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{h}{W}\right)}} \right] \quad \text{II - 8}$$

W : Largeur de l'élément de rayonnement de base (m) ;

ϵ_r : Permittivité diélectrique du substrat utilisé (F/m) ;

f : Fréquence de fonctionnement de l'antenne (Hz) ;

c : Vitesse de la lumière (m/s) ;

h : Epaisseur de substrat (m) ;

Passons maintenant au calcul de la longueur 'L' de rectangle entourant le rectangle, cette dimension sera très utile lorsqu'on réalisera notre modèle sous Microwave Studio CST. La longueur « L » est calculée par l'équation suivante :

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} - 0.824h \left(\frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \right) \quad \text{II - 9}$$

Cependant, en plus de savoir calculer les dimensions d'un élément, il faut être en mesure de connaître le point d'alimentation exacte de notre élément. En effet, l'emplacement du point d'alimentation va faire varier l'impédance d'entrée de notre antenne. Il y aura donc une détérioration de l'efficacité de l'antenne. Il faut donc déterminer le point d'alimentation optimum [II-4].

II.4.2. Calcul de la position d'alimentation

La première étape dans la détermination du point d'alimentation est le calcul de l'impédance d'entrée de l'élément de rayonnement. Afin de pouvoir déterminer cette impédance, nous pouvons modéliser l'élément de rayonnement rectangulaire par un modèle RC (résistance condensateur) équivalent (Figure II.4). Ensuite, nous n'avons qu'à utiliser les équations qui suivent [II-5] :

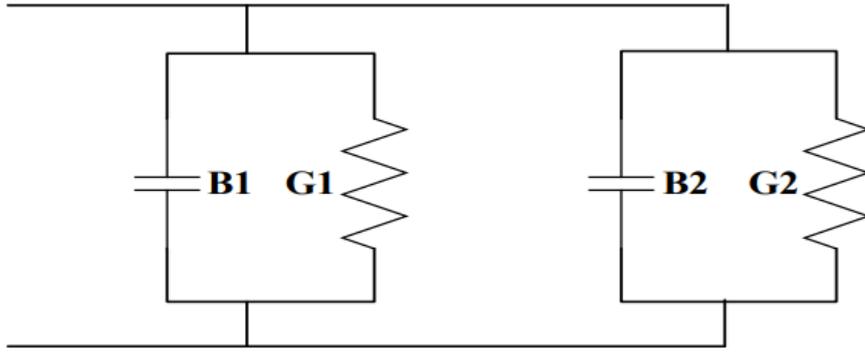


Figure II. 4: Circuit équivalent d'une antenne microrubans [II-5].

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad \text{II - 10}$$

R_{in} : Impédance d'entrée (Ω) ;

B1, B2: susceptance (S);

G1, G2: Conductance G1, G2 (S);

G12 : Partie de la conductance créée par G2 (S) ;

Ensuite, nous pouvons définir les équations de G1 et de G12 mais avant, nous définissons I1 et k_0 qui seront utilisés par G1 et G12.

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 a \cos(\theta)}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] \quad \text{II - 11}$$

a : Longueur latérale de l'élément de rayonnement de base (m) ;

I_1 : Courant efficace incident ;

θ : La phase ;

$$k_0 = 2\pi f \sqrt{\epsilon\mu_0} \quad \text{II. 12}$$

f: Fréquence de résonance de l'élément de rayonnement (Hz) ;

ϵ : Constante de permittivité du vide, $8.85411878 \times 10^{-12}$ (F/m) ;

μ_0 : Constante de perméabilité du vide, 1.2566371×10^{-6} (N/A²) ;

Voici maintenant l'équation définissant G_1

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad \text{II - 13}$$

G_1 : Conductance G_1 ;

Voici maintenant l'équation définissant G_{12} .

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 \cos(\theta)}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3 \theta d\theta \quad \text{II - 14}$$

L : Longueur de l'élément de rayonnement (m) ;

J_0 : Fonction de Bessel d'ordre 0 ;

G_{12} : Partie de la conductance créée par G_2 (S) ;

La fonction de Bessel d'ordre 0 est définie par l'équation suivante. [16]

$$J(z) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{\left(\frac{1}{4}z^2\right)^k}{(k!)^2} \quad \text{II - 15}$$

Maintenant que nous avons les équations à utiliser pour calculer l'impédance d'entrée R_{in} , nous pouvons déterminer le point d'alimentation de l'élément de rayonnement.

L'équation qui va nous permettre d'obtenir le point d'alimentation Y_0 de notre élément est donc :

$$R_{ligne} = R_{in} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad \text{II - 16}$$

$$y_0 = \frac{L}{2\pi} \times \arccos\left(\frac{2R_{ligne} - R_{in}}{R_{in}}\right) \quad \text{II - 17}$$

R_{ligne} : Impédance de la ligne d'alimentation (Ω) ;

L : Longueur de l'élément rectangulaire de rayonnement (m) ;

R_{in} : Impédance calculée de l'élément de rayonnement (Ω) ;

Y_0 : Profondeur d'insertion de la ligne d'alimentation (m) ;

II.4.3 Modélisation géométrique de la ligne d'alimentation

II.4.3.1 Equation de synthèse

Un premier jeu d'équation permet de calculer le rapport W/h correspondant à une impédance Z_0 donnée. Pour une meilleure précision on utilise deux équations différentes selon la valeur de W_f/h [II-5].

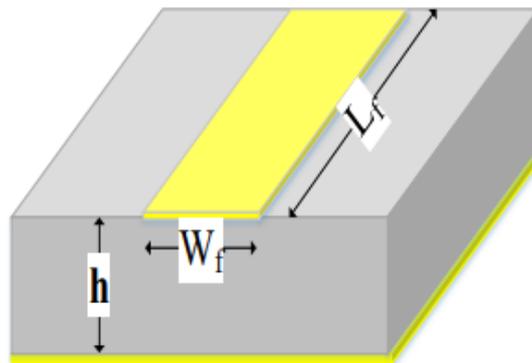


Figure II. 5:Ligne d'alimentation en microruban [II-5].

Pour $W_f/h < 2$:

$$\frac{W_f}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad \text{II - 18}$$

Avec :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad \text{II - 19}$$

Pour $W_f/h > 2$:

$$\frac{W_f}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad \text{II - 20}$$

Avec :

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{II - 21}$$

II.4.3.2. Equation d'analyse

Ces équations permettent de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne en microruban dont on connaît les dimensions. Pour une meilleure précision on utilise ici encore deux équations différentes selon la valeur de W/h [II-5]:

Pour $W_f/h < 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{W_f} + \frac{W_f}{4h} \right) \quad \text{II - 22}$$

Avec

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W_f} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W_f}{h} \right)^2 \right] \quad \text{II - 23}$$

Pour $W_f/h > 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{\frac{W_f}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_f}{h} + 1.444 \right)} \quad \text{II - 24}$$

Avec

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W_f} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{II - 25}$$

II.4.3.3. Ligne ou transformateur quart d'onde

Le transformateur à quart d'onde est une méthode qui est utilisée quand il y a un mauvais couplage d'impédance et que celui-ci est une résistance pure.

Il est donc utilisé pour faire le couplage entre des lignes d'alimentation d'impédance différente. La (Figure II.6) montre un transformateur quart d'onde [II-5].

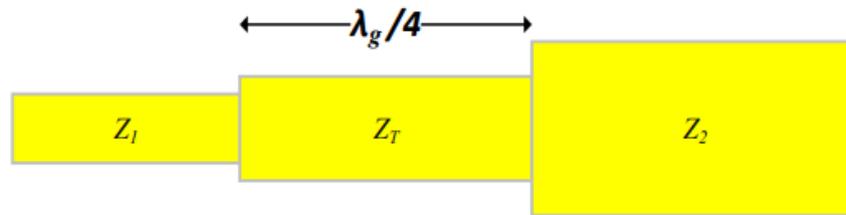


Figure II. 6: Transformateur quart d'onde [II-5].

Les équations suivantes, définissent l'utilisation de transformateur quart d'onde.

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad \text{II - 26}$$

Z_T : Impédance de couplage de la partie centrale (Ω) ;

Z_1 : Impédance résistive de départ (Ω) ;

Z_2 : Impédance cible à atteindre (Ω) ;

$$\frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad \text{II - 27}$$

f : Fréquence de fonctionnement du circuit (Hz) ;

λ_g : Longueur d'onde dans le substrat (m) ;

ϵ_r : Permittivité diélectrique du substrat utilisé (F/m) ;

c : Vitesse de la lumière (m/s) ;

Donc, avec ces deux équations, on peut transformer une impédance de valeur quelconque en une autre valeur d'impédance de notre choix.

II.4.3.4. Diviseur de puissance

Le diviseur de puissance est un élément qui sera utilisé dans la modélisation de l'antenne. En effet, les antennes en microruban peuvent être composées d'un ou plusieurs éléments de rayonnement.

Il est donc primordial d'être en mesure de diviser la puissance entre les différents éléments de notre antenne. Un diviseur de puissance est montré sur la (Figure II.7) [II-5].

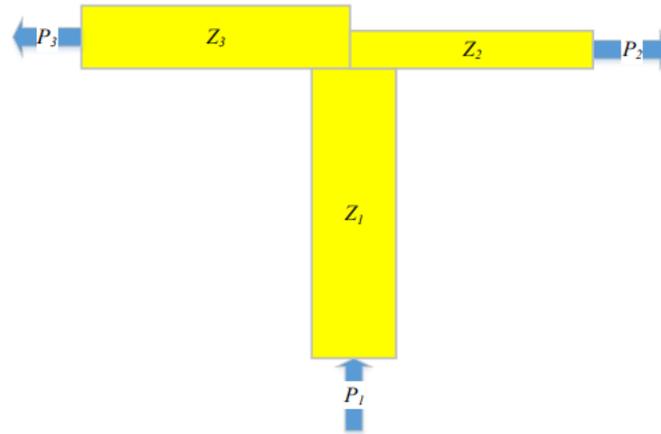


Figure II. 7: Diviseur de puissance [II-5].

Un diviseur de puissance est caractérisé par les équations suivantes.

$$Z_1 = \frac{Z_2 \times Z_3}{Z_2 + Z_3} P_2 = \frac{Z_1}{Z_2} P_1 P_3 = \frac{Z_1}{Z_3} P_1 \quad \text{II - 28}$$

Z_1 : Impédance de la ligne d'alimentation source (Ω) ;

Z_2 : Impédance de la ligne d'alimentation de l'élément 1 (Ω) ;

Z_3 : Impédance de la ligne d'alimentation de l'élément 2 (Ω) ;

P_1 : Puissance fournie par la source (W) ;

P_2 : Puissance dirigée vers l'élément 1 (W) ;

P_3 : Puissance dirigée vers l'élément 2 (W) ;

Avec ces formules, il est donc facile de concevoir des diviseurs de tension répondant à nos besoins.

II.5. Dimensions de l'antenne patch

Maintenant, la partie suivante détermine les paramètres géométriques d'une antenne patch, en suivant ces étapes :

II.5.1. La fréquence de résonance

La fréquence de résonance f_r représente l'amplitude minimale du coefficient de réflexion. Celui-ci est donné par cette relation :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r} L + 2\Delta L} \quad \text{II - 29}$$

II.5.1.1. Principes de fonctionnement de base

Il existe plusieurs expressions disponibles dans la littérature, ce sont des expressions assez complexes qui sont dérivées en écrivant des conditions aux limites pour les champs

électriques, magnétiques, en résolvant toutes ces équations de Maxwell, mais cela prend beaucoup de temps. Mais en fait, c'est une chose relativement simple.

On a :

$$\nabla^2 \mathbf{E}_z + \mathbf{K}^2 \mathbf{E}_z = 0 \quad \mathbf{H}_z = 0 \quad \mathbf{K} = \mathbf{K}_1 = \mathbf{K}_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad \text{II - 30}$$

$$\mathbf{E}_z = \cos\left(\frac{\mathbf{m}\pi x}{\mathbf{L}}\right) \cos\left(\frac{\mathbf{n}\pi y}{\mathbf{L}}\right) \quad \text{II - 31}$$

II.5.1.2. Le mode transverse magnétique

Après avoir séparé les variables :

$$\left[-\left(\frac{\mathbf{m}\pi}{\mathbf{L}}\right)^2 - \left(\frac{\mathbf{n}\pi}{\mathbf{W}}\right)^2 + \mathbf{K}_1^2 \right] \mathbf{E}_z = 0 \quad \text{II - 32}$$

$$\left[-\left(\frac{\mathbf{m}\pi}{\mathbf{L}}\right)^2 - \left(\frac{\mathbf{n}\pi}{\mathbf{W}}\right)^2 + \mathbf{K}_1^2 \right] = 0 \quad \text{II - 33}$$

Nous obtenons

$$\mathbf{K}_1^2 = \left(\frac{\mathbf{m}\pi}{\mathbf{L}}\right)^2 + \left(\frac{\mathbf{n}\pi}{\mathbf{W}}\right)^2 \quad \text{II - 34}$$

Et

$$\mathbf{K}_1 = \mathbf{K}_0 \sqrt{\epsilon_r} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{\epsilon_r} \quad \text{II - 35}$$

$$\omega = 2\pi f \quad \text{II - 36}$$

\mathbf{K}_0 : Nombre d'onde [m^{-1}]

$$f = \frac{\mathbf{c}}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\mathbf{m}\pi}{\mathbf{L}}\right)^2 + \left(\frac{\mathbf{n}\pi}{\mathbf{W}}\right)^2} \quad \text{II - 37}$$

$$\mathbf{c} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad \text{II - 38}$$

Tout d'abord, j'explique le mode 10. Je vais les expliquer un par un. Donc, si nous prenons le modèle de base 1 0 alors, cela signifie que m est égal à 1 et n est égal à 0, lorsqu'il est égal à 0, le terme n'existera pas, donc m sur L vaut $1/L$ et a une racine carrée.

Donc L sortira. En fait, si vous voyez réellement que c'est seulement lorsque L devient approximativement égal à $\lambda_0/2$, ce sera la fréquence de résonance du mode fondamental, qui est généralement utilisée car le diagramme de rayonnement a un faisceau large.

II.5.2 Fréquence de résonance du mode (m, n)

La fréquence de résonance est principalement déterminée par la longueur du patch L et la constante diélectrique du substrat, bien que la formule de Hammerstad implique un constant diélectrique effectif, nous utilisons toujours le constant diélectrique réel du substrat dans la formule de fréquence de résonance.

$$f_m = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2} \quad \text{II - 39}$$

Donc :

$$f_{10} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{1}{L}\right) \quad \text{II - 40}$$

La fréquence de résonance est principalement contrôlée par la longueur du patch L et la constante diélectrique du substrat, bien que le constant diélectrique effectif soit impliqué par la formule de Hammerstad, nous utilisons toujours le constant diélectrique réel du substrat dans la formule de fréquence de résonance.

On peut augmenter la fréquence de résonance en ajoutant une "Edge Length Extension" ΔL à chaque bord du patch pour obtenir la "Effective Length L_e ". Cela nous amène à la deuxième étape [II-6].

II.5.3. Longueur effective L_e et la permittivité effective ϵ_e

Premièrement, si nous avons un patch, alors ce patch aura un champ de frange. Ainsi, la capacité totale sera la capacité de la plaque parallèle plus la capacité du champ de frange.

Alors pour interpréter concrètement ces capacités dues aux champs frangeants, on définit les quantités L_e et W_e .

Donc la longueur totale est égale à L plus ce ΔL , qui représente le champ de franges des deux côtés.

$$L_e = L + 2\Delta L$$

De même, nous définissons

$$W_e = W + 2\Delta L$$

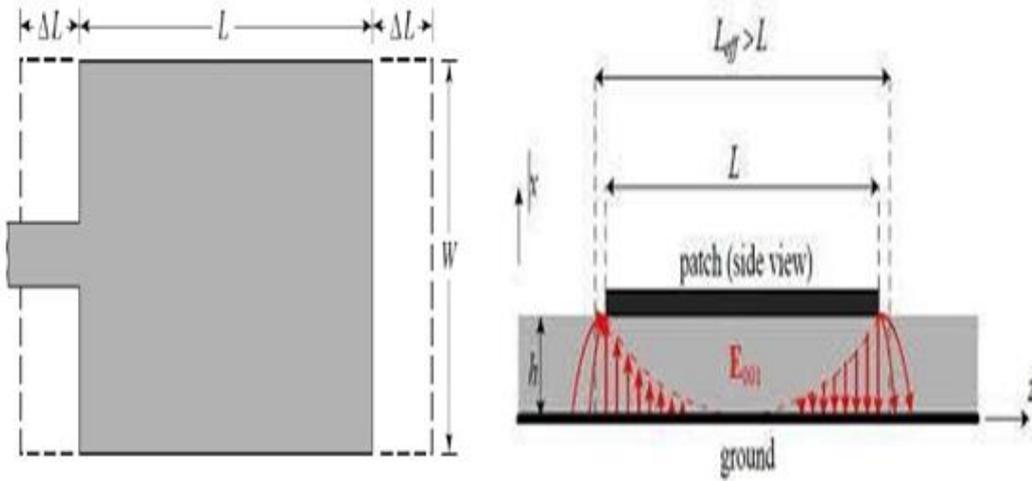


Figure II. 8: Géométrie d'antenne microruban [II-7].

Pour la conception, nous devons calculer la constante diélectrique effective ξ_e . Pour calculer la constante diélectrique effective revenons en arrière et regardons la distribution. Nous pouvons donc voir que la majeure partie du champ est confinée dans le substrat, mais une partie du champ s'élève dans l'air. Par conséquent, comme une partie du champ de franges se trouve dans l'air, le constant diélectrique effectif n'est pas seulement ξ_r , mais légèrement inférieure à ξ_r .

Nous pouvons donc utiliser cette formule spéciale pour calculer ce qui est ξ_e .

$$\xi_e = \frac{\xi_r + 1}{2} + \frac{\xi_r - 1}{2} \left[1 + 10 \left(\frac{h}{W} \right) \right]^{-1/2} \quad \text{II - 41}$$

Dans le cas d'un motif carré, la longueur L et la largeur w de la ligne sont des demi-ondes, donc la longueur L est la moitié de la longueur d'onde dans le diélectrique, donc λ_d est égal à $\lambda_0/2$, qui est environ la moitié de la longueur d'onde, ensuite divisé par le constant diélectrique effectif entre les couches diélectriques inférieure et supérieure.

$$L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\xi_e}} - 2\Delta L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\xi_e}} - 2\Delta L \quad \text{II - 42}$$

D'après Formule Hammerstad:

$$\frac{\Delta L}{h} = \left[\frac{(\xi_e + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\xi_e - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \right] \quad \text{II - 43}$$

Remarque : $\Delta L = 0.5h$

Tableau II.1: Dimensions physiques de l'antenne patch.

Paramètre	Valeurs (mm)	Application
Longueur du plan de masse	23	L_g
Largeur du plan de masse	23	W_g
Longueur du substrat	23	L_s
Largeur du substrat	23	W_s
Longueur du patch	9.30	W_p
Largeur du patch	6.58	L_p
Hauteur du substrat	1.6	H_s
Épaisseur du patch	0.16	H_p
Largeur de la ligne	3.5	W_f
Longueur de la ligne	8.21	L_f

II.6. Réseaux d'antennes

Un réseau d'antennes est un ensemble d'éléments rayonnants identiques, disposés géométriquement pour émettre ou recevoir une même fréquence.

En appliquant des poids d'amplitude et de phase au signal appliqué ou reçu au niveau de chaque élément, des diagrammes de rayonnement spécifiques peuvent être obtenus, par exemple très directionnels, ou sur un solide donné, ou même avec une suppression directionnelle spécifique. Par conséquent, le diagramme de rayonnement d'un réseau dépend du type de configuration, du nombre d'éléments dans cette configuration, de la distance entre les éléments et du diagramme de rayonnement de l'élément de base.

La commande électronique du contre-poids permet d'obtenir un "balayage électronique" dans l'espace, ce qui évite d'avoir recours à une antenne à orientation mécanique.

Généralement, ce réseau est utilisé pour donner au concepteur plus de liberté pour répondre aux besoins de l'environnement [II-8].

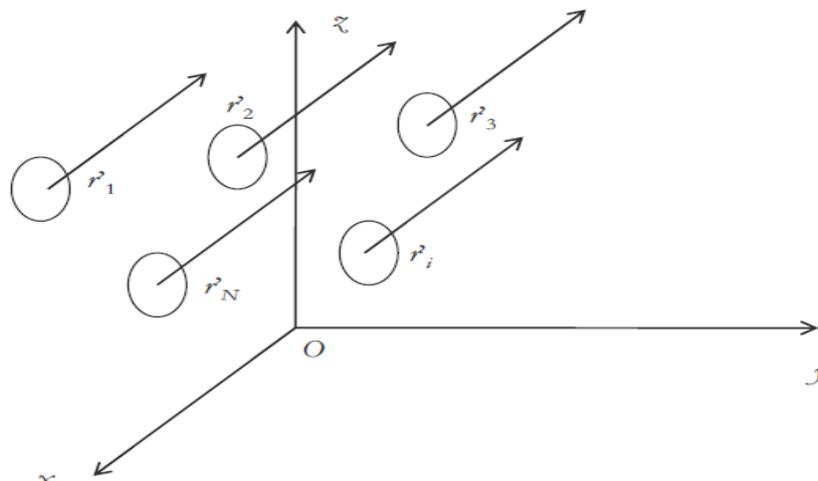


Figure II. 9: Exemple de la géométrie d'un réseau d'antennes [II-8].

II .7. Type de réseaux d'antennes microbandes

L'utilisation d'antennes microruban unitaires n'est pas suffisante pour répondre aux limitations de rayonnement imposées. Pour améliorer les performances de ces antennes, une structure multicouche est utilisée pour augmenter la bande passante à 70%, et les différents éléments rayonnants sont associés pour former un système appelé réseau, permettant la compensation des caractéristiques d'une seule antenne, et utilise de nombreux facteurs tels que l'espacement des patches et la taille du plan de phase et de masse pour un gain plus élevé et le respect du principe du lobe [II-9].

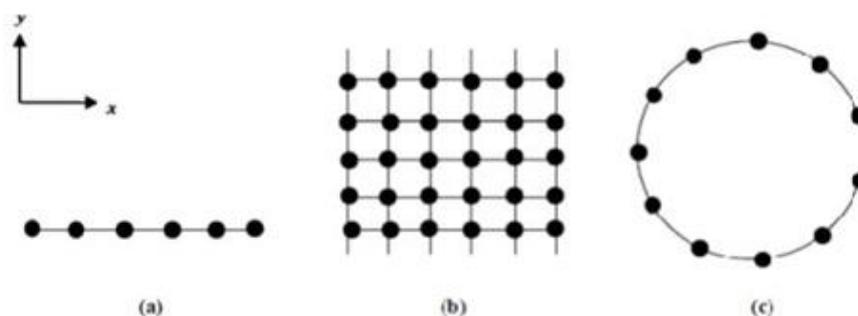


Figure II. 10: Différentes configurations géométriques des réseaux, (a) linéaire, (b) planaire et (c) circulaire [II-9].

II .7.1. Antenne en réseau linéaire

Un réseau linéaire est un réseau dans lequel les sources sont disposées en ligne droite et séparées par une distance constante d . Dans ce cas, les propriétés du réseau apparaissent dans le plan contenant la normale source et source de base [II-10].

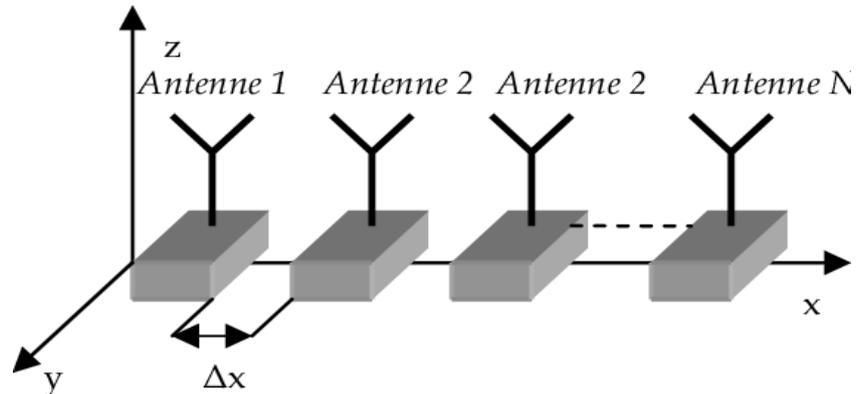


Figure II. 11: Réseau d'antenne circulaire [II-10].

II .7.2. Antenne en réseau plan

Un réseau planaire est un arrangement d'antennes dans un plan. Ce réseau planaire rectangulaire est une généralisation d'un réseau planaire linéaire. Le cas le plus simple à mettre en équation correspond à un réseau selon un maillage rectangulaire d'éléments rayonnants. Le pas du réseau rectangulaire ainsi obtenu peut être différent selon les deux grands axes du réseau[II-11].

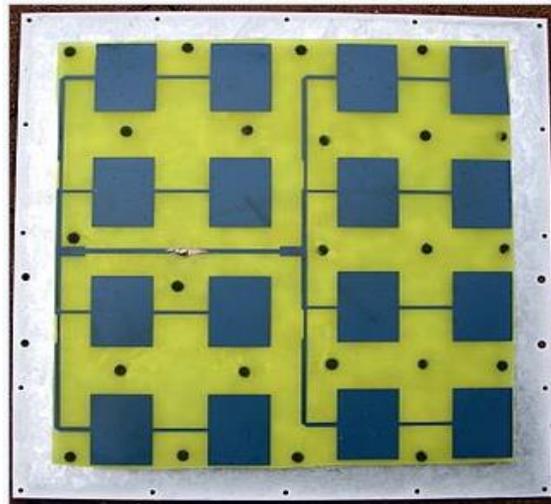


Figure II. 12: Réseau d'antenne planaire [II-11].

II .7.3. Antenne en réseau circulaire

Une antenne en réseaux circulaires est un ensemble d'éléments rayonnants répartis sur la circonférence et équidistants. Le plan où l'analyse du réseau est limitée est le plan horizontal, caractérisé par des coordonnées polaires (Figure II.10-c) [II-12].

II.8. Technique d'alimentation réseau d'antenne patch

Le réseau d'alimentation des antennes a pour but d'apporter de l'énergie à différentes sources en respectant les lois de pondération. La technique la plus simple consiste à alimenter

l'élément rayonnant par une ligne microruban. Les réseaux incitatifs peuvent avoir différentes architectures selon les besoins. Le principe de distribution d'énergie est réalisé en utilisant des lignes microruban et des transformateurs d'impédance quart d'onde. Le déphaseur du circuit d'alimentation peut être formé d'éléments supraconducteurs.

Toutes les structures de puissance sont supposées être cohérentes en termes de distribution de puissance (la même puissance doit être fournie au patch). Il faut tenir compte du fait que les signaux émis par les sources aient tous la même fréquence en fonction du temps.

Les circuits d'excitation peuvent prendre diverses architectures ; on en distingue deux types :

- Alimentation en série ;
- Alimentation en parallèle ;

La sélection du type d'alimentation se fait en fonction de différents paramètres, qui sont :

- Loi, amplitude et ou phase de pondération souhaitée ;
- La bande passante requise ;
- Un réseau série aura une bande passante plus faible car les lois de pondération sont plus sensibles à la fréquence que dans le cas d'alimentations parallèles [II-13].

➤ **Alimentation parallèle**

Un réseau parallèle sera plus encombrant qu'un réseau série. De plus, il est important de noter que les réseaux parallèles ont des longueurs de ligne plus longues et plus de courbures, ce qui crée plus de pertes, en particulier dans la plage millimétrique. Un autre choix important dans la conception d'antennes imprimées est le substrat diélectrique. Si la structure du réseau comporte $2n$ éléments rayonnants, elle peut être alimentée en parallèle par $(2 - 1)$ étages diviseurs de puissance sur chaque étage. Pour bien adapter cette alimentation, il est conseillé d'utiliser un diviseur de tension de type Wilkinson [II-13].

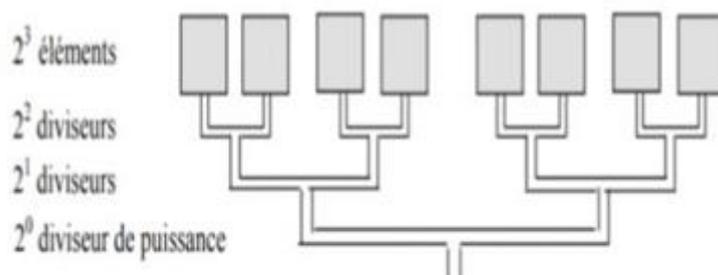


Figure II. 13: Alimentation parallèle d'un réseau linéaire [II-13].

➤ **Alimentation série**

Sur la figure II.12, nous avons une ligne de transmission qui excite des éléments rayonnants en série. Chaque ligne comporte en entrée un déphaseur, lui-même relié en quadrature à un guide de puissance commun. La distance de connexion de la ligne sur la ligne principale doit être uniforme et le signal doit atteindre le déphaseur dans la même phase pour éviter une erreur de phase [II-13].

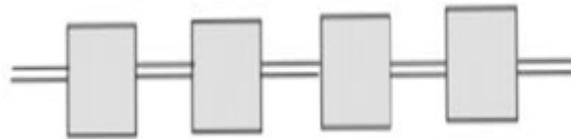


Figure II. 14: Alimentation série d'un réseau linéaire [II-13].

II.8.1. Réseaux d'alimentation en chandelier

Le concept de réseau d'alimentation multifaisceaux en chandelier, également appelé parallèle et dont le premier document à le décrire de façon relativement précise dans une configuration parallèle est le brevet de Kadak. Cela dit, il y a déjà quelques principes fondateurs et Butler mentionne un concept apparemment très similaire en introduisant sa matrice.

Pour bien comprendre le principe de ce réseau d'alimentation, nous commençons par décrire le cas d'un faisceau unique. En fait, le but d'une forme équilibrée de réseau de chandelier est de produire une loi de puissance de sortie cohérente en amplitude et en phase. Pour cela, il suffit de relier différents niveaux de diviseurs de puissance.

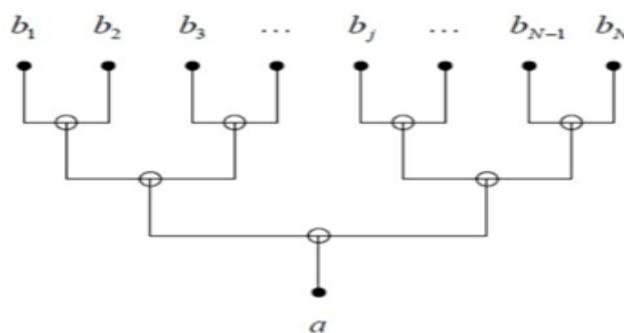


Figure II. 15: Réseau d'alimentation en chandelier mono faisceau [II-14].

Dans le cas général, on peut envisager d'utiliser des diviseurs de puissance déséquilibrés pour produire une loi formée en amplitude. L'intérêt de cette structure dans le cas équilibré est de dissocier le réseau d'alimentation de la couche de contrôles en amplitude (atténuateurs) et/ou phase (déphaseurs) permettant la formation de faisceau [II-14].

II.8.2. Réseaux d'alimentation périodiques

La particularité de ce réseau d'alimentation par rapport à la structure précédente est l'alternance symétrique des diviseurs et combineurs de puissance pour produire une loi de distribution de puissance proche de la loi binomiale.

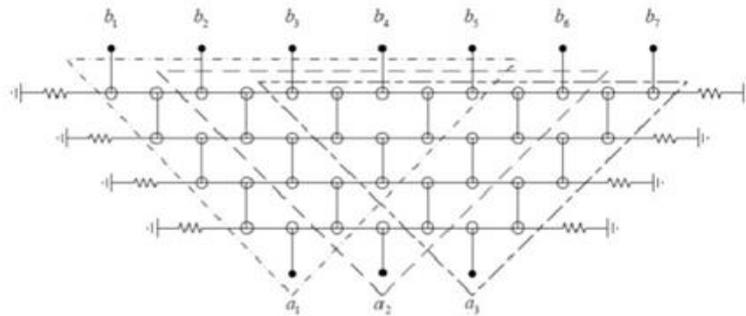


Figure II. 16: Réseau d'alimentation périodique multifaisceaux microruban [II-15].

La loi présente une symétrie par rapport à l'élément central (cas impair) ou aux deux éléments (cas pair), caractérisée par une réduction gaussienne vers les bords.

Les lois de puissance avec des distributions d'amplitude gaussiennes sont particulièrement intéressantes pour réduire le niveau du lobe secondaire [II-15].

II.8.3. Réseaux d'alimentation périodiques refermés

Le réseau étudié dans la section précédente présente une topologie pseudopériodique. Nous semblons donc intéressés à pousser plus loin cette particularité en enfermant la structure sur elle-même, lui donnant ainsi une forme invariante ou périodique en la faisant tourner autour de son axe principal.



Figure II. 17: Réseau d'alimentation périodique refermé en technologie microruban [II-15].

Il consiste en une section rectangulaire du réseau d'alimentation périodique décrit précédemment, qui est fermée sur elle-même, c'est-à-dire que le chemin électrique à l'extrémité gauche est connecté au chemin électrique à l'extrémité droite. De cette façon, la structure de chaque faisceau est inchangée, et chaque faisceau a le même nombre de sorties. En revanche, pour un nombre donné de poutres et de couches, les résistances aux bords de la structure ne sont plus nécessaires et le nombre de composants est réduit [II-15].

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les antennes en mettant l'accent sur les antennes imprimées et leur mise en réseau. Nous avons abordé en première les paramètres géométriques de l'antenne patch et son mécanisme de rayonnement, puis nous avons vu la modélisation géométrique de l'antenne et ses dimensions, ensuite nous avons donné un aperçu sur le réseau d'antenne et ses différents types ainsi que les techniques d'alimentations.

Chapitre 3 : Résultats et discussions

III.1. Introduction

Après avoir détaillé tous les aspects théoriques du concept d'antenne imprimée, nous appliquerons ces informations pour concevoir une antenne imprimée 10 GHz sous le logiciel de conception CST Microwave Studio, dont les dimensions sont théoriquement calculées. Ce chapitre est organisé selon les étapes sous décrites. Après la présentation des spécifications requises, plusieurs configurations basées sur des patches carrés ont été proposées et simulées. Ensuite, nous allons essayer de voir l'effet de couplage d'un réseau d'antennes à partir de la nouvelle structure, afin de répondre aux exigences de l'application, à savoir le gain, S11, le taux d'onde stationnaire, le diagramme de rayonnement, le chapitre se termine en comparant les résultats trouvés dans la simulation et la mise en œuvre.

III.2. Généralité sur CST studio

CST MICROWAVE STUDIO est un outil dédié à la simulation électromagnétique tridimensionnelle (3D) et à la conception de composants haute fréquence [III-1]. Il simplifie le processus de capture de structure et de définition de dispositif en fournissant une fonctionnalité robuste et fiable (Figure III.1). Après modélisation des composants, une procédure de maillage automatique peut être appliquée avant de lancer le moteur de simulation [III-1].

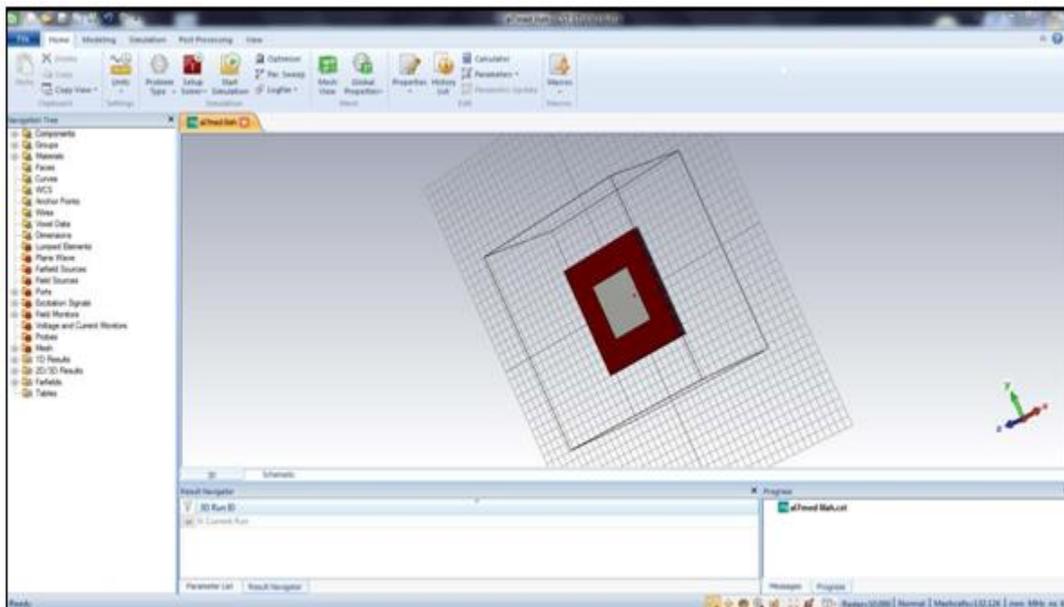


Figure III. 1: Interface graphique de CST MICROWAVE STUDIO.

CST MICROWAVE STUDIO est un module qui fait partie du logiciel CST STUDIO SUITE et fournit de nombreux solveurs pour différents types d'applications. Étant

donné qu'aucune méthode n'est aussi efficace dans tous les domaines d'application, le logiciel comprend quatre techniques de simulation différentes (solveur transitoire, solveur de fréquence, solveur d'équation intégrale et solveur de mode propre) pour mieux s'adapter à une application spécifique. L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut obtenir un comportement fréquentiel à large bande en une seule simulation [III-1][III-2]. Il est basé sur la technologie FIT (en anglais : Finite Integration Technique), l'électrodynamique de la technologie il y a plus de trois décennies. Le solveur convient à la plupart des types d'applications haute fréquence telles que les connecteurs, les lignes de transmission, les filtres, les antennes ...etc [III-2].

III.3. Design et structure

III.3.1. Création initiale de la structure d'antenne patch

III.3.1.1. Le plan de masse

- Activez l'outil de briques en cliquant sur l'icône  correspondante dans la barre d'outils de l'objet.
- Vous pouvez définir un point de départ en double-cliquant sur un emplacement sur le dessin.
- Nous pouvons maintenant sélectionner la base de la face d'angle de la brique en double-cliquant sur le plan de dessin.
- Ensuite, définissez la hauteur de la brique en faisant glisser la souris. Double-cliquez pour définir la hauteur de la brique.
- Enfin, une boîte de dialogue s'ouvrira, dans laquelle vous pourrez entrer les valeurs de toutes les coordonnées, sélectionnez le matériau dans cet exemple (PEC : conducteur électrique parfait), et cliquez sur OK.

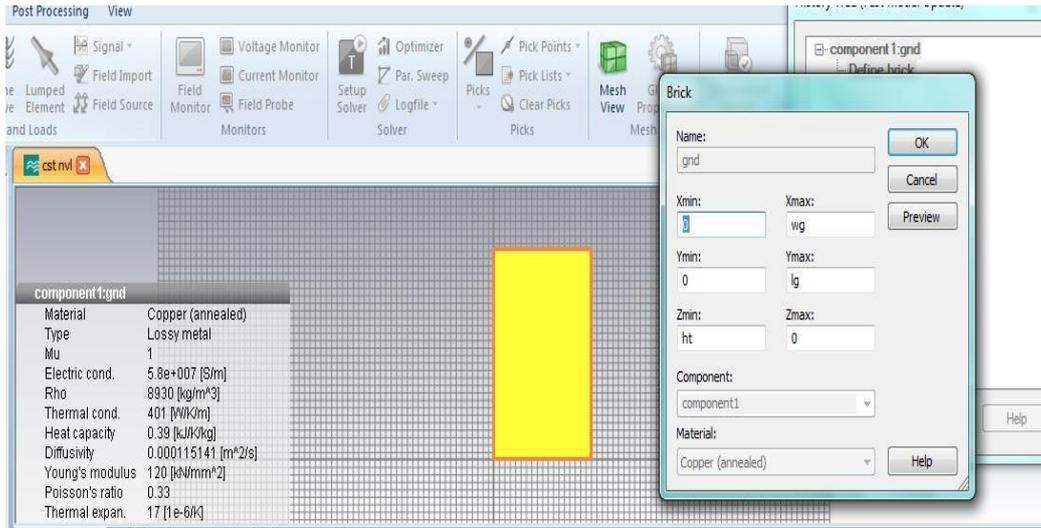


Figure III. 2: Création du plan de masse.

III.3.1.2. Le substrat diélectrique

- Choisir dans la barre d'outils l'icône  correspondante et les mêmes étapes que celles du plan de masse.
- En utilisant la boîte de dialogue, on va introduire les valeurs numériques et choisir le matériau dans ce cas « vacuum : air » puis cliquez sur OK.

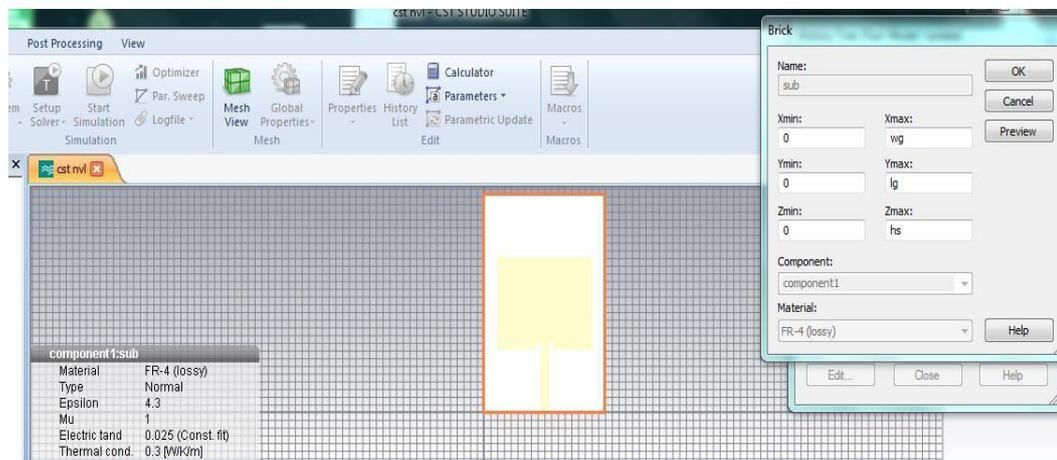


Figure III. 3: Création du substrat diélectrique.

III.3.1.3. L'antenne patch

Pour créer les 02 éléments du réseau patch il faut :

- Choisir dans la barre d'outils l'icône  correspondante et les mêmes étapes du plan de masse.

- En utilisant la boîte de dialogue, on va introduire les valeurs numériques et choisir le matériau dans ce cas (PEC) et cliquer sur OK.
- On va refaire ces étapes pour le deuxième élément du réseau.

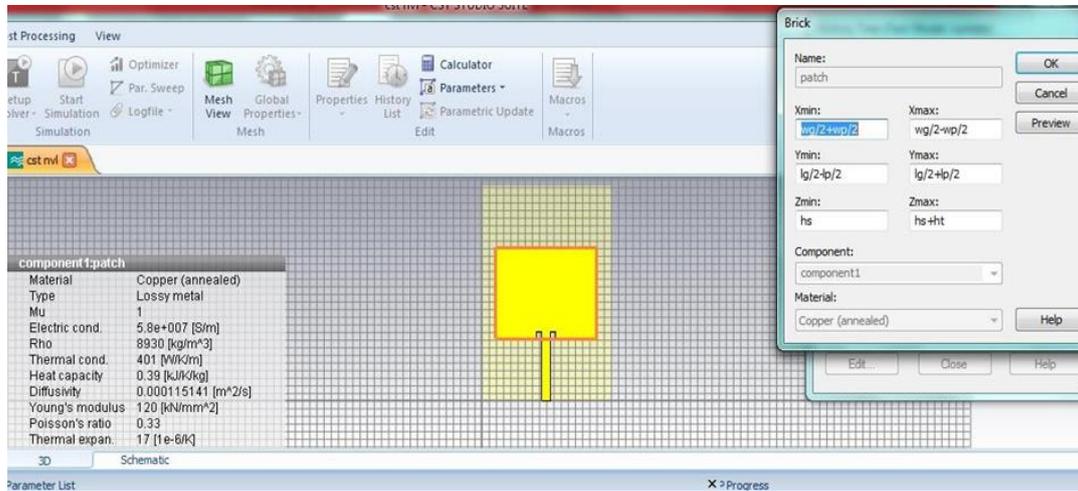


Figure III. 4: Création du premier élément d'antenne.

III.3.1.4. Ligne microruban

- Choisir dans la barre d'outils l'icône correspondante et les mêmes étapes du plan de masse ;
- En utilisant la boîte de dialogue, on va introduire les valeurs numériques et choisir le matériau dans ce cas (PEC) et cliquer sur **OK** ;
- On clique sur le patch, ensuite sur la barre d'outils on clique sur et choisir « **Add** », après une autre clique sur l'encoche que l'on a créé puis sur **Entrée** ;

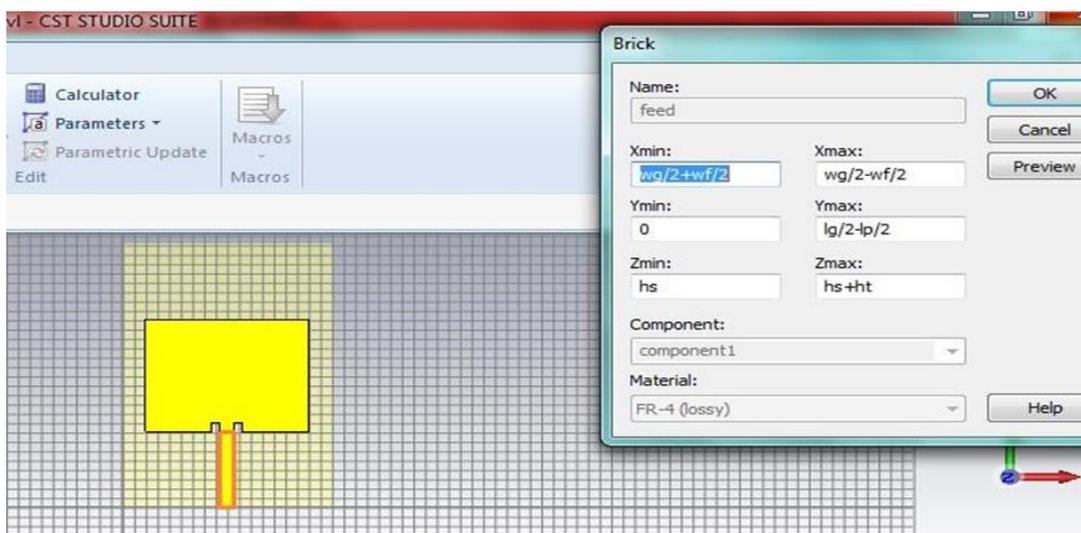


Figure III. 5: Création de la ligne microbande.

III.3.1.5. Entrer de polarisation

- Choisir dans la barre d'outils l'icône correspondante  dans la barre d'outils ;
- Choisir pick face.
- Choisir l'icône  complétez les paramètres et cliquez sur OK.

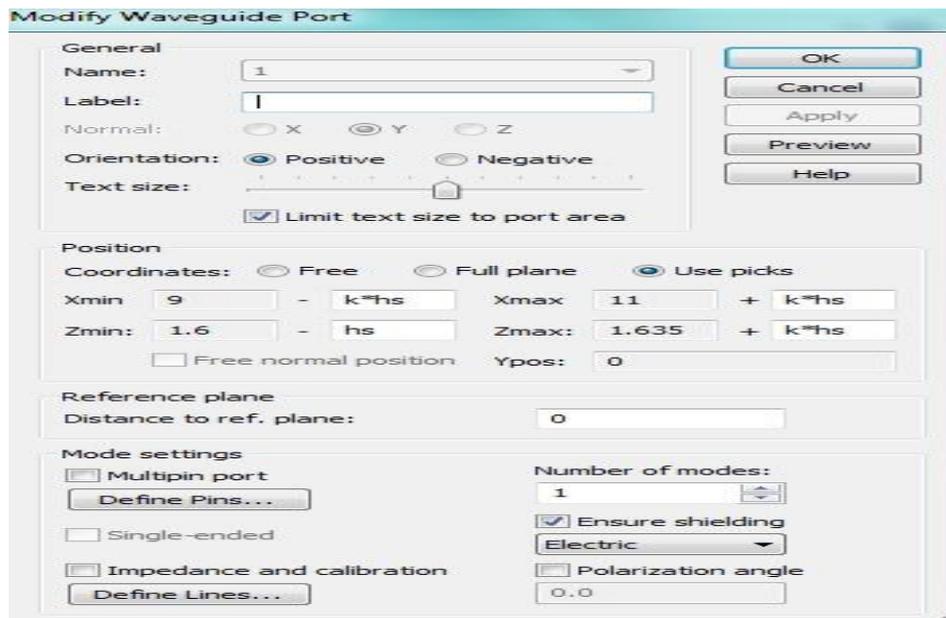


Figure III. 6: Définition du port de polarisation.

III.3.1.6. Définir le domaine de fréquence

- Activez l'outil de fréquence en cliquant sur l'icône  correspondante dans la barre d'outils de l'objet ;
- En utilisant la boîte de dialogue on limite le domaine de fréquence et cliquer sur OK.

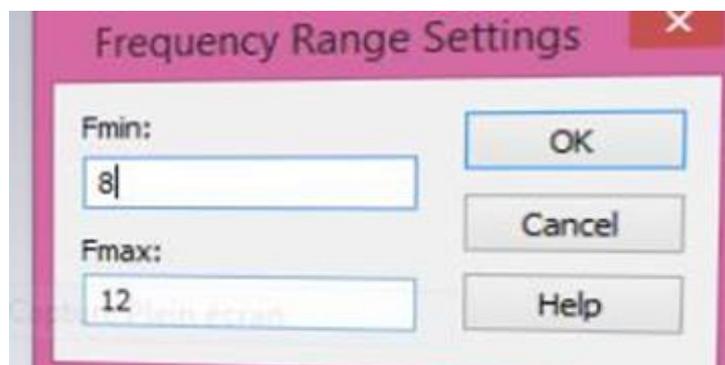


Figure III. 7: Définition du domaine de fréquence.

III.3.1.7. Méthode des encoches

- Choisir dans la barre d'outils l'icône  correspondante et les mêmes étapes du plan de masse ;
- En utilisant la boîte de dialogue, on va introduire les valeurs numériques et choisir le matériau dans ce cas (PEC) et cliquer sur **OK** ;
- On clique sur le patch, ensuite sur la barre d'outils on clique sur  Boolean et choisir « **subtract** », après une autre clique sur l'encoche qu'on a créé puis sur **Entrée** ;
- Les mêmes étapes pour la deuxième encoche ;

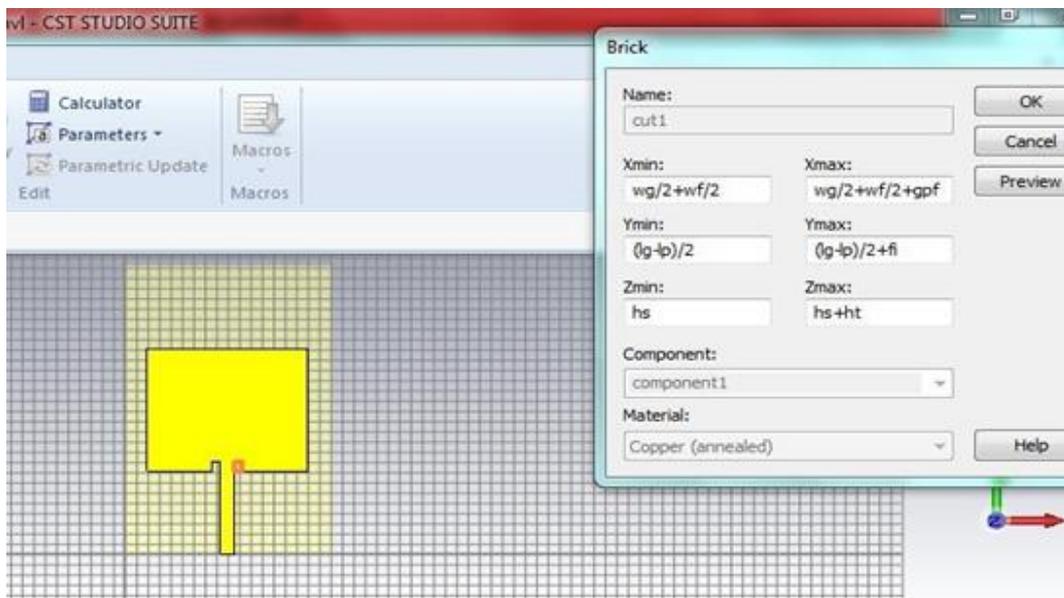


Figure III. 8: Création des encoches.

III.3.2. Structure d'antenne patch proposé

Nos dimensions d'antenne sont obtenues à partir de calculs théoriques d'antennes microruban à 10 GHz (voir le tableau II.1 au chapitre 2 pour la formule et les dimensions initiales de l'antenne).

La structure de l'antenne patch sélectionnée est rectangulaire, alimentée au centre par une ligne microruban de longueur L_a . L'antenne est constituée d'un élément rayonnant rectangulaire ($LP \times WP$) avec une encoche imprimée sur la face avant supérieure de l'antenne sur un substrat diélectrique de type FR4 ($L_g \times W_g$) avec une permittivité relative de 4,3 et une épaisseur de $h = 1.6$. Le plan de masse est imprimé sur la surface inférieure du substrat. La géométrie de l'antenne et sa structure dans l'éditeur CST Microwave Studio sont présentées dans la figure suivante :

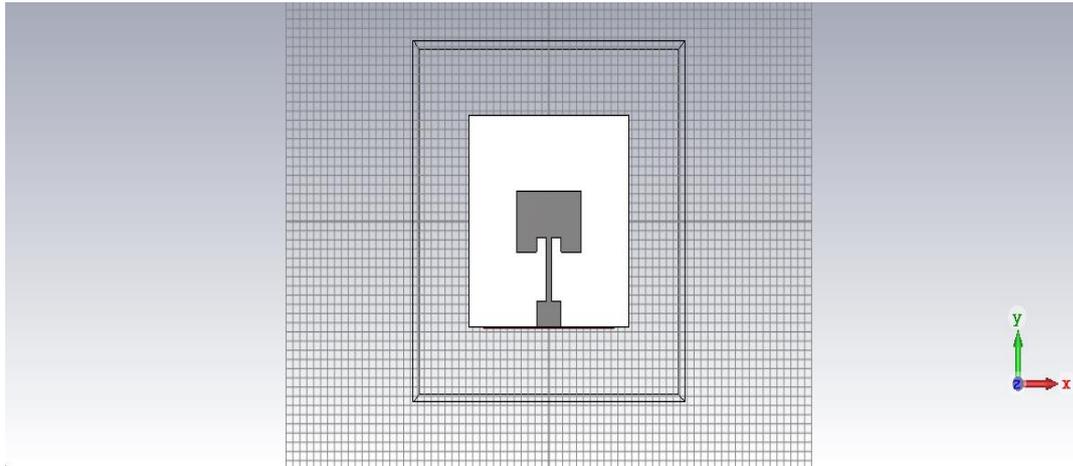


Figure III. 9: La structure d'antenne patch proposé.

III.3.3. Structure finale proposée pour l'antenne patch

Afin d'améliorer le niveau d'adaptation de l'antenne dans la bande de fréquence X, nous avons modifié la structure de l'antenne. Une antenne patch U-slot a été proposée dans [III-2]. L'antenne présente plusieurs avantages tels que le profil bas, la facilité de fabrication et la structure conforme. Il a été démontré que les antennes patch à fente en U à polarisation linéaire (LP) ont de bonnes caractéristiques de rayonnement, y compris une large bande passante d'impédance et un gain assez stable.

La géométrie d'antenne obtenue est illustrée à la figure III.10.

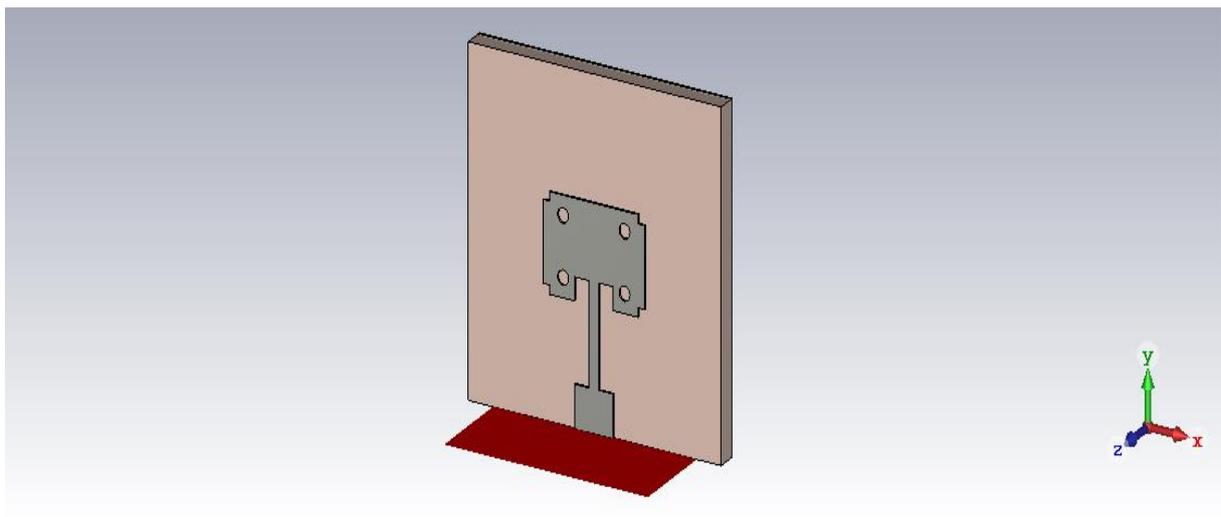


Figure III. 10: La structure finale proposée pour l'antenne patch.

III.4. Résultats de la simulation

Dans cette partie, nous présenterons et nous évaluerons tous les résultats de l'antenne conçue en termes du coefficient de réflexion, du rapport d'ondes stationnaires, du diagramme de rayonnement, du gain.

III.4.1. Antennes patch

La nouvelle structure d'antenne patch se compose d'un patch et d'un substrat de type FR-4 (avec perte) avec une permittivité relative de 4,3, une épaisseur de 1,6 mm et une ligne microruban avec un port d'alimentation de 50 Ohm.

III.4.1.1. Coefficient de réflexion S11

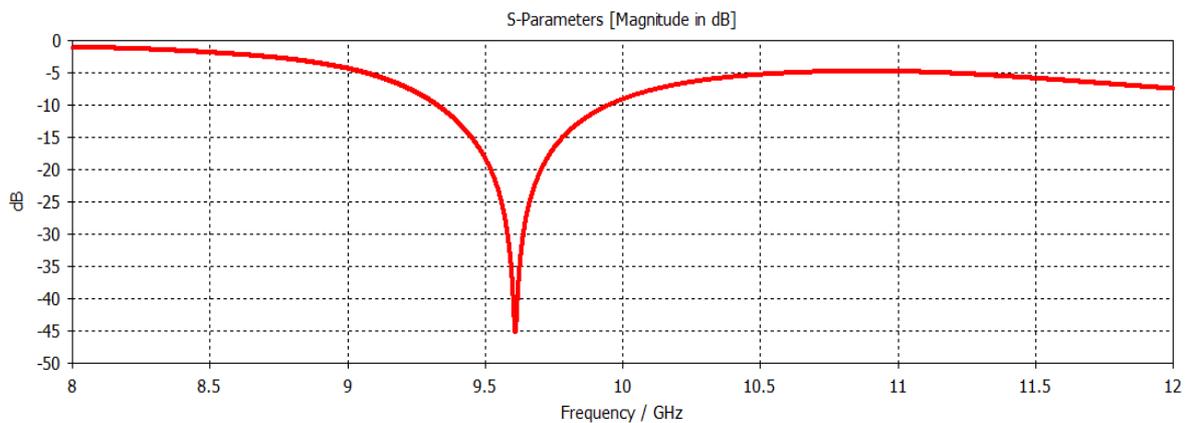


Figure III. 11: Coefficient de réflexion après la simulation de la nouvelle structure d'antenne.

La figure III.11 montre le coefficient de réflexion $S_{1.1} = -45$ dB, ce qui nous permettra de visualiser le niveau d'adaptation de la nouvelle structure d'antenne à la fréquence de résonance souhaitée de 9.75 GHz avec une ligne micro ruban monofilaire.

III.4.1.2. VSWR

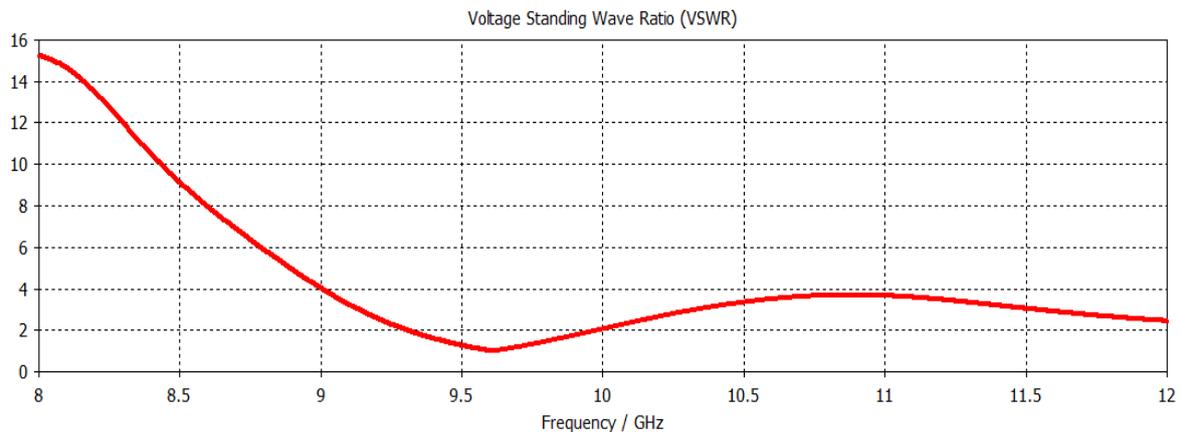


Figure III. 12: Taux d'onde stationnaire d'un nouveau design.

VSWR (rapport de tension des ondes stationnaires), c'est une quantité d'efficacité avec laquelle une puissance radiofréquence est transmise d'une source d'alimentation, via une ligne de transmission, à une charge.

On note sur la Figure III.12 que le VSWR est inférieur à 2. Cela montre une bonne adaptabilité à 9.75 GHz.

III.4.1.3. Gain d'antenne Patch

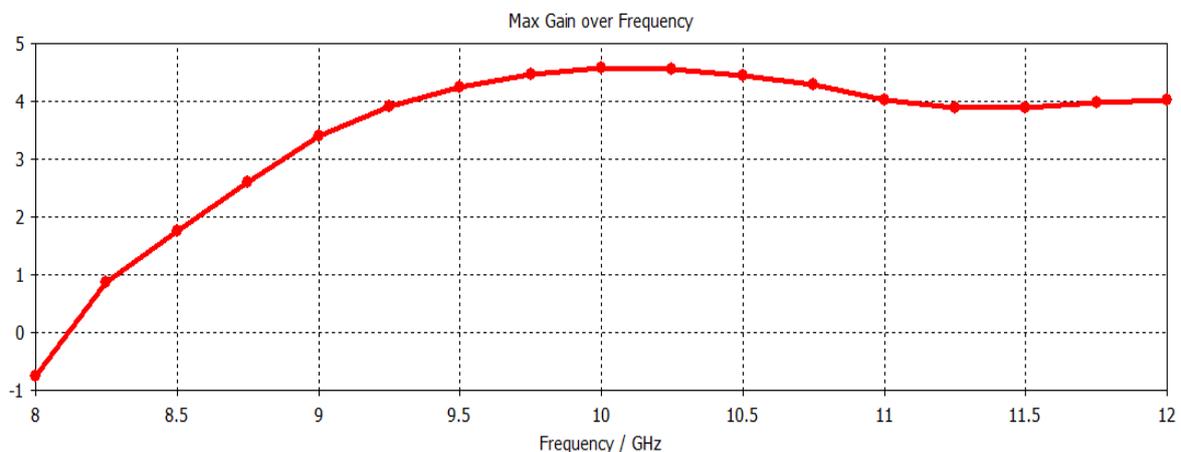


Figure III. 13: Le gain de la nouvelle structure.

La Figure III.13 montre le gain de la nouvelle structure d'antenne à la fréquence de résonance de 10 GHz. Gain égal 4,9 dB de moins qu'une seule antenne.

III.4.1.4. Diagramme de rayonnement

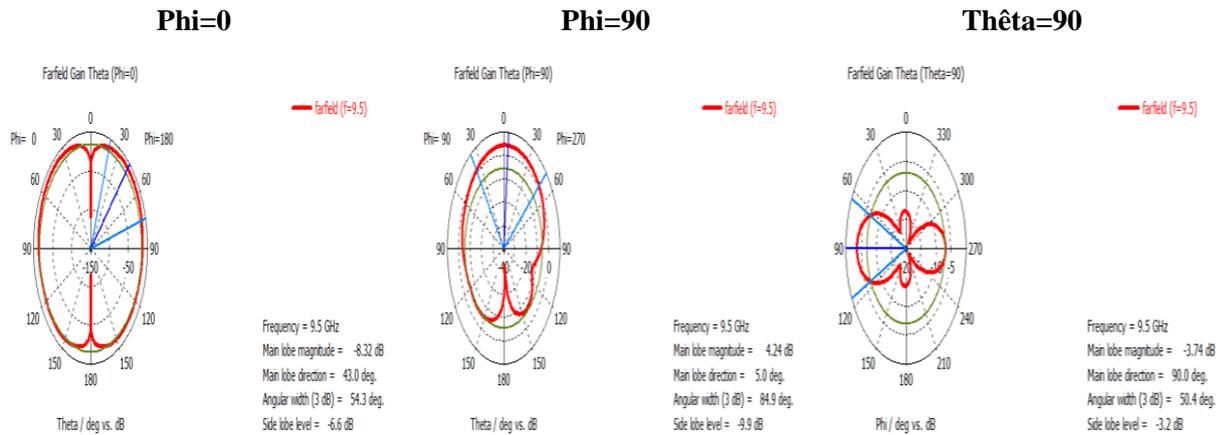


Figure III. 14: Diagramme de rayonnement polaire du nouveau design en fonction de Phi et Thêta.

Le diagramme de rayonnement permet de visualiser les lobes dans deux dimensions, dans le plan horizontal ($\phi=0^\circ$) ou dans le plan vertical ($\phi=90^\circ$) incluant le lobe le plus important. Il nous donne la possibilité de visualiser le rayonnement sur un plan polaire ; ceci nous donne une idée sur l'angle d'ouverture. On note que le diagramme de rayonnement pour $\phi=0$ et $\phi=90$ est omnidirectionnel par contre pour $\theta = 90$ est bidirectionnel.

III.4.2. Réseau d'antenne

III.4.2.1. Un réseau d'antenne de deux (1*2) éléments rayonnés

La Figure III.15, montre la simulation proposée des réseaux à deux éléments (1*2) série, (1*2) parallèle T et (1*2) parallèle Y. Ces trois éléments d'antenne ont les mêmes spécifications de matériau de substrat et les mêmes paramètres d'antenne que l'antenne à un seul élément unique.

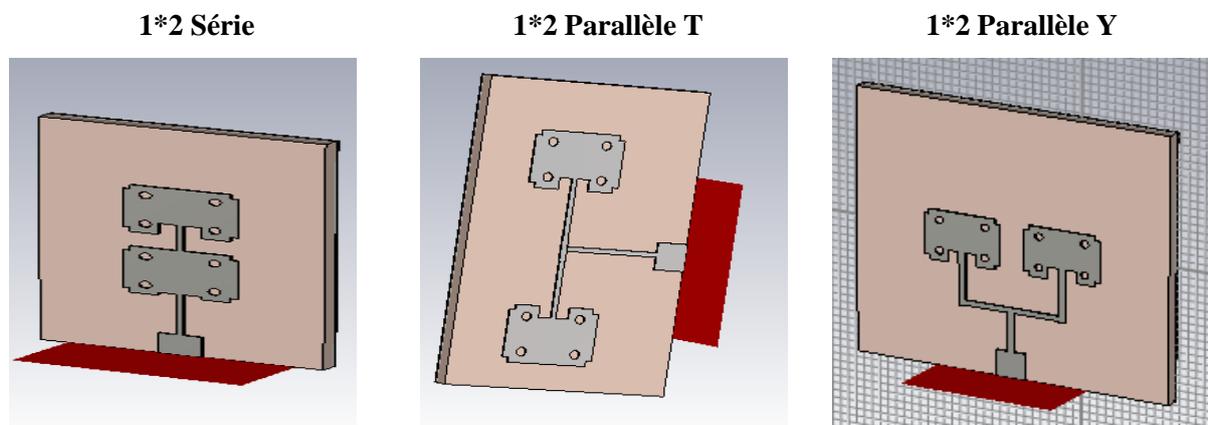


Figure III. 15: La simulation (1*2) série, (1*2) parallèle T et (1*2) parallèle Y.

III.4.2.1.1. Le coefficient de réflexion S11

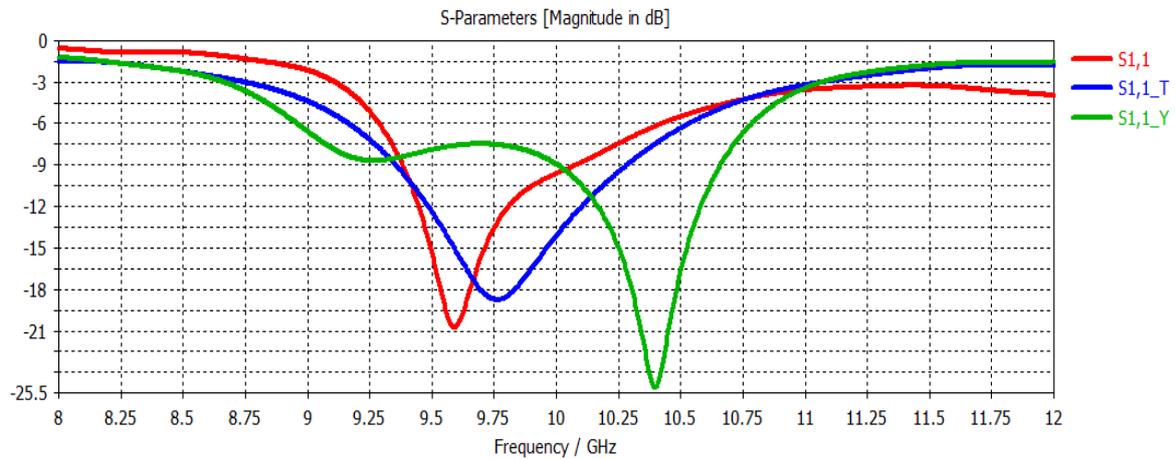


Figure III. 16: Coefficient de réflexion de deux éléments en série et en parallèle T et Y.

La figure III.16 : le coefficient de réflexion de deux éléments en séries et en parallèle T et en parallèle Y ,on note que la fréquence de coupure de réseau de deux éléments en parallèle Y est -25.5dB à10.5 GHz, ainsi que la fréquence de coupure pour deux éléments en série est plus proche à nos résultats précédant par contre la bande passante de deux éléments en parallèle T est plus large.

III.4.2.1.2. Le rapport d'onde stationnaire VSWR

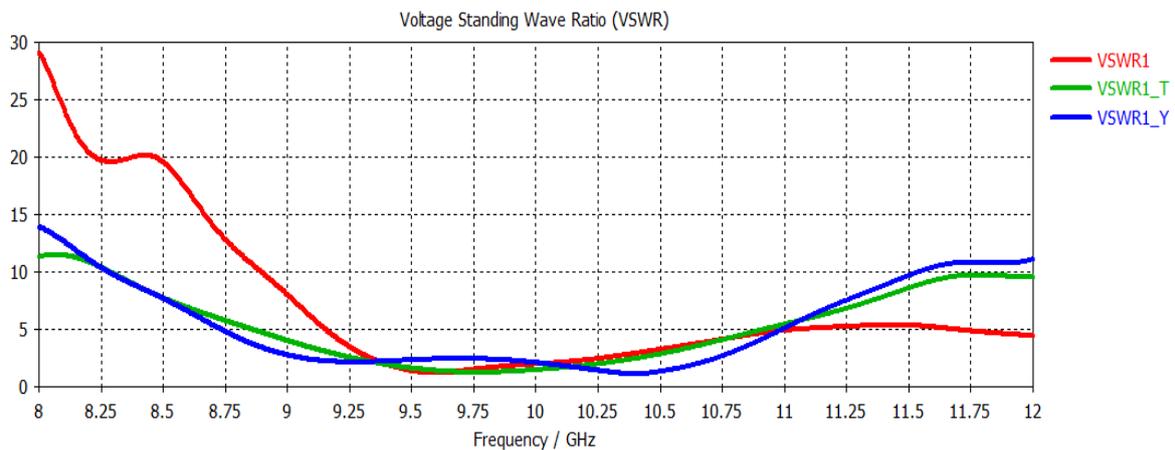


Figure III. 17: Taux d'onde stationnaire de réseau deux élément en série et en parallèle T et Y.

La figure III.17, montre que la valeur du VSWR est inférieure à 2.Ce qui traduit une bonne adaptation à la bande passante choisie.

III.4.2.1.3. Gain

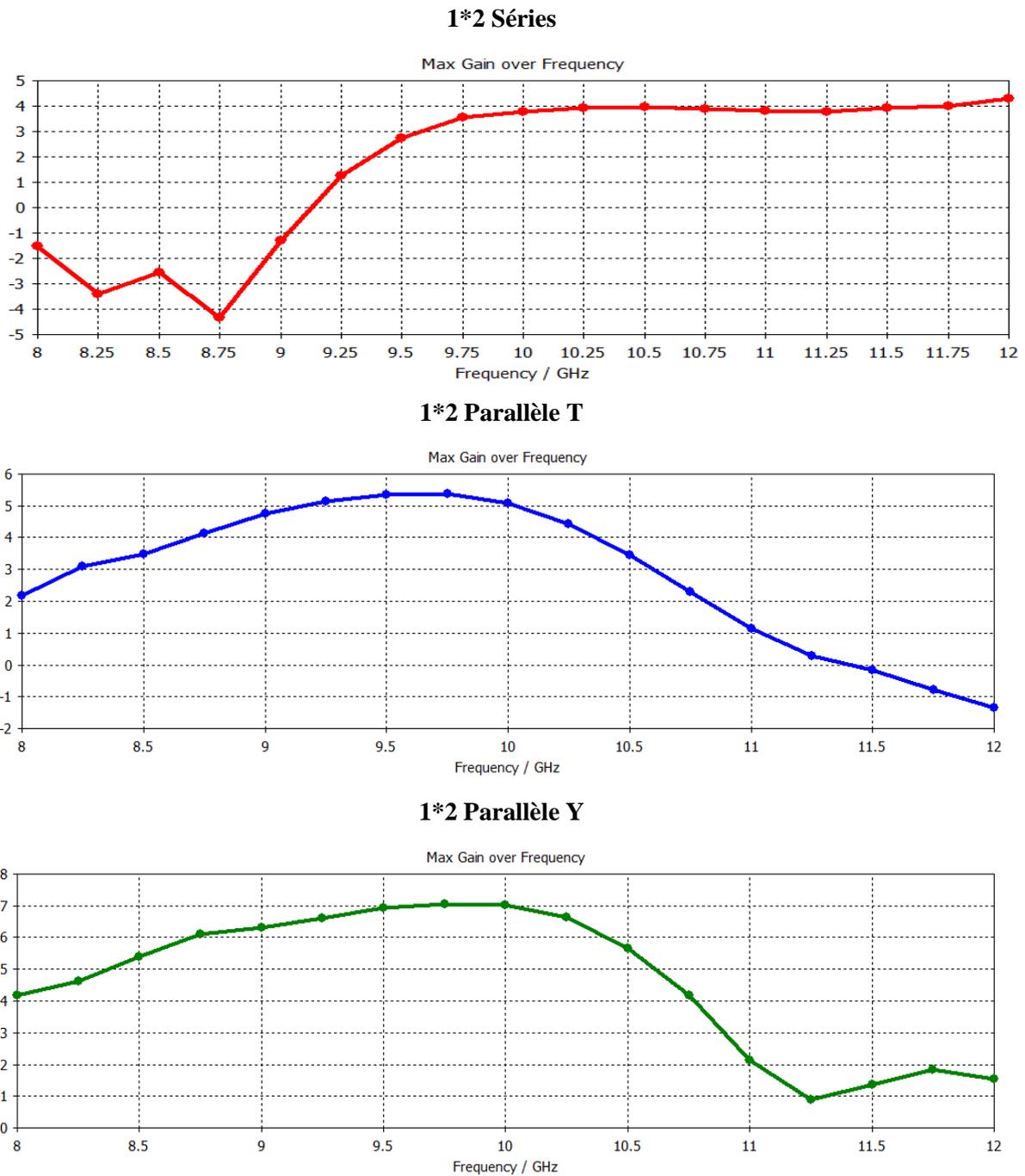


Figure III. 18: Le gain (1*2) élément rayonné en série et en parallèle T et Y.

L'avantage de type (1*2) parallèle Y est le gain, car il égale 7db.

Donc c'est le meilleur type.

Par contre le type T égale 5.5dB et pour (1* 2) en série reste le même.

III.4.2.1.4. Diagramme de rayonnement

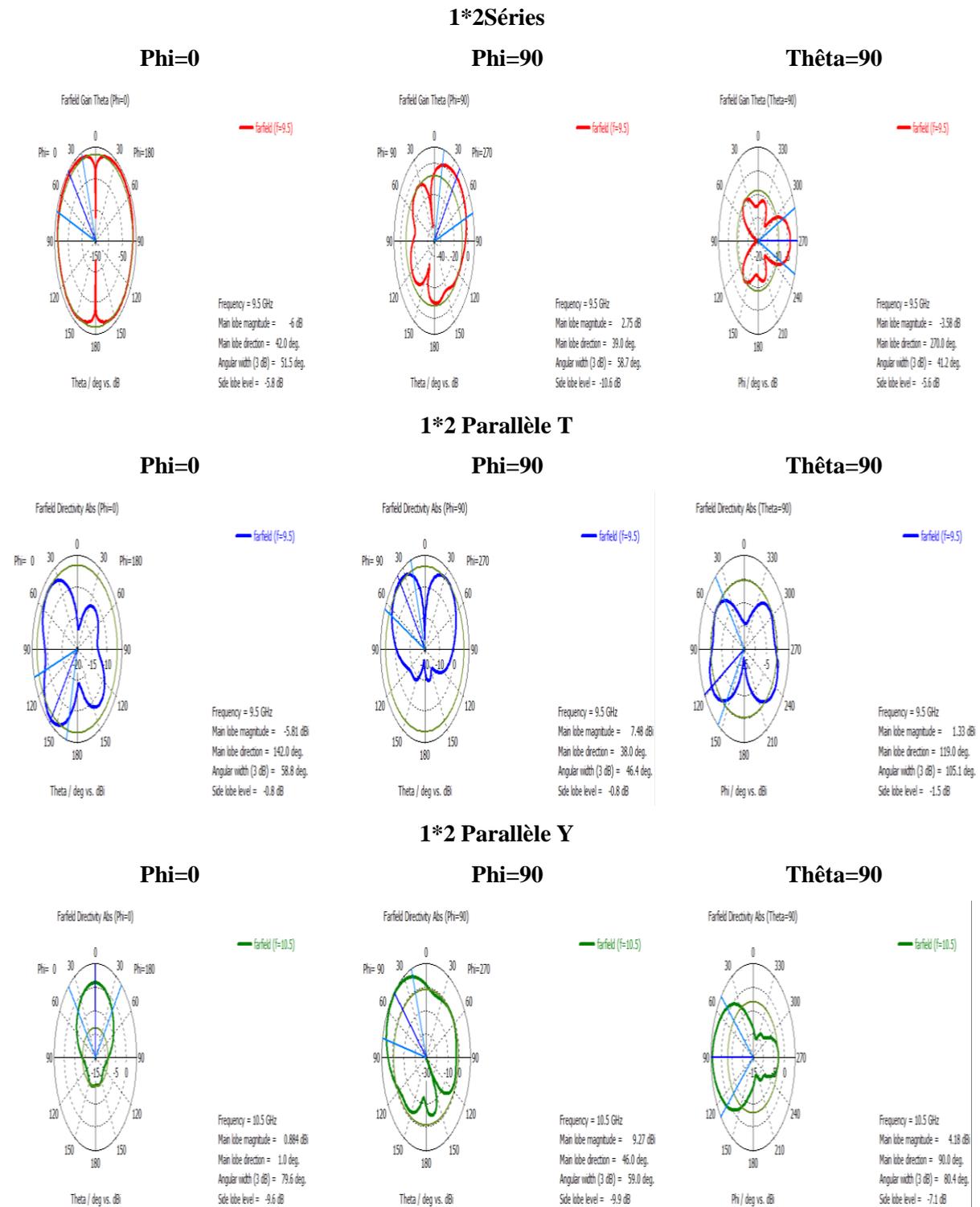


Figure III. 19: Diagramme de rayonnement polaire en fonction de Phi=0, Phi=90 et Thêta de deux éléments.

On remarque pour (1*2) série le diagramme de rayonnement $\Phi=0$ est omnidirectionnel, $\Phi=90$ est bidirectionnel et $\Theta=90$ est directionnel.

(1*2) parallèle T le diagramme de rayonnement $\Phi=0$, $\Phi=90$, $\Theta=90$ est bidirectionnel.

(1*2) parallèle Y le diagramme de rayonnement $\Phi=0$, $\Phi=90$ est omnidirectionnel, $\Theta=90$ est directionnel.

III.4.2.2. Un réseau d'antenne de deux (2*2) éléments rayonnés

La figure III.20, montre la simulation proposée des réseaux à quatre éléments (2*2) série, (2*2) parallèle T et (2*2) parallèle Y.

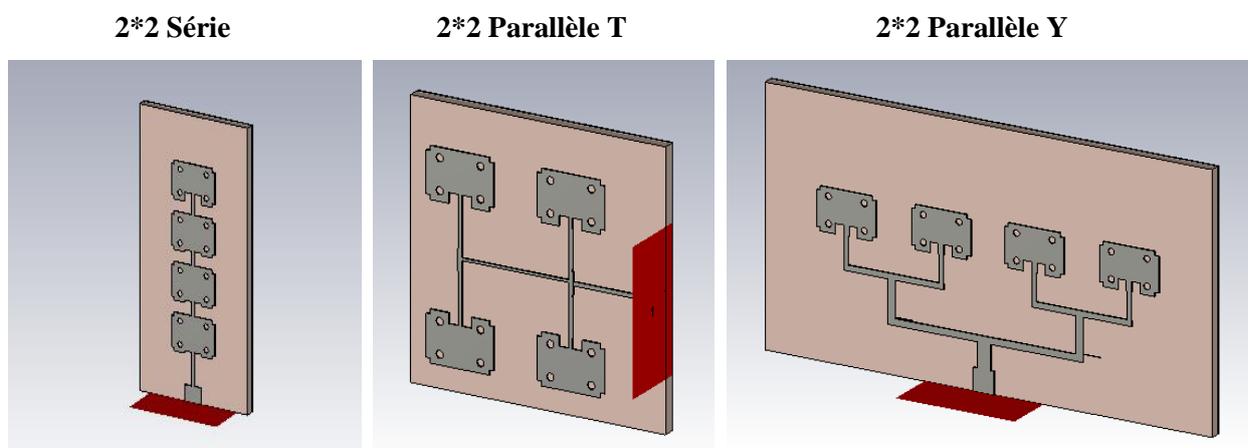


Figure III. 20: Réseau de quatre éléments rayonnés en série et en parallèle T et Y.

III.4.2.2.1. Le coefficient de réflexion S11

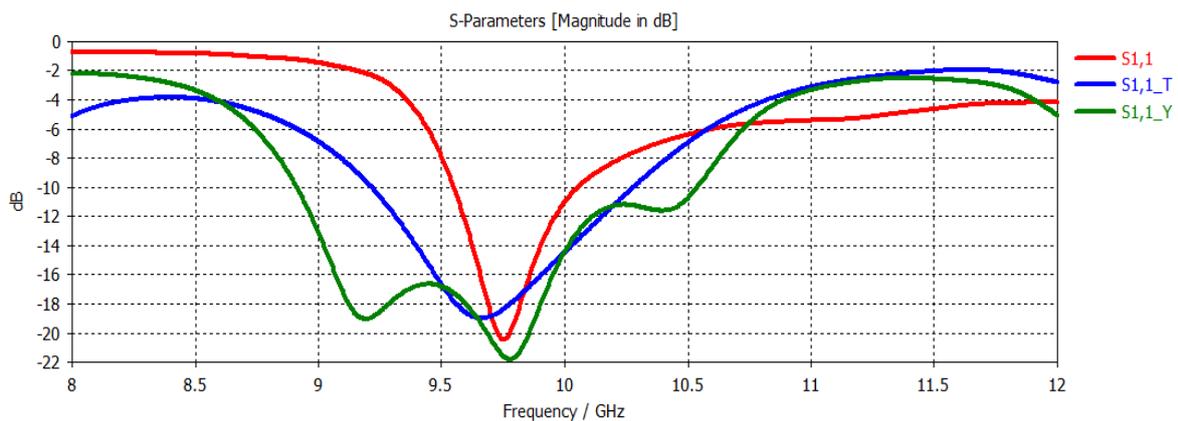


Figure III. 21: Coefficient de réflexion de quatre éléments en série et en parallèle T et Y.

Comme le montre la figure III.21, le coefficient de réflexion simulé de réseau à quatre éléments en série est de -21 dB, le réseau à quatre éléments en parallèle T est de -19dB et le réseau à quatre éléments en parallèle Y est de -22dB a une fréquence de coupure à 9.75GHz.

III.4.2.2.2. Le rapport d'onde stationnaire VSWR

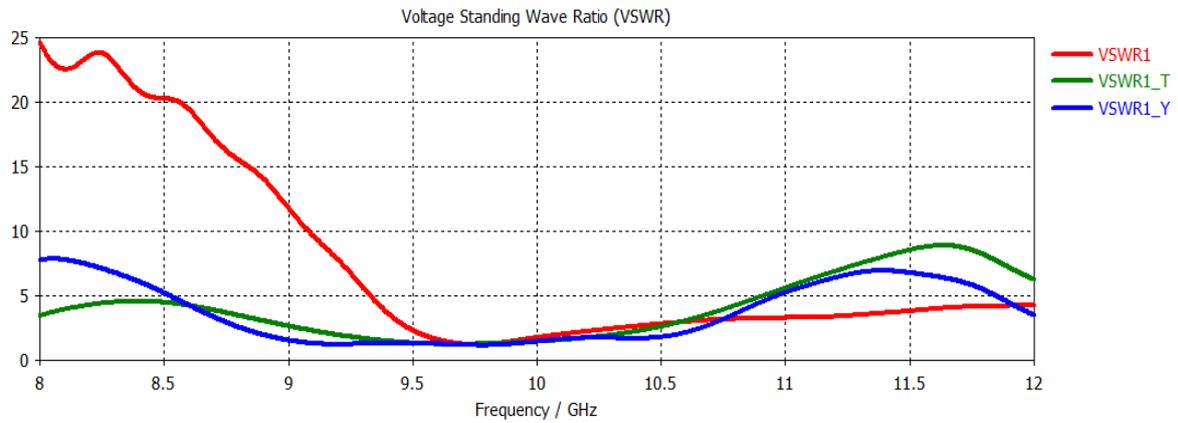
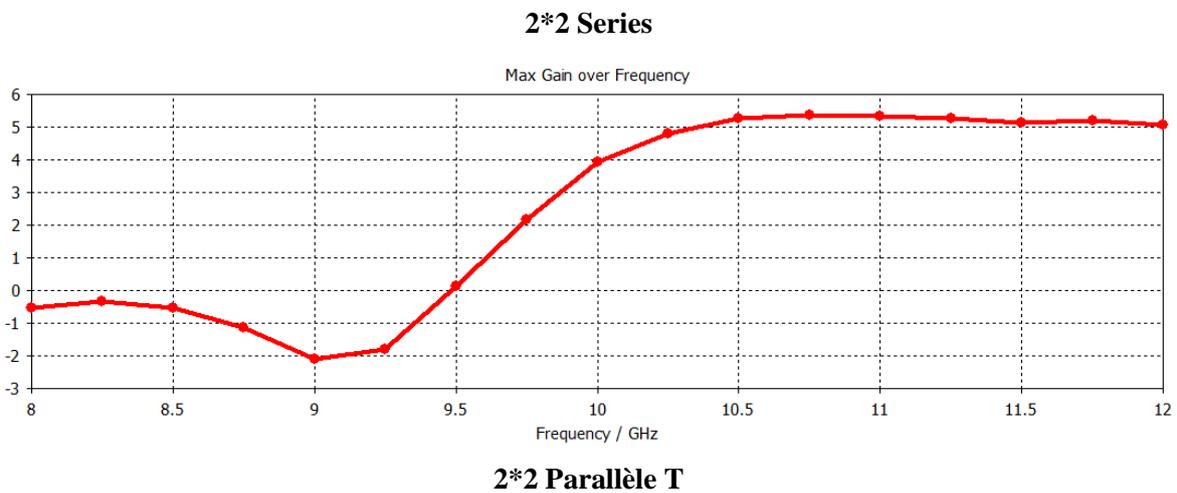


Figure III. 22: Taux d'onde stationnaire de réseau de quatre éléments en série et en parallèle T et Y.

La figure III.22, montre une fréquence de fonctionnement de 9,75 GHz, une valeur de VSWR est inférieure à 2.

Le VSWR de quatre éléments en série et en parallèle T et Y est le même 1.23dB.

III.4.2.2.3. Gain



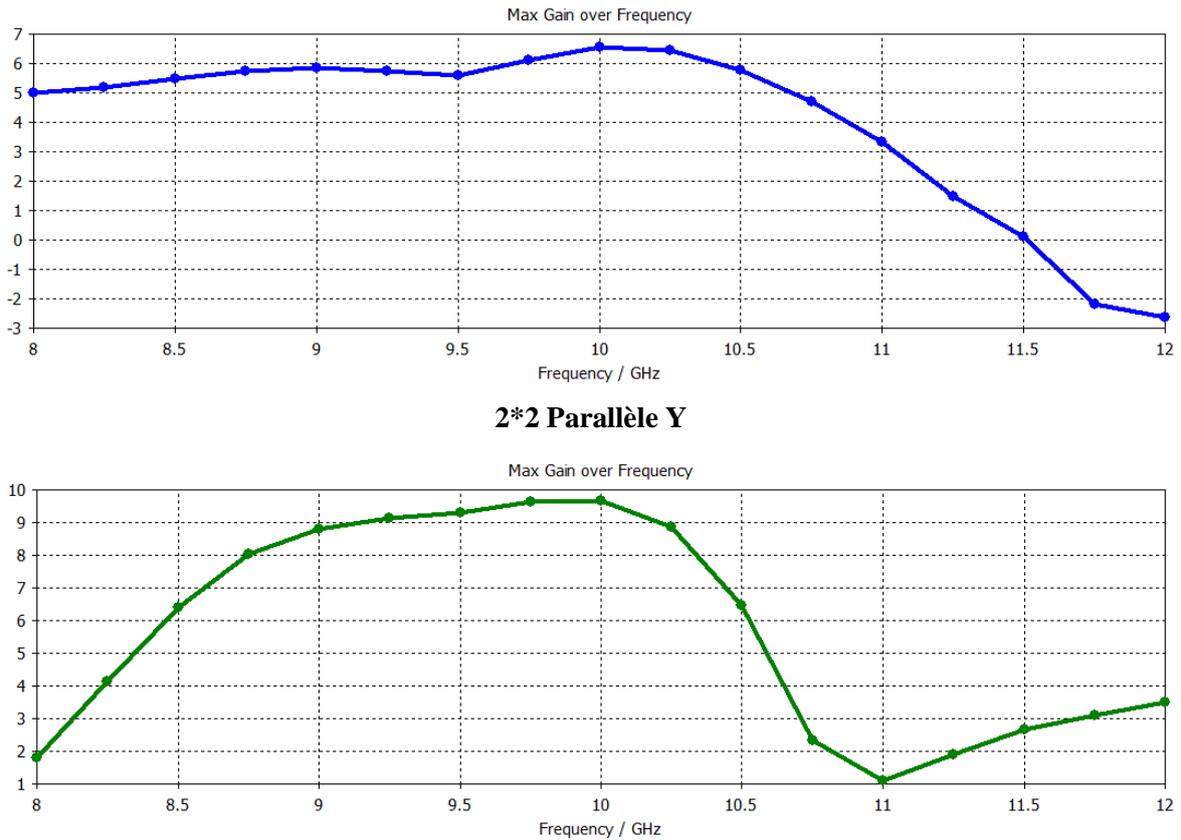
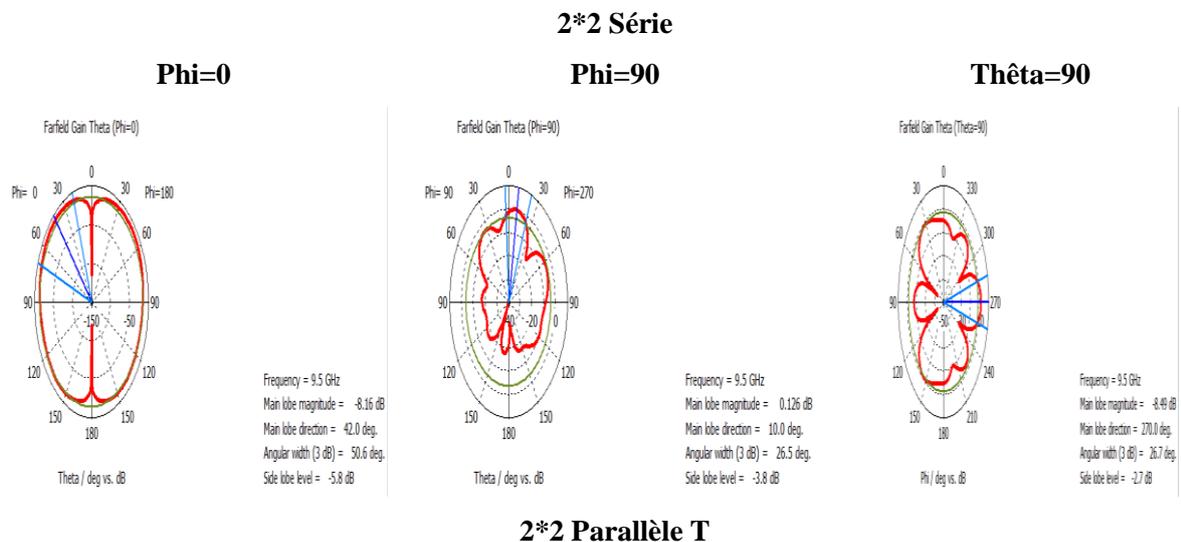


Figure III. 23: Gain (2*2) éléments rayonnés en série et en parallèle T et Y.

On peut observer d’après les résultats de simulation que le niveau de gain important par rapport à la structure de deux patches où il touche 10dB à la fréquence 10 GHz, pour le type parallèle Y.

III.4.2.2.4. Diagramme de rayonnement



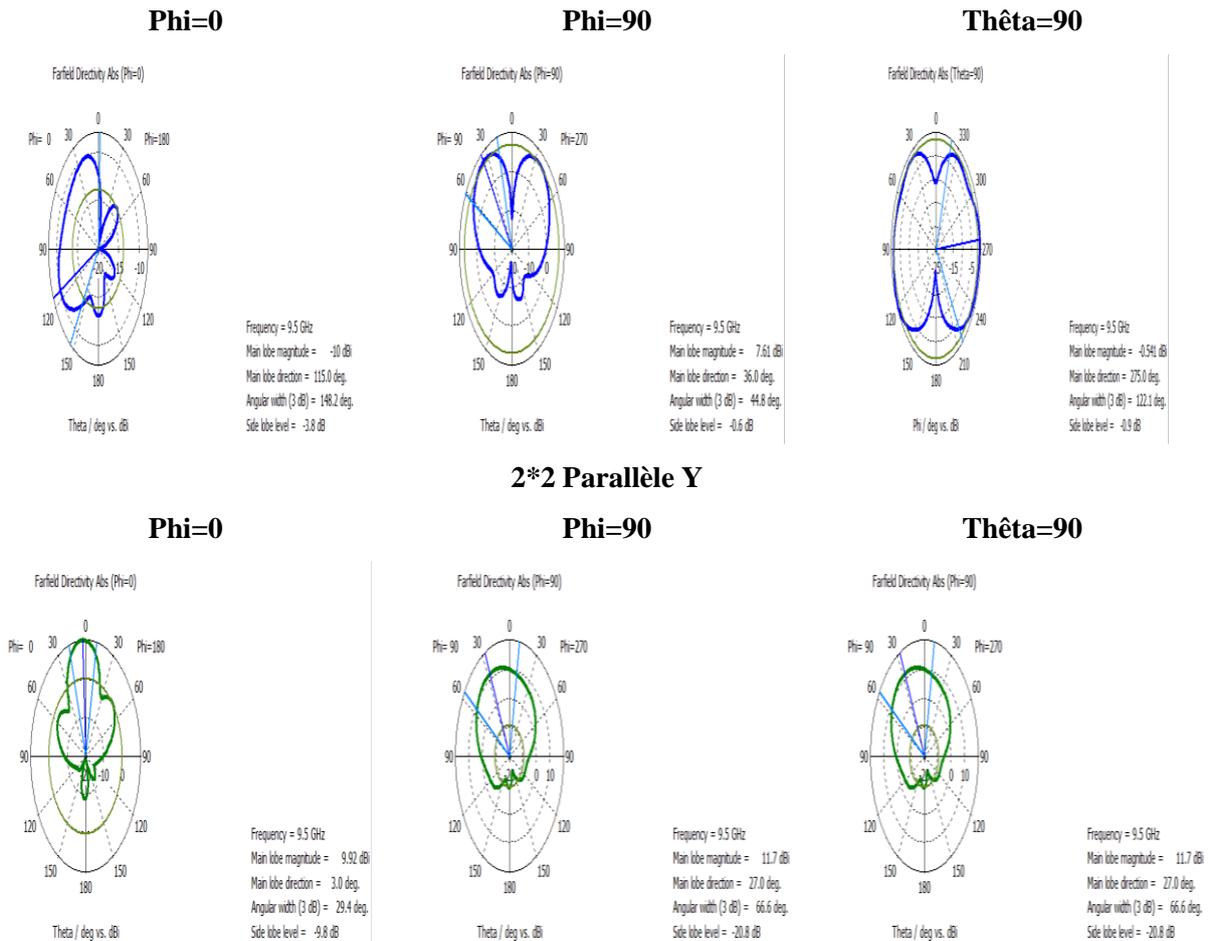


Figure III. 24: Diagramme de rayonnement (2*2) éléments rayonnés en série et en parallèle T et Y.

On remarque pour (2*2) série le diagramme de rayonnement Phi=0 est omnidirectionnel, Phi=90 et Thêta=90 est bidirectionnel.

(2*2) parallèle T le diagramme de rayonnement Phi=0, Phi=90, Thêta=90 est bidirectionnel.

(2*2) parallèle Y le diagramme de rayonnement Phi=0 est directionnel, Phi=90 et Thêta=90 est bidirectionnel.

III.4.2.3. Un réseau d'antenne de (2*4) éléments rayonnés

La figure III.25, montre la simulation proposée des réseaux à huit éléments (2*4) série, (2*4) parallèle T et (2*4) parallèle Y.

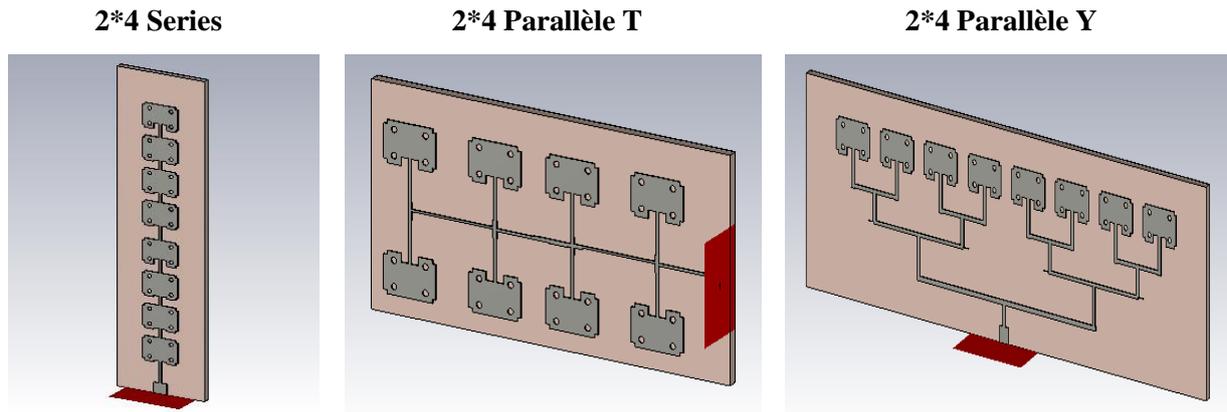


Figure III. 25: Réseau de huit éléments rayonnés en série et en parallèle T et Y.

III.4.2.3.1. Le coefficient de réflexion S11

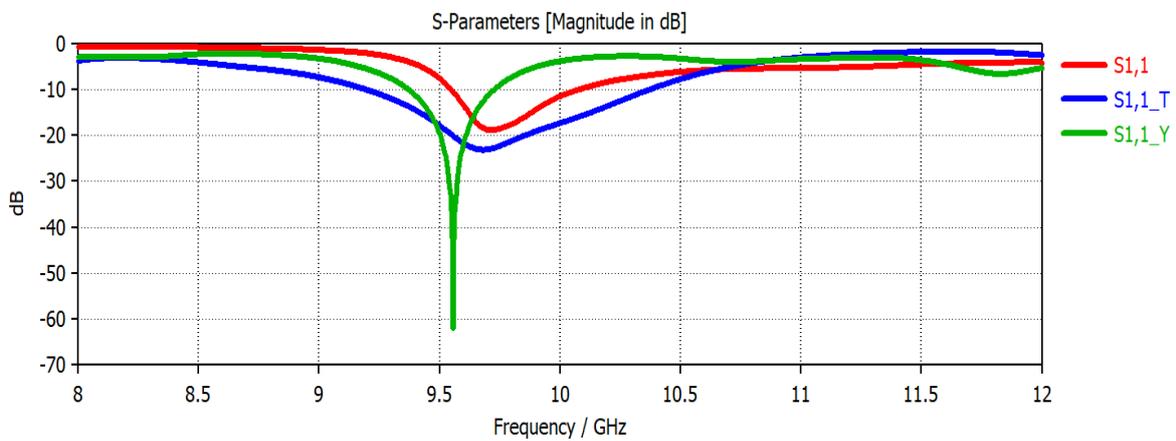


Figure III. 26: Le coefficient de réflexion de huit éléments en série et parallèle T et Y.

Comme le montre la Figure III.26, le coefficient de réflexion à la fréquence de résonance de 9.75 GHz de réseau à huit éléments en série est -19 dB, et en parallèle T est -23.9 dB et pour le réseau à huit éléments en parallèle Y est de -62.1 dB.

III.4.2.3.2. Le rapport d'onde stationnaire VSWR

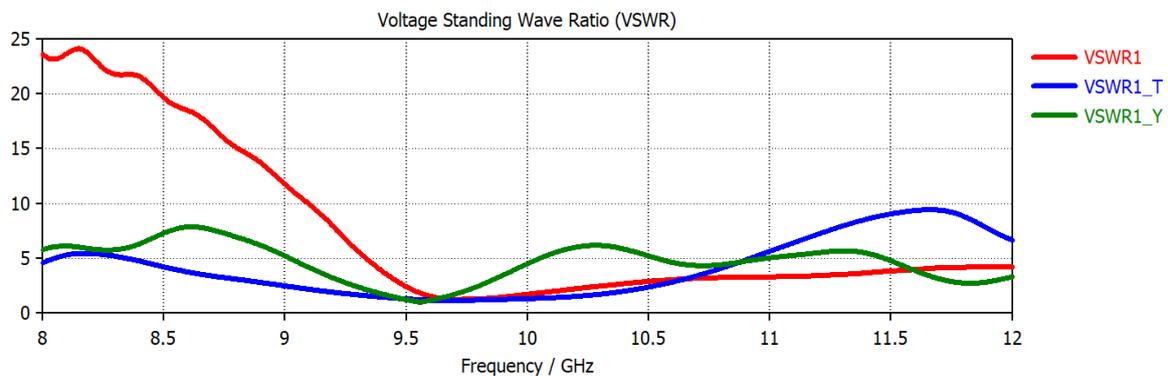


Figure III. 27: Taux d'onde stationnaire de réseau huit élément en série et en parallèle T et Y.

On remarque que la valeur de VSWR est inférieure à 2 à une fréquence de fonctionnement de 9.75 GHz. Le VSWR de (2*4) éléments série, parallèle T et Y est 1.23.

III.4.2.3.3. Gain

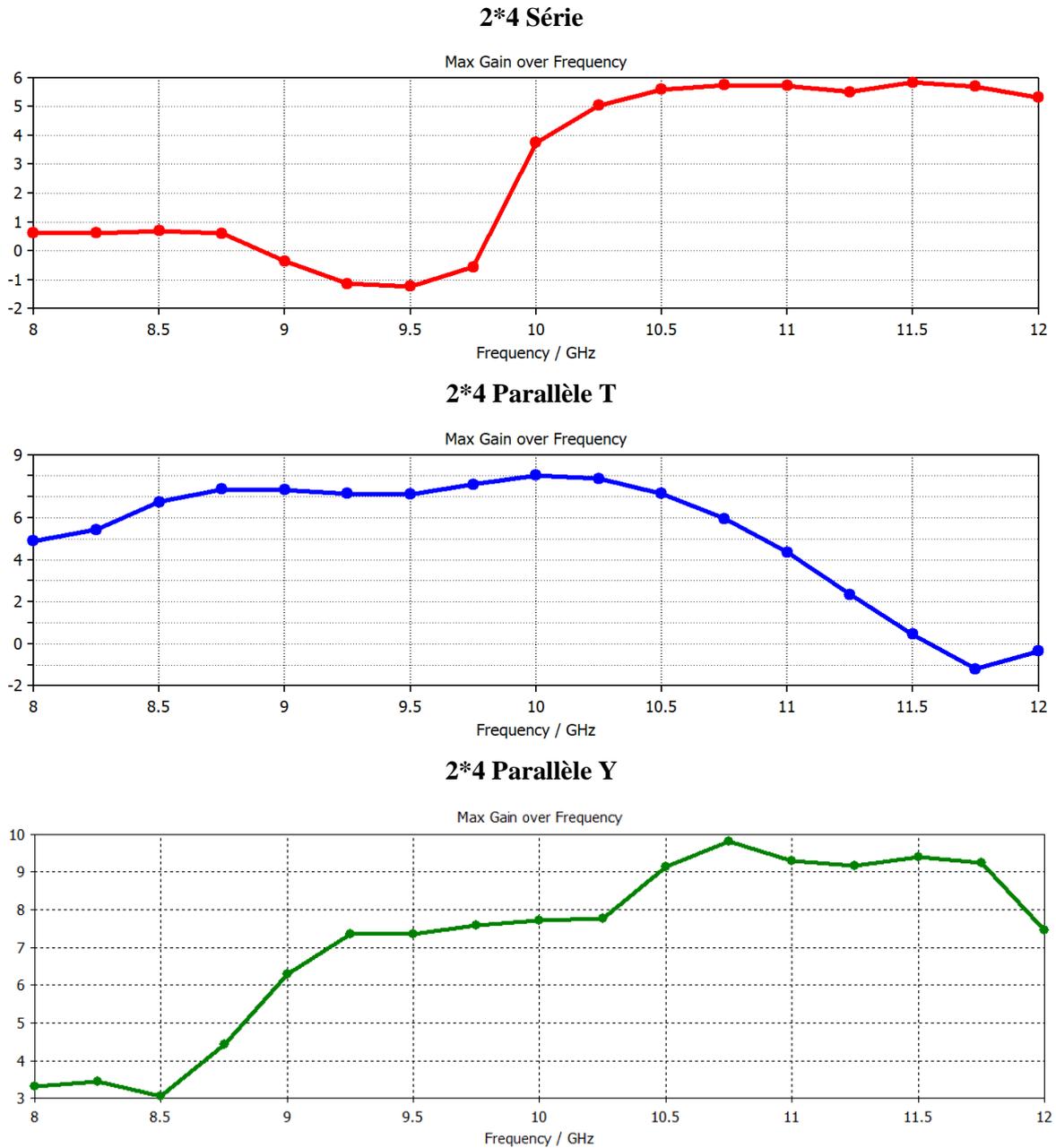


Figure III. 28: Le gain de huit éléments en série et en parallèle T et Y.

On note que le type parallèle T et le meilleur gain car il égale 8dB.

Contrairement aux deux autres types, il n'a pas donné une amélioration du résultat.

III.4.2.3.4. Diagramme de rayonnement

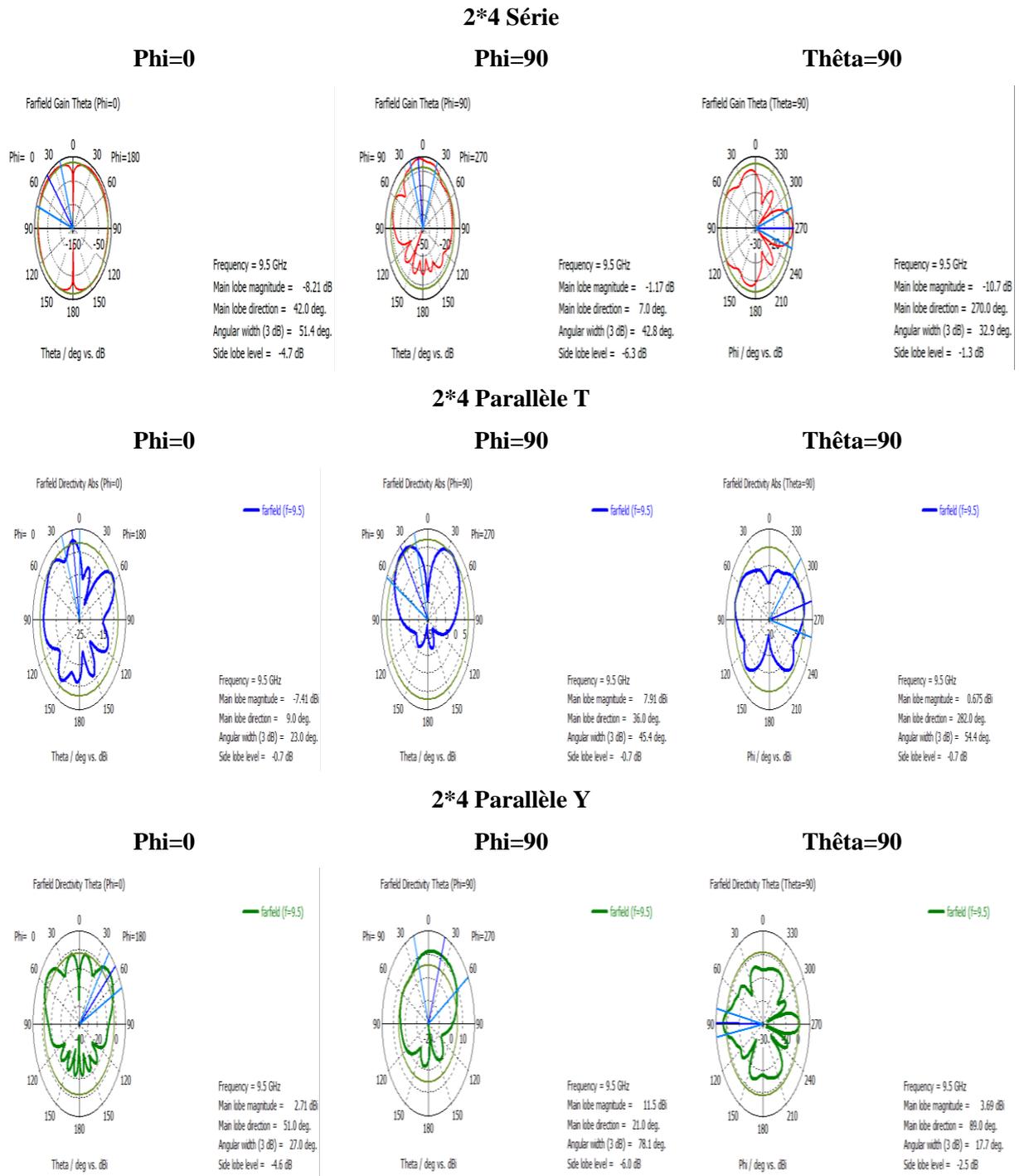


Figure III. 29: Diagramme de rayonnement polaire en fonction de Phi=0, Phi=90 et Thêta de huit éléments.

On remarque pour :

(2*4) série le diagramme de rayonnement Phi=0, Phi=90 est omnidirectionnel, Thêta=90 est bidirectionnel.

(2*4) parallèle T le diagramme de rayonnement $\Phi=0$, $\Phi=90$, $\Theta=90$ est bidirectionnel.

(2*4) parallèle Y le diagramme de rayonnement $\Phi=0$, $\Phi=90$ et $\Theta=90$ est bidirectionnel.

III.5. Comparaison des résultats

Nous remarquons une amélioration des performances électromagnétiques (gain, directivité) de réseau d'antenne (2*4) parallèle Y par rapport à l'antenne de base avec une réduction de la bande passante.

Tableau III.2: Comparaison des résultats

Paramètre	Antenne	Réseau 1*2	Réseau 2*2	Réseau 2*4
S11 (dB)	-45	-25.5	-22	-62.1
VSWR	1.4	1.23	1.23	1.23
Directivité (dBi)	4.24	9.75	11	21
Gain (dB)	4.9	7	10	10

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons définis le réseau d'antennes et ses caractéristiques pour obtenir de bons résultats, puis nous avons parlé de l'analyse et de la structure du réseau d'antennes sur lequel nous travaillons, nous avons simulé un réseau d'antennes composé de deux, quatre et huit éléments pour améliorer les performances d'antenne (le gain, la directivité et la bande passante).

Enfin, nous avons réussi à augmenter le gain, la directivité et la bande passante de l'antenne en mettant en réseau les antennes, et nous remarquons que plus le nombre d'éléments augmente plus nous obtenons de meilleurs résultats.

Conclusion générale

L'objectif essentiel de notre travail était d'étudier l'alimentation d'un réseau d'antennes micro rubans de forme rectangulaire opérant dans la bande X, selon la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité, en utilisant l'outil de simulation électromagnétique dans le domaine fréquentiel CST basé sur la méthode d'intégration finie.

Les paramètres que nous avons étudié dans ce travail sont : le matériau du substrat, les types d'alimentation d'un réseau d'antennes patches (série et parallèle), les dimensions des patches, ...etc.

Dans le premier chapitre nous avons présenté brièvement le réseau d'antennes imprimées, où on a cité quelques applications de ce type d'antennes, ainsi leurs caractéristiques, les avantages, les inconvénients et leurs applications, on s'est intéressé par la suite aux techniques utilisées pour leur alimentation.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté, dans un contexte général, la structure à Bande X, débutant par géométrie de l'antenne et leur dimension, mécanisme de rayonnement, ainsi que la définition d'un réseau d'antennes et leurs techniques d'alimentation.

Dans le troisième et le dernier chapitre, nous avons donné une simple présentation du logiciel CST et présenté comment créer, simuler, et analyser une antenne microruban en utilisant l'environnement de conception CST MICROWAVE STUDIO. Après nous avons étudié l'alimentation d'un réseau d'antennes patches de forme rectangulaire opérant dans la bande X [8GHz -12 GHz], Ensuite nous avons terminé avec une comparaison des performances entre les réseaux d'antennes dans lesquels nous avons remarqués que plus les éléments rayonnants augmentent plus ils contribuent à améliorer la valeur du gain, de la bande passante et de la directivité.

Bibliographie

- [I-1] D. Khedrouche, "Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale," Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 06/ 2009.
- [I-2] Walid DEGHEFEL et Rami MERZOUGUI, « Etude et conception d'une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée », Mémoire de master en électronique, 2017.
- [I-3] D. Orban, G.J.K. Moernaut, "The Basics of Patch Antennas", Orban Microwave Products, 2010
- [I-4] G. Kossiavas, R. Staraj, C. Luxey, A. Papiernik, "Antennes imprimées- Bases et principes", Technique de l'ingénieur, Référence E3310, 05/ 2007.
- [I-5] L. MOUSTAFA, "Conception d'antennes à Bande Interdite Electromagnétique large bande et multi bandes à base de méta surfaces," Université de Limoges, Thèse de doctorat 22 septembre. 2009.
- [I-6] P.S. Nakar, "Design of a Compact Microstrip Patch Antenna for Use in Wireless/Cellular Devices," Florida State University, 2004.
- [I-7] P. B. Katehi, D. R. Jackson et N.G. Alexopoulos, "Microstrip dipoles", Handbook of Microstrip antennas, Peter Peregrinus Ltd, London, United Kingdom, 1989.
- [I-8] Oumy DIOP, "Etude et Minimisation du Facteur de Qualité d'Antennes Miniatures conçues pour de Petits Objets Communicants", Thèse de Doctorat, Université De Nice-Sophia Antipolis, Septembre 2013.
- [I-9] K. BOUFELDJA " Modélisation et Synthèse de réseaux périodiques et non périodiques d'antennes microrubans par l'application d'un Algorithme Génétique-Flou" thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université Abou-BekrBelkaid-Tlemcen, Février 2011.
- [I-10] A.KUCHAR, Rapport de Thèse - Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array, Technic University of Wien, Mars 1996.
- [I-11] J.VAN, some remarks on green's dyadic for infinite space. Antennas and Propagation, IEEE Transactions, Vol. 9, Issue 6, Nov 1961 pp. 563–566.
- [II-1] Li, X., S. K. Davis, S. C. Hagness, D. W. Weide, and B. D. Veen, "Microwave imaging via space-time beam forming: Experimental investigation of tumor detection in multilayer breast phantoms," IEEE Trans. Microwav. Theory Tech., Volume 52, pp: 1856–1865, 2004.
- [II-2] Lue, W.M.; Boyden, P.A. Abnormal electrical properties of myocytes from chronically infarcted canine heart. Alterations in V_{max} and the transient outward current. Circulation 1992, 85, 1175–1188.

- [II-3] Kenneth R. Foster. Herman p. Schwan: A scientist and pioneer in biomedical Engineering. Annual Review of Biomedical Engineering, 4:1–27, 2002.
- [II-4] <https://www.pasternack.com/t-calculator-microstrip-ant.aspx> consulté le 15-05-2022.
- [II-5] BAB Amine, Conception et Réalisation d'Antenne : Application pour Nano satellite, Rapport de confirmation au poste, Centre de Développement des Satellites, 04/10/2015
- [II-6]: S.K. Rao, "Parametric Design and Analysis of Multiple-Beam Reflector 2005
- [II-7] MOUNIB, Hicham et HAMAIZIA, Zahra. Conception et simulation d'une antenne micro ruban.
- [II-8] BARKAT Ouarda, « Etude et Synthèse des Caractéristiques de Réseaux d'antennes Imprimées Supraconductrices dans la Bande Millimétrique » Thèse de Doctorat en science Université Mentouri, Constantine 2009
- [II-9] R.J. Mailloux Phased Array Antenna Handbook, Second Edition Artech House, Inc, 2005.
- [II-10] J.L. Allen A theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 9, No. 7, pp. 350-352, Juillet 1961.
- [II-11] O. A. Civil, P. H. Pathak, P. Janpugdee' and B. A. Mu Surface Waves On A Finite Planar Dipole Array In Free Space IEEE Trans. Antenna Propogate pp 78-81, 2002.
- [II-12] D. E. N. Davies Circular Arrays: Their Properties and Potential Applications IEE Second International Conference on Antennas and Propagation, pp. 1–10, April 1981.
- [II-13] Zhang, Yan, Song, Zhe, Hong, Wei, Mittra, Raj, « Wideband high-gain $\hat{\pm}45^\circ$ dualpolarised stacked patch Antenna array for Ku-band back-haul services », ET Microwaves, Antennas & Propagation, 2020
- [II-14] W. junjun, "Antenna Theory and Design".
- [II-15] B. Ali, Etude de la Technologie des Antennes, 2009.
- [III-1] B. BECITA " Antenne microruban de forme rectangulaire à substrats cristaux photoniques" mémoire de Master, Institut d'électronique, Université de Msila, juin 2014.
- [III-2] L. Barlatey, T. Sphicopoulos, J. R. Mosig and F. E. Gardiol, "Un nouveau modèle pour l'excitation coaxiale d'une antenne microruban", JINA' 1986 Journées internationales de Nice sur les Antennes, Nice, France, 4-6 Novembre 1986, pp. 221-223