



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université ABOU BEKR BELKAID

Faculté de technologie

Département de Télécommunication

## MEMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de

## MASTER

**Spécialité :** “ Systèmes des Télécommunications”

Présenté par :

**GHLOUCI Ismahéne**

**GACI Rayhana**

### **SIMULATION DES NOUVELLES FORMES D'ANTENNES CORNETS EN TECHNOLOGIE SIW HYPERFREQUENCE.**

Soutenu en 05 juillet 2021 devant le Jury

MELIANI Maghnia	professeur à l'université de Tlemcen	Présidente
BADAoui Hadjira	professeur à l'université de Tlemcen	Examinatrice
ABRI Mehadji	professeur à l'université de Tlemcen	Encadrant
CHERIF Nabil	Doctorant à l'université de Mascara	Co- Encadrant

# Dédicaces

*Merci à Dieu qui m'a aidé et a toujours été avec moi.*

*Je dédie ce travail particulièrement à :*

*Ma Mère*

*Aucune dédicace très chère maman, ne pourrait exprimer la profondeur des sentiments que j'éprouve pour vous, vos sacrifices innombrables et votre dévouement firent pour moi un encouragement.*

*Mon Père*

*Mes chères sœurs Kholoud, Hanaa, Fatima*

*Mon frère Bilel et sans oublier les merveilleux Rayan et Raneem*

*Un merci spécial à ma chérie Ismahéne*

*A mes amies chacune son nom pour leurs aides précieuses.*

*A tout ceux que je n'ai pas cité leurs noms mais je n'oublie jamais leurs présences dans ma vie.*



*Rayhana*



## *Dédicaces*

*Merci à Dieu qui m'a aidé et a toujours été avec moi.*

*Je dédie ce travail particulièrement à :*

*Ma Mère, Mon Père*

*Aucune dédicace ne pourrait exprimer la profondeur des sentiments que j'éprouve pour vous, vos sacrifices innombrables et votre dévouement firent pour moi un encouragement.*

*Mes chers frères Yahia, Brahim, Abdou, Mohamed*

*Mes chères sœurs Chaymaa, Amira, Leïla*

*Un merci spécial à ma chérie Rayhana*

*A mes amies chacune son nom pour leurs aides précieuses.*

*A tout ceux que je n'ai pas cité leurs noms mais je n'oublie jamais leurs présences dans ma vie.*



*Ismahéne*



# Remerciement

*La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui nous voudrions leur témoigner toute notre gratitude.*

*Nous adressons nos remerciements tout d'abord pour tous les membres du jury d'avoir accepté de participer à cette soutenance, nous ont fait le grand honneur d'évaluer et d'examiner notre travail.*

*Nous tiendrons à remercier spécialement **ABRI Mehadji** professeur à l'Université de Tlemcen, notre encadrant qui fut la première à nos faires découvrir le sujet qui a guidé notre mémoire et ce qui nous a beaucoup aidés afin de nous fournir ce travail.*

*Nous tenons à remercier Madame **MELIANI Maghnia** professeur à l'Université de Tlemcen, pour l'honneur de présider le jury.*

*Nous tenons à remercier également Madame **ABRI Née BADAOUI Hadjira** professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de juger ce mémoire de master.*

*Nous remercions ainsi, Monsieur **CHERIF Nabil** doctorant à l'université de Mascara, Pour son aide, et son soutien en ce que concerne le logiciel de simulation.*

*Nous désirons aussi remercier tous les enseignants de l'université de TLEMCCEN, qui nous ont fourni les outils nécessaires à la réussite de nos études universitaires.*

*Enfin, Nous voudrions exprimer notre reconnaissance envers les amis et collègues qui nous ont apporté leur soutien moral et intellectuel tout au long de notre parcours académique.*



# Résumé

La technologie SIW, introduite dans les années 2000, suscite aujourd'hui un très vif intérêt pour la conception de circuits micro-ondes compacts, intégrés, faible coût et blindé par nature et qui offrent de bien meilleures performances.

Ce mémoire a été dédié à la conception des nouvelles formes d'antennes cornets utilisées le principe d'ouverture rayonnante à base de la technologie SIW hyperfréquences opérant en bande X qui s'étalent sur la bande de fréquence [8-12 GHz]. Ces nouvelles structures ont été étudiées théoriquement et numériquement aux fréquences millimétriques, comparativement au SIW avec l'aide de simulateur microwave studio CST.

**Mots clé :** Simulation, antenne cornet, technologie SIW, hyperfréquence, CST.

## Abstract

SIW technology, introduced in the 2000s, is now attracting great interest in the design of microwave circuits that are compact, integrated, low cost and shielded by nature and offer much better performance.

This thesis was dedicated to the design of new forms of horn antennas Used on the principle of radiating aperture based on SIW microwave technology operating in X-band which extend over the frequency band [8-12 GHz]. These new structures have been studied theoretically and digitally at millimeter frequencies, compared to SIW with the help of microwave studio CST simulator.

**Keywords:** Simulation, horn antenna, SIW technology, microwave, CST.

## ملخص

تجذب تقنية الركيزة المتكاملة الدليل الموجي التي تم تقديمها في العقد الأول من القرن الحادي والعشرين اهتماما كبيرا بتصميم دوائر الميكروويف المدمجة و المتكاملة و منخفضة التكلفة و المحمية بالطبيعة و تقدم أداء أفضل بكثير .

تم تخصيص هذه الرسالة لتصميم أشكال جديدة من هوائيات البوق المستخدمة على مبدأ الفتحة المشعة على أساس تقنية الموجات الصغرى الركيزة الكاملة الدليل الموجي العاملة في النطاق س و التي تمتد عبر نطاق التردد 8-12 جيجا هرتز تمت دراسة هذه الهياكل الجديدة نظريا و تجريبيا عند ترددات المليمتر، مقارنة بالركيزة المتكاملة الدليل الموجي بمساعدة جهاز محاكاة أستوديو.

### كلمات مفتاحية

محاكاة, هوائي بوق, تكنولوجيا الركيزة المتكاملة الدليل الموجي, CST, ميكروويف .

# Table des Figures

## Chapitre I : Concepts sur les antennes

<b>Figure I. 1</b> Structure générale d'une antenne .....	5
<b>Figure I. 2</b> Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace .....	8
<b>Figure I. 3</b> Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture.....	9
<b>Figure I. 4</b> Angle d'élévation.....	9
<b>Figure I. 5</b> Polarisation rectiligne circulaire ou linéaire et polarisation.....	10
<b>Figure I. 6</b> Différents diagrammes d'émission d'antennes. ....	11
<b>Figure I. 7</b> Exemple d'une antenne filaire .....	14
<b>Figure I. 8</b> Exemple d'une antenne à fentes .....	14
<b>Figure I. 9</b> Exemple d'une antenne planaire .....	15
<b>Figure I. 10</b> Exemple d'une antenne parabolique.....	16
<b>Figure I. 11</b> Exemple d'une antenne cornet .....	17
<b>Figure I. 12</b> a) Cellule élémentaire pixélisée et b) ses impédances de surface [12].....	17
<b>Figure I. 13</b> Le champ électrique à l'ouverture d'une antenne conique (a), puis avec le méta surface(b),créé à l'aide de la cellule de la Figure I.12 [10].....	18
<b>Figure I. 14</b> Co-polarisation (courbes solides) et polarisation croisée (courbes pointillées) du gain du cornet conique pour lequel les champs sont illustrés sur la figure I.13 avec (liner) et sans (no liner) méta matériaux pour un $\varphi = 45^\circ$ aux fréquences 10 GHz (a) et 18 GHz (b).....	18
<b>Figure I. 15</b> a) Illustration d'une antenne cornet rectangulaire à méta surface composée de fils croisés et b) les impédances de surface des fils croisés [11]. ....	19
<b>Figure I. 16</b> a) Distribution du champ électrique à l'ouverture d'une antenne sans (à gauche) et avec des metas surfaces composées de fils croisés (à droite) et b) une comparaison du gain entre ces deux antennes[11].....	19
<b>Figure I. 17</b> Méta surface T et ses impédances de surface [10]. ....	20
<b>Figure I. 18</b> Performance de l'antenne à méta parois de la Figure I.13 : a) distribution du champ électrique pour de différentes fréquences et b) lobes secondaires en simulation et mesure ; son équivalent sans méta surfaces ("Unlined Horn" et "Conventional Horn») .....	21
<b>Figure I.19</b> CST microwave studio.....	21
<b>Figure I. 20</b> Adaptation d'une ligne transmission .....	23
<b>Figure I.21</b> Applications de fréquence de bande X.....	26

## *Chapitre II : Technologie SIW*

<b>Figure II. 1</b> Exemple d'un guide d'ondes hyperfréquences.....	30
<b>Figure II. 2</b> Guide d'onde a section rectangulaire.....	32
<b>Figure II. 3</b> Guide d'onde circulaire.....	32
<b>Figure II. 4</b> Guide d'onde elliptique.....	33
<b>Figure II. 5</b> Vue tridimensionnelle des champs électrique et magnétiques pour le mode $TE_{10}$ dans un guide de section rectangulaire.....	34
<b>Figure II. 6</b> description générale des modes de transmission dans un guide d'onde.....	34
<b>Figure II. 7</b> Instantané des courants induits dans les murs du guide d'ondes par une onde $TE_{10}$ . Cette configuration se déplace approximativement à la vitesse de la lumière dans la direction de propagation de l'onde. ....	36
<b>Figure II. 8</b> Guide d'onde de section circulaire de diamètre semblable à câble coaxial mais dont la rigidité diélectrique est meilleure.....	37
<b>Figure II. 9</b> Exemple des microphones ruban.....	38
<b>Figure II. 10</b> ligne micro ruban.....	39
<b>Figure II. 11</b> le champ de vision transversale de la distribution du guide d'ondes diélectrique et du SIW [14].....	43
<b>Figure II. 12</b> Guide d'ondes intégré au substrat-conception-SIW [15].....	44
<b>Figure II. 13</b> Guide d'ondes intégré au substrat-conception-SIW.: Différentes topologies de SIW [17].....	46
<b>Figure II. 14</b> Exemples des circuits passifs SIW.....	47
<b>Figure II. 15</b> Exemples des circuits actifs SIW.....	48
<b>Figure II. 16</b> Antenne SIW [31].....	49
<b>Figure II. 17</b> Antenne TSA [34].....	50
<b>Figure II. 18</b> La conception du TSA et des diagrammes de rayonnement de l'antenne pour des fréquences de 2,0 à 6,5 GHz [35].....	51
<b>Figure II. 19</b> Géométrie des deux blocs constituant le TSA pliée : $L_{ant} = 24.5$ mm, $t_1 = 0.76$ mm, $a_{SIW} = 4$ mm, $L_{slot} = 13.4$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm, $w_t = 9.3$ mm, $h_t = 1.6$ mm, $t_2 = 1.2$ mm, $l_c = 1.23$ mm, $w_c = 0.13$ mm, $h = 0.76$ mm. a) vue de dessus et b) vue de dessous du....	52
<b>Figure II. 20</b> Photographie de l'antenne pliée PTSA fabriqué.....	53
<b>Figure II. 21</b> Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne APTSA corrigée planaire et de l'antenne APTSA corrigée pliée à la fréquence de 35 GHz.....	53
<b>Figure II.22</b> Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne pliée a la fréquence de 35 GHz.....	54
<b>Figure II.23</b> Antenne a onde progressive.....	55
<b>Figure II.24</b> Antenne twa.....	56

## Chapitre III : Simulation et interprétation des résultats.

<b>Figure III. 1</b> Première forme d'Antenne cornet.....	63
<b>Figure III. 2</b> Diagramme de rayonnement en trois dimensions 3D.....	66
<b>Figure III. 3</b> Coefficient de réflexion S11. ....	66
<b>Figure III. 4</b> Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires pour les 2 phases respectivement 0 et 90 degrés .....	67
<b>Figure III. 5</b> Deuxième forme d'Antenne cornet. ....	68
<b>Figure III. 6</b> Diagramme de rayonnement en trois dimensions 3D. ....	69
<b>Figure III. 7</b> Coefficient de réflexion S11. ....	69
<b>Figure III. 8</b> Diagramme de rayonnement en coordonnées polaire pour les 2 phases respectivement 0 et 90 degrés .....	70
<b>Figure III. 9</b> La troisième forme d'antenne cornet. ....	71
<b>Figure III. 10</b> Diagramme de rayonnement en 3 dimensions (3D). ....	72
<b>Figure III. 11</b> Diagramme de rayonnement en 3 dimensions (3D).....	72
<b>Figure III. 12</b> Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires pour les deux phases respectivement $\Phi=0$ et $\Phi=90$ . ....	73
<b>Figure III. 13</b> La quatrième forme d'antenne cornet. ....	74
<b>Figure III. 14</b> Diagrammes de rayonnement en 3 dimensions (3D). ....	75
<b>Figure III. 15</b> Coefficient de réflexion S11. ....	75
<b>Figure III. 16</b> Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires pour les deux phases respectivement $\Phi=0$ et $\Phi=90$ . ....	76
<b>Figure III. 17</b> Vue en front du guide SIW dans la bande X. ....	78
<b>Figure III. 18</b> Les coefficients de réflexion s11, s21, s12 et s2.....	79
<b>Figure III. 19</b> Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper la bande X a f=10 GHz. ....	79
<b>Figure III. 20</b> Schéma d'adaptation d'impédance entre la ligne d'alimentation et le composant SIW..	80
<b>Figure III. 21</b> Taper avec ses paramètres .....	81
<b>Figure III. 22</b> Guide SIW en bande X avec taper.....	81
<b>Figure III. 23</b> Résultat de simulation du guide avec taper opérant dans la bande X. ....	82
<b>Figure III. 24</b> Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper la bande X. ....	82
<b>Figure III. 25</b> Première configuration d'antenne cornet à base de SIW vue en perspective. ....	83
<b>Figure III. 26</b> Coefficient de réflexion S11. ....	84
<b>Figure III. 27</b> La figure nous montre la distribution du champ électrique sur le guide SIW sans taper opérant la bande X. ....	85
<b>Figure III. 28</b> première configuration d'antenne cornet à base de SIW avec taper vue en front et vue en perspective. ....	85
<b>Figure III. 29</b> Coefficient de réflexion S11. ....	86
<b>Figure III. 30</b> La figure nous montre la distribution du champ électrique sur le guide SIW avec taper	

Opérant la bande X.....	87
<b>Figure III. 31</b> Forme de la deuxième configuration à base de SIW sans taper.....	87
<b>Figure III. 32</b> Les coefficients de réflexion s11. ....	88
<b>Figure III. 33</b> Distribution du champ électrique de la deuxième configuration sans taper. ....	89
<b>Figure III. 34</b> Forme de la deuxième configuration à base de SIW sans taper.....	90
<b>Figure III. 35</b> Les coefficients de réflexion s11 de la deuxième configuration avec taper.....	91
<b>Figure III. 36</b> Distribution du champ électrique de la deuxième configuration avec taper.....	92

## *Liste des Tableaux*

<b>Tableau I.1</b> La gamme de fréquence et longueur d onde de la bande X.....	25
<b>Tableau II.1</b> Les deux guides d ondes les plus connu rectangulaires et circulaire et leur mode de propagation [8] .....	35
<b>Tableau III.1</b> Paramètres d'une guide d'onde si et les caractéristiques de diélectrique.....	77

## *Listes d'Acronymes et Abréviations*

**$\mu$** : Perméabilité magnétique.

$\omega$ : La pulsation de l'onde.

$\rho$  : La densité volumique de charge électrique.

**K** : est la constante de propagation.

**E** : Vecteur d'intensité du champ électrique.

**H** : Vecteur d'intensité du champ magnétique.

**c** : La vitesse de la lumière.

**fc** : La fréquence de coupure.

$\lambda$  : La longueur d'onde.

**SICs** :Substrate Integrated Circuits.

**SoS**: system-on-substrate.

**TE** : Transverse électrique.

**TM** : Transverse Magnétique.

**TEM** : Transverse Electro Magnétique.

**TSA** : Tapered Slot Antenna .

**SIW**: Substrate Integrated Waveguide.

**SIP**: Session Initiation Protocol.

**GHz**: Gigahertz.

**dB**: Décibel.

**GPS**: Global Positioning System.

**LAN**: Local Area Network.

**LFSIW**: L-folded antipodal parabolic tapered slot antenna.

**TWA**: Traveling Wave Antenna.

**LWA**: Leaky Wave Antenna.



**CST:** Computer Simulation Technology.

**TSWA:** traveling standing wave antenna

**PTSA:** Parabolic Tapered Slot Antenna

**ATSA:** Antipodal Tapered Slot Antenna.

**HFSS:** High Frequency Structure Simulator (ANSYS).

**LTSA:** Linear traveling standing antenna.

**DGS:** Defected Ground Structure.

**PCB:** Print Circuit Board.

**GSSI:** Geophysical Survey System Inc.

**IEEE:** Institute of Electrical and Electronics Engineers

**ISM:** industrial, scientific and medical.

**WIFI:** Wireless Fidelity.

**WIMAX:** Worldwide Interoperability for Microwave Access.

**GPR :** Ground penetrating radar.

**PIRE :** La puissance isotrope rayonnée équivalente.

**TNT :** télévision numérique terrestre.

**CB :** citizen-band.

**UHF:** Ultra High Frequencies.

**VHF:** Very High Frequencies.

**TV:** television.

**EM:** Electro Magnétique.

**TFTD:** Discrete time Fourier transform.

# *Table des matières*

Dédicace.....	I
Remerciements.....	III
Résumé.....	IV
Table des Figures.....	V
Liste des Tableaux .....	IX
Liste d'Acronymes et Abréviations .....	X
Table des matières.....	XII
Introduction Générale.....	1

## *Chapitre I : Concepts sur les antennes*

I.1 Introduction .....	4
I.2 Définition de l'antenne .....	4
I.3 Structure générale d'une antenne .....	4
I.4 Les types des antennes .....	6
I.5 Caractéristique de l'antenne .....	7
I.5.1 Les caractéristiques physiques .....	7
I.5.2 Les caractéristiques radioélectriques .....	7
I.5.2.1 La puissance rayonnée par une antenne .....	7
I.5.2.2 Angle d'ouverture .....	8
I.5.2.3 Polarisation .....	10
I.5.2.4 Diagramme de rayonnement .....	10
I.5.2.5 Directivité .....	11
I.5.2.6 Le Gain.....	12
I.5.2.7 Rendement .....	12
I.5.2.8 Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) .....	12
I.6 Les antennes progressives .....	13
I.6.1 Définition de l'antenne à onde progressive .....	13
I.6.2 Les grandes classes d'antenne .....	13
I.6.2.1 L'antenne filaire .....	13
I.6.2.2 L'antenne à fentes .....	14
I.6.2.3 L'antenne planaire ou patch .....	15
I.6.2.4 L'antenne parabolique .....	15
I.6.2.5 Les antennes cornets .....	16
I.7 Les travaux réalisés à partir du la littérature sur les antennes cornets .....	17

I.7.1 Exemple 1 : Structure pixélisée .....	17
I.7.2 Exemple 2 : Les fils croisés .....	19
I.7.1 Exemple 3 : La structure T .....	20
I.8 Logiciel CST.....	21
I.8.1 Caractéristiques du logiciel CST microwave studio .....	22
I.9 Condition d'adaptation .....	22
I.10 Les paramètres S .....	23
I.11 La bande x .....	24
I.11.1 Avantage de la fréquence de la bande X .....	25
I.11.2 Les applications de la fréquence de bande X .....	25
I.12 Conclusion .....	26

## ***Chapitre II : La technologie SIW***

II.1 Introduction.....	30
II.2 Fonctionnement d'un guide d'onde .....	30
II.2.1 Notions de base de la théorie des guides d'ondes .....	31
II.3 Les types des guides d'onde .....	31
II.3.1 Guide d'onde rectangulaire .....	31
II.3.2 Guide d'onde circulaire .....	32
II.3.3 Guide d'onde elliptique .....	33
II.4 Les modes de propagation .....	33
II.4.1 Propagation de l'onde électromagnétique dans un guide d'onde .....	33
II.4.1.1 Raisons de l'atténuation .....	35
II.4.1.2 Rigidité diélectrique .....	36
II.4.1.3 Usages .....	37
II.5 La technologie micro ruban .....	38
II.5.1 Définition d'une ligne micro ruban .....	38
II.5.2 La structure d'une ligne micro ruban .....	38
II.5.3 Les caractéristiques générales d'une ligne micro ruban .....	39
II.5.3.1. Approximation Quasi-TEM .....	39
II.5.3.2 Permittivité diélectrique .....	40
II.5.3.3 Impédance caractéristique d'une ligne micro ruban .....	40
II.5.3.4 Synthèse d'une ligne micro ruban .....	41
II.5.4 Avantages et inconvénients .....	41
II.6 La technologie SIW .....	42
II.6.1 Introduction .....	42
II.6.2 Conception de SIW .....	43
II.6.2.1 Structure SIW .....	45
II.6.2.1.1 Types de structures SIW .....	45
II.6.3 Quelques exemples de circuits SIW .....	46
II.6.3.1 Les circuits passifs SIW .....	46

II.6.3.2 Les circuits actifs SIW .....	48
II.6.3.3 Antenne SIW .....	48
II.6.4 Les avantages de la technologie SIW .....	49
II.6.5 Les applications pour toutes les antennes à base SIW .....	49
II.6.5.1 Antenne TSA .....	49
II.6.5.1.1 Caractéristiques des antennes TSA .....	51
II.6.5.1.2 Caractéristiques de rayonnement .....	51
II.6.5.2 Antenne PTSA pliée .....	52
II.6.5.3 Antenne TSWA .....	54
II.6.5.4 Antenne à onde progressive (TWA) .....	55
II.6.5.4.1 Définition Les antennes à ondes progressives .....	55
II.6.5.4.1.1 Structured'une antenne à ondes progressive .....	55
II.6.5.4.2 Les différentes catégories d'une TWA .....	56
II.7 Conclusion .....	57

## ***Chapitre III : Simulation et interprétation des résultats***

III.1 Introduction .....	64
III.2 Conception des nouvelles formes d'antennes cornet opérant en bande X .....	64
III.2.1 Première forme d'antenne cornet .....	65
III.2.2 Deuxième forme d'antenne cornet .....	68
III.2.3 Troisième forme d'antenne cornet .....	71
III.2.4 Quatrième forme d'antenne cornet .....	74
III.3 Conception de guide d'onde SIW sans taper dans la bande X .....	77
III.3.1 Distribution du champ électrique dans le guide sans taper .....	79
III.3.1.1 Adaptation de guide d'ondes en technologie SIW .....	79
III.4 Conception de guide d'onde SIW avec taper dans la bande X .....	80
III.4.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper .....	81
III.5 Conception de la première configuration d'antenne cornet SIW opérant en bande .....	82
III.5.1 Conception de la première configuration d'antenne cornet SIW opérant en bande sans taper .....	82
III.5.1.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper .....	84
III.5.2 Conception de la première configuration d'antenne cornet SIW opérant en bande avec taper .....	84
III.5.2.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper .....	86
III.6 Conception de la deuxième configuration d'antenne cornet SIW opérant en bande .....	86
III.6.1 Conception de la deuxième configuration d'antenne cornet SIW opérant en bande sans taper .....	86
III.6.1.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper .....	88

III.6.2 Conception de la deuxième configuration d'antenne cornet SIW opérant en bande avec taper .....	89
III.6.2.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper .....	91
III.7 Conclusion .....	91

# INTRODUCTION GENERALE

Dans le domaine des ondes centimétriques et millimétriques, la ligne de transmission peut être constituée par un guide d'ondes. Pour effectuer la transition entre le guide et le milieu de propagation libre, on utilise couramment des antennes constituées par des éléments de guide dans la section croit progressivement, et qu'on appelle : Cornets électromagnétiques.

Les antennes cornets sont très populaires dans la bande des hyperfréquences (au-dessus de 1 GHz).

Elles fournissent un gain élevé, ROS faible (avec des aliments guide d'ondes), relativement large bande passante, et ils ne sont pas difficiles à réaliser. Bien que de conception relativement ancienne, les antennes cornets sont encore largement utilisées de nos jours dans le domaine des microondes, en particulier dans les bases de mesures, les sources primaires des réflecteurs paraboliques, mais également dans des applications qui requièrent une large bande passante.

Les principales qualités de ce type d'antennes sont la pureté de polarisation qui permet son utilisation pour caractériser la polarisation d'autres antennes, sa large bande passante (comparée aux antennes résonnantes), et son gain important. Le principal défaut est son encombrement et son poids.

La technologie SIW s'est développée principalement parce qu'elle montre plusieurs avantages tels qu'un faible coût de production, un bon facteur de qualité et une facilité d'intégration aux circuits de télécommunication.

Dans ce cadre, une nouvelle antenne cornet qui fut basée sur la technique SIW, d'abord qui concerne la conception des nouvelles technologies. Chaque domaine utilisant les télécommunications nécessite certainement l'usage de l'antenne parce qu'ils ont une importance grandissante dans les systèmes de transmission, c'est le cas aussi pour les télécommunications spatiales.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre projet de recherche intitulé : « Simulation des Nouvelles formes des Antennes Cornets à base de la Technologie SIW ». Pour atteindre nos objectifs, notre manuscrit est divisé en trois parties organisées de la façon suivante :

Dans le premier chapitre nous allons introduire une petite définition sur les antennes plus une présentation de quelques exemples avec les différents types des antennes, puis une description détaillée sera donnée pour la principale caractéristique radio électrique et physique, on termine ce chapitre par des exemples des littératures des antennes cornets.

Le seconde chapitre s'attachera à recenser les types des guides ondes et une petite entrée à la technologie SIW avec mention de leurs structures.

Enfin, le troisième chapitre s'intéressera plus particulièrement à découvrir les nouvelles formes des antennes cornets. Ensuite, la conception et simulation des guides de guide d'onde à l'aide de la technique SIW (Substrate Integrated Waveguide) dans la bande X et la présentation des résultats de simulation sous CST.

Ce document sera enfin clôturé par une conclusion générale répondant.

# **CHAPITRE I**

## **CONCEPT SUR LES**

### **ANTENNES**

## **I.1 Introduction**

L'antenne est un composant essentiel des systèmes de communication, c'est la partie responsable de la transmission et de la diffusion de l'onde ou de sa réception en convertissant le signal électrique en une onde électromagnétique ou vice versa. Des exemples de ces ondes sont la lumière, les micro-ondes et les ondes radio. Et cette onde se propage rapidement dans le milieu Très proche de la vitesse de la lumière (égale à la vitesse de la lumière si le milieu est un vide).

L'antenne a de nombreux types qui diffèrent selon l'application dans laquelle l'antenne est utilisée. Par exemple, l'antenne de dispositif sans fil conventionnelle est complètement différente de l'antenne de réception satellite. Elle diffère également selon les spécifications du système dans lequel l'antenne elle-même fonctionne.

Nous avons présenté le logiciel commercial CST qui développe et commercialise une suite de solutions de modélisation électromagnétique de haute performance dans la bande X pour la Communications gouvernementales et militaires cryptées et la diffusion de télévision.

## **I.2 Définition de l'antenne**

En génie radio, une antenne est l'interface entre les ondes radio se propageant dans l'espace et les courants électriques se déplaçant dans des conducteurs métalliques, utilisés avec un émetteur ou un récepteur.

Dans transmission un émetteur radio fournit un courant électrique aux terminaux de l'antenne qui rayonne l'énergie du courant sous forme d'ondes électromagnétiques (ondes radio).

Lors de la réception, une antenne intercepte une partie de la puissance d'une onde radio afin de produire un courant électrique à ses terminaux, qui est appliqué à un récepteur.

Les antennes sont des composants essentiels de tout équipement radio [1].

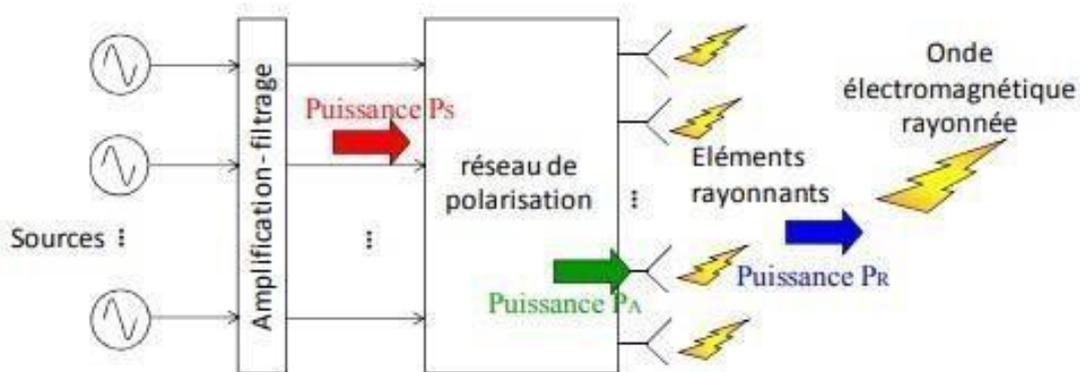
## **I.3 Structure générale d'une antenne**

Dans ce chapitre, nous allons considérer uniquement des antennes émettrices. Cependant, il est nécessaire de supprimer toute distinction entre antenne émettrice et antenne réceptrice, en

introduisant le principe de réciprocité : toute structure qui reçoit une onde électromagnétique peut transmettre une onde électromagnétique. Une antenne passive peut réciproquement être utilisée en émission et en réception. Les propriétés de l'antenne resteront les mêmes qu'elle soit utilisée en émission ou en réception. La figure I.1 présente la structure générale d'une antenne émettrice. (Une antenne réceptrice présente une structure similaire, l'alimentation est remplacée par un récepteur, le sens des flèches indiquant le transfert de puissance est inversé) :

Le signal à transmettre peut provenir d'une ou plusieurs sources (amplitude et phase des sources indépendantes).  $P_s$  correspond à la puissance électrique délivrée par la source.

Des amplificateurs et des filtres peuvent être placés entre la source et l'antenne pour fournir une puissance électrique suffisante aux éléments rayonnants et assurer une émission (ou une réception) sur une bande étroite. L'émetteur ou le récepteur sont reliés à l'antenne par une ligne qui sont en général des lignes coaxiales ou des guides d'ondes. Ils permettent de transporter une puissance électrique  $P_A$  aux éléments rayonnants. La puissance  $P_A$  est différente de la puissance  $P_s$  en raison des pertes liées aux différents éléments reliant la source aux éléments rayonnants. Le réseau de polarisation permet de connecter les signaux à transmettre aux éléments rayonnants, de les déphaser et/ou de les combiner entre eux. Le fait de combiner plusieurs antennes entre elles peut fournir des propriétés intéressantes à l'antenne équivalente. Les éléments rayonnants assurent la transmission de l'énergie fournie par l'émetteur à l'espace libre où l'onde va se propager. La puissance rayonnée par l'antenne est notée  $P_R$ . Réciproquement, elle assure la transmission de l'énergie d'une onde EM vers le récepteur.



**Figure I. 1** Structure générale d'une antenne.

Il est important que l'installation de l'antenne et sa connexion à la source nécessite d'autres structures non présentées sur le schéma, mais qui vont avoir une influence non négligeable sur les performances de l'antenne. L'antenne est montée mécaniquement sur un dispositif (un mat pour une station de base, le châssis d'un téléphone) qui va contribuer à modifier le rayonnement de l'antenne. En outre, l'antenne peut être protégée de l'environnement extérieur par un radome, qui peut absorber une partie du rayonnement.

#### **I.4 Les types des antennes**

Il existe des dizaines de types d'antennes, différents par leur fonctionnement, leur géométrie et leur technologie :

- Antenne d'intérieur pour TV, appartement ou grenier TV.
- Antenne en parapluie ou en nappe pour ondes kilométriques.
- Antenne dipolaire, antenne filaire de base.
- Antenne doublet filaire pour ondes décimétriques.
- Antenne Yagi-Uda à éléments parasites, très directive et à gain important. C'est le râteau utilisé pour la réception de la TV analogique ou numérique.
- Antenne quarte d'onde verticale omnidirectionnelle pour très hautes fréquences (THF ou VHF).
- Antenne rideau ou colinéaire à la directivité très marquée.
- Antenne diélectrique ou par ondes de surface.
- Antenne hélice pour ondes décimétriques, très directive.
- Antenne parabolique utilisable au-dessus d'un GHz (hyperfréquences) Wifi, ISM, transmissions par satellite, bandes S, C, Ku, Ka.
- Antenne à fentes applications Wifi, ISM, bandes S, C, Ku, Ka.
- Antenne cornet à partir de la bande S.
- Antenne cornet-entonnoir à partir de la bande S. • Antenne dièdre, à partir de 1,2 GHz.
- Antenne isotrope, un modèle théorique qui sert de référence, Réseau d'antennes, antenne formée par un réseau d'antennes.

- Antenne fouet brin flexible 1/4 ou 1/2 onde surtout pour les VHF, ex CB et UHF (ex TNT) [2].

## **I.5 Caractéristique de l'antenne**

### **I.5.1 Les caractéristiques physiques**

- Ses dimensions et sa masse sont tout particulièrement critiques à bord d'un satellite.
- Ses propriétés mécaniques : par exemple, pour une station sol, sa résistance au vent...
- Ses propriétés thermiques : les dimensions varient-elles lors des variations de température, surtout à bord du satellite où l'on peut constater des variations entre 120 et +150° C suivant l'éclairement ou non du soleil [3].

### **I.5.2 Les caractéristiques radioélectriques**

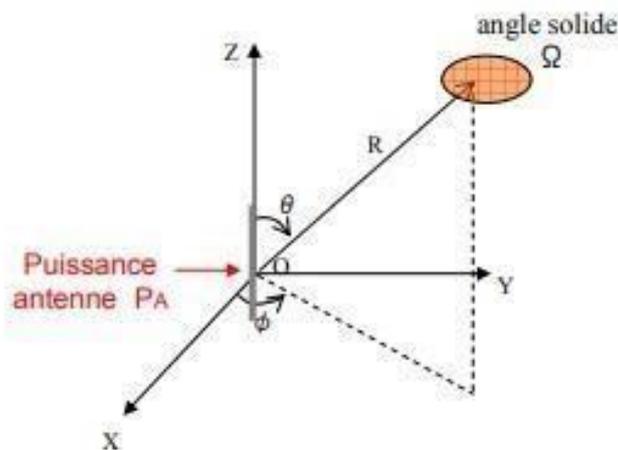
Les principales caractéristiques radioélectriques vont impacter les performances de la liaison spatiale sont :

- La puissance rayonnée par une antenne ;
- L'angle d'ouverture ;
- Polarisation ;
- Le diagramme de rayonnement ;
- Directivité ;
- Gain ;
- Le rendement ;
- Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) ;

#### **I.5.2.1 La puissance rayonnée par une antenne**

Une antenne sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace. Les directions dans lesquelles cette puissance va dépendre des caractéristiques de l'antenne. Commençons par exprimer la puissance rayonnée par une antenne quelconque, dont

le centre est placé au centre d'un repère sphérique (Fig. I.2) et connectée à une source qui lui fournit une puissance électrique  $P_A$ . La puissance rayonnée dans une direction quelconque  $(\theta, \varphi)$  dans un angle solide  $\Omega$  (exprimé en stéradian sr) est donnée par l'équation 1. La puissance fournie à une surface élémentaire située à une distance  $R$  est donnée par l'équation 2. La puissance rayonnée totale correspond à la somme des puissances rayonnées dans toutes les directions de l'espace (équation 3) [4].



**Figure I. 2** Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace.

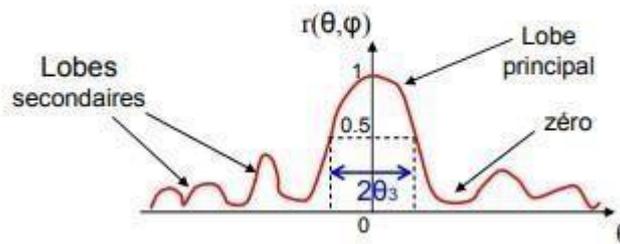
$$P(\vartheta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega} (w/sr) \tag{I.1}$$

$$P(\vartheta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega R^2} (w/m^2) \tag{I.2}$$

$$k = \iint_{\Omega} P(\vartheta, \varphi) d\varphi d\theta \quad (w, m^2) \tag{I.3}$$

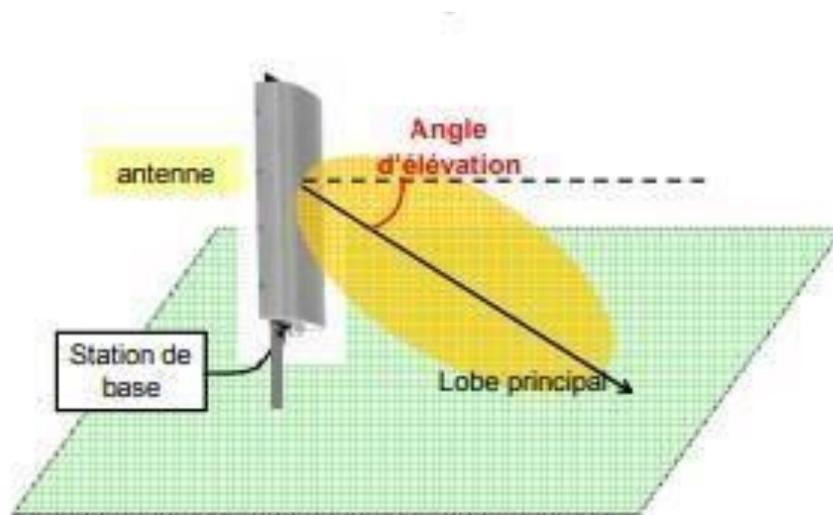
### I.5.2.2 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture caractérise la largeur du lobe principal. L'angle d'ouverture à -3 dB est  $2\theta$  représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Il s'agit de l'angle entre les 2 directions autour du lobe principal où la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal [4].



**Figure I. 3** Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture.

D'autres grandeurs sont utilisées pour caractériser l'ouverture d'une antenne et sa capacité à focaliser la puissance rayonnée dans une direction donnée. On trouve l'angle entre la direction de rayonnement maximale et le premier zéro. Pour les stations de base, on trouve aussi les paramètres suivants : l'ouverture horizontale ou azimuth et l'ouverture verticale ou élévation. Celles-ci sont conçues pour couvrir une portion donnée du sol, dont l'ouverture horizontale dépend du secteur qu'elles ont à couvrir ( $120^\circ$  par exemple). L'ouverture verticale doit rester faible et ne couvrir que le sol à proximité de l'antenne (moins de  $10^\circ$ ).



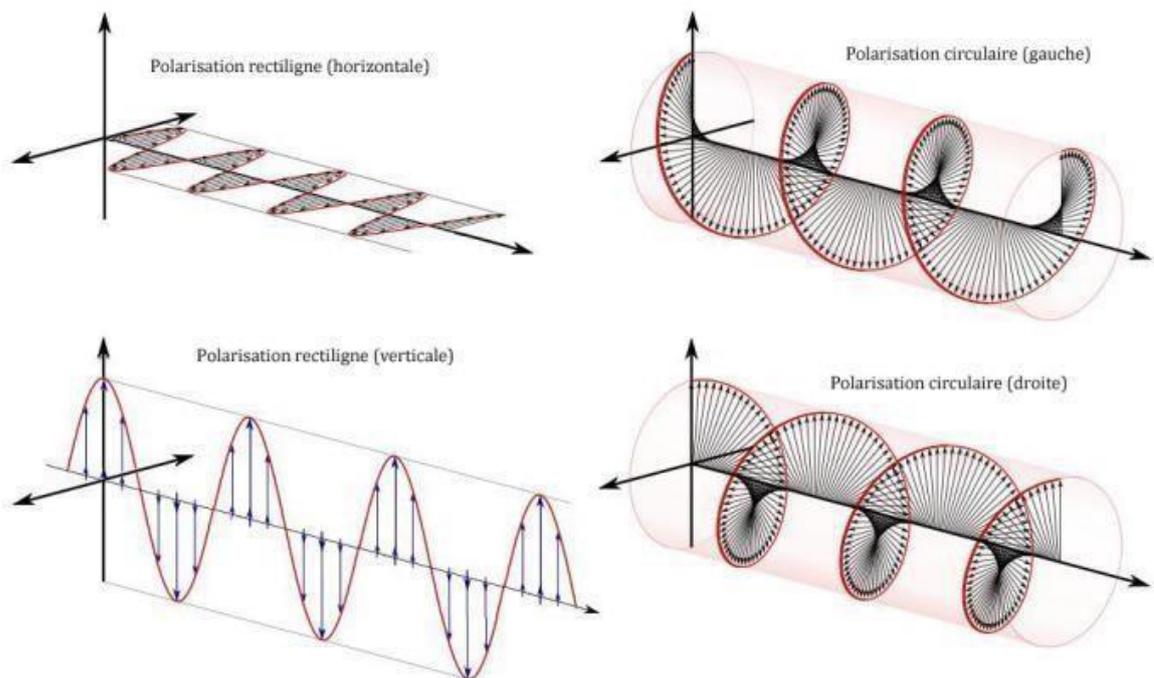
**Figure I. 4** Angle d'élévation.

Pour caractériser la direction verticale du lobe principal, on utilise l'angle d'élévation. En pratique, cet angle doit être ajusté à toute installation d'antenne en lui ajoutant un tilt. Celui-ci peut être contrôlé mécaniquement (ajustement à l'installation de l'angle que fait l'antenne avec

la verticale) ou électriquement (par le contrôle de phase des excitations de chaque élément rayonnant de l'antenne, nous y reviendrons au chapitre E –Réseau d'antennes) [4].

### I.5.2.3 Polarisation

Elle définit la direction du champ électrique de l'onde que reçoit ou émet une antenne. Si le vecteur champ électrique ne change pas de direction lors de la propagation, la polarisation est dite rectiligne ou linéaire. Dans le cas où le vecteur change de direction, la polarisation est elliptique, avec un cas particulier de la polarisation circulaire où ce vecteur dessine un cercle dans le plan d'onde perpendiculaire au sens de la propagation. La polarisation circulaire est utilisée si les antennes d'émission et réception sont orientées de façon aléatoire, par exemple pour les satellites défilants ou non stabilisés [5].



**Figure 1.5** Polarisation rectiligne ou linéaire et polarisation circulaire [5].

### I.5.2.4 Diagramme de rayonnement

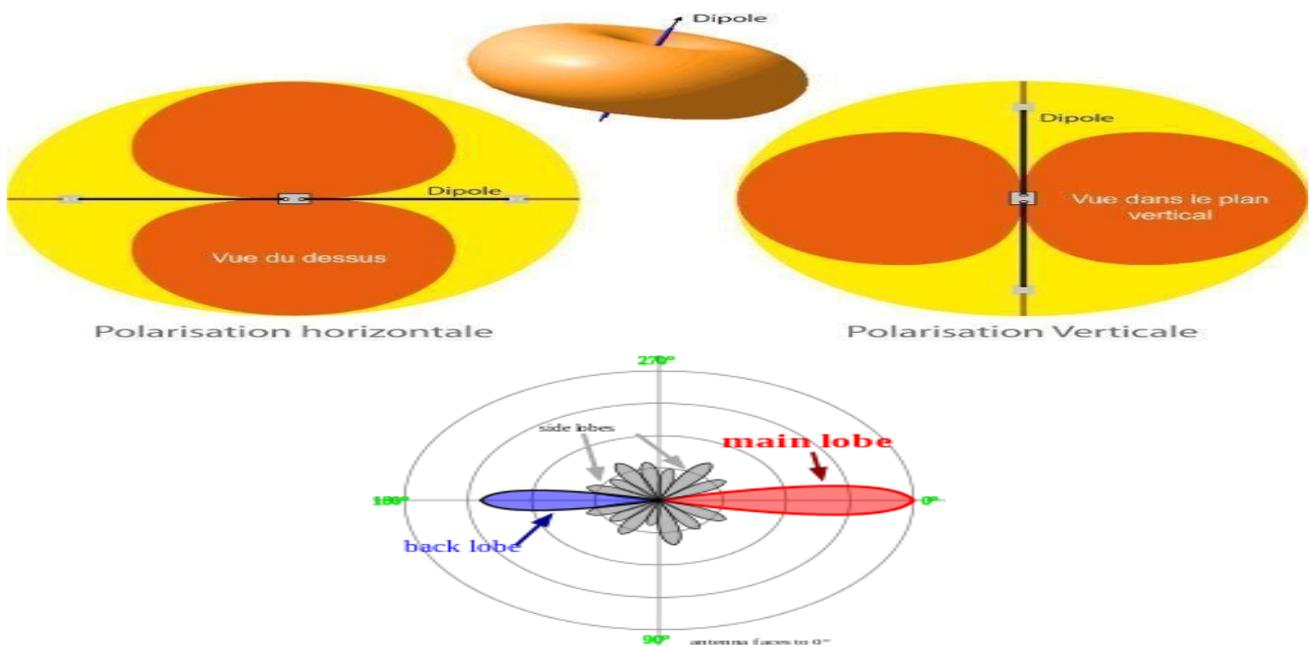
L'antenne isotrope, c'est-à-dire rayonnant de la même façon dans toutes les directions, est un modèle théorique irréalisable dans la pratique. En réalité, l'énergie rayonnée par une

antenne est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions étant privilégiées : ce sont les « lobes de rayonnement ».

Le diagramme de rayonnement d'une antenne permet de visualiser ces lobes dans les trois dimensions, dans le plan horizontal ou dans le plan vertical incluant le lobe le plus important.

La proximité et la conductibilité du sol ou des masses conductrices environnant l'antenne peuvent avoir une influence importante sur le diagramme de rayonnement.

Les mesures sur les antennes sont effectuées en espace libre ou en chambre anéchoïque.



**Figure I.6.** Différents diagrammes d'émission d'antennes.

### I.5.2.5 Directivité

La directivité  $D(\theta,\varphi)$  d'une antenne à dans une direction  $(\theta,\varphi)$  est le rapport entre l'intensité rayonnée dans une direction donnée  $P(\theta,\varphi)$  et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope [6].

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

### I.5.2.6 Le Gain

Le gain représente l'amplification d'une antenne dans une direction donnée. Exprimé en dBi, il est issu du rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne émise et la puissance rayonnée par une antenne de référence isotrope (qui rayonne d'une façon identique dans sur toute la sphère soit 0 dBi [6].

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{p_A} \rightarrow G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta_0, \varphi_0)}{p_A} \quad (\text{I.5})$$

Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou 0 dB. Le gain est généralement exprimé en dB (voir annexe A) ou en dBi car une antenne isotrope est utilisée comme référence. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dBi, lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence.

### I.5.2.7 Rendement

Le rendement  $\eta$  d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée  $PA$  sous forme de puissance rayonnée  $PR$ . On le définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie. Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants. En comparant les équations 27 et 28, on voit que le rendement relie le gain et la directivité.

$$p_R = \eta \cdot PA \Rightarrow G = \eta \cdot D \quad (\text{I.6})$$

### I.5.2.8 Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)

La puissance isotrope rayonnée équivalente d'une antenne (PIRE ou EIRP en anglais) est un terme souvent utilisé en télécommunications (principalement dans les bilans de liaison) qui définit, dans la direction de rayonnement maximal, la puissance électrique qu'il faudrait apporter à une antenne isotrope pour obtenir la même puissance rayonnée dans cette direction [6].

$$\text{PIRE} = G \times \text{PA} \quad (1.7)$$

## **I.6 Les antennes progressives**

### **I.6.1 Définition de l'antenne à onde progressive**

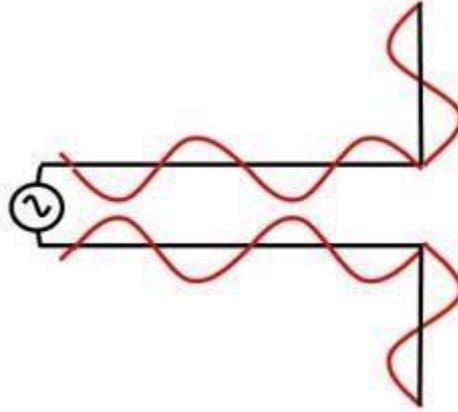
Dans la radio et les télécommunications, une antenne à ondes progressives est une classe d'antenne qui utilise une onde progressive sur une structure de guidage comme mécanisme de rayonnement principal. Sa particularité est que la courante radiofréquence qui génère les ondes radio circule à travers l'antenne dans une direction. Cela contraste avec une antenne résonante, telle que le monopôle ou le dipôle, dans laquelle l'antenne agit comme un résonateur, avec des courants radios voyageant dans les deux sens, rebondissant entre les extrémités de l'antenne. Un avantage des antennes à ondes progressives est que, comme elles sont non résonnantes, elles ont souvent une bande passante plus large que les antennes résonantes. Les types courants d'antenne à ondes progressives sont l'antenne de boisson et l'antenne rhombique. Antennes à ondes progressives se divisent en deux grandes catégories : les antennes à ondes lentes, et à ondes rapides antennes. Les antennes à ondes rapides sont souvent appelées antennes à ondes fuyantes [7].

### **I.6.2 Les grandes classes d'antenne**

Les antennes peuvent être regroupées en cinq grandes familles qui sont facilement reconnaissables pour la plupart à leur forme :

#### **I.6.2.1 L'antenne filaire**

Les antennes filaires regroupent l'ensemble des antennes formée de câble conducteur de faible diamètre comprennent des modèles comme les antennes dipôles, monopoles, boucles résonnantes, Yagi, hélices et plus encore. Cette grande famille compte les antennes relativement simples.



**Figure I.7** Exemple d'une antenne filaire [8].

### I.6.2.2 L'antenne à fentes

L'antenne à fentes est le modèle de prédilection pour la conception d'antennes de systèmes de sécurité comme celles des radars micro-ondes utilisés pour la surveillance maritime et aéroportuaire ,elle caractérisent par son développement vertical ou horizontal en forme de cornière ,avec des fentes de dimensions et d'emplacements particuliers qui se font en fonction de la fréquence.

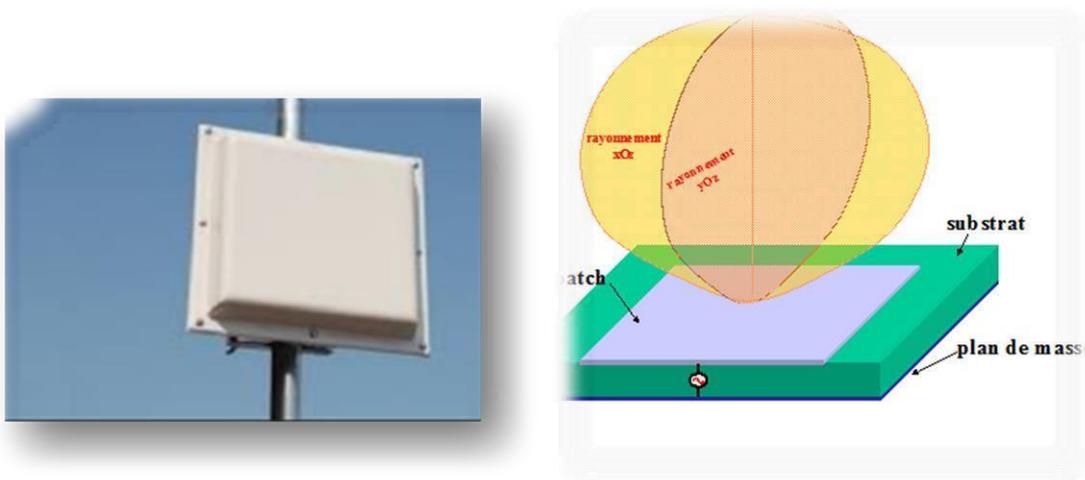


**Figure I.8** Exemple d'une antenne à fentes [8].

### I.6.2.3 L'antenne planaire ou patch

Elle est apparue en 1970. C'est une surface conductrice souvent carré. On les utilise pour réduire l'encombrement d'une antenne.

Le modèle le plus utilisé pour la conception des systèmes GSM, GPS, Wifi et WiMax. Elle permet la création d'antennes radar en navigation aérienne, surveillance satellite de la terre.



**Figure I.9** Exemple d'une antenne planaire ou patch.[8].

### I.6.2.4 L'antenne parabolique

C'est le modèle que la plupart des particuliers abonnés aux chaînes téléconnaissent, l'antenne parabolique a la forme d'une cuvette avec au centre de sa face concave une antenne rudimentaire.

Une antenne parabolique disposant un réflecteur basé sur les caractéristiques de la courbe nommée parabole, et de la surface nommée parabolôïde de révolution. C'est une antenne universelle, c'est à dire qui fonctionne sur toutes fréquences, elle est utilisée à partir de 1.1 GHz, le réflecteur a pour rôle de renvoyer les ondes reçues (télévision, wifi...) vers une antenne source. Le transmetteur produit le signal à émettre. Il est relié à l'antenne par un câble relié à un cornet d'alimentation qui est la source, placé au foyer du réflecteur ; Le but de la source est « éclairé » entièrement la surface du réflecteur avec le signal à émettre.



**Figure I.10** Exemple d'une antenne parabolique [8].

#### I.6.2.5 Les antennes cornets

Une antenne cornet est une antenne en forme de cylindre, de cône ou pyramide tronquée employée pour des liaisons directes ou comme antenne-source pour éclairer un réflecteur parabolique.

Les antennes cornet classiques ont une bande passante fractionnaire d'environ 66%, ce qui n'est normalement pas suffisant pour un GPR. Des largeurs de bande plus importantes sont obtenues avec des cornes à double arête. Les antennes cornet ont l'avantage d'être directive. Cela signifie que les antennes cornet peuvent être utilisées hors du sol. Des exemples d'antennes cornet utilisées dans le commerce sont les antennes 1 GHz et 2,5 GHz de GSSI (Geophysical Survey System, Inc.). Ils ont été développés à l'origine pour l'inspection routière et peuvent être montés sur un véhicule. L'inconvénient de ce type d'antenne est la taille. Habituellement, les antennes cornet sont trop grandes, ce qui les rend peu conviviales en terrain accidenté (par exemple, l'antenne GSSI 1 GHz mesure 102 cm × 22 cm × 32 cm) [9].

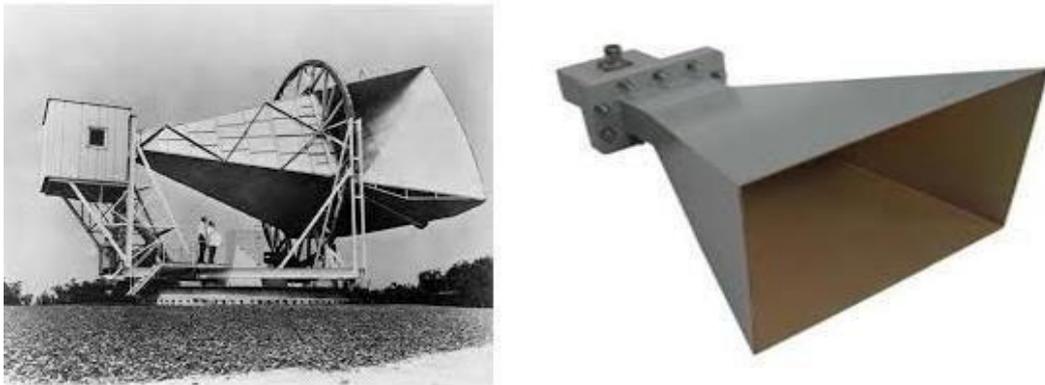


Figure I.11 Exemple d'une antenne cornet.

## I.7 Les travaux réalisés à partir de littérature sur les antennes cornets

### I.7.1 Structure pixelisée

Une cellule élémentaire est illustrée sur la figure I.12. Cette cellule élémentaire (a) est inspirée de structures naturelles. Elle est conçue avec une géométrie pixelisée, pour laquelle un bit dans le chromosome de l'algorithme génétique binaire contrôle la présence d'un pixel métallique. Les autres paramètres de la cellule périodique (épaisseur du diélectrique, via, etc.) sont également optimisés avec cette approche.

Les impédances de surface normalisées obtenues (b), sont comparées avec la condition hybride équilibrée. On peut voir que cette condition est parfaitement remplie sur une large bande de fréquence (11 GHz – 17 GHz).

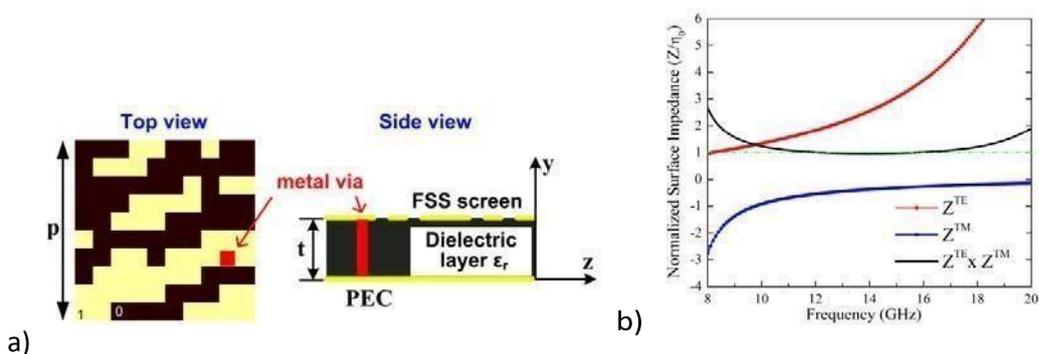
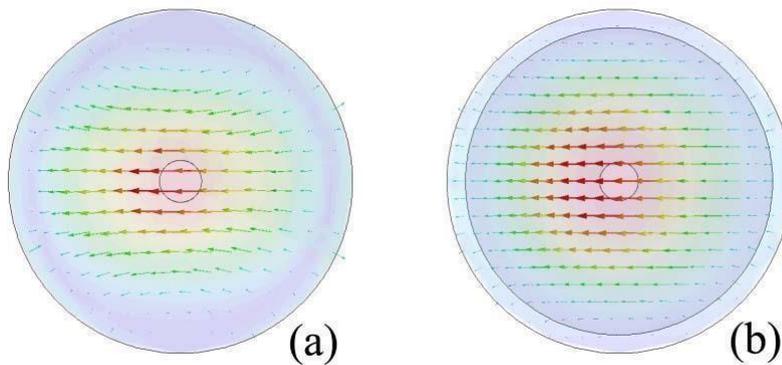


Figure I.12 a) Cellule élémentaire pixelisée et b) ses impédances de surface [10].

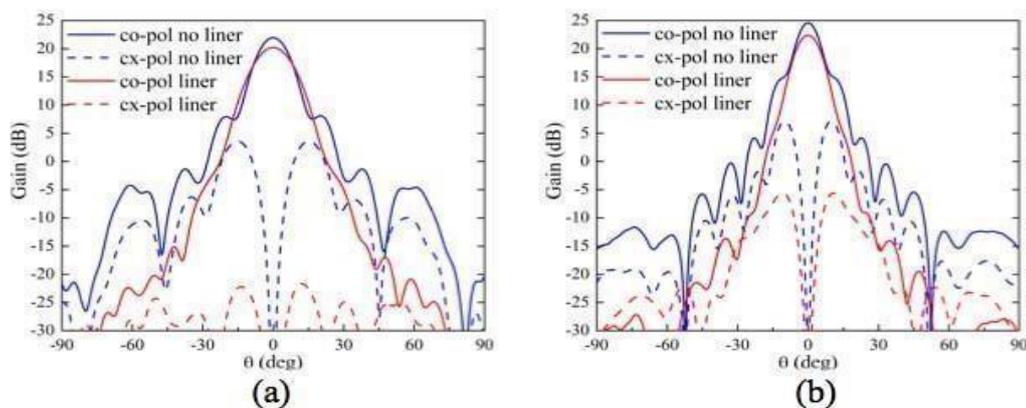
Sur la figure I.13 les cartographies du champ électrique vectoriel (flèches) et en amplitude (échelle de couleurs) à l'ouverture de l'antenne conique classique (a) et d'une antenne équivalente avec des parois à métamatériaux (b) sont présentées. Elles sont obtenues par

simulation sous HFSS. La surface à métamatériaux est ici représentée par un matériau aux caractéristiques effectives (impédance, indice de réfraction). Pour le cornet à métamatériaux, l'amplitude du champ électrique est bien apodisée avec une forte concentration au centre de l'ouverture. Les vecteurs du champ électrique sont parfaitement alignés en-dehors de la couche fine de métamatériaux.



**Figure I.13** Le champ électrique à l'ouverture d'une antenne conique (a), puis avec la méta surface (b), créée à l'aide de la cellule de la figure I.12 [10].

Comme attendu, cette condition hybride équilibrée a permis d'améliorer le rayonnement : les diagrammes de rayonnement sont quasiment identiques pour les deux polarisations, les polarisations croisées sont peu importantes. Sur la figure I.14 les polarisations principale et croisée de l'antenne conique avec (liner) et sans métamatériaux (no liner) sont illustrées à deux fréquences de la bande pour l'angle azimuth  $\varphi = 45^\circ$ , pour lequel la polarisation croisée est la plus importante.



**Figure I.14** Co-polarisation (courbes solides) et polarisation croisée (courbes pointillées) du gain du cornet conique pour lequel les champs sont illustrés sur la figure I.13 avec (liner) et sans (no liner) métamatériaux pour un  $\varphi = 45^\circ$  aux fréquences 10 GHz (a) et 18 GHz (b).

I.7.2 Exemple 2 : Les fils croisés

La deuxième méta surface, implémentée sur les parois horizontales d’une antenne cornet pyramidale, est illustrée sur la figure I.15 a) avec des impédances de surface décrites sur la figure I.15 (b). Les fils croisés métalliques sont fixés aux parois de l’antenne par des vias métalliques. En observant les courbes des impédances de surface, on constate qu’elles satisfont la condition hybride équilibrée moins bien que la surface pixelisée. Néanmoins, la structure est très simple et donc facile à concevoir ce qui la rend plus intéressante.

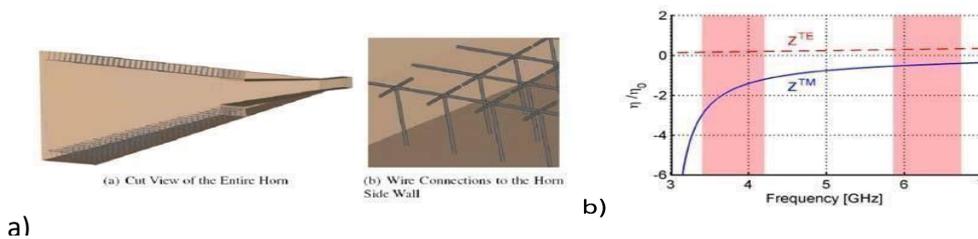


Figure I.15 a) Illustration d’une antenne cornet rectangulaire à méta surface composée de fils croisés et b) les impédances de surface des fils croisés [11].

Les résultats en rayonnement de l’antenne sont également significatifs, comme en atteste la figure I.16 à la fréquence de 6.475 GHz. En comparant le champ électrique à l’ouverture d’un cornet rectangulaire classique et celui de l’antenne avec des méta surfaces sur les parois horizontales (a), le champ s’annule sur le méta surfaces, ce qui produit un champ apodisé. Comme évoqué dans la section 1.2, cette répartition du champ réduit significativement les lobes secondaires de l’antenne. Le gain des antennes cornets avec et sans métamatériaux est similaire, mais les lobes secondaires sont réduits de 30 dB (figure 1.16).

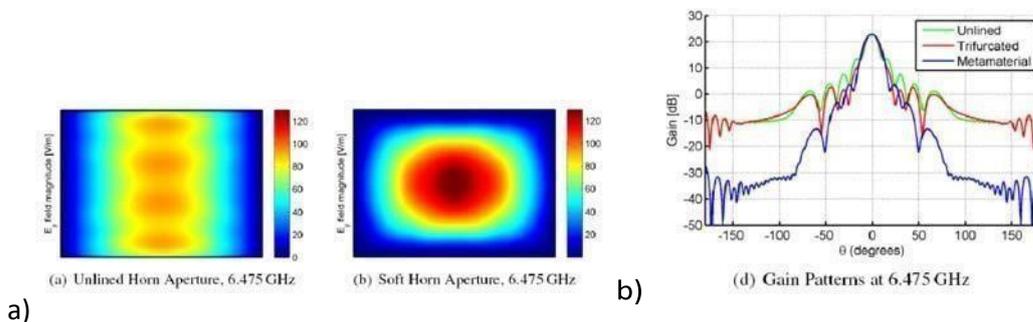
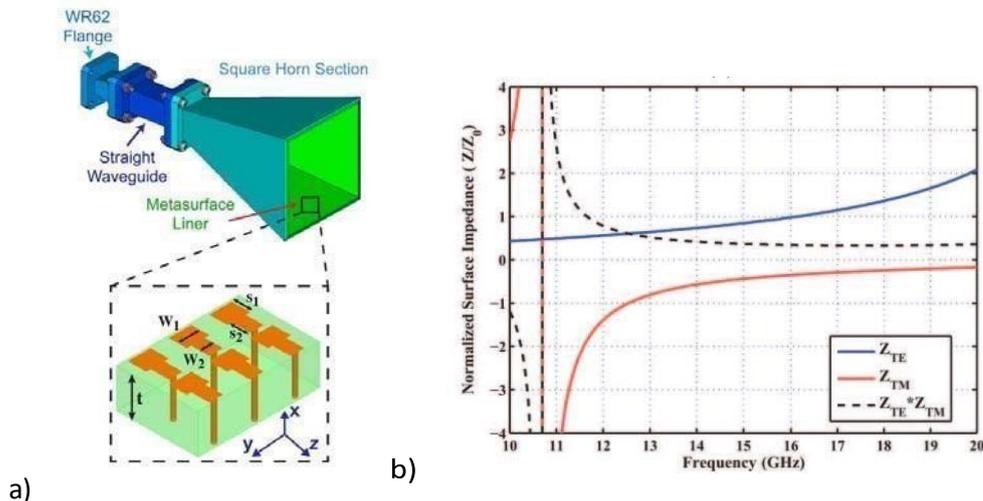


Figure I.16 a) Distribution du champ électrique à l’ouverture d’une antenne sans (à gauche) et avec des méta surfaces composées de fils croisés (à droite) et b) une comparaison du gain entre ces deux antennes [11].

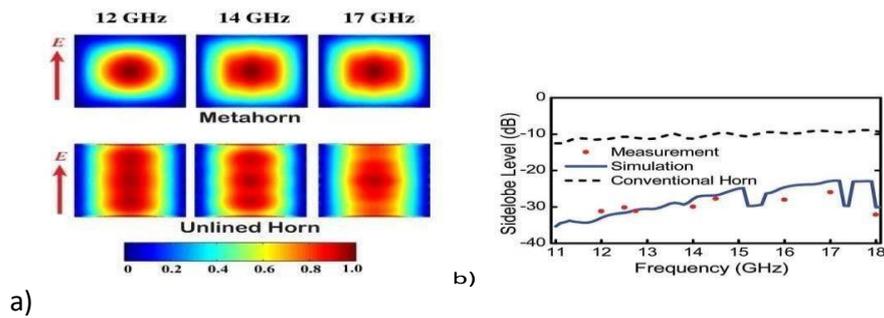
### I.7.3 Exemple 3 : La structure T

D'autres structures de cellules élémentaires ont été étudiées de 2011 à 2013, afin d'améliorer encore les performances des antennes cornets. En utilisant le même algorithme génétique que pour les metasurfaces de la figure I.12 et en optimisant et en simplifiant la structure pour des facilités d'usinage, une structure patch en forme de T a finalement été conçue [12]. Ce patch métallique est gravé sur un diélectrique et est connecté aux parois de l'antenne par un via métallique (figure I.17 a)). Les impédances de surface  $Z^{TE}$  et  $Z^{TM}$  satisfont la condition hybride équilibrée sur toute la bande de fréquence Ku ( $\Delta f = 11 \text{ GHz} - 18 \text{ GHz}$ ) et au-delà. Tout comme l'antenne aux fils croisés, un prototype de l'antenne avec cette metasurface "T" a été réalisé (figure en-haut à droite).



**Figure I.17** Méta surface T et ses impédances de surface [12].

Les résultats de simulations et de mesures sont illustrés sur la figure I.18 à trois fréquences dans la bande. La distribution du champ électrique à l'ouverture est bien apodisée sur la bande Ku et une forte réduction des lobes secondaires ( $-20 \text{ dB}$ ) sur presque toute la bande est obtenue et confirmée par les mesures. En utilisant des metasurfaces fabriqués de diélectrique, comme dans [12] en se basant sur la technologie des circuits imprimés, les pertes diélectriques peuvent poser problème. Les auteurs de [12] se défendent en démontrant que la partie imaginaire (pertes) de l'indice de réfraction effectif reste négligeablement petite ( $-1.4 \times 10^{-3}$  à  $11 \text{ GHz}$  et  $-1.8 \times 10^{-4}$  à  $19 \text{ GHz}$ ).

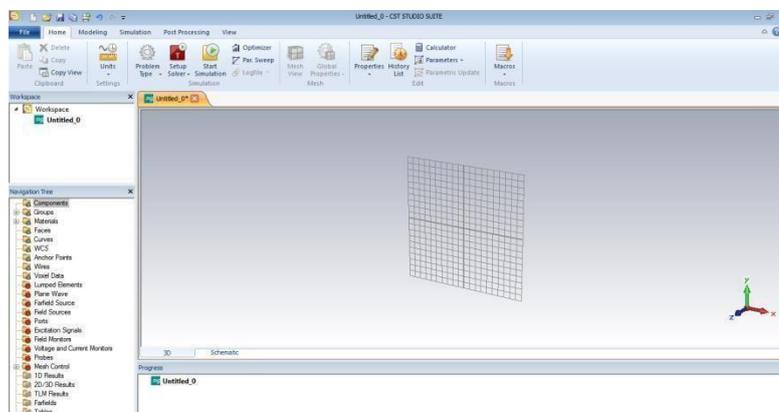


**Figure I.18** Performance de l'antenne à méta parois de la figure I.17 : a) distribution du champ électrique pour de différentes fréquences et b) lobes secondaires en simulation et mesure ; son équivalent sans méta surfaces ("Unlined Horn" et "Conventional Horn") est donné à titre de référence [12].

Avec ces différentes métasurfaces, des méthodes d'optimisation ont été appliquées aux des antennes cornets (alimentation) pour avoir encore de meilleures performances.

## I.8 Logiciel CST

CST MICROWAVE STUDIO est un outil spécialisé pour la simulation EM 3D de composants haute fréquence. CST promeut la technologie complète pour l'EM 3D et permet l'analyse rapide et précise des dispositifs haute fréquence (HF) tels que les antennes, les filtres, les coupleurs, les structures planaires et multicouches et les effets SI et CEM. CST MWS vous donne rapidement un aperçu du comportement EM de vos conceptions haute fréquence et propose d'autres modules de résolution pour des applications spécifiques. Il peut être intégré dans divers flux de travail standard de l'industrie via l'interface utilisateur CST [13].



**Figure I. 19** CST MICROWAVE STUDIO.

CST est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement sur les solutions informatiques les plus efficaces et les plus précises pour les conceptions électromagnétiques 3D. CST MWS est spécialisé dans la fourniture de simulations électromagnétiques 3D rapides et précises de problèmes haute fréquence. Le produit offre aux utilisateurs des cycles de développement plus courts grâce au prototypage virtuel avant les essais physiques et l'optimisation au lieu de l'expérimentation [14].

### **I.8.1 Caractéristiques du logiciel CST Microwave Studio**

Les ingénieurs antennes, en particulier dans l'industrie des communications mobiles, sont confrontés au défi pour :

- Optimiser les performances des antennes tout en respectant les contraintes fonctionnelles et géométriques de l'intégration d'antennes multibandes dans des appareils compacts.
- La simplicité des tâches de ces ingénieurs avec la dernière extension du solveur d'équations intégrales CST STUDIO SUITE.
- La rapidité et la précision pour éviter les perturbations.
- La structure peut être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma [15].

### **I.9 Condition d'adaptation**

L'objectif principale de l'adaptation est de maximiser la puissance transmise à la charge.

Pour une ligne adaptée l'impédance de charge est égale à l'impédance caractéristique de la ligne. En tenant compte de cela, on peut démontrer facilement que l'impédance sur toute la ligne devient égale à une valeur fixe, l'impédance caractéristique.

Vu que la ligne est adaptée alors il n'y a pas des ondes réfléchies (le coefficient de réflexion  $S_{11}=0$ ) et on est présence d'une onde progressive.

Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchie en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique.

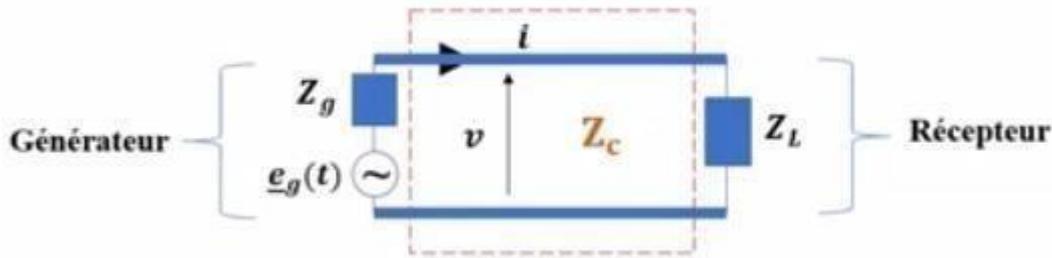
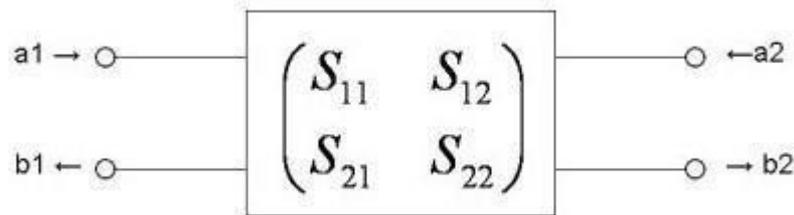


Figure I. 20 Adaptation d'une ligne de transmission.

## I.10 Les paramètres S

Les paramètres S décrivent la réponse d'un réseau à N ports au(x) signal(s) incident(s) sur l'un ou tous les ports. Le premier chiffre de l'indice fait référence au port de réponse, tandis que le deuxième chiffre fait référence au port de l'incident. Ainsi, S<sub>21</sub> signifie la réponse au port 2 due à un signal au port 1. Les réseaux "N-port" les plus courants dans les micro-ondes sont les réseaux à un port et à deux ports. Les paramètres S du réseau à trois ports sont faciles à modéliser avec un logiciel tel qu'Agilent ADS, mais les mesures des paramètres S à trois ports sont extrêmement difficiles à effectuer avec précision. Les paramètres S multiports mesurés sont généralement disponibles auprès des fournisseurs d'amplificateurs et d'autres appareils, mais, comme toujours, assurez-vous de vérifier que vos réponses sont raisonnables.

Examinons un réseau à deux ports. Le signal à un port, disons le port 1, peut être considéré comme la superposition de deux ondes se déplaçant dans des directions opposées. Par convention chaque port est représenté comme deux nœuds afin de donner un nom et une valeur à ces ondes de sens opposés. La variable  $a$  représente une onde incidente au port  $i$  et la variable  $b_j$  représente une onde réfléchie par le port  $j$ . Ne vous attardez pas sur la façon dont deux signaux peuvent se produire sur le même nœud ! L'amplitude des variables  $a_i$  et  $b_j$  peut être considérée comme des variables de type tension, normalisées à l'aide d'une impédance de référence spécifiée. C'est très pratique puisque le carré de ces grandeurs est alors égal au niveau de puissance des ondes. N'oubliez pas que les paramètres S ne signifient pas grand-chose à moins que vous ne connaissiez la valeur de l'impédance de référence (elle est souvent appelée  $Z_0$ ).



Si nous supposons que chaque port se termine par l'impédance de référence  $Z_0$ , nous pouvons définir les quatre paramètres S du 2 ports comme :

$$s_{11} = b_1/a_1 \quad (\text{I.8})$$

$$s_{12} = b_1/a_2 \quad (\text{I.9})$$

$$s_{21} = b_2/a_1 \quad (\text{I.10})$$

$$s_{22} = b_2/a_2 \quad (\text{I.11})$$

Les équations ci-dessus pour  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont dérivées d'une analyse ou de mesures de réseau en définissant la valeur du signal incident  $a_2 = 0$  et en résolvant les rapports de paramètres S ci-dessus. De même,  $S_{12}$  et  $S_{22}$  sont dérivés en définissant la valeur de  $a_1=0$  et en résolvant les autres rapports [16].

Voyez comment l'indice suit parfaitement les paramètres du rapport ( $S_{11}=b_1/a_1\dots$ ), Voici la représentation algébrique matricielle des paramètres S à 2 ports :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{I.5})$$

## I.11 La bande X

La bande X est une plage de fréquences d'onde radio dite 'SHF' (Supra-haute fréquence) située aux alentours de 10 gigahertz, utilisée pour les télécommunications .

La fréquence de la bande X se situe entre la bande C et la bande Ku, comme le montre la figure ci-dessus. Comme mentionné dans le tableau, il se situe de 8 GHz à 12 GHz dans le spectre de fréquences avec des longueurs d'onde comprises entre 2,5 centimètres et 3,8 centimètres. Il fait partie de SHF (Super Haute Fréquence) dans le spectre EM (Électromagnétique) [17].

Désignation de la bande de fréquences	Gamme de fréquences	longueur d'onde
Bande X	8 à 12 GHz	3,8 à 2,5 cm

**Tableau I. 1** La gamme de fréquence et longueur d ondes de la bande X.

#### I.11.1 Avantages de la fréquence de la bande X

- Voici les avantages de la fréquence de la bande X par rapport aux autres bandes de fréquences.
- L'évanouissement dû à la pluie est dominant dans les radiofréquences supérieures à 10 GHz. Par conséquent, la bande X n'a pas beaucoup d'interférences dues à la décoloration par la pluie par rapport à d'autres bandes de fréquences plus élevées telles que la bande Ku et la bande Ka.
- Il a un bruit plus faible et est donc une bande fiable pour les communications de données élevées et à faible bruit La bande X fonctionne mieux avec des antennes plus petites et peut gérer une puissance plus élevée.

#### I.11.2 Les applications de la fréquence de bande X

- Utilisé dans les satellites à des fins d'exploration de la Terre.
- Utilisé dans les satellites fixes et mobiles pour les communications entre la Terre et l'espace, c'est-à-dire la liaison montante.
- Utilisé dans les satellites météorologiques pour surveiller les conditions météorologiques. Il utilise des fréquences de 8,175 GHz à 8,215 GHz à cette fin [17].

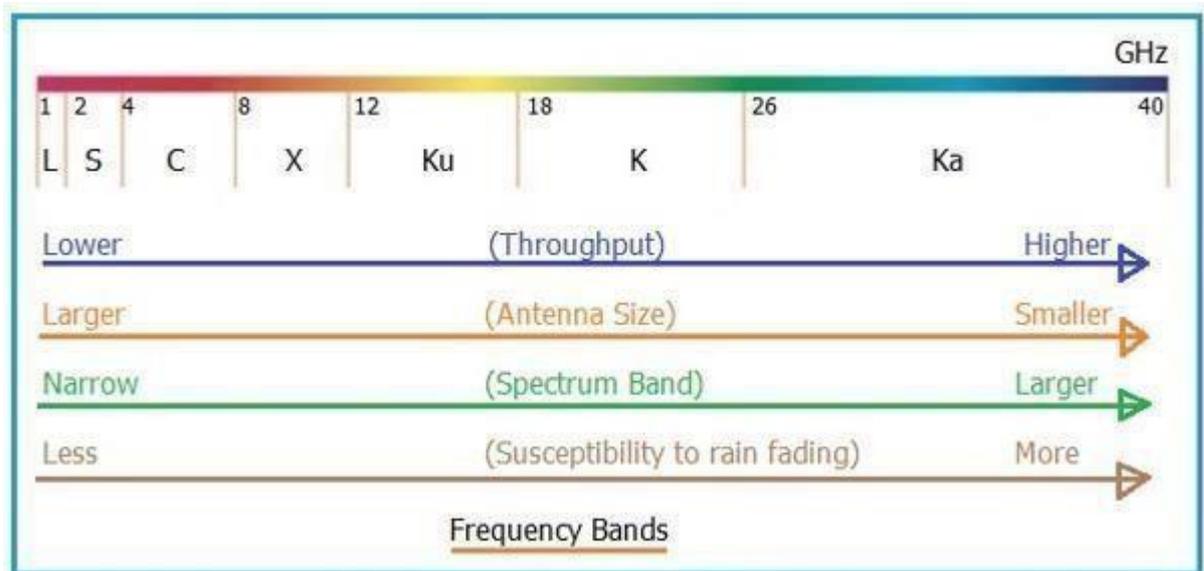


Figure I.21 Applications de fréquence de bande X.

### I.12 Conclusion

La variété de types d'antenne on la grande possibilité de les utilisés dans des nombreuses technologies. Ainsi que ses caractéristiques permis le bon choix de l'antenne étudiés.

Dans ce chapitre nous avons dressé un état de l'art sur les antennes et leur bande d'utilisation dans le logiciel CST.

# Référence chapitre I

- [1] Graf, Rudolf F., ed. (1999). « Antenne ». Dictionnaire moderne de l'électronique. À Newnes. p. 29. ISBN 978-0750698665.
- [2] Page générée en 0.579 seconde(s) - site hébergé chez Amen Ce site est édité par  
Techno-Science.net - A propos - Informations légales Partenaire : HDNumérique
- [3] ©CNES / Le Doaré Pascal, 1999 Antenne altimètre du satellite Jason en essais dans le BCMA (Base Compacte de Mesure d'Antenne).
- [4] Microsoft Word - TP O2 Polarisation rectiligne de la lumière.docx (csvi.fr)
- [5] <https://www.bing.com/images/search?view=detailV2&ccid=2nESyi1H&id=21A6A41E9139369F38C1FB3F074C0C8CA989E8D8&thid=OIP.2nESyi1H>
- [6] CH Walter, Travelling Wave Antennas, McGraw-Hill, 1965, Dover, 1970, réimprimé par Peninsula Publishing, Los Altos, Californie, 1990. [T. Rozzi et M. Mongiardo, Open Electromagnetic Waveguides, The Institution of Electrical Engineers (IEE), Londres, 1997. MJ Ablowitz et AS Fokas, Variables complexes: introduction et applications, deuxième édition, Cambridge University Press, 2003.
- [7] les\_antennes.pdf (ac-grenoble.fr)
- [8] A. Benedetto, F. Benedetto, in Comprehensive Materials Processing, 2014.
- [9] Scarborough, C.P.; Qi Wu; Werner, D.H.; Lier, E.; Martin, B.G.; Shaw, R.K., "A square dual polarization metahorn design", à Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium, Spokane (USA), p.10651068, juillet 2011.
- [10] Qi Wu; Scarborough, C.P.; Martin, B.G.; Shaw, R.K.; Werner, D.H.; Lier, E.; Wang, X., "A Ku-Band Dual Polarization Hybrid-Mode Horn Antenna Enabled by Printed-CircuitBoard Metasurfaces", dans Antennas and Propagation, IEEE Transactions, vol.61, no.3, p.10891098, mars 2013

- [11] Scarborough, C.P.; Qi Wu; Gregory, M.D.; Werner, D.H.; Shaw, R.K.; Lier, E.,  
"Broadband metamaterial soft-surface horn antennas", à Antennas and Propagation  
Society  
International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, Toronto (Canada), p.1-4, juillet 2010.
- [12] Qi Wu; Scarborough, C.P.; Gregory, M.D.; Werner, D.H.; Shaw, R.K.; Lier, E.,  
"Broadband metamaterial-enabled hybrid-mode horn antennas", à Antennas and Propagation  
Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, Toronto (Canada), p.1-4, juillet  
2010.
- [13] <https://es.mathworks.com> CST MICROWAVE STUDIO - 3D electromagnetic simulation
- [14] <http://www.cst.com> (info@us.cst.com ).
- [15] CST unveils Characteristic Mode Analysis tool (designworldonline.com)
- [16] (Rfwireless-world.com) valeurs de fréquence de bande X Avantages de la fréquence de la  
bande Applications
- [17] <https://www.microwaves101.com/since> 2001

# **CHAPITRE II**

## **LA TECHNOLOGIE SIW**

## II.1 Introduction

La technologie de guide d'ondes Intégré au substrat SIW représente une solution très prometteuse pour le développement des circuits et composants qui opèrent dans la bande millimétrique. La majorité des composants qui s'appuie sur un guide d'ondes rectangulaire classique a été réinventée avec un équivalent fonctionnant avec la technologie SIW, grâce à la similarité entre le guide d'onde et cette dernière. Cette technologie est compatible avec plusieurs composants passifs, actifs et même des antennes. Cette partie fournit une vue d'ensemble des avancées dans les structures SIW et dans l'intégration de cette technologie avec des composants [1].

## II.2 Fonctionnement dans un guide d'onde

Un guide d'ondes est un système physique qui sert à guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques, pour les maintenir confinées dans un milieu particulier, sur une certaine distance [2].



**Figure II. 1** Exemple d'un guide d'ondes hyperfréquences.

Les notions de propagation guidée [3] et d'ondes guidées se rencontrent notamment en physique, en optique[4] et en télécommunication, à des échelles métriques, centimétriques ou bien inférieures (dans certains circuits intégrés par exemple).

Un guide d'ondes est un dispositif autrefois toujours métallique, aujourd'hui éventuellement constitué de polymères ,permettant la propagation d'ondes par réflexions multiples à la manière d'une fibre optique [5].

### **II.2.1 Notions de base de la théorie des guides d'ondes**

Le guide d'ondes est une forme particulière de la ligne de transmission utilisée pour les applications micro-ondes. Il s'agit de tubes métalliques fait de matériaux de haute qualité (cuivre et laiton - partiellement argenté ou même plaqué or). Dans la technologie récente, ces guides sont composés de cuivre plaqué électriquement d'une mince couche de fibres de carbone.

Un guide d'ondes peut avoir une section transversale rectangulaire, circulaire ou elliptique, la section rectangulaire étant la plus couramment utilisée pour les connexions relativement courtes. Les guides d'onde ont plusieurs avantages par rapport à la transmission par fils et lignes coaxiales. Le principal avantage est la minimisation de la perte lors de la transmission. Les champs électriques et magnétiques, qui sont utilisés pour le transport de l'énergie, sont égaux à zéro dans les surfaces métalliques. Par conséquent, ces champs sont confinés à l'espace interne du guide ce qui minimise les pertes. Ils sont de plus complètement blindés ce qui entraîne une bonne immunité des très faibles signaux transmis aux interférences externes [6].

## **II.3 les types des guides d'onde**

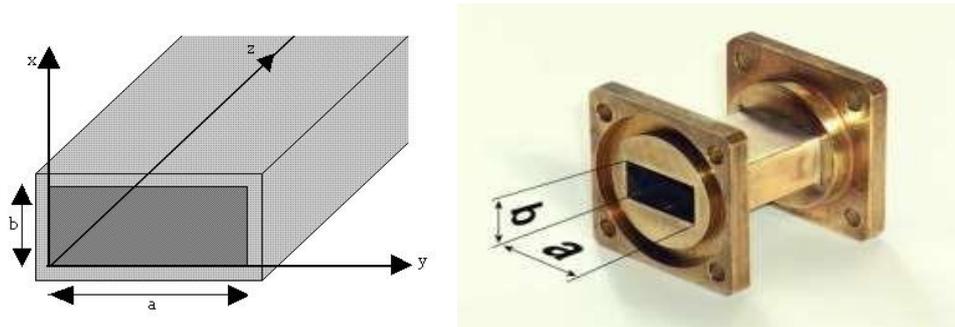
On distingue trois types de guides d'ondes :

### **II.3.1 Guide d'onde rectangulaire**

C'est un tube conducteur par lequel l'énergie transmise sous forme d'onde électromagnétique.

Le guide d'onde à section rectangulaire permet de réaliser tous les raccordements à l'intérieur d'un équipement (à l'intérieur d'un émetteur ou d'un récepteur), et de raccorder plusieurs équipements ensemble.

Ils sont appliqués dans les systèmes à haute puissance, applications à ondes millimétriques, applications de tests de précision pour systèmes de satellites [7].

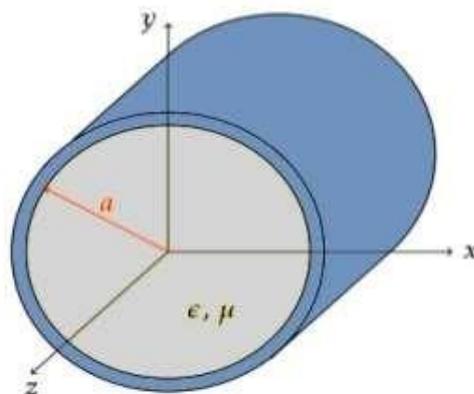


**Figure II. 2** Guide d'onde a section rectangulaire.

### II.3.2 Guide d'onde circulaire

Le guide d'ondes à section circulaire est en principe ceux qui représentent le moins de pertes. Les guides d'ondes circulaires permettent également de faire véhiculer deux signaux à polarisation orthogonale dans le même guide.

Toutefois la maîtrise requise pour garder les champs électriques et magnétiques bien perpendiculaires est très délicate. C'est pourquoi on leur préfère les guides rectangulaires ou elliptiques [7].



**Figure II. 3** Guide d'onde circulaire.

### II.3.3 Guide d'onde elliptique

Le guide d'onde à section elliptique avec une ondulation longitudinale permet de réaliser des guides faciles à poser sur des distances importantes, à l'intérieur des bâtiments de caoutchouc de protection. Ce type de guide d'onde se laisse assez facilement couder et "tordre", ce qui permet d'arriver exactement de l'antenne [7].

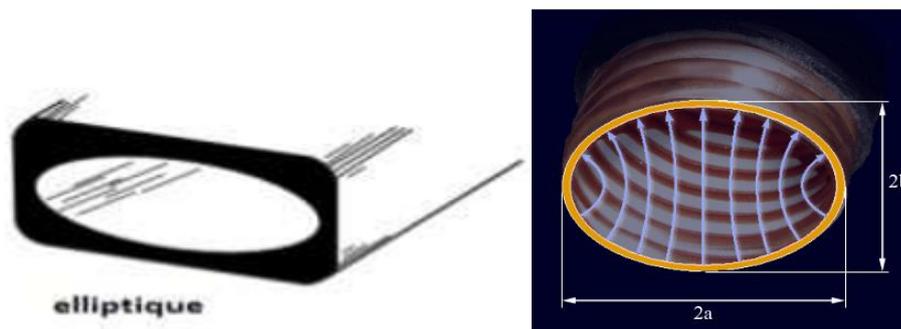


Figure II. 4 Guide d'onde elliptique.

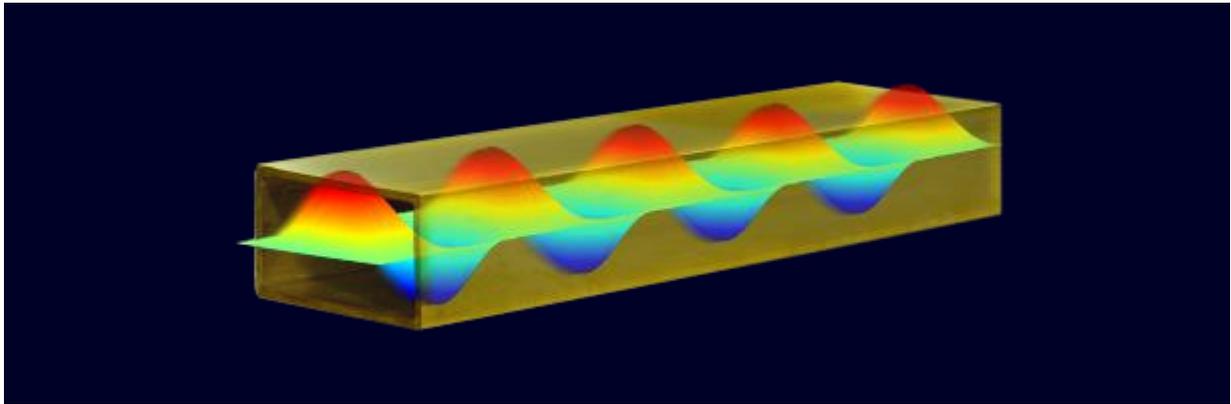
## II.4 Les modes de propagation

### II.4.1 Propagation de l'onde électromagnétique dans un guide d'onde

Lorsque l'énergie est introduite dans un guide d'ondes, un champ électrique (champ E) est induit dans le centre de la paroi large. Ce champ électrique est plus fort au centre du guide d'ondes et diminue dans la direction de la paroi étroite. Il a une forme sinusoïdale vu en coupe. Un champ magnétique est également induit et, comme ce champ ne peut être maintenu verticalement sur un conducteur métallique, il prend la direction orthogonale.

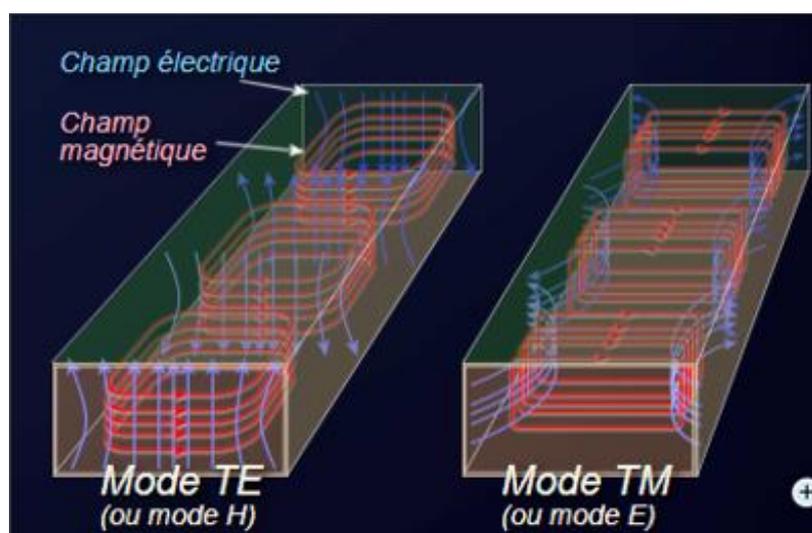
Le champ électrique varie dans le temps selon la fréquence du signal et donne dans la direction longitudinale du guide d'ondes des maxima et des minima aux endroits correspondant à la moitié de la longueur d'onde. L'énergie à haute fréquence qui est introduite dans un guide d'onde, génère une onde électromagnétique transversale (mode TEM) dont les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires les uns aux autres. Ces champs ne restent pas dans leur état respectif et se propagent ainsi dans les guides d'onde. Avec le temps, ils changent

l'intensité et de polarité au rythme du signal d'entrée. Cette onde électromagnétique se propage dans le guide d'ondes à une vitesse proche de celle de la lumière (environ 300 millions de mètres par secondes). Leur interaction permet ainsi de transmettre l'énergie du signal d'entrée vers sa destination [8].



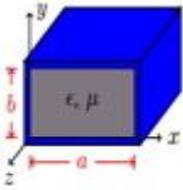
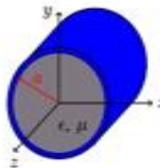
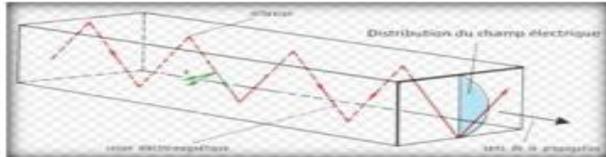
**Figure II. 5** Vue tridimensionnelle des champs électrique et magnétique pour le mode  $TE_{10}$  dans un guide de section rectangulaire.

Les champs électriques et magnétiques changent d'intensité et de puissance façon permanente, mais ils sont toujours perpendiculaires les uns aux autres en chaque point du guide. Si le champ électrique est dans la direction de propagation, il est appelé en mode E ou onde de TM (transverse magnétique). Si le champ magnétique est dans la direction de propagation, il est appelé en mode H ou ondes TE (transverse électrique).



**Figure II. 6** Description générale des modes de transmission dans un guide d'onde.

Le tableau suivant représente les deux guides d'ondes les plus connus rectangulaire et circulaire et leur mode de propagation [8].

Guide rectangulaire			Guide circulaire		
					
$TE, TM : f_{cnn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$			$TE : f_{cnn} = \frac{p_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}}$		
$TM : f_{cnn} = \frac{p_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}}$			$TE_{11} : 1^{er} \text{ mode TE.}$		
$TE_{10} \text{ n'existe pas. } TE_{10} \text{ est dominant.}$			$TM_{01} : 1^{er} \text{ mode TE.}$		
$TE_{10} \text{ n'existe pas, mais } TE_{01} \text{ existe.}$			$TM_{10} \text{ n'existe pas.}$		
TEM	TM <sub>11</sub>	TE <sub>10</sub>	TEM	TM <sub>11</sub>	TE <sub>11</sub>
-	$\frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2)$	$\frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2)$	-	$\frac{R_s}{ak\beta\eta}$	$\frac{R_s}{ak\beta\eta} \left( k_c^2 + \frac{k^2}{p_{11}^2 - 1} \right)$
					

**Tableau II .01 :** Les deux guides d'ondes les plus connus rectangulaire et circulaire et leur mode de propagation [8].

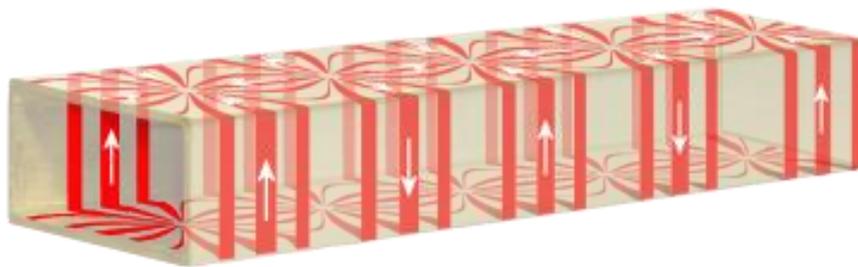
**II.4.1.1 Raisons de l'atténuation**

L'atténuation dans un guide d'ondes est proportionnelle à la fréquence du signal. Même avec une fréquence de coupure, l'atténuation est importante mais atteint un minimum en augmentant la fréquence jusqu'à une certaine valeur, demeure ensuite presque constante, puis augmente à nouveau. Le facteur important pour avoir une bonne conductivité dans un guide rectangulaire est sa dimension qui définit la fréquence de coupure. En effet, la longueur d'onde du signal doit être de dimension proche de celle de ce mur pour pouvoir induire un courant qui propagera l'onde dans celui-ci. Donc, plus la fréquence à transmettre est élevée, plus le mur doit être petit et vice-et-versa.

L'atténuation des ondes est absorbée par les courants induits dans les murs. La figure II.7 montre la distribution des ceux-ci dans le mur avec une onde TE<sub>10</sub>. Le flux passe du mur horizontal en bas vers celui en haut mais ce circuit se déplace dans le temps dans la direction

de propagation de l'onde. La constante d'atténuation dans un mode de propagation donné peut être estimée en calculant l'intégrale de surface de la densité de courant dans le mur.

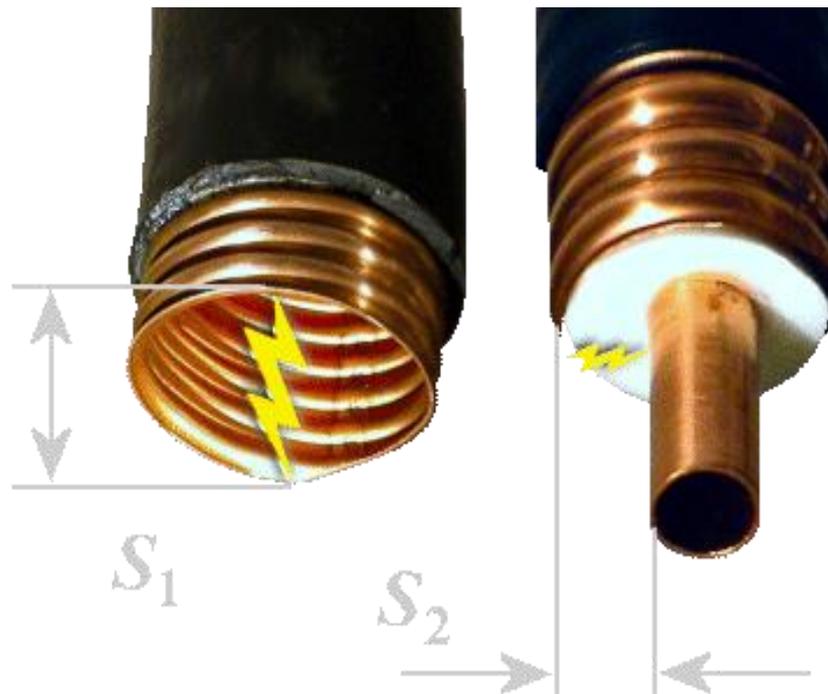
Ce courant n'est induit que dans la partie interne du guide d'ondes fait généralement de bronze poli, le mur interne doit donc avoir une excellente conductivité. Sa surface peut être plaquée argent (à partir de 40 GHz) ou or pour augmenter sa conductivité et les impuretés dues à la pollution vont de façon inverse augmenter son atténuation.



**Figure II.7** Instantané des courants induits dans les murs du guide d'ondes par une onde  $TE_{10}$ . Cette configuration se déplace approximativement à la vitesse de la lumière dans la direction de propagation de l'onde.

#### II.4.1.2 Rigidité diélectrique

La rigidité diélectrique est la valeur maximale d'un champ électrique que peut supporter l'isolant dans un guide d'onde sans décharge disruptive d'une paroi à l'autre. Elle est habituellement exprimée en kilovolts par millimètre (kV/mm) et dépend directement de l'espacement entre les parois à fréquence égale. Pour un guide d'ondes de section rectangulaire, cette distance dépend donc de la longueur du mur le plus court. La rigidité dépend aussi de l'humidité de l'air contenu dans le guide. Pour améliorer ce facteur, les guides à haute puissance sont pressurisés avec de l'air déshumidifié. Si un endroit développe une fuite, l'air sec s'échappe mais la pression interne étant plus forte que celle de l'environnement, l'humidité externe ne peut pénétrer dans le guide [9].



**Figure II. 8** Guide d'onde de section circulaire de diamètre semblable à câble coaxial mais dont la rigidité diélectrique est meilleure.

#### II.4.1.3 Usages

Les guides d'ondes sont utilisés dans :

- Les transmetteurs de haute puissance.
- Les équipements radars.
- Les fours micro-ondes.
- Les bloc-convertisseurs à faible bruit des antennes de réception des signaux de télévision [9].

## II.5 La technologie micro ruban

### II.5.1 Définition de la technologie micro ruban

La ligne micro-ruban (ou micro bande) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques (<20 GHz). Conçue dans les années 1950 par Grieg et Engelmann.

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, la structure micro ruban est constituée d'un conducteur métallique déposée sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse sur la face inférieure. Le mode fondamental de Propagation d'un tel support de propagation n'est pas le mode TEM (Transverse Electro Magnétique) car la section transverse n'est pas homogène. Cependant, étant donné que les amplitudes des composantes Longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, on parle de mode quasi-TEM. Ceci rend alors possible la modélisation de la structure sous la forme d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$  dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité relative effective  $\epsilon_{\text{reff}}$  [10].



Figure II. 9 Exemple des microphones ruban.

### II.5.2 La structure d'une ligne micro ruban

Une ligne micro ruban (« microstrip line » en anglais) est une ligne de transmission hyperfréquences. C'est un ensemble de deux conducteurs : un ruban étroit « microstrip », séparé d'un large plan de masse par un substrat diélectrique.

Ses dimensions varient en fonction de sa fréquence de fonctionnement ; ses caractéristiques vont dépendre des matériaux utilisés (substrat et conducteur) [11].

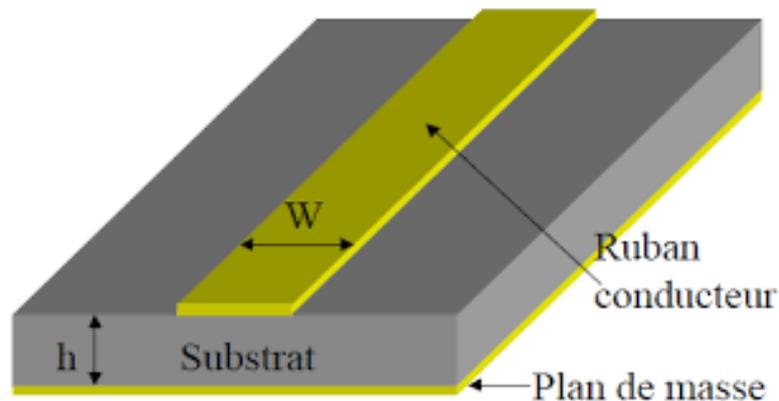


Figure II. 10 Ligne micro ruban.

### II.5.3 Les caractéristiques générales d'une ligne micro ruban

Les caractéristiques d'une ligne micro ruban, telles que l'impédance caractéristique  $Z_0$ , la vitesse de phase  $v_p$  et la constante diélectrique effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  dépendent toutes de sa géométrie et de la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  du substrat [12].

#### II.5.3.1 Approximation Quasi-TEM

La ligne micro ruban constitue un milieu de propagation non homogène, puisqu'elle est constituée de deux milieux de propagation différents qui sont l'air et le substrat. Le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode hybride, qui possède six composantes non nulles du champ électromagnétique. Cependant vu la faible amplitude des composantes longitudinales celles-ci peuvent être négligées en dessous de certaines fréquences, puisque leurs amplitudes sont nettement plus petites par rapport aux amplitudes des champs transverses. Le mode hybride dominant est alors remplacé par un mode Quasi-TEM [13].

### II.5.3.2 Permittivité diélectrique

La ligne micro ruban est un milieu de propagation inhomogène, constitué de deux milieux diélectriques différents (air, substrat). Cette discontinuité des milieux de propagation rend difficile l'étude et l'analyse de la structure. Une solution technique à ce problème électromagnétique consiste à introduire une nouvelle quantité nommée permittivité effective.

Cette quantité est considérée constante pour les modes quasi-TEM, alors qu'elle dépend de la fréquence pour les modes d'ordres supérieurs. La détermination de la valeur exacte de la permittivité effective est un point très important, puisque l'impédance caractéristique de la ligne est évaluée en fonction de cette quantité [13].

$$\left\{ \begin{array}{l} p \frac{w}{h} \leq 1: \varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12}{w/h} \right)^{\frac{1}{2}} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \end{array} \right. \quad (\text{II. 1})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} p \frac{w}{h} > 1: \varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} \end{array} \right. \quad (\text{II. 2})$$

### II.5.3.3 Impédance caractéristique d'une ligne micro ruban

Les expressions de l'impédance caractéristique d'une ligne micro ruban dépendent de la longueur  $L$  du ruban métallique, de sa largeur  $w$ , de l'épaisseur  $h$  du substrat hauteur et de sa permittivité effective du diélectrique  $\varepsilon_{ref}$ .

L'impédance caractéristique de la ligne, pour une permittivité donnée est alors déterminée par le rapport  $W/h$ . En général, celui-ci est compris entre 0,1 et 10.

$$\left\{ \begin{array}{l} p \frac{w}{h} \leq 1: Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} L \left( \frac{8h}{w_e} + \frac{w_e}{4h} \right) \end{array} \right. \quad (\text{II. 3})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} p \frac{w}{h} > 1: Z = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} L \left( w_e + 1.393 + 0.667 * L \left[ \frac{w_e}{h} + 1.444 \right] \right) \end{array} \right. \quad (\text{II. 4})$$

Notez qu'au niveau de la précision, lorsque  $0,05 < w/h < 20$ , l'erreur relative sur l'impédance caractéristique  $Z_c$  est inférieure à 1%.

Notez aussi que dans les expressions (II.3) et (II.4)  $w_{eff}$  est la largeur équivalente du ruban donnée Par :

$$\left\{ \begin{array}{l} p \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} : \frac{w_e}{h} = \frac{w}{4h} + \frac{1.25t}{\pi} \left( 1 + L \left( 4\pi \frac{w}{t} \right) \right) \end{array} \right. \quad (II.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} p \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi} : \frac{w_e}{h} = \frac{w}{4h} + \frac{1.25t/h}{\pi} \left( 1 + L \left( \frac{2}{t/h} \right) \right) \end{array} \right. \quad (II.6)$$

### II.5.3.4 Synthèse d'une ligne micro ruban

Elle permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne pour réaliser une impédance caractéristique :

$$\left\{ \begin{array}{l} p \frac{w}{h} < 2 : \frac{w}{h} = \frac{8e \cdot (A)}{\exp(2A) - 2} \end{array} \right. \quad (II.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A : A = \frac{Z}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \end{array} \right. \quad (II.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} p \frac{w}{h} > 2 : \frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - L(2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left[ L(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \end{array} \right. \quad (II.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A : B = \frac{377\pi}{2Z \sqrt{\epsilon_r}} \end{array} \right. \quad (II.10)$$

### II.5.3.4 avantages et inconvénients

La ligne micro ruban est très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences. Elle permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprimé ( $10 \Omega$  à  $200\Omega$  environ), et ceci quel que soit le substrat choisi. C'est un peu moins le cas en technologie circuit intègre où l'épaisseur du substrat de quelques  $\mu m$  limite leur utilisation pour des impédances inférieures à environ  $70\Omega$ . Les pertes augmentant fortement avec le rétrécissement de la largeur des rubans.

Cependant, si la connexion de composants en série reste simple, le report d'éléments en parallèle est plus complexe et nécessite des vias pour assurer la connexion avec le plan de masse sur la face inférieure. L'influence des trous métallisés (les vias métalliques) sur les

performances électriques du circuit n'est pas négligeable et leurs effets parasites doivent être pris en compte. Malgré ces quelques inconvénients, cette technologie reste largement employée. Ces avantages compensant souvent avantageusement les inconvénients [12].

## **II.6 La technologie SIW**

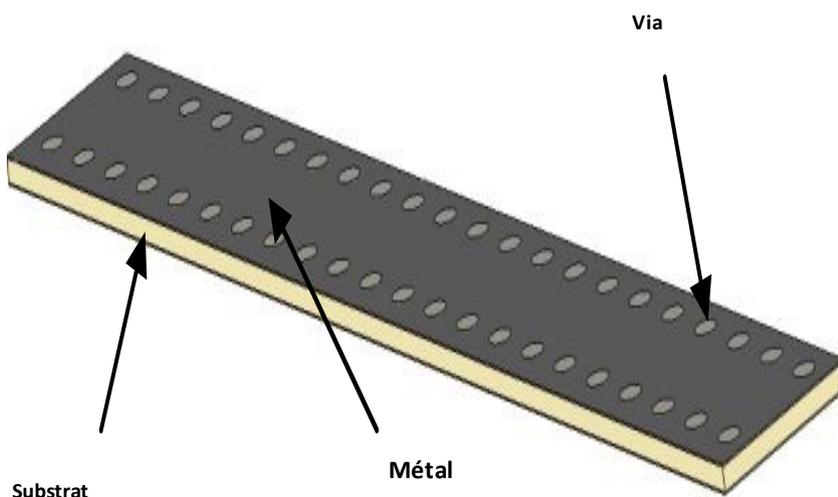
### **II.6.1 Introduction à la technologie SIW**

La technologie de guide d'onde intégré par substrat SIW représente une approche émergente pour la mise en œuvre de composants compacts, à faible perte et rentables, de circuits, d'antennes et de systèmes complets à la fréquence des ondes micro-ondes et millimétriques. L'intérêt pour la technologie SIW est en plein essor au cours des dernières années, comme en montre le nombre croissant de publications scientifiques, de sessions spéciales et d'ateliers lors de conférences internationales, et par le nombre d'industries intéressées par les applications SIW. Il semble que la technologie SIW est appelée à devenir le paradigme de la mise en œuvre de systèmes à ondes millimétriques rentables au cours des prochaines décennies. Cette conférence présentera les résultats à la fine pointe de la technologie des composants et antennes SIW, les techniques de modélisation avancées, les tendances actuelles de recherche des systèmes SIW pour les futurs réseaux de capteurs sans fil, et la mise en œuvre de structures innovantes SIW basées sur des matériaux et des technologies peu coûteux et respectueux de l'environnement (y compris le papier, le plastique et le textile) [13].

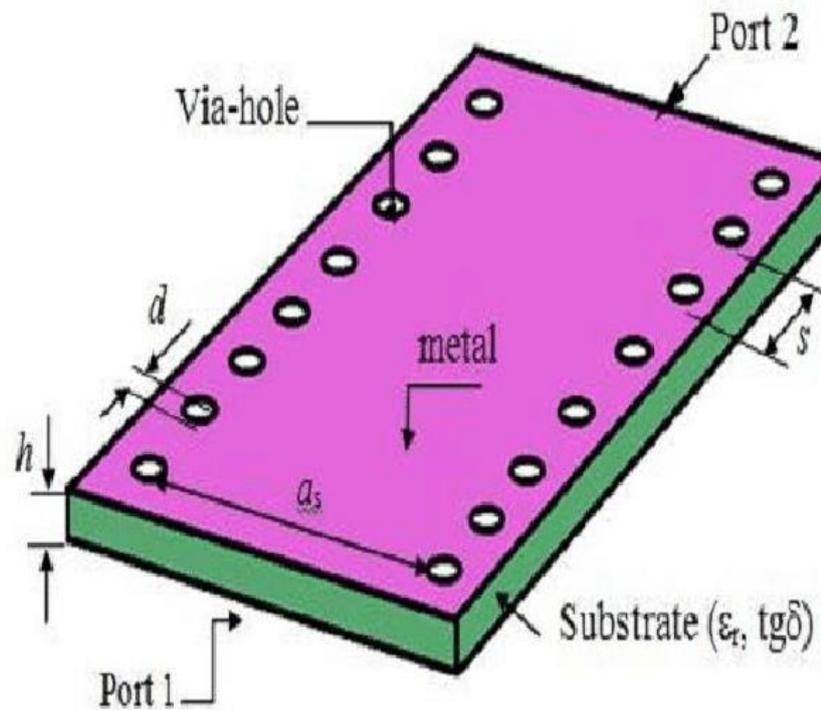
## II.6.2 Conception de SIW

SIW construit par des tableaux remplis de métal via-trou dans le substrat et les plans cloués au sol qui peuvent être facilement interconnectés avec d'autres éléments du système sur une forme unique de plat de substrat sans réglage, ce système peut être miniaturisé en petit paquet appelé le système dans le paquet SIP qui a une petite taille et un faible coût. Une vue schématique d'un guide d'ondes intégré est affichée à la figure II.12.

Un guide d'ondes intégré au substrat SIW est fait de métallisé par des tableaux dans le substrat entre la couche métallique supérieure et inférieure remplaçant les deux parois latérales métalliques. Les propriétés de propagation du mode dans le SIW sont très similaires à la distribution du champ électromagnétique de TE<sub>10</sub> comme le mode dans un guide d'onde rectangulaire métallique conventionnel [14].



**Figure II. 11** Le champ de vision transversale de la distribution du guide d'ondes diélectrique et du SIW [14].



**Figure II. 12** Guide d'ondes intégré au substrat-conception-SIW [15].

- Pour TE<sub>10</sub> mode, la version très simple de cette formule

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{II.11})$$

Où ;

$f_c$  est la fréquence de coupure, sa valeur est de 8 GHz.

$c$  : vitesse de la lumière ( $3 \cdot 10^8$ ).

de sorte que la valeur de  $a$  est : 0,23 mm.

Pour DFW avec la même fréquence de coupure :

$$ad = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.12})$$

Où

la constante électrique est de 4.3.

$$a_s = ad + \frac{d^2}{0.95 p} \quad (\text{II.13})$$

d : diamètre de le via, il est égal 1 mm

p : pas (distance entre le vias), il est égal à 2 mm

De sorte que  $a_s = 13.28$

Pour recherche les paramètres de transition de micro-bande (Wt, Lt)

$$\frac{W_t}{a_s} \approx 0.4 \quad (\text{II.14})$$

Après avoir soumis la valeur de  $W_t = 5.3$  mm et les équations suivantes sont utilisées pour déterminer la valeur de Lt :  $\lambda g/2 < L_t < \lambda g$

Où ;

$$\lambda g = \frac{\lambda_c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.15})$$

Et

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} \quad (\text{II.17})$$

### II.6.2.1 Structure SIW

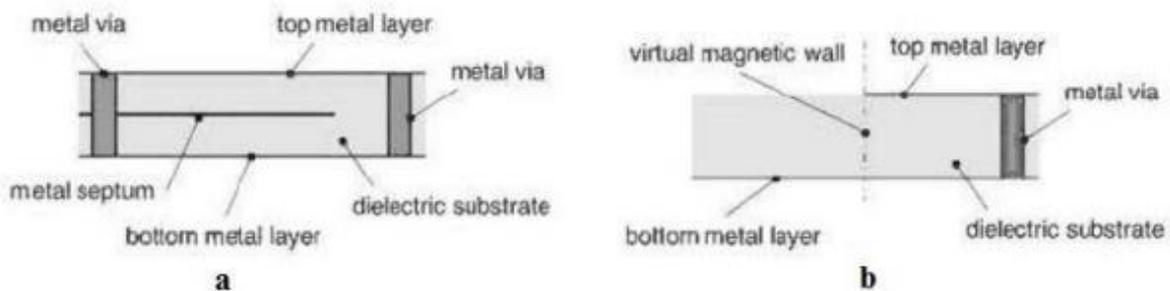
Les études théoriques montrent que les caractéristiques de propagation dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'onde rectangulaire. Plus précisément, si on néglige les pertes de rayonnement entre les trous métalliques, les modes SIW coïncident exactement avec les modes de propagation d'un guide d'onde rectangulaire transverse électrique mais pas les modes transverses magnétiques [16].

Le mode transverse magnétique nécessite des courants surfaciques sur les deux plans conducteurs horizontaux d'un guide d'onde rectangulaire, mais dans notre cas, à cause de l'espace créé par les trous métalliques, ces courants horizontaux ont des difficultés à circuler. Donc pour la technologie SIW le mode fondamental est le mode avec un courant électrique sur les deux plans métalliques en haut et en bas ce qui explique la similarité entre un guide d'onde rectangulaire et la technologie SIW [16].

### II.6.2.1 Types de structures SIW

Tout comme un guide d'onde, le SIW possède aussi une fréquence de coupure, un mode fondamental et un facteur d'atténuation. En effet, d'autres critères sont à prendre en

considération dans la conception des circuits à base de la technologie SIW. Il s'agit de la taille du composant et de la bande d'opération qui sont les plus importantes. Pour la bande d'opération d'un guide d'ondes, on se limite à la bande entre la fréquence de coupure du mode de propagation et comme ça on peut garantir l'apparition du monomode : autrement dit un seul mode qui se propage. Différentes topologies ont été proposées pour améliorer la structure SIW en termes de taille et de bande passante reportées sur la figure II.13; la structure SIW pliée a été proposée dans la figure II.13. **a**, et consiste à ajouter un troisième plan métallique entre les deux plans en haut et en bas et qui touche une seule rangée des trous conducteurs. Ceci permet une réduction significative de la taille accompagnée par une augmentation des pertes [17]. Le demi-mode SIW a été introduit dans la figure II.13.**b**. Ce dernier est basé sur une coupure verticale au milieu du guide d'onde comme un plan magnétique virtuel ; ce qui permet une réduction considérable de la taille [18].



**Figure II. 13** Guide d'ondes intégré au substrat-conception-SIW.: Différentes topologies de SIW [17].

### II.6.3 Quelques exemples de circuits SIW

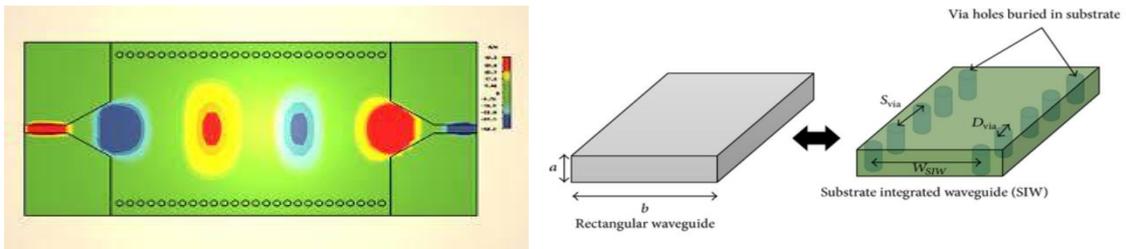
Les SICs (Substrate Integrated Circuits) peuvent être construits en utilisant les structures synthétisées intégrées avec les autres circuits planaires comme la ligne micro ruban ou autres sur le même substrat diélectrique divers SICs passifs et actifs sont rappelés dans cette partie [19].

#### II.6.3.1 Les circuits passifs SIW

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir

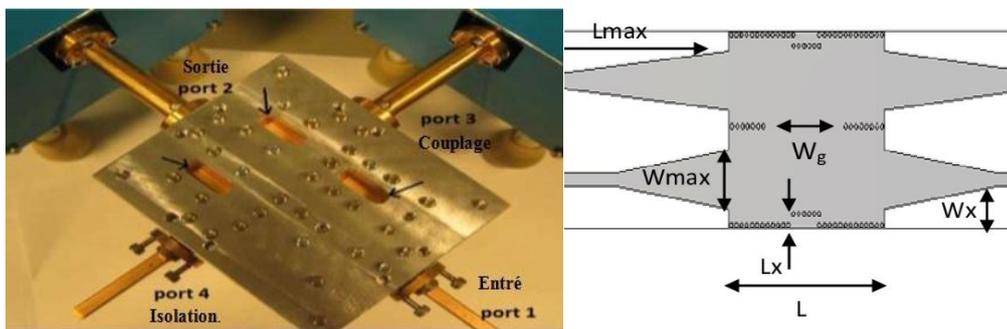
des composants avec une taille réduite [20]. Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière.

Quelques exemples sont reportés sur les figures II.14, comme le filtre passe-bande [21] la cavité rectangulaire [22] le coupleur [23] [24] et le duplexeur SIW [25].



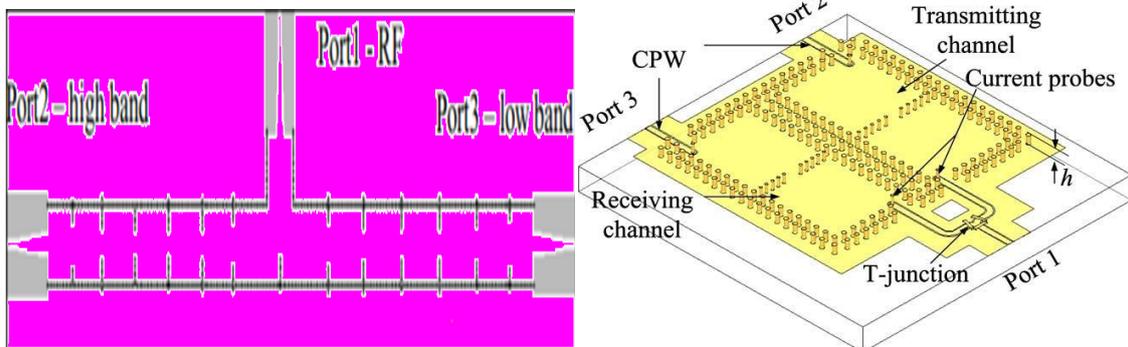
a/ filtre passe bande SIW [21].

b/guide rectangulaire [22].



c/ Coupleur SIW avec quatre ports et la localisation d/ coupleur en bande C [24].

des trois charges [23]



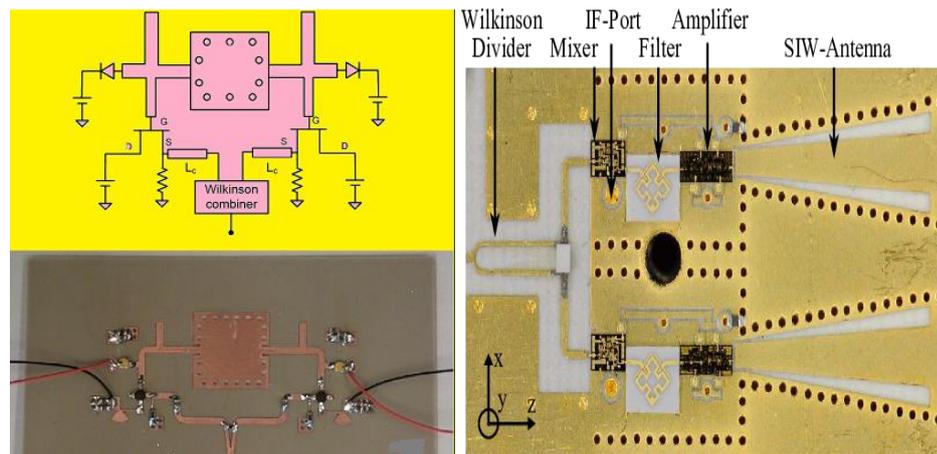
e/structure de SIW duplexeur [25]

Figure II. 14 Exemples des circuits passifs SIW.

### II.6.3.2 Les circuits actifs SIW

L'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW a attiré moins d'attention comparée à celle des circuits passifs. Néanmoins, de nouvelles possibilités de conception vers une intégration complète SoS (System-on-Substrate) sont ouvertes.

Essentiellement, la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, par exemple, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro ruban. Les développements récents d'oscillateurs en 2012 [26], et d'amplificateurs [27] sont notables. Quelques exemples sont reportés sur la Figure II.15.



a/ oscillateur SIW [26]

b/ amplificateur SIW [27].

**Figure II. 15** Exemples des circuits actifs SIW

### II.6.3.3 Antenne SIW

Les antennes de petite taille présentant de bonnes performances en rayonnement et une bonne isolation sont recherchées, notamment dans le domaine de l'aéronautique des télécommunications, des systèmes embarqués. Les antennes SIW sont très appropriées pour ces applications [28] -[29]-[30]-[31] sur la figure II.16 est présentée une antenne SIW.

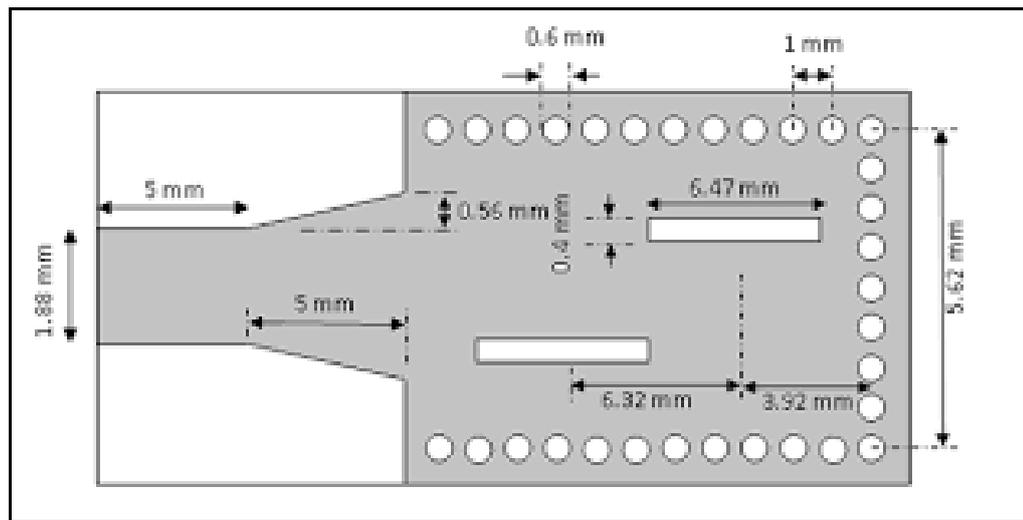


Figure II. 16 Antenne SIW [31].

#### II.6.4 Les avantages de la technologie SIW

Les guides d'ondes intégrées au substrat montrent des avantages tels que :

- Faible coût de réalisation.
- Faibles pertes.
- Un facteur de qualité élevé.
- Taille réduite.
- Facilité d'intégration avec d'autres systèmes [32].

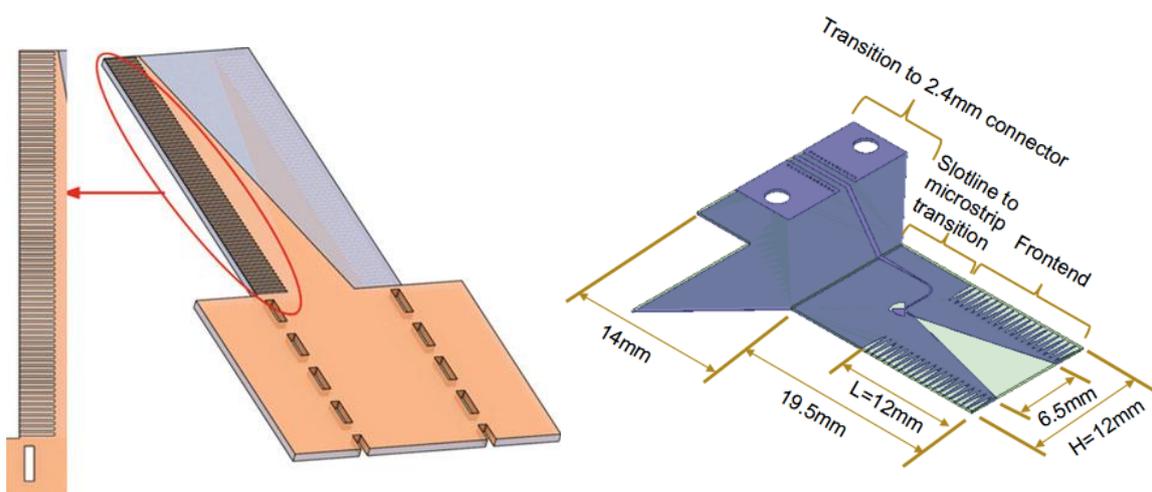
#### II.6.5 Les applications pour toutes les antennes à base SIW

##### II.6.5.1 Antenne TSA

Les antennes TSA (Tapered Slot Antenna) ont suscité beaucoup d'intérêt dans un grand nombre d'applications, telles que : Radar, télécommunication, imagerie en effet elles disposent de faisceaux étroits à gains élevés et d'un fonctionnement sur une large bande passante. Plusieurs conceptions sur circuit imprimé existent avec des profils de radiations différents afin d'atteindre des caractéristiques spécifiques.

A notre connaissance, toutes les antennes TSA publiées jusqu'à présent sont capables de fournir les informations d'une seule polarisation. Dans certaines applications, celles-ci s'avèrent insuffisantes et limitent les fonctionnalités ou les performances. Par exemple, pour les réseaux LAN sans fil à diversité de polarisation où il est nécessaire d'avoir deux antennes

à polarisation croisée. Durant nos travaux nous avons cherché en premier à développer des antennes à base d'une antenne TSA et permettant de lire dans les deux polarisations. Ensuite nous avons cherché à exploiter les possibilités offertes par l'utilisation des lignes SIW pliées pour réduire encore plus les architectures d'antennes que nous avons développées. Dans ce qui suit, nous allons présenter la première antenne TSA pliée. Elle permet de réduire la taille d'un facteur de près de 2 dans une direction, dépendamment de l'épaisseur du substrat. Des diagrammes de rayonnement symétriques peuvent être obtenus. Pour répondre aux exigences de gain dans de nombreuses applications des radiomètres, une seule antenne n'est pas suffisante. Par conséquent, des réseaux d'antennes TSA ont été étudiés et validés. La PTSA pliée donne la possibilité de concevoir des réseaux d'antennes polarisés en  $+45^\circ$  et  $-45^\circ$  et sa dimension réduite dans une direction offre une meilleure isolation entre les éléments adjacents dans le cas de l'utilisation dans un réseau. Un autre avantage de l'utilisation d'une antenne TSA pliée dans un réseau est que les éléments successifs peuvent être plus proches. Ceci a un impact sur les niveaux des lobes secondaires. La conception de la structure de l'antenne proposée comporte 3 étapes. Premièrement une transition de la ligne SIW à la ligne SIW pliée est conçue pour pouvoir exciter l'antenne pliée. Deuxièmement, une antenne TSA planaire est conçue avec les performances requises. Troisièmement, l'antenne TSA planaire est pliée.. L'architecture a été validée par les simulations à l'aide du logiciel HFSS et ensuite par les mesures effectuées dans la chambre anéchoïque. Dans ce qui suit, nous présentons la transition du SIW au SIW plié (LFSIW) qui servira à exciter l'antenne pliée (L-TSA) [33].



**Figure II. 17** Antenne TSA [34].

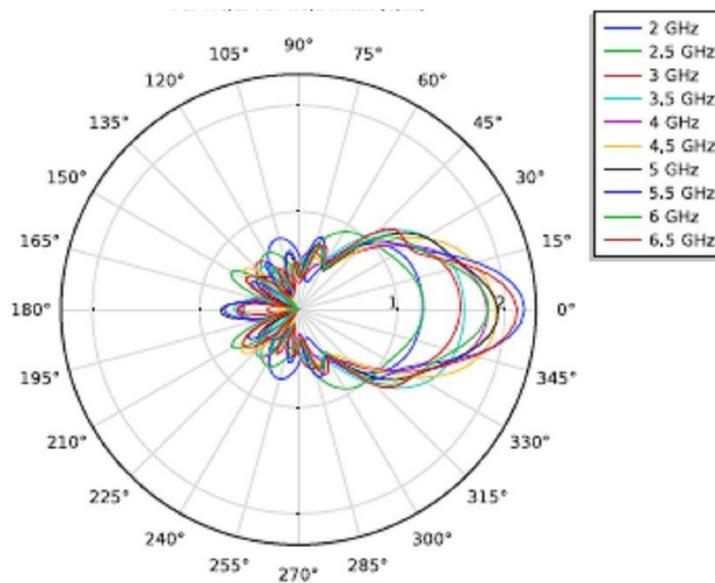
### II.6.5.1.1 Caractéristiques des antennes TSA

Les antennes à fente à transition progressive se composent d'une fente conique gravée sur un ruban fin du métal. Cela se fait soit avec substrat diélectrique.

### II.6.5.1.2 Caractéristiques de rayonnement

Comme la TSA est une antenne à ondes progressives, la vitesse de phase et la longueur d'onde dans le guide «  $\lambda_g$  », varient en fonction de la variation d'épaisseur «  $h$  » ; la largeur et le profil de la courbe ont un impact direct sur le diagramme de rayonnement, la directivité et le niveau de polarisation croisée de l'antenne.

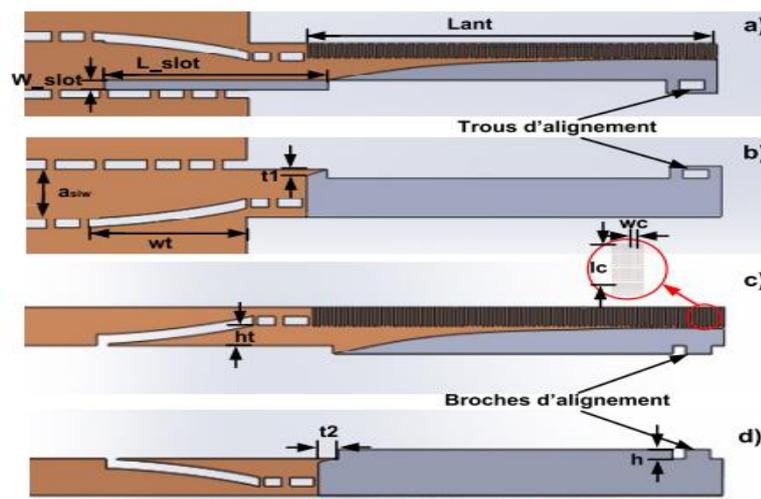
Afin d'obtenir un rayonnement effectif, la largeur de la fente à l'extrémité de l'antenne TSA doit mesurer au minimum une demi-longueur  $\lambda/2$  d'onde à fréquence de fonctionnement la plus basse. Cependant, pour conserver une ouverture et un encombrement moindre tout en adaptant l'antenne à une fréquence plus basse, une augmentation des excroissances métalliques de la partie rayonnante de l'antenne est proposée. L'intérêt de ces structures réside dans l'absence de dimension résonnante. Leur rayonnement est unidirectionnel dans le plan du substrat est présente un faible niveau de polarisation croisée. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes sont compris entre 7 et 10 dB selon le type de TSA.



**Figure II. 18** La conception du TSA et des diagrammes de rayonnement de l'antenne pour des fréquences de 2,0 à 6,5 GHz [35].

### II.6.5.2 Antenne PTSA pliée

La troisième étape de conception consiste à plier le TSA planaire à profil parabolique (PTSA). La transition introduite précédemment du SIW au SIW-pliée est utilisée pour alimenter l'antenne pliée. Les principaux paramètres géométriques ne sont pas modifiés par l'étape de pliage. L'antenne pliée comporte deux PCB qui sont illustrées avec leurs dimensions dans la figure II.19. Le prototype fabriqué est représenté sur la figure II.20. Deux parties du substrat vertical sont utilisées à des fins d'alignement. Une fois assemblés, les deux coins sont métallisés afin d'avoir une connexion électrique entre les deux PCB [36].



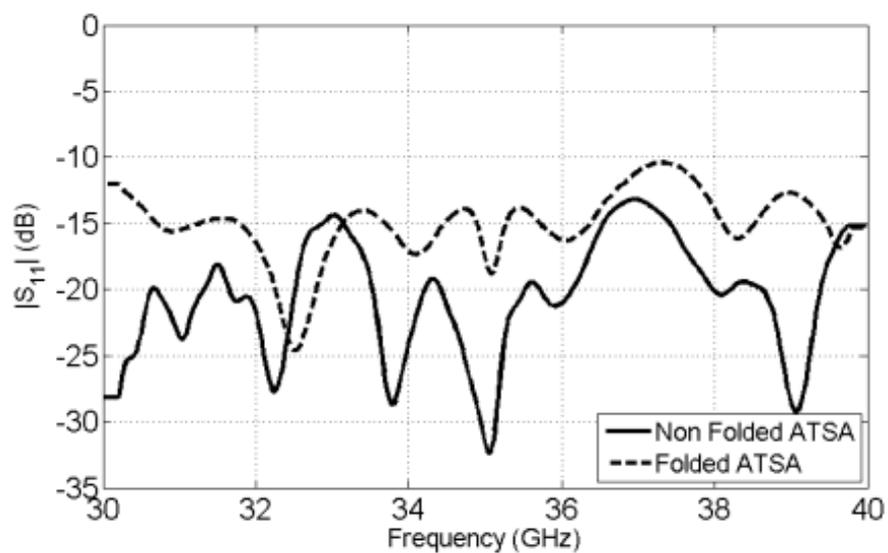
**Figure II. 19** Géométrie des deux blocs constituant le TSA pliée :  $L_{ant} = 24.5$  mm,  $t_1 = 0.76$  mm,  $a_{SIW} = 4$  mm,  $L_{slot} = 13.4$  mm,  $W_{slot} = 0.76$  mm,  $w_t = 9.3$  mm,  $h_t = 1.6$  mm,  $t_2 = 1.2$  mm,  $l_c = 1.23$  mm,  $w_c = 0.13$  mm,  $h = 0.76$  mm. a) vue de dessus et b) .

Les pertes de réflexions mesurées de l'antenne pliée sont comparées à celles planaires. Les résultats sont représentés sur la figure II.21. Des performances similaires sont observées. Le gain mesuré est de 11 dBi alors que le gain simulé est de 13 dBi. La figure II. 22 montre les diagrammes de rayonnements mesurés et simulés aux plans E et H correspondant aux plans à  $45^\circ$  et  $-45^\circ$ . La largeur du faisceau à 3 dB est de  $38^\circ$  dans les plans E et H. La polarisation croisée est de -10.7 dB en simulations et -8.1 dB en mesures.

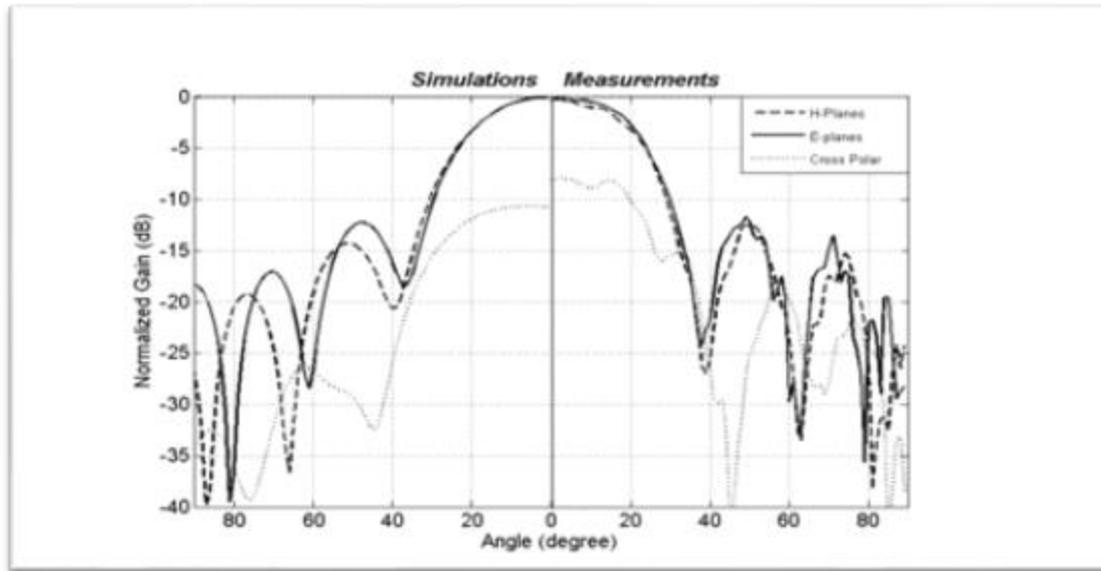
L'antenne pliée à une meilleure symétrie dans les plans E et H. Par contre le gain et la polarisation croisée est réduit [37].



**Figure II. 20** Photographie de l'antenne pliée PTSA fabriquée.



**Figure II. 21** Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne APTSA corrigée plane et de l'antenne APTSA corrigée pliée à la fréquence de 35 GHz.



**Figure II. 22** Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne PTSA pliée à la fréquence de 35 GHz.

### II.6.5.3 Antenne TSWA

L'antenne de fente d'onde de voyage est semblable à une antenne de fil d'onde de voyage, mais elle est beaucoup plus polyvalente parce que la vitesse de phase et le taux de rayonnement des champs dans l'antenne peuvent être commandés. Quatre types d'antennes à fente à ondes de déplacement ont été identifiés. Il s'agit de: a) l'électrique transversaux conventionnel, TE (pas de champ E tangentiel parallèle à la longueur de la fente); b) magnétique transversaux, TM (pas de champ H tangentiel parallèle à la longueur de la fente); c) un hybride avec E transversaux négligeable, et (d) un hybride avec un H normal négligeable. Seuls les types hybrides sont capables de produire un rayonnement maximal dans le sens de l'axe de fente (c.-à-d. rayonnement de fin de feu). La constante complexe de propagation qui est caractéristique des fentes uniformes d'onde de voyage a été mesurée pour une variété de géométries de guide d'onde et est présentée sous forme de graphiques.

Le modèle de rayonnement d'une fente d'onde de voyage peut être commandé pour donner le lobe latéral bas ou les modèles carrés de « cosecant » par la variation appropriée de la largeur de fente avec la distance  $z$  le long de l'axe. Une formule approximative pour la variation de l'atténuation  $\alpha$  avec  $z$  nécessaire pour donner un modèle spécifié peut être dérivée. Cela donne à son tour la variation requise de la largeur de la fente avec  $z$ . Un examen du principe

de superposition montre que la technique conventionnelle de conception de tableau est une approximation qui s'est avérée inadéquate dans la conception de certains tableaux de fente [38].

## II.6.5.4 Antenne à onde progressive (TWA)

### II.6.5.4.1 Définition Les antennes à ondes progressives

Ce sont des antennes non résonantes ou des antennes périodiques, ce sont une classe d'antennes qui utilisent une structure à ondes progressives sur une structure du guidage comme principal mécanisme de rayonnement.

#### II.6.5.4.1.1 Structure d'une antenne à ondes progressive

Les antennes à ondes progressives sont fabriquées soit avec des radiateurs discrets placés le long de l'axe à une certaine distance les uns des autres, soit sous la forme d'un radiateur continu qui s'étend dans la direction de l'axe. (Cette dernière est considérée comme la somme de radiateurs discrets adjacents). L'antenne Yagi et l'antenne hélicoïdale appartiennent à la première catégorie.

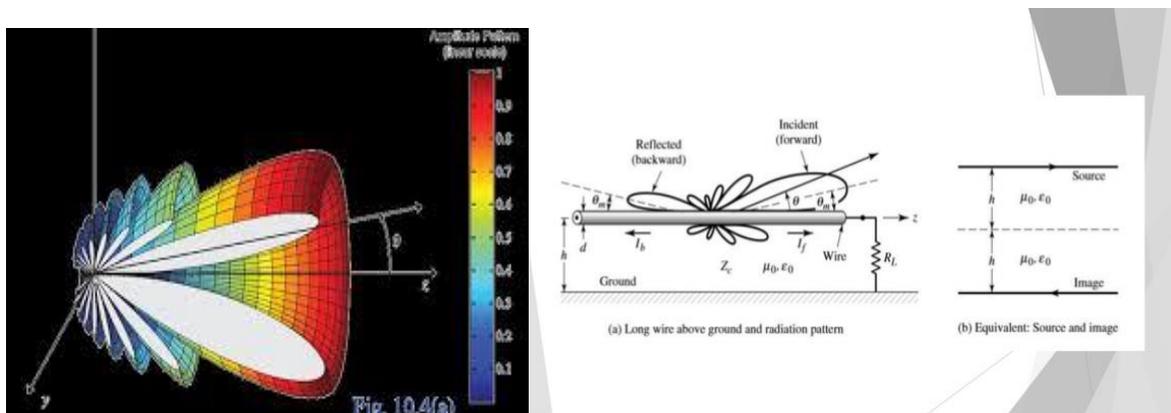


Figure II. 23 Antenne à onde progressive.

L'antenne tige diélectrique et l'antenne boisson appartiennent à la seconde. Il existe également des antennes à ondes progressives constituées de plusieurs éléments, dont chacun est une antenne à ondes progressives du second type (l'antenne rhombique et d'autres). Ce type d'antenne est utilisé dans les installations de réception et d'émission pour toutes les longueurs d'onde de la bande radio [39].

#### II.6.5.4.2 Les différentes catégories d'une TWA

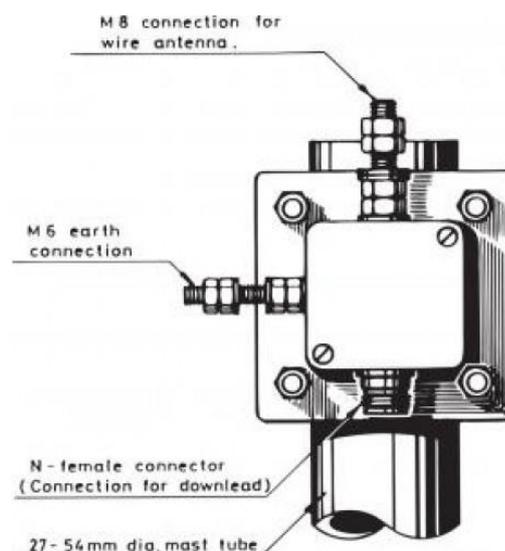
Les antennes à ondes progressives appartiennent à deux catégories générales, les antennes à ondes lentes dont l'onde guidée est une onde lente, c'est -à- dire une onde qui se propage avec une vitesse qu'elle est inférieure à la vitesse de la lumière en espace libre [40].

En revanche, comme une deuxième catégorie, on a l'onde d'une antenne à fuites (LWA) peut être une onde rapide dont sa vitesse de phase est supérieure à la vitesse de la lumière. Ce type d'onde rayonne d'une manière continue sur toute sa longueur. Les antennes à fuites sont peu coûteuses, faciles à fabriquer et conviennent donc à la fabrication en série. Ils peuvent être divisés en deux genres :

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

**b. Uniforme** : Dont elle présente une section transversale uniforme (constante) le long de la structure.

Généralement sous la forme d'un guide d'onde qui a été partiellement ouvert afin de permettre la radiation. L'onde guidée sur la structure uniforme est une onde rapide, et rayonne au fur et à mesure qu'elle se propage [41-63].



**Figure II. 24** Antenne Twa.

## **II.7 Conclusion**

Dans ce chapitre la technologie SIW est le candidat le plus prometteur pour la mise en œuvre de circuits et de systèmes à ondes mm pour la prochaine décennie. Basées sur des substrats diélectriques avec des couches métalliques supérieures et inférieures perforées de trous métallisés, les structures SIW offrent une solution compacte, à faibles pertes, flexible et économique pour intégrer des circuits actifs, des composants passifs et des éléments rayonnants sur un même substrat. Ce séminaire donnera un aperçu de l'état actuel et des tendances futures de la recherche universitaire et industrielle sur la technologie SIW et la conception de composants SIW, l'étude de nouvelles interconnexions compactes et à large bande, la détermination de solutions de conception pour la minimisation des pertes.

## Références chapitre II:

- [1] Bozzi, M.; Georgiadis, A.; Wu, K., "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol.1.5, no.8, pp.909,920, June 6 2011doi: 10.1049/iet-map.2010.0463.
- [2] <http://paristech.institutoptique.fr/site.php?id=95&fileid=72>
- [3] Pasquet D (2011) *Propagation guidée* ; Ed : Lavoisier.
- [4] Ex : Mège P (2002), *Interférométrie avec des guides d'onde optiques: théorie et applications* [archive]. Thèse, Université Joseph Fourier.
- [5] Booth, B. L. (1989). Low loss channel waveguides in polymers. *Journal of lightwave technology*, 7(10), 1445-1453.
- [6] Communiqué de presse du Fraunhofer-Instituts für Schicht- und Oberflächentechnik
- [7] P. F. Combes, « Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes », Dunod, 1997, 2-10-002753-0
- [8] site web: [www8.umoncton.ca/umcmcmormier\\_gabriel/](http://www8.umoncton.ca/umcmcmormier_gabriel/)
- [9] Radar Tutoriel - Notions de base sur les guides d'ondes ([radartutorial.eu](http://radartutorial.eu))
- [10] Y. CLAVET, *Définition de Solutions de Filtrage Planaires et Multicouches pour les Nouvelles Générations de Satellites de Télécommunications*, Thèse de Doctorat en électronique, Université de Bretagne Occidentale, 30 novembre 2006
- [11] Michel Fleury, *Dictionnaire encyclopédique d'électronique : anglais-français*, Paris, La maison du dictionnaire, 1992, 1054 p. (ISBN 2-85608-043-X), p. 513.
- [12] M.A. BOUSMAHA, *Analyse et Conception de Nouvelles Structures de Filtres Larges Bandes pour des Applications en Télécommunications*, Thèse de Magister Télécommunications et Informatique Spatiales, Université de Tlemcen, 2011.
- [13] 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications
- [14] S. DOUCHA, M. Abri, H. Abri. *Leaky Wave Antenna Design based on SIW Technology for Millimeter Wave Applications*, pp 111 mars, 2015.
- [15] University of Toulouse · Laboratory of Plasma and Energy Conversion (LAPLACE) Professor, Tan-Hoa Vuong.
- [16] Daniels, R.C., Heath, and R.W.: „60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommendations ' , *IEEE Veh. Technol. Mag.*, 2007, 2, (3), pp. 41-50. 94.
- [17] Igoropoulos, N., Izquierdo, B.S., Young, P.R.: 'Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2005, 15, (12), pp. 829- 831.
- [18] i, Q., Fumeaux, Ch., Hong, W., Vahldieck, R.: 'Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2009, MTT-57, pp. 1996-2004

[19] e. WU, "Substrate Integrated Circuits (SICs) for GHz and THz Electronics and Photonics: Current Status and Future Outlook," German Microwave Conference, pp. 292-295, 2010.

[20] Georgiadis, A. Wu, K., Bozzi, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 2011.

[21] Boualem Mansouri, Mehadji Abri, Hadjira Abri, Mohamed Amine Rabah, Junwa Tao, and Tan-HoaVuong, MAR 23, 2015

[22] VKHamza, King Saud University | KCUH · Department of Electrical Engineering  
HDR.

[23] Yong Liu, Xiao-Hong Tang, Tao Wu, Ling Wang, and Fei, Xiao, "A SIW-based concurrent dual-band oscillator," *Microwave and MillimeterWaveTechnology (ICMMT)*, vol. 1, pp. 1-4, May 2012.

[24] MehadjiAbri ,Abou Bakr Belkaid University of Tlemcen · Laboratoire de Système et Technologie de l'Information et de la Communication (STIC), Professor

[25] Manos Tentzeris, Georgia Institute of Technology | GT · School of Electrical & Computer Engineering PhD, University of Michigan, USA.

[26] A. Georgiadis, S. Via, +1 author F. Mira ). Published 2009 Engineering 2009 European Microwave Conference (EuMC).

[27] AlexanderStark.OHB System AG · Radar and Communication Systems

Dr.-Ing

[28] H. Yousef, H.Kratz, Shi. Cheng, "79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol. 57, no. 1, pp. 64-71, Jan 2009.

[29] Li Yan et al., "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept 2004.

[30] A.Borji, M-Shahabdi, SSafavi-Nwini, D-Busuioc, "Low loss integrated waveguide feed network for planar antenna arrays," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 2B, pp. 646-649, July 2005.

[31] *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 57(1):64 – 71 DOI: 10.1109/TAP.2008.2009708 Source :IEEE Xplore ,February 2009

[32] D. Deslandes and K.Wu. (2006, Jun). accurate Modeling wave Mechansms, and design considration of substrat waveguide. *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*.vol54, no 6

[33] C. T. Rodenbeck, K. Sang-Gyu, T. Wen-Hua, M. R. Coutant, H. Seungpyo, L. Mingyi, et al., "Ultra-wideband low-cost phased-array radars," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 3697-3703, 2005.

[34] David Garrido Lopez currently works at the Wireless Design, Apple Inc.. David does research in Electrical Engineering, Electronic Engineering and Telecommunications Engineering.

[35] National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine, Kharkiv  
Professo, Aleksandr Serkov.

[36] M. Tzyh-Ghuang and J. Shyh-Kang, "Planar miniature tapered-slot-fed annular slot antennas for ultrawide-band radios," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1194-1202, 2005.

[37] D. Radenamad, T. Aoyagi, and A. Hirose, "High-Sensitivity Millimeter-Wave Imaging Front-End Using a Low-Impedance Tapered Slot Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 4868-4872, 2011.

[38] Proceedings of the IRE ( Volume: 41, Numéro: 11, novembre 1953) ,Page(s): 1624 – 1631.

[39] site web: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1138895/>.

[40] Fabrizio F. rezza . Introduction to traveling wave – antenas ,april 18,2008.

[41] H Boubakar, M Abri, M Benaissa, ‘Electronically Reconfigurable HM-SIW Band-pass Filter Based on New CSRR Design Using PIN Diodes’, *Journal of Informatics and Mathematical Sciences* 13 (1), 59-69, 2021 .

[42] Boubakar H., Abri M., Benaissa M. (2021) Electronically Switchable SIW Band-Pass Filter Based on S-CSRR Using PIN Diodes for WI-FI Applications. In: Hatti M. (eds) *Artificial Intelligence and Renewables Towards an Energy Transition. ICAIRES 2020. Lecture Notes in Networks and Systems*, vol 174. Springer, Cham. [https://doi.org/10.1007/978-3-030-63846-7\\_70](https://doi.org/10.1007/978-3-030-63846-7_70).

[43] A Noura, M Benaissa, M Abri, H Badaoui, TH Vuong, J Tao, ‘Miniaturized half mode SIW band pass filter design integrating dumbbell DGS cells’, *Microwave and Optical Technology Letters* 61 (6), 1473-1477, 2019.

[44] Hakima CHERIFI, Lemya MIRAoui, ‘Conception des Nouvelles Configurations des Filtres Hyperfréquences par Technologie SIW’, *MASTER en Réseaux et Systèmes de télécommunications*, Soutenu en juin 2017.

[45] Fellah benzerga, ‘Etude et conception des réseaux d'antennes à ouverture progressive pour imagerie passive en technologie SIW : Modélisation par la méthode des éléments finis 2D, Thèse de doctorat en Télécommunication, Juin 2016, Université de Tlemcen.<http://dspace.univ-tlemcen.dz/handle/112/12728>

[46] Abdelnasser BERRAYAH, Wafaa KIRIA, ‘NOUVELLES CONFIGURATIONS DES FILTRES À CAVITES RESONANTES LATÉRALES EN BANDE S ET C POUR LES APPLICATIONS SPATIALES À BASE DE LA TECHNOLOGIE SIW’, *MASTER Spécialité : “ Réseaux et Systèmes de télécommunications”*, Soutenu en May 2016.

- [47] Boualem Mansouri, Mehadji Abri, Hadjira Abri, Mohamed Amine Rabah, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'SIW Bandpass Filter Screens S-Band Signals', pp. 62-66, Mars, 2015.
- [48] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Compact Miniaturized Half-Mode Waveguide/High Pass-Filter Design Based On Siw Technology Screens Transmit-Ieee C-Band Signals', Microwave and optical technology letters, Wiley, Vol. 58, No. 2, February 2016.
- [49] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication', Volume-4, Issue-4, April, 2016.
- [50] Fellah benzerga, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'Optimized Bends and Corporate 1x4 and 1x8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method', Arabian Journal for Science and Engineering, pp 1-9, September 2015. DOI :10.1007/s13369-015-1823-6.
- [51] Souad Doucha, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'Leaky Wave Antenna Design based on SIW Technology for Millimeter Wave Applications', WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, Volume 14, pp. 108- 112, 2015.
- [52] M. A. Rabah, M. Abri, J. Tao, and T. H. Vuong, 'Substrate Integrated Waveguide Design Using The Two Dimentionnal Finite Element Method', Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 35, pp. 21-30, 2014.
- [53] Souaad Doucha and Mehadji Abri, 'New Design of Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Beam Steering', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol.5, No.5, September 2013.
- [54] M. A. Rabah, M. ABRI and J. W. Tao, 'A numerically Study of a New SIW Waveguide Using the CST Microwave studio for C-Band Applications', The Third International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, Mostaganem, Algeria 2, 3 et 4 Décembre 2012.
- [55] M. A. Rabah, M. ABRI, J. W. Tao, 'A performance propagation Study's of a SIW Waveguide technology for Ka-Band Applications'. International Conference on Systems and Processing Information May 12-14, 2013, Guelma, Algeria.
- [56] S. DOUCHA et M. ABRI, 'Simulation d'un Nouveau Guide d'Ondes Intégré au Substrat Opérant dans la Bande [3.4-4.2 GHz]', International conference on electrical engineering, CIGE'2013, 17-19 Novembre 2013, Bechar, Algeria.
- [57] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, ' Half Mode Waveguide Design Based on SIW Technology, International Congress on Telecommunication and Application'14, University of A. MIRA Bejaia, Algeria, 23-24 APRIL 2014.
- [58] Souad Doucha and Abri Mehadji, 'A Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for ka Band Applications ', The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.
- [59] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Antipodal Linearly Tapered Slot Antennas (AL TSA) Arrays in SIW Technology for UWB Imaging', The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.

[60] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, 'Study and miniaturization of the SIW Technology', 2eme Conférence Internationale Sur les Nouvelles Technologies et la Communication (ICNTC'2015), 03-04 Mars 2015, Chlef, Algérie.

[61] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Millimeter Substrate Integrated Wave GuideMSIW analysis by the Quick Finite Element Method (QFEM)', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria.

[62] Benzerga Fellah, Abri Mehadji, Hadjira Abri badaoui, Jun Wu Tao and Tan-Hoa Vuong, '1×2 SIW Power Dividers Modeling Using a Rigorous Finite Element Method for V-Band Applications', 9th Jordanian International Electrical and Electronics Engineering Conference (JIEEEEC). October 12-14, jordan.

[63] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', 10 th Research World International Conference, Beijing, China, 13th February 2016.

# **CHAPITRE III**

**Simulation et  
interprétation des  
résultats.**

### III.1 Introduction

Ce dernier chapitre sera réservé à la présentation et l'interprétation des résultats de simulation des nouvelles formes d'antennes cornets ainsi que ces derniers à base de la technologie SIW qui ont été réalisés fonctionnant dans la bande de fréquence X désirée qui s'étalent sur [8-12] GHz. La conception a été effectuée à l'aide du simulateur CST microwave studio.

Cette première partie sera achevée par une étude approfondie aux paramètres d'antennes cornets et la conception de leurs nouvelles formes réalisées et présentées afin de choisir une base d'étude pour la suite du travail.

La seconde partie est consacrée à la conception d'un guide d'onde simple SIW et les résultats de simulation sous CST.

Dans la dernière partie du chapitre, nous dressons à la conception d'une forme d'antenne corne à base de la technologie SIW et nous terminons avec la simulation et la présentation des résultats obtenus.

### III.2 Conception des nouvelles formes d'antennes cornets opérant en bande X

De nombreux type d'antenne ont été conçus et simulées [1-15], parmi ces antennes nous avons trouvées les antennes cornets.

Une antenne corne est une antenne en forme de cylindre, de cône ou pyramide tronquée employée pour des liaisons directes ou comme antenne-source pour éclairer un réflecteur parabolique [16].

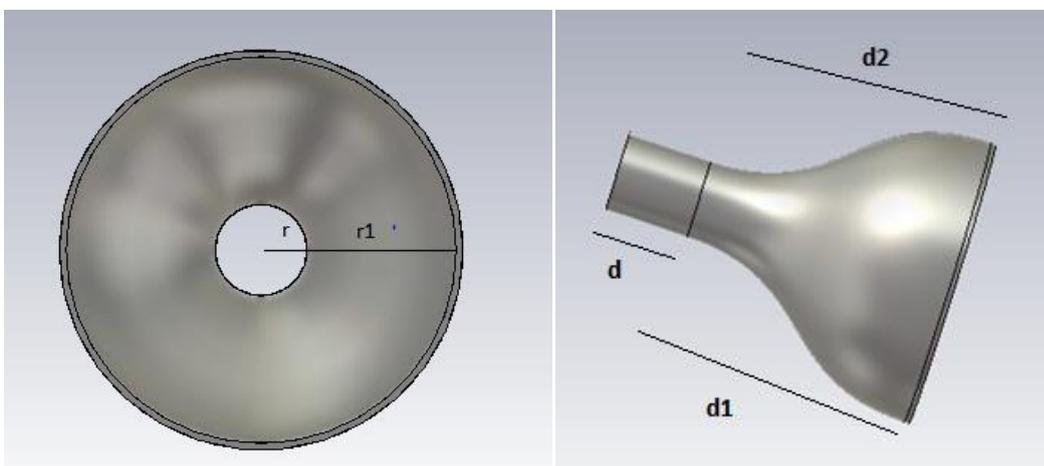
L'antenne corne utilise le principe d'ouverture rayonnante, la forme de corne assurant simplement l'adaptation progressive de l'onde électromagnétique entre le point de couplage et la surface de rayonnement [16].

Il existe de nombreux types et formes d'antennes corne, Il s'agit de concevoir quatre formes d'antennes cornets à la fréquence de coupure  $f_c = 8$  GHz, les simulations se font sous CST.

### III.2.1 Première forme d'antenne cornet

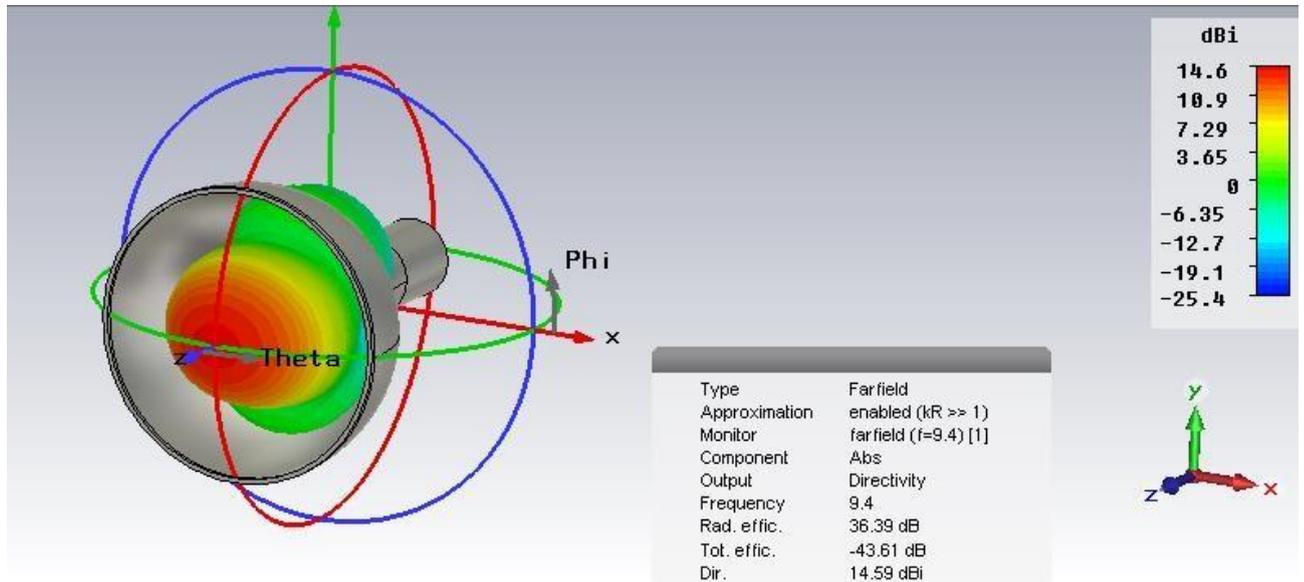
On commence de dessiner un cylindre ( $r=8\text{mm}$ ,  $d=18\text{mm}$ ), puis un autre cylindre ( $r1=29.8\text{mm}$ ,  $d1=73\text{mm}$ ,  $d2=74\text{mm}$ ) et le matériel utilisé un parfait conducteur électrique (PEC).

La figure ci-dessous montre la conception de notre première forme d'antenne cornet réalisée opérante dans la bande [8-12] GHz.



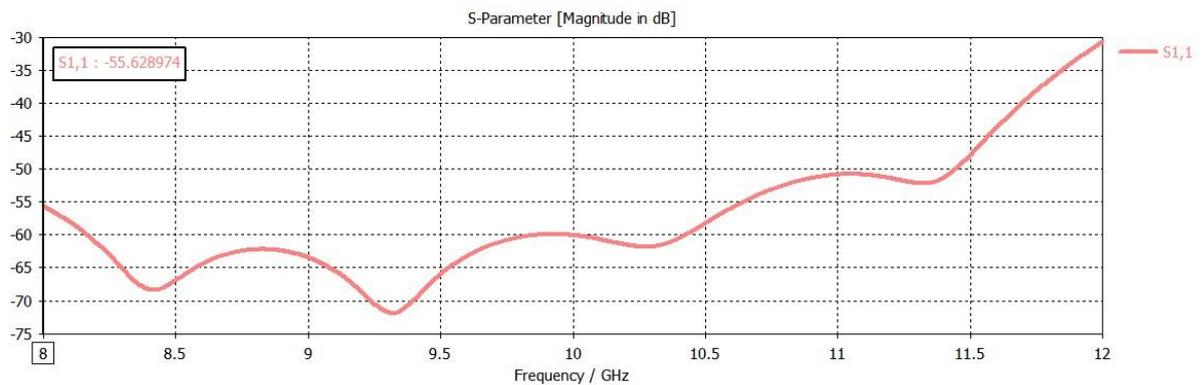
**Figure III. 1** Première forme d'Antenne cornet.

Après la simulation, nous pouvons visualiser le diagramme de rayonnement de champs en trois dimensions (3D) pour le premier pic  $f=9.4\text{ GHz}$ .



**Figure III.2** Diagramme de rayonnement en trois dimensions 3D.

Après la simulation sous CST microwave studio nous avons obtenu le coefficient de réflexion, les résultats sont illustrés dans la figure suivante.

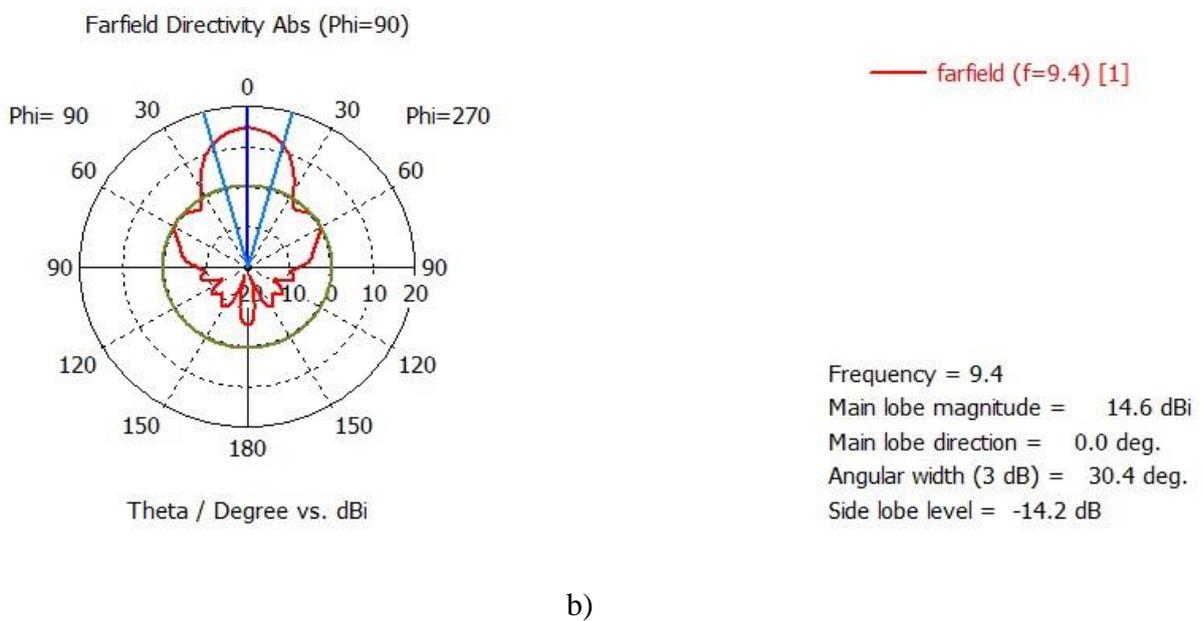
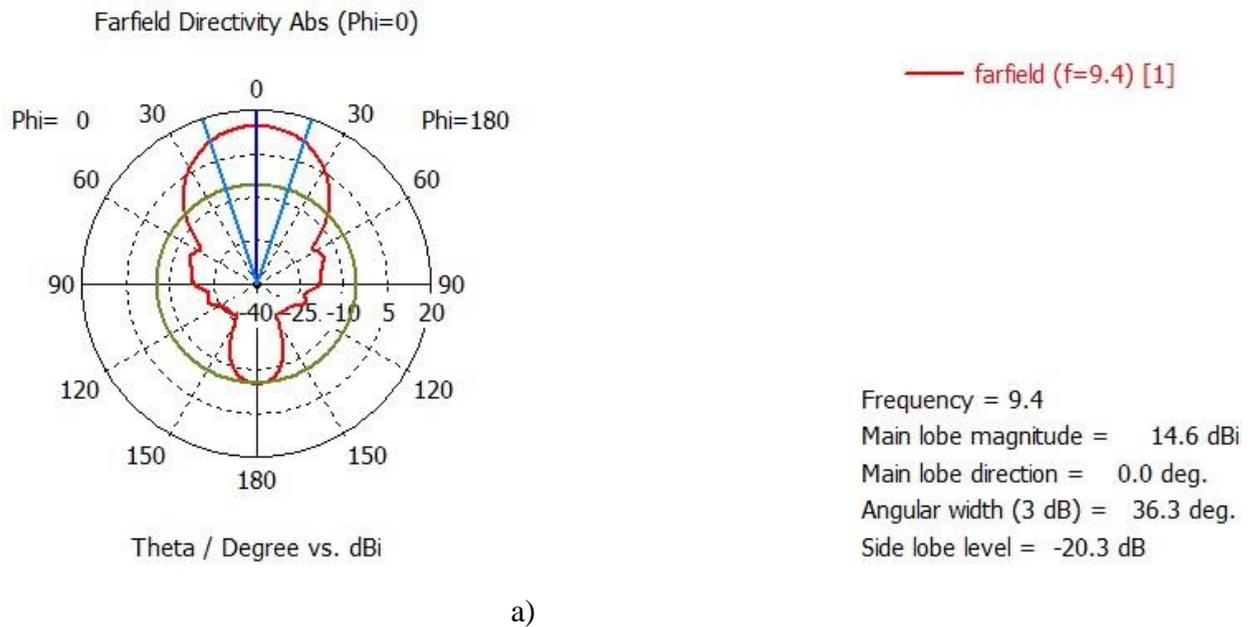


**Figure III. 3** Coefficient de réflexion S11.

Le résultat de simulation obtenu concernant les variations du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence qui est présenté dans la figure III.3 avec les valeurs optimisées des différents paramètres. À la fréquence de coupure 8 GHz le  $S_{11}$  atteint la valeur 55.62 dB, et pour 8.41 GHz le  $s_{11}$  est égal à -68.37 dB, -71.78 dB pour une fréquence 9.33 GHz et un pic égal à -61.79 dB pour fréquence 10.29 GHz, pour –

51.11 dB une fréquence 11.34 GHz, et enfin pour la fréquence 12 GHz le coefficient s11 atteint à -30 dB.

Cela nous montre une large bande de [8 -12] GHz et qui se montre une bonne adaptation et assure un transfert maximal de puissance.



**Figure III. 4** Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires pour les 2 phases respectivement 0 et 90 degrés.

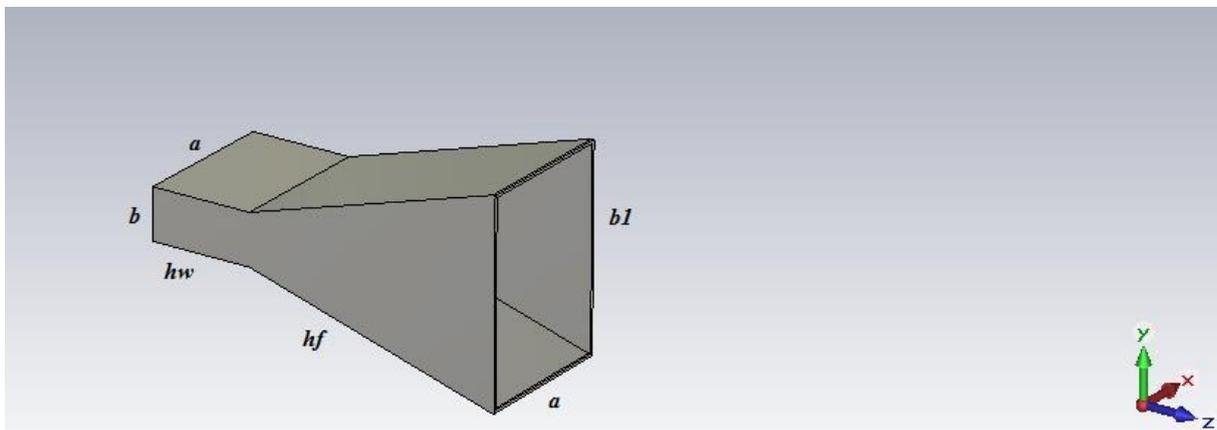
La figure III.4 montre le rayonnement simulé à une fréquence de 9.4 GHz sous forme polaire en  $\phi=0$ , la figure indique que l'amplitude du lobe principal est de 14.6 dBi, l'amplitude de la largeur angulaire est de 36.3 degrés et le niveau du lobe latéral est de -20.3 dB, ces valeurs montrent un bon rayonnement d'antenne.

La figure III.4.b montre le rayonnement simulé sous forme polaire en  $\phi=90$ , on remarque que on a les mêmes magnitudes du lobe principal et de fréquence que dans  $\phi=0$  mais un changement sera au niveau de l'amplitude de la largeur angulaire 30.4 degrés et du lobe latéral -14.2 dB, ces valeurs montrent un bon rayonnement d'antenne.

### III.2.2 Deuxième forme d'antenne cornet

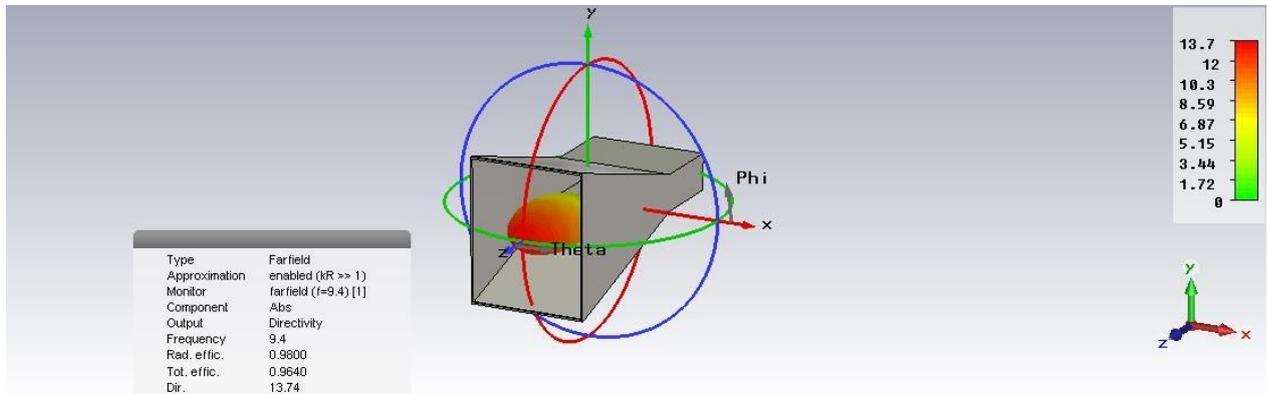
On commence de dessiner un parallélépipède ( $a= 30$  mm,  $b= 10.16$  mm, la longueur du guide  $hw = 20$  mm), puis un autre parallélépipède ( $a= 30$  mm,  $b1= 40$  mm), la longueur de guide de corne  $hf = 50.2$ mm, épaisseur du mur = 0.508 mm, matériel utilisé un parfait conducteur électrique (PEC).

La figure ci-dessous montre la conception de notre deuxième forme d'antenne cornet réalisée opérante dans la bande [8-12] GHz.



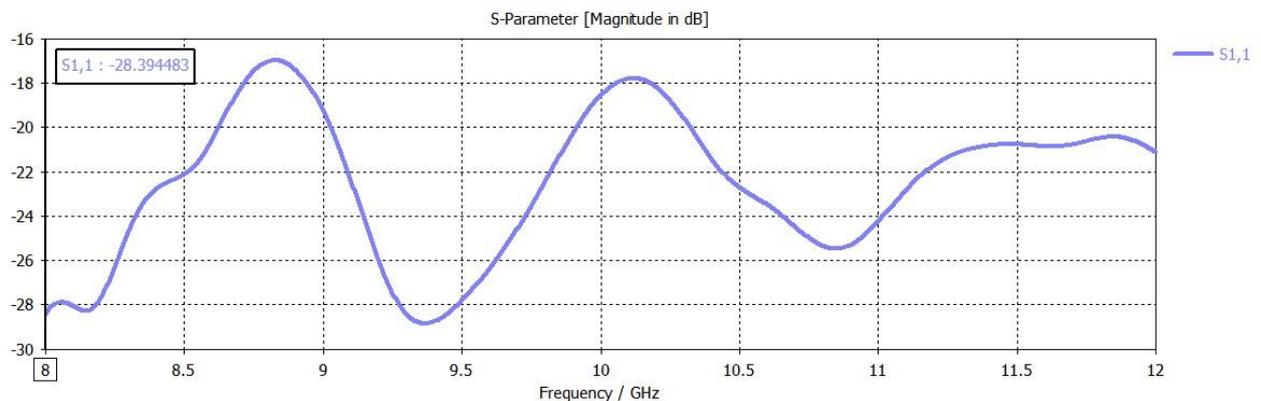
**Figure III.5** Deuxième forme d'Antenne cornet.

Après la simulation, nous pouvons visualiser le diagramme de rayonnement de champs en trois dimensions 3D pour le premier pic  $f=9.4$ GHz.



**Figure III.6** Diagramme de rayonnement en trois dimensions 3D.

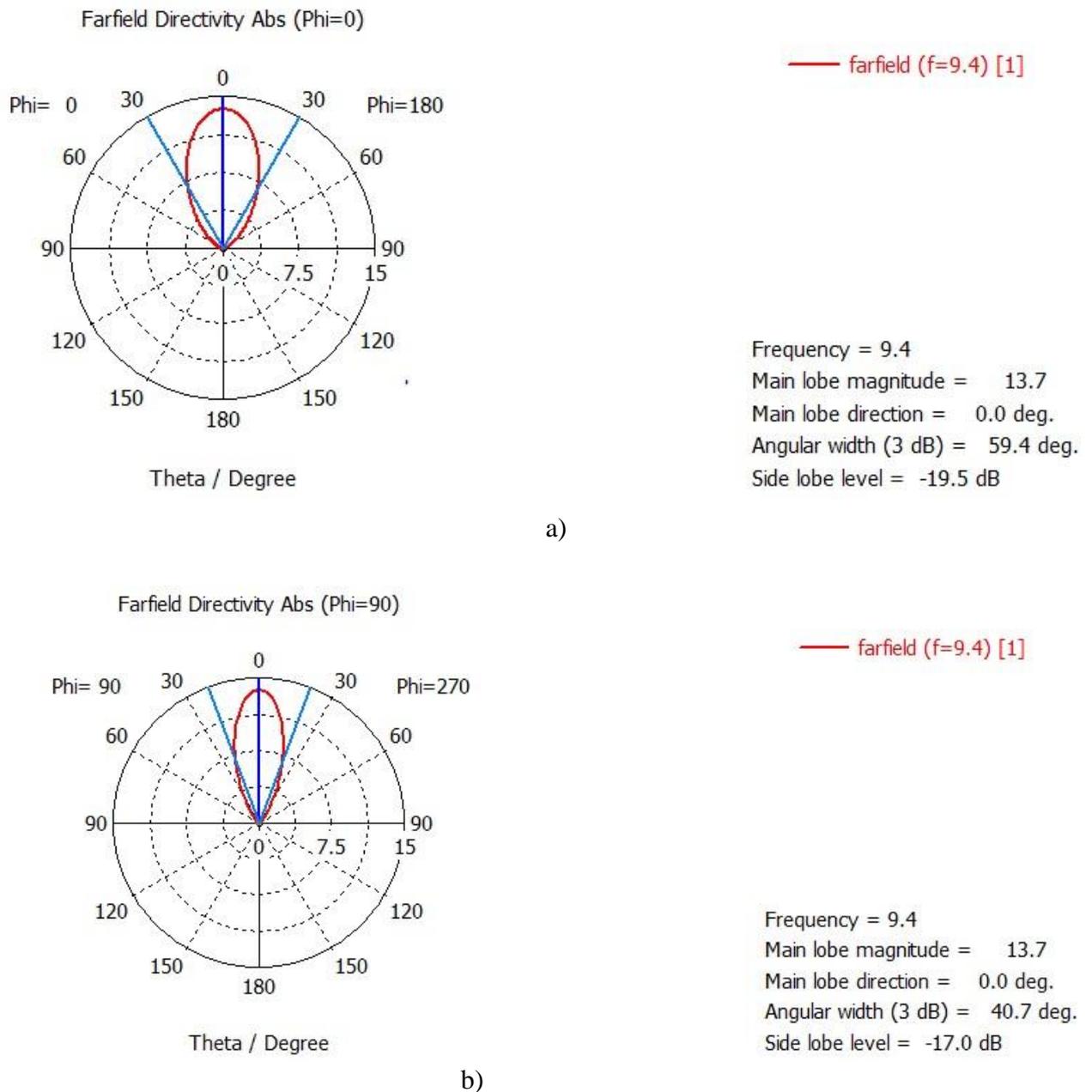
Après la simulation sous CST microwave studio nous avons obtenu le coefficient de réflexion, les résultats sont illustrés dans la figure suivante :



**Figure III. 7** Coefficient de réflexion S11.

Le résultat de simulation obtenu concernant les variations du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence (GHz) qui est représenté dans la figure III.7 avec les valeurs optimisées des différents paramètres. À la fréquence de coupure 8 GHz le  $S_{11}$  atteint la valeur -28.394483 dB, un pic égal à -29 dB pour fréquence de résonance égal à 9.4 GHz, pour -18 dB une fréquence 10.2 GHz, et pour la fréquence 10.8 GHz le coefficient  $s_{11}$  atteint a -25.5dB.

Cela nous montre une large bande de [8 -12] GHz et qui se montre une bonne adaptation et assure un transfert maximal de puissance.



**Figure III. 8** Diagramme de rayonnement en coordonnées polaire pour les 2 phases respectivement 0 et 90 degrés.

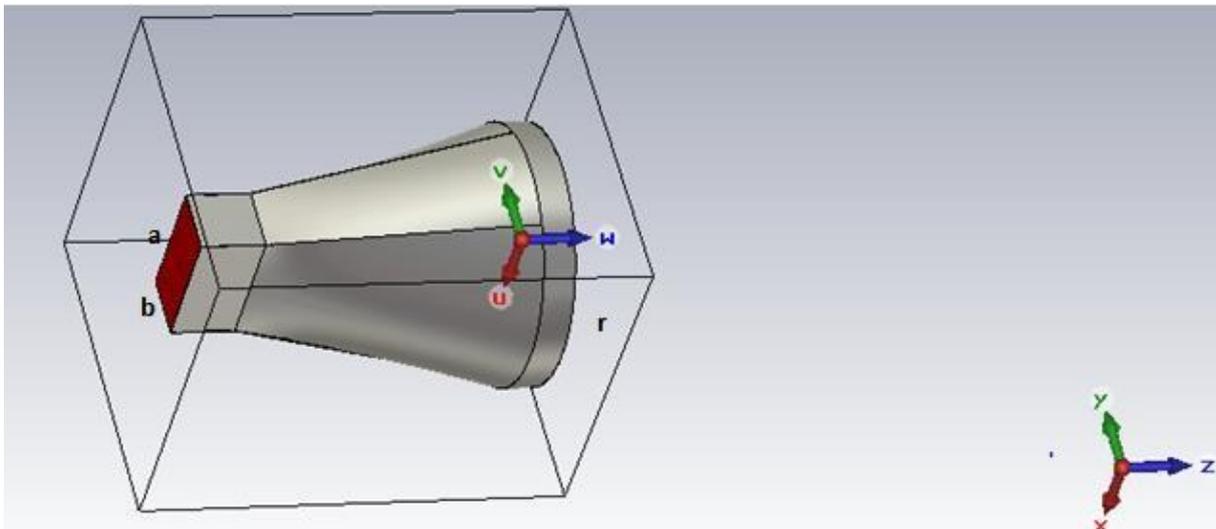
La figure III.8.a montré le rayonnement simulé à une fréquence de 9.4 GHz sous forme polaire en phi=0, la figure indique que l’amplitude du lobe principal est de 13.7dBi, l’amplitude de la largeur angulaire est de 59.4 degrés et le niveau du lobe latéral est de -19,5 dB, ces valeurs montrent un bon rayonnement d’antenne.

La figure III. 8.b montre le rayonnement simulé sous forme polaire en  $\phi=90$ , on remarque qu'on a les mêmes magnitudes du lobe principal et de fréquence que dans  $\phi=0$  mais un changement sera au niveau de l'amplitude de la largeur angulaire  $40.7$  degrés et du lobe latéral ( $-17.0$  dB), ces valeurs montrent un bon rayonnement d'antenne.

### III.2.3 Troisième forme d'antenne cornet

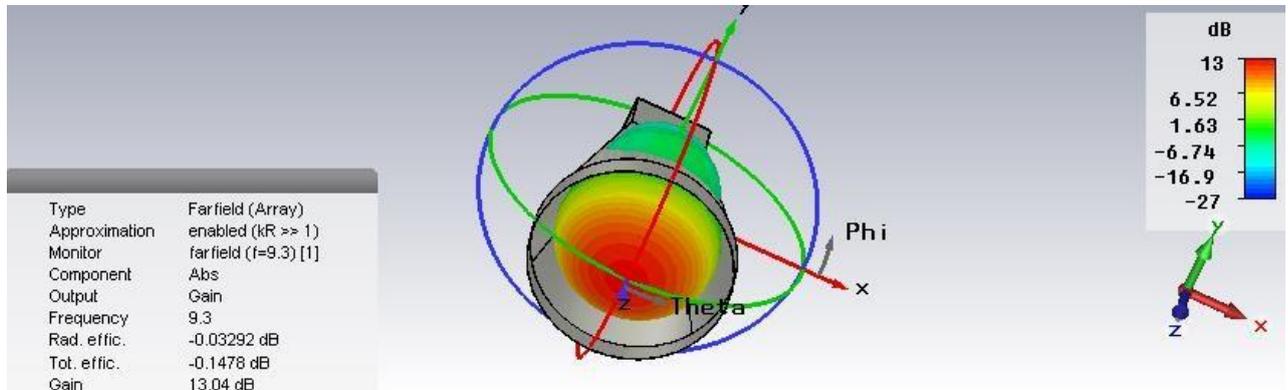
Pour la construction de l'antenne. On commence de dessiner un parallélépipède ( $a= 25.4$  mm,  $b= 12.7$  mm,  $c= 12.7$  mm), puis un cylindre distant de  $50.8$  mm, de rayon externe  $r = 25.4$ mm,

La figure suivante montre la conception réalisée



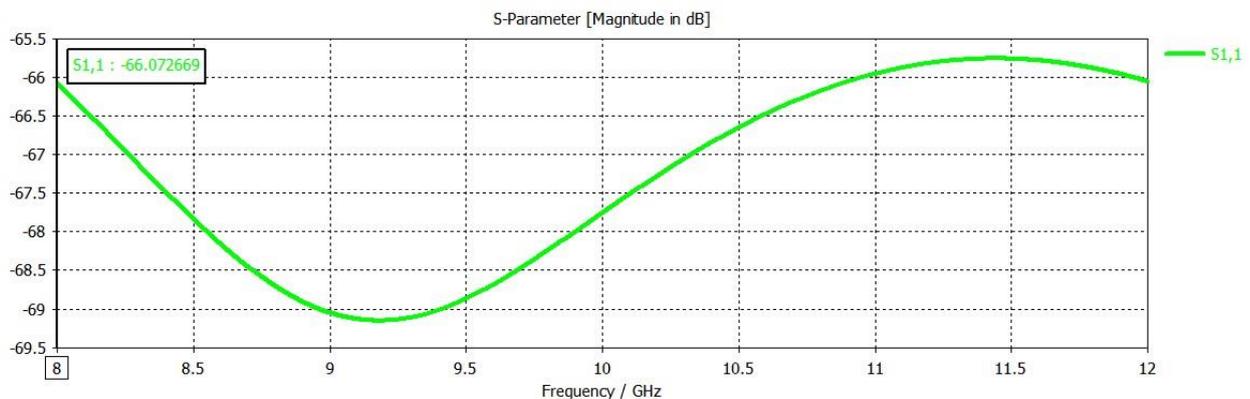
**Figure III.9** La troisième forme d'antenne cornet.

Après la simulation, nous pouvons visualiser le diagramme de rayonnement de champs en trois dimensions (3D) pour le premier pic  $f=9.3$ GHz.



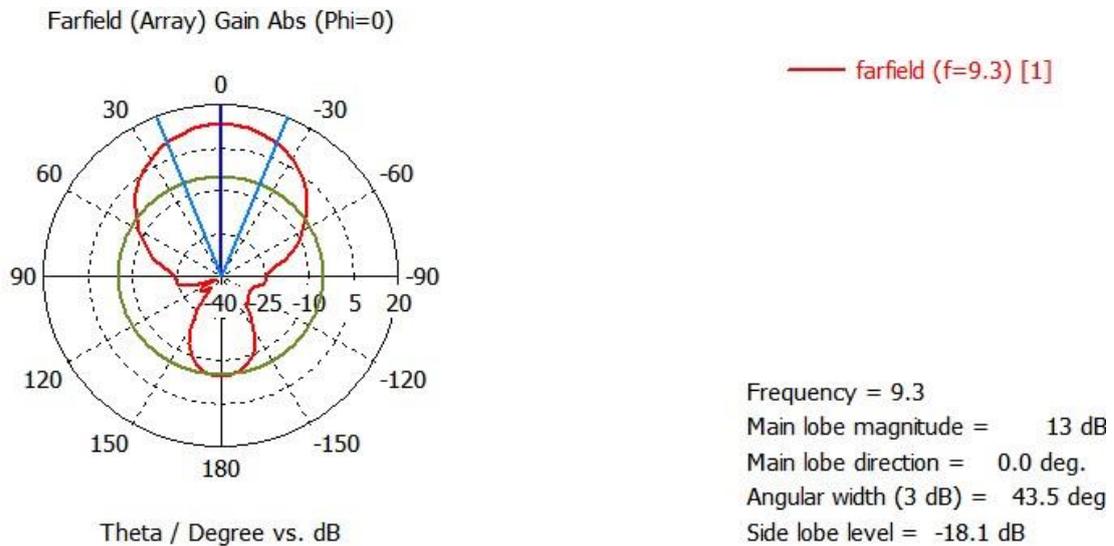
**Figure III.10** Diagramme de rayonnement en 3 dimensions (3D).

Après la simulation sous CST microwave studio Nous avons obtenu le coefficient de réflexion, les résultats sont illustrés dans la figure suivante :

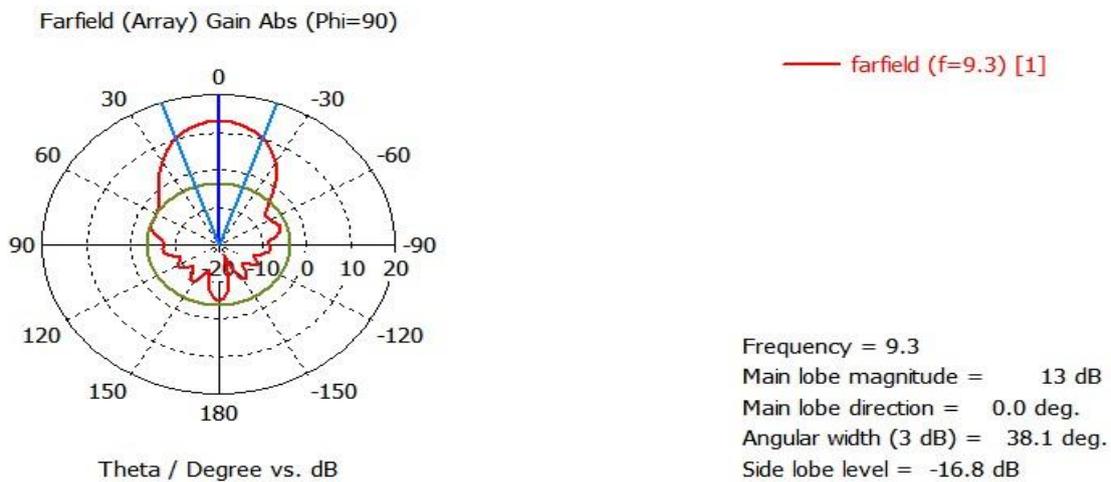


**Figure III. 11** Diagramme de rayonnement en 3 dimensions (3D).

Le signal observé dans la figure III.11 montre la variation du coefficient de réflexion, a la fréquence de coupure (8GHz) qu'est égal -66.072669 dB, puis nous remarquons que le signal diminue en valeur de -69.2dB pour une fréquence de 9.3GHz, et pour la fréquence 11.5GHz le s11 égal à -65.25dB, et pour le coefficient de réflexion -66 dB une fréquence de 12 GHz, montre qu'il y a une largeur de bande de [8 à 12] GHz, donc nous avons une bonne adaptation.



a)



b)

**Figure III. 12** Diagrammes de rayonnement en coordonné polaires pour les deux phases respectivement Phi=0 et Phi=90.

La figure III.12.a montré le rayonnement simulé à une fréquence de résonance 9.3 GHz sous forme polaire en phi=0, la figure indique que la magnitude du lobe principal est de 13 dBi, l'amplitude de la largeur angulaire est de 43.5 degrés et le niveau du lobe latéral est de -18.1 dB, ces valeurs montrent un bon rayonnement l'antenne.

La figure III.12.b montre le rayonnement simulé sous forme polaire en phi=90, On remarque qu'on a les mêmes magnitudes du lobe principal et de fréquence que dans phi=0

mais un changement sera au niveau de l'amplitude de la largeur angulaire 38.1 degrés et du lobe latéral -16.8 dB, ces valeurs montrent qu'il y a une bonne adaptation.

### III.2.4 La quatrième forme d'antenne cornet

Pour la construction de l'antenne. On commence de dessiner un cylindre distant de 25.4 mm, de rayon externe  $a = 12.2$  mm et de hauteur 4 mm, puis un parallélépipède ( $b = 100$  mm,  $c = 6.36$  mm,  $d = 12.7$  mm). La figure suivante montre la conception réalisée.

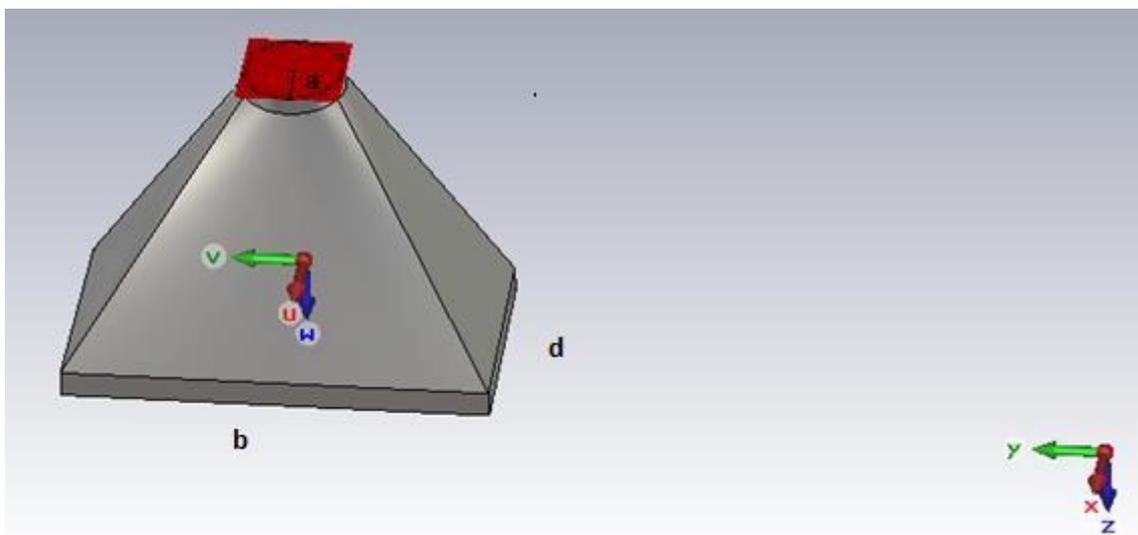
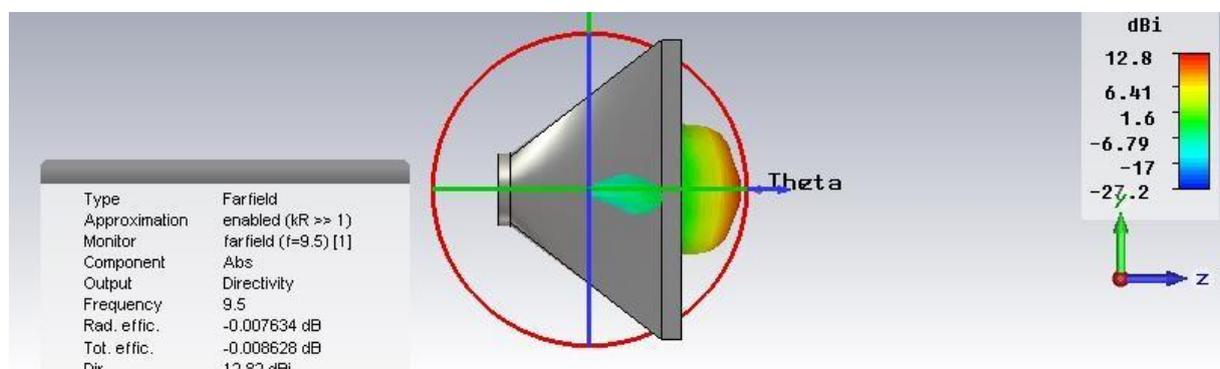
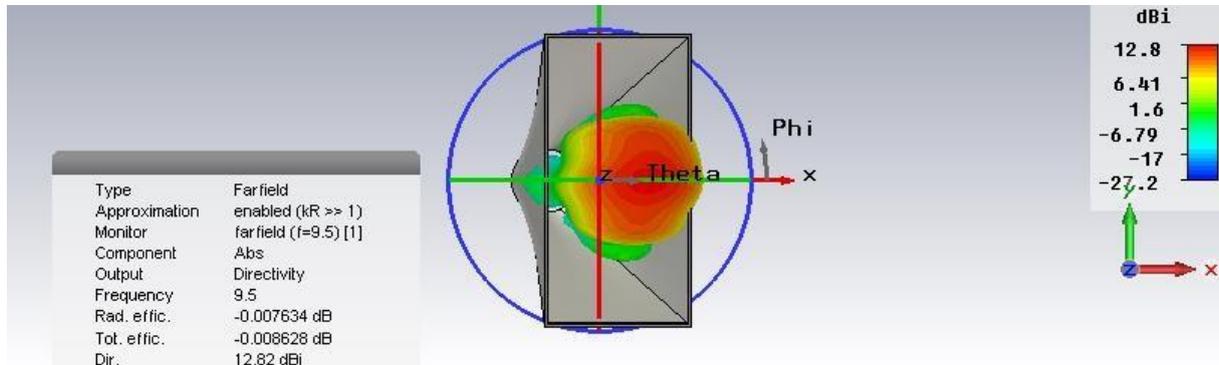


Figure III.13 La quatrième forme d'antenne cornet.

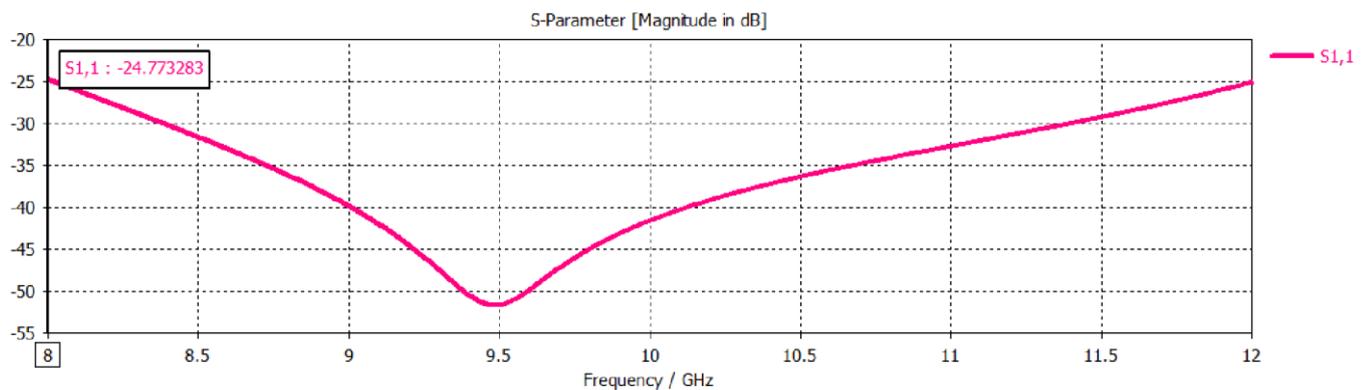
Après la simulation, nous pouvons visualiser le diagramme de rayonnement de champs en trois dimensions (3D) pour le premier pic  $f = 9.5$  GHz.





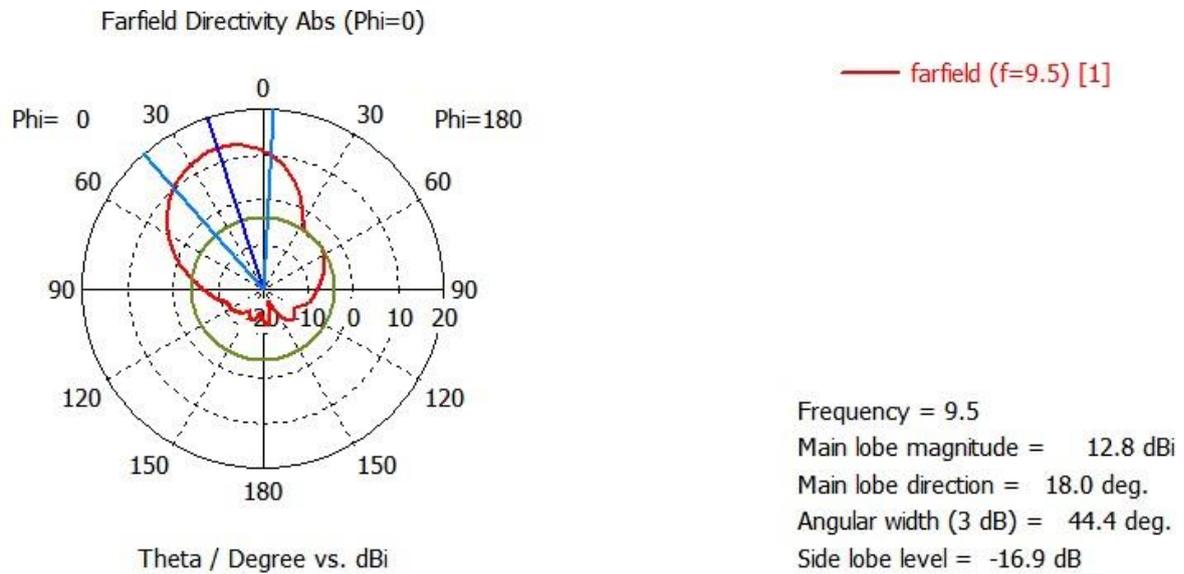
**Figure III.14** Diagrammes de rayonnement en 3 dimensions (3D).

Après la simulation sous CST microwave studio Nous avons obtenu le coefficient de réflexion, les résultats sont illustrés dans la figure suivante.

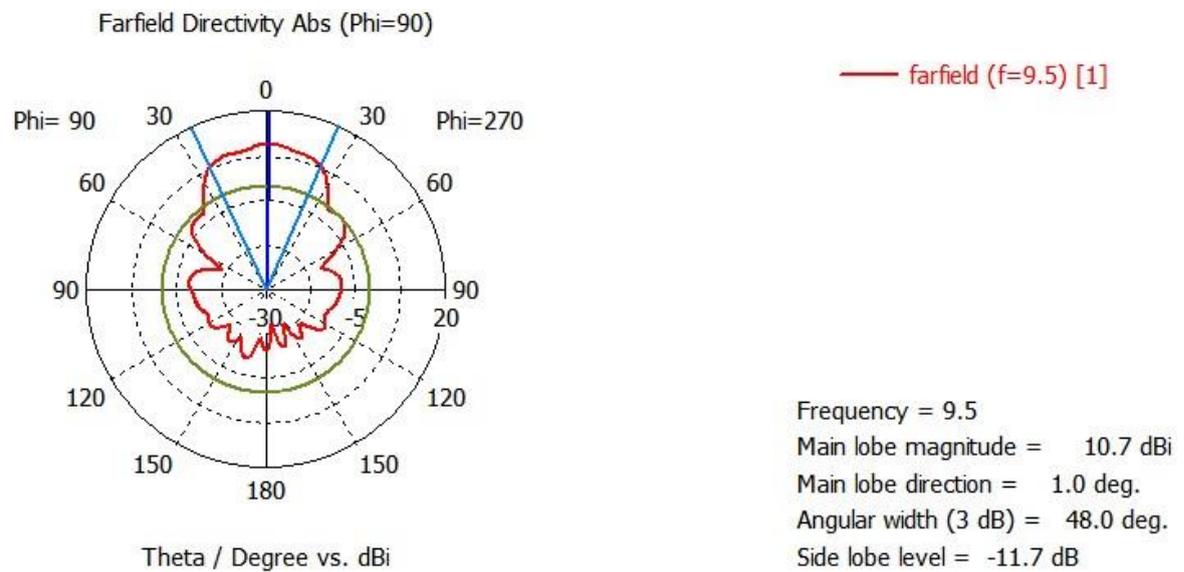


**Figure III.15** Coefficient de réflexion S11.

Le signal observé dans la figure III.15 montre la variation du coefficient de réflexion et la fréquence GHz, a la fréquence de coupure (8GHz) le s11 est égal à -24,77 dB, puis nous remarquons que le signal diminue en valeur de -52.5 dB pour une fréquence de résonance de 9.5 GHz, et pour la fréquence 12GHz le s11 égal à -25 dB, on conclure qu'il y a une bonne adaptation pour une largeur de bande de [8 à 12] GHz inférieur à -20 dB.



a)



b)

**Figure III. 16** Diagrammes de rayonnement en coordonné polaires pour les deux phases respectivement Phi=0 et Phi=90.

La figure III.16.a montré le rayonnement simulé à une fréquence de 9.5 GHz sous forme polaire en phi=0, la figure indique que la magnitude du lobe principal est de 12.8dBi et la direction du lobe était à 18 degrés, l’amplitude de la largeur angulaire est de 44.8 degrés et le niveau du lobe latéral est de -16.9 dB, ces valeurs montrent un bon rayonnement l’antenne.

La figure III.16.b montre le rayonnement simulé sous forme polaire en  $\phi=90$ , On remarque que la magnitude du lobe principal est de 10.7dBi et la direction du lobe était à 1 degrés, l'amplitude de la largeur angulaire est de 48 degrés et le niveau du lobe latéral est de - 11.7 dB, ces valeurs montrent un bon rayonnement l'antenne.

### III.3 Conception d'un guide d'onde SIW sans taper opérant dans la bande X

Nous présentons dans cette Figure ci-dessous, notre guide opérant en bande X qui travaille dans la bande de fréquence [8-12 GHz].

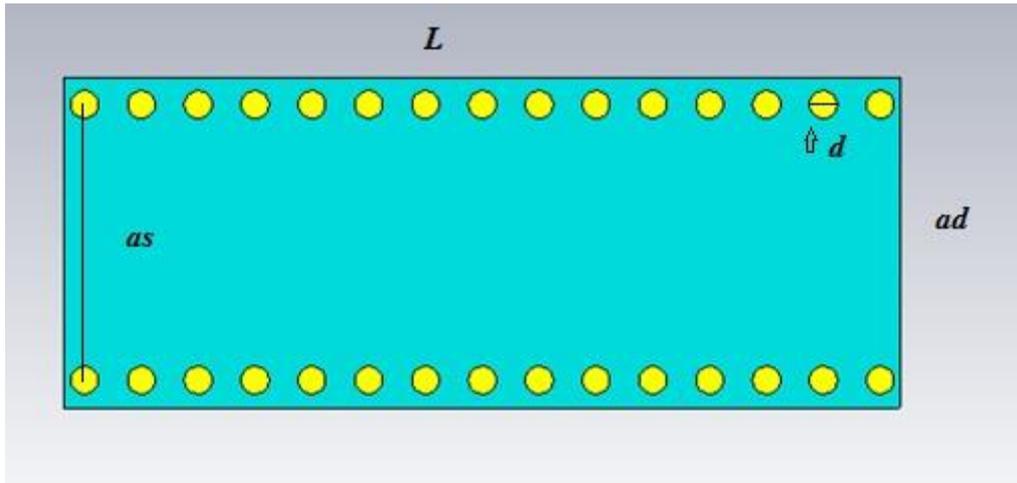
Afin de permettre un fonctionnement correct dans la bande X La fréquence de coupure devra 8GHz,  $a_s=30\text{mm}$  et le nombre de vias choisis est 15vias.

Les caractéristiques de diélectrique et les dimensions de notre guide d'onde SIW dans la bande sont bien écrites dans le tableau suivant.

La longueur	L	30mm
Le diamètre de via	d	1mm
L'épaisseur de substrat	h1	1.59mm
L'épaisseur de conducteur	h2	0.05
Permittivité relative	$\epsilon_r$	4.3
La fréquence de coupure	$f_c$	8 GHz
Facteur de dispersion	Tgd	0.01
La largeur	ad	12mm
La largeur les vias opposites	$a_s$	10 mm

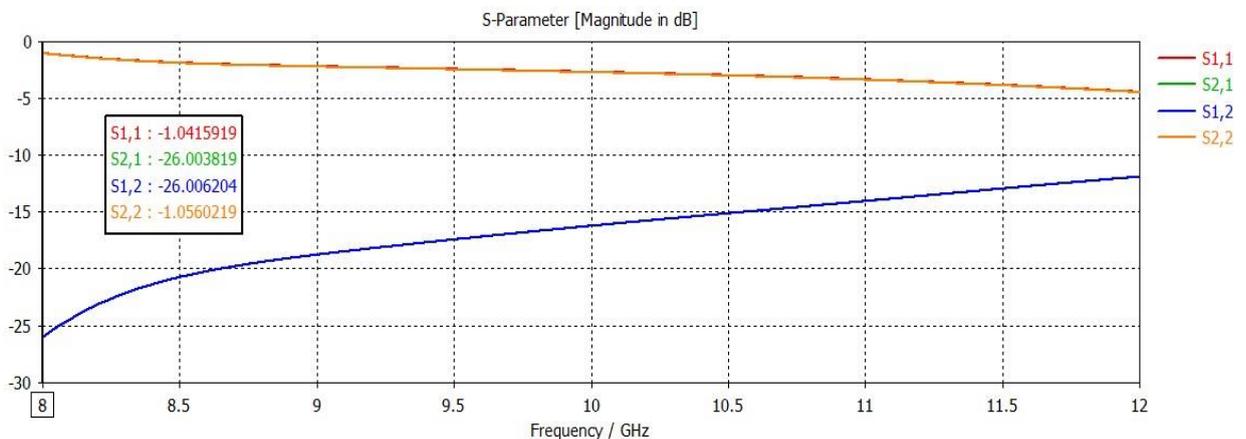
**Tableau III. 1** Paramètres d'une guide SIW et les caractéristiques de diélectrique.

Sur la figure III.17, nous présentons notre guide opérant qui permet un fonctionnement correct dans la bande X. La fréquence de coupure devra 8 GHz,  $as = 30$  mm et le nombre de vias choisis est 15 vias.



**Figure III. 17** Vue en front du guide SIW dans la bande X.

Les résultats obtenus à l'aide de CST sont illustrés dans la Figure II.18 qui représente les puissances réfléchies d'entrée et de sortie  $S_{11}$ .



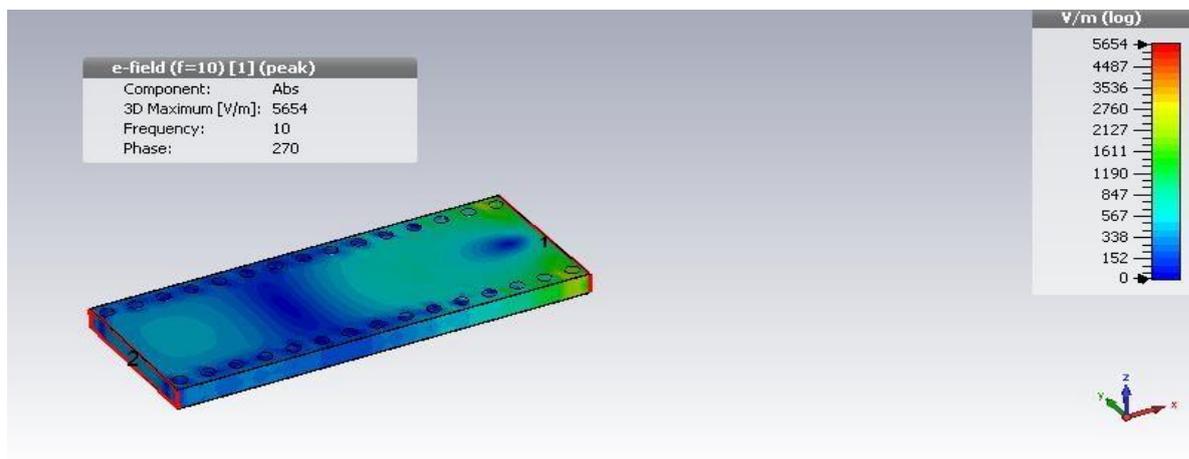
**Figure III. 18** Les coefficients de réflexion  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  et  $S_{22}$ .

La simulation permet de prévoir l'évolution fréquentielle du circuit. La figure montre l'évolution de  $S_{21}$  (amplitude et phase) en fonction de la fréquence (échelles linéaires)

D'après les résultats trouvés, on remarque que nous avons une mauvaise transmission sur toute la bande de fréquence [8-12] GHz et coefficients de réflexion maximale qui atteint presque 0 dB, donc nous concluons qu'il y a une mauvaise adaptation.

### III.3.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper

La figure, nous montre la distribution du champ électrique sur le guide SIW avec taper opérant la bande X pour  $f = 10$  GHz.



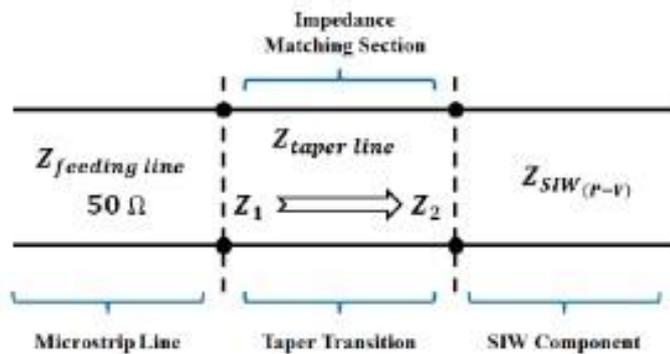
**Figure III. 19** Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper la bande X à  $f=10$  GHz.

D'après la figure III.19, un meilleur résultat de guidage à faible perte est obtenu, nous observons que la puissance est bien délimitée par les deux rangées de vias, donc ce dispositif assure bien le guidage.

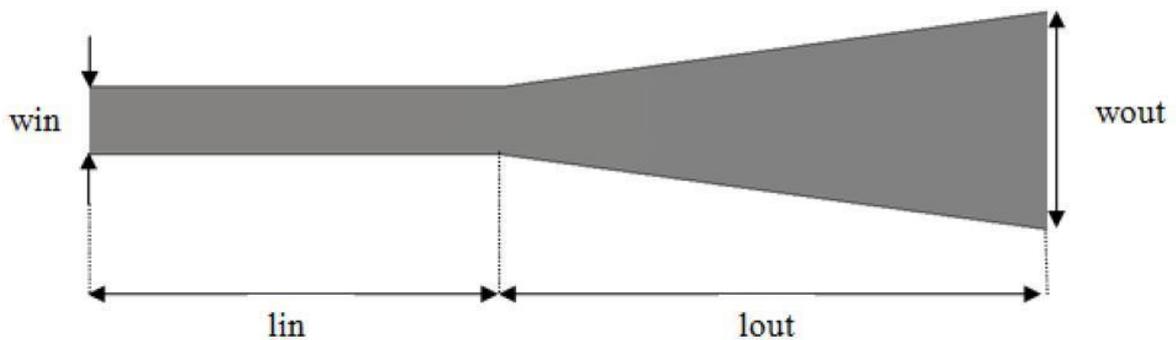
#### III.3.1.1 Adaptation du guide d'ondes en technologie SIW

Pour résoudre le problème d'adaptation de notre guide d'onde SIW nous avons besoin d'ajouter un taper pour améliorer cette adaptation.

Taper chargée de réaliser l'adaptation d'impédance entre l'impédance de la ligne d'alimentation et l'impédance du composant SIW. La figure montre un schéma de l'adaptation d'impédance considérée dans ce travail de recherche [17].



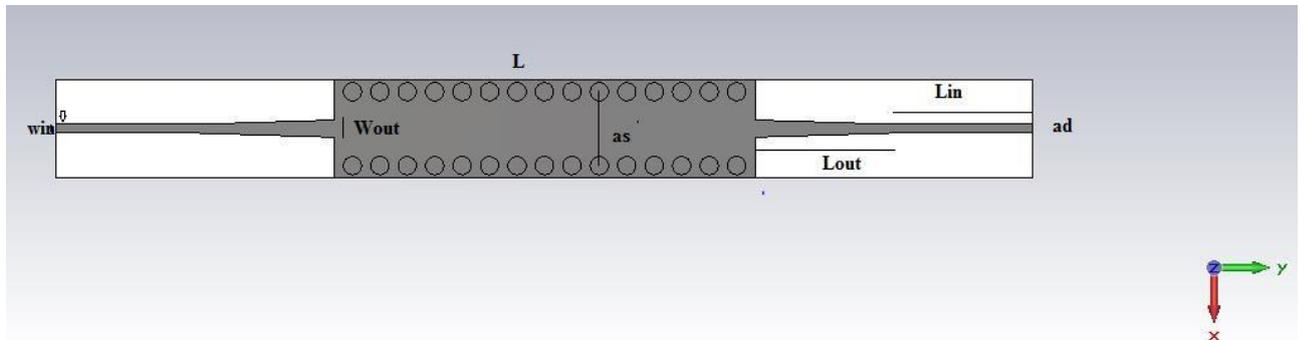
**Figure III. 20** Schéma d'adaptation d'impédance entre la ligne d'alimentation et le composant SIW.



**Figure III. 21** Taper avec ses paramètres

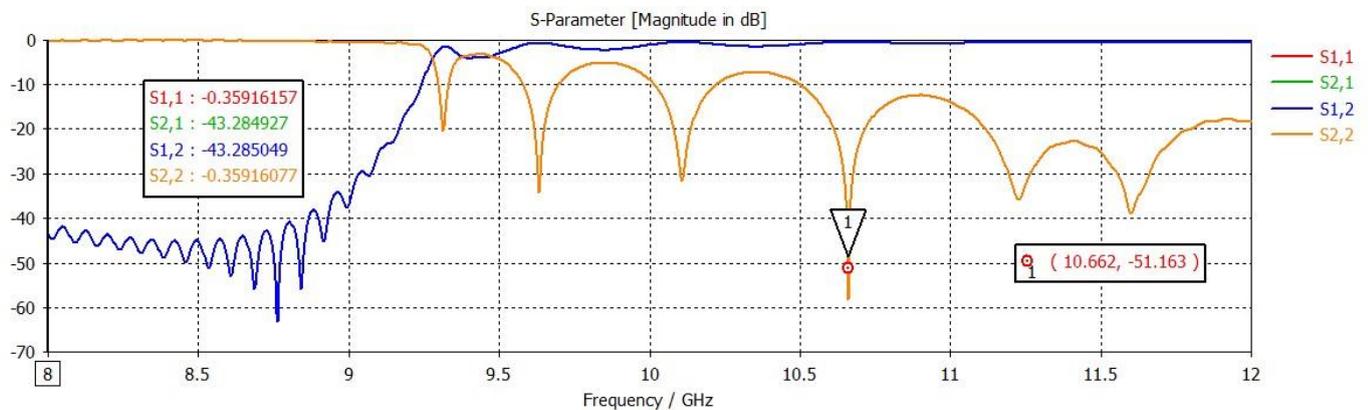
### III.4 Conception d'un guide d'onde SIW avec taper opérant dans la bande X

La figure III.22 montre notre guide d'onde SIW avec taper opérant en bande X avec une fréquence de coupure de 8 GHz, le nombre de vias métallique choisis est de 15 vias,  $L = 76 \text{ mm}$ ,  $a_d = 17.73 \text{ mm}$ ,  $a_s = 12 \text{ mm}$ ,  $d = 1 \text{ mm}$ .  $l_{in} = 25.073 \text{ mm}$ ,  $l_{out} = 25.09 \text{ mm}$ ,  $w_{in} = 1.57 \text{ mm}$ ,  $w_{out} = 3.14 \text{ mm}$



**Figure III. 22** Guide SIW en bande X avec taper.

La figure ci-dessous montre les coefficients de la réflexion et de la transmission après l'adaptation.

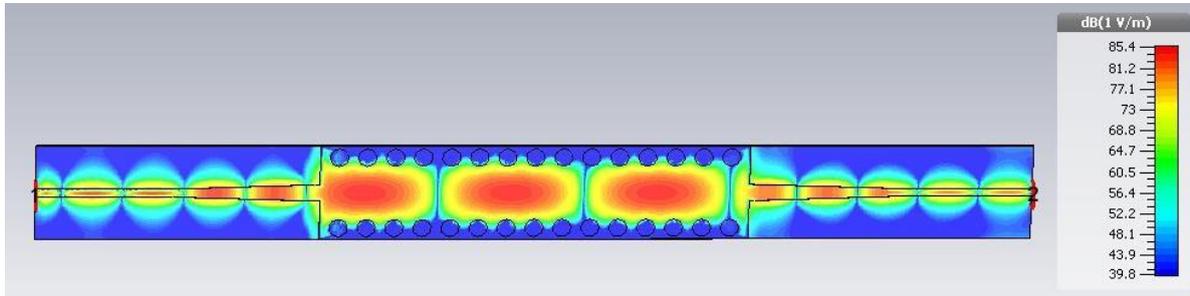


**Figure III. 23** Résultat de simulation du guide avec taper opérant dans la bande X.

La figure II.23, montre que dans la bande [8-12] GHz, au-dessous de la fréquence  $f=9.31$  GHz, nous avons une transmission quasiment nulle et une réflexion totale au-delà de la fréquence de 9.31GHz nous remarquons qu'il y a une amélioration du coefficient de réflexion qui éteint -51.16 dB à la fréquence de résonance 10.66 GHz donc à une bonne adaptations concernant notre guide.

#### III.4.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper

La figure nous montre la distribution du champ électrique sur le guide SIW avec taper opérant la bande X.

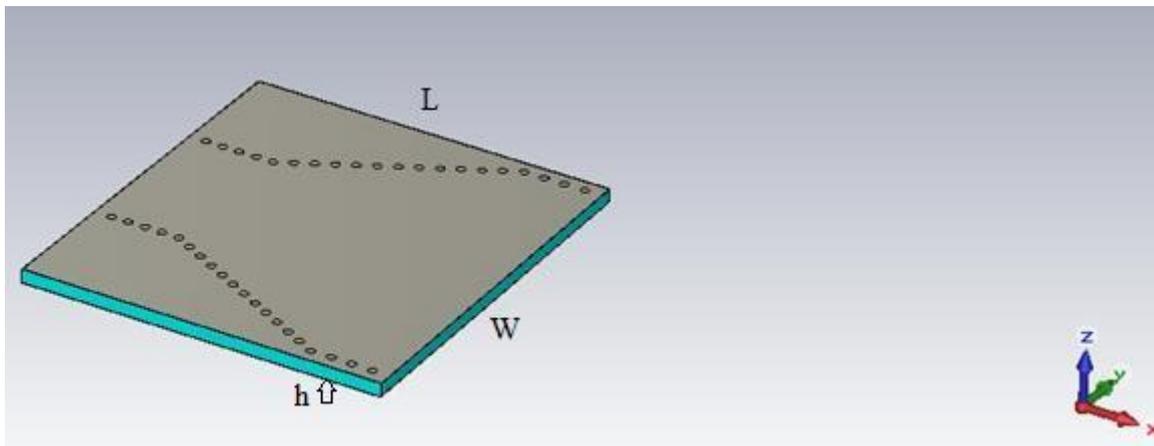


**Figure III. 24** Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper la bande X.

### III.5 Conception de la première configuration d'antenne cornet

#### III.5.1 Conception de la première configuration d'antenne cornet sans taper

Nous avons réalisés une nouvelle configuration d'antenne cornet opérant dans la bande X, La figure III.25 représente cette première configuration proposé sans l'utilisation du taper.



**Figure III. 25** Première configuration d'antenne cornet à base de SIW vue en perspective.

Cette structure a été réalisée à l'aide de CST qui utilise la méthode de TFTD, le substrat utilisé possède les propriétés suivantes :

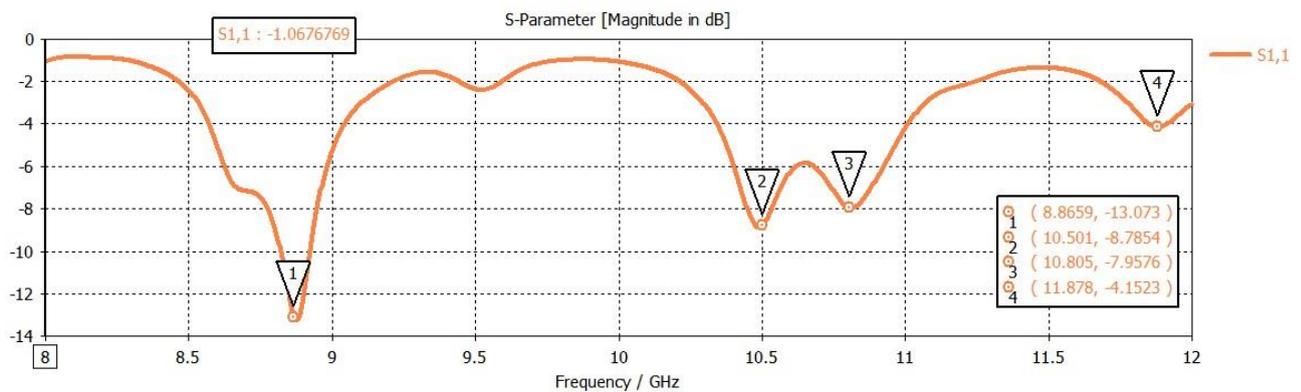
- Une permittivité relative :  $\epsilon_r = 4.3$

- Une hauteur de substrat :  $h=1.59\text{mm}$
- Une perte tangentielle de :  $T_{gd}=0.025$

Les dimensions du guide qui est décomposé de 40 vias sont :

- $d=1\text{mm}$
- $p=2\text{mm}$
- $L=33\text{mm}$
- $W=50\text{mm}$

Après la simulation Nous avons obtenu le coefficient de réflexion, les résultats sont illustrés dans la figure suivante :



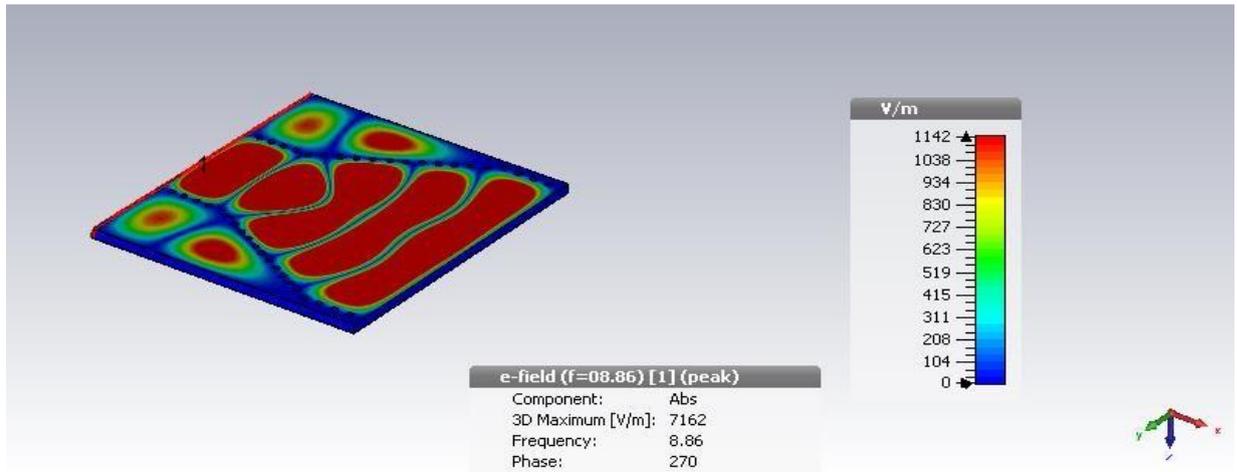
**Figure III. 26** Coefficient de réflexion  $S_{11}$ .

D'après la figure III.26 Le résultat de simulation obtenu concernant les variations du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence GHz avec les valeurs optimisées des différents paramètres. À la fréquence de coupure 8GHz le  $S_{11}$  atteint la valeur -1.06 dB, le premier pic égale à -13.07 dB pour une fréquence de résonance 8.86 GHz, -8.78 dB pour une fréquence 10.50 GHz et pour  $s_{11}$  égal à -7.95 dB une fréquence de 10.80 GHz et le dernier pic sera -4.15 dB a la fréquence 11.87 GHz.

Cela prouve que nous avons une bonne adaptation mais pas une excellente adaptation pour cela nous avons ajouté un taper pour améliorer l'adaptation du coefficient de réflexion.

### III.5.1.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper

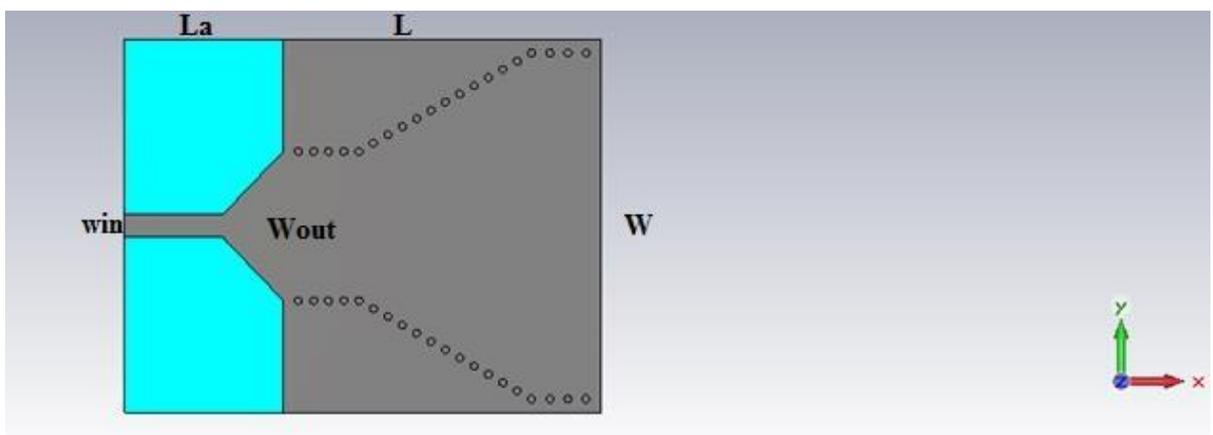
Nous schématisons la distribution du champ électrique de cette structure est obtenu à l'aide du logiciel CST pour la fréquence de résonance :  $f=8.86\text{GHz}$  (figure III.27)

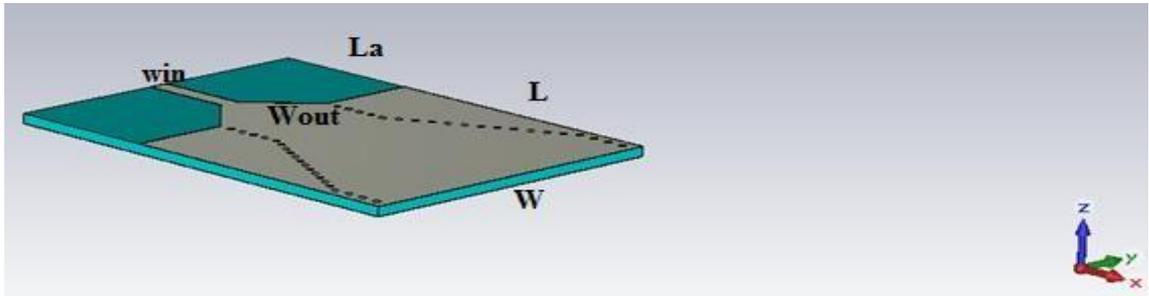


**Figure III.27** La distribution du champ électrique sur le guide SIW sans taper opérant la bande X.

### III.5.2 Conception de la première configuration d'antenne cornet a base SIW avec taper

La figure III.28 représente cette première configuration proposée opérant dans la bande X avec l'utilisation du taper :



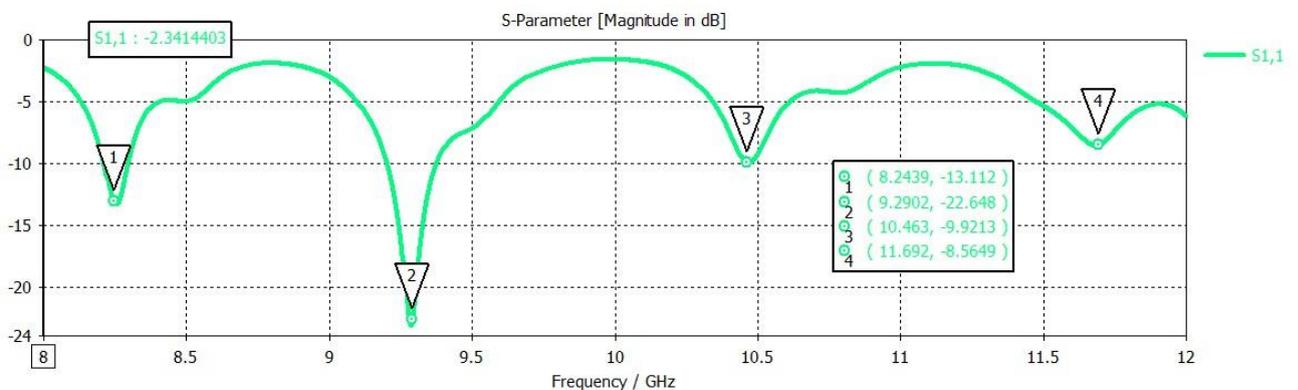


**Figure III. 28** première configuration d'antenne cornet à base de SIW avec taper vue en front et vue en perspective.

Cette structure a été réalisée à l'aide de CST qui utilise la méthode de TFTD, le substrat utilisé et les dimensions de guides ont les mêmes propriétés de la structure sans taper, mais on ajoute un taper qui a les dimensions suivantes :

- $L_{in} = 13 \text{ mm}$
- $L_{out} = 11.67 \text{ mm}$
- $W_{in} = 3 \text{ mm}$
- $W_{out} = 20 \text{ mm}$

Après la simulation sous CST microwave studio Nous avons obtenu le coefficient de réflexion, les résultats sont illustrés dans la figure suivante.



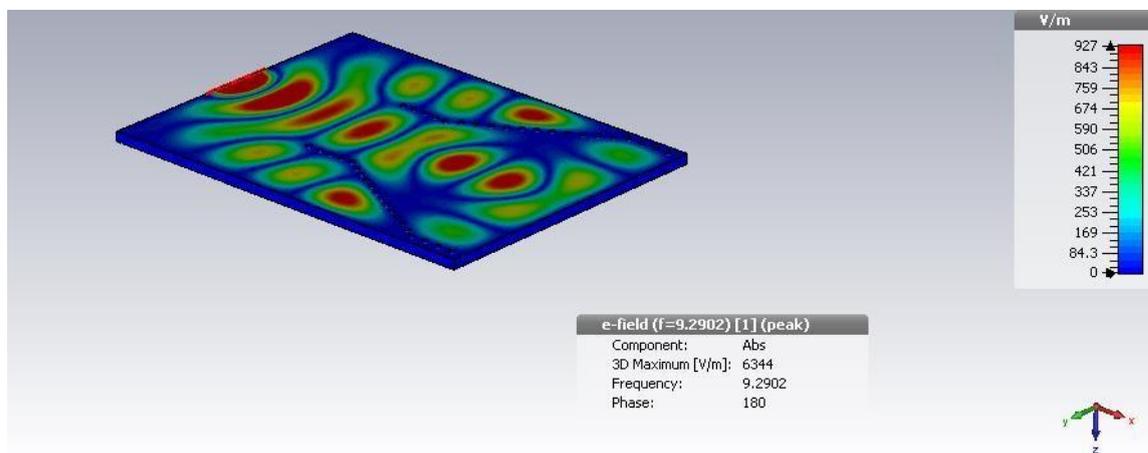
**Figure III. 29** Coefficient de réflexion S11.

D'après la figure III.27 Le résultat de simulation obtenu concernant les variations du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence GHz avec les valeurs optimisées des différents paramètres. À la fréquence de coupure 8GHz le  $S_{11}$  atteint la valeur -2.34dB, le premier pic égale à -13.11 dB pour une fréquence de 8.24GHz, -22.64 dB pour une fréquence de résonance 9.29 GHz et pour  $s_{11}$  égal à -9.92dB une fréquence

10.46 GHz et le dernier pic sera -8.56dB à la fréquence 11.69 GHz. Cela montre que nous avons une excellente adaptation quand nous ajoutons un taper.

### III.5.2.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper

La répartition du champ électrique de cette structure est obtenue à l'aide du logiciel CST pour la fréquence de pic :  $f=9.2902\text{GHz}$  (figure III.30)

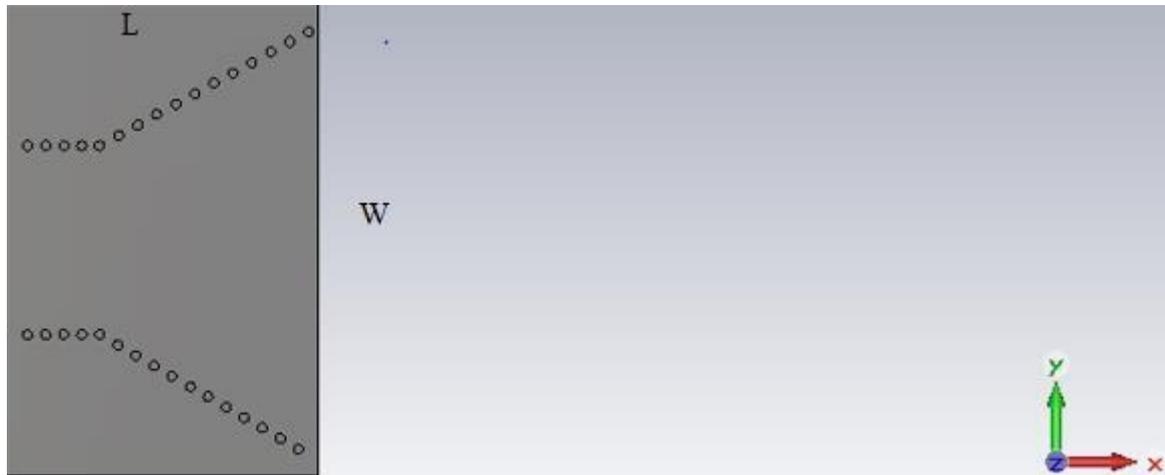


**Figure III. 30** La distribution du champ électrique sur le guide SIW avec taper opérant dans la bande X.

## III.6 Conception de la deuxième configuration d'antenne cornet

### III.6.1 Conception de la deuxième configuration d'antennes cornet sans taper

Nous avons réalisé une nouvelle configuration d'antenne cornet opérant dans la bande X, La figure III.31 représente la deuxième configuration proposée sans l'utilisation du taper :



**Figure III. 31** Forme de la deuxième configuration à base de SIW sans taper.

Cette structure a été réalisée à l'aide de CST qui utilise la méthode de TFTD, le substrat utilisé possède les propriétés suivantes :

- Une permittivité relative :  $\epsilon_r = 4.3$
- Une hauteur de substrat :  $h=1.59\text{mm}$
- Une perte tangentielle de :  $T_{gd}=0.025$

Les dimensions du guide qui est décomposé de 32 vias sont :

- $d=1\text{mm}$
- $p=2\text{mm}$
- $L=33\text{mm}$
- $W=50\text{mm}$

Après la simulation sous CST microwave studio Nous avons obtenu le coefficient de réflexion, les résultats sont illustrés dans la figure suivante :

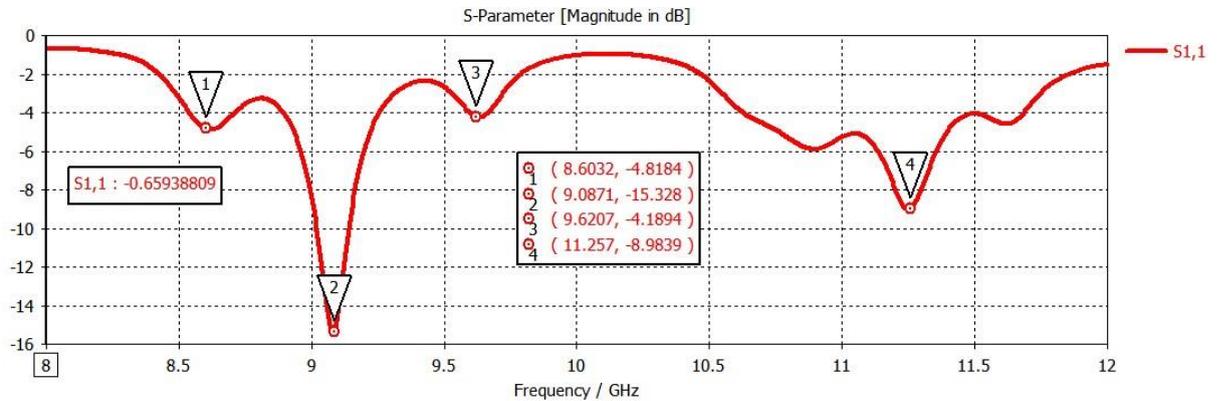
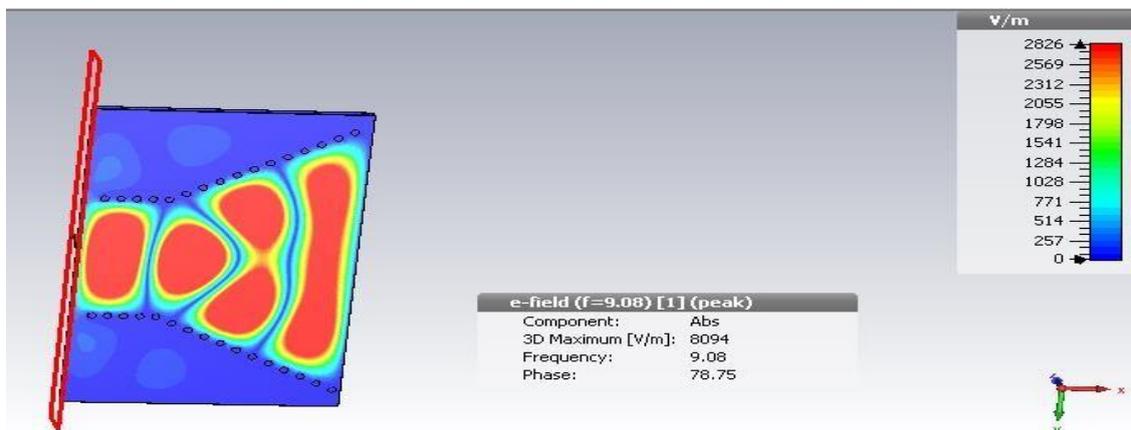


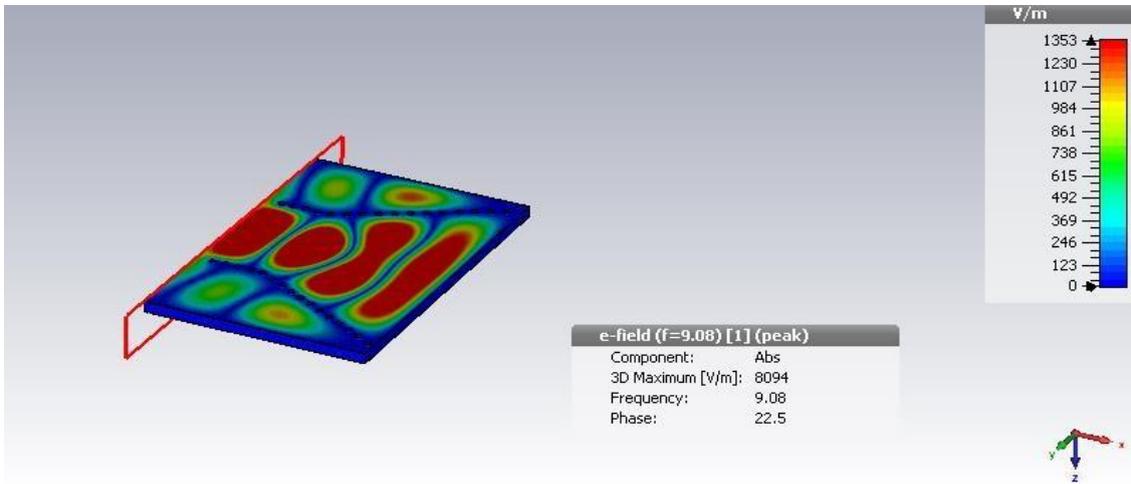
Figure III. 32 Les coefficients de réflexion  $s_{11}$ .

Le résultat de simulation obtenu concernant les variations du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence GHz illustré dans la figure III. 18 avec les valeurs optimisées des différents paramètres. À la fréquence 8.60 GHz le  $S_{11}$  atteint la valeur -4.81 dB, le deuxième pic égale à -15.32 dB pour fréquence de résonance 9.08 GHz, -4.18dB pour une fréquence 9.62 GHz et le dernier pic sera -8.98 dB a la fréquence 11.25 GHz. Cela prouve d'avoir que nous avons une bonne adaptation mais pas une excellente adaptation pour cela nous avons ajouté un taper pour une meilleure adaptation.

### III.6.1.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper

La répartition du champ électrique de cette structure est obtenue à l'aide du logiciel CST pour la fréquence de pic :  $f=9.08\text{GHz}$  (figure III.33)

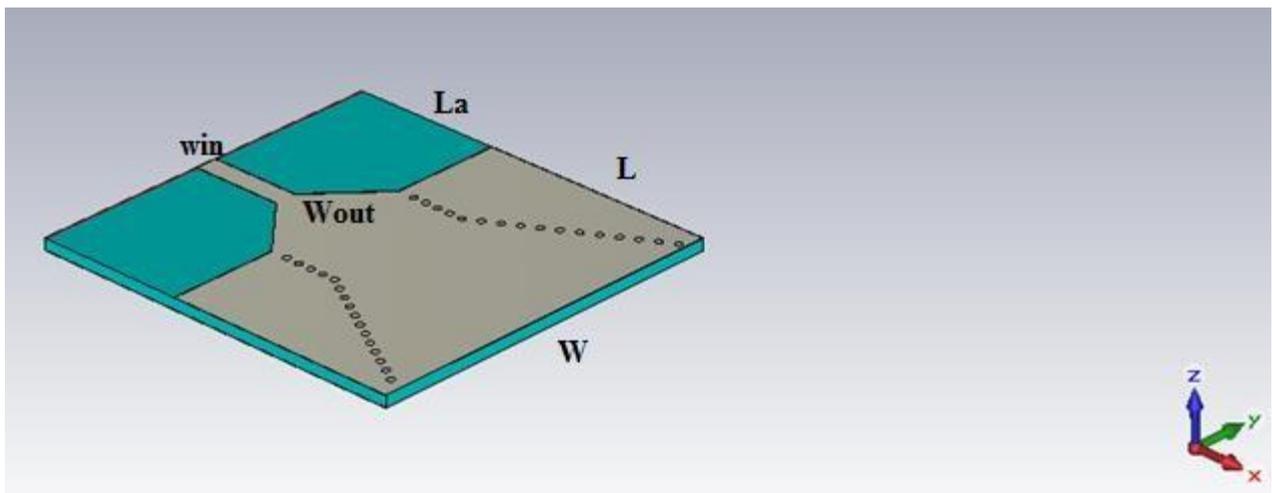




**Figure III. 33** Distribution du champ électrique de la deuxième configuration sans taper.

### III.6.2 Conception de la deuxième configuration d’antennes cornet avec taper

La figure III.34 représente cette deuxième configuration proposée opérant dans la bande X avec l’utilisation du taper :

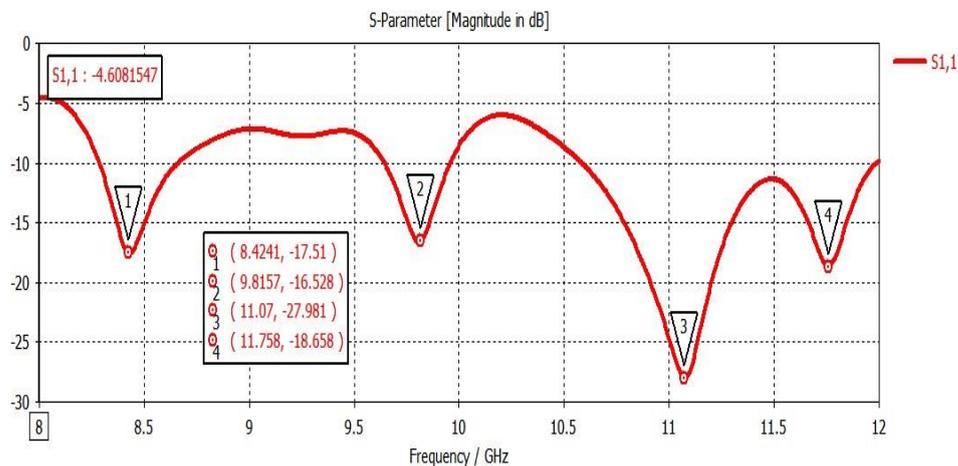


**Figure III.34** Forme de la deuxième configuration à base de SIW sans taper.

Cette structure a été réalisée à l'aide de CST qui utilise la méthode de TFTD, le substrat utilisé et les dimensions de guides ont les mêmes propriétés de la structure sans taper, mais on ajoute un taper qui a les dimensions suivantes :

- $L_{in} = 13 \text{ mm}$
- $L_{out} = 11.67 \text{ mm}$
- $W_{in} = 3 \text{ mm}$
- $W_{out} = 20 \text{ mm}$

Après la simulation sous CST microwave studio Nous avons obtenu le coefficient de réflexion, les résultats sont illustrés dans la figure suivante :



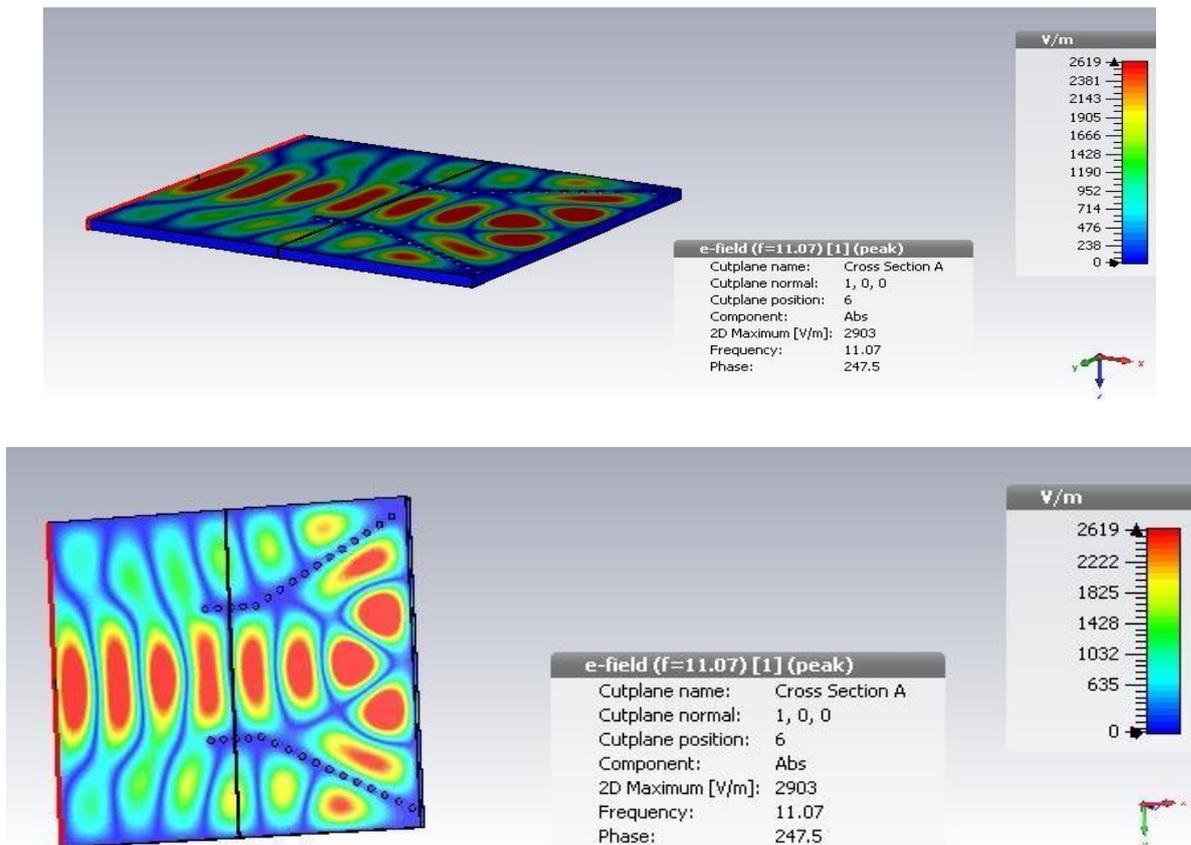
**Figure III. 35** Les coefficients de réflexion  $s_{11}$  de la deuxième configuration avec taper.

Le résultat de simulation obtenu concernant les variations du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence GHz illustré dans la figure III. 35 avec les valeurs optimisées des différents paramètres. À la fréquence 8.42 GHz le  $S_{11}$  atteint la valeur -17.51 dB, le deuxième pic égale à -16.52 dB pour fréquence de résonance 9.81GHz, -27.98 dB pour la fréquence de résonance 11.07 GHz et le dernier pic sera -18.65 dB a la fréquence 11.75

GHz cela prouve d'avoir que nous avons une bonne adaptation mais pas une excellente adaptation.

### III.6.2.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper

La répartition du champ électrique de cette structure est obtenue à l'aide du logiciel CST pour la fréquence de pic :  $f=11.07$  GHz (figure III.36) .



**Figure III. 36** Distribution du champ électrique de la deuxième configuration avec taper

## III.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité les résultats de simulation et interprétation des nouvelles formes d'antennes cornets exécuté sous logiciel CST.

Les résultats obtenus après la simulation offrent des meilleures performances en termes de perte et d'adaptation, théoriquement et expérimentalement à l'aide de la technologie SIW qui a contribué aux avantages des nouvelles formes d'antennes cornets.

## Références chapitre III

- [1] Souad Berhab, Mehadji Abri, Hadjira Badaoui, 'Iterative approach investigation on the fractal Hilbert curve low pass filters: analysis and measurements', *Journal of Computational Electronics* (2020), <https://doi.org/10.1007/s10825-020-01575-6>
- [2] Khadidja Krim, Mehadji Abri, Hadjira Badaoui, Samira Fersiti, Fatima Zahra Mahieddine, 'New Design of a Microstrip-Fed Printed Slot UWB Antenna with Hilbert Fractal Defected Ground Structure, Third International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, ICCWCS 2019, April 24-25, 2019, Faculty of Sciences, Ibn Tofaïl University -Kénitra- Morocco, <http://dx.doi.org/10.4108/eai.24-4-2019.2284219>
- [3] H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui , Hybrid Evolutionary Algorithm Genetical Swarm Optimization for 1D and 2D Annular Ring Unequally Spaced Antennas Arrays Synthesis, *Electromagnetics*, Volume 36, Issue 08, pp 485-503, 2016.
- [4] H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui, Multi-Beam Ring Antenna Arrays Synthesis by the Application of Adaptive Particle Swarm Optimization, *Progress In Electromagnetics Research* 50, 169-181, Vol. 50, 2016.
- [5] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'A New C and Ku-band Logarithmically Periodic Linear Bowtie Antennas Array Design Using Lumped-element Equivalent Schematic Model', *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2015, 69, 12, pp. 1766–1772.
- [6] ABRI. M., Boukli-hacene. N and Bendimerad. F. T., 'Application of the genetic algorithm to the ring printed antennas arrays synthesis', *International Journal of Modelling and Simulation*. Volume 28, Number 2, pp. 174–181, 2008.
- [7] ABRI. M., Boukli-hacene. N., Bendimerad. F. T. and Cambiaggio. E,'Design of Ring Printed Antennas Array for Dual Band', *Microwave Journal*, vol.49, no.5, p.228-232, 2006, May 2006.
- [8] ABRI. M., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., « Application du recuit simulé à la synthèse d'antennes en réseau constituées d'éléments annulaires imprimés» *Annales des télécommunications*, 60, N°11-12, pp. 1424-1440, 2005.

- [9] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, ‘A New C and Ku-band Logarithmically Periodic Linear Bowtie Antennas Array Design Using Lumped-element Equivalent Schematic Model’, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2015, 69, 12, pp. 1766–1772.
- [10] Mohammed Moulay, Mehadji Abri, and Hadjira Abri Badaoui, ‘Quad-Band Bowtie Antenna Design for Wireless Communication System Using an Accurate Equivalent Circuit Model’, *International Journal of Microwave Science and Technology*, Article ID 637607, 2015
- [11] Mohammed Moulay, Mehadji Abri, ‘Bowtie Antennas Design for Bluetooth/Wimax /Wifi Applications’, *international journal of microwave and optical technology*, *international journal of microwave and optical technology*, Vol. 9, N°4, pp. 282-287, 2014.
- [12] Mohammed Moulay, Mehadji Abri and Hadjira Abri Badaoui, ‘ARBITRARY SHAPED TRIPLE BAND BOWTIE ANTENNA DESIGN FOR WLAN APPLICATIONS’, *International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP’2015*, 8-9 November, Tlemcen, Algeria.
- [13] S. Berhab and M. ABRI, ‘Analyse of Planars Structures By Using The Iterative Method In Multilayer Configuration’, *9ème Conférence sur le Génie Electrique Bordj El Bahri*, 14 -15 Avril 2015.
- [14] Souad Berhab, Mehadji Abri, Ramzi Gharbi, Rigorous iterative full wave method for the analysis of multi-band arbitrary U shaped antennas, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, 10, pp. 2358-2364, 2016.
- [15] N Belgacem, M Abri, W Belgacem, A Compact Multi-band PIFA Antenna for UMTS and WLAN Mobile Applications, *ACM International Conference Proceedings Series of International Conference on Computing Wireless & Communication Systems, ICCWCS’17*, November 14–16, 2017, Larache, Morocco.
- [16] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne\\_cornet](https://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne_cornet)
- [17] *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 15, No. 3, September 2016.

# CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire porte sur la conception des antennes cornets dans le domaine de microondes afin de rechercher de nouvelles structures et formes fonctionnant dans la bande X à base de la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW. Cette recherche s'inscrit dans le contexte d'une demande croissante de structures et performantes, capables d'assurer un fonctionnement optimal.

Le premier chapitre de ce mémoire a été dédié principalement au concept des antennes et les applications à partir de la littérature.

Après avoir rappelé dans Le deuxième chapitre la théorie des guides d'ondes avec les différents types de technologies existantes. Après nous avons détaillés la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW avec les structures, principe de fonctionnement et leurs avantages et applications.

Enfin, le troisième chapitre a été consacré à la présentation des résultats de simulation que nous avons réussis à réaliser. Dans un premier temps, un guide d'onde a été conçu opérant dans la bande X qui s'étale sur [8-12GHz] et à base de ce guide nous avons réalisés quartes structures des antennes. Dans un deuxième temps, nous avons conçu deux configurations d'antennes cornets à base de SIW opérant dans la même bande de fréquence qui donne les meilleurs résultats d'adaptation.

En conclusion nous pouvons dire qu'avec l'intégration directe, la petite taille et la faible perte des nouvelles structures sont bien adaptées à la conception d'antennes cornet SIW à la bande x.