

N° d'ordre :

**République algérienne démocratique et populaire**  
**Université de Saida- Dr. Moulay Tahar**  
**Faculté de Technologie**

## **Thèse**

Présentée pour obtenir le diplôme de

### **Doctorat en Sciences**

**Filière : Electronique**

**Spécialité : Electronique**

Par :

**ABES Turkiya**

Thème :

---

# **Conception et optimisation des antennes avec la technologie GIS (Guide d'onde Intégré au Substrat) pour les systèmes de communication**

---



Thèse soutenue 11 Novembre 2021 devant le jury composé de :

<b>N°</b>	<b>Nom et prénom</b>	<b>Grade</b>	<b>Etablissement</b>	<b>Qualité</b>
01	<b>DRISS KHODJA Fatima Zohra</b>	Prof	Université de Saida-Dr. Moulay Tahar	Présidente
02	<b>NOURI Keltouma</b>	Prof	Université de Saida-Dr. Moulay Tahar	Directrice de thèse
03	<b>BOUAZZA Boubakar Seddik</b>	Prof	Université de Saida-Dr. Moulay Tahar	Co-directeur de thèse
04	<b>MAHDJOUB Zoubir</b>	Prof	Université de Sidi Bel Abbes-Djilali Liabes	Examineur
05	<b>CHAMA Zouaoui</b>	Prof	Université de Sidi Bel Abbes-Djilali Liabes	Examineur
06	<b>BENDAOUDI Amina</b>	MCA	Université de Sidi Bel Abbes- Djilali Liabes	Examinatrice

## **Remerciements**

*Nous tenons à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant qui nous a donné durant toutes ces années la santé, le courage et la foi.*

*Le travail de recherche, présenté dans ce manuscrit a été effectué au sein du Laboratoire Technologies des communications (LTC) Université Dr. Moulay Tahar de Saida.*

*Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à ma directrice de thèse, Mme **NOURI KELTOUMA**, Professeur à l'université de Saida, et mon co-directeur de thèse Professeur **BOUAZZA Boubakar Seddik**, qui m'ont fait entrer dans le monde de la recherche. Je tiens à les remercier encore une fois pour leur support, leurs conseils, leur enthousiasme et pour leur confiance surtout la grande liberté qu'ils m'ont laissé dans l'accomplissement de mes travaux. Un grand merci encore d'avoir corrigé le manuscrit avec autant de soin.*

*Mes profondes gratitude vont également aux membres du jury :*

*À Mme **DRISS KHODJA Fatima Zohra**, professeur à l'université Dr. Moulay Tahar de Saida, qui m'a fait l'honneur d'accepter de juger ce travail et de présider mon jury de thèse.*

*À Messieurs **MAHDJOUR Zoubir** et **CHAMA Zouaoui**, professeurs à l'université Djilali Liabes Sidi Bel Abbes, pour avoir acceptés de juger le travail de cette thèse et de participer à ce jury.*

*À Madame **BENDAOUDI Amina**, Maitre de Conférences classe A à l'université Djilali Liabes Sidi Bel Abbes, pour avoir acceptée de juger mon travail.*



الحمد لله الذي بحمده تتم النعم والصلوات ، الحمد  
لله ما تنهى درب ولا ختم جهد ولا تم سعي إلا  
بفضله

✓ قال الله تعالى: "واخفض لهما جناح الذل من الرحمة"

سورة الإسراء [ 24 ]

✚ إلى من أشعل لي أول شمعة، إلى عبق طفولتي، إلى دفء حياتي، وأريج شبابي،  
إلى ملجئي وملاذي، إلى من تحمل كل لحظة ألم في حياته وحولها إلى لحظات  
فرح لي، إلى من كان لي خير عون عند المحن، إلى حبيبي وروح قلبي إلى أبي،  
✚ و إلى من ساندتني يوم ضعفي، إلى حبيبتي التي شاركتني دروب الحياة، إلى من  
ذرفت الدموع من أجلي، إلى من سقتني الحب في صغري حتى ارتوت منه عروق  
جسدي، إلى من ارتحلت لها روحي لتعانق روحها العذبة وتتصاغر أمام صفائها، إلى  
أمي يا من تملكين جنة تحت القدم

- إلى من يميل مصباحه خلف ظهره لا يرى إلا ظلمته أمامه... ،  
للذين يتكون بنا أشياء سعيده تجعلنا نتسم حين تبدو الحياة كئيبه.
- قلبا سقانا بمعالم فضله وجميل هباته واحسانه ما زالت ذكرياته باقية "أخي" ، اللهم ارحم من  
فُجعنا بفراقه و اجعل له نعيما لا ينفذ من جنتك.
- إلى أصدقهم حبا لي إخوتي و أخواتي، إلى سند آبائهم: خالد، عبد الصمد،  
ياسر عباس و عبد الكريم إلى المؤسسات الغاليات: وعد بشرى، أروى رقية، هبة جنان،  
غفران و هاجر.
- كل الشكر والتقدير لكل الذين وقفوا معي، وما كان ذلك ليحدث لولا توفيق الله، أجمل  
تحية لوقوف الأوفياء إلى جانبي.

---

## Résumé :

Les développements technologiques en télécommunications tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits, la réduction des coûts et la diminution des pertes dans les dispositifs hyperfréquences. La technologie guide d'onde intégré au substrat : GIS (en anglais Substrate Integrated Waveguide : SIW) est une bonne candidate pour la réalisation de certains circuits ayant une taille estimée très intéressante et un faible coût.

Cette thèse développe d'une part la technique SIW par la proposition d'une nouvelle topologie appelée SIW-WUVM (Substrate Integrated Waveguide Without Upper Vias Metalization).

Des antennes et réseaux d'antennes ont été proposés et simulés en SIW-WUVM au moyen de deux logiciels de simulation électromagnétique ANSYS HFSS et CST. Ces antennes ont données de très bons résultats en termes d'adaptation, de gain et de bande passante de fonctionnement.

D'autre part, elle exploite l'intelligence artificielle en utilisant les réseaux de neurones de type Feed-forward avec l'algorithme de rétropropagation (Back-Propagation), pour la modélisation et la résolution du problème de synthèse des antennes et réseaux d'antennes en dents de scie à 2 éléments et 4 éléments en SIW-WUVM.

Dans une troisième contribution, nous avons proposé une nouvelle cellule unitaire métamatériau de forme Psi, cette cellule a été introduite dans une antenne de forme papillon en SIW-WUVM.

Les résultats obtenus montrent que l'insertion de ce type de résonateurs métamatériaux dans les antennes papillon en SIW-WUVM, a permis d'améliorer considérablement les performances des applications visées.

Les différents *paramètres* à savoir l'adaptation, la bande passante, le gain et le diagramme de *rayonnements* atteints dans le cadre de cette thèse au moyen des logiciels HFSS et CST sont en général en bon accord avec *ceux* trouvés dans la littérature scientifique.

---

**Mots clés :** Technologie SIW, Antenne, conception, Optimisation, ANN, Réseaux d'antennes, Simulation, HFSS, CST-MWS, Métamatériaux.

---

---

## الملخص:

تميل التطورات التكنولوجية في الاتصالات السلكية واللاسلكية منذ عدة سنوات نحو تصغير الدوائر وتقليل التكاليف وتقليل الخسائر في أجهزة الميكروويف . تقنية الدليل الموجي المدمجة في الركيزة:GIS (باللغة الإنجليزية Substrate Waveguide Integrated) هي مرشح جيد لتحقيق دوائر معينة ذات حجم تقديري مثير للاهتمام وتكلفة منخفضة . تطور هذه الأطروحة من ناحية تقنية SIW من خلال اقتراح طوبولوجيا جديدة تسمى SIW-WUVM (الدليل الموجي المتكامل للركيزة بدون المعدن العلوي للثقوب)

تم اقتراح ومحاكاة شبكات الهوائي والهوائيات SIW-WUVM باستخدام برنامجي محاكاة كهرومغناطيسية ANSYS HFSS و CST أعطت هذه الهوائيات نتائج جيدة جداً من حيث التكيف والكسب وعرض النطاق الترددي التشغيلي . من ناحية أخرى ، يستغل الذكاء الاصطناعي باستخدام الشبكات العصبية ذات التغذية الأمامية مع خوارزمية الانتشار الخلفي (Back-Propagation) ، من أجل النمذجة وحل مشكلة تركيب الهوائيات والشبكات ذات أسنان المنتشر المكونة من عنصرين و 4 عناصر SIW-WUVM في مساهمة ثالثة ، اقترحنا خلية وحدة خارقة جديدة في شكل Psi ، تم إدخال هذه الخلية في هوائي على شكل فراشة في SIW-WUVM .

تظهر النتائج التي تم الحصول عليها أن إدخال هذا النوع من مرنان للمواد الخارقة في هوائيات الفراشة SIW-WUVM ، قد جعل من الممكن تحسين أداء التطبيقات المستهدفة بشكل كبير . العوامل المختلفة ، أي التكيف وعرض النطاق والكسب ونمط الإشعاع التي تم تحقيقها في سياق هذه الأطروحة باستخدام برمجيات HFSS و CST ، يتفق بشكل عام مع تلك الموجودة في المؤلفات العلمية.

---

**كلمات مفتاحية:** تقنية SIW ، الهوائي، التصميم، التحسين، ANN ،شبكات الهوائي، المحاكاة، HFSS ،CSTMWS،المواد الخارقة.

---

---

**Abstract :**

Technological developments in telecommunications have been tending for several years towards the miniaturization of circuits, the reduction of costs and the reduction of losses in microwave devices. The Substrate Integrated Waveguide (SIW) is a good candidate for the realization of certain circuits having a very interesting estimated size and a low cost.

This thesis develops on the one hand the SIW technique by proposing a new topology called SIW-WUVM (Substrate Integrated Waveguide Without Upper Vias Metalization). Antennas and antenna arrays were proposed and simulated in SIW-WUVM using two electromagnetic simulation software ANSYS HFSS and CST. These antennas have given very good results in terms of adaptation, gain and operating bandwidth.

On the other hand, it exploits artificial intelligence by using feed-forward type neural networks with the back-propagation algorithm (Back-Propagation), for the modeling and the resolution of the problem of synthesis of sawtooth antennas and antenna arrays of 2-element and 4-element in SIW-WUVM.

In a third contribution, we proposed a new metamaterial unit cell in Psi form, this cell was introduced into a butterfly-shaped antenna in SIW-WUVM. The results obtained show that the insertion of this type of metamaterial resonator in the butterfly antennas in SIW-WUVM, has made it possible to considerably improve the performance of the targeted applications.

The various parameters, namely adaptation, bandwidth, gain and radiation pattern achieved in the context of this thesis using HFSS and CST software, are generally in good agreement with those found in the scientific literature.

---

**Keywords:** SIW technology, Antenna, design, Optimization, ANN, Antenna arrays, Simulation, HFSS, CST-MWS, Metamaterials.

---

<b>Table des Matières</b>	<b>Page</b>
Table de matières .....	i
Liste des Abréviations.....	v
Liste des figures.....	vii
Liste des tableaux.....	xiv
Introduction Générale.....	2
Références Bibliographique de l'introduction Générale.....	6
<b><i>Chapitre I. Etat de l'art des guides d'ondes intégrés aux substrats (SIW)</i></b>	
I.1. Introduction.....	8
I.2. Rayonnement électromagnétique.....	8
I.2.1. Propagation dans l'espace libre.....	10
I.3. Généralités sur les guides d'ondes classiques.....	14
I.3.1. Définition d'un guide d'onde.....	14
I.3.2. Modes de propagation dans le guide d'ondes.....	15
I.3.3. Les guide d'ondes rectangulaires.....	17
I.3.3.1. Propagation des modes $TE_{mn}$ .....	19
I.3.3.2. Propagation des modes $TM_{mn}$ .....	20
I.3.3.3. La fréquence de coupure et les modes fondamentaux.....	21
I.3.3.4. Caractéristiques de dispersion.....	21
I.3.3.5. Lignes de champ.....	22
I.3.3.6. Modes évanescents.....	23
I.4. Les guides d'ondes intégrés aux substrats (SIW) .....	24
I.4.1. Contexte Historique.....	24
I.4.2. Géométrie.....	25
I.4.3. Principe de fonctionnement.....	27
I.4.4 Constante de propagation.....	30
I.4.5 Impédance caractéristique.....	31
I.5. Mécanismes de perte.....	32
I.5.1. La perte de conducteur.....	32
I.5.2. La perte diélectrique .....	32
I.5.3. Les fuites de rayonnement.....	33
I.6. Régions d'opération à ondes guidées et à ondes de fuite.....	33
I.7. Différentes Topologies SIW.....	35

I.8. Transitions entre les lignes de transmission SIW et planaires.....	36
I.8.1. Transitions micro-ruban vers SIW.....	37
I.8.2 Transitions CPW vers SIW.....	40
I.9. Composants et antennes SIW.....	41
I.10. Conception d'une antenne à fente de forme « Apple » en technologie SIW rectangulaire.....	43
I.11. Conclusion.....	47
Références Bibliographique du chapitre I.....	48

***Chapitre II. Conception des antennes circulaire à fentes  
en technologie SIW-WUVM***

II.1. Introduction.....	54
II.2. Définition de l'antenne.....	55
II.3. Circuit équivalent de l'antenne.....	56
II.4. Classification des antennes.....	57
II.5. Antennes micro-ruban.....	58
II.6. Les ondes dans le micro-ruban.....	59
II.6.1. Ondes de surface.....	59
II.6.2. Ondes de fuite.....	60
II.6.3. Ondes guidées.....	60
II.7. Caractéristiques de base.....	61
II.8. Méthodes d'alimentation.....	63
II.8.1. Alimentation directe par une ligne micro-ruban.....	63
II.8.2. Alimentation par une ligne coaxiale.....	64
II.8.3. Alimentation couplée par ouverture.....	65
II.8.4. Alimentation Couplée Par Proximité.....	66
II.9. Méthodes d'analyse.....	67
II.9.1. Modèle de la ligne de transmission.....	67
a. Effet des bords.....	67
b. Longueur effective, fréquence de résonance et largeur effective.....	68
c. Conductance et Impédance caractéristique.....	70
II.9.2. Le modèle de la cavité.....	73
II.10. Les cavités résonantes SIW.....	77
II.10.1. Cavité résonante circulaire en SIW.....	78
II.11. Conception d'une nouvelle cavité résonante CSIW-WUVM.....	80
II.11.1. Topologie proposée.....	80

II.11.2. Conception .....	80
II.12. Conception des antennes circulaires à fentes en forme de drapeau algérien en SIW et SIW WUVM.....	87
A. <i>En SIW conventionnel</i> .....	87
B. <i>En SIW-WUVM</i> .....	89
C. <i>Résultats</i> .....	89
II.13. Conclusion.....	92
Références Bibliographique du chapitre II.....	93
 <b><i>Chapitre III. Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM</i></b> 	
III.1. Introduction.....	97
III.2. Mise en œuvre des réseaux de neurone.....	98
III.2.1. Neurone artificiel élémentaire.....	98
III.2.2. Réseaux neuronaux multicouches de type Feed-Forward.....	100
III.2.2.1. L'apprentissage Des Réseaux MLP.....	101
III.3. Application de réseaux de neurones pour la modélisation et l'optimisation des antennes en CSIW-WUVM .....	102
III.3.1. Antenne patch en dents de scie .....	102
A. <i>Conception et simulation</i> .....	102
B. <i>Modèle de synthèse de l'antenne proposée</i> .....	105
C. <i>Formation et tests ANN</i> .....	107
D. <i>Résultats et discussion</i> .....	110
III.4. Réseau d'antennes en CSIW-WUVM.....	115
III.4.1. Définition.....	115
III.4.2. Contraintes de réalisation du réseau d'antennes.....	116
III.4.3. Principe de fonctionnement.....	117
III.4.4. Différentes topologies de sous-réseaux d'antennes.....	117
III.4.4.1 Topologie linéaire.....	117
A. <i>Géométrie de l'alimentation d'un réseau d'antennes micro-ruban</i> .....	117
III.4.4.2 Topologie planaire.....	118
III.4.4.3 Topologies circulaire.....	119
III.5. Réseaux d'antennes en CSIW-WUVM.....	119
III.5.1. Réseaux d'antennes de 1x2 éléments en technologie CSIW-WUVM.....	120
A. <i>Résultats et discussion</i> .....	122
III.5.2. Réseaux d'antennes en encoches à 2x2 éléments en CSIW-WUVM.....	125
A. <i>Résultats et discussion</i> .....	127

III.5.3. Validation avec CST.....	132
III.6. Conclusion.....	136
Références Bibliographique du chapitre III.....	137

### ***Chapitre IV. Application des métamatériaux pour la conception des antennes papillons en SIW-WUVM***

IV.1. Introduction.....	141
IV.2. Conception de l'antenne patch papillon.....	141
IV.2.1. Effet de la position (X, Y) de point d'alimentation.....	142
IV.3. Conception de l'antenne papillon en SIW-WUVM.....	146
IV.4. Introduction aux métamatériaux .....	148
IV.4.1. Définition des métamatériaux .....	148
IV.4.2. Classification des matériaux.....	149
IV.4.3. Métamatériaux avec une permittivité négative.....	151
IV.4.4. Métamatériaux avec une perméabilité négative.....	153
IV.4.5. Métamatériaux avec $\epsilon$ et $\mu$ négatives.....	158
IV.5. Quelques propriétés électromagnétiques des métamatériaux.....	160
IV.5.1. L'inversion du rayonnement de Cerenkov.....	160
IV.5.2. L'inversion de l'effet doppler.....	161
IV.6. Extraction des paramètres effectifs.....	162
IV.6.1. Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir.....	162
IV.7. Résonateur à activité magnéto-électrique de type Psi ( $\Psi$ ).....	163
IV.8. Conception d'une antenne papillon en SIW-WUVM à base des résonateurs métamatériaux $\Psi$ .....	166
IV.9. Conclusion.....	169
Références Bibliographique du chapitre IV.....	170
Conclusion Générale.....	173

### **Annexes**

## Liste Des Abréviations

GIS	Guides d'ondes Intégrés au Substrat
SIW	Substrate Integrated Waveguide
REM	Rayonnement Electromagnétique
TE	Transversal Electric
TM	Transversal Magnetic
TEM	Transversal Electromagnétique
HFSS	<i>High</i> Frequency Structure Simulation
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
MOM	Method Of Moment
PCB	Printed Circuit Board
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
SIFW	Substrate Integrated Folded Waveguide
HMSIW	Half-Mode Substrate Integrated Waveguide
FHMSIW	Folded Half-Mode Substrate-Integrated Waveguide
SISW	Substrate Integrated Slab Waveguide
RSIW	Ridge Substrate Integrated Waveguide
SW-SIW	Slow Wave SIW
CPW	Coplanar Waveguide
SoS	System-on-Substrate
ALTSA	Antipodal Linearly Tapered Slot Antenna
MIMO	Multi-Input Multi-Output
RFID	Radio Frequency Identification
WLAN	Wireless Local Area Network
UWB	Ultra Wide Band
LTE	Long-Term Evolution
GPS	Global Positioning System
MLT	Modèle Ligne de Transmission
CSIW	Circular Substrate Integrated Waveguide
SIW-WUVM	Substrate Integrated Waveguide Without Upper Vias Metalization
CSIW-WUVM	Circular Substrate Integrated Waveguide Without Upper Vias Metalization
VNA	Analyseur de réseau vectoriel
RWG	Rectangular Wave Guide
ANN	Artificiel Neural Network

PMC	Perceptron Multi Couche
MLP	Multi Layer Perceptron
MSE	Mean Square Error
FFBP	Feed Forward Back-Propagation
MSA	Microstrip Antenna
CST-MWS	Computer Simulation Technology-Microwave Studio.
FIT	Finite Integration Technique
EM-MTMs	Electromagnetic Metamaterials
DPS	Double Positive Metamaterial
MMD	Matériaux Main Droite
ENG	Epsilon-Negative Metamaterial
MNG	$\mu$ -Negative Metamaterial
DNG	Double Negative Metamaterial
LH	Left Handed
NRW	Nicolson-Ross-Weir
PBA	Perfect Boundary Approximation
EM	Electromagnetic

## Liste des figures

**Figure I.1:** Spectre électromagnétique [2]

**Figure I.2 :** Schéma de principe d'un système de radiocommunication.

**Figure I.3:** Quelques exemples de guide d'ondes.

**Figure I.4 :** Les différentes formes de guide d'ondes.

**Figure I.5:** guide d'onde rectangulaire.

**Figure I.6:** Ordre d'apparition des modes  $TE_{mn}$  dans un guide d'onde rectangulaire ( $a*b$ ) avec  $a>b$

**Figure I.7:** Caractéristiques de dispersion du guide d'ondes WR75 ( $a = 18.35$  mm,  $b = 9.175$  mm) pour les cinq premiers modes

**Figure I.8:** Mode  $TE_{10}$

**Figure I.9:** Mode  $TE_{20}$

**Figure I.10:** Mode  $TE_{01}$

**Figure I.11:** Tendances chronologiques des enregistrements de publications liées au SIW dans (a) la communauté IEEE (données IEEE Xplore) et (b) la communauté mondiale (données Google Scholar), générées à partir des mots-clés SIW.

**Figure I.12:** Configuration du guide d'ondes intégré au substrat.

**Figure I.13:** Géométrie d'un guide d'ondes intégré au substrat (vue de dessus).

**Figure I.14:** Modèle de champ électrique du mode fondamental SIW (vue de face).

**Figure I.15.** Modélisation des composants SIW basée sur le concept de guide d'onde équivalent : (a) composant SIW d'origine ; (b) géométrie simplifiée.

**Figure I.16:** Région d'intérêt pour la conception des structures SIW dans le plan d/P (© 2006 IEEE. Réimprimé avec permission).

**Figure I.17:** Différentes topologies de SIW: (a) SIFW, (b) HMSIW, (c) SISW et (d) RSIW

**Figure I.18:** (a) vue en 3D et (b) vue en coupe transversale du SW-SIW.

**Figure I.19.** Transition de la ligne micro-ruban vers un guide SIW.

**Figure I.20:** Transition guide d'ondes coplanaire vers SIW avec fente de courbure à 90 °.

**Figure I.21:** Plusieurs topologies de filtres: (a) Filtre avec bornes inductives asymétriques, (b) Filtre avec bornes inductives symétriques, (c) Filtre avec cavités circulaires, et (d) Filtre avec cavités rectangulaires et couplage croisé.

**Figure I.22:** (a) Schéma fonctionnel et (b) image de la matrice 4x4 Butler [57].

**Figure I.23:** Topologies des antennes: (a) ALTSA, (b) antenne cornet, (c) antenne à onde fuite et (d) réseau d'antennes.

**Figure I.24.** Antenne SIW proposée: Vue de face : (a) 3D et (b) 2D

**Figure I.25.** Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne en SIW proposée.

**Figure I.26.** Evolution du coefficient de réflexion optimisé en fonction de la fréquence de l'antenne Apple proposée avec les paramètres d'optimisation suivantes :  $L_t=4\text{mm}$ ,  $P=1\text{mm}$ ,  $d_{\text{SIW}}=0.55\text{mm}$

**Figure.I.27.** Diagrammes de rayonnement de l'antenne Apple optimisée

**Figure.I.28.** Gain de 2D et 3D en bande K de l'antenne Apple optimisée

**Figure II.1:** L'antenne comme zone de transition entre les ondes guidées et les ondes qui se propagent.

**Figure II.2:** Schéma de circuit équivalent de l'antenne

**Figure II.3:** Antenne patch rectangulaire

**Figure II.4:** Dipôle de Hertz sur une antenne micro-ruban

**Figure II.5:** Onde de surface dans une antenne micro-ruban

**Figure II.6:** Ondes de fuite dans une antenne micro-ruban

**Figure II.7:** Antenne micro-ruban et système de coordonnées

**Figure II.8:** Formes représentatives des éléments de patch micro-ruban

**Figure II.9:** Alimentation par une ligne micro-ruban

**Figure II.10:** Alimentation coaxiale

**Figure II.11:** Alimentation couplée par l'ouverture

**Figure II.12:** Alimentation couplée par proximité

**Figure II.14:** Antenne micro-ruban rectangulaire: (a) Vue de dessus, (b) vue latérale

**Figure II.15:** Lignes de champ électrique et géométrie de constante diélectrique effective.

**Figure II.16:** Longueurs physiques et effectives du patch rectangulaire micro-ruban

**Figure II.17:** Circuit équivalent de modèle de transmission

**Figure II.18:** Variation de la Conductance des fentes en fonction de la largeur des fentes

**Figure II.19:** Alimentation micro-ruban à encoches et variation de la résistance d'entrée normalisée.

**Figure II.20:** modèle de la cavité.

**Figure II.21:** Distribution de charge et création de densité de courant sur le patch Microstrip

**Figure II.22:** Configuration des champs (modes) d'une antenne patch rectangulaire.

**Figure II.23.** Résonateurs SIW de formes rectangulaires et circulaire.

**Figure II.24:** Cavité circulaire

**Figure II.25:** Cavité circulaire en SIW

**Figure. II.26.**Nouvelle topologie de la cavité circulaire SIW sans métallisation supérieure des vias

**Figure II.27:** Influence du rayon sur la répartition du champ électrique et la réponse fréquentielle

**Figure II.28.** Distributions du champ électromagnétique de la nouvelle cavité circulaire SIW-WUVM à 20 GHz

**Figure II.29.** Paramètres de diffusion simulés de la nouvelle cavité circulaire SIW-WUVM

**Figure II.30.** Configuration de l'antenne à encoches avec fentes en forme de drapeau en SIW

**Figure II.31.** Configuration de l'antenne avec fentes en forme de drapeau en SIW-WUVM : a- 2D et b- 3D

**Figure II.32.** Coefficients de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en forme de drapeau Algérien à fentes: (a) Antenne SIW, (b) Antenne SIW-WUVM, (c) Comparaison.

**Figure. II.33.** Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne à fentes en forme de drapeau Algérien (a) en SIW, (b) en SIW-WUVM.

**Figure. II.34.** Gains en 3D simulés de l'antenne à fentes en forme de drapeau Algérien (a) en SIW, (b) en SIW-WUVM.

**Figure. II.35.** Distribution du champ électrique simulé de l'antenne à fentes en forme de drapeau Algérien (a) en SIW, (b) en SIW-WUVM.

**Figure III.1:** Structure d'un neurone

**Figure III.2:** Evolution de la conception de l'antenne circulaire: 1- patch circulaire, 2- Patch en dents de scie, 3- patch en dents de scie à fente, 4- patch en dents de scie à fente en SIW-WUVM.

**Figure III.3:** Configurations des antennes en dents de scie en CSIW-WUVM. (a) Fente circulaire, (b) Fente octogonale.

**Figure III.4:** Modèle de synthèse basé sur FFBP-ANN pour la conception d'une antenne en dents de scie CSIW-WUVM à fente octogonale

**Figure. III.5.** Évaluation de l'erreur quadratique moyenne

**Figure. III.6.** Diagramme de régression du réseau

**Figure.III.7:** Coefficients de réflexion de l'antenne en fonction des fréquences simulées par HFSS : avec fentes circulaire et octogonale.

**Figure III.8:** Paramètres électriques de l'antenne en dents de scie en CSIW-WUVM

**Figure.III.9:**Optimisation des Coefficients de réflexion en fonction de la fréquence

**Figure.III.10:** Comparaison des six itérations de coefficients de réflexion de l'antenne en dents de scie à fente octogonale.

**Figure.III.11:** Optimisation de Gains 2D, 3D et champ électrique de l'antenne en dents de scie à fente octogonale.

**Figure.III.12:** Optimisation de diagrammes de rayonnement Plan E et plan H aux fréquences de coupure de l'antenne en dents de scie à fente octogonale.

**Figure.III.13:** Impédances d'entrées pour l'antenne optimisée: partie réelle (a) et partie imaginaire (b).

**Figure III.14.** Réseau d'antennes schématisé avec son alimentation parallèle

**Figure III.15:** Alimentation d'un réseau d'antennes patch. (a)-série (b)-parallèle

**Figure III.16:** Schéma générique d'un réseau planaire d'antennes

**Figure III.17.** La configuration géométrique d'un réseau circulaire

**Figure III. 18.** Géométries des réseaux d'antennes à 1x2 en CSIW-WUVM (a) Sans encoches (b) Avec encoches

**Figure III.19.** Coefficients de réflexion des réseaux à 1x2 éléments en CSIW-WUVM :a) Avec encoches, b) Sans encoches

**Figure III.20.** Diagrammes de rayonnement simulés de réseaux d'antennes à 1x2 éléments

**Figure III.21.** Les gains simulés en 3D pour les deux réseaux d'antennes 1x2 éléments

**Figure III.22.** Distributions du champ électrique pour les réseaux d'antennes à 1x2 éléments (a) sans encoches (b) avec encoches.

**Figure.III.23.** Configuration du réseau d'antennes à 2 × 2 éléments. Vue 3D avec différentes couches; et (en bas): vue latérale.

**Fig.III.24.** Impédance d'entrée réelle et imaginaire de réseau d'antennes à 2x2 éléments

**Figure III.25.** Résultats simulés de réseau d'antennes à 2x2 éléments en CSIW-WUVM : (a) Coefficient de réflexion  $S_{11}$ , (b) Gain en 2D et 3D pour 13.18 GHz,(c) Gain en 2D et 3D pour 21.54 GHz, et (d) Gain réalisé pour les fréquences 13.18 GHz et 21.54 GHz.

**Figure III.26.** Diagrammes de rayonnement simulés du réseau d'antennes à 2x2 éléments

**Figure III.27.** Les champs électriques simulés du réseau d'antennes à 2x2 éléments A la fréquence 13.18 GHz, (b) A la fréquence 21.54 GHz.

**Figure III.28.** Les coefficients  $S_{11}$  obtenus à partir de CST et HFSS (a) Réseau d'antennes à 1x2 éléments et (b) Réseau d'antennes à 2x2 éléments.

**Figure III.29.** Gains et des distributions des champs électriques des deux réseaux d'antennes en dents de scie obtenus avec HFSS et CST (a) réseau à 1x2 éléments (b) réseau à 2x2 éléments.

**Figure IV.1.** Prototype de l'antenne papillon alimentée par un câble coaxial

**Figure IV.2 :** Les coefficients  $|S_{11}|$  pour différentes valeurs de position  $X_f$

**Figure IV.3 :** Le coefficient  $|S_{11}|$  pour différentes valeurs de position  $Y_f$

**Figure IV.4 :** Le coefficient  $|S_{11}|$  pour les valeurs optimales de  $X_f$  et  $Y_f$  ( $X_f = -3.8\text{mm}$ ,  $Y_f = 4\text{mm}$ ).

**Figure. IV. 5.** le diagramme de rayonnement pour la fréquence 1025 GHz aux plans  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$  (2D).

**Figure. IV. 6.** Le gain pour la fréquence 10.25 GHz

**Figure. IV.7.** La distribution du champ électrique pour la fréquence 10.25 GHz.

**Figure. IV.8.** La distribution du champ magnétique pour la fréquence 10.25 GHz.

**Figure IV.9.** Antenne en SIW-WUVM alimentée par un câble coaxial

**Figure IV.10:** Les coefficients  $|S_{11}|$  de l'antenne papillon patch et l'antenne papillon en SIW-WUVM

**Figure. IV. 11.** Les diagrammes de rayonnement à la fréquence 10 GHz aux plans  $\phi=0^\circ$  et  $\phi=90^\circ$  (2D)

**Figure. IV. 12.** Le gain à la fréquence 10 GHz

**Figure. IV.13.** La distribution du champ électrique à la fréquence 10GHz.

**Figure. IV.14.** La distribution du champ magnétique à la fréquence 10GHz.

**Figure IV.15:** Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et perméabilité  $\mu$ .

**Figure IV.16.** Schéma de réflexion-transmission d'une onde plane lors d'un saut d'indice : réfraction normale à droite, et réfraction négative à gauche.

**Figure IV.17:** Trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  d'une onde électromagnétique plane. a) milieu conventionnel b) milieu main gauche.

**Figure IV.18 :** Réseau des fils métalliques cylindriques à permittivité négative.

**Figure IV.19:** La structure rouleau suisse (Swiss-Roll) introduite par Pendry, (a) vue de face, (b) vue de profil.

**Figure IV.20 :** Perméabilités calculée et mesurée pour un rouleau suisse de 35-tours.

**Figure IV.21:** Structure RAF présentant  $\mu$  négative/  $\epsilon$  positive quand  $H // y$ .

**Figure IV.22 :** Variations de la perméabilité en fonction de la fréquence de travail.

**Figure IV.23:** Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmaz et Martin.

**Figure IV.24 :** Motif tridimensionnel proposé par Balmaz et Martin : (a) Structure composée de trois RAFs identiques perpendiculaires l'un à l'autre, (b) Structure composée de trois RAFs de dimensions différentes perpendiculaires l'un à l'autre.

**Figure IV.25:** Modèle du circuit équivalent du RAF circulaire: (a) Configuration d'un RAF double. (b) Configuration simple d'un RAF [13].

**Figure IV.26:** Association d'un réseau de tiges avec des SRRs périodiques.

**Figure IV.27 :** Structures de résonateurs présentant un indice de réfraction négatif. (a) Résonateur en « oméga » (b) Résonateur en « S ».

**Figure IV.28 :** Illustration de l'effet Cerenkov. (a) Milieu conventionnel ( $n > 0$ ) : le front d'onde sphérique se déplace dans le sens opposé à la source à la vitesse  $c/n$ , Milieu main-gauche ( $n < 0$ ) : le front d'onde sphérique se déplace dans le même sens que la source à la vitesse  $c/|n|$ .

**Figure IV.29:** Effet Doppler dans un milieu RH et LH. S est la source qui émet une onde électromagnétique sphérique et O est un observateur situé qui détecte l'onde émise par S dans la direction  $\theta = 0$ . (a) Dans un milieu conventionnel  $\Delta\omega > 0$ . (b) Dans un milieu main-gauche ( $\Delta\omega < 0$ ).

**Figure. IV.30.** La configuration de cellule unitaire de métamatériaux de type  $\Psi$

**Figure IV. 31.** Coefficients de réflexion et de transmission en dB obtenus par HFSS pour le résonateur  $\Psi$ .

**Figure. IV.32.** Paramètres effectifs du résonateur proposé  $\Psi$

**Figure IV.33.** Géométrie de l'antenne papillon en SIW-WUVM à base de  $\Psi$ .

**Figure IV.34.** Coefficients de réflexion de l'antenne : patch seul, en SIW-WUVM sans MTM et en SIW-WUVM avec MTM

**Figure IV.35.** Caractéristiques électrique de l'antenne papillon en SIW-WUVM avec MTM : (a) Diagramme de rayonnement (b) Le gain.

**Figure IV. 36.** La distribution du champ : (a) électrique, et (b) magnétique

## Liste des tableaux

<b>Tableau I.1</b>	Dimensions de l'antenne proposée
<b>Tableau II. 1</b>	Les valeurs des coefficients $P'mn$ et $Pmn$ des fonctions de Bessel de premier type
<b>Tableau II.2</b>	Coefficients $\alpha_0, \alpha_1$ dans l'équation II.30
<b>Tableau II.3</b>	Les paramètres d'antenne proposée
<b>Tableau II.4</b>	Comparaison de performances de deux antennes
<b>Tableau III.1</b>	Les différentes largeurs de bande et gains des trois premières étapes
<b>Tableau III.2</b>	Les paramètres d'antennes proposés en dents de scie
<b>Tableau III.3</b>	Paramètres du réseau d'antennes à 1x2 éléments
<b>Tableau III.4</b>	Comparaison du gain, du coefficient de réflexion et de la bande passante pour les trois configurations simulées
<b>Tableau III.5</b>	Comparaison entre nos résultats et les résultats des autres références.
<b>Tableau III.6</b>	Le gain, $S_{11}$ et la bande passante simulés pour les réseaux d'antennes au moyen des CST et HFSS
<b>Tableau IV.1</b>	Paramètres des trois topologies des antennes proposées à 10 GHz
<b>Tableau A.1</b>	Les guides d'ondes rectangulaires standards avec leurs fréquences de coupure

# **Introduction Générale**



## INTRODUCTION GENERALE

L'énorme développement des techniques et des systèmes de communication sans fil a conduit à une rapide évolution de la conception des antennes. En effet, l'antenne étant un élément incontournable dans ce type de communication, Elle est nécessaire à l'émission et à la réception d'un système de transmission de données [1].

Les contraintes de fiabilité et d'encombrement sont particulièrement drastiques du fait de l'environnement de fonctionnement. Cependant, l'amélioration de la précision et de la fiabilité, à la fois dans la confection des matériaux et dans les technologies de fabrication des antennes, ouvre de nouvelles perspectives d'innovation et d'amélioration des antennes.

La diminution de la taille de l'antenne et l'amélioration de ses performances deviennent alors des enjeux primordiaux.

L'antenne patch planaire est une des structures d'antennes les plus utilisées dans les systèmes de communication sans fil, grâce aux avantages qu'elle présente tels que son faible coût de fabrication et sa facilité d'encombrement. Elle est fabriquée directement sur un substrat diélectrique et à cause de leur facilité d'intégration ces antennes restent les plus utilisées pour la fabrication des composants intégrés. Malheureusement la technologie des lignes micro-ruban souffre des interférences et des pertes de puissance [2].

Pour pallier ces problèmes, l'antenne volumique représentée par la technologie des guides d'ondes rectangulaires classiques propose un facteur important de qualité et minimise la perte lors de la transmission. Cependant, leurs fabrications sont limitées par la fréquence utilisée et par conséquent leurs tailles et leurs poids affectent l'exploitation de ces guides dans les antennes micro-ondes [3].

Afin de surmonter plusieurs limitations intrinsèques de ce type d'antenne telles que : la bande passante étroite, le faible gain et la dégradation de l'efficacité de rayonnement aux fréquences élevées, la technologie guide d'ondes intégrée au substrat GIS (*Guide Intégré au Substrat*) ou en anglais SIW (*Substrat Integrated Waveguide*) est privilégiée [4].

Cette technologie se base sur une approche regroupant la ligne planaire de type micro-ruban avec des faces latérales métallisées, ces murs latéraux sont majoritairement constitués de trous métallisés (ou vias). Le diamètre et l'espacement des vias sont dimensionnés de telle sorte qu'ils constituent un mur électrique parfait ou quasi parfait à la fréquence de résonance du



mode considéré, ainsi sont formées des cavités intégrées au substrat, dans lesquelles se propagent des modes volumiques.

Les avantages de la technologie des guides SIW requièrent le développement des méthodes numériques pour une simulation plus efficace, en effet pour la conception des antennes SIW, l'ingénierie moderne requise sur l'utilisation des logiciels CAO (Conception assistée par ordinateur), qui sont des outils informatiques basés sur des méthodes d'analyse et de calcul tels que la méthode des éléments finis, la méthode intégrations finies, la méthode des moments,...etc. Afin de résoudre spécifiquement le problème lié à des phénomènes électromagnétiques, ce qui aide progressivement au développement des systèmes de télécommunications hautes fréquences [5].

Les travaux de cette thèse ont ainsi été motivés par ce souci d'apporter toujours plus de performance et de fiabilité, pour un encombrement moindre en tirant profit du potentiel offert par la technologie SIW.

Le but principal de ces travaux consiste à étudier, concevoir et optimiser de nouvelles structures d'antennes SIW compactes, avec une bonne adaptation et à fort gain sans renoncer à la facilité d'intégration avec d'autres circuits.

La détermination des paramètres hyperfréquences de ces antennes (fréquence de résonance, bande passante, diagramme de rayonnement et gain) seront effectués à l'aide de deux logiciels de simulation électromagnétique : HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) et CST (*Computer Simulation Technology*).

Pour augmenter le gain et améliorer la bande passante, nous allons concevoir des réseaux d'antennes en SIW. Le diagramme de rayonnement en zone lointaine, l'adaptation, la bande passante et le gain seront les principaux paramètres à considérer en bandes  $Ku/K$ .

Pour garantir un bon fonctionnement des antennes proposées, nous allons exploiter la méthode d'optimisation réseaux de neurones artificiels. Ce modèle de conception assistée par ordinateur, est capable de prévoir exactement les fréquences de résonance des antennes circulaires SIW. Cela prend seulement quelques microsecondes pour produire les fréquences de résonance sur un ordinateur individuel moderne. Le modèle neuronal est très rapide pour fournir les sorties désirées.

Ce manuscrit est scindé en quatre chapitres, conclusion générale, une bibliographie et trois annexes. Il est présenté comme suit:



Dans le premier chapitre, nous allons dresser tout d'abord un état de l'art sur les guides d'ondes métalliques. Les caractéristiques des guides d'ondes classiques seront décrites et nous présentons aussi les formulations théoriques pour les guides d'onde rectangulaire et circulaire. La seconde partie de ce premier chapitre vise à *présenter des généralités* sur les guides SIW. L'historique, les caractéristiques modales, la constante de propagation et les différents exemples de circuits SIW seront présentés.

Cette technique hérite à la fois du bien-fondé des techniques micro-ruban pour la compacité et la facilité d'intégration, et du guide d'ondes pour les faibles pertes de rayonnement, ce qui ouvre une nouvelle voie à la conception de circuits micro-ondes et des antennes à faible coût.

Dans le deuxième chapitre un bref état de l'art des antennes planaires est dressé. En premier lieu, un rappel sur quelques caractéristiques principales des antennes suivi d'une description de l'antenne patch, leurs avantages, leurs inconvénients, leurs techniques d'alimentation et leurs modèles de l'analyse seront présentés.

Puis, l'état de l'art se focalisera sur les antennes en technologie SIW, en commençant par la présentation des cavités SIW les plus courantes en hyperfréquences.

Afin d'améliorer cette technologie, une partie de ce chapitre proposera une nouvelle topologie circulaire *GIS-Sans Métallisations Supérieures des Vias* : GIS-SMSV (ou *SIW-Without Uper Vias Metalization SIW-WUVM* en Anglais) fonctionnant dans la bande *Ku* (12.4-18 GHz).

Ce chapitre est clôturé par l'exploitation de cette nouvelle topologie pour la conception des antennes circulaires SIW-WUVM en forme de drapeau Algérien. Les performances de cette antenne seront également comparées avec la même topologie d'antenne en SIW conventionnel.

Le troisième chapitre sera consacré tout d'abord à une étude bibliographique portant sur les notions fondamentales relatives au perceptron multicouche MLP avec son algorithme d'apprentissage, la rétro-propagation des erreurs ainsi que leurs propriétés mathématiques et les principaux types des réseaux de neurones. Nous nous attacherons à détailler le type de réseau de neurones utilisé dans notre thèse (MLP), et plus particulièrement ses propriétés et sa mise en œuvre.

Nous nous intéresserons ensuite à la conception des antennes en dents de scie avec des fentes en formes circulaire et octogonale au moyen de logiciel HFSS.



*Le réseau de neurones sera exploité* pour optimiser les performances de l'antenne à fente octogonale en termes de coefficient de réflexion, de gain et de bande passante pour atteindre les mêmes performances que celle de l'antenne à fente circulaire.

La modélisation neuronale inversée est utilisée pour la détermination des dimensions de cette antenne en SIW-WUVM pour des fréquences de résonance données.

Afin d'améliorer encore ces performances, nous allons concevoir au moyen d'HFSS, des réseaux d'antennes à 1x2 éléments et à 2x2 éléments en utilisant l'antenne SIW-WUVM précédente en dents de scie comme élément de base.

Des études comparatives seront effectuées avec un autre logiciel CST-Microwave Studio pour valider les résultats obtenus.

L'objectif du dernier chapitre est de proposer de nouvelles architectures d'antennes miniatures SIW-WUVM en utilisant les métamatériaux.

Dans un premier temps, nous donnons un bref aperçu sur ce type de matériaux. Puis nous définissons le type de résonateur proposé ainsi que la méthode utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs (perméabilité, permittivité et indice de réfraction) à partir des coefficients de réflexion «  $S_{11}$  » et de transmission «  $S_{21}$  » suivi des simulations qui seront réalisées au moyen des logiciels ANSYS HFSS et Matlab.

Une cellule métamatériaux de forme "Psi" à indice de réfraction négatif sera proposée comme cellule unitaire pour la conception d'une antenne papillon en SIW-WUVM.

Nous allons regarder l'impact de ce type de résonateur sur l'antenne papillon en SIW-WUVM en bande X. La position de résonateur par rapport à l'antenne a été optimisée afin d'atteindre les meilleures performances en bande passante, adaptation et gain.

Pour conclure ce manuscrit, nous donnons une conclusion générale de cette thèse, en énumérant les différentes phases importantes de ce manuscrit. On parlera aussi des perspectives pour des travaux futures.

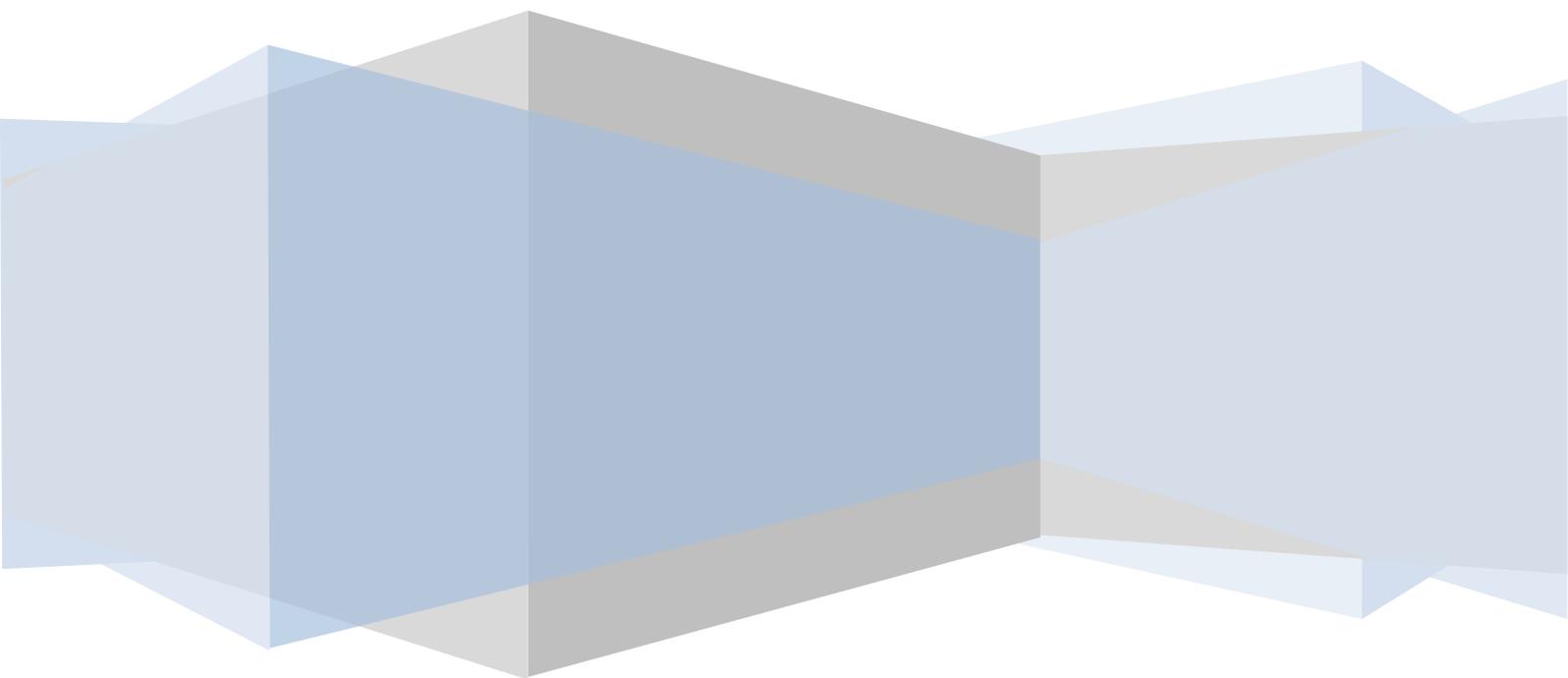
Pour aider le lecteur à bien se servir de ce travail, une liste de références bibliographiques sera donnée à la fin de chaque chapitre et des annexes seront ajoutées à la fin de ce manuscrit.

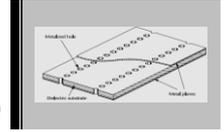


### Bibliographie de l'introduction générale

- [1] Pozar, D. M., "Microwave Engineering", *John Wiley and Sons*, New York, 1998.
- [2] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas", *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 79–81, January 1992.
- [3] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", *Hoboken, NJ:Wiley*, ch. 14, 2016.
- [4] Nouri Keltouma, "Conception, réalisation et caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologie guides d'ondes et SIW application aux systèmes de communications", *Thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaid*, Tlemcen, 2008.
- [5] Bozzi. M., Deslandes. D, Arcioni. P, Perregrini, L., Wu, K., Conciauro, G., "Efficient analysis and experimental verification of substrate integrated slab waveguides for wideband microwave applications", *Int. J. RF Microw. Comput. Aided Eng.*, Vol. 15, no. 3, pp. 296–306, 2005.

*Chapitre I*  
*Etats de l'art des guides d'ondes*  
*intégrées aux substrats (SIW)*





### I.1. Introduction

À ce jour, les dispositifs réalisés sous la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (GIS) en anglais « *Substrate Integrated Waveguide (SIW)* » sont relevés dans la littérature, comme étant les composants les plus efficaces pour faire face aux défis de bas coûts de production et de bonnes performances pour les applications des systèmes de télécommunications [1].

Ainsi depuis les années 2000, cette technologie se présente comme l'une des meilleures options pour la réalisation de systèmes micro-ondes, grâce à leurs avantages tels que, par exemple, les faibles pertes, la facilité d'intégrer à un environnement planaire, l'isolation élevée et la taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût.

L'évolution de cette technologie SIW s'accompagne en particulier d'une conception des antennes à hautes fréquences permettant d'atteindre une grande précision de fabrication et de répondre à des performances électriques de plus en plus ambitieuses.

Ce premier chapitre présente un aperçu assez général sur le guide d'ondes intégré au substrat. Leur principe de fonctionnement, leur mécanisme de pertes et leurs différentes considérations pour la conception d'un composant SIW sont abordés [1].

### I.2. Rayonnement électromagnétique

Le rayonnement électromagnétique (REM) se compose principalement d'ondes électromagnétiques qui peuvent être divisées en champs électriques et magnétiques transversaux se propageant à la vitesse de la lumière à travers le vide. Ces ondes sont caractérisées par la fréquence ou la longueur d'onde de leurs oscillations constituant le spectre électromagnétique tel que représenté sur la figure (I.1).

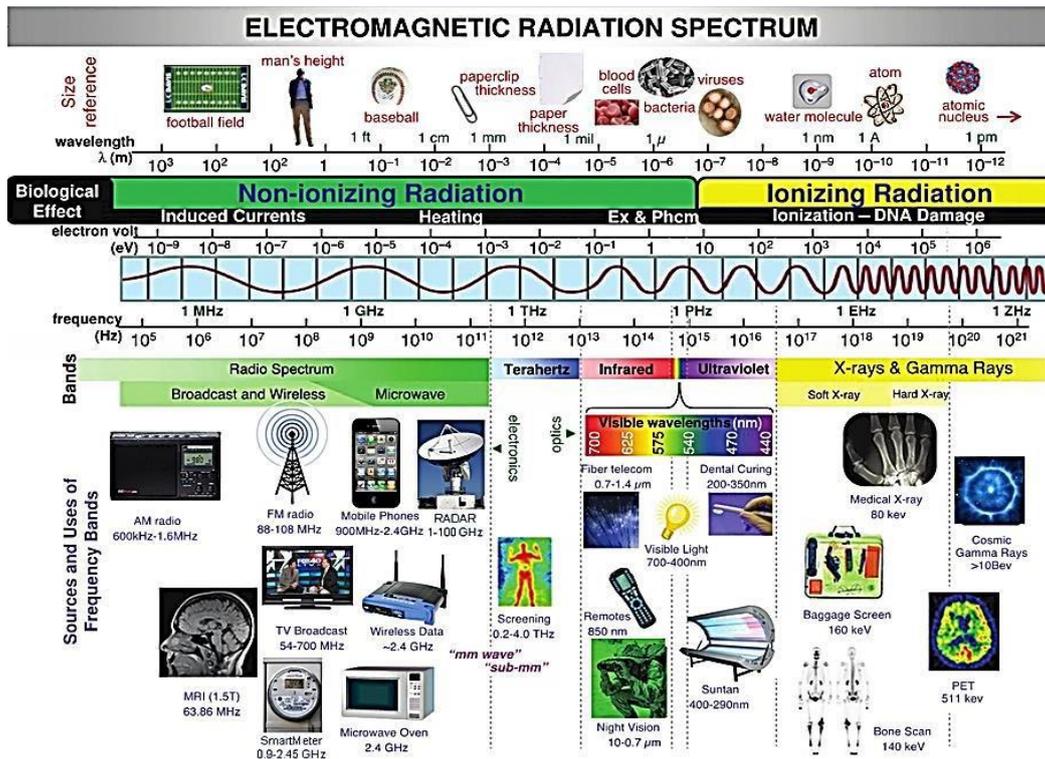
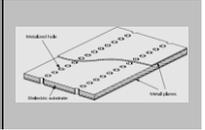
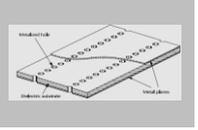


Figure I.1: Spectre électromagnétique [2]

La théorie de l'optique physique est apparue au 17<sup>ème</sup> siècle avec les travaux de recherche de Christiaan Huygens. Ses recherches portent principalement sur la loi de la réflexion et de la réfraction pour prédire le comportement des ondes. Ensuite, Augustin Fresnel a continué à travailler sur le domaine optique et a développé le concept de longueur d'onde et d'interférence [3- 4].

Au milieu du 19<sup>ème</sup> siècle, James Clerk Maxwell a résumé les lois électromagnétiques développées par Gauss, Ampère, Faraday et autres, et introduit les équations de Maxwell données par (I.1) à (I.5)[5-6]. Il a réussi à prévoir l'existence d'ondes électromagnétiques et a démontré que la lumière est une onde électromagnétique. Ces équations consistent en un ensemble d'équations aux dérivées partielles qui décrivent comment les champs électrique et magnétique sont générés et modifiés les uns par les autres, ou par des charges et des courants à un niveau macroscopique.



$$\text{Maxwell-Faraday} \quad \overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = \frac{-d\vec{B}}{dt} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Maxwell-Ampère} \quad \overrightarrow{\text{rot}} \vec{B} = \mu_0 \left( \vec{J} + \epsilon_r \epsilon_0 \frac{d\vec{E}}{dt} \right) \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Maxwell-Gauss} \quad \text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Maxwell-Thomson} \quad \text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I.4})$$

$$\text{Lorentz} \quad \vec{F}_L = q(\vec{E} + \vec{v} * \vec{B}) \quad (\text{I.5})$$

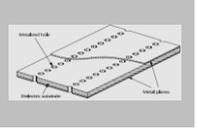
On note:

- ✓  $\rho$ : est la densité volumique de charge électrique.
- ✓  $\vec{J}$ : est la densité de courant.
- ✓  $\vec{E}$ : est le champ électrique.
- ✓  $\vec{B}$ : est l'induction magnétique.
- ✓  $\epsilon_0$ : est la permittivité diélectrique dans le vide.
- ✓  $\mu_0$ : est la perméabilité magnétique dans le vide.
- ✓  $\vec{F}_L$ : est la force de Lorentz.
- ✓  $q$ : est la charge électrique.
- ✓  $\vec{v}$ : est la vitesse de la particule.

Plus tard, Heinrich Hertz, Alexander Popov, Edouard Branly et Nikola Tesla ont commencé à développer et à étudier des théories et des applications utilisant la radio à ondes courtes. Guglielmo Marconi est le premier à réussir à transférer un message de la Grande-Bretagne vers le Canada via l'océan Atlantique à l'aide d'un télégraphe sans fil en 1901. À partir de ce moment, le développement d'applications basées sur les ondes électromagnétiques s'accroît de plus en plus vite [7].

### I.2.1. Propagation dans l'espace libre

La propagation à l'intérieur d'un canal sans fil tel que l'air, l'espace ou l'eau de mer peut être modélisée par les ondes électromagnétiques subissent de nombreux effets tels que la réflexion, la diffraction et la diffusion en raison de la présence d'obstacles dans le canal. Ces phénomènes peuvent conduire à une augmentation des pertes de propagation qui doivent être pris en compte pour concevoir un système de transmission (émetteur, récepteur ou émetteur-récepteur) pour établir un *bilan de liaison* fiable.



L'effet de réflexion se produit lorsque les ondes électromagnétiques frappent un objet, tel que le sol, les bâtiments ou les murs, qui ont une taille plus grande que la longueur d'onde des ondes de propagation. De plus, si l'onde radio tombe sur un milieu de propagation ayant des propriétés électriques différentes, une partie de l'énergie est transmise et une partie est réfléchi. La diffraction consiste en un phénomène se produisant lorsqu'une onde progressive interagit avec une surface présentant de fortes irrégularités. Cela se produit dans le cas des gratte-ciel et crée une ombre région où l'énergie reçue diminue à mesure que l'utilisateur se déplace plus profondément. Le principe de Huygens peut expliquer l'effet de diffraction et décrit le champ dans la région d'ombre comme une somme de plusieurs sources secondaires produisant un nouveau front d'onde en direction du récepteur. Contrairement à l'effet de réflexion, la diffusion se manifeste lorsque l'obstacle sur le canal de propagation est plus petit que la longueur d'onde des ondes. Ces différents phénomènes peuvent conduire à un effet de perte par trajets multiples, augmentant ou diminuant la puissance reçue et doivent être inclus dans l'équation de propagation [8].

Dans le cas général, les antennes sont utilisées pour transmettre des signaux et impliquent que les équations d'espace libre sont principalement développées à l'intérieur de la région du champ lointain, également appelée région de Fraunhofer, où les ondes se propageant se comportent comme des ondes planes et la puissance décroît inversement avec la distance. Par conséquent, cette distance,  $d_f$ , est généralement représentée par l'équation (I.6) et dépend de la plus grande dimension,  $D$ , de l'antenne [8].

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (I.6)$$

L'équation la plus connue qui modélise la propagation en espace libre est l'équation de Friis donnée par l'équation (I.7) pour deux antennes en vue directe sans obstacles comme le montre la Figure. I.2 [8].

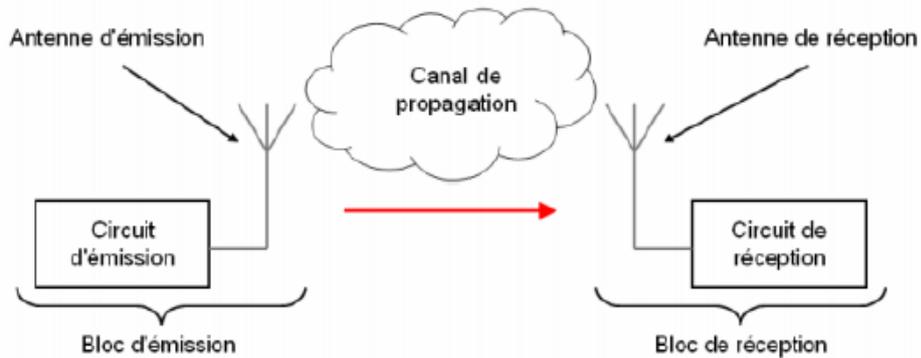
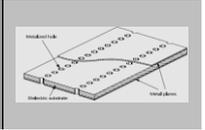


Figure I.2 : Schéma de principe d'un système de radiocommunication.

$$P_r(d) = \frac{P_e G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (I.7)$$

Où:  $P_e$  est la puissance émise,  $P_r(d)$  est la puissance reçue,  $G_r$  et  $G_t$  sont respectivement les gains des antennes du récepteur et de l'émetteur,  $d$  est la distance entre les antennes et  $L$  est le coefficient prenant en compte tous les effets perturbateurs. Il doit être notifié que le gain est lié à l'ouverture effective,  $A_e$ , qui dépend de la taille physique de chaque antenne comme décrit dans l'équation (I.8) [8].

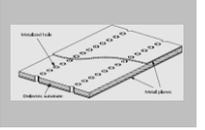
$$G = \eta_{rad} \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (I.8)$$

$\eta_{rad}$ : est l'efficacité de rayonnement.

Par conséquent, il est également facile de représenter l'atténuation subie par le signal de propagation à travers un canal sans fil. Elle est donnée par le rapport entre la puissance émise et la puissance reçue, appelée la perte de liaison « Path Loss, PL », et elle est exprimée par l'équation (I.9) [8].

$$PL(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_e}{P_r} \right) \quad (I.9)$$

Pour aller plus loin, certains chercheurs avaient tenté de trouver une meilleure équation que celle de Friis pour l'exploiter dans des applications spécifiques. Le modèle de Longley-Rice, le modèle de Durkin, le modèle d'Okumura et le modèle de Hata sont les plus utilisés pour le modèle de propagation en extérieur. À titre d'exemple, le modèle d'Okumura est principalement utilisé à l'intérieur de la zone urbaine de 100 MHz à 1900 MHz sur une distance comprise entre 1 km et 100 km [3]. Ce modèle a été essentiellement développé pour les télécommunications



mobiles. Il est basé sur une formule empirique obtenue à partir de nombreuses mesures d'atténuation du signal entre les stations de base et les téléphones mobiles. L'équation empirique des pertes de la liaison d'Okumura est donnée par l'équation suivante à une distance  $d$ .

$$PL_{dB}(d) = L_{(f_c,d)} + A_{mu(f_c,d)} - G(h_t) - G(h_r) - G_{AREA} \quad (I.10)$$

où:  $L_{(f_c,d)}$  est la perte sur le trajet en espace libre à une distance  $d$  et une fréquence porteuse  $f_c$ ,  $A_{mu(f_c,d)}$  est la perte sur le trajet en espace libre,  $G(h_t)$  et  $G(h_r)$  sont les gains de la station de base et de l'antenne mobile, et  $G_{AREA}$  est le gain qui change avec l'environnement.  $A_{mu(f_c,d)}$  et  $G_{AREA}$  sont déterminés par les expériences [8].

$G(h_t)$  et  $G(h_r)$  sont définis comme suit:

$$G(h_t) = 20 \log_{10} \left( \frac{h_t}{200} \right), \quad 30 \text{ m} < h_t < 1000 \text{ m} \quad (I.11)$$

$$G(h_r) = 10 \log_{10} \left( \frac{h_r}{3} \right), \quad h_r \leq 3 \text{ m} \quad (I.12)$$

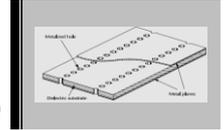
$h_r$  et  $h_t$  sont respectivement la hauteur de l'antenne de la station de base et de l'antenne du téléphone mobile. Ce modèle a une dérivation de 10 à 14 dB par rapport à l'affaiblissement empirique sur le trajet et à l'affaiblissement sur le trajet extrait de la mesure [8].

De plus, contrairement au modèle d'Okumura, il existe également des modèles de propagation en intérieur pour prendre en compte l'environnement spécifique lié à l'aménagement intérieur des bâtiments.

Par exemple, les distances parcourues sont plus petites qu'à l'extérieur et la composition de chaque paroi influe sur le canal de propagation. Lorsque le contrôle des ondes de propagation est requis par l'application et la forme du canal, il est nécessaire de modéliser le comportement des signaux en résolvant les équations de Maxwell [6].

Nous avons vu précédemment que l'antenne est un élément fondamental dans un système radioélectrique. Elle peut être conçue par plusieurs technologies planaire (miro-ruban, coplanaire,...) et volumique (guide, SIW,...).

Dans ce travail, nous allons mettre en lumière les deux technologies guides d'ondes classique et SIW. Puisque le *guide SIW est similaire* à celle d'un *guide d'ondes rectangulaire classique*, nous allons commencer notre étude par les guides d'ondes métalliques. Ensuite, nous focalisons notre étude sur la technologie SIW qui va être utilisée dans notre travail pour la conception des antennes à hautes fréquences.



### I.3.Généralités sur les guides d'ondes classiques

#### I.3.1-Définition d'un guide d'onde

En électromagnétisme et en ingénierie des communications, le terme guide d'onde peut se référer à toute structure linéaire véhiculant des ondes électromagnétiques entre ses extrémités. Cependant, la signification originale et la plus commune est un tuyau métallique creux utilisé pour transporter des ondes radio (Figure I.3) [9]. Ce guide d'ondes est utilisé comme une ligne de transmission principalement à des fréquences micro-ondes, dans le but de relier des émetteurs et récepteurs hyperfréquences à leurs antennes, dans des équipements tels que les radars, les communications par satellite et les liaisons radio hyperfréquences.

Un guide d'onde diélectrique utilise une tige diélectrique solide plutôt qu'un tuyau creux. Une fibre optique est un guide diélectrique conçu pour fonctionner à des fréquences optiques.

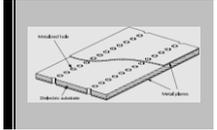
Les lignes de transmission telles que le micro-ruban, le guide d'onde coplanaire, le stripline ou le câble coaxial peuvent également être considérées comme des guides d'ondes.

Les ondes électromagnétiques *se propagent en zigzags à l'intérieur* du guide, et réfléchies de façon répétée entre les parois opposées du guide. Pour le cas particulier du guide d'ondes rectangulaire, il est possible de fonder une analyse exacte sur cette vue. Certaines structures, comme les guides d'ondes diélectriques non radiatifs et la ligne de Goubau [10], utilisent à la fois des parois métalliques et des surfaces diélectriques pour confiner l'onde.



Figure I.3: Quelques exemples de guide d'ondes.

On l'appelle, une *cavité* électromagnétique vide une enceinte délimitée par des parois conductrices.



Dans un guide d'onde, on peut produire des ondes progressives guidées qui subit aux:

- ❖ Equations de Maxwell
- ❖ Conditions aux limites sur les conducteurs métalliques [9].

Les guides d'ondes métalliques remplis par un diélectrique (ou vide) sont destinés pour les ondes hertziennes sous plusieurs formes telles que :

- **Le guide d'onde circulaire:** est en principe ceux qui représentent le moins de pertes. Il permet également de faire véhiculer deux signaux à polarisation orthogonale dans le même guide.
- **Le guide d'onde elliptique avec une ondulation longitudinale:** permet de réaliser des guides faciles à poser sur des distances importantes.
- **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 équipement ensemble [10].



Guide rectangulaire



Guide circulaire

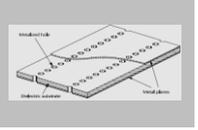


Guide elliptique

*Figure I.4 : Les différentes formes de guide d'ondes.*

### I.3.2. Modes de propagation dans le guide d'ondes

En fonction de la fréquence, les guides d'ondes peuvent être construits à partir de conducteurs ou des matériaux diélectriques. En règle générale, plus la fréquence à transmettre est grande, plus le guide d'ondes est petit et vice versa. Par exemple, le guide d'ondes naturel de la terre fournis par



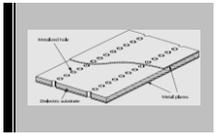
les dimensions entre l'ionosphère conductrice et le sol, ainsi que la circonférence à l'altitude moyenne de la Terre est résonant à 7,83 Hz. Ceci est connu comme la résonance Schumann [11]. Les guides d'ondes électromagnétiques sont analysés en résolvant les équations de Maxwell avec des conditions aux limites déterminées par les propriétés des matériaux et de leurs interfaces. Ces équations ont des multiples solutions ou des modes, qui sont des fonctions propres du système d'équations. Chacun de ces modes est caractérisé par une fréquence de coupure au-dessous de laquelle le mode ne peut pas exister dans le guide. Les modes de propagation des guides d'ondes dépendent de la longueur d'onde, la polarisation, la forme et la taille du guide. Le mode longitudinal d'un guide d'onde est un mode particulier formé par des ondes confinées dans la cavité.

Les modes transversaux sont classés selon différents types:

- ✚ Les modes TE (*Transverse Electrique*) ne présentent aucun champ électrique dans la direction de propagation.
- ✚ Les modes TM (*Transverse Magnétique*) ne présentent aucun champ magnétique dans la direction de propagation.
- ✚ Les modes TEM (*Transverse Electromagnétique*) n'ont aucun champ électrique, ni aucun champ magnétique dans la direction de propagation.
- ✚ Les modes hybrides ont à la fois des champs électriques et magnétiques dans la direction de propagation.

Dans les guides d'ondes creux (conducteur simple), les ondes TEM ne sont pas possibles, puisque les équations de Maxwell ne donneront que le champ électrique qui doit avoir une divergence nulle aux frontières, ce qui entraîne un champ nul (ou, de façon équivalente :  $\nabla^2\phi = 0$  avec les conditions aux limites). Les lignes de transmission à deux conducteurs sont utilisées aux fréquences basses; câble coaxial, ligne de fil parallèle et strip-line, dans lesquelles le mode TEM est possible. En outre, les modes de propagation (à savoir TE et TM) à l'intérieur du guide d'ondes peuvent être mathématiquement exprimés par la superposition d'ondes TEM [12].

Le mode avec la fréquence de coupure la plus basse est appelé le mode dominant du guide. Il est fréquent de choisir la taille du guide de manière à ce que seul ce mode puisse exister dans la bande de fréquences d'opération. Dans les guides d'ondes rectangulaires et circulaires (tubes creux), les modes dominants sont respectivement désignés par les modes  $TE_{10}$  et  $TE_{11}$  [13].



### I.3.3. Les guide d'ondes rectangulaires

Le guide rectangulaire est l'un des premiers types de lignes de transmission utilisés pour transporter des signaux hyperfréquences. Plusieurs composantes, tels que des coupleurs, détecteurs, ou atténuateurs sont disponibles commercialement pour des fréquences de 1GHz à plus de 220GHz. Bien que les circuits hyperfréquences sont de plus en plus miniaturisés, les guides rectangulaires sont encore utilisés à cause de leur capacité à transporter de grandes puissances [11].

Le guide rectangulaire est un guide ayant un seul conducteur, et donc il ne peut pas supporter de mode TEM. Les modes TE et TM ayant des fréquences de coupure, ce type de guide a une fréquence minimale d'opération.

La figure I.5 montre un exemple de guide rectangulaire. On suppose que le guide est rempli d'un diélectrique ayant une permittivité  $\epsilon$  et une perméabilité  $\mu$ . Par convention, le côté le plus long du guide est sur l'axe  $x$ , ce qui donne  $a > b$  (Annexe A) [14-15].

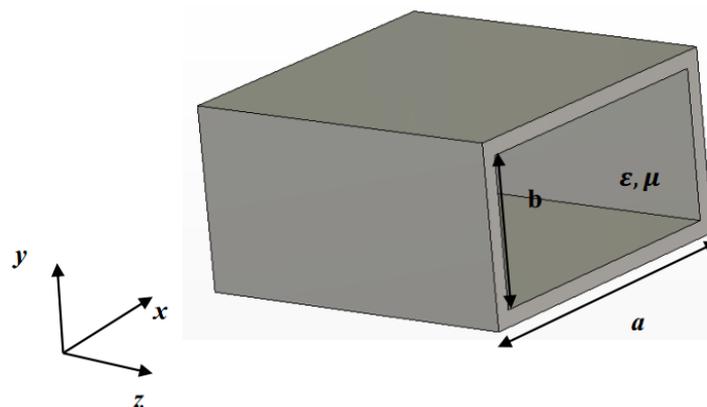


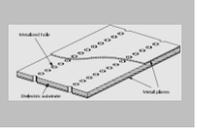
Figure I.5: Guide d'onde rectangulaire.

Ce guide est rempli par un diélectrique souvent l'air. Les champs sont confinés dans les quatre parois conductrices. L'axe  $z$  définit toujours la direction de propagation.

L'analyse d'un guide d'ondes rectangulaire repose donc sur la résolution des équations de Helmholtz associées à des conditions aux limites particulières. La résolution s'opère dans le plan d'une section droite du guide (problème ramené en 2D) en imposant une variation exponentielle complexe dans la direction de propagation [6-14].

Les équations de propagation des champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$  sont données par :

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{E} = 0 \quad (\text{I.13})$$



$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{H} = 0 \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$\omega$ : Présente la pulsation de l'onde et elle est donnée par:

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{I.15})$$

Pour une propagation d'une onde électromagnétique dans un guide d'ondes selon l'axe Oz, le champ électrique de l'onde incidente soit parallèle aux faces sur lesquelles cette onde va se réfléchir successivement. On peut exprimer les champs sous la forme:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.16})$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.17})$$

Avec :  $\gamma = \alpha + j\beta_g$  (I.18)

Où :

$\gamma, \alpha$  et  $\beta_g$  : représentent respectivement le coefficient de propagation, l'atténuation et la constante de propagation longitudinale.

$$\beta_g = \sqrt{k^2 - \left( \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{b} \right)^2 \right)} \quad (\text{I.19})$$

- ✓  $k$  : représente la constante de propagation dans le milieu diélectrique dans lequel se propage l'onde à la vitesse  $v$ :

$$k^2 = \omega^2 \epsilon \mu \quad (\text{I.20})$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{I.21})$$

Avec:

- ✓  $c$  : la vitesse de la lumière dans l'air donné par:

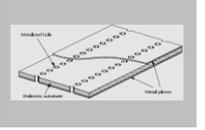
$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3 * 10^8 \text{ m/s}$$

Les équations (I.16) et (I.17) injectées respectivement dans (I.13) et (I.14) donnent :

$$\nabla_t^2 \vec{E} + (k^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (\text{I.22})$$

$$\nabla_t^2 \vec{H} + (k^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (\text{I.23})$$

Tel que :



$\nabla_t^2$ : représente le Laplacien transverse donné par :  $\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$

Et :

$$k_c^2 = k^2 + \gamma^2 \quad (I.24)$$

$k_c$  : est le nombre d'onde de coupure

Nous trouvons trois types de modes de propagation pour un guide d'ondes rectangulaire:

- Le mode transverse électrique TE caractérisé par  $E_z=0$  et  $H_z \neq 0$ .
- Le mode transverse magnétique TM caractérisé par  $H_z =0$  et  $E_z \neq 0$ .
- Le mode hybride caractérisé par  $E_z \neq 0$  et  $H_z \neq 0$ .

Le mode transverse électromagnétique TEM ( $E_z = H_z=0$ ) ne peut pas exister dans un guide fermé en raison de ses parois qui forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation.

### 1.3.3.1. Propagation des modes $TE_{mn}$

Il se propagera dans le guide des modes transverses électriques  $TE_{mn}$  si le champ  $E_z=0$ [16]:

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (I.25)$$

$$k_c^2 = \gamma^2 + k^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (I.26)$$

A partir de ces relations on peut déterminer toutes les composantes des modes  $TE_{mn}$  existant dans le guide d'ondes rectangulaire avec m et n des entiers positifs traduisant le nombre d'extrémums du champ électromagnétique respectivement dans les directions x et y.

Les expressions du champ électromagnétique de ces modes, sont les suivantes [16]:

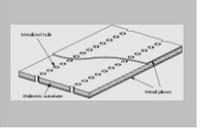
$$E_x = H_0 \cdot \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (I.27.a)$$

$$E_y = -H_0 \frac{j\mu\varepsilon}{k_c^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (I.27.b)$$

$$E_z(x, y) = 0 \quad (I.27.c)$$

$$H_x = H_0 \frac{j\beta}{k_c^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (I.27.d)$$

$$H_y = H_0 \frac{j\beta}{k_c^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (I.27.e)$$



$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta_g z} \quad (\text{I.27.f})$$

$H_0$  : est l'amplitude de champ magnétique dont les répartitions spatiales dans une section droite du guide ne dépendent que de (x et y) en l'absence d'atténuation et d'ondes stationnaires.

L'ordre d'apparition d'un mode  $TE_{mn}$  dans un guide d'ondes rectangulaire est obtenu à partir de la connaissance de sa fréquence de coupure qui peut être tirée directement à partir de l'équation (I.26), elle est exprimée par :

$$f_{cTE_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.27})$$

Cette fréquence de coupure dépend non seulement du diélectrique qui se trouve dans le guide rectangulaire mais également des dimensions  $a$  et  $b$  du guide.

Si  $a > b$  le mode dominant d'un guide d'onde rectangulaire vide est le mode  $TE_{10}$ . Pour ce mode, la fréquence de coupure devient :

$$f_{cTE_{10}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \frac{v}{2a} \quad (\text{I.28})$$

### I.3.3.2. Propagation des modes $TM_{mn}$

Les modes  $TM_{mn}$  sont caractérisés par  $H_z = 0$  et  $E_z \neq 0$ . Le champ  $E_z(x, y)$  doit satisfaire l'équation de propagation suivante:  $\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = 0$ .

Les conditions de continuité sur les parois du guide, nous permettons d'extraire l'expression de différentes composantes des champs de l'onde, pour une largeur du guide  $a$  et une hauteur  $b$ :

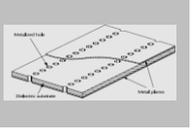
$$E_x = -\frac{j\beta}{k_c^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (\text{I.29.a})$$

$$E_y = -\frac{j\beta}{k_c^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (\text{I.29.b})$$

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (\text{I.29.c})$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (\text{I.29.d})$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (\text{I.29.e})$$



$E_0$ : est l'amplitude de champ électrique dont les répartitions spatiales dans une section droite du guide ne dépendent que de (x et y) en l'absence d'atténuation et d'ondes stationnaires.

**I.3.3.3. La fréquence de coupure et les modes supérieurs**

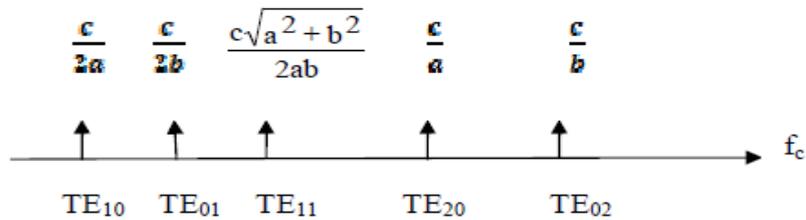
Les modes  $TE_{mn}$  ou  $TM_{mn}$  peuvent se propager si la fréquence:

$$f > f_{c_{mn}} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \tag{I.30}$$

Avec:  $f_{c_{mn}}$  est la fréquence de coupure du mode  $TE_{mn}$  ou  $TM_{mn}$ .

On appelle le mode fondamental (ou dominant) celui qui représente la plus petite fréquence de coupure. Le classement des modes  $TE_{mn}$  est obtenu à partir du calcul des fréquences de coupure. Pour le mode  $TE_{mn}$  et si  $a > b$ , le mode fondamental d'un guide d'onde rectangulaire est le mode  $TE_{10}$ .

Le classement des modes (Figure I.6) est obtenu à partir du calcul des fréquences de coupure  $f_{c_{mn}}$ .



**Figure I.6:** Ordre d'apparition des modes  $TE_{mn}$  dans un guide d'onde rectangulaire ( $a*b$ ) avec  $a > b$

Pour le mode  $TM_{mn}$ , les modes  $TM_{00}$ ,  $TM_{10}$  et  $TM_{01}$  n'existent pas. Le mode fondamental qui peut se propager est le mode  $TM_{11}$ .

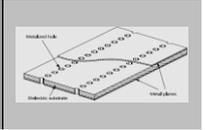
**I.3.3.4. Caractéristiques de dispersion**

Elle s'obtient en traçant pour chaque mode, la constante de propagation guidée  $\beta_g$  en fonction de la fréquence  $f$ .

Dans un guide d'onde sans pertes ( $\alpha = 0$ ), la constante de propagation est purement imaginaire.

$$\gamma = j\beta_g \tag{I.31}$$

$$\beta_{gTE_{mn}} = \sqrt{\left(\frac{\omega}{v}\right)^2 - \left(\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2\right)} \tag{I.32}$$



La propagation d'un signal de fréquence  $f$  par un mode donné s'effectue lorsque cette fréquence est supérieure à la fréquence de coupure de ce mode. A titre d'exemple, nous avons conçu un guide d'onde rectangulaire au moyen de logiciel HFSS (*High Frequency Structure Simulation*). La figure I.7 illustre les caractéristiques de dispersion des cinq premiers modes du guide d'ondes rectangulaire WR75 caractérisé par une section transversale de dimensions  $a = 18.35$  mm et  $b = 9.175$  mm.

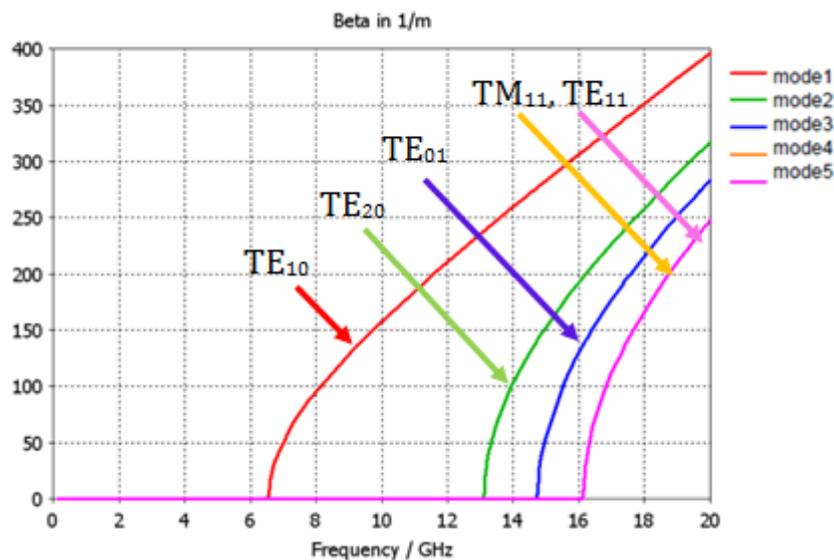
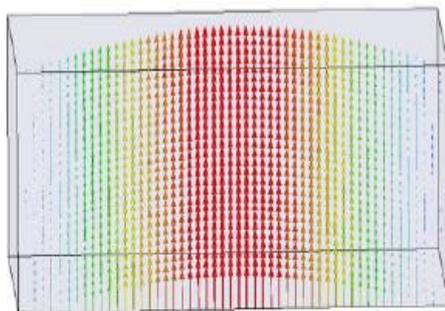


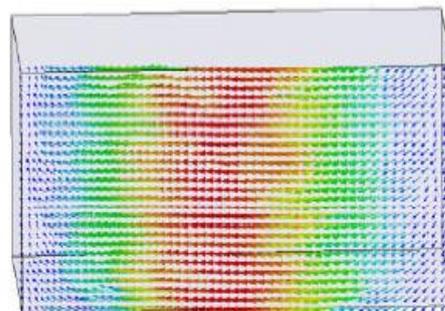
Figure I.7: Caractéristiques de dispersion du guide d'ondes WR75 ( $a = 18.35$  mm,  $b = 9.175$  mm) pour les cinq premiers modes

### I.3.3.5. Lignes de champ

Elles permettent de visualiser la variation et la distribution du champ électromagnétique dans le guide d'ondes. Les figures I.8, I.9 et I.10 traduisent les cartographies du champ électromagnétique des premiers modes du guide d'onde rectangulaire vide WR75, obtenues à l'aide de logiciel HFSS.



Lignes de champ électrique



Lignes de champ magnétique

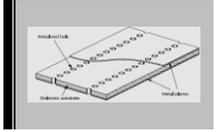


Figure I.8: Mode  $TE_{10}$

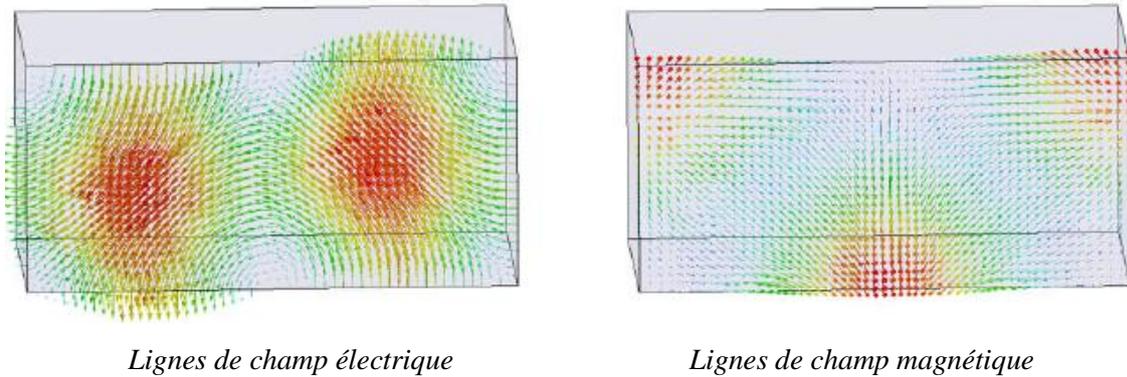


Figure I.9: Mode  $TE_{20}$

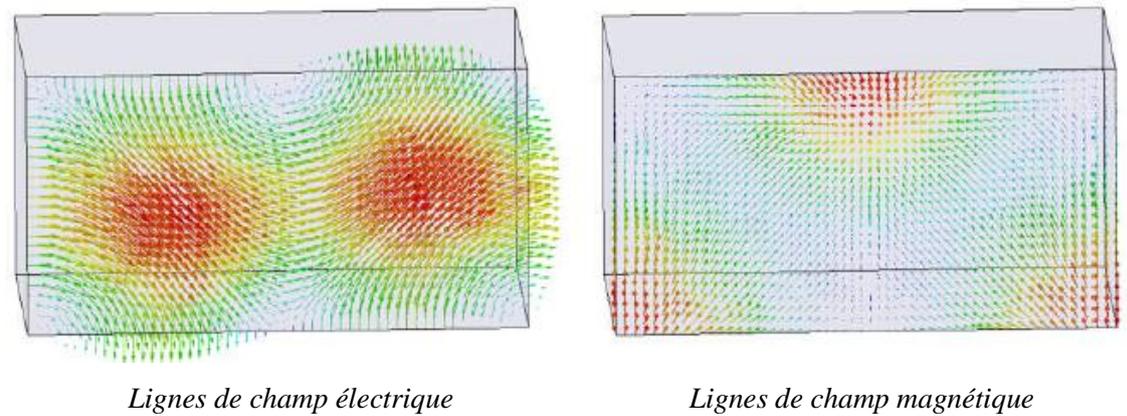


Figure I.10: Mode  $TE_{01}$

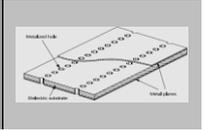
**I.3.3.6. Modes évanescents**

Les modes de propagation d'un signal dont les fréquences sont inférieures à la fréquence de coupure d'un mode choisi sont appelés modes évanescents.

Dans ce cas, la constante de propagation est purement réelle:

$$\gamma = \alpha = \sqrt{k_c^2 - \left(\frac{W}{v}\right)^2}$$

Dans la pratique, il existe sur des catalogues, toute une gamme de guides d'ondes métalliques référencés par leurs bandes de fréquence  $[f_{min} - f_{max}]$  pour un fonctionnement monomodal c'est-à-dire où seul le mode dominant se propage tel que  $f_{min} = 1.25 f_c$  et  $f_{max} = 1.9 f_c$  [17].



## I.4. Les guides d'ondes intégrés aux substrats (SIW)

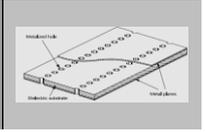
### I.4.1. Contexte Historique

Depuis le début des années 1990, plusieurs topologies ont été proposées pour intégrer un guide d'onde rectangulaire classique utilisant le procédé PCB (*Printed Circuit Board*). L'un des premiers travaux qui a été présentée dans littérature est le brevet de Shigeki en 1994 où il a proposé une structure sous la forme de deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique [18-19].

En 1995, un autre brevet américain a démontré qu'un guide d'ondes multi couche peut être gravé sur un substrat diélectrique en utilisant la technique LTCC: (*Low Temperature Co-fired Ceramic "céramique co-cuite à basse température"*) [20].

Les structures en guides d'ondes intégrés aux substrats (SIW) ont été évoluées grâce au *développement* du processus de la fabrication de PCB et également avec la précision du calcul électromagnétique directement lié à la capacité de traitement informatique. L'enjeu était de modéliser efficacement le mur des trous métalliques en trouvant la meilleure méthode d'analyse numérique. Marcuvitz, dans son livre [21], a résumé plusieurs modèles à postes inductifs, partiellement insérés dans le guide d'ondes à partir de la large du paroi. Il a supposé que les postes d'insertion sont suffisamment petits et ne peuvent pas être modélisés avec une méthode simple jusqu'au l'arrivée de Leviathan [22]. Il a utilisé la méthode du moment (MOM) introduite dans [23], pour analyser le cas d'un seul grand trou. Depuis cela, Li [24] a étendu les résultats au cas d'une rangée à plusieurs vias. Ensuite, le modèle a subi plusieurs améliorations et a permis à Hirokawa [25] de publier et de démontrer le potentiel d'une antenne en guide d'ondes utilisant des vias métallisés intégrés dans un substrat diélectrique. Dans cette antenne, les *parois* parfaitement *métalliques épaisses* sont remplacées par des *trous métallisés*. Cette nouvelle topologie de guide d'ondes a offert des avantages du procédé PCB en termes de coût et de compacité. En 1998, Uchimura [26] a démontré la métallisation de la structure bien connue appelée par la suite SIW à l'aide d'un logiciel électromagnétique.

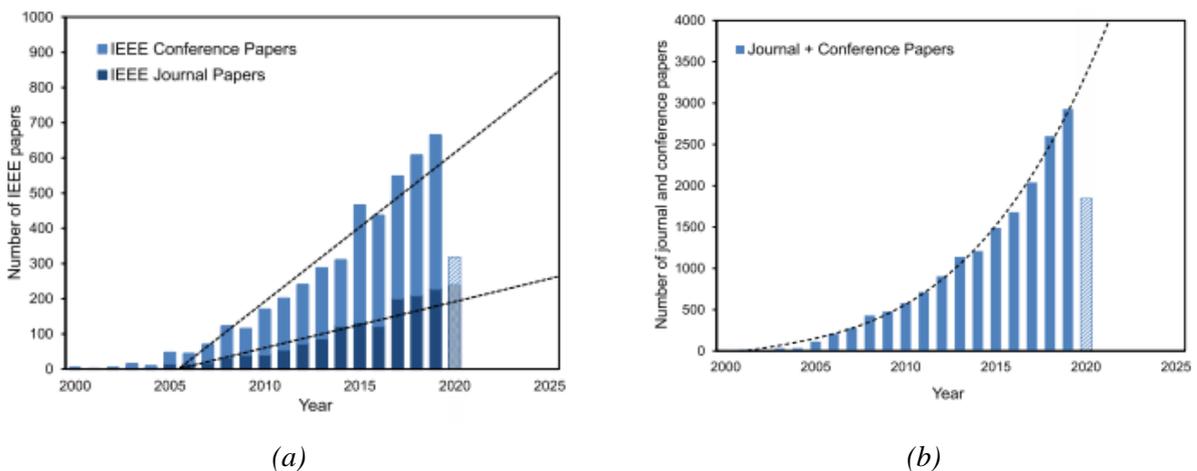
En 2000, Tzuang [27] a proposé une structure simple intégrant un guide d'onde à vias au moyen d'une transition conique micro-ruban utilisé comme un système d'alimentation. Cette topologie a été fabriquée en utilisant le processus de *lithographie* de circuits imprimés (PCB) sur un substrat Rogers 4003 de 0,508 mm d'épaisseur. L'objectif était de réaliser un filtre de 5<sup>ème</sup> ordre intégrant la ligne d'alimentation et le circuit sur un substrat et une masse communs. Sur la base des travaux



précédents, Ke Wu [28] a présenté un nouveau guide SIW planaire en 2001 qui est devenu la structure conventionnelle adoptée. Par conséquent, la structure d'un SIW classique est constituée par des parois larges supérieure et inférieure recouvertes d'une feuille de cuivre provenant du PCB, et les parois métalliques sont réalisées par deux rangées de via métallisées [29].

Depuis les dernières décennies, la vitesse de fonctionnement de l'ordinateur a été largement augmentée. Par exemple, le dernier objectif pour l'avenir est de dépasser la capacité cérébrale. Ce phénomène a créé les conditions requises pour implémenter des logiciels électromagnétiques commerciaux sur ordinateur afin de résoudre les équations par des simulations massives itérées. La conception assistée par ordinateur (CAO) résout avec précision le calcul complexe du champ électromagnétique hybride, facilite la recherche et favorise ainsi le développement du SIW.

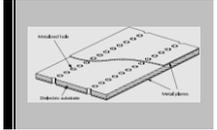
De quelques articles publiés en 2001, l'évolution du nombre de publications augmente de façon exponentielle comme le montre la Figure I.11. Ce grand intérêt pour cette technologie est principalement dû à ses avantages mais aussi à son potentiel d'applications ciblées.



**Figure I.11:** Tendances chronologiques des enregistrements de publications liées au SIW dans (a) la communauté IEEE (données IEEE Xplore) et (b) la communauté mondiale (données Google Scholar), générées à partir des mots-clés SIW [30].

## I.4.2. Géométrie

La structure SIW est constituée d'un guide d'onde à l'intérieur duquel le signal ne se propage pas dans l'air mais dans un substrat diélectrique, métallisé en haut et en bas. Les couches métalliques supérieure et inférieure sont reliées électriquement par deux rangées de trous cylindriques métallisés étroitement espacés (généralement appelés vias ou trous métalliques), qui définissent



les parois latérales du guide d'ondes (Figure I.12). Dans certains cas, les trous cylindriques peuvent être remplacés par des fentes métallisées.

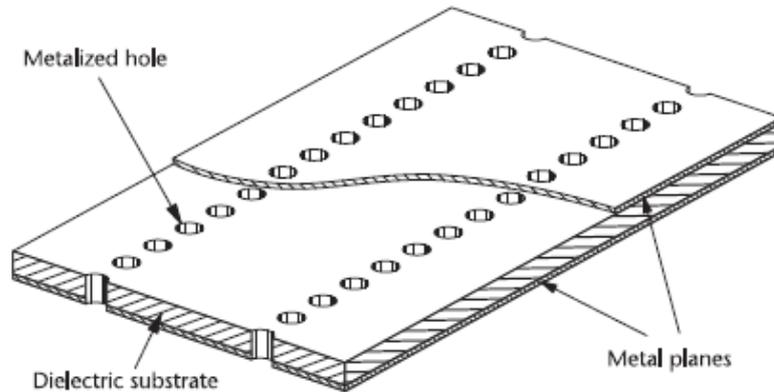


Figure I.12: Configuration du guide d'ondes intégré au substrat.

Les substrats diélectriques, généralement adoptés pour les circuits micro-ruban et guide d'ondes coplanaires, peuvent être utilisés pour les structures SIW. L'épaisseur de la couche diélectrique est typiquement petite par rapport à la largeur du guide d'ondes, et peut aller de 0,2 à 1 mm. Le constant diélectrique relatif  $\epsilon_r$  est généralement compris entre 2 et 10 [31].

La géométrie du SIW est entièrement définie par trois paramètres: le diamètre "d" des trous, la largeur " $W_{SIW}$ " du guide d'ondes et l'espacement longitudinal "P" entre les trous (Figure I.13). Comme la structure SIW ressemble au guide d'ondes rectangulaire, sa largeur " $W_{SIW}$ " est principalement liée à la fréquence de coupure du mode fondamental de SIW et donc à la bande de fréquence de fonctionnement, comme discuté ci-dessous. Le diamètre "d" des trous est typiquement une petite fraction de  $W_{SIW}$ : une valeur  $d < W_{SIW} / 8$  est recommandée pour éviter d'éventuels effets de bande interdite, dus à la modulation périodique de la largeur du guide d'ondes [31]. L'espacement longitudinal "P" affecte le confinement du champ électromagnétique, car il détermine la largeur de l'espace (P - d) entre les paires de vias métalliques. La valeur minimale est (P = d), ce qui signifie qu'aucun espace n'apparaît et que le blindage est parfait. Si la valeur de P augmente, les espaces deviennent plus grands et le confinement du champ se dégrade. Une règle d'or est (P < 2,5\*d) [31], et (P = 2\*d) est le choix typique.

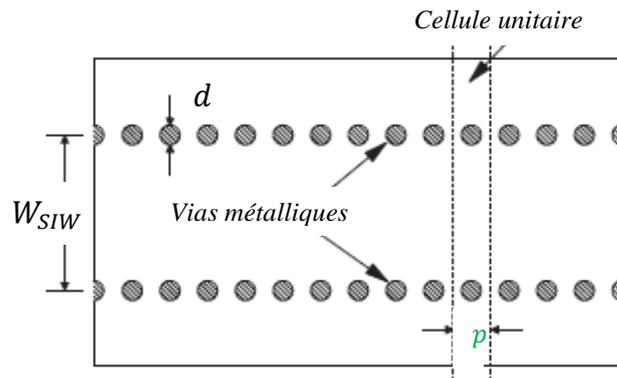
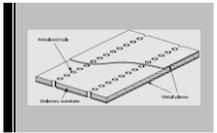


Figure I.13: Géométrie d'un guide d'ondes intégré au substrat (vue de dessus).

La ligne de transmission SIW est une structure périodique, et à des fins de modélisation, il peut être utile d'identifier sa cellule unitaire, qui comprend une partie de substrat diélectrique à double masse avec deux trous métallisés (Figure I.13).

### I.4.3. Principe de fonctionnement

La propagation des ondes dans les structures SIW est similaire à la propagation dans les guides d'ondes rectangulaires classiques: le mode fondamental du SIW ressemble au mode  $TE_{10}$  d'un guide d'ondes rectangulaire (Figure I.14). Avec cette configuration de mode, le courant de surface circule le long des plans métalliques supérieur et inférieur du SIW exactement comme dans un guide d'ondes rectangulaire, et sur les côtés, il peut circuler verticalement le long de la surface métallisée des cylindres, étant peu perturbé par les espaces (à condition que les écarts sont petits). Pour cette raison, le champ électromagnétique est confiné à l'intérieur du SIW et il n'y a pas de fuite de rayonnement.

Ce mécanisme de fonctionnement s'applique uniquement aux modes  $TE_{m0}$  du guide d'ondes rectangulaire, où le courant de surface sur les parois latérales circule dans le sens vertical.

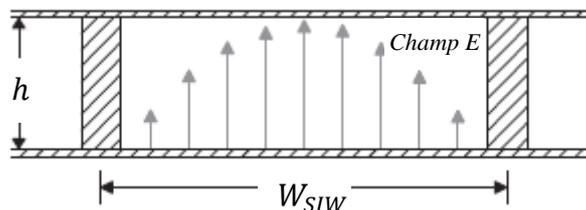
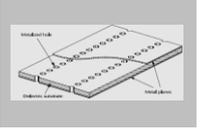


Figure I.14: Modèle de champ électrique du mode fondamental SIW (vue de face).

Pour les autres modes du guide rectangulaire, à savoir les modes  $TM_{mn}$  et les modes  $TE_{mn}$  avec  $P \neq 0$ , le courant de surface sur les parois latérales a une composante longitudinale, et par conséquent il serait fortement perturbé par les intervalles. Pour cette raison, ces modes ne sont



pas pris en charge par la structure SIW. En conclusion, les seuls modes supportés par les structures SIW sont ceux similaires aux modes  $TE_{m0}$  du guide d'onde rectangulaire.

En raison de cette similitude entre le SIW et le guide d'ondes rectangulaire, des relations empiriques ont été obtenues entre les dimensions géométriques du SIW et la largeur équivalente  $W_{eq}$  du guide d'ondes rectangulaire avec les mêmes caractéristiques de propagation. Ces relations permettent un dimensionnement et une conception préliminaire des composants SIW. L'une des relations les plus populaires a été dérivée de [32].

$$W_{eq} = W_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 \times P} \quad (I.33)$$

Dans les paramètres géométriques d'équation ci-dessus  $W_{SIW}$ ;  $d$  et  $P$  sont les paramètres clés de la conception du SIW.

Les paramètres SIW doivent être conçus avec soin. Le pas « $P$ » et le diamètre « $d$ » contrôlent la perte de rayonnement et la perte de retour, tandis que la largeur du guide d'ondes intégré « $W_{SIW}$ » détermine la fréquence de coupure et la constante de propagation du mode fondamental [28-33].

Il existe des règles de conception liées au pas et au diamètre du vias comme indiqué par [20]:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (I.34)$$

$$p \leq 2 * d \quad (I.35)$$

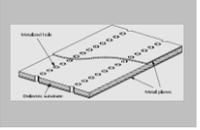
$$d/a \leq 0.4 \quad (I.36)$$

Où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée et elle est donnée par:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r (2\pi f)^2}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (I.37)$$

En 2004, Yan et al. ont mis en place une règle de conception basée sur le rapport  $W_{eq}$  et  $W_{SIW}$  [34], à partir de travaux de simulations et d'expérimentation telle que:

$$W_{eq} = W_{SIW} \left( \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right) \quad (I.38)$$



Où:

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{SIW}}{p} - 1.0684} \quad (I.38.a)$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{0.9163}{\frac{W_{SIW}}{p} - 1.2010} \quad (I.38.b)$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{1.2729}{\frac{W_{SIW}}{p} + 0.2052} \quad (I.38.c)$$

L'équation (I.33) est valide pour  $P < 4*d$  et sa précision est de  $\pm 5\%$  [9]. Cette précision est acceptable pour de nombreuses applications: elle permet un dimensionnement préalable des interconnexions SIW et elle simplifie la géométrie des composants SIW, car les rangées de vias métalliques peuvent être remplacées par des murs pleins (Figure I.15). L'utilisation du guide d'ondes équivalent est utile dans l'analyse et permet également d'appliquer aux circuits SIW, les concepts de conception des composants de guide d'ondes classiques. Dans certains cas, l'utilisation de l'équation (I.33) peut être critique, par exemple dans le cas de filtres sélectifs et de composants à bande étroite, où de petites imprécisions dans la fréquence de coupure peuvent conduire à un décalage significatif de la réponse en fréquence. D'autres formules ont été proposées pour déterminer l'équivalence entre SIW et guide d'ondes rectangulaire conventionnel. Un raffinement de l'équation (I.33) a été proposé dans la référence [32] pour inclure l'effet de  $d/W_{eq}$ . L'équation suivante a été déterminée par des critères empiriques:

$$W_{eq} = W_{SIW} - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{W_{SIW}} \quad (I.39)$$

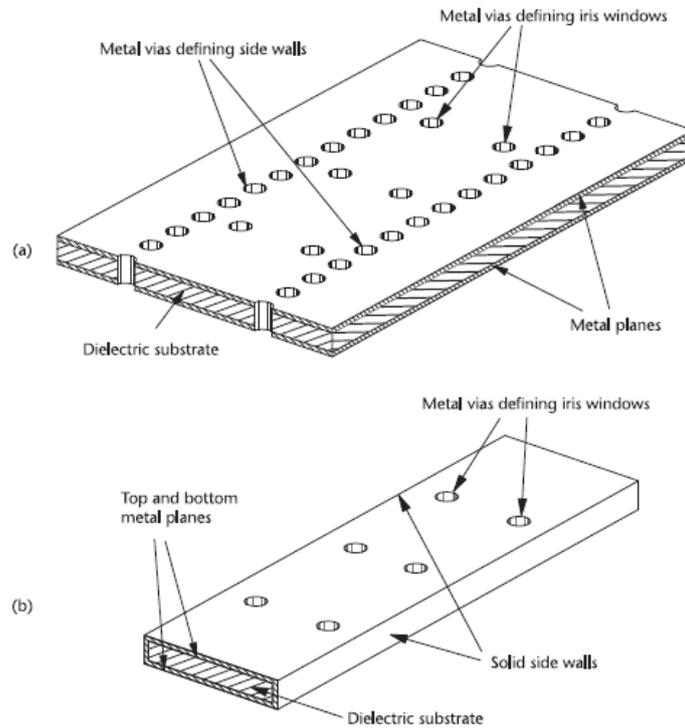
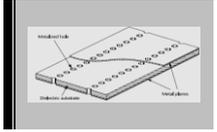


Figure I.15. Modélisation des composants SIW basée sur le concept de guide d'onde équivalent : (a) composant SIW d'origine ;(b) géométrie simplifiée.

#### I.4.4 Constante de propagation

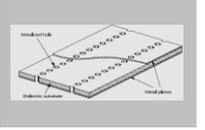
La constante de propagation est un facteur très important dans la conception de tous les circuits d'adaptation pour déterminer la longueur électrique et son impédance caractéristique. La constante de propagation du guide d'onde est déterminée à partir du nombre d'onde de coupure. Elle est donnée par :

$$\beta = \sqrt{K^2 - k_c^2} \quad (\text{I.40})$$

Ou :

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eq}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.41})$$

Un autre paramètre important est la distance entre les deux rangées de cylindres, ce qui définit la largeur du guide SIW. Cette distance est représentée par le paramètre " $W_{SIW}$ " dans la figure I.12. Ce paramètre est déterminé à partir des équations de conception d'un guide d'onde rectangulaire de largeur  $W_{eq}$ ; où la fréquence de coupure du mode fondamental d'un guide d'onde intégrée au substrat est la même que celle d'un guide d'onde rectangulaire, elle est donnée par l'équation (I.44):



$$f_{cTE10} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eq}}\right)^2} \quad (I.42)$$

$$\Rightarrow f_{cTE10} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( W_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 \times P} \right)^{-1} \quad (I.43)$$

### I.4.5 Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique (50 Ω) définit souvent les ports d'entrée et de sortie d'un système ou d'un équipement de test. Typiquement, l'impédance caractéristique d'un SIW n'est pas égale à (50 Ω) et est inférieure à l'impédance caractéristique d'un guide d'onde rectangulaire (RWG) conventionnel.

Une approximation de l'impédance caractéristique du guide SIW est donnée par [35]:

$$Z_{0,SIW} = \frac{h}{W_{eq}} \frac{\eta}{\sqrt{1 - \frac{\lambda}{\lambda_c}}} \quad (I.44)$$

Où :  $\eta = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}}$

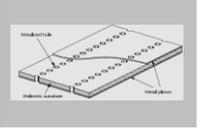
h: représente l'épaisseur du substrat

### I.5. Mécanismes de perte

Il existe trois principaux mécanismes de perte dans les structures SIW: la perte de conducteur, la perte diélectrique et la fuite de rayonnement [36]. Les pertes de conducteur et de diélectrique dans les structures SIW présentent des caractéristiques similaires à celles des guides d'ondes rectangulaires métalliques (remplis de diélectrique). A l'inverse, la fuite de rayonnement n'existe pas dans les guides d'ondes classiques, car ils sont complètement blindés, et elle apparaît dans les structures SIW à cause des interstices entre les trous métallisés.

Si tous les types de pertes sont raisonnablement faibles, la constante d'atténuation  $\alpha_{TOT}$  pour le mode fondamental d'une interconnexion SIW est la somme des trois contributions des pertes:

$$\alpha_{TOT} = \alpha_C + \alpha_D + \alpha_R \quad (I.45)$$



où  $\alpha_C$  représente la constante d'atténuation due à la perte du conducteur,  $\alpha_D$  est la constante d'atténuation due à la perte diélectrique, et  $\alpha_R$  désigne la constante d'atténuation due à la fuite de rayonnement.

**I.5.1. La perte de conducteur** est due à la conductivité finie  $\alpha_C$  des parois métalliques, y compris les plans métalliques supérieur et inférieur ainsi que les vias verticaux. En raison de la similitude de la propagation du champ dans SIW et guide d'ondes rectangulaire, la constante d'atténuation  $\alpha_C$  pour le mode fondamental d'un SIW peut être calculée assez précisément en utilisant la formule analytique [32] valable pour le guide d'ondes rectangulaire équivalent de largeur  $W_{eq}$ .

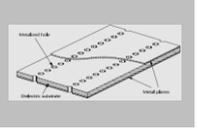
$$\alpha_C = \frac{\sqrt{\pi f \varepsilon_0 \varepsilon_r} \left( 1 + 2(f_c/f^2)b/W_{eq} \right)}{h\sqrt{\sigma_C} \sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \quad (I.46)$$

où  $\sigma_C$  est la conductivité du métal ( $\sigma_C = 4 \times 10^7$  S/m),  $\varepsilon_0$  est la permittivité absolue,  $\varepsilon_r$  est la constante diélectrique relative du substrat diélectrique,  $h$  est l'épaisseur du substrat, et  $f_c$  est la fréquence de coupure de la structure SIW.

La perte de conducteur est affectée par l'épaisseur du substrat  $h$ : pour une puissance transmise donnée, l'augmentation de l'épaisseur du diélectrique réduit l'amplitude de la densité de courant électrique circulant dans les couches métalliques supérieure et inférieure, réduisant ainsi la puissance dissipée par effet Joule. Il en résulte que la constante d'atténuation  $\alpha_C$  est pratiquement proportionnelle à l'inverse de l'épaisseur  $h$  du substrat. Par conséquent, augmenter l'épaisseur est un moyen efficace de réduire la perte de conducteur dans les structures SIW. L'épaisseur maximale est déterminée soit par  $W_{eq}/2$  (afin de conserver la bande passante maximale du régime monomode) soit par des raisons technologiques pratiques. A l'inverse, la variation du diamètre des vias métalliques et de leur longueur l'espacement produit des effets mineurs [37].

**I.5.2. La perte diélectrique** est attribuée à la tangente de perte ( $\tan\delta$ ) du substrat diélectrique. La similitude de la propagation du champ dans le SIW et le guide d'ondes rectangulaire permet d'utiliser la formule analytique des guides d'ondes rectangulaires classiques [38] pour calculer la constante d'atténuation  $\alpha_D$  pour le mode fondamental d'une structure SIW.

$$\alpha_D = \frac{\pi f \sqrt{\varepsilon_r} \tan\delta}{c \sqrt{1 - (f_{cTE10}/f)^2}} \quad (I.47)$$



Où  $c$  : est la vitesse de la lumière dans le vide, et  $f_{cTE10}$  est la fréquence de coupure du mode fondamental de la structure SIW. L'utilisation de la formule (I.47) garantit une précision raisonnable dans le calcul de  $\alpha_D$ . La constante d'atténuation  $\alpha_D$  n'est pratiquement pas affectée par les dimensions géométriques de la structure SIW [34].

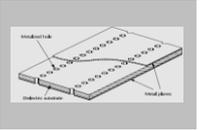
Pour la plupart des substrats diélectriques, la perte diélectrique est la principale contribution de la perte lors d'un fonctionnement à ondes millimétriques. Cela dépend de deux facteurs principaux: les propriétés intrinsèques des matériaux et la dépendance à la fréquence de  $\alpha_C$  et  $\alpha_D$ . Les substrats typiques adoptés pour les structures SIW ont un  $\tan\delta$  entre  $10^{-3}$  et  $10^{-4}$ , et ils sont stratifiés avec du cuivre ayant une conductivité  $\alpha_C$  d'environ ( $5 \times 10^7$  S/m). En ce qui concerne la dépendance de la fréquence, la constante d'atténuation  $\alpha_D$  due à la perte diélectrique est pratiquement proportionnelle à la fréquence  $f$ , tandis que la constante d'atténuation  $\alpha_C$  due à la perte du conducteur est proportionnelle à  $f^{1/2}$ , et donc sa contribution devient moins significative lors d'un fonctionnement à plus haute la fréquence [34].

**I.5.3. Les fuites de rayonnement** sont principalement dues à l'espace entre les vias métalliques, qui détruisent le blindage des structures SIW. L'effet de la fuite de rayonnement peut être minimisé en diminuant l'espace les vias métalliques: la fuite est négligeable si le rapport entre l'espacement longitudinal et le diamètre du via est  $P/d < 2,5$ . Une règle de conception pratique est  $P/d = 2$ [38].

## I.6. Régions d'opération à ondes guidées et à ondes de fuite

Comme déjà indiqué, les performances électromagnétiques des structures SIW dépendent fortement du diamètre  $d$  des trous métallisés, de leur espacement longitudinal  $P$  et de la largeur  $W_{SIW}$  du guide d'ondes (figure I.14). En particulier, si l'espacement longitudinal  $P$  devient important, le champ électromagnétique n'est plus confiné à l'intérieur du guide d'onde et le SIW a tendance à rayonner. Cet effet de rayonnement peut être considéré soit comme une fuite de puissance (si la structure est conçue comme une ligne de transmission), soit comme une contribution au rayonnement (si la structure est conçue pour être une antenne à ondes de fuite).

Lorsque la structure SIW est utilisée comme ligne de transmission, la géométrie du SIW est optimisée pour la minimisation des pertes de rayonnement. La structure SIW étant sujette à des sources intrinsèques de pertes (à savoir les pertes diélectriques et conductrices), la fuite de rayonnement  $\alpha_R$  peut être considérée comme acceptable si elle ne dépasse pas les autres types de pertes [39].



Avec les valeurs typiques de pertes diélectrique et de conducteur dans les structures SIW, l'atténuation due à la fuite de rayonnement peut être considérée comme acceptable jusqu'à une valeur maximale de ( $10^{-4}$  Neper / rad). Cette condition sur la fuite de rayonnement définit un ensemble de contraintes pour les paramètres géométriques des structures SIW: en particulier, les dimensions  $d$  et  $P$  doivent être correctement sélectionnées pour répondre à ces contraintes, définissant ainsi la région d'onde guidée dans le plan  $d/P$  (Figure I.16). Inversement, lorsque la structure SIW est destinée à être une antenne à ondes de fuite, la fuite de rayonnement doit largement dépasser la contribution due aux pertes de conducteur et diélectrique: si la fuite de rayonnement par unité de longueur (ou par longueur d'onde) est trop petite, la taille de l'antenne devient excessivement grande. Pour les caractéristiques standards des substrats diélectriques, une valeur minimale d'atténuation due à une fuite de rayonnement peut être fixée à ( $10^{-3}$  Neper / rad)[39]. Dans ce cas, les contraintes géométriques déterminent la région de l'onde de fuite dans le plan  $d/P$  (Figure I.16).

Il y a une région supplémentaire (désignée comme la région interdite sur la figure (I.16), où les pertes de rayonnement sont trop élevées pour utiliser le SIW comme ligne de transmission et trop faibles pour concevoir une antenne à ondes de fuite. Cette région et les combinaisons correspondantes de  $d$  et  $P$  doivent être évités.

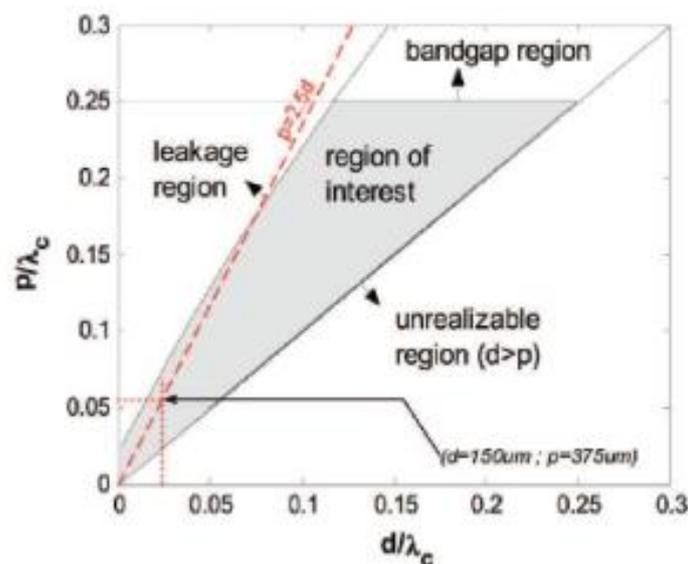
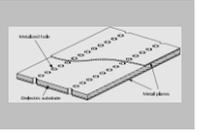


Figure I.16: Région d'intérêt pour la conception des structures SIW dans le plan  $d/P$   
(© 2006 IEEE. Réimprimé avec permission) [39].

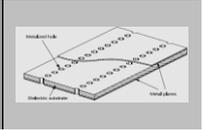


## I.7. Différentes Topologies SIW

Différentes topologies de guides d'ondes ont récemment été proposées pour améliorer la compacité des structures SIW (Fig. I.17). Le guide d'ondes plié intégré au substrat (*Substrate Integrated Folded Waveguide: SIFW*) a été proposé dans [40] (Fig. I.17.a): un septum métallique permet le pliage du guide d'ondes, réduisant ainsi la taille d'un facteur de plus de deux fois, au prix de pertes légèrement plus importantes. Le guide d'ondes demi-mode intégré au substrat (*Half-Mode Substrate Integrated Waveguide: HMSIW*) a été introduit dans [41] (Fig. I.17.b): basé sur l'approximation de la coupe verticale du guide d'ondes comme un mur magnétique virtuel, il permet une réduction de la taille de près de 50 %.

Une combinaison des deux techniques a également été proposée [42], le guide d'ondes plié en demi-mode intégré au substrat (*FoldedHalf-Mode Substrate-Integrated Waveguide: FHMSIW*), qui permet une réduction supplémentaire de la taille. Pour améliorer les performances de la bande passante, certaines configurations de guides d'ondes ont été développées. Le guide d'ondes en couche mince intégré au substrat (*Substrate Integrated Slab Waveguide: SISW*) a été proposé dans [43] (Fig. I.17.c): il consiste en un SIW où le milieu diélectrique est périodiquement perforé de trous remplis d'air, situés dans la partie latérale du guide d'ondes. Cette approche a permis la conception d'un guide d'ondes avec une bande mono-mode de 7,5 à 18 GHz (avec une amélioration de la bande passante de 40%).

La mise en œuvre d'un guide d'ondes à nervure dans la technologie SIW (*Ridge SIW: RSIW*) a été proposée dans [44], où la nervure était implémentée par l'intermédiaire d'une rangée de postes métalliques minces de hauteur partielle situés au centre du côté le plus long du guide d'ondes. Cette structure a permis de couvrir la bande mono-mode de 4,9 à 13,39 GHz et d'améliorer la largeur de bande de 73 %. Une amélioration significative des performances du SIW à nervures a été introduite dans [45] (figure I.17.d): le SIW à nervure modifiée est basé sur une rangée de cylindres métalliques de hauteur partielle situés dans le côté large d'un SIW et reliés à leur base par une bande métallique. Un SIW à nervure modifié couvrant la bande de fréquence 6,8-25 GHz a été conçu et fabriqué (avec une amélioration de la bande passante de 168 %). Une amélioration supplémentaire a été obtenue avec le SISW à nervures, où les trous remplis d'air ont été ajoutés. Dans ce cas, un SISW à nervures couvrant toute la bande de fréquences [7,1-30,7] GHz a été conçu et fabriqué (avec une amélioration de la largeur de bande de 232 %)[45]. Cette dernière configuration permet d'obtenir des interconnexions compactes et à large bande, qui 40% plus



petites qu'un SIW conventionnel et présentent une bande passante trois fois plus large, et qui peuvent être fabriquées en utilisant la technologie standard PCB ou LTCC.

Récemment, une nouvelle topologie proche de RSIW a été présentée dans [46]. Cette structure, appelée Slow Wave SIW (SW-SIW) et elle est basée sur un empilement de substrats à double couches avec une couche inférieure comprenant des trous d'interconnexion métallisés internes connectés au plan conducteur inférieur, comme le montre la figure I.18. Cette topologie permet de réduire la taille de 40% par rapport au SIW.

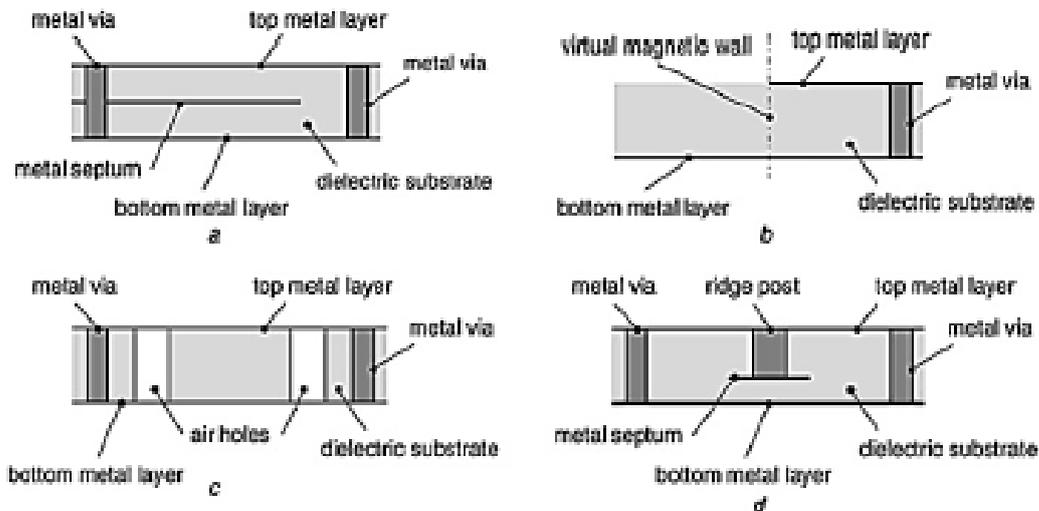


Figure I.17: Différentes topologies de SIW: (a) SIFW, (b) HMSIW, (c) SISW et (d) RSIW

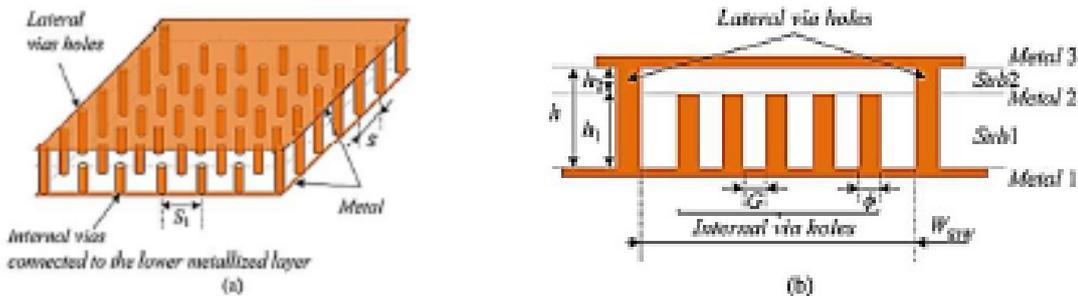
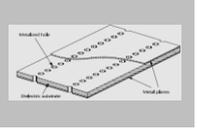


Figure I.18: (a) vue en 3D et (b) vue en coupe transversale du SW-SIW [46].

### I.8. Transitions entre les lignes de transmission SIW et planaires

Comme largement discuté dans les sections précédentes, la technologie SIW permet d'intégrer des guides d'ondes rectangulaires dans un substrat diélectrique, en utilisant les techniques de fabrication traditionnellement utilisées pour la technologie planaire : micro-ruban et coplanaire.



Ces lignes comportent des transitions importantes qui permettent de passer de la technologie SIW à la technologie planaire

Par conséquent, les deux transitions micro-ruban/ coplanaire (CPW) et le guide SIW partagent le même support physique et le même procédé de fabrication, elles peuvent être réalisées simultanément sur le même substrat diélectrique. Cette fonctionnalité ouvre des perspectives intéressantes pour les circuits et les systèmes hybrides, mais pose en même temps le problème de la mise en œuvre de transitions adéquates entre les structures SIW et les lignes de transmission : micro-ruban/ coplanaire (CPW).

L'utilisation de telles transitions est également nécessaire pour la caractérisation expérimentale des prototypes SIW au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel, qui doit généralement être connecté à une ligne de transmission planaire de 50 Ohms, pour cette raison, les prototypes de composants SIW nécessitent généralement des transitions vers lignes micro-ruban ou coplanaire d'entrée et de sortie.

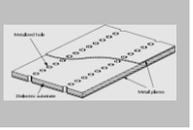
La conception des transitions entre les structures volumiques SIW et les lignes planaires représente un élément clé dans le développement des composants SIW. Un effort important a été consacré à la conception d'une variété de topologies des transitions planaires différentes, qui doivent être à large bande et facile à fabriquer [38].

### **I.8.1. Transitions micro-ruban vers SIW**

La géométrie des transitions entre les lignes micro-ruban et les structures SIW est généralement assez simple, en raison de la similitude entre les champs modaux des deux structures.

Une transition compacte et monocouche entre la ligne micro-ruban et le SIW est obtenue en reliant le conducteur du micro-ruban à la paroi supérieure du SIW par une section micro-ruban conique (Figure I.19 (a)) et le plan de masse du micro-ruban à la paroi inférieure du SIW [29]. La conicité de la ligne micro-ruban permet de réduire les effets de discontinuité et d'obtenir une bonne adaptation.

La transition micro-ruban conique est la transition la plus couramment utilisée en technologie SIW, pour plusieurs raisons: sa géométrie est très simple et facile à fabriquer, ses dimensions sont compactes et la perte d'insertion est assez faible. La conception de cette transition nécessite généralement des optimisations, pour déterminer la longueur du cône et sa largeur. Des équations analytiques ont été proposées dans [47] pour évaluer les dimensions optimales du cône sans passer par plusieurs simulations. En utilisant ces transitions coniques, il est généralement



possible d'obtenir un coefficient de réflexion d'entrée inférieur à -20 dB sur toute la largeur de la bande passante monomodale du SIW (classiquement définie comme la plage de fréquences de  $1,25 f_0$  à  $1,9 f_0$ ).

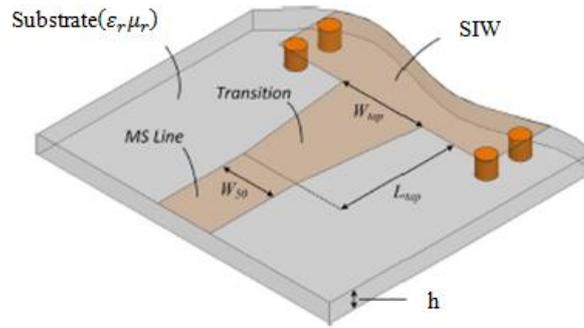


Figure I.19. Transition de la ligne micro-ruban vers un guide SIW.

Comme le montre la figure I.19, il y a trois paramètres géométriques principaux [29] qui doivent être calculés pour réaliser une transition micro-ruban-SIW.

- ✓ La largeur initiale de la ligne micro-ruban  $W_{50}$  qui est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $50\Omega$ .
- ✓ La largeur du taper ou la largeur finale  $W_{tap}$ .
- ✓ La longueur du taper  $L_{tap}$ .

La théorie de calcul des grandeurs géométriques pour une ligne micro-ruban dans [8-11], nous permet de connaître ses dimensions à une impédance de  $50\Omega$  avec des conditions physiques données par:

$$\frac{W_{50}}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } W_{50}/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } W_{50}/h > 2 \end{cases} \quad (I.48)$$

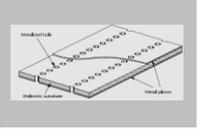
Où :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad \text{et } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Avec:  $Z_0$ : est l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

$\epsilon_r$ : est la permittivité relative du substrat.

$h$ : est l'épaisseur du substrat.



Après le calcul de rapport  $\frac{W_{50}}{h}$ , et puisqu'on a la valeur de  $h$  on peut déduire la valeur de  $W_{50}$ .

Selon [48], on peut calculer la valeur de  $W_{tap}$  tout en égalant les deux parties de droite des équations suivantes ((I.49) et (I.50)) et en itérant sur le  $W_{tap}$ .

$$\frac{1}{W_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \text{Ln} \left( \frac{8h}{W_{tap}} + \frac{W_{tap}}{4h} \right) & \text{Si } \frac{W_{tap}}{h} \leq 1 \\ \frac{Z_0}{\eta h} \left( \frac{W_{tap}}{h} + 1.393 + 0.667 \text{Ln} \left( \frac{W_{tap}}{h} + 1.44 \right) \right)^{-1} & \text{Si } \frac{W_{tap}}{h} > 1 \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

$$\frac{1}{W_e} = \frac{4.38}{W_a} e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W_{tap}}} \right)}} \quad (\text{I.50})$$

Avec :

$\eta$ : est l'impédance d'onde.

$W_e$ : présente la largeur d'un guide équivalent qui modélise la ligne micro-ruban.

$W_a$  : est la largeur d'un guide rectangulaire qui fournit la même fréquence de coupure.

Dans [48] l'auteur a défini un algorithme pour obtenir la longueur " $L_{tap}$ "; mais on peut utiliser une méthode plus simple. Dans cette dernière, la détermination de la longueur " $L_{tap}$ " est définie par le calcul de la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de la transition (équation I.51) :

$$W_{milieu} = (W_{50} + W_{tap})/2 \quad (\text{I.51})$$

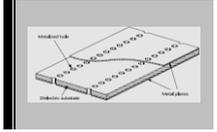
Ensuite on détermine la longueur d'onde pour cette largeur et on fixe la longueur à un quart de longueur d'onde. Pour cela il faut calculer la constante diélectrique effective correspond à cette largeur de ligne micro ruban par l'équation (I.52):

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W_{milieu}}}} \quad (\text{I.52})$$

Il faut calculer par la suite la longueur d'onde  $\lambda$  avec l'équation suivante :

$$\lambda = \frac{C}{f \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (\text{I.53})$$

Après la détermination de la longueur  $L_{tap}$ , on peut l'optimiser pour réduire les pertes de retour.



Dans ce travail, le taper est exploité pour l'adaptation d'impédance au niveau de l'entrée de guide SIW à l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

### I.8.2 Transitions CPW vers SIW

La configuration coplanaire est aujourd'hui très utilisée pour les applications hyperfréquences, en particulier lorsqu'elle doit être intégrée sur le même substrat avec des structures SIW. En réalité, des substrats épais sont utilisés pour réduire la perte de conducteur dans les structures SIW, ce qui empêche l'utilisation de lignes micro-ruban sur le même substrat, car elles peuvent être sujettes à de grandes fuites de rayonnement. Inversement, CPW est compatible avec les substrats épais, car ses paramètres électriques peuvent être optimisés pratiquement avec n'importe quelle épaisseur de substrat.

Différentes transitions ont été proposées pour connecter des guides d'ondes coplanaires aux structures SIW. La solution la plus courante est basée sur un guide d'ondes coplanaire avec un coude à  $90^\circ$  de chaque fente à l'intérieur de la structure SIW (Figure I.20) [29].

Dans certains cas, l'angle des fentes pliées peut être optimisé pour améliorer les performances en termes de l'adaptation et la bande passante [49]. L'enjeu majeur de cette transition est liée au rayonnement parasite: cette transition est similaire à une antenne à fente, qui rayonne à la fois dans le substrat et à l'extérieur de la structure SIW (déterminant ainsi la perte de rayonnement indésirable).

Une version modifiée de cette transition a été proposée dans [50] pour un substrat épais à haute permittivité. La principale caractéristique de cette transition est la présence d'une cavité SIW autour des fentes coudées à  $90^\circ$ . Cette transition permet de réaliser une large bande, les mesures ont démontré que cette transition a une bande passante de 40% avec une perte de retour de 15 dB et des pertes d'insertion de 0,5 dB pour une seule transition destinée à fonctionner autour de 50 GHz.

Une autre topologie de transition CPW-SIW, spécifiquement développée pour les CPW mis à la terre, utilise une sonde de courant [51]. CPW mis à la masse, utilise une sonde de courant, le courant circulant verticalement dans la sonde génère un champ magnétique, qui correspond au champ magnétique du mode fondamental de la structure SIW.

En général, la bande passante des transitions CPW-SIW est significativement inférieure à celle des transitions micro-ruban SIW. Les valeurs typiques de la bande passante relative de CPW sont de l'ordre de 20% à 30%.

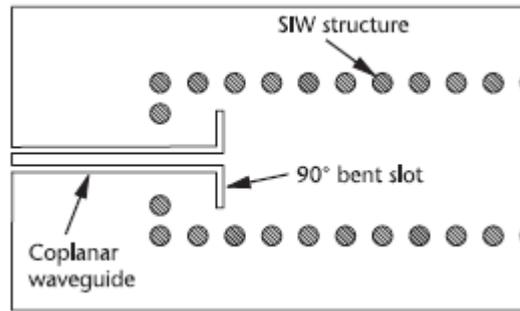
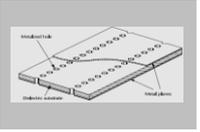


Figure I.20: Transition guide d'ondes coplanaire vers SIW avec fente de courbure à 90 °.

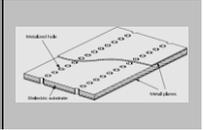
## I.9. Composants et antennes SIW

La technologie SIW permet la mise en œuvre d'une variété de composants et d'antennes, avec des caractéristiques très similaires aux composants et antennes planaires et volumiques correspondants. Cette similitude a favorisé la croissance rapide de plusieurs composants passifs et actifs en technologie SIW, mêmes configurations et règles de conception développées pour les composants de guide d'ondes classique sont été appliqués à la mise en œuvre des composants SIW[52].

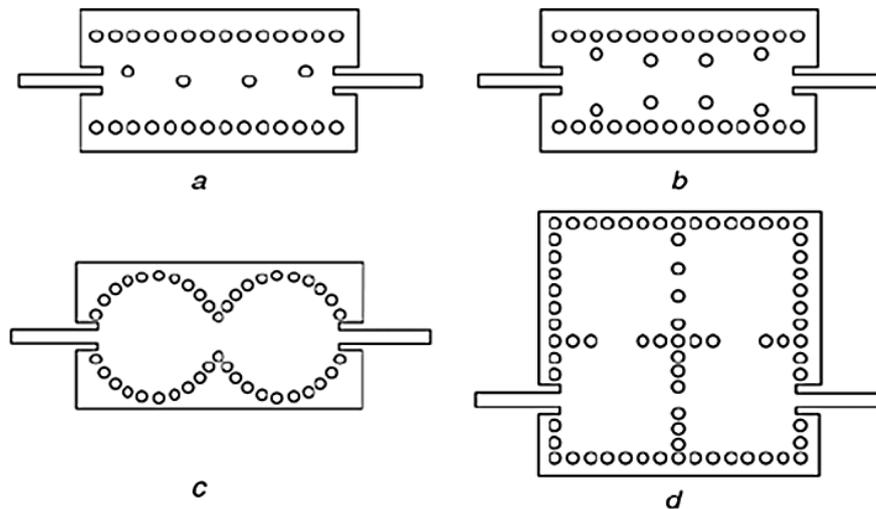
Comme le guide SIW garde les mêmes propriétés du guide d'ondes rectangulaire, de nombreux composants et systèmes actifs et passifs en technologie de guide d'onde conventionnelle ont été reprises en technologie SIW avec le même processus PCB.

En ce qui concerne les structures passives, la plupart des composants conventionnels de guides d'ondes ont été redessinés sur la base des technologies SIW. Parmi les composants passifs, les filtres ont été largement explorés [52-53]. Dans [54], une revue générale des filtres est discutée et certaines topologies sont présentées comme illustré dans la figure. I.21. Dans [55], une vue d'ensemble des filtres passe-bande utilisant le SIW est présentée avec une comparaison entre plusieurs résultats de différents travaux de recherche. Un article dans [56] a récemment publié un aperçu général de la structure de filtrage. D'une part, les auteurs se sont concentrés sur la synthèse de filtres avec une perte de dissipation finie et sur la synthèse de combineurs sélectifs et de multiplexeurs multiport. D'autre part, ils décrivent la conception de différentes topologies de filtres telles que les filtres coupe-bande, les filtres utilisant des résonateurs à ondes acoustiques, les filtres pseudo-elliptiques et, pour finir, ils traitent des filtres et multiplexeurs SIW.

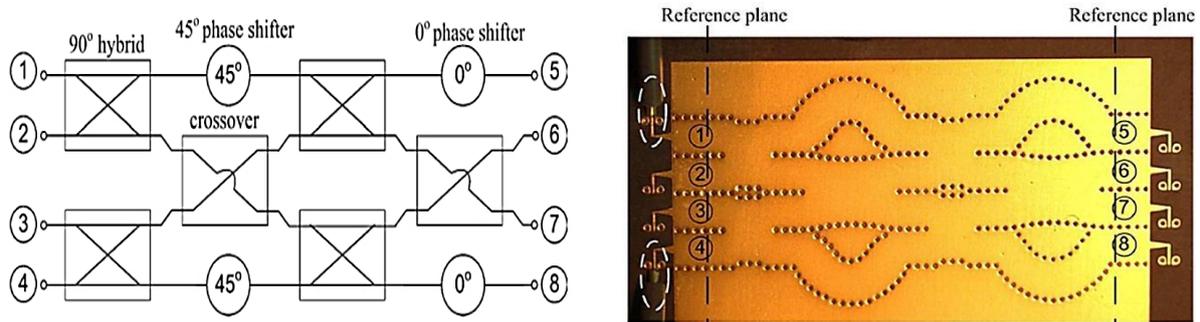
Dans [57], une matrice complète SIW Butler de ports 4x4 est démontrée à 60 GHz. Elle est composée de plusieurs coupleurs hybrides à 90 °, de croisements et de déphaseurs comme



illustré à la figure I.22. Ce circuit montre le potentiel de la technologie SIW pour les systèmes de télécommunications aux fréquences millimétriques.



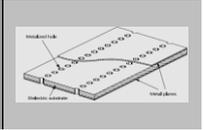
**Figure I.21:** Plusieurs topologies de filtres: (a) Filtre avec bornes inductives asymétriques, (b) Filtre avec bornes inductives symétriques, (c) Filtre avec cavités circulaires, et (d) Filtre avec cavités rectangulaires et couplage croisé [54].



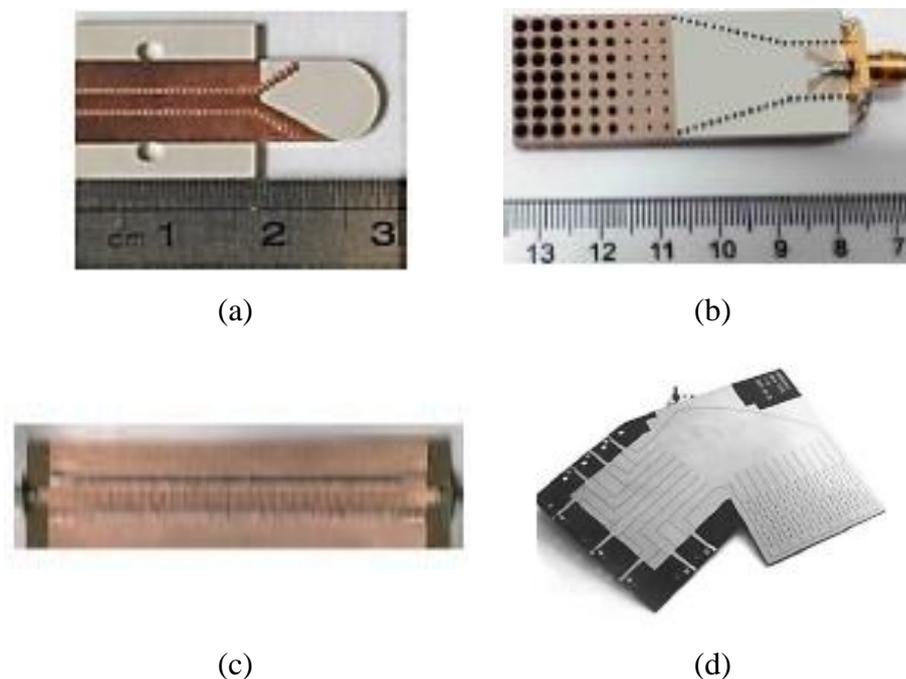
**Figure I.22:** (a) Schéma fonctionnel et (b) image de la matrice 4x4 Butler [57].

Il existe peu de circuits actifs basés sur la technologie SIW. Plusieurs chercheurs se concentrent sur une intégration complète appelée System-on-Substrate (SoS) encouragée par de nouvelles possibilités de fabrication et de conception. La réalisation de systèmes SIW actifs consiste principalement en intégration de dispositifs actifs tels que des transistors ou des diodes. Dans [58] et [59], des oscillateurs ont été proposés en 2003 et 2014. Dans [60] et [61], des mélangeurs ont été proposés en 2006 et 2012. Dans [62] et [63], des amplificateurs ont été proposés en 2008 et 2012.

Enfin, les antennes sont l'un des composants clés des systèmes émetteurs-récepteurs. Des exemples d'antennes SIW sont donnés sur la figure I.23. En utilisant un substrat à haute



permittivité, la taille d'antenne peut être diminuée par rapport à la même structure basée sur un guide d'ondes creux. Par conséquent, les antennes en SIW sont consacrées aux systèmes qui nécessitent compacité et efficacité. Comme indiqué dans [64] pour une antenne AL TSA, dans [65] pour une antenne cornet et dans [66] pour une antenne à ondes de fuite, il existe plusieurs topologies d'antennes existantes qui ont été démontrées sur la base de SIW. Elles peuvent également former un réseau pour améliorer les performances ou créer les conditions requises pour la formation du faisceau comme démontré dans l'exemple donné dans [67].



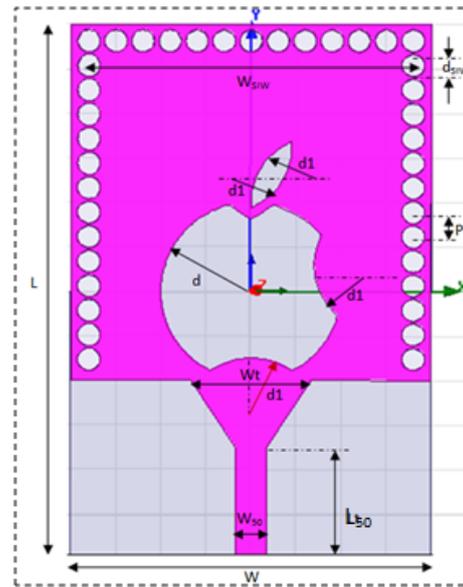
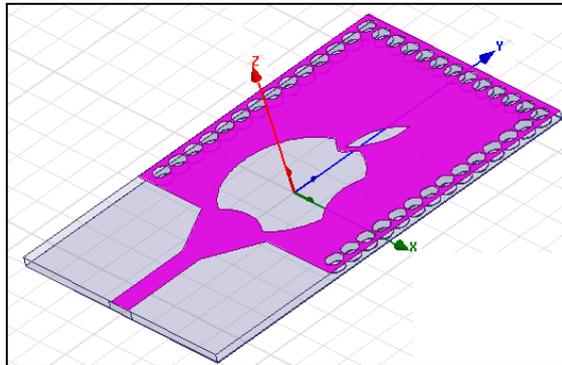
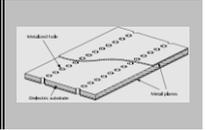
**Figure I.23:** Topologies des antennes: (a) AL TSA, (b) antenne cornet, (c) antenne à onde fuite et (d) réseau d'antennes.

Dans la fin de ce chapitre et pour voir les performances de cette technologie, nous avons conçu une antenne de forme Apple en technologie SIW rectangulaire.

### I.10. Conception d'une antenne à fente de forme « Apple » en technologie SIW rectangulaire

Nous avons proposé la conception d'une antenne en guide d'ondes intégré au substrat (SIW) rectangulaire à fentes de forme Apple en bande K [68].

La configuration et les dimensions de cette structure sont présentées sur la figure I. 24 et le tableau I. 1. Cette antenne est gravée sur un substrat Rogers/Duroid5880 avec une épaisseur de 0,508 mm, une permittivité diélectrique de 2,2 et une tangente de perte de 0,0009 et elle est alimentée par une transition micro-ruban conique.



(a) (b)  
**Figure I.24.** Antenne SIW proposée: Vue de face : (a) 3D et (b) 2D

**Tableau I.1 :**  
Dimensions de l'antenne proposée

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$W$	16	$P$	1.2
$L$	24	$L_t$	5
$D$	4	$W_t$	4
$d_1$	3	$W_{SIW}$	15
$d_{SIW}$	0.6	Largeur de la ligne d'alimentation	
$d$	4	$W_{50}$	1.8

**a. Résultats et discussion**

Cette antenne a été simulée par le logiciel EM ANSYS-HFSS : High Frequency Structure Simulation (voir annexe B). Les modes propres de cette structure donnent les fréquences de résonance qui correspondent à notre antenne.

La figure (I.25) montre le coefficient de réflexion simulé à l'aide de logiciel HFSS dans la bande de fréquences K.

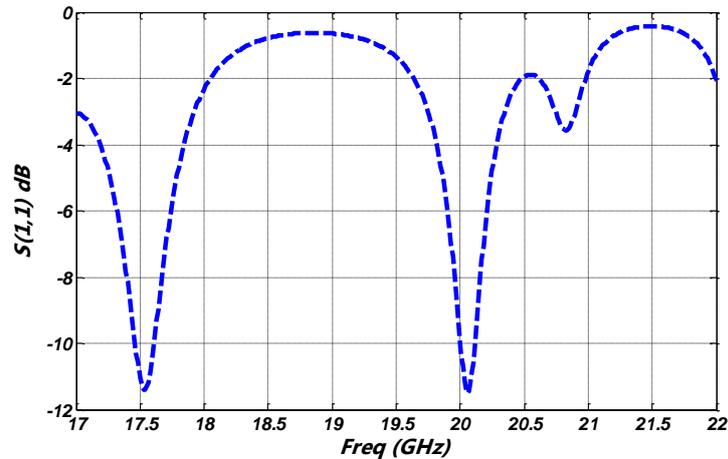
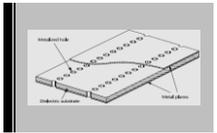


Figure I.25. Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne Apple en SIW proposée

Après quelques optimisations en changeant les dimensions de notre antenne, nous avons obtenu le coefficient de réflexion illustré sur la figure suivante:

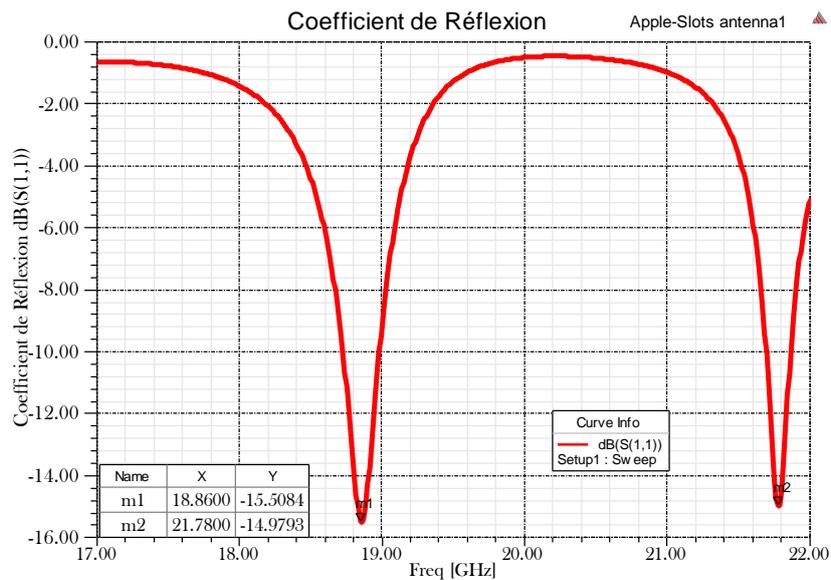


Figure I.26. Evolution du coefficient de réflexion optimisé en fonction de la fréquence de l'antenne Apple proposée avec les paramètres d'optimisation suivantes :  $L_t=4\text{mm}$ ,  $P=1\text{mm}$ ,  $d_{SIW}=0.55\text{mm}$

Les fréquences de résonance obtenues sont 18.86 GHz et 21,78 GHz.

Les tracés des diagrammes de rayonnement de notre antenne dans les plans  $\Phi = 0^\circ$  (plan E) et  $\Phi = 90^\circ$  (plan H) sont indiqués sur la figure I.27. Les gains 2D et 3D de cette antenne sont illustrés à la Figure I.28.

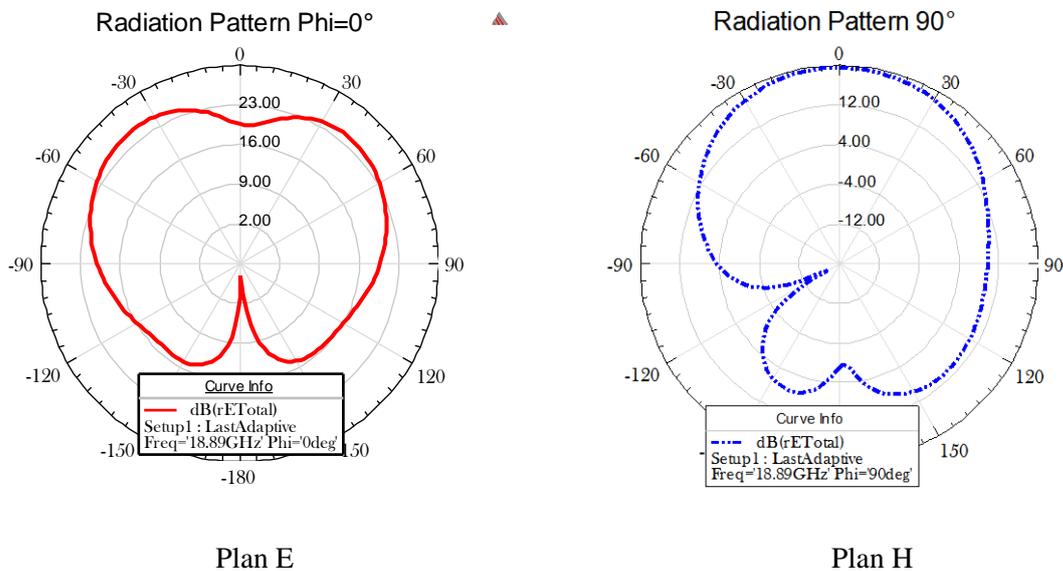
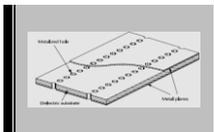


Figure.I.27. Diagrammes de rayonnement de l'antenne Apple optimisée pour 18.86 GHz

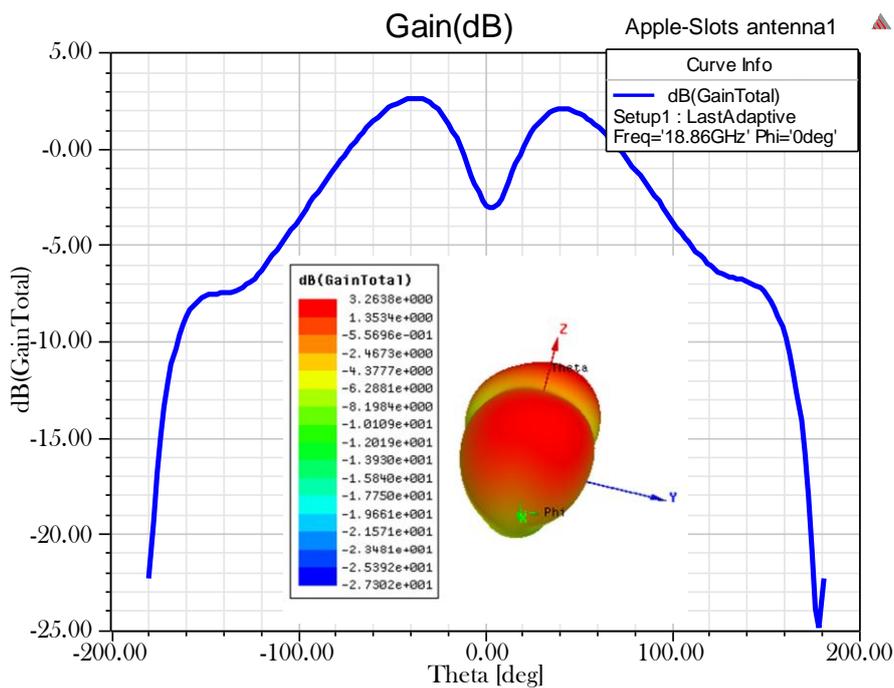
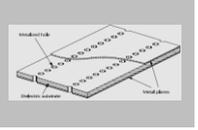


Figure.I.28. Gains 2D et 3D en bande K de l'antenne Apple optimisée pour 18.86 GHz.



#### I.11. Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les deux types de technologies guide d'ondes et SIW est détaillé selon l'historique, le principe de fonctionnement, les considérations de conception et les modes de propagation.

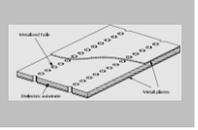
*Ce travail* a été focalisé tout d'abord sur les caractéristiques et les performances remarquables de la technologie SIW qui progresse tous les jours, ce qui donne lieu à des réalisations intéressantes.

Nous avons ensuite présenté les différentes transitions micro-ruban-SIW et coplanaire-SIW qui permettent de combiner les deux technologies volumiques et planaire.

Nous avons montré aussi que la technologie SIW permet d'intégrer des composants actifs, des fonctions passives et des éléments rayonnants sur le même substrat. La flexibilité de la conception de ces circuits SIW en fait une technologie prometteuse avec de faibles pertes et de faibles coûts pour les applications en micro-ondes.

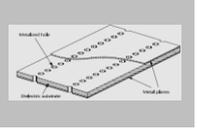
Finalement, pour regarder les performances de cette technologie en guide d'ondes rectangulaire intégré au substrat, nous avons conçu une antenne en SIW à fentes de forme 'Apple' au moyen de logiciel HFSS.

Les résultats de simulation obtenus au moyen de ce logiciel, donnent des coefficients de réflexion de l'ordre -15.5dB et -14.97dB avec des bandes passantes de 270 MHz et 160 MHz respectivement et un gain de l'ordre 3.26 dB à la fréquence 18.86 GHz.

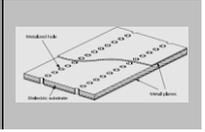


Références bibliographiques de chapitre I

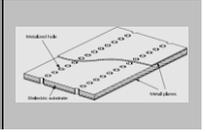
- [1] Ke Wu, D. Deslandes and Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, TELSIS 2003. 6th International Conference on*, pp. P-III-P-X, vol.1, 2003.
- [2] <http://www.scientificamerican.com/article/graphic-science-electromagnetic-bombardment/>
- [3] J.C. Boudenot. "Augustin Fresnel (1788-1827)".In : *Reflets de la physique* 7déc. 2007.
- [4] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "The IEEE standard dictionary of electrical and electronics terms"; 6th ed. New York, N.Y., *Institute of Electrical and Electronics Engineers, c1997. ISBN: 1-55937-833-6. IEEE Std 100-1996.*
- [5] R. E. Collins, "Foundations for Microwave Engineering",2nd ed, *IEEE Press*, NewYork, 2001.
- [6] NouriKeltouma, "Contribution à l'analyse des discontinuités en guides d'ondes rectangulaires par la méthode des éléments finis et conception des filtres microondes",*Thèse de Magister en Electronique soutenue à l'université de Tlemcen*, 2002.
- [7] <https://daily.jstor.org/the-birth-of-radio/>
- [8] Pozar, D. M., "Microwave Engineering",*John Wiley and Sons*, New York, 1998.
- [9] [www.radartutorial.eu/03.linetheory/tl10.fr .html](http://www.radartutorial.eu/03.linetheory/tl10.fr.html)
- [10][www.mongosukulu.com/ index. php/contenu/ informatique- et reseaux/ telecommunications / 740- lesguides- d'ondes-rectangulaires](http://www.mongosukulu.com/index.php/contenu/informatique-et-reseaux/telecommunications/740-lesguides-d'ondes-rectangulaires)
- [11]D. M. Pozar, "Microwave Engineering", 3<sup>rd</sup>Ed. *John Wiley & Sons*, 2005.
- [12]Chakravorty, Pragnan. "Analysis of Rectangular Waveguides - An Intuitive Approach". *IETE Journal of Education*. vol. 55 no. 2: pp. 76-80, Jan 2015.
- [13] Y. Modi and C. A. Balanis, "PEC-PMC Baffle Inside Circular Cross Section Waveguide for Reduction of Cut-Off Frequency",*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 3, pp. 171-173, March 2016. doi:10.1109/ LMWC. 2524529. 2016
- [14] « Waveguide (electromagnetism) - Wikipedia, the free encyclopedia ». [En ligne]. Disponible sur: [http://en.wikipedia.org/wiki/Waveguide\\_\(electromagnetism\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Waveguide_(electromagnetism)).
- [15]Dominic grenier, "Électromagnétisme et transmission des ondes", *Département de génie électrique et de génie informatique université Laval*, Québec, 2018.
- [16]Samuel Y. Liao "Microwave devices and circuits",*third edition, Inc. A Simon & Shuster Company Englrwood Cliffs*, New Jersey 07632. By Printice-Hall 1990, 1985, 1980.
- [17] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen, K. Wu. "Planar diplexer for microwave integrated circuits", *IEE Proc-Microwaves, Antennas and Propagation*, [Vol. 152, Iss. 6](#). pp. 455-459, 2005.



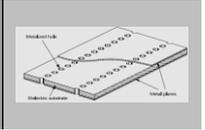
- [18] Frédéric PARMENT "Guides d'onde Intégrés au Substrat (SIW) multicouches à haute performance pour des circuits millimétriques à faible coût". *Thèse de doctorat soutenue à l'université Grenoble ALPES*, 04 Novembre 2016.
- [19] F. Shigeki, "Waveguide line", (in Japanese) *Japan Patent* 06-053 711, Feb. 25, 1994.
- [20] K. Leahy, B. Flanick, K. A. Zak, and A. Piloto, "Waveguide filters having a layered dielectric structures", Jan. 1995.
- [21] N. Marcuvitz, Ed., "Waveguide Handbook", *M.I.T. Rad. Lab. Ser.*, Vol 10. New York: McGraw-Hill 1951.
- [22] Y. Leviatan, P. G. Li, A. T. Adams, and J. Perini, "Single-post inductive obstacle in rectangular waveguide", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 31, no. 10, pp. 806-8012, Oct. 1983.
- [23] R. F. Harrington, "Field Computation by Moment Methods", ser. *IEEE Press/OUP Electromagnetic Wave Theory*, Piscataway, NJ: IEEE Press, 1993.
- [24] P. Li, A. Adams, Y. Leviatan, and J. Perini, "Multiple-post inductive obstacles in rectangular waveguide", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol MTT-32, no. 4, pp. 365-373, Apr. 1984.
- [25] J. Hirokawa and M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, no. 5, pp. 625-630, May 1998.
- [26] H. Uchimura, T. Takenoshita and M. Fujii, "Development of the laminated waveguide", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest*, Conference: 7-12 June 1998, INSPEC Accession Number: 6005160. pp. 1811-1814, 1998.
- [27] C.-K. C. Tzuan, K.-C. Chen, C.-J. Lee, C.-C. Ho and H.-S. Wu, "H-plane mode conversion and application in printed microwave integrated circuit", *Proc. 30<sup>th</sup> Europ. Microw. Conf.*, pp. 1-4, 2000.
- [28] D. Deslandes and Ke Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave Compon. Lett.*, Vol. 11, pp. 68-70, Feb 2001.
- [29] H. Moravec, "When will computer hardware match the human brain?," *Journal of Evolution and Technology*, Vol. 1, 1998.
- [30] Ke Wu, Maurizio Bozzi, and Nelson J. G. Fonseca "Substrate Integrated Transmission Lines: Review and Applications", *IEEE journal microwaves* Vol.1, N°.1, pp. 345-363, January 2021.
- [31] Xu, F., and K. Wu, "Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 53, No. 1, pp. 66-73. 2005.
- [32] Collin, R. E., *Field Theory of Guided Waves*, Wiley-IEEE Press, 1991.
- [33] ABES Turkiya; NOURI Keltouma; BOUAZZA Boubakar Seddik; BECHAREF Kada and Damou Mehdi, " gain enhancement of microstrip sawtooth antenna array based on substrate-



- integrated waveguide technology for dual-band applications ( $k_u / k$ )", *the IEEE sixth international conference on the image and signal processing and their applications (ISPA)*, Mostaganem, Algeria. DOI: 10.1109/ISPA48434.2019.8966817. Nov2019.
- [34] L. Yan, W. Hong, K. Wu, et al. "Investigations on the propagation characteristics of the substrate integrated wave-guide based on the method of lines". *IEE Proceedings- Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 152, No. 1, pp35–42, February 2005.
- [35] Yu Jian Cheng, "Substrate Integrated Antennas and Arrays", *Taylor & Francis Group, LLC CRC Press is an imprint of Taylor & Francis Group, an Informa business*, 2016.
- [36] Bozzi, M., L. Perregini and K. Wu, "Modeling of Conductor, Dielectric and Radiation Losses in Substrate Integrated Waveguide by the Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 56, No. 12, pp. 3153–3161. 2008.
- [37] Bozzi, M., et al., "On the Losses in Substrate Integrated Waveguides and Cavities" *International J. Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 1, No. 5, 2009, pp. 395–401.
- [38] Ramesh Garg, InderBahl, Maurizio Bozzi, "Microstrip Lines and Slotlines". *Third Edition Library of Congress Cataloging-in-Publication Data*, ISBN-13: 978-1-60807-535-5, Artech House. 2013.
- [39] Deslandes, D., and K. Wu, "Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 54, No. 6, pp. 2516–2526, 2006.
- [40] Grigoropoulos, N, Izquierdo, B.S., Young, P.R.: "Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters", *IEEEMicrow. Wirel. Compon. Lett.* Vol. 15, no. 12, pp. 829–831, 2005.
- [41] Lai, Q., Fumeaux, Ch., Hong, W., Vahldieck, R.: "Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 57, Issue. 8, pp. 1996–2004, 2009.
- [42] Zhai, G.H., Hong, W., Wu, K., et al.: "Folded half mode substrate integrated waveguide 3 dB coupler", *IEEEMicrow. Wirel. Compon. Lett.* Vol. 18, no. 8, pp. 512–514, 2008.
- [43] Bozzi, M., Deslandes, D., Arcioni, P., Perregini, L., Wu, K., Conciauro, G.: "Efficient analysis and experimental verification of substrate integrated slab waveguides for wideband microwave applications", *Int. J. RF Microw. Comput. Aided Eng*, Vol. 15, no. 3, pp. 296–306, 2005.
- [44] Che, W., Li, C., Russer, P., Chow, Y.L.: "Propagation and band broadening effect of planar integrated ridged waveguide in multilayer dielectric substrates", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Atlanta, GA, 15–20, pp. 217–220, June 2008
- [45] Bozzi, M., Winkler, S.A., Wu, K.: "Broadband and compact ridge substrate integrated waveguides", *IET Microw. Antennas Propag*, Vol. 4, no. 11, pp. 1965–1973, 2010.



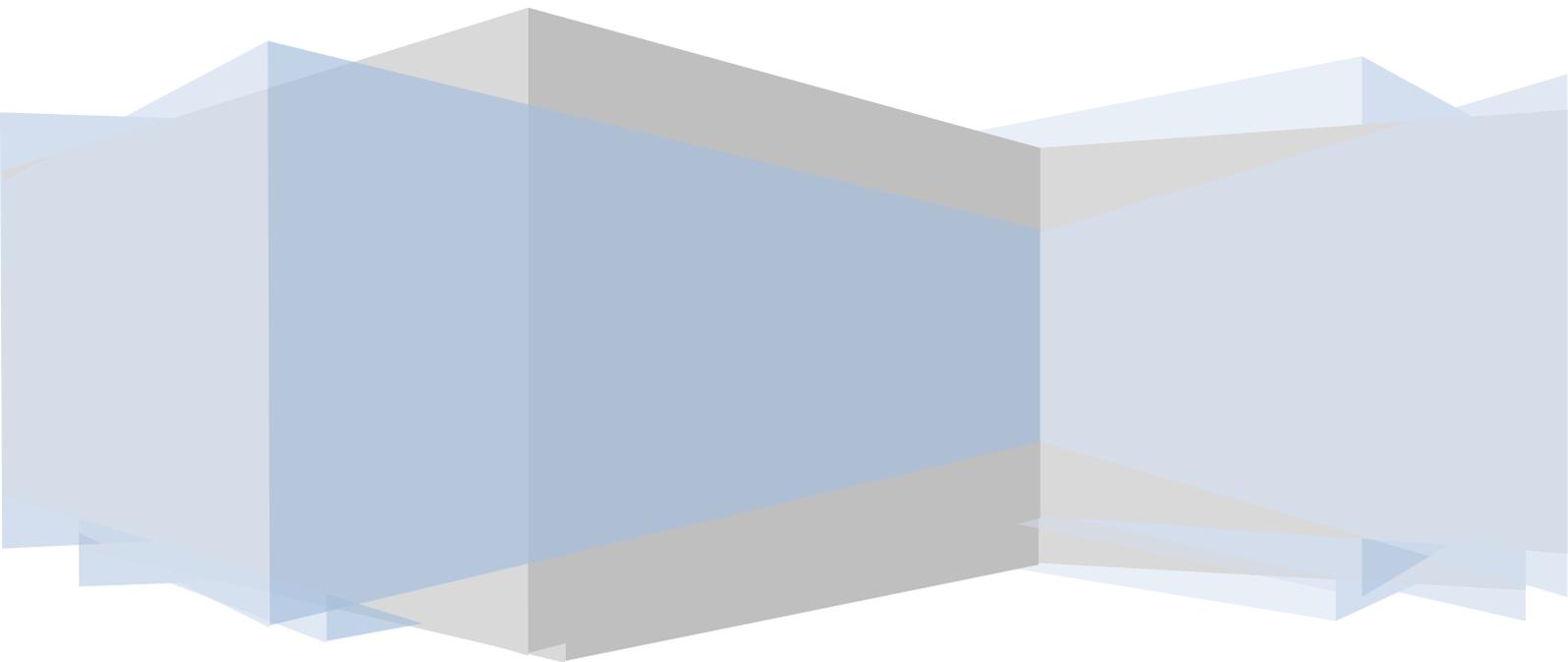
- [46] A. Niembro-Martin, V. Nasserddine, E. Pistono, H. Issa, A.-L. Franc, T.-P. Vuong and P. Ferrari, "Slow-wave substrate integrated waveguide", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 8, pp. 1625-1633, 2014.
- [47] D. Deslandes, « Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions », in *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, p. 704-707, 2010.
- [48] L. Ke, " An efficient method for analysis of arbitrary non uniform transmission lines", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, pp. 9-14, 1997.
- [49] Chen, X.-P., and K. Wu, "Low-Loss Ultra-Wideband Transition Between Conductor- Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS 2009)*, Boston, MA, June 7–12, pp. 349–352, 2009.
- [50] Patrovsky, A., M. Daigle, and K. Wu, "Millimeter-Wave Wideband Transition from CPW to Substrate Integrated Waveguide on Electrically Thick High-Permittivity Substrates", *37<sup>th</sup> European Microwave Conference 2007*, Munich, Germany, pp.138–141 Oct. 8–12, 2007.
- [51] Deslandes, D., and K. Wu, "Analysis and Design of Current Probe Transition from Grounded Coplanar to Substrate Integrated Rectangular Waveguides", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 53, No. 8, pp. 2487–2494, 2005.
- [52] A. E. Mostrah and al., "C-Band inductive post SIW alumina filter for a space application. Experimental analysis of the thermal behavior," *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, pp. 103-106, 2010.
- [53] J. Garreau and al., "Ultra-compact X-band SIW filter in LTCC technology using high permittivity substrate for a space application", *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International*, Montreal, QC, pp. 1-3 Canada, 2012.
- [54] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas" *IET Microw. Antennas Propag*, Vol. 5, Iss. 8, pp. 909-920, 2011.
- [55] S. S. Sabri, B. H. Ahmad and A. R. Bin Othman, "A review of substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter based on different method and design", *IEEE Asia-Pacific Conf. on Appl. Electromagn.*, pp. 210-215, 2012.
- [56] R. V. Snyder, A. Mortazawi, I. Hunter, S. Bastioli, G. Macchiarella, and K. Wu, "Present and future trends in filters and multiplexers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 63, no. 10, pp. 3324-3360, Oct. 2015.
- [57] C.-J. Chen and T.-H. Chu, "Design of a 60-GHz substrate integrated waveguide Butler matrix—A systematic approach", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 58, no. 7, pp. 1724, 2010.
- [58] Y. Cassivi and K. Wu, "Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity", *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol. 13, no. 2, pp. 48-50, Feb. 2003.



- [59] J. Long and Q. Kewei, "A novel x-band oscillator using substrate integrated waveguide resonators", *15<sup>th</sup> International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT)*, pp. 1359 – 1361, Aug. 2014.
- [60] J.-X. Chen, W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li and K. Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broadband substrate integrated waveguide (SIW) coupler", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 16, no. 2, pp. 84-86, 2006.
- [61] Z.-Y. Zhang, Y.-R. Wei and K. Wu, "Broadband millimeter-wave single balanced mixer and its applications to substrate integrated wireless systems", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 60, no. 3, pp. 660-669, 2012.
- [62] M. Abdolhamidi and M. Shahabadi, "X-band substrate integrated waveguide amplifier", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 815-817, 2008.
- [63] Z. Wang, S. Adhikari, D. Dousset, C.-W. Park and K. Wu, "Substrate integrated waveguide (SIW) power amplifier using CBCPW-to-SIW transition for matching network", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig*, 2012.
- [64] N. Ghassemi and K. Wu, "Planar high-gain dielectric-loaded antipodal linearly tapered slot antenna for E- and W-Band gigabyte point-to-point wireless services", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, no. 4, pp. 1747-1755, April 2013.
- [65] Y. Cai, "Compact wideband SIW horn antenna fed by elevated-CPW structure", *IEEE Trans. Antennas Propag*, Vol. 63, no. 10, pp. 4551-4557, 2015.
- [66] J. Liu, D. R. Jackson, and Y. Long, "Substrate integrated waveguide (SIW) leaky-wave antenna with transverse slots", *IEEE Trans. Antennas Propag*. vol. 60, no. 1, pp. 20-29, 2012.
- [67] K. Wu, "Multi-dimensional and multi-functional substrate integrated waveguide antennas and arrays for GHz and THz applications: An emerging disruptive technology", *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp.11-15, Apr. 2013.
- [68] AbesT urkiya, Nouri Keltouma, Bouazza Boubakar Seddik ,Becharef Kada, "Apple shape-slot SIW Antenna Optimization Using Back-propagation Artificial Neural Networks », *International Academy of Microwave And Optical Technology (IAMOT)*, Vol. 16, N°: 1, PP.10-17, , ISSN (E/P) : 1553-0396, January 2021.

## *Chapitre II*

# *Conception des antennes circulaire à fentes en technologie SIW-WUVM*





#### II.1. Introduction

Le concept des antennes micro-rubans a été proposé la première fois en 1953 par Deschamps, mais ce n'est qu'aux années soixante-dix que les premières applications de ce type d'antenne sont vu le jour. Les premières réalisations étaient essentiellement réservées à des applications militaires, un peu plus tard, dans les années 1990 des antennes pratiques ont été développées par Howel et Munson [1].

L'apparition des techniques des circuits imprimés dans le milieu du 20<sup>ème</sup> siècle a conduit à la réalisation de la version imprimée de ces lignes de transmission qui pouvait être élaborée et permettre une production beaucoup plus simple de la masse des composants micro-ondes.

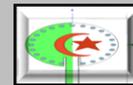
Avec l'image du plan de masse offrant un second conducteur, le circuit équivalent de la ligne de transmission bifilaire est connu sous le nom de micro-ruban [2].

La géométrie micro-ruban, qui rayonne des ondes électromagnétiques, a été envisagée initialement dans les années 1950. La réalisation des résonateurs compatibles avec les lignes de transmission micro-ruban date des années 1952 (Grieg et Englemann). La première réalisation des micro-rubans sous forme d'une antenne imprimée, a été très utilisée dans les appareils téléphoniques et les ordinateurs portables [3- 4].

Actuellement, les antennes microbandes sont devenues très populaires dans diverses applications civiles ou militaires, où la taille, le poids, le coût, les performances et la facilité d'installation sont des contraintes importantes [1]. Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes sont les télécommunications spatiales, le téléguidage des missiles, ainsi que dans le domaine des applications biomédicales [4]. Les systèmes multi-émetteurs et multi-récepteurs (MIMO) et les systèmes RFID (Radio Frequency Identification) [5]. Ces antennes sont également utiles dans les applications WLAN, UWB, LTE [6], les systèmes de positionnement global (GPS) [5,7] et les systèmes de communication mobile et sans fil [8].

Les caractéristiques de conception intéressantes des antennes micro-ruban sont principalement les fréquences de résonance complexes, le diagramme de rayonnement, l'adaptation et l'impédance d'entrée. Une revue extensive de la littérature de l'analyse des structures micro-rubans rayonnantes non planes, ainsi que des recherches sur les caractéristiques de conception susmentionnées, est incluse dans le livre classique (Wong, 1999).

Les principaux inconvénients opérationnels des antennes micro-rubans sont leur faible rendement, leur faible puissance, leur faible facteur de qualité (Q), leurs rayonnements



parasites et leur bande passante très étroite. Dans certaines applications, comme dans les systèmes de sécurité gouvernementaux, des bandes passantes étroites sont souhaitables [2].

Les composants en technologie SIW présentent une famille de nouvelles structures en guides d'ondes. Ils sont faciles à intégrer avec des dispositifs actifs et d'autres lignes de transmission planaires conventionnelles, tels que la ligne micro-ruban ou guide d'ondes coplanaire (CPW). Les composants en SIW peuvent être intégrés sur un substrat diélectrique plan avec une faible perte d'insertion, un facteur de qualité  $Q$  élevé et une faible perte de rayonnement.

Récemment, les antennes à base de la technologie SIW ont obtenues d'excellents rayonnements et de bonnes propriétés tels que, un gain élevé, une large bande passante, et une facilité de fabrication [9-10]. Cela a fourni au cours de la dernière décennie une classe importante d'antennes micro-ondes avec de nombreuses applications dans les systèmes sans fil après avoir utilisé des techniques de modélisation automatique CAO (*Calcul assisté par ordinateur*).

Dans ce chapitre, nous allons intéresser, tout d'abord par les antennes, leurs différentes zones de rayonnement, leur schéma équivalent et leurs différents types.

Ensuite, nous nous focalisons notre étude sur les antennes micro-rubans, les différentes méthodes d'alimentation rencontrées dans la littérature ainsi que les méthodes d'analyse utilisées pour modéliser ce type d'antenne.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous étudions la cavité en guide d'ondes intégré au substrat circulaire (*Circular substrate integrated waveguide: CSIW*) et nous proposons une nouvelle topologie SIW-WUVM : *Substrate Integrated Waveguide Without Upper Vias Metalization* [11].

Enfin, nous allons concevoir une antenne à base de SIW-WUVM.

## II.2. Définition de l'antenne

Une antenne est un transducteur électromagnétique, utilisé pour convertir, en mode émission, des ondes guidées à l'intérieur des lignes de transmission pour rayonner des ondes en espace libre, ou pour convertir, en mode réception, des ondes en espace libre en ondes guidées.

Plus fondamentalement, une antenne est un moyen de convertir les ondes guidées présenter dans un guide d'ondes, un câble d'alimentation ou une ligne de transmission en ondes rayonnantes se déplaçant dans l'espace libre, ou vice versa.



La figure II.1 montre comment les champs piégés dans la ligne de transmission se propagent dans une dimension vers l'antenne, ce qui permet de les convertir en ondes rayonnantes, transportant l'énergie de l'émetteur en trois dimensions dans l'espace libre [12].

L'art de la conception de l'antenne consiste à garantir que ce processus se déroule aussi efficacement que possible, l'antenne rayonnant autant de puissance de l'émetteur dans des directions utiles, en particulier la direction du récepteur [12].

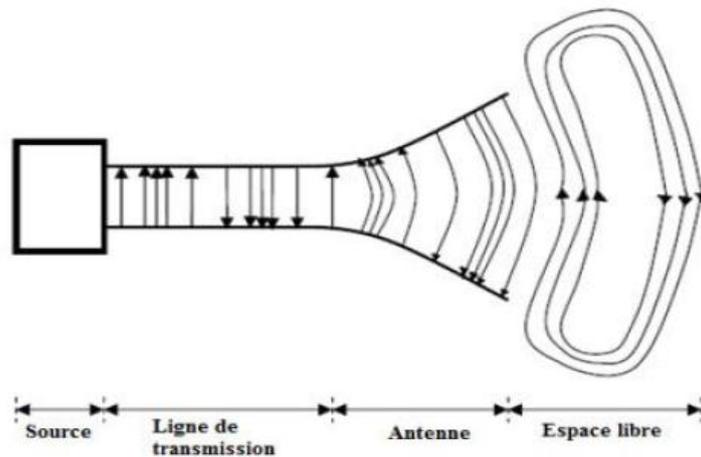


Figure II.1: L'antenne comme zone de transition entre les ondes guidées et les ondes qui se propagent

### II.3. Circuit équivalent de l'antenne

Le circuit équivalent d'une antenne est donné à la figure II.2. Ce circuit comporte une impédance ( $Z_g$ ) au niveau du générateur. L'impédance caractéristique de la ligne de transmission ( $Z_c$ ) ne dépend pas de la longueur de la ligne de transmission mais dépend du matériau utilisé dans la ligne de transmission et de l'adaptation d'impédance.

L'impédance de l'antenne ( $Z_a$ ) est donnée par:

$$Z_a = (R_1 + R_r) + jX_a \quad (\text{II.1})$$

Où  $R_1$  est la résistance due aux pertes dans le conducteur et le diélectrique,  $R_r$  est la résistance de rayonnement et  $X_a$  est la partie réactive (réactance) de l'antenne, elle représente la puissance stockée dans les régions proches du champ rayonné.

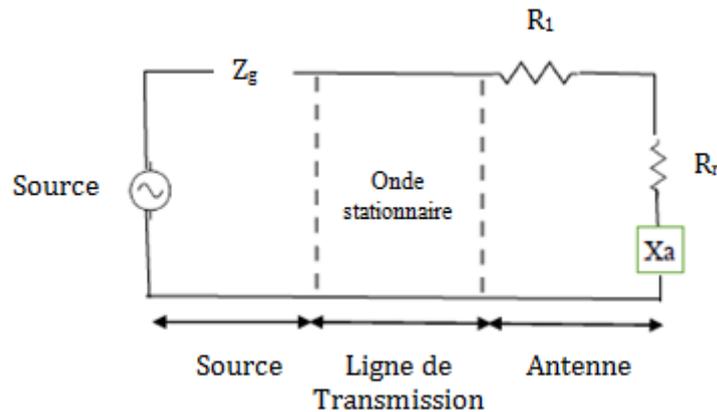


Figure II.2: Schéma de circuit équivalent de l'antenne

#### II.4. Classification des antennes

Il existe plusieurs façons de classer les antennes. Si nous classons sur la base de la bande de fréquences, nous pouvons avoir des antennes à bande étroite, large bande et ultra-large bande. Les antennes peuvent être aussi classées sur la base de leur structure électromagnétique, physique ou électrique.

La direction définit également la classification des antennes car elles peuvent être de nature directionnelle et non directionnelle. Pour plus de détails sur les types d'antenne on peut se référer au document de référence [13].

Il peut y avoir différents types d'antennes, les principales antennes et leurs types sont mentionnés ci-après :

- ✚ **Antennes filaires:** elles sont principalement constituées d'un fil conducteur, telles que les dipôles, les boucles et les hélices.
- ✚ **Antennes à ouvertures:** elles comportent des fentes rayonnantes caractérisées par des directivités plus élevées, telles que les guides d'ondes à fentes et les cornets.
- ✚ **Antennes Patch (Microstrip):** ce sont les plus utilisées dans les systèmes embarqués. Elles peuvent être de différentes formes comme rectangulaires, circulaires, etc.
- ✚ **Réseaux d'antennes:** ils sont constitués d'un groupement d'antennes alimentées avec des signaux dont la phase est ajustée de façon à obtenir le diagramme de rayonnement voulu.
- ✚ **Antennes lentilles :** sont des dispositifs ayant pour support les ondes électromagnétiques et dont le fonctionnement peut être assimilé à celui des systèmes



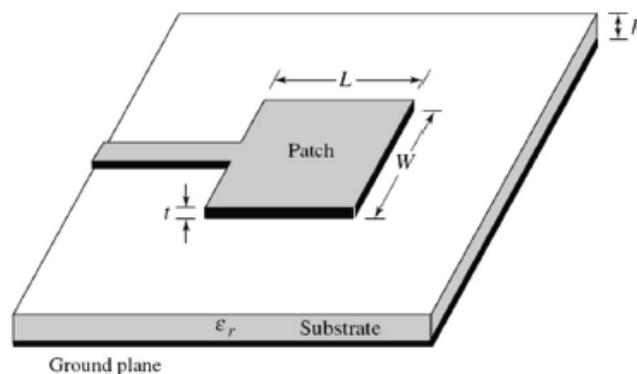
de focalisation en optique. La structure de ces antennes est toujours composée d'une source primaire et d'au moins une lentille diélectrique.

- ✚ **Antennes à réflecteurs** : elles utilisent des montages similaires à l'optique avec des réflecteurs plans ou paraboliques. Il s'agit d'antennes à réflecteurs. On peut citer l'antenne parabolique qui est la plus connue pour son usage en télévision satellitaire, elle a un gain élevé lié au diamètre du réflecteur et elle est très directive.

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à l'étude des antennes micro-rubans.

### II.5. Antennes micro-ruban

Une antenne patch micro-ruban se compose d'un substrat diélectrique pris en sandwich par un patch rayonnant d'un côté et le plan de masse de l'autre côté, comme illustré à la figure II.3. Le patch rayonnant est fait d'un bon matériau conducteur tel que du cuivre ou de l'or recuit. Il peut prendre n'importe quelle forme dans le plan bidimensionnel et ainsi des configurations illimitées sont possibles. Les formes peuvent être : triangulaire, circulaire, semi-circulaire et rectangulaire. Les lignes d'alimentation et le patch rayonnant sont généralement photo gravés sur le substrat diélectrique [2].



**Figure II.3:** Antenne patch rectangulaire

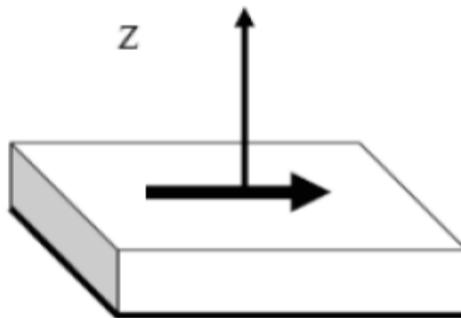
Les antennes patch micro-ruban rayonnent principalement en raison des champs frangeants entre le bord du patch et le plan de masse. Pour de bonnes performances d'antenne, un substrat diélectrique épais ayant une faible constante diélectrique est souhaitable car cela fournit une meilleure efficacité, une plus grande largeur de bande et un meilleur rayonnement [13]. Cependant, une telle configuration conduit à une taille d'antenne plus importante. Afin de concevoir une antenne patch micro-ruban compacte, des constantes diélectriques plus élevées



doivent être utilisées, ce qui est moins efficace et se traduit par une bande passante plus étroite. Il faut donc trouver un compromis entre les dimensions et les performances de l'antenne.

#### II.6. Les ondes dans le micro-ruban

Pour comprendre les mécanismes complexes de transmission et de rayonnement dans un patch micro-ruban, il faut considérer une source ponctuelle de courant, c'est-à-dire un dipôle d'Hertz situé au-dessus d'un substrat diélectrique couvert d'un plan de masse, comme le montre la figure II.4. Une telle source peut émettre des radiations électromagnétiques et donc en fonction de la direction de l'onde transmise.



*Figure II.4: Dipôle de Hertz sur une antenne micro-ruban*

*Il existe trois types d'ondes dans le micro-ruban : onde de surface, onde de fuite et onde guidée.*

##### II.6.1. Ondes de surface

Lorsque les ondes sont transmises légèrement vers le bas de la structure (Figure II.5), elles produisent des angles d'élévation comprises entre  $\pi/2$  radians et  $\pi/2 - \text{Arcsin}(1/\sqrt{\epsilon_r})$ , qui rencontrent les plans de masse. Ces ondes de surface vont se réfléchir sur la limite diélectrique-air. Cette limite diélectrique-air réfléchit également l'onde, ce qui provoque une réflexion interne totale. Ces ondes produisent certains angles de rayonnement particuliers générant un ensemble des modes d'onde de surface. Ces modes sont similaires à ceux obtenus dans les guides d'ondes métalliques. Une partie de l'énergie totale du signal, va propager sous formes des ondes de surface. Ainsi, cette énergie est perdue et elle diminue l'efficacité de l'antenne en raison de l'atténuation et la dégradation des performances de l'antenne [2].

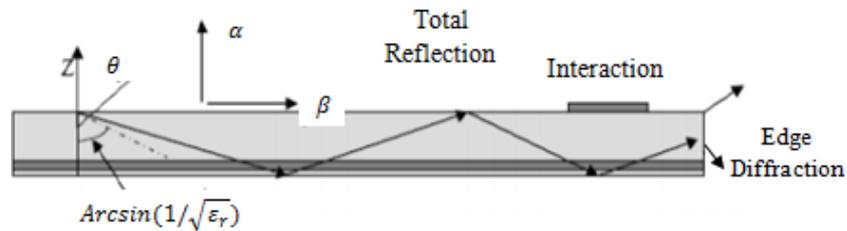


Figure II.5: Onde de surface dans une antenne micro-ruban

### II.6.2. Ondes de fuite

Les ondes qui sont dirigées plus fortement vers le bas avec des angles entre  $\pi - \text{Arcsin}\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$  et  $\pi$ , peuvent être réfléchies par le plan de masse. Mais la limite diélectrique-air ne peut réfléchir ces ondes que partiellement et donc les ondes vont partir à la surface de l'antenne. L'amplitude du champ augmente à mesure que l'on s'éloigne du substrat car l'onde rayonne à partir d'un point où l'amplitude du signal est plus grande [2].

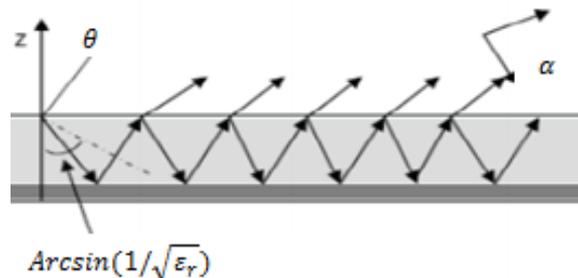


Figure II.6: Ondes de fuite dans une antenne micro-ruban

### II.6.3. Ondes guidées

Pour fabriquer de manière correcte une antenne patch micro-ruban avec des circuits imprimés, une couche métallique est ajoutée localement sur le dessus de la surface qui modifie la géométrie, introduisant ainsi une limite réfléchissante supplémentaire. Les ondes guidées ont un mode de fonctionnement normal dans les lignes et circuits de transmission où le champ électromagnétique est concentré dans la masse sous le conducteur supérieur. Mais une telle accumulation d'énergie électromagnétique n'est pas favorable pour les antennes patch qui fonctionnent comme des résonateurs à bande passante limitée.



#### II.7. Caractéristiques de base

Les antennes micro-ruban ont reçu une attention considérable à partir des années 1970, bien que l'idée d'une antenne micro-ruban remonte à 1953 [10] et à un brevet en 1955 [14]. Les antennes micro-ruban, comme le montre la figure (II.7), consistent en une bande métallique (patch) très mince  $t \ll \lambda_0$ , (où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde de l'espace libre).

Le ruban (patch) et le plan de masse sont séparés par une feuille diélectrique (appelée substrat), d'une épaisseur d'une petite fraction d'une longueur d'onde ( $h \ll \lambda_0$ , généralement  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$ ). Pour un patch rectangulaire, la longueur  $L$  de l'élément rayonnant est généralement  $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ .

Le constante diélectrique du substrat ( $\epsilon_r$ ) se situe typiquement dans la plage  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ .

Ce type de matériaux est utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne, réduit les pertes par effet de joule et amélioré la bande passante de l'antenne.

Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques d'épaisseur importante et de faible permittivité pour avoir une grande efficacité et une large bande passante.

Les substrats les plus utilisés pour obtenir de bonnes performances d'antenne sont les substrats épais dont la constante diélectrique est faible car ils offrent une meilleure efficacité, une plus grande largeur de bande et des champs rayonnés dans l'espace [1].

Des substrats minces avec des constantes diélectriques plus élevées sont préférables pour les circuits hyperfréquences car ils nécessitent des champs étroitement liés pour minimiser le rayonnement et le couplage indésirables, et conduisent à des tailles d'élément plus petites; cependant, en raison de leurs pertes plus importantes, ils sont moins efficaces et ils ont des largeurs de bande relativement plus petites [1]. Les antennes micro-ruban étant souvent intégrées à d'autres circuits hyperfréquences, un compromis doit être atteint entre les bonnes performances de l'antenne et les autres circuits.

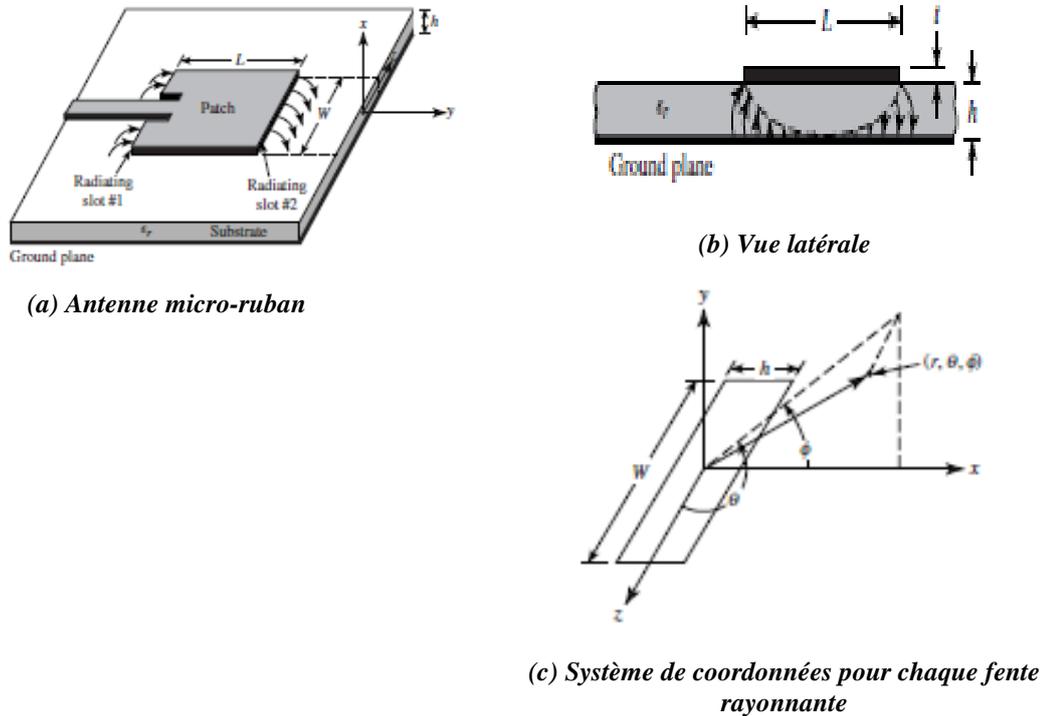


Figure II.7: Antenne micro-ruban et système de coordonnées

L'élément rayonnant de l'antenne microbande peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carrée, circulaire ou simplement un dipôle de dimension d'ordre de demi longueur d'onde ( $\lambda/2$ ). Les formes suivantes (Figure II.8) sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant [2].

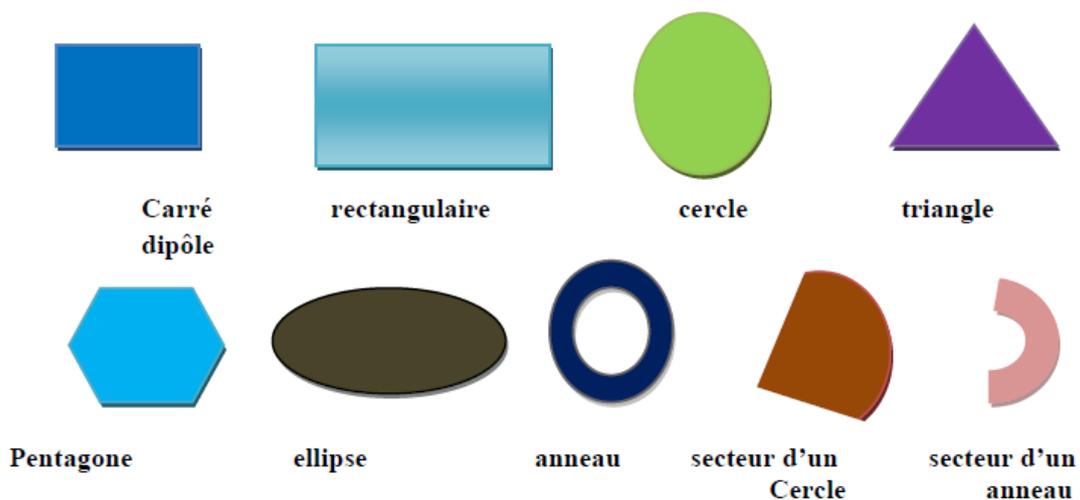


Figure II.8: Formes représentatives des éléments de patch micro-ruban



À cause de leurs formes et dimensions, elles sont facilement intégrables sur les mobiles (avion, voiture, missile, téléphone portable, etc...) et occupent moins d'espace, ce qui les rend attractifs pour la conception des réseaux d'antennes [13- 15]. Les polarisations linéaires et circulaires peuvent être obtenues avec des éléments simples ou des réseaux d'antennes micro-ruban.

Des groupements d'éléments micro-ruban, avec des alimentations uniques ou multiples peuvent également être utilisés pour introduire des balayages électroniques et obtenir de plus grandes directivités.

#### **II.8. Méthodes d'alimentation**

L'excitation de l'élément rayonnant est un facteur essentiel et important, qui nécessite une étude attentive lors de la conception d'une antenne la plus appropriée pour une application particulière. Une grande variété de mécanismes d'alimentation est disponible, non seulement pour coupler l'énergie à des éléments individuels, mais également pour la distribution contrôlée de l'énergie vers des éléments linéaires.

Les antennes patch micro-ruban peuvent être alimentées en utilisant diverses techniques. Les techniques d'alimentation les plus populaires utilisées sont la ligne micro-ruban et la sonde coaxiale qui sont en contact direct et encore le couplage d'ouverture et le couplage de proximité qui sont soumis à un contact indirect.

##### **II.8.1. Alimentation directe par une ligne micro-ruban**

Dans ce type de technique d'alimentation, un ruban conducteur est connecté directement au bord du patch rayonnant comme montré dans la Figure II.9. La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch, et ce genre d'alimentation a un avantage qu'elle peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure planaire.

Il offre une facilité de fabrication et une modélisation simple ainsi qu'une alimentation intégrée. Des encoches de longueur ( $x_0$ ) peuvent modifier le ruban pour obtenir une bonne adaptation d'impédance, ceci est achevé par un contrôle correct de la position  $x_0$  (Figure II.9.b) [10].

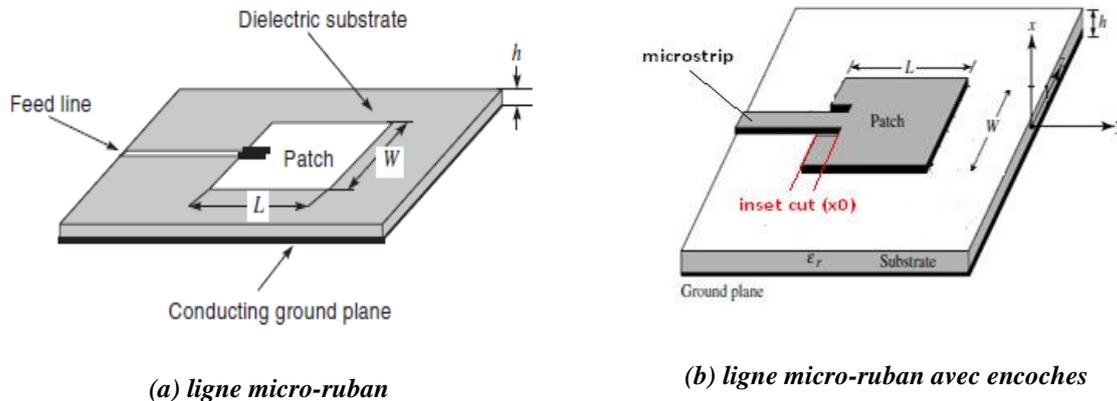


Figure II.9: Alimentation par une ligne micro-ruban

### II.8.2. Alimentation par une ligne coaxiale

L'alimentation en ligne coaxiale a été parmi les premières envisagées et même aujourd'hui l'une des plus populaires dans de nombreuses applications d'antenne patch micro-ruban.

Dans cette alimentation, le conducteur interne du coaxial s'étend à travers le substrat diélectrique et est connecté au patch tandis que le conducteur externe est connecté au plan de masse comme indiqué sur la figure (II.10).

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit désiré du patch afin d'assurer une meilleure adaptation d'impédance. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et a un rayonnement parasite faible. Cependant, son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser puisqu'un trou doit être foré dans le substrat et le connecteur sort en dehors du plan de masse, cela ne la rend pas complètement plane pour les substrats épais ( $h > 0.002\lambda_0$ )[15].

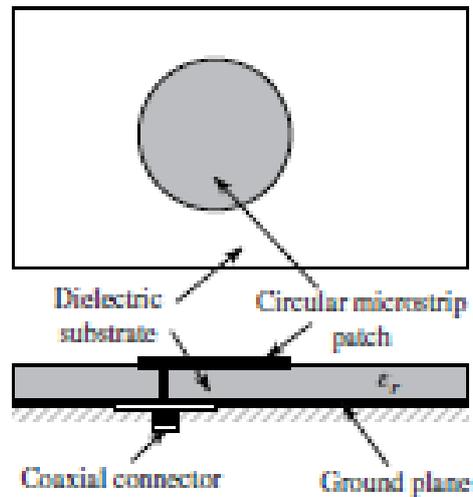


Figure II.10: Alimentation coaxiale

### II.8.3. Alimentation couplée par ouverture

Cette technique d'excitation comporte deux substrats, le premier est utilisé comme support pour l'élément rayonnant et l'autre contient la ligne d'alimentation. Au lieu d'alimenter l'antenne directement au moyen d'une ligne micro-ruban, on effectue un couplage électromagnétique à l'aide d'une ouverture comme indiqué sur la Figure II.11).

L'ouverture de couplage est généralement centrée sous le patch, conduisant à une polarisation croisée en raison de la symétrie de la configuration. La forme, la taille et l'emplacement de la fente déterminent la quantité de couplage.

D'une façon générale, un matériau ayant une constante diélectrique élevée est employé pour le substrat inférieur, alors qu'un matériau épais et ayant une constante diélectrique faible est employé pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch.

L'inconvénient majeur de cette technique d'alimentation est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication en raison des couches multiples qui augmentent également l'épaisseur d'antenne. Cette technique d'alimentation fournit aussi une largeur de bande étroite [17].

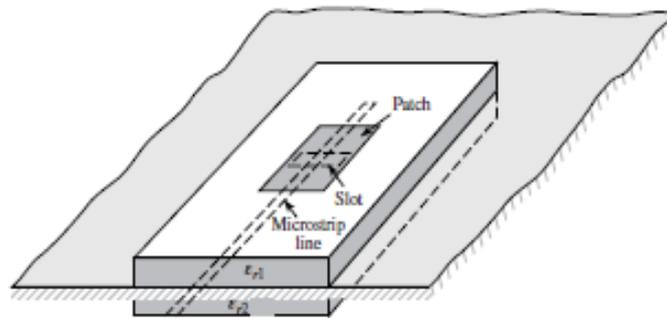


Figure II.11:Alimentation couplée par ouverture

#### II.8.4.Alimentation couplée par proximité

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés de sorte que la ligne d'alimentation soit située entre les deux substrats et le patch soit imprimé sur le substrat supérieur comme il est montré dans la Figure II.12.

L'avantage principal de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite dû à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (plus que 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, un pour le patch et un pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances de l'antenne [2].

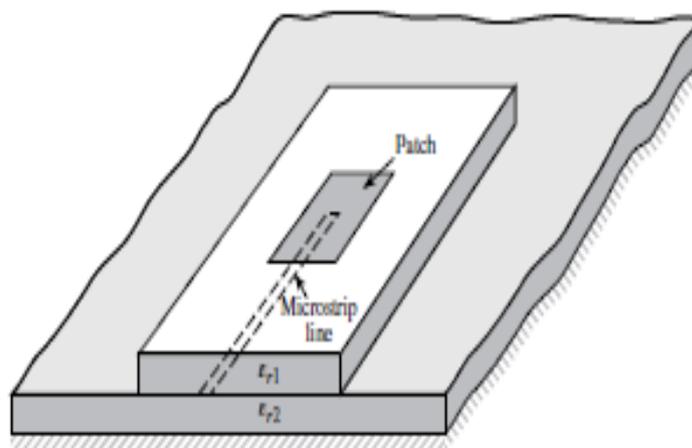


Figure II.12:Alimentation couplée par proximité

Dans la suite de cette étude, les modèles d'analyse seront présentés pour les antennes microbande à éléments rayonnants rectangulaires.



## II.9. Méthodes d'analyse

Il existe de nombreuses méthodes d'analyse pour les antennes micro-ruban. Le modèle de la ligne de transmission « MLT » est plus simple et il fournit des bonnes interprétations physiques. Cette méthode est plus adaptée aux patches rectangulaires mais elle est moins précise.

Le modèle de cavité est plus précis mais en même temps plus complexe [17], [18].

Le patch rectangulaire est la forme des antennes patches la plus répandue. Il est simple à analyser par le modèle des lignes et de la cavité.

### II.9.1. Modèle de la ligne de transmission

De manière basique, le modèle de ligne interprète l'antenne micro-ruban comme étant deux fentes séparées par une ligne de transmission de longueur  $L$  et de faible impédance caractéristique " $Z_c$ " [17].

#### a. Effet des bords :

Vu que le patch est de dimensions finies, les champs marginaux aux bords de la structure subissent des étalements dont la quantité est fonction des dimensions du patch et de la hauteur du substrat (Figure II.14).

Pour le plan principal E (plan x-y), les champs des bords sont fonction du rapport  $L/h$  et de la permittivité relative  $\epsilon_r$  du substrat. Comme le rapport  $L/h$  est supérieur à 1 ( $L/h \gg 1$ ), les champs marginaux sont réduits, cependant, il est nécessaire d'en tenir compte du fait qu'ils influent directement la fréquence de résonance de l'antenne. Le même résultat s'applique sur la largeur  $W$ .

La figure II.15 montre une configuration typique des lignes de champs électriques évoluant dans un milieu non homogène contenant deux diélectriques : le substrat et l'air.

Il se voit que la quasi-totalité du champ  $E$  se trouve dans le substrat et une partie existe dans l'air. Comme  $W/h \gg 1$  et  $\epsilon_r > 1$ , les lignes de champ se concentrent à l'intérieur du substrat. Les champs des bords, dans ce cas, font que l'antenne est vue d'une longueur électrique supérieure à ses dimensions physiques.

Vu que les champs évoluent dans deux milieux différents (substrat et air), une permittivité effective  $\epsilon_{eff} > 1$  est introduite pour tenir compte des champs marginaux et de la propagation des ondes dans le patch. Elle est donnée par la relation II.2 (Figures II.14, II.15) [2].



$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (\text{II.2})$$

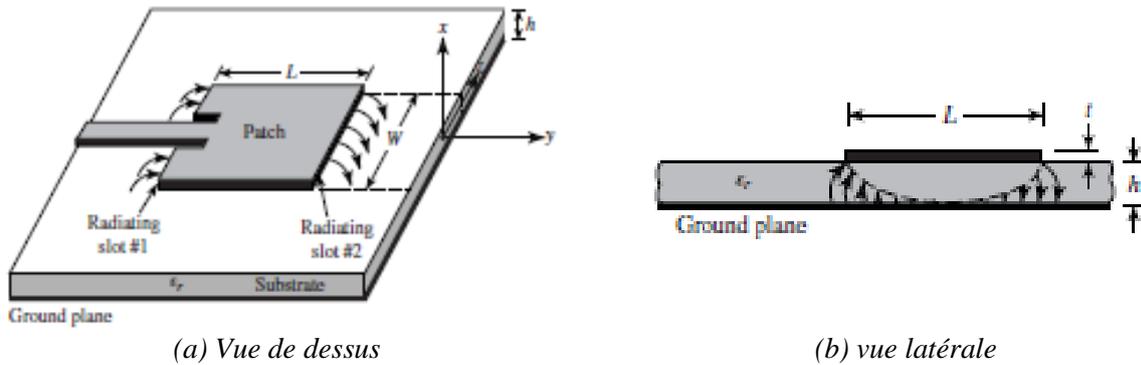


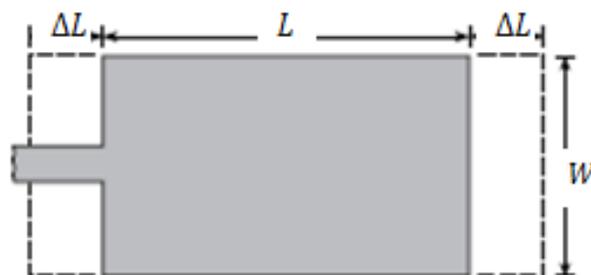
Figure II.14: Antenne micro-ruban rectangulaire: (a) Vue de dessus, (b) vue latérale



Figure II.15: Lignes de champ électrique et géométrie de constante diélectrique effective.

**b. Longueur effective, fréquence de résonance et largeur effective**

En raison des effets de bord, électriquement, l'antenne patch semble supérieure à ses dimensions physiques (Figure II.16).



(a) Vue de dessus

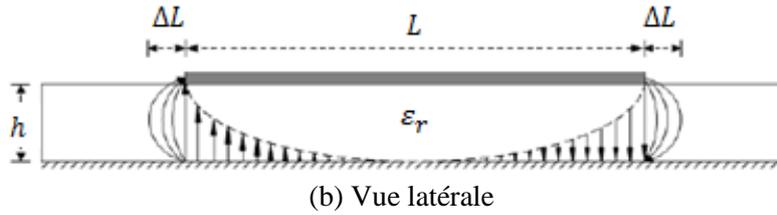


Figure II.16: Longueurs physique et effective du patch rectangulaire micro-ruban

La longueur de l'antenne patch est allongée de part et d'autre par une quantité  $\Delta L$  donnée par l'équation II.3

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{II.3})$$

La longueur effective de l'antenne patch  $L_{eff}$  est alors donnée par l'équation (II.4) :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (\text{II.4})$$

Aussi,  $L = \lambda/2$  pour le mode dominant  $TM_{010}$  sans effets de bord.

Pour ce mode dominant, la fréquence de résonance de l'antenne micro-ruban est fonction de sa longueur. Habituellement, cette fréquence est donnée par [2]:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.5})$$

Avec  $C$  est la célérité de la lumière dans l'espace libre.

Depuis que les effets de bord sont comptés, cette fréquence va être donnée par la formule (II.6):

$$\begin{aligned} (f_{rc})_{010} &= \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \\ &\Rightarrow (f_{rc})_{010} = \frac{C}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}} \\ &= q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Et par conséquent, nous pouvons définir un facteur  $q$  dit facteur de marge (*fringe factor*) donné par la formule (II.7):

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} = \frac{L\sqrt{\epsilon_r}}{(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (\text{II.7})$$



c. Conductance et impédance caractéristique :

Chaque fente rayonnante est représentée par une admittance parallèle équivalente  $Y$  (conductance  $G$  et susceptance  $B$ ) (Figure II.17). Les fentes sont modélisées par les équations suivantes [2]:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (\text{II.8})$$

Où pour une fente de largeur finie  $W$  :

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[ 1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (\text{II.8.a})$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)^2] \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (\text{II.8.b})$$

Où  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{\omega}{c}$  est le nombre d'onde d'espace libre. Ce résultat n'est précis que lorsque  $W \gg \lambda_0$  et  $h \ll \lambda_0$ .

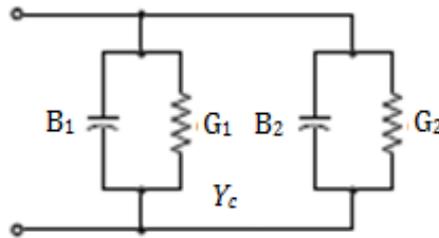


Figure II.17: Circuit équivalent de modèle de transmission

Maintenant, nous pouvons revenir au modèle de ligne de transmission où nous allons représenter les deux fentes rayonnantes avec des admittances équivalentes parallèles :

$$Y_1 = G_1 + jB_1$$

$$Y_2 = G_2 + jB_2$$

Puisque l'emplacement 2 est identique à l'emplacement 1, son admittance équivalente est :

$$Y_1 = Y_2 \Rightarrow G_1 = G_2 \text{ et } B_1 = B_2$$

L'admittance transformée résultante de la deuxième fente (en supposant que les dimensions du patch sont correctement choisies) est égale au conjugué complexe de la première fente ( $Y_2 = Y_1^*$ ). L'admittance transformée de la deuxième fente devient:

$$Y_2 = G_2 + jB_2 = G_1 - jB_1 \quad (\text{II.9})$$



or  $G_2 = G_1$  (II.9.a)

$B_2 = -B_1$  (II.9.b)

Par conséquent, l'admittance d'entrée résonnante totale est réelle et elle est donnée par:

$$Y_{in} = Y_1 + Y_2 = 2G_1. \quad (II.10)$$

En supposant que les fentes ne s'affectent pas les unes les autres, l'impédance d'entrée de l'antenne serait simplement l'inverse de l'admittance d'entrée. Puisque l'admittance d'entrée totale est réelle, l'impédance d'entrée résonnante est également réelle.

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (II.11)$$

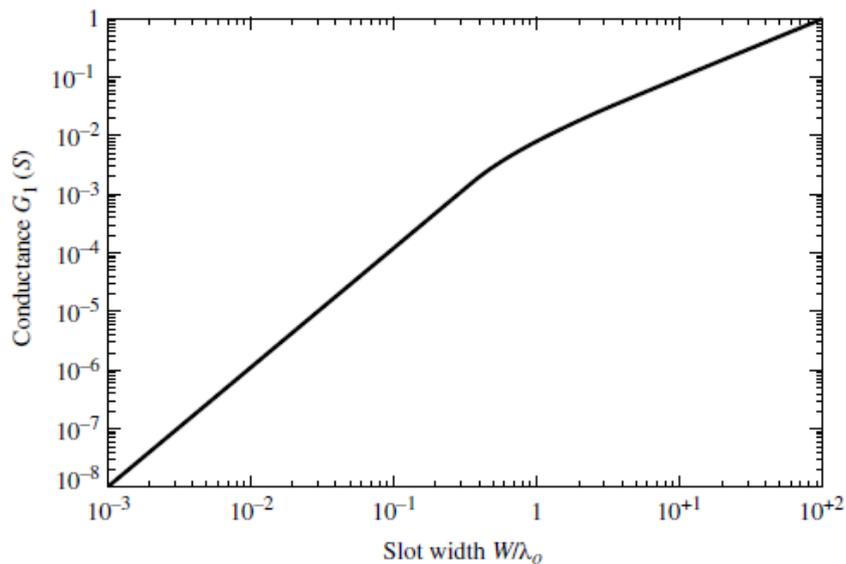


Figure II.18: Variation de la Conductance des fentes en fonction de la largeur des fentes

La résistance d'entrée dans l'équation (II.12), ne prend pas en compte les effets mutuels entre les fentes. Ceci peut être accompli en modifiant (II.12) suivant la référence [19].

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

Avec :

$G_{12}$  : est la conductance mutuelle.

Où le signe plus (+) est utilisé pour les modes avec une distribution de tension de résonance impaire (antisymétrique) sous le patch et entre les fentes tandis que le signe moins (-) est utilisé pour les modes avec pair (symétrique) distribution de tension de résonance.



La conductance mutuelle est définie, en termes de champs de zone lointaine, comme suit [19] :

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad \text{II.13}$$

Où:  $J_0$  est la fonction de Bessel du premier type d'ordre zéro. Pour les antennes micro-ruban typiques, la conductance mutuelle obtenue en utilisant l'équation (II.13) est faible par rapport à la conductance propre  $G_1$ .

En règle générale,  $R_{in}$  est compris entre 150 et 300  $\Omega$ . Pour faire correspondre une ligne de transmission micro-ruban.

✚  $R_{in}$  peut être diminué en augmentant  $W$ . Cette action est limitée à  $W/L < 2$  car l'efficacité d'ouverture des fentes diminue pour  $W/L > 2$ .

L'impédance caractéristique est donnée par [6] :

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \ln \left[ \frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{30}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad \text{II.14}$$

Où  $W_0$  est la largeur de la ligne micro-ruban. Cependant, la résistance d'entrée peut être modifiée en utilisant une alimentation avec encoches, d'une longueur  $y_0$ , comme il est illustré à la Figure II.19.a.

La résistance d'entrée de l'alimentation est donnée par:

$$R_{in}(y_0) \cong \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[ \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_{c,feed}^2} \sin^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) - \frac{B_1}{Y_{c,feed}} \sin\left(\frac{2\pi}{L} y_0\right) \right] \quad \text{II.15}$$

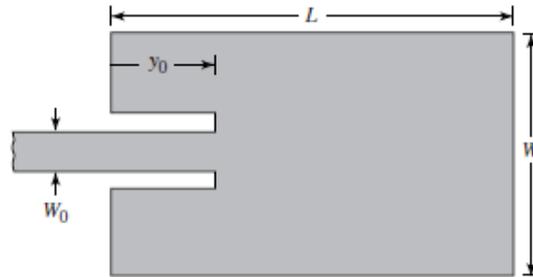
Où  $Y_{c,feed} = 1/Z_{c,feed}$  et  $Z_{c,feed}$  est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission micro-ruban d'alimentation de largeur  $W_0$ .

Remarque: la distance d'insertion  $y_0$  doit être dans la plage ( $0 < y_0 < L/2$ ). Si  $G_1/Y_{c,feed} \ll 1$  et  $B_1/Y_{c,feed} \ll 1$ . La résistance d'entrée de l'alimentation avec encoches devient (Figure II.19.b):

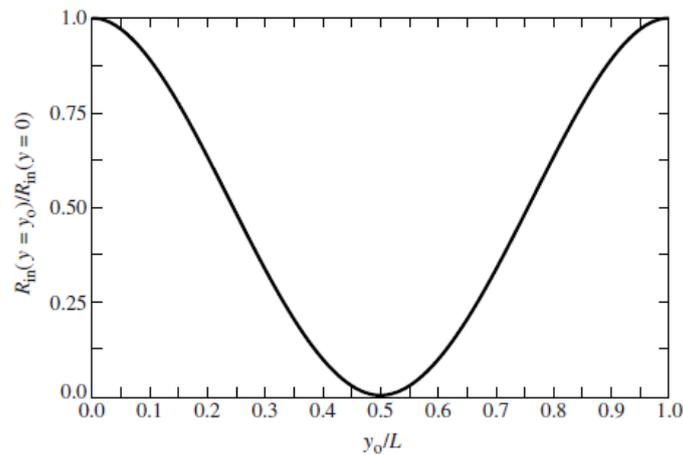


$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2 \frac{\pi}{L} y_0$$

$$= R_{in}(y = 0) \cos^2 \frac{\pi}{L} y_0 \quad (\text{II.15.a})$$



(a) Alimentation micro-ruban avec encoches



(b) Résistance d'entrée normalisée

**Figure II.19:** Alimentation micro-ruban à encoches et variation de la résistance d'entrée normalisée

Si nous fixons  $R_{in}(y_0)$  à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission d'alimentation  $Z_c$  et notons que  $R_{in}(0) \rightarrow R_{in}$  dans ce cas la longueur  $y_0$  devient :

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{R_{in}(y_0)}{R_{in}(0)}} \right) = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{Z_{c,feed}}{R_{in}}} \right) \quad (\text{II.15.b})$$

### II.9.2. Le modèle de la cavité

Malgré que le modèle « MLT » précédent soit facile à utiliser, il souffre de nombreux inconvénients ; il n'est pas utile pour toutes les formes des patchs, et il ne tient pas compte des variations des champs rayonnants sur toutes les extrémités. Ces inconvénients et d'autres peuvent être éliminés dans le modèle de cavité [20- 21].



Le modèle de la cavité consiste à modéliser la région intérieure du substrat diélectrique par une cavité limitée par deux plaques électriques horizontales (l'élément rayonnant et le plan de masse) et quatre murs magnétiques transversaux à pertes (Figure II.20). Le champ électrique dans la cavité admet une composante suivant l'axe ( $O_z$ ) et le champ magnétique comporte deux composantes suivant ( $O_y$ ) et ( $O_x$ ).

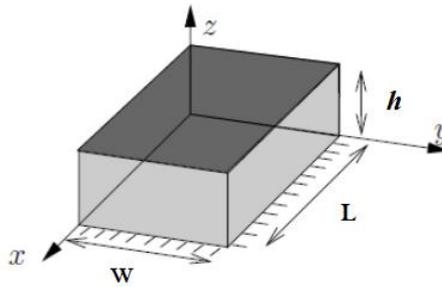


Figure II.20: modèle de la cavité.

En alimentant l'élément rayonnant micro-ruban on voit une distribution de charge sur les surfaces supérieure et inférieure du patch et à la partie supérieure du plan de masse (Figure II. 21). Cette distribution de charge est contrôlée par deux mécanismes :

- Un mécanisme attractif entre les charges opposées sur le côté inférieur du patch et le côté supérieur du plan de masse ;
- Un mécanisme répulsif entre les charges de même nature sur la surface inférieure du patch provoquant ainsi un déplacement de charges vers la surface supérieure du patch.

En raison de ce mouvement de charges, les courants circulent sur les deux faces du patch. Ce modèle suppose que le rapport (hauteur/ largeur) est très petit ( $L > h$ ) fait que le mécanisme attractif est le mécanisme dominant et par conséquent, moins de courant circulera sur la surface supérieure du patch[22].

Le mouvement de ces charges crée des densités de courant correspondantes  $J_b$  et  $J_t$ , respectivement sur les surfaces inférieures et supérieure du patch, comme le montre la figure (II.21).

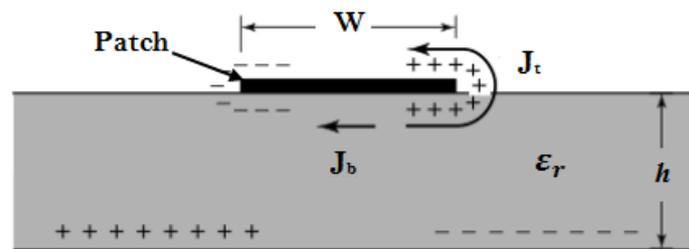
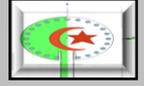


Figure II.21: Distribution de charge et création de densité de courant sur le patch Microstrip



La cavité présente des fréquences de résonance données par la formule générale suivante:

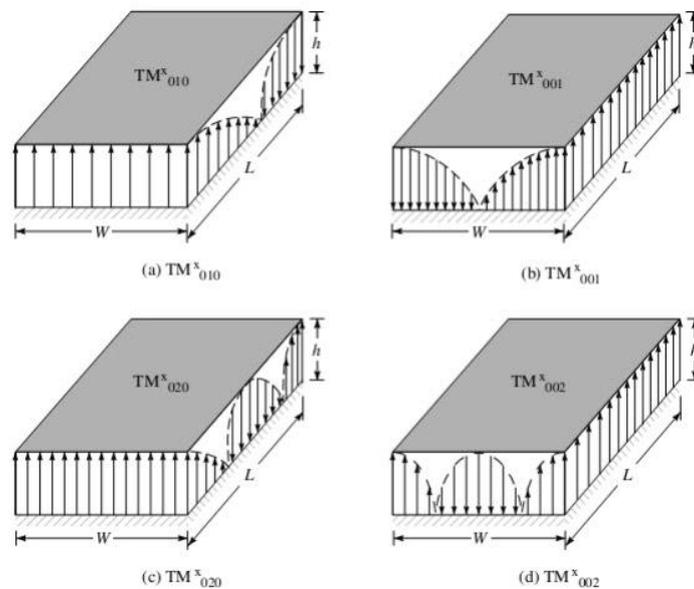
$$f_{(mnp)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L}\right)^2} \quad (\text{II.16})$$

Où:

- $L, W, h$  sont les dimensions de la cavité.
- $\mu, \epsilon$  sont la perméabilité et la permittivité du diélectrique respectivement.
- $m, n, p$  sont des entiers qui définissent le mode.

Les conditions aux limites de la structure permettent de définir des modes de propagation de type  $TM_{mnp}$  (avec  $p = 0$ , dans le cas du substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement  $\lambda_0$ ).

La figure II.22 représente la distribution tangentielle des champs électriques sur les faces de la cavité (sous l'hypothèse d'absence des champs marginaux).



**Figure II.22:** Configuration des champs (modes) d'une antenne patch rectangulaire.

Les pertes dans les parois transversales reflètent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Ce phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des arêtes de l'élément rayonnant [2].

Une cavité à pertes peut représenter une antenne caractérisée par sa tangente de pertes effective  $\delta_{eff}$  qui est donnée par:

$$\delta_{eff} = \frac{1}{Q_T} \quad (\text{II.17})$$



- $Q_T$  : est le facteur de qualité d'antenne total exprimé sous la forme suivante [33]:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad (\text{II.18})$$

- $Q_d$ : représente le facteur de qualité du diélectrique, il est donné par:

$$Q_d = \frac{\omega_r W_{ET}}{P_d} = \frac{1}{\tan\delta} \quad (\text{II.19})$$

Où  $\omega_r$  est la fréquence de résonance angulaire,  $W_{ET}$  est l'énergie totale stockée dans le patch à la résonance,  $P_d$  est la perte diélectrique et  $\tan\delta$  est la tangente de perte du diélectrique.

- $Q_c$ : représente le facteur de qualité du conducteur et il est donné par:

$$Q_c = \frac{\omega_r W_{ET}}{P_c} = \frac{h}{\Delta} \quad (\text{II.20})$$

Où  $P_c$  est la perte du conducteur,  $h$  est la hauteur du substrat et  $\Delta$  est la profondeur de peau du conducteur.

- $Q_r$  : représente le facteur de qualité du rayonnement et il est donné comme suit:

$$Q_r = \frac{\omega_r W_{ET}}{P_r} \quad (\text{II.21})$$

Où  $P_r$  est la puissance rayonnée par le patch.

La substitution des équations (II.18), (II.19), (II.20) et (II.21) dans l'équation (II.17) donne:

$$\delta_{eff} = \tan\delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_r W_{ET}} \quad (\text{II.22})$$

Ainsi, l'équation (II.21) décrit la tangente de perte effective totale pour l'antenne patch micro-ruban.

Les antennes patch micro-ruban avec leurs modèles décrits précédemment présentent des inconvénients inhérents tels que leur largeur de bande d'impédance limitée et leur rapport axial de bande intrinsèquement étroit [2], qui gêne leur utilisation dans des systèmes à large bande.

Afin de surmonter ces problèmes, le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) [23] a attiré beaucoup d'attention et a été largement utilisé dans les antennes sans fil en raison de son poids léger, de son profil bas, de son facteur Q élevé et de son intégration facile aux circuits planaires.



## II.10. Les cavités résonantes SIW

Le développement des cavités résonantes à base de la technologie SIW a marqué une utilisation croissante dans l'ingénierie des micro-ondes. Plusieurs composants micro-ondes/RF tels que les filtres, les duplexeurs, les oscillateurs, etc. nécessitent souvent des résonateurs avec un bon facteur de qualité pour garantir un fonctionnement à faible bruit en hautes fréquences.

Pour la conception et la réalisation des structures de plus en plus performantes en termes de facteur de qualité, de précision et de coûts de production. Une nouvelle génération de résonateurs a été mise en œuvre intégrant la technologie d'onde dans un substrat (SIW) [24]. Ces structures présentent les avantages d'être facilement intégrable avec les circuits planaires, fournissant d'excellentes performances de propagation des ondes électromagnétiques avec une réalisation à très bas coût.

La conception d'une cavité résonante a été présentée dans [25] avant d'être optimisée plus tard dans [26]. La réalisation de résonateur en SIW est faite avec l'élimination de l'un des ports du guide d'ondes diélectrique par rajout d'une rangée de vias métallisés à l'une des parois latérales.

Il est également possible, par usage de cavités résonantes standards, où les fréquences de résonance et les champs électromagnétiques sont bien connus, de prédire avec précision la variation de la fréquence de résonance via l'exploitation des propriétés du matériau. Communément les deux types de cavités résonantes standards les plus employées sont les cavités des guides d'ondes rectangulaires et circulaires (Figure II.23).

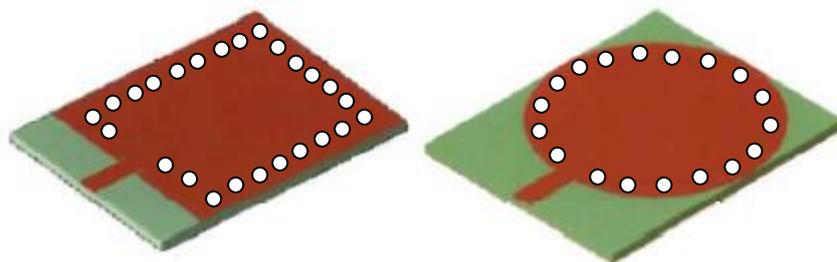
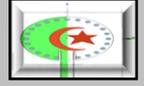


Figure II.23. Résonateurs SIW de formes rectangulaire et circulaire.

Les études théoriques montrent que les caractéristiques de propagation dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'ondes rectangulaire conventionnel. 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'ondes rectangulaire transverse électrique " $TE_{mn}$ ".



Par conséquent, les composants SIW ont les mêmes avantages que les guides d'ondes rectangulaires, tels que : un facteur de qualité élevé et des pertes par rayonnement faibles.

La conception de la cavité résonnante SIW transversale se fait par l'utilisation des équations conventionnelles en effectuant l'analogie avec son homologue en guide d'onde rectangulaire.

### II.10.1.Cavité résonnante circulaire en SIW

Une cavité en guide d'ondes circulaire (Figure II. 24) est un cylindre métallique rempli d'air ou rempli de diélectrique dont les deux extrémités sont couvertes de métal. Les fréquences de résonance de la cavité pour les modes TE et TM, sont déterminées par les équations (II.23) et (II.24) :

$$\text{Pour les modes } TE_{mnl}, f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{P'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{t}\right)^2} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Pour les modes } TM_{mnl}, f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{P_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{t}\right)^2} \quad (\text{II.24})$$

Où:

$c$  : la vitesse de la lumière dans l'espace libre ;

$\mu_r$  : est la perméabilité relative ;

$\epsilon_r$ : est la permittivité relative ;

$P_{mn}$ : est la racine des fonctions de Bessel de premier type ;

$P'_{mn}$ : est la racine du dérivé de la fonction de Bessel de premier type.

Les lettres en indice " $m, n, l$ " indiquent le mode de cavité et ne peuvent prendre que des valeurs entières, " $a$ " le rayon du cylindre et " $d$ " leur hauteur [26].

L'équation (II.23) représente la fréquence de coupure pour un mode donné dans une cavité en guide d'ondes circulaire à 3 dimensions ( $TE_{mnl}$ ).

Les valeurs des coefficients  $P'_{mn}$  et  $P_{mn}$  sont répertoriées dans les tableaux ci-dessous:

**Tableau II. 1**

Les valeurs des coefficients  $P'_{mn}$  et  $P_{mn}$  des fonctions de Bessel de premier type

<b>m</b>	<b><math>P'_{m1}</math></b>	<b><math>P'_{m2}</math></b>	<b><math>P'_{m3}</math></b>	<b>m</b>	<b><math>P_{m1}</math></b>	<b><math>P_{m2}</math></b>	<b><math>P_{m3}</math></b>
0	3.832	7.016	10.174	0	2.405	5.520	8.654
1	1.841	5.331	8.536	1	3.832	7.016	10.174
2	3.054	6.706	9.970	2	5.135	8.417	11.620

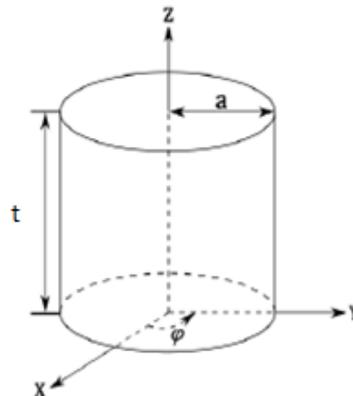


Figure II.24: Cavité circulaire

La cavité de guide d'ondes intégré au substrat circulaire (SIW) est généralement construite sur un substrat de circuit imprimé (PCB) mince. Au lieu d'avoir une paroi métallique cylindrique solide, la cavité circulaire SIW utilise des rangées de trous comme celles de la figure (II.25). En fonction du mode de résonance dans la cavité, les équations (II.23) et (II.24) sont valides si l'espacement,  $P$ , est beaucoup plus petit qu'une longueur d'onde  $\lambda$ , (par exemple  $P < \lambda/10$ ). L'espacement entre les vias métalliques est considéré comme une fente dans la paroi métallique, si les fentes sont parallèles à la direction du courant à l'intérieur de la cavité, l'énergie RF est contenue dans la cavité SIW circulaire, et seule une perturbation mineure du mode de la cavité se produit [30].

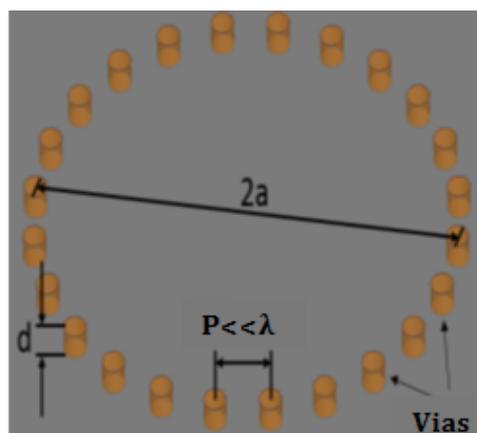


Figure II.25: Cavité circulaire en SIW



## II.11. Conception d'une nouvelle cavité résonnante CSIW-WUVM

### II.11.1. Topologie proposée

Dans ce travail, nous avons proposé une nouvelle cavité résonnante circulaire. Les parois latérales du guide d'ondes étant remplacées par des rangées de trous métallisés, la face inférieure représente le plan de masse, alors que la face supérieure au niveau des trous de la cavité circulaire SIW n'est pas métallisée, on va appeler cette cavité, la cavité CSIW-WUVM: *CircularSubstrateIntegratedWaveguideWithoutUpperViasMetalization*.

La figure II.26 illustre la topologie proposée de cette cavité.

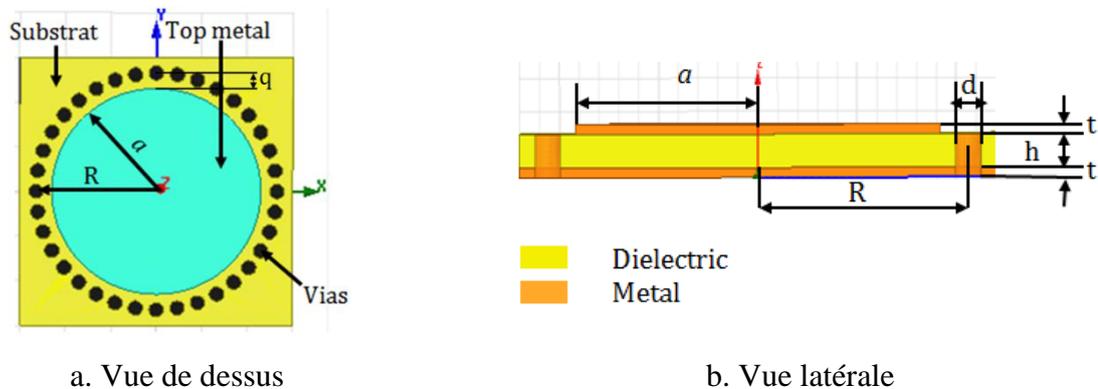


Figure II.26. Nouvelle topologie de la cavité circulaire SIW sans métallisation supérieure des vias

Cette topologie peut être terminée par deux transitions micro-ruban d'entrée et de sortie pour exciter le mode de cavité et pour se connecter à d'autres appareils, avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA) pour mesurer les paramètres de dispersion  $S_{ij}$ .

### II.11.2. Conception

Pour montrer les performances de cette nouvelle topologie, nous avons conçu cette cavité CSIW-WUVM sur un substrat Rogers RT/Duroid TM 5880, avec une épaisseur de 0,508 mm, une permittivité diélectrique de 2,2 et une tangente de perte de 0,0009.

L'analyse est effectuée en calculant le rayon ( $a$ ) à partir des données telles que la constante diélectrique, la hauteur du substrat  $h$ , la fréquence de résonance  $f_r$ . Théoriquement le rayon  $a$  de la cavité circulaire est donné par [2-27]:

$$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi \epsilon F} \left[ \ln \left( \frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (\text{II.25})$$

Où



$$F = \frac{8.791 * 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.26})$$

La fréquence de résonance de la cavité circulaire est donnée approximativement sans tenir compte de l'effet du rayon de la cavité par [29]:

$$f_{r, nm} = \frac{p_{mn} * C}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.27})$$

Où:

$p_{mn}$  : est la racine des fonctions de Bessel de première espèce d'ordre m de la variable n.

L'expression de rayon effectif du patch circulaire  $a_e$  est donnée comme suit [2-11]:

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon a} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{II.28})$$

La fréquence de résonance de la cavité circulaire pour le mode  $TM_{mnl}$  est calculée sur la base de l'équation suivante [27-28]:

$$f_r^{TM_{mnl}} = \frac{\sqrt{P_{mn}^2 \left( \frac{l\pi R_{eq}}{h} \right)^2}}{2\pi \sqrt{\epsilon \mu} R_{eq}} \quad (\text{II.29})$$

Au lieu du rayon de cavité «R», un rayon équivalent empirique,  $R_{eq}$  défini comme suit [27-28]:

$$R_{eq} = R \left[ 1 - \alpha_1 \left( \frac{p}{R} \right)^2 \right] - \alpha_0 \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$d < p < 2d \quad (\text{II.31})$$

et

$$d < 4R/25 \quad (\text{II.32})$$

Où: «d» et «P» sont les paramètres de conception de SIW.

Les valeurs des coefficients  $\alpha_0$  et  $\alpha_1$  sont données dans le tableau II.2. Dans le cas où R est compris entre [1,5 et 4,1] mm et [4,2 et 9,0] mm respectivement [27-28].

**Tableau II.2**  
Coefficients  $\alpha_0, \alpha_1$  dans l'équation II.30

R (mm)	$\alpha_0$	$\alpha_1$
1.5 < R < 4.1	0.0851	0.3208
4.2 < R < 9	0.2240	0.8407



La cavité circulaire fonctionne pour le mode  $TM_{010}$ , sa fréquence de résonance est déterminée par son rayon et elle est approximée par la formule suivante (II.33) [11-27]:

$$f_r^{TM_{010}} = \frac{C}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{2.4049}{R_{eq}}\right)^2} \quad (\text{II.33})$$

La fréquence de résonance de nouvelle structure est équivalente de la fréquence de résonance d'une antenne patch en mode  $TM_{110}$ , elle est approximée par la formule suivante (II.34)[11-27]:

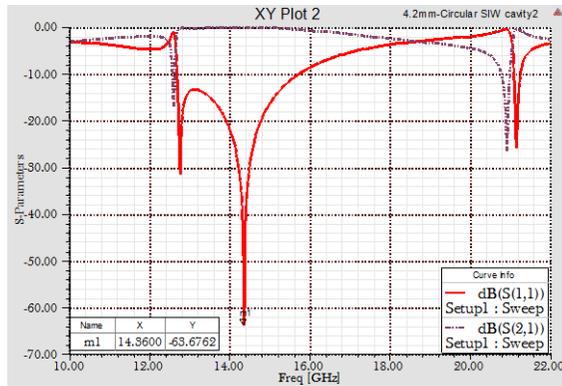
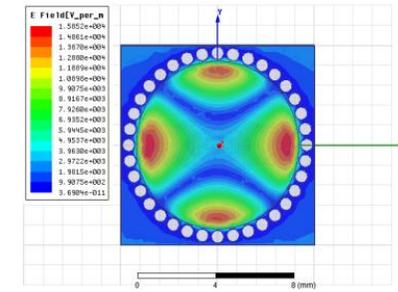
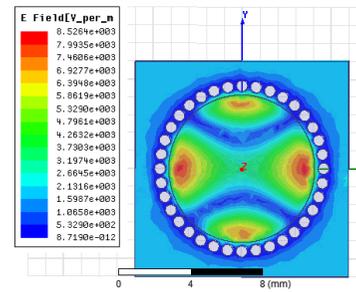
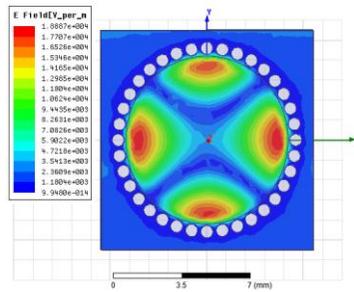
$$f_r^{TM_{110}} = \frac{C}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{1.8412}{a}\right)^2} \quad (\text{II.34})$$

Pour étudier l'influence du rayon de ruban métallique circulaire supérieur « a » sur la réponse fréquentielle et la répartition du champ électromagnétique du mode fondamental  $TM_{010}$  de la structure, plusieurs simulations de la structure ont été obtenues en changeant le rayon « a » de la structure. Cette structure est conçue sur un substrat monocouche Rogers RT/duroid TM 5880 de dimensions ( $L \times W = 12 \times 12 \text{ mm}^2$ ), de via-holes d'un diamètre de 0,42 mm et la distance entre les trous est de 0,62 mm.

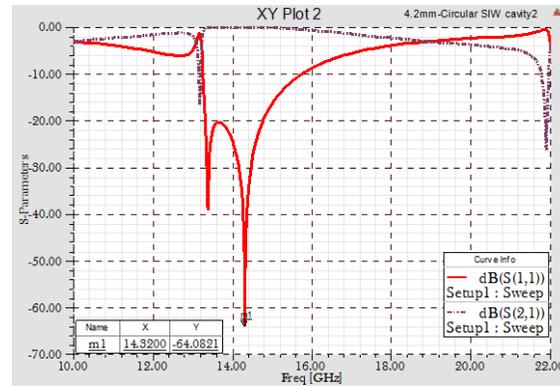
Nous avons effectué dans nos analyses, des variations de a dans l'intervalle [3.8, 4.2] mm avec un pas de 0.1 mm et nous avons tracé sur les courbes de la figure (II.27), les différents résultats obtenus par le logiciel HFSS.

## Chapitre II

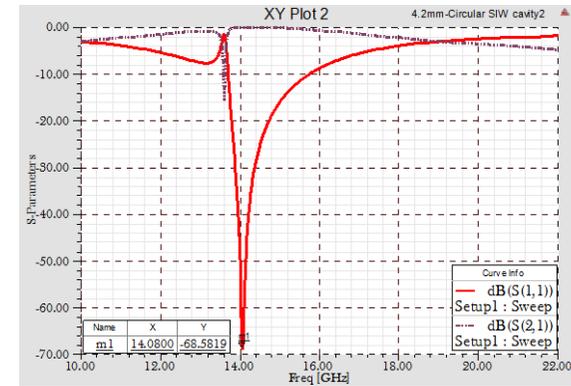
### Conception des antennes circulaire à fentes en technologie SIW-WUVM



$a=4.2\text{mm};$



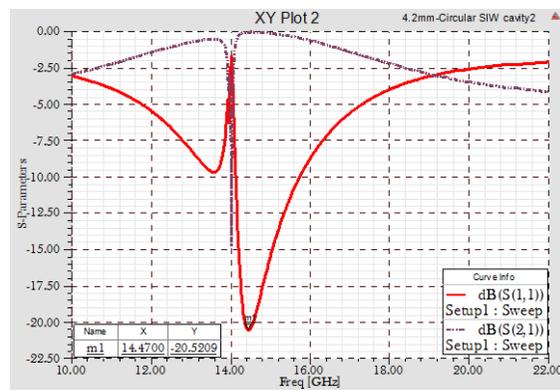
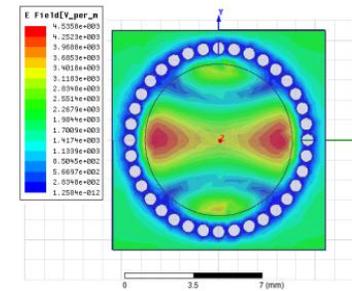
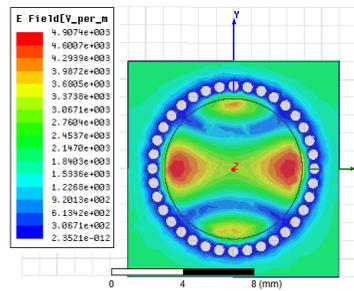
$a=4.1\text{mm}$



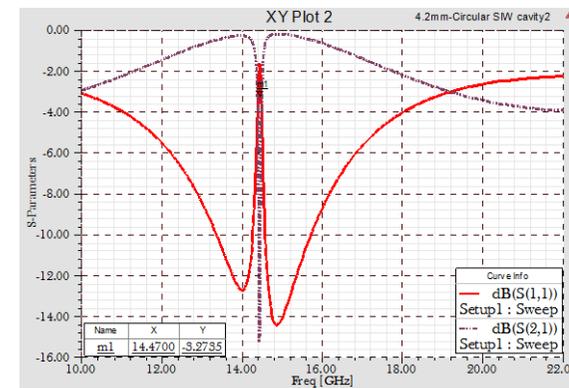
$a=4\text{mm}$

## Chapitre II

### Conception des antennes circulaire à fentes en technologie SIW-WUVM



$a=3.9\text{mm}$



$a=3.8\text{mm}$

Figure II.27: Influence du rayon sur la répartition du champ électrique et la réponse fréquentielle



Nous observons que les variations des dimensions du rayon "a" de la structure ont influé significativement sur les réponses fréquentielles, nous notons que les valeurs du rayon "a" compris entre [4mm et 4.2mm] montrent des bonnes réponses fréquentielles et des meilleurs répartitions du champ électrique par contre les deux autres valeurs [3.8mm et 3.9 mm] dégradent les réponses et les répartitions du champ E.

A partir de cette étude, on a proposé une quatrième condition pour assurer la meilleure propagation des modes TM de la nouvelle cavité circulaire SIW-WUVM, cette condition est déterminée à partir du paramètre "q" défini par la formule suivante:

$$d \leq q \leq \frac{2 * d}{3} \quad (\text{II.35})$$

avec:

$$q = R - a \quad (\text{II.36})$$

A base de cette condition, nous avons choisi la valeur initiale :  $q=d$ , ce qui implique que le rayon  $a=4\text{mm}$ .

Nous avons retracé le champ électrique de la nouvelle structure pour le rayon  $a = 4 \text{ mm}$  dans la figure II.28. En remarque que le champ électrique maximal est confiné à l'intérieur de la cavité limitée par les vias métalliques et symétriques selon le plan AB.

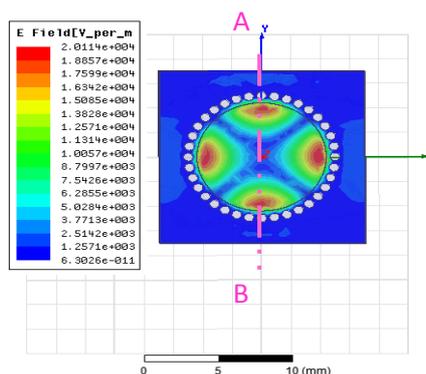


Figure II.28. Distribution du champ électrique  
De la nouvelle cavité circulaire SIW-WUVM à 20 GHz

Les résultats simulés de la réponse fréquentielle de cette cavité proposée sont illustrés sur la figure II.29. La structure est destinée à fonctionner dans la bande [10 GHz -22 GHz].



Nous observons que la réponse fréquentielle montre un pic de résonance de l'ordre de  $-47.7$  dB à la fréquence 13,83 GHz.

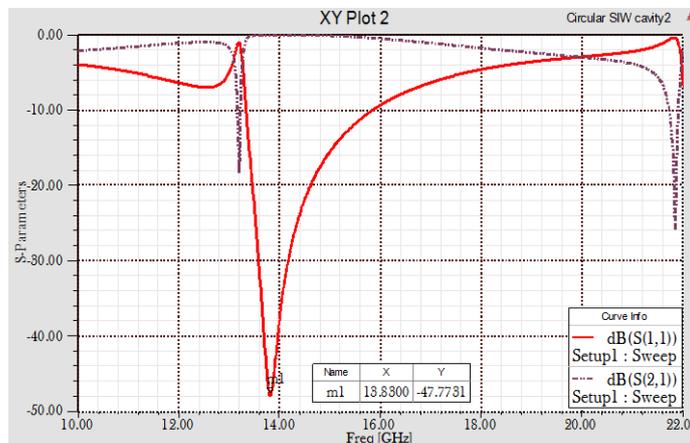


Figure II.29. Paramètres de diffusion simulés de la nouvelle cavité circulaire SIW-WUVM

Cette topologie est utilisée par la suite pour la conception des plusieurs antennes et réseaux d'antennes circulaires dans les bandes  $Ku$  et  $K$ .

## II.12. Conception des antennes circulaires à fentes en forme de drapeau algérien en SIW et SIW-WUVM

### A. En SIW conventionnel

La géométrie de l'antenne en forme de drapeau Algérien est représentée sur la figure II.30. Cette antenne est conçue sur le même substrat utilisé dans la conception précédente : Rogers RT/duroid TM 5880.

Les trous métallisés présentent un diamètre  $d=0,42$  mm, l'espace entre ces trous est  $P=0,62$  mm.

À partir des équations de conception (II.31 à II.34), les dimensions de l'antenne SIW sont déterminées. Cette topologie en SIW de l'antenne est proposée à fin d'atteindre des performances élevées pour les applications en bande  $K$  et pour la comparer aussi avec la nouvelle topologie proposée.

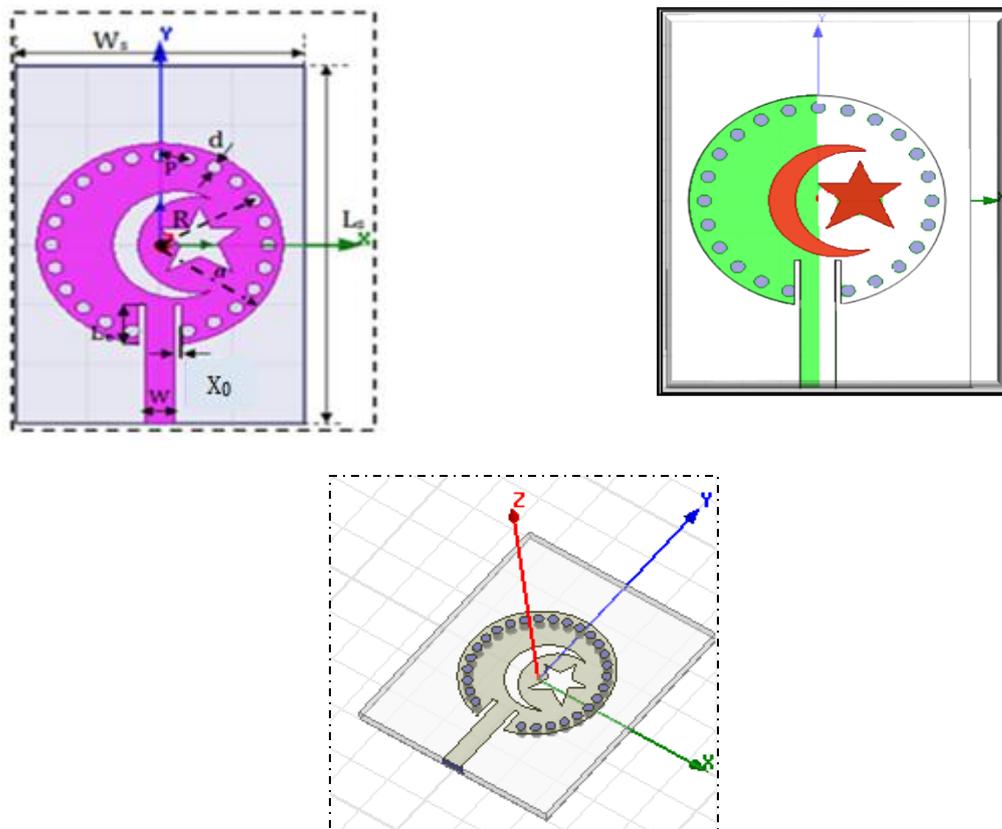


Figure II.30. Configuration de l'antenne à encoches avec fentes en forme de drapeau en SIW

Les dimensions géométriques de l'antenne proposée sont indiquées dans le tableau II.3.

**Tableau II.3**  
Les paramètres d'antenne proposée

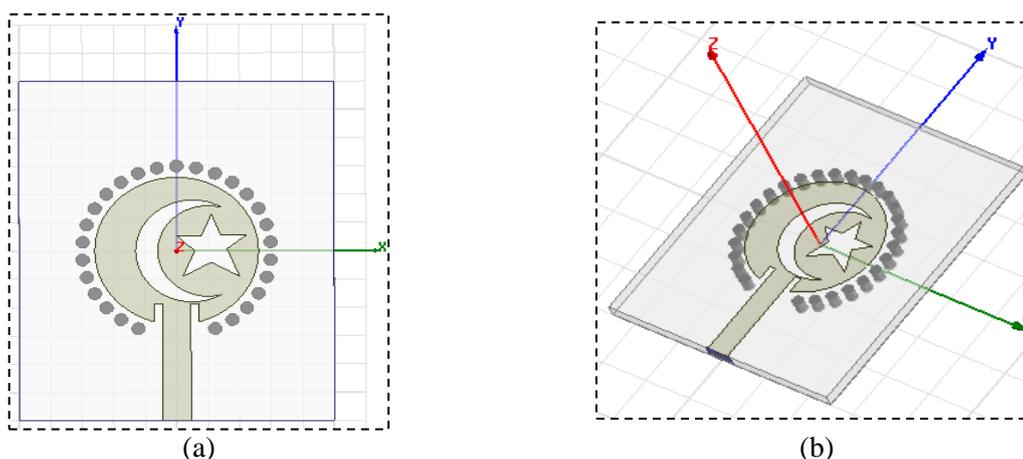
paramètre	Valeur (mm)
$W_s$	10
$L_s$	12
$d$	0.42
$P$	0.62
$W$	0.9
$X_0$	0.25
$L_e$	1.2
$a$	3.4



**B. En SIW-WUVM**

Pour voir les performances de la nouvelle topologie proposée en CSIW- WUVM (sans les vias métallisés de la couche supérieure), nous avons comparé leurs performances avec celles de la topologie de l'antenne précédente en SIW conventionnel.

La figure II.31 ci-dessous montre la topologie de l'antenne CSIW- WUVM. Dans ce cas, nous avons gardé toutes les dimensions de la première structure en SIW conventionnel à l'exception du rayon du patch qu'il va être diminué, en tenant compte de la condition illustrée dans l'équation précédente (II.35).

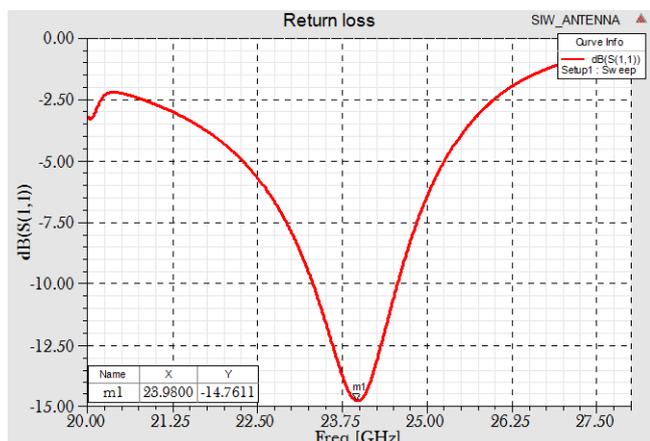


**Figure II.31.** Configuration de l'antenne avec fentes en forme de drapeau en SIW-WUVM :  
a-2D et b- 3D

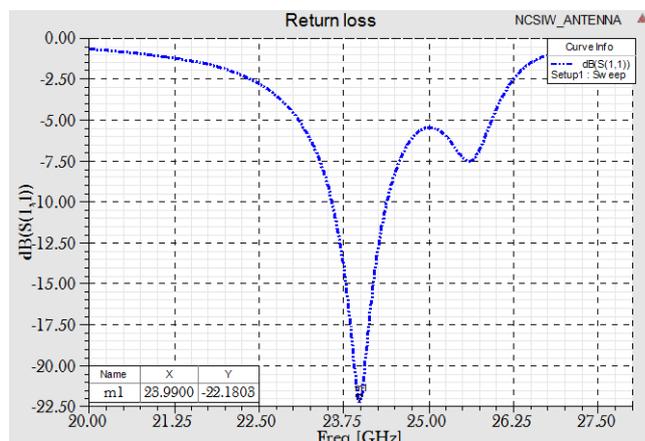
**C. Résultats**

Ces deux topologies sont conçues à l'aide de logiciel HFSS. Les résultats illustrés sur la figure II.32 présentent la comparaison entre les paramètres  $S_{ij}$  des deux structures précédentes en SIW et SIW-WUVM.

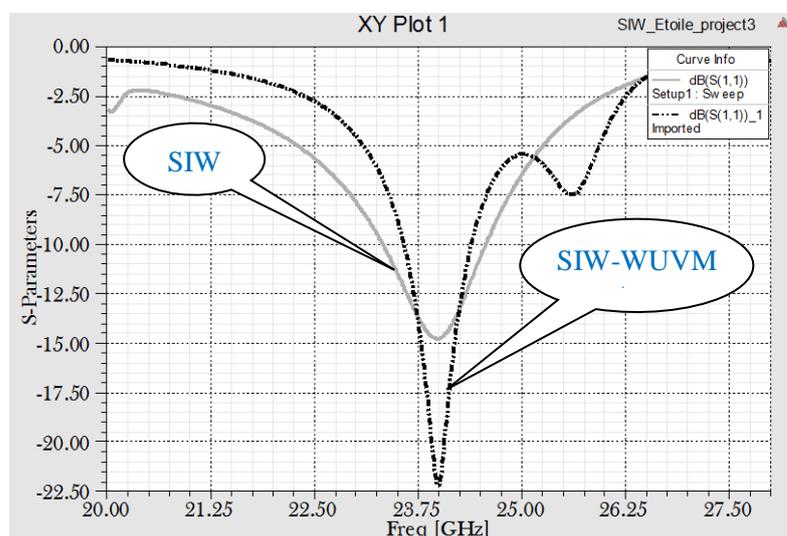
Nous observons que les largeurs des bandes simulées de deux antennes en SIW et SIW-WUVM à -10 dB sont respectivement 1,24 GHz autour de la fréquence de résonance 23,98 GHz et 860 MHz autour de la fréquence de résonance 23,99 GHz.



(a)



(b)



(c)

Figure II.32. Coefficients de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne en forme de drapeau Algérien à fentes: (a) Antenne SIW, (b) Antenne SIW-WUVM, (c) Comparaison.

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan vertical) et dans le plan H (plan horizontal) sont rapportés sur la Figure II.33 pour les deux topologies. Les gains maximaux obtenus sont : -4,93 dB et 4,03 dB à la fréquence 24 GHz pour les antennes en SIW et SIW-WUVM respectivement (Figure II.34).

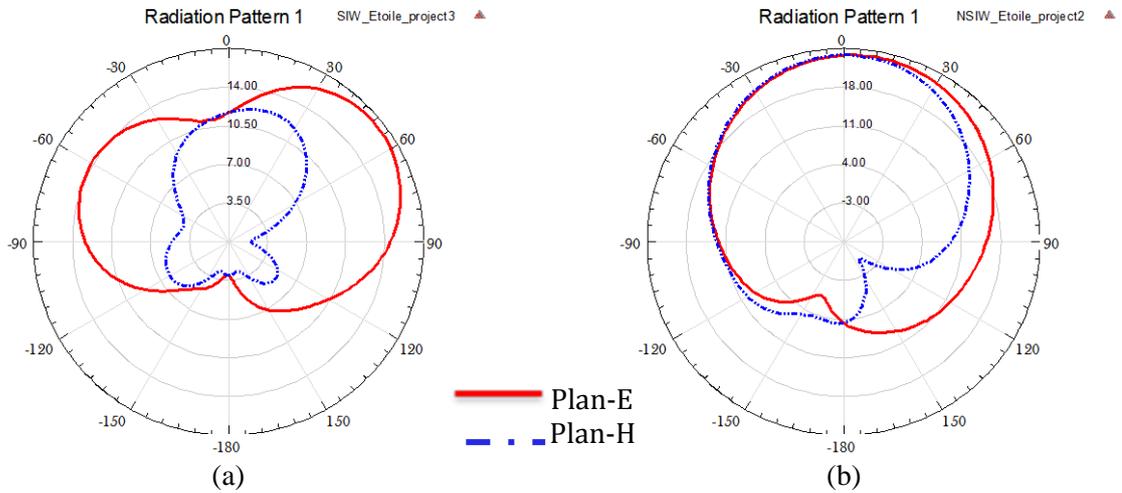


Figure. II.33. Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne à fentes en forme de drapeau Algérien (a) en SIW, (b) en SIW-WUVM

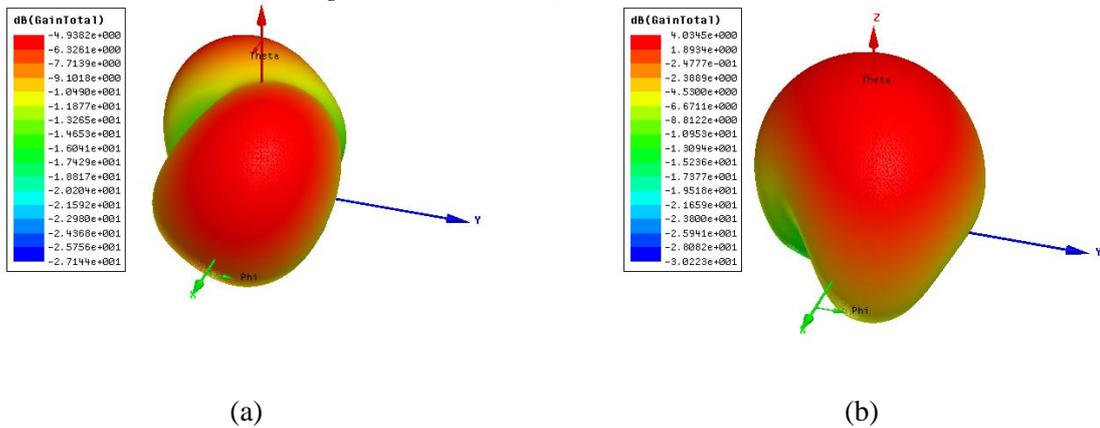


Figure. II.34. Gains en 3D simulés de l'antenne à fentes en forme de drapeau Algérien (a) en SIW, (b) en SIW-WUVM

Les distributions du champ électrique pour les deux topologies sont illustrées sur la Figure II.35.

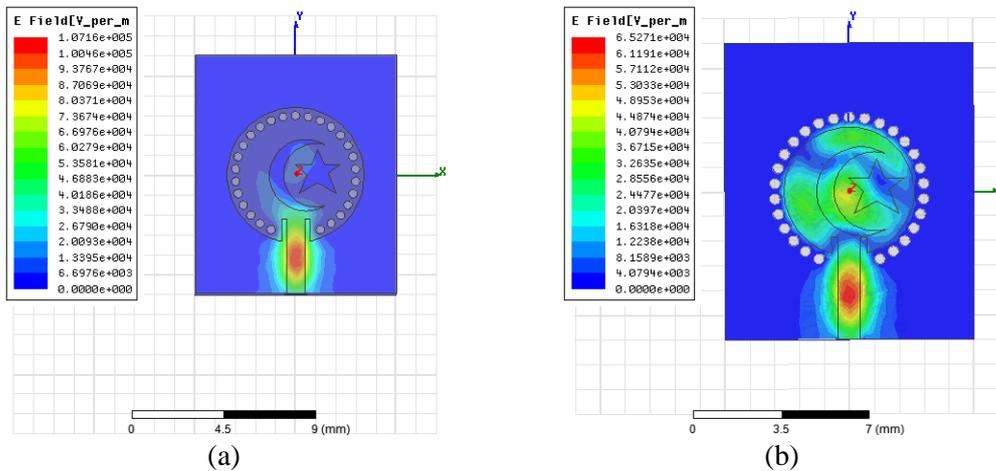


Figure. II.35. Distribution du champ électrique simulé de l'antenne à fentes en forme de drapeau Algérien (a) en SIW, (b) en SIW-WUVM



À 24 GHz, l'antenne proposée à fentes en forme de drapeau Algérien en SIW- WUVM offre un gain amélioré de 4,03 dB par rapport à l'antenne en SIW qui a un gain faible de - 4.93 dB.

Nous remarquons que l'antenne en forme de drapeau à fente SIW- WUVM atteint une bande passante de l'ordre de 860MHz à-10 dB, cette bande est plus étroite que celle de l'antenne en SIW qui est de l'ordre de 1240 MHz.

Les performances des deux antennes sont comparées dans le tableau II.4

**Tableau II.4**

Comparaison de performances de deux antennes

@ 24GHz	Antenne en SIW	Antenne en SIW- WUVM	Unité
Fréquence de résonance	23.98	23.99	GHz
adaptation à (-10dB)	-14.76	-22.18	dB
BP à (-10dB)	1240	860	MHz
Gain simulé	-4.93	4.03	dB

### II.13.Conclusion

Dans le premier volet de ce chapitre, nous avons présenté en premier lieu une définition générale des antennes et leurs caractéristiques principales. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement par les antennes patches, leur configuration de base, leurs techniques d'alimentation, leurs mécanismes de rayonnement, ainsi leurs avantages et inconvénients et leurs domaines d'application.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons focalisé notre étude sur la conception d'une cavité circulaire en technologie SIW. Nous avons proposé aussi une nouvelle topologie de cavité en SIW-WUVM. Toutes les étapes de conception de cette cavité sont décrites.

Enfin, Une antenne patch micro-ruban, basée sur des fentes en forme de drapeau Algérien en technologie SIW, a été proposée et conçue pour fonctionner dans la bande K. La nouvelle topologie SIW-WUVM a été exploitée aussi pour la conception de même antenne.

D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que la nouvelle conception d'antenne offre des avantages remarquables par rapport à l'antenne conventionnelle en SIW ; des améliorations dans les diagrammes de rayonnement, l'adaptation, le gain et même une diminution de la taille de l'antenne ont été obtenues avec cette nouvelle topologie.



#### Références bibliographiques du chapitre II:

- [1] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas," *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 79–81, January 1992.
- [2] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design". *Hoboken, NJ: Wiley*, ch. 14, 2016.
- [3] R. Bancroft, "Microstrip and Printed Antenna", by *SCITECH publishing, INC Design 2nd Edition*, 2009.
- [4] S. Srivastava, V. K. Singh, A. K. Singh and Z. Ali, " Duo Triangle Shaped Microstrip Patch Antenna Analysis for WiMAX lower band Application", *Science Direct, International Conference on Computational Intelligence: Modeling Techniques and Applications, (CIMTA)* pp. 554-563, *Procedia Technology* oct. 2013.
- [5] Y. Liu, L. Si, M. Wei, P. Yan, P. Yang, H. Lu, C. Zheng, Y. Yuan, J. Mou, X. Lv, and H. Sun, " Some Recent Developments of Microstrip Antenna", *International Journal of Antennas and Propagation*, Volume 2012, Article ID 428284, pp. 1 – 10, 2012.
- [6] A. Batta, Er. Ruchi, "A Compact Microstrip Patch Antenna for RFID and WLAN Applications", *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, e-ISSN: 2395 -0056, p-ISSN: 2395-0072, Vol. 03 Iss. 04, pp. 1212-1215, 2016.
- [7] G. S. Saini<sup>1</sup>, A. Singh, "Design and Analysis of Wideband Microstrip Patch Antenna Employing EBG and Partial Ground Plane", *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)* e-ISSN: 2278-2834, p-ISSN: 2278- 8735. Vol. 10, Iss. 1, pp. 55-59 Ver. 1, Jan - Feb. 2015.
- [8] M. Saini, S. Singla, K. Aggarwal, " A Microstrip Slotted Patch Antenna Using AMC ", *Journal of Engineering Research and Applications*, ISSN : 2248-9622, Vol. 4, Iss. 4 (Version 8), pp. 138-142, April 2014.
- [9] I. E. Rana and N. G. Alexopoulos, "Current Distribution and Input Impedance of Printed Dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 99–105, January 1981.
- [10] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", Third edition, *Johan Wiley & Sons*. ISBN 0-471-66782-X, 2005.
- [11] Abes Turkiya, Nouri Keltouma, Bouazza Boubakar Seddik and Becharef Kada: "Performance of a New Design Based on Substrate-Integrated Waveguide Slotted Antenna Arrays for Dual-Band Applications (Ku / K)". *Journal of Communications Software and Systems (JCOMSS)*, Volume:16, Numéro : 2, Pages: 131-142, July 2020.
- [12] R. Simon, Saunders, Alejandro, "Antennas And Propagation For Wireless Communication Systems", *John Wiley & Sons*, 2007.



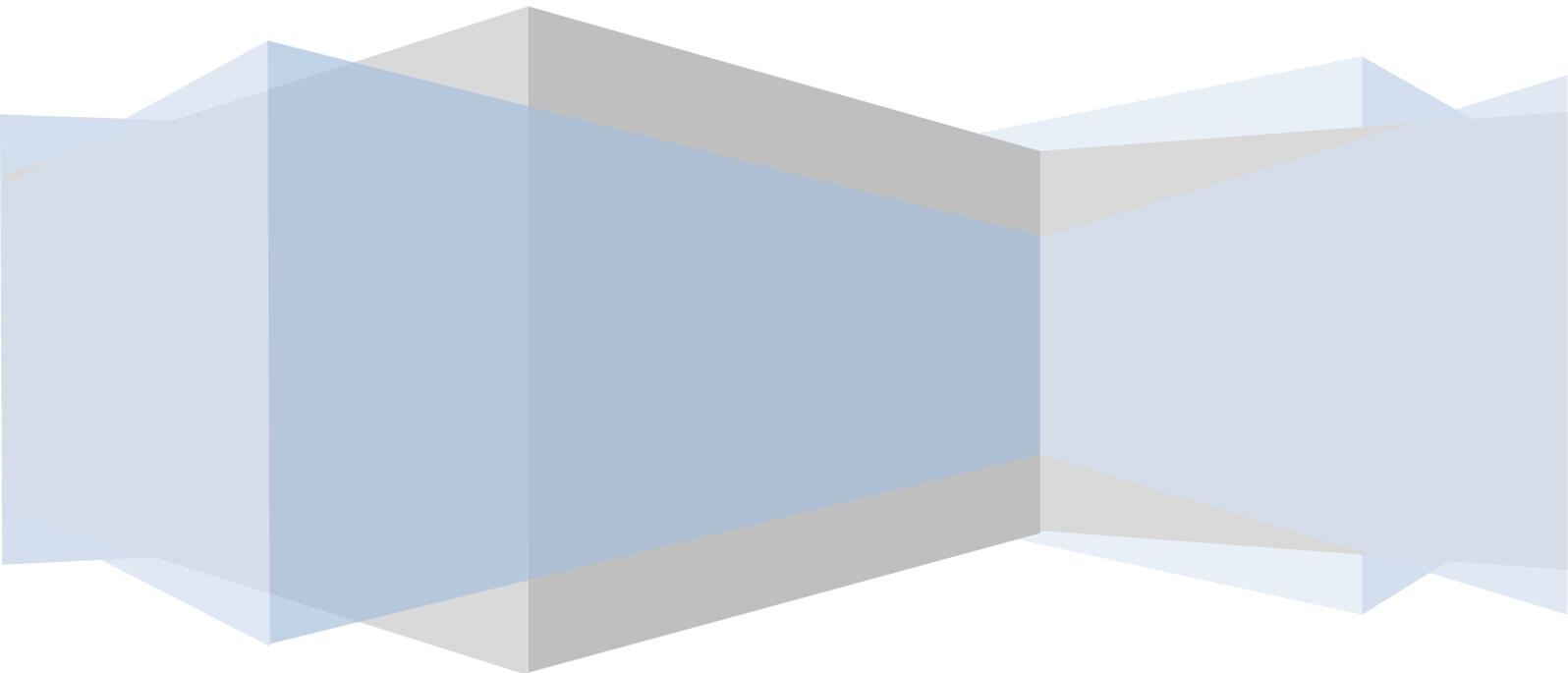
- [13] N. K. Uzunoglu, N. G. Alexopoulos, and J. G. Fikioris, "Radiation Properties of Microstrip Dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-27, No. 6, pp. 853–858, November 1979.
- [14] H. Gutton and G. Baissinot, "Flat Aerial for Ultra High Frequencies," *French Patent No. 703 113*, 1955.
- [15] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [16] J. R. James and P. S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas", Vol. 1, *Peter Peregrinus*, London, UK, 1989.
- [17] TebacheSoufiane; " Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées "; *Mémoire présenté en vue de l'obtention du titre de Magister en Génie électrique, Département de Génie électrique, Université Mohamed Khider – Biskra*, 25 juin 2013.
- [18] K.R. Car Ver and E.L coffe, "Theoretical investigation of the microstrip antenna", *physics and Sci lab New mexico state University las cruces*, tech.Rep *PTOO929*, Jan 23-1979.
- [19] Y.T. LO, D. D Harrison D. Solomon, G A Deschamps and .F.R, Ore, "Study of microstrip antennas, microstrip phased Arrays, And Mircostrip Feed Networks ", *Rome Air Development centre The Rep TR. 77-406*, Oct.21, 1977.
- [20] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Single-Substrate Integrationn Technique of Planar Circuits and Waveguide Filter", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, VOL. 51, N°. 2, pp: 593-596, February 2003.
- [21] A. G. Derneryd, "A Theoretical Investigation of the Rectangular Microstrip Antenna Element," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP-26, No. 4, pp. 532–535, July 1978.
- [22] Majid Ndoye, " Realisation de cavités résonantes à base de la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat pour la caractérisation de matériau diélectrique et la détection d'humidité, de température et de gaz d'hydrogène", *Thèse de doctorat soutenue à l' université du Québec à Trois-rivières*. Juillet 2018.
- [23] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components", *Microwave Conference, 32nd European*. 2002.
- [24] Ebbe G. Nyfors, Pertti Vainikainen: " Industrial Microwave Sensors", 1989.
- [25] M. J. Hill, R. W. Ziolkowski, J. Papapolymerou, "A High-Q Reconfigurable Planar EBG Cavity Resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, N°. 6, Dec. 2001..
- [26] Y. Cassivi, L. Perregrini, K. Wu, G. Conciauro, "Low-Cost and High-Q Millimeter Wave Resonator Using Substrate Integrated Waveguide Technique," *European Microwave Conference, 32nd*, pp. 1-4, 23-26 Sept 2002.

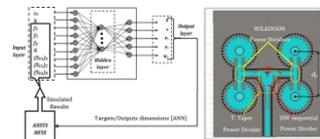


- [27] M. Sharifian Mazraeh Mollaei, and S. H. Sedighy, "Three bands Substrate Integrated Waveguide Cavity Spatial Filter with Different Polarization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* Vol 65 N° 10, pp 5628 – 5632:0018-926x (c) .October 2017.
- [28] Abes Turkiya; Nouri Keltouma; Bouazza Boubakar Seddik; Becharef Kada and Damou Mehdi, " Gain Enhancement of MicrostripSawtooth Antenna Array based on Substrate-Integrated Waveguide Technology for Dual-Band Applications (Ku / K)", *the IEEE sixth international conference on the image and signal processing and their applications (ISPA)*, Mostaganem, Algeria. Nov2019.
- [29] Xiaoping Chen, Wei Hong, T.Cui, Jixin Chen, Ke Wu, "Substrate integrated waveguide (SIW) linear phase filter", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* ,Vol. 15,N°11, pp. 787-789, Nov. 2005.
- [30] Hong Pan, "Liquid metal reconfigurable antennas", *Master in Electrical Engineering, Office of Graduate and Professional Studies of Texas A&M University*, August 2016.

## ***Chapitre III***

# ***Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM***





### III.1. Introduction

Bien que les dispositifs SIW aient de meilleures caractéristiques de perte que leurs équivalents dans les technologies planaires, l'utilisation de matériaux diélectriques, qui par nature des pertes, réduit le facteur de qualité du guide SIW par rapport au guide d'onde rectangulaire (RWG) [1-2]. Néanmoins, il est toujours meilleur que celui obtenu dans les technologies planaires classiques telles que micro-ruban et coplanaire. Par conséquent, il permet la conception de composants avec un facteur de qualité élevé, tout en utilisant une technique de fabrication à faible coût. De plus, la flexibilité de l'utilisation de différents substrats permet aux dispositifs SIW d'être intégrés à d'autres composants planaires existants.

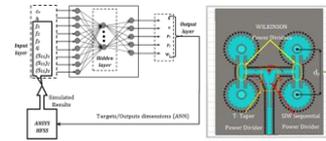
La technologie SIW permet d'associer certains atouts du volumique avec les points forts des technologies planaires. Cependant, le compromis parfait n'étant pas facile à réaliser, ces techniques comportent encore des inconvénients. Les inconvénients majeurs de cette technologie sont:

- ✚ Les pertes par fuite sont importantes et dépendent de la séparation des vias métalliques
- ✚ En raison de l'utilisation de diélectrique dans la structure du guide d'ondes, des pertes diélectriques se produiront par rapport à l'air utilisé dans le guide d'ondes rectangulaire normal.
- ✚ Les dimensions de la section transversale du guide sont réduites quand la fréquence augmente, par conséquent, les applications des ondes millimétriques doivent être soigneusement étudiées.
- ✚ la difficulté à modéliser ces circuits et les longs temps de simulation électromagnétique sont des inconvénients rendant fastidieux leur conception.

Afin de pallier ces derniers inconvénients, nous allons appliquer dans ce chapitre la technique de l'intelligence artificielle pour optimiser les antennes CSIW-WUVM.

Les réseaux de neurones seront programmés sous Matlab pour optimiser les paramètres des antennes. Ce logiciel de calcul dispose déjà plusieurs modules qui facilitent plusieurs tâches liées à la création d'entraînement et la simulation des réseaux de neurones.

Au long de la première partie de ce chapitre, nous décrivons en détails les concepts fondamentaux et les notions liées aux réseaux neuronaux (modèle mathématique, type de réseaux, algorithmes d'apprentissage, la fonction d'activation, le format des données l'algorithme d'apprentissage, le taux d'apprentissage et les critères d'arrêt de l'apprentissage).



Dans la deuxième partie, nous exposons le modèle neuronal adopté dans nos propres démarches de modélisation des antennes, qui est le réseau neuronal multicouche de type Feed-forward avec l'algorithme de Rétropropagation (Back-Propagation), et la base d'apprentissage qui est élaborée à partir des résultats fournis par la méthode de synthèse.

L'architecture choisie pour réaliser la synthèse et l'optimisation de l'antenne CSIW-WUVM en dent de scie avec une fente octogonale, ainsi que la taille de réseaux, l'algorithme d'apprentissage et les résultats de synthèse et d'optimisation seront ensuite présentés.

La troisième partie sera consacrée à la conception des réseaux d'antennes qui comportent 1x2 et 2x2 éléments en CSIW-WUVM destinés à fonctionner dans les bandes **Ku/K**. Ces bandes sont attribuées aux applications des radars et des satellites amateurs [3]. Toutes ces antennes seront simulées avec les logiciels HFSS et CST.

## III.2. Mise en œuvre de réseaux de neurones

### III.2.1. Neurone artificiel élémentaire

Un neurone élémentaire est limité en ces applications, en effet, un neurone réalise une simple fonction non linéaire, paramétrée, de ses variables d'entrées. L'intérêt des neurones réside dans la propriété qui résultent de leur association dans une structure, par une certaine logique d'interconnexion, cette structure est appelée : le réseau de neurones ou bien par l'abréviation ANN (Artificiel Neural Network).

Un "neurone formel" (ou simplement "neurone") est une fonction algébrique non linéaire et bornée, dont la valeur dépend des paramètres appelés coefficients ou poids. Les variables de cette fonction sont habituellement appelées "entrées" du neurone, et la valeur de la fonction est appelée sa "sortie".

Un neurone est donc avant tout un opérateur mathématique, dont on peut calculer la valeur numérique par quelques lignes de logiciel. C'est en 1943 que *Mc Culloch* (neuro-physiologiste) et *Pitts* (logicien) ont proposé les premières notions de neurone formel [3-4].

Le modèle mathématique d'un neurone artificiel est illustré à la figure III.1.

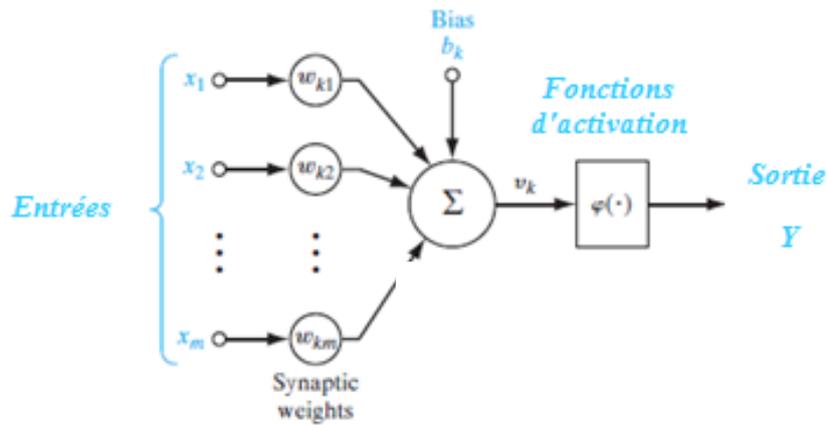
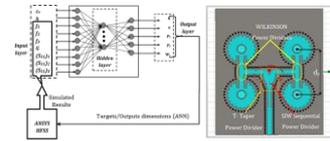


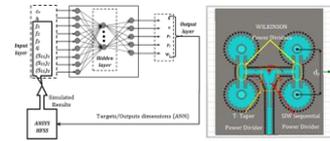
Figure III.1: Structure d'un neurone

On peut donc, après la figure ci-dessus, définir un neurone par les paramètres suivants:

- Les  $x_i$  représentent les vecteurs d'entrées, elles proviennent soit des sorties d'autres neurones, soit de stimulus sensoriels (capteur visuel, sonore...);
- Les  $w_{ki}$  sont les poids synaptiques du neurone  $k$ . Ils correspondent à l'efficacité synaptique dans les neurones biologiques ( $w_{ki} > 0$ : synapse excitatrice;  $w_{ki} < 0$ : synapse inhibitrice). Ces poids pondèrent les entrées et peuvent être modifiés par apprentissage;
- Bias  $b_k$  (le seuil): entrée prend souvent les valeurs -1 ou +1 qui permet d'ajouter de la flexibilité au réseau en permettant de varier le seuil de déclenchement du neurone par l'ajustement des poids et du biais lors de l'apprentissage;
- Noyau : intègre toutes les entrées, le biais et calcul la sortie du neurone selon une fonction d'activation qui est souvent non linéaire pour donner une plus grande flexibilité d'apprentissage.

Le neurone artificiel est essentiellement constitué d'un intégrateur qui effectue la somme pondérée de ses entrées. Le résultat "y" de cette somme est ensuite transformé par une fonction de transfert " $\varphi$ " qui produit la sortie y du neurone. En suivant les notations, les  $n$  entrées du neurone correspondent au vecteur  $x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_m]^T$  alors que  $w = [w_{k1}, w_{k2}, w_{k3}, \dots, w_{km}]^T$  représente le vecteur des poids du neurone. La sortie y de l'intégrateur est donnée par l'équation suivante :

$$y = \varphi(w_{k1}x_1 + w_{k2}x_2 + \dots + w_{km}x_m \pm b_k) \quad (III.1)$$



$$y_k = \varphi(w_{ki}x_i \pm b_k)$$

$$u_k = \sum_{i=1}^m w_{ki}x_i \tag{III.2}$$

C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones aval. Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction de transfert. La plupart des fonctions de transfert sont continuées et offrant une infinité de valeurs comprises dans l'intervalle  $[0, +1]$  ou  $[-1, +1]$

Les sorties de n'importe quel neurone donné sont la combinaison linéaire pondérée des sorties de tous les neurones de la couche précédente réfléchi par une fonction de transfert non linéaire, la plus couramment employée étant le sigmoïde.

Cette fonction doit toujours être normalisée et différentiable, elle est donnée par [4] :

$$y = F(u_k) = \frac{1}{1 + e^{-u_k}} \tag{III.3}$$

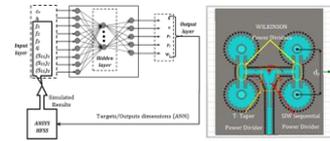
### III.2.2. Réseaux neuronaux multicouches de type Feed-Forward

Ce sont des réseaux dans lesquels l'information se propage couche en couche sans que le retour en arrière soit possible appelées aussi "réseaux de type Perceptron".

Le perceptron multicouche (PMC ou MLP (Multi-Layer Perceptron)) est un réseau composé de couches successives. Une couche est un ensemble de neurones n'ayant pas de connexion entre eux. Une couche d'entrée lit les signaux entrant, un neurone par entrée  $x_j$ , une couche en sortie fournit la réponse du système. Selon les chercheurs, la couche d'entrée qui n'introduit aucune modification n'est pas comptabilisée. Une ou plusieurs couches cachées participent au transfert. Dans un perceptron, un neurone d'une couche cachée est connecté en entrée à chacun des neurones de la couche précédente et en sortie à chaque neurone de la couche suivante.

Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante (à l'exception des couches d'entrée et de sortie) et il n'y a pas de connexions entre les neurones d'une même couche. Les fonctions d'activation utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes non linéairement séparables et des problèmes logiques plus compliqués.

L'architecture MLP est particulièrement utilisée dans notre travail car elle possède des propriétés mathématiques intéressantes, qui seront présentées par la suite. Les différentes



architectures de réseau exigent des algorithmes appropriés d'étude. La prochaine section fournit une vue d'ensemble de l'apprentissage.

### III.2.2.1.L'apprentissage des réseaux MLP

L'apprentissage du perceptron multicouche est supervisé, il consiste à adapter les poids des neurones de manière à ce que le réseau soit capable de réaliser la tâche demandée.

La méthode classique pour l'apprentissage du perceptron multicouche est l'algorithme de rétro-propagation, qui a été développé en particulier par Rumelhart et Parkenet le Cun en 1985[4]. Cet algorithme repose sur la minimisation de l'erreur quadratique entre les sorties calculées et celles souhaitées. Le terme rétro-propagation du gradient provient du fait que l'erreur calculée en sortie est transmise en sens inverse vers l'entrée.

La fonction la plus communément utilisée, et dont nous nous sommes servi lors de notre travail, est la fonction dite fonction d'erreur quadratique ou (MSE en anglais), sera :

$$MSE = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n [y_i^d - y_i^o]^2 \quad (III.4)$$

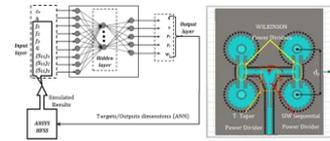
Où

$y_i^d$  : Les sorties souhaitées.

$y_i^o$  : Les sorties réseau observées.

Pour minimiser l'erreur, on calcule son gradient par rapport à chaque poids "w", puis on modifie les poids dans le sens inverse du gradient. L'efficacité de la formation dépend des paramètres de formation suivants [4]:

- ✚ Nombre de neurones cachés q
- ✚ Taux d'apprentissage  $\eta$  : est un paramètre de réglage dans un algorithme d'optimisation qui détermine la taille du pas à chaque itération tout en se déplaçant vers un minimum d'une fonction de perte. Il représente métaphoriquement la vitesse à laquelle un modèle d'apprentissage automatique « apprend ». Dans la littérature, le taux d'apprentissage est communément appelé Gain.
- ✚ Momentum  $\alpha$  : Le terme  $\alpha$  doit empêcher l'algorithme d'apprentissage de se ranger et de se trouver bloqué dans des minimums locaux. Il augmente également la vitesse de la convergence. Ce paramètre est habituellement placé à une valeur positive moins de 1 (valeur typique  $\alpha=0.9$ ).



- ✚ Seuil de tolérance d'apprentissage : ce paramètre critique détermine la précision dans la réponse du réseau de neurones.
- ✚ Adaptation du taux d'apprentissage: Ce paramètre critique détermine l'exactitude des sorties du réseau neurologique. Une tolérance de plus petites valeurs augmente habituellement l'exactitude mais peut avoir comme conséquence une moindre possibilité de généralisation aussi bien qu'un plus long temps d'apprentissage [19].

### **III.3. Application de réseaux de neurones pour la modélisation et l'optimisation des antennes en CSIW-WUVM**

Dans cette partie, nous allons optimiser des antennes et des réseaux d'antennes par les réseaux de neurones MLP.

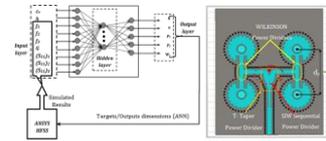
#### **III.3.1. Antenne patch en dents de scie**

##### *A. Conception et simulation*

La conception de cette antenne passe par quatre étapes simples illustrées à la figure (III.2). Dans un premier temps, nous avons commencé par la simulation d'une antenne patch circulaire. La fréquence de résonance d'un simple patch circulaire fonctionne en mode fondamental. Les dimensions sont déterminées par les formules analytiques bien connues pour le patch circulaire qui ont été détaillées dans le chapitre précédent. Cette topologie est simulée avec le logiciel HFSS, les résultats obtenus montrent que les caractéristiques de rayonnement de cette antenne ne sont pas bonnes car le gain est faible et la bande passante est étroite.

L'étude que nous avons effectuée sur cette antenne en bande  $Ku/K$ , nous oblige à réfléchir aux autres topologies qui offrent de bonnes performances. Nous avons remplacé le patch circulaire par un patch circulaire en dent de scie en gardant les mêmes dimensions de l'antenne précédent. Cette forme en dent de scie assure un gain suffisant avec une perte de retour faible d'environ -10 dB, donc le problème n'est pas complètement résolu car notre antenne n'est pas adaptée. Pour minimiser les pertes de retour, nous avons ajouté une fente circulaire dans le patch mais le gain reste toujours faible (Figure III.2).

Pour améliorer encore les performances de cette antenne, nous avons gardé la même topologie précédente en changeant la technologie planaire par la technologie SIW-WUVM. Cette



structure est principalement définie par son rayon et rayon équivalent conçu pour déterminer la fréquence de coupure du guide et les modes d'excitation. Le diamètre ( $d$ ) et la distance centre à centre des vias ( $P$ ) peuvent être ajustés en respectant les règles de conception détaillées dans le premier chapitre.

La condition d'espacement entre les trous assure la minimisation des ondes de fuite. Ainsi, notre structure finale est représentée dans la dernière étape de la Figure III.2 (étape 4). Pour enrichir notre étude, nous avons fait une comparaison entre deux formes différentes de fentes, les fentes circulaires et octogonales.

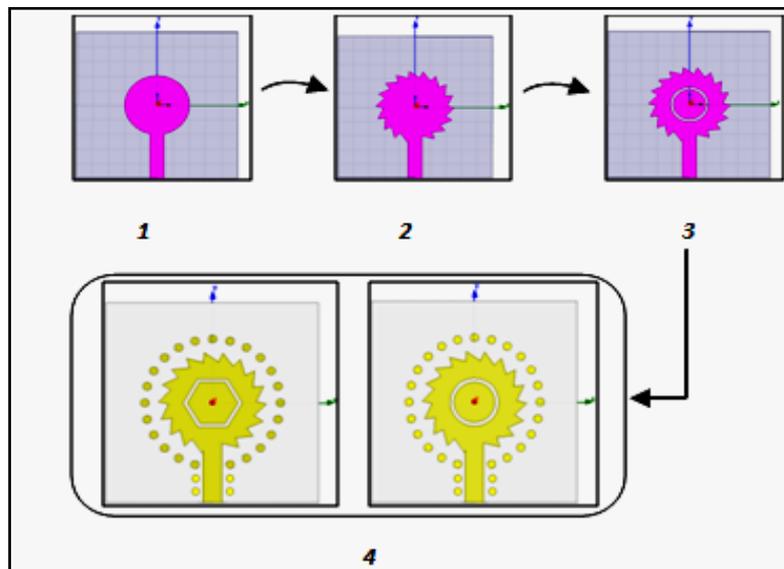


Figure III.2: Evolution de la conception de l'antenne circulaire: 1- patch circulaire, 2- Patch en dents de scie, 3- patch en dents de scie à fente, 4- patch en dents de scie à fente en SIW-WUVM.

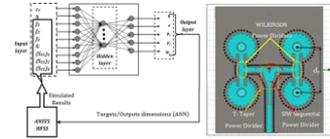
Les différentes largeurs de bande et gains des trois premières étapes sont indiquées dans le tableau III.1.

Tableau III.1

Les différentes largeurs de bande et gains des trois premières étapes

Étape	1	2	3
Gain (dB)	0.47	4.62	3.67
Bande passante (MHz)	80	100	92

Les antennes de la quatrième étape sont conçues en CSIW-WUVM qui comporte des vias sans métallisation supérieur et un substrat de type Rogers Duroid 5880 avec une permittivité ( $\epsilon_r$ ) de 2,2, une tangente de perte ( $\tan \delta = 0,001$ ) et une épaisseur ( $h$ ) de 0,5mm. Les deux



topologies d'antennes en dents de scie à fentes circulaire et octogonale en CSIW-WUVM de dimensions  $(14 \times 14 \text{ mm}^2)$  sont illustrées à la figure (III.3). Ces topologies ont été conçues afin d'obtenir des performances élevées pour les applications de télécommunications en bande  $(Ku/K)$ .

Pour obtenir deux bandes, deux modes de résonance ( $TM_{110}$  et  $TM_{010}$ ) sont simultanément excités par la ligne micro-ruban. Ces topologies sont analysées en utilisant ANSYS HFSS basé sur la méthode des éléments finis.

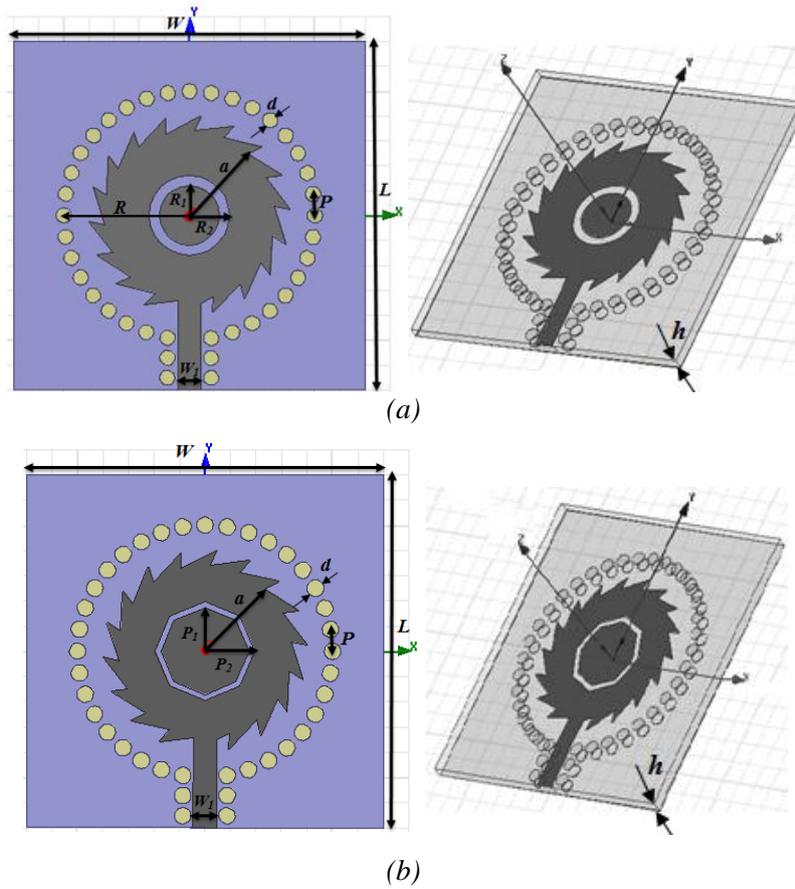


Figure III.3: Configurations des antennes en dents de scie en CSIW-WUVM.  
(a) Fente circulaire, (b) Fente octogonale

Le tableau III.2 donne les dimensions de l'antenne en dents de scie avec les deux formes de fentes.

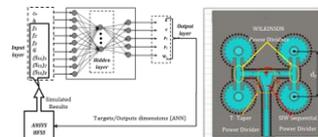


Tableau III.2

Les paramètres d'antennes proposés en dents de scie

Paramètre	Valeur (mm)	
	Fente circulaire	Fente octogonale
W	14	
L	14	
D	0.65	
P	1.4	
W <sub>1</sub>	0.9	
	R <sub>1</sub> =1.2	P <sub>1</sub> =1.2
	R <sub>2</sub> =1.6	P <sub>2</sub> =1.6

**B. Modèle de synthèse de l'antenne proposée**

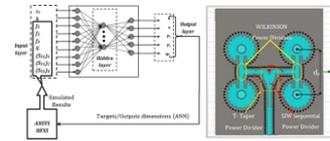
L'analyse et la synthèse sont deux manières différentes de classer les problèmes d'antennes micro-ruban (MSA). L'analyse d'une antenne s'occupe de comprendre son fonctionnement et de déterminer ses paramètres de performance comme la fréquence de résonance, le gain, la directivité, la bande passante, les diagrammes de rayonnement, etc.

Il existe différentes méthodes de calcul des fréquences de résonance des différentes antennes patch. Mais le calcul inverse des dimensions géométriques à partir des paramètres électriques d'entrées a été étudié dans [5] en utilisant la modélisation inverse de l'ANN. Le modèle inverse est également appelé modèle de synthèse.

Une classe importante de modèle de synthèse ANNs est le perceptron multicouche (MLP) [6], qui est capable de traiter les problèmes non linéaires. MLP en tant que structure multicouche se compose d'une couche d'entrée avec des neurones représentant des variables d'entrée, une couche de sortie avec neurone représentant la variable dépendante et une ou plusieurs couches cachées contenant neurone pour aider à capturer la non-linéarité dans le système.

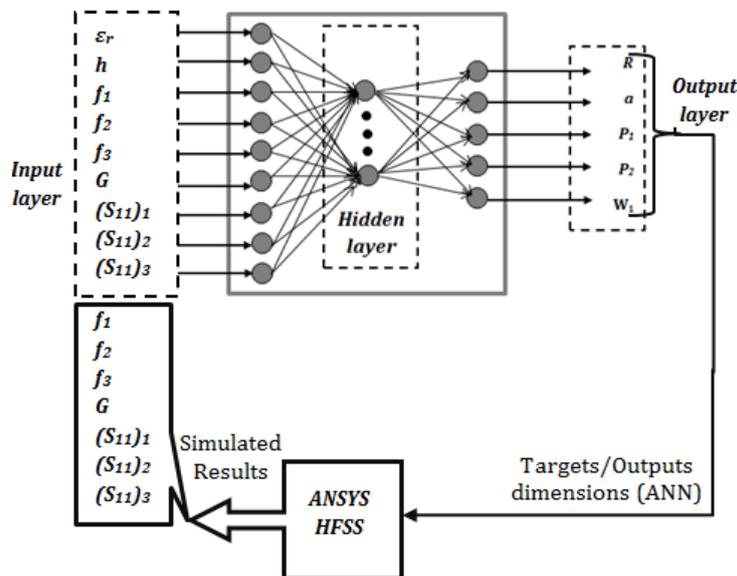
Pour trouver un bon modèle de synthèse basé sur ANN, le réseau Multilayer Perceptron (MLP) est utilisé dans le modèle de synthèse ANN pour obtenir les dimensions de l'antenne patch en dents de scie en fonction des variables d'entrée, qui sont les performances électriques de l'antenne (Figure III.4). Le modèle MLP est formé de l'algorithme de rétro-propagation (FFBP). Le réseau MLP, qui a la configuration de (9 entrées) neurones dans la couche d'entrée, (20\*20) neurones dans une couche cachée et (5 sorties) neurones dans la couche de sortie avec un taux d'apprentissage = 0,001, objectif = 1\*e<sup>-4</sup>, a été formé pour 8000 époques, les fonctions de transfert sigmoïde et linéaire ont été utilisées respectivement dans les couches cachées et en sortie.

**Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM**

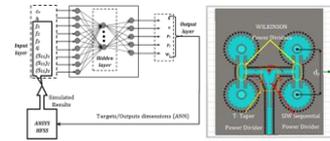


Dans cette section, des ANNs ont été introduits avec succès pour la synthèse de l'antenne en dent de scie à fente octogonale en CSIW-WUVM. Afin d'obtenir de meilleures performances, une convergence plus rapide et une structure plus simple, le modèle de synthèse est défini de manière à obtenir les dimensions de l'antenne en dents de scie à fente octogonale CSIW-WUVM tout en fournissant le vecteur d'entrée  $[f_1, f_2, f_3, \epsilon_r, h, G, (S_{11})_1, (S_{11})_2, (S_{11})_3]$ , en utilisant l'algorithme de Levenberg-Marquardt (train lm). De plus, l'algorithme ANN est synthétisé à l'aide de la programmation MATLAB pour minimiser le MSE final de la phase d'apprentissage NN.

Pendant le processus d'apprentissage, le réseau neuronal ajuste automatiquement ses poids et ses valeurs de seuil de telle sorte que l'erreur entre les sorties prédites et échantillonnées est minimisée. Les poids du NN sont initialement randomisés dans l'intervalle (0,+1). L'apprentissage est arrêté lorsque l'erreur quadratique moyenne sur l'ensemble de validation augmente par itérations consécutives. Afin d'évaluer les performances du modèle basé sur le MLPFFBP-ANN proposé pour la conception de l'antenne en dents de scie, les résultats de la simulation sont obtenus à l'aide du simulateur EM3D (ANSYS HFSS) pour valider le modèle. Le critère MSE est utilisé pour quantifier la proximité entre les résultats observés et souhaités. La fonction MSE est exprimée dans l'équation (III.4). La minimisation de la valeur MSE indique la fin du processus d'apprentissage.



**Figure III.4:** Modèle de synthèse basé sur FFBP-ANN pour la conception d'une antenne en dents de scie CSIW-WUVM à fente octogonale



**C. Formation et tests ANN**

C'est un fait courant que le modèle de réseaux de neurones, formé sur un ensemble d'échantillons (appelés échantillons d'apprentissage), produit des résultats très rapidement. Cependant, la génération d'échantillons et leur affectation à des échantillons d'apprentissage et de test sont des tâches difficiles pour une géométrie compliquée où l'excitation-réponse est multidimensionnelle. Pour la modélisation ANN, une stratégie inverse est utilisée pour prédire les paramètres géométriques à cinq dimensions  $[P_1, P_2, W_1, R, a]$  pour les paramètres de performance à 9 dimensions donnés  $[f_1, f_2, f_3, \epsilon_r, h, G, (S_{11})_1, (S_{11})_2, (S_{11})_3]$ .

Le modèle neuronal MLP est formé en considérant certains paramètres initiaux: erreur quadratique moyenne ( $MSE = 1 \cdot e^{-4}$ ), taux d'apprentissage ( $\eta = 0,0001$ ) et Levenberg-Marquardt ( $train\ lm = 0,0001$ ). Les poids initiaux et les valeurs de biais sont sélectionnés comme des nombres aléatoires entre 0 et 1. Dans le réseau, il y a sept neurones d'entrée dans la couche d'entrée, (20 \* 20) neurones cachés dans la couche cachée et cinq neurones de sortie dans la couche de sortie.

Les entrées réseau sont les fréquences de coupure ( $f_1, f_2$  et  $f_3$ ), les pertes de retour ( $(S_{11})_1, (S_{11})_2$  et  $(S_{11})_3$ ) et le gain (G). Les différentes sorties vers le réseau sont les coordonnées des deux dimensions de l'antenne en dents de scie  $P_1, P_2$ , la largeur de la ligne d'alimentation micro-ruban  $W_1$  et le rayon de l'antenne en CSIW-WUVM "R" {voir figure. III.4}.

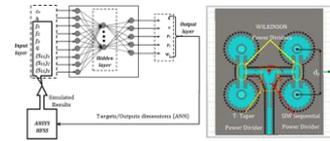
La fréquence  $f_1$  varie de 11,4 GHz à 12,8 GHz; la fréquence  $f_2$  varie de 18,0 GHz à 20,0 GHz; la fréquence  $f_3$  varie de 24,0 GHz à 26,0 GHz, toutes ces fréquences augmentent d'un pas de 0,01 GHz.

L'affaiblissement de retour  $(S_{11})_1$  varie de (-20 dB à -12 dB) et  $(S_{11})_2$  varie de (-20 dB à -15 dB);  $(S_{11})_3$  varié de (-35 dB à -20 dB), toutes ces pertes changent avec un pas de 0,05 dB.

En fin, le gain varie de (5,5 dB à 10 dB) avec un pas de 0,02 dB (Figures III.7 et III.8).

L'ANN est formée d'un ensemble de données de 1325 échantillons. Cet ensemble a été collecté à l'aide du simulateur ANSYS HFSS. Le modèle ANN optimisé est obtenu lorsque l'ensemble de données est divisé en 75% pour l'ensemble d'entraînement, 25% pour la validation et le test. L'erreur est inférieure à 0,03 dans toutes les phases car cette erreur représente la différence entre la sortie de l'ANN et la valeur attendue.

Les résultats du graphe de formation ANN pour la synthèse de l'antenne en dents de scie sont présentés sur les figures III.5 et III.6, la formation s'arrête lorsque les contrôles de validation



maximum sont atteints. Le nombre d'époques avec 6 itérations, la valeur décente du gradient est de 0,000625 et la valeur mu est de 0,0001.

Sur la figure III.5, le taux d'erreur de diminution (MSE) avec l'augmentation du nombre de neurones dans la couche cachée est montré, le graphique d'apprentissage révèle que l'erreur a été réduite de  $10^2$  à près de  $10^{-3}$ .

Les meilleures performances de validation sont atteintes à l'époque 4 et l'erreur quadratique moyenne (MSE) est de 0,027439. Dans cet exemple, les résultats obtenus sont raisonnables car:

- ✓ L'erreur quadratique moyenne finale est faible.
- ✓ L'erreur d'ensemble d'apprentissage et l'erreur d'ensemble de test ont des caractéristiques similaires.
- ✓ Aucun sur-ajustement significatif n'est survenu après 6 itérations (là où les meilleures performances de validation se produisent).

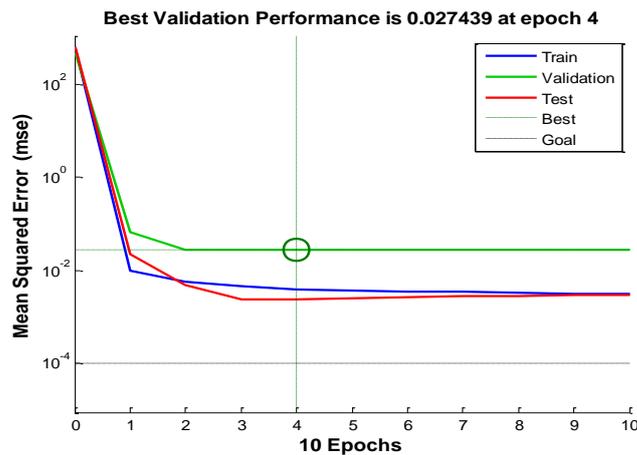
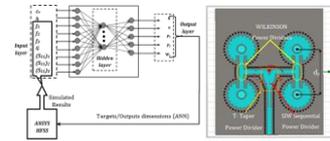


Figure. III.5. Évaluation de l'erreur quadratique moyenne

Il est souvent utile d'étudier la réponse du réseau plus en détail. Une option consiste à effectuer une analyse de régression entre la réponse du réseau et les cibles correspondantes. Le modèle ANN de routine est conçue pour effectuer cette analyse.

Ici, nous transmettons la sortie réseau et les cibles correspondantes à la formation du modèle ANN. Le premier, et le deuxième correspond à la pente et à l'ordonnée à l'origine de la meilleure régression linéaire reliant les cibles aux sorties du réseau. Si nous avons un



ajustement parfait (sorties exactement égales aux cibles), la pente serait 1 et l'ordonnée à l'origine serait 0.

Dans ce travail, nous pouvons voir que les chiffres sont très proches. La troisième variable renvoyée par l'apprentissage ANN est le coefficient de corrélation (valeur R) entre les sorties et les cibles. C'est une mesure de la façon dont la variation de la production est expliquée par les objectifs. Si ce nombre est égal à 1, alors il y a une corrélation parfaite entre les cibles et les sorties. Dans notre modèle, la valeur R tendrait à obtenir rarement une valeur parfaite. À partir de tous ces graphes, la meilleure valeur de régression pour valider les données est égale à  $R = 0,98192$ , la valeur de régression pour tester les données est définie comme  $R = 0,99418$ , la valeur de régression pour l'apprentissage des données est définie comme  $R = 0,99967$  et la valeur de régression globale est  $R = 0,99596$ , le nombre «R» est très proche de 1, ce qui indique un bon ajustement (Figure III.6). Cela prouve que le modèle développé, la procédure de formation en réseau; les tests et la validation sont significativement valides [7- 8].

La figure (III.6) montre que les sorties du réseau sont tracées par rapport aux cibles sous forme de cercles. Le meilleur ajustement linéaire est indiqué par une ligne en pointillés. L'ajustement parfait (sortie égale aux cibles) est indiqué par la ligne continue. Dans ce travail, il est difficile de distinguer les meilleurs ligne d'ajustement linéaire de la ligne d'ajustement parfait, parce que l'ajustement est si bon.

Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM

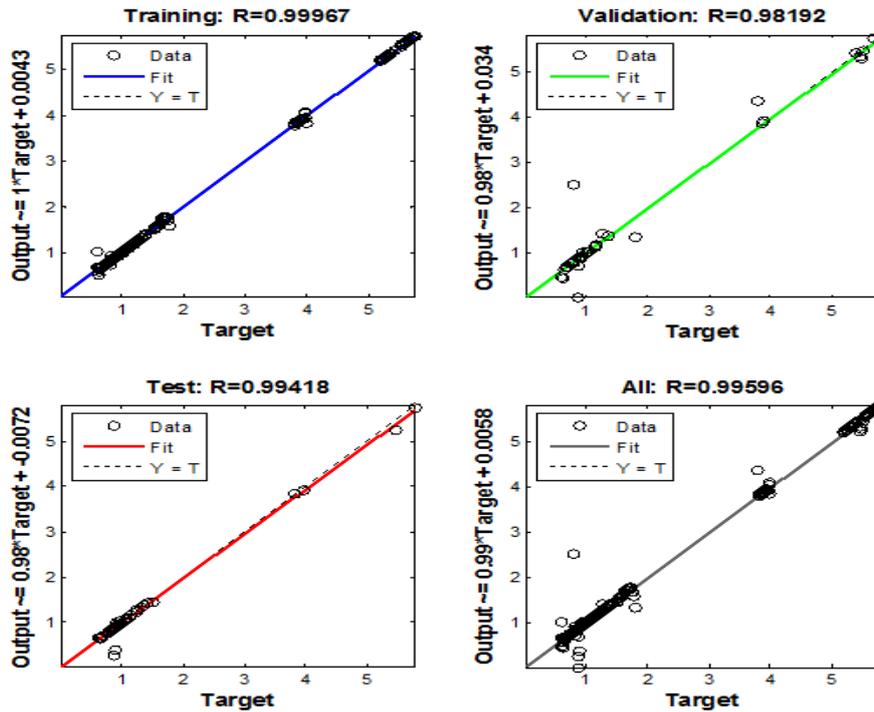
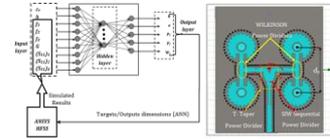


Figure. III.6. Diagrammes de régression du réseau

D. Résultats et discussions

Une comparaison des performances entre les deux topologies à fentes circulaire et octogonale est illustrée sur les figures ci-dessous. Les pertes de retour simulées ( $S_{11}$ ) de l'antenne en dents de scie circulaire en CSIW-WUVM donnent les trois fréquences souhaitées avec des coefficients de réflexion inférieurs à -15 dB et un gain de 3,3586 dB. Nous observons d'après ces résultats que la structure à fente circulaire montre de meilleures performances en comparant avec celles à fente octogonale

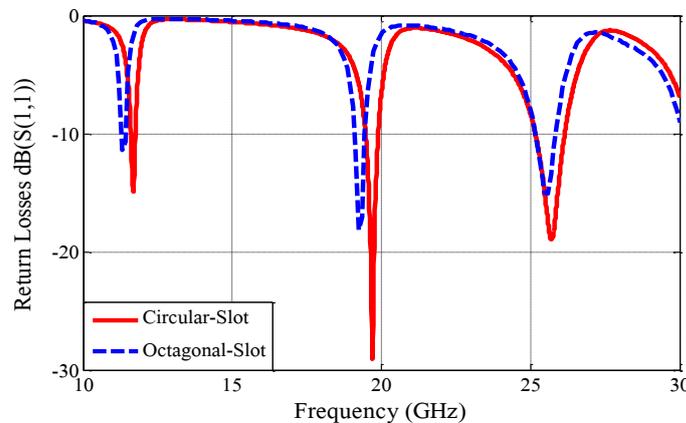
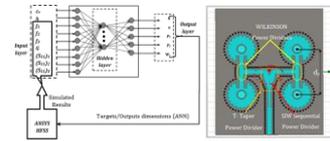
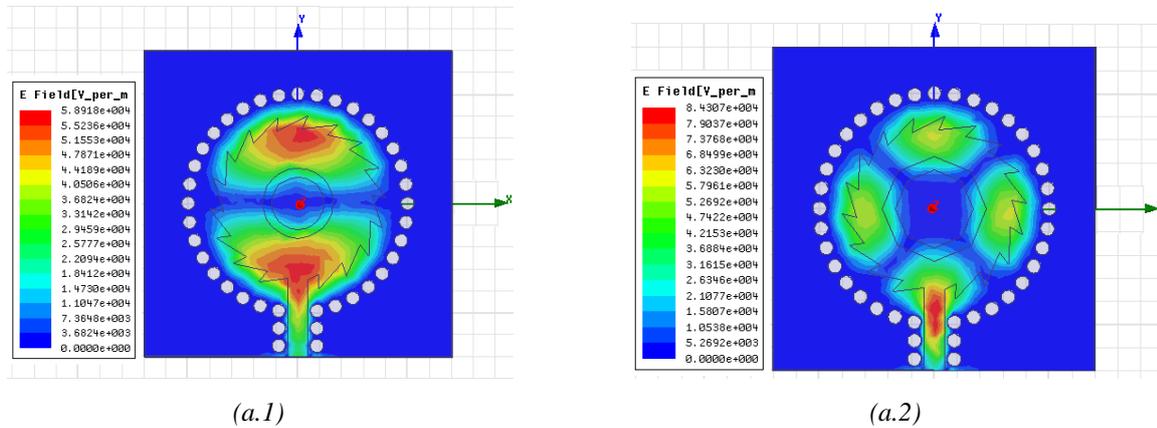


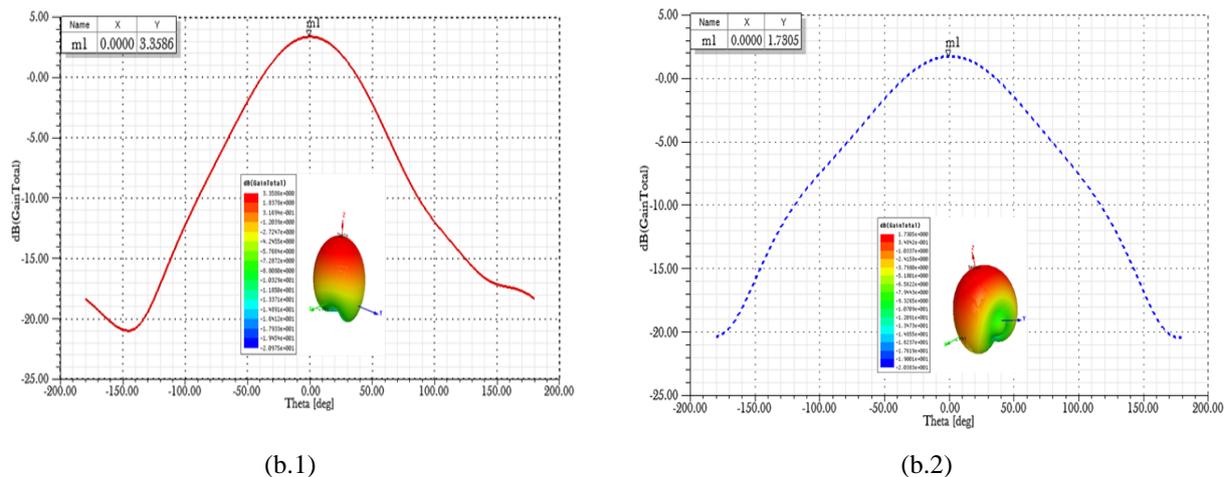
Figure.III.7: Coefficients de réflexion de l'antenne en fonction des fréquences simulées par HFSS : avec fentes circulaire et octogonale.



Les résultats des champs électriques et les gains pour ces antennes sont illustrés à la figure III.8.



a: Distributions du champ électrique des antennes à la fréquence  $f = 12$  GHz (a.1) fente circulaire (a.2) fente octogonale

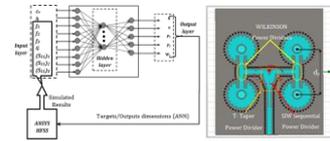


b: Gains 2D et 3D d'antennes circulaires en dents de scie CSIW-WUVM (b.1) fente circulaire (b.2) fente octogonale

Figure III.8: Paramètres électriques de l'antenne en dents de scie en CSIW-WUVM

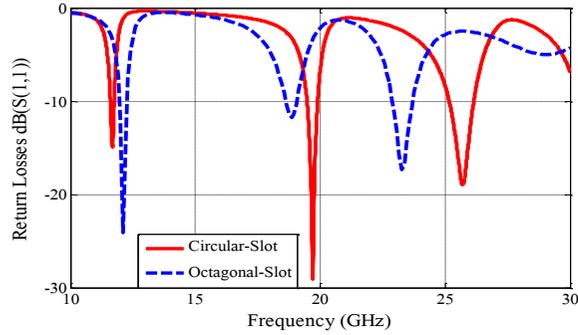
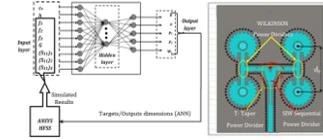
Pour optimiser l'antenne proposée, nous avons appliqué le réseau de neurones artificiels (ANN) pour améliorer encore ces résultats.

Le processus d'apprentissage se poursuit jusqu'à ce que les erreurs soient minimisées autant que possible par rapport aux valeurs prescrites. Afin de développer un modèle ANN pour l'antenne en dents de scie SIW optimisée à fente octogonale, un certain nombre de simulations EM doivent d'abord être effectuées.



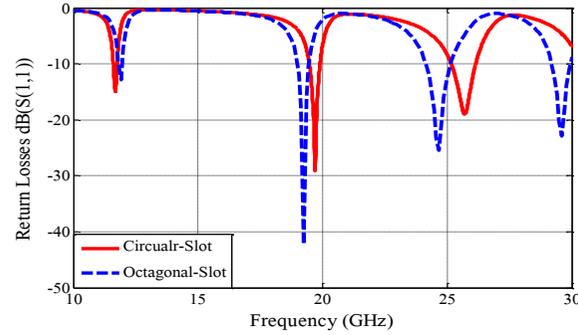
L'optimisation des coefficients de réflexion de l'antenne après six itérations avec ANN est illustrée sur les figures III.9 et III.10.

Nous avons tracé dans les figures III.11 et III.12, les diagrammes de rayonnement et la distribution de champ pour la structure à fente octogonale après optimisation, puisqu'elle est moins adaptée en comparant avec la structure à fente circulaire.



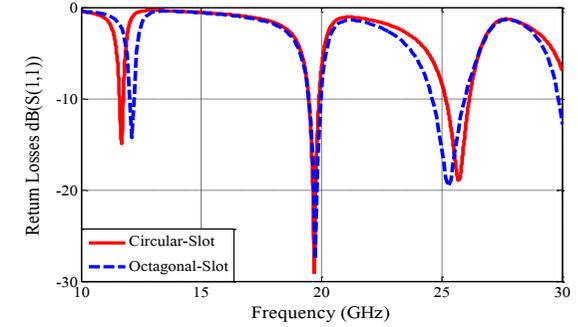
(a)

Dimensions initiales (fente circulaire):  $R_1=1.2\text{mm}$ ,  $R_2=1.6\text{mm}$ ,  $W_1=0.9\text{mm}$ ,  $d=0.65\text{mm}$   
 Dimensions de la 1<sup>ère</sup> itération (fente octogonale):  $R=5.3268\text{mm}$ ,  $a=3.7415\text{mm}$ ,  $P_1=1.2319\text{mm}$ ,  $P_2=1.3299\text{mm}$ ,  $W_1=0.994\text{mm}$



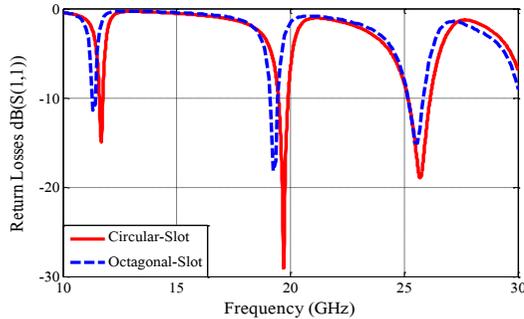
(b)

Dimensions initiales (fente circulaire) :  $R_1=1.2\text{mm}$ ,  $R_2=1.6\text{mm}$ ,  $W_1=0.9\text{mm}$ ,  $d=0.65\text{mm}$   
 Dimensions de la 2<sup>ème</sup> itération (fente octogonale):  $R=5.1581\text{mm}$ ,  $a=3.9005\text{mm}$ ,  $P_1=1.0196\text{mm}$ ,  $P_2=1.3500\text{mm}$ ,  $W_1=0.8631\text{mm}$



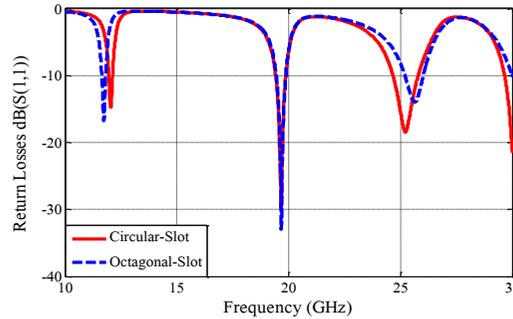
(c)

Dimensions initiales (fente circulaire):  $R_1=1.2\text{mm}$ ,  $R_2=1.6\text{mm}$ ,  $W_1=0.9\text{mm}$ ,  $d=0.65\text{mm}$   
 Dimensions de la 3<sup>ème</sup> itération (fente octogonale):  $R=5.367\text{mm}$ ,  $a=3.8531\text{mm}$ ,  $P_1=1.0609\text{mm}$ ,  $P_2=1.3499\text{mm}$ ,  $W_1=0.9447\text{mm}$



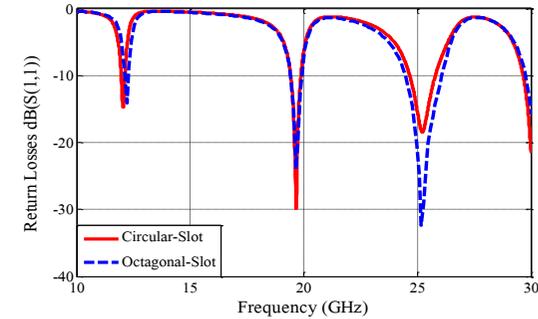
(d)

Dimensions initiales (fente circulaire)  $R_1=1.2\text{mm}$ ,  $R_2=1.6\text{mm}$ ,  $W_1=0.9\text{mm}$ ,  $d=0.65\text{mm}$   
 Dimensions de la 4<sup>ème</sup> itération (fente octogonale):  $R=5.1470\text{mm}$ ,  $a=3.7012\text{mm}$ ,  $P_1=1.0548\text{mm}$ ,  $P_2=1.7930\text{mm}$ ,  $W_1=0.6925\text{mm}$



(e)

Dimensions initiales (fente circulaire):  $R_1=1.2\text{mm}$ ,  $R_2=1.6\text{mm}$ ,  $W_1=0.9\text{mm}$ ,  $d=0.65\text{mm}$   
 Dimensions de la 5<sup>ème</sup> itération (fente octogonale):  $R=5.3112\text{mm}$ ,  $a=3.9998\text{mm}$ ,  $P_1=1.211\text{mm}$ ,  $P_2=1.5989\text{mm}$ ,  $W_1=0.8212\text{mm}$



(f)

Dimensions initiales (fente circulaire):  $R_1=1.2\text{mm}$ ,  $R_2=1.6\text{mm}$ ,  $W_1=0.9\text{mm}$ ,  $d=0.65\text{mm}$   
 Dimensions de la 6<sup>ème</sup> itération (fente octogonale):  $R=5.4002\text{mm}$ ,  $a=3.9995\text{mm}$ ,  $P_1=1.2202\text{mm}$ ,  $P_2=1.351\text{mm}$ ,  $W_1=0.9221\text{mm}$

Figure.III.9: Optimisation des Coefficients de réflexion en fonction de la fréquence

### Chapitre III

## Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM

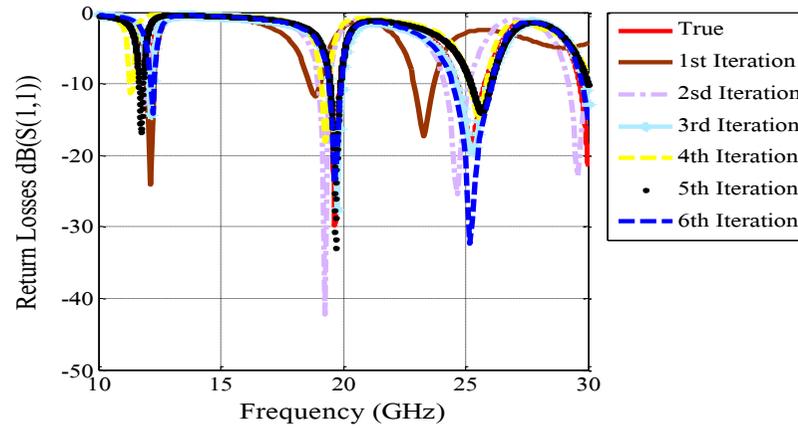
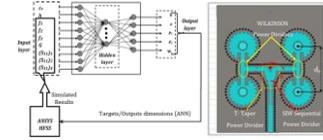


Figure.III.10: Comparaison des six itérations de coefficients de réflexion de l'antenne en dents de scie à fente octogonale

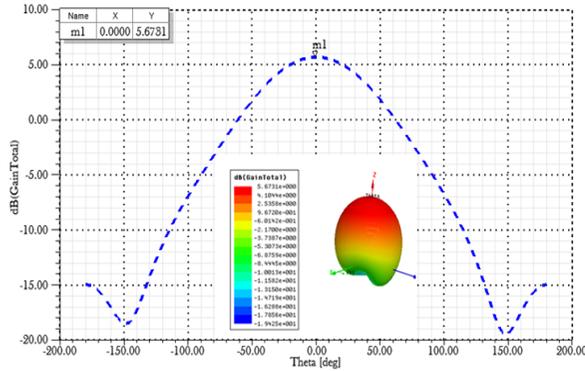


Figure.III.11: Optimisation de Gains 2D, 3D et champ électrique de l'antenne en dents de scie à fente octogonale

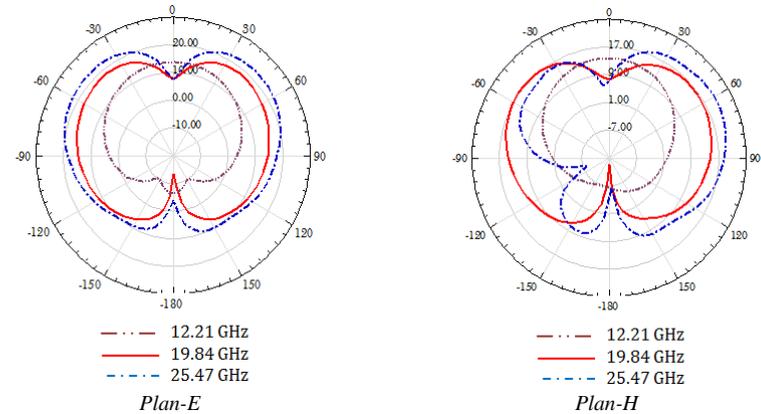
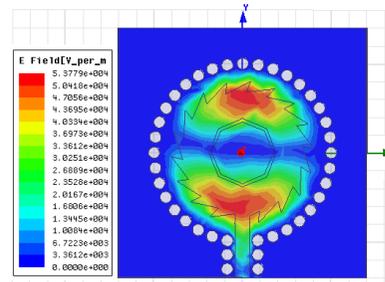
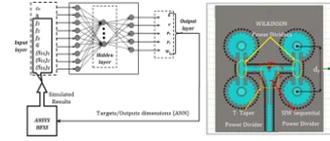


Figure.III.12: Optimisation de diagrammes de rayonnement Plan E et plan H aux fréquences de coupure de l'antenne en dents de scie à fente octogonale



La ligne micro-ruban est définie comme la ligne d'alimentation pour assurer une bonne adaptation à la configuration d'antenne optimisée.

Ainsi, l'impédance d'entrée de conception avec modèle ANN est représentée sur la figure (III.13). Après la sixième itération, nous obtenons la largeur de la ligne d'alimentation suffisante pour assurer une bonne adaptation pour la configuration d'antenne optimisée, cette valeur atteint  $W_1 = 0,9221$  mm pour une impédance d'entrée égale 50 Ohms donc, nos antennes optimisées sont bien adaptées aux bons points d'adaptation de l'impédance d'entrée.

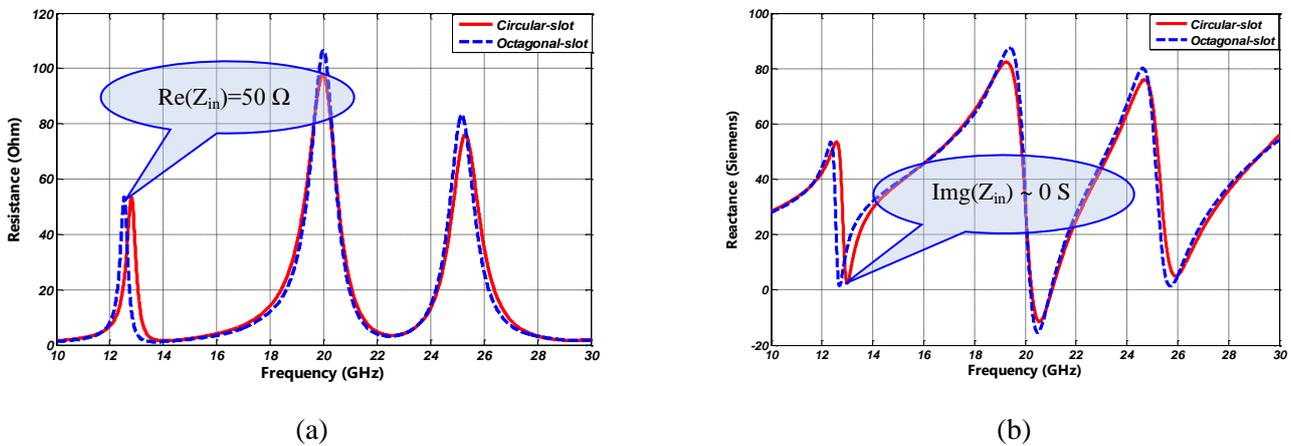


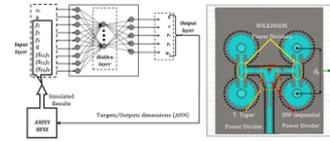
Figure.III.13: Impédances d'entrées pour l'antenne optimisée: partie réelle (a) et partie imaginaire (b).

### III.4. Réseau d'antennes planaires

Dans cette partie, nous allons étudier les différentes formes de réseaux de patch afin de sélectionner le réseau optimal pour notre application. Tout d'abord, on définit quelques généralités utiles pour une meilleure compréhension de la suite de ce manuscrit. Ensuite, les contraintes de notre application sont détaillées, puis des différents types de réseaux sont présentés afin de justifier le choix du réseau retenu. Une réflexion est menée pour améliorer ces réseaux (notamment les réseaux linéaires et planaires) par des techniques de pondération en amplitudes.

#### III.4.1. Définition

Dans plusieurs applications, il est nécessaire de concevoir des antennes avec des caractéristiques très directives (gains élevés) pour satisfaire des demandes de communication à longue distance. En général, ceci peut être accompli en augmentant la taille électrique de



l'antenne. Une autre manière efficace est de créer un ensemble d'éléments rayonnant dans une configuration géométrique et électrique sans nécessairement augmenter la taille des différents éléments [9]. Un tel dispositif à plusieurs éléments rayonnant est défini comme réseau d'antennes [10].

Le champ total du réseau est déterminé par l'addition des vecteurs des champs rayonnés par les différents éléments. Ceci suppose que le courant dans chaque élément est identique à celui de l'élément isolé (négligeant le couplage entre éléments). Ce n'est habituellement pas le cas et cela dépend de la séparation entre les éléments. Pour fournir des diagrammes de rayonnement très directifs, il est nécessaire que les champs rayonnés par les éléments du réseau influent d'une manière constructive (ajout) dans les directions désirées et influent d'une manière destructive (annulation) dans l'espace restant. Théoriquement ceci peut être atteint, mais pratiquement il est seulement approché.

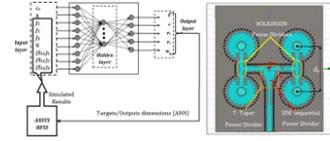
Dans un réseau d'éléments identiques, il y a au moins cinq facteurs qui peuvent être employés pour former le diagramme de rayonnement global de l'antenne. Ceux-ci sont:

1. La configuration géométrique globale du réseau (linéaire, circulaire, rectangulaire, sphérique,... etc).
2. L'espace relatif entre les éléments.
3. L'excitation d'amplitude des différents éléments.
4. L'excitation de phase des différents éléments.
5. Le diagramme de rayonnement relatif des différents éléments.

#### III.4.2. Contraintes de réalisation du réseau d'antennes

Plusieurs contraintes sur le réseau d'antennes sont à prendre en compte afin d'assurer la portabilité et le fonctionnement du système :

- ✚ Le nombre d'antennes du réseau doit être limité afin d'assurer une complète portabilité et la topologie de réseau doit être choisie pour être la plus compacte possible.
- ✚ La distance entre deux antennes successives doit être supérieure à  $0.5 * \lambda$  afin de s'assurer que les sources de bruit au niveau de chaque récepteur soient bien décorréélées. On doit en outre s'assurer que cette distance est suffisante pour éviter un couplage entre les antennes qui dégraderait le diagramme de rayonnement.
- ✚ Chaque branche est composée d'un sous-réseau d'antennes et non d'une antenne seule afin de favoriser le bilan de liaison.



On peut désormais s'intéresser aux différentes formes de réseaux afin de sélectionner celui qui convient pour l'application visée.

### III.4.3. Principe de fonctionnement

Un réseau d'antennes est un assemblage d'antennes élémentaires, suivant une ou deux dimensions, disposées périodiquement et fonctionnant à la même fréquence (figure III.14). Les antennes sont alimentées par un réseau de distribution qui répartit l'énergie en amplitude et en phase sur les différents éléments [11].

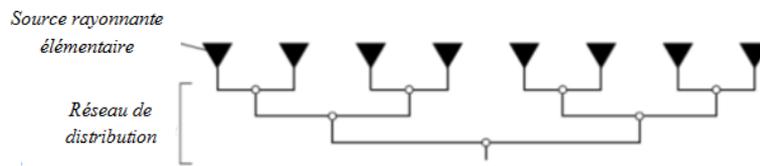


Figure III.14. Réseau d'antennes schématisé avec son alimentation parallèle

L'intérêt de la mise en réseau réside dans le fait que le lobe de rayonnement peut être conformé. De cette façon, la directivité peut être augmentée. Elle est fonction du nombre d'éléments et de la période du réseau. L'antenne élémentaire peut être un dipôle, un patch, une fente, un cornet, ... etc.

### III.4.4 Différentes topologies de sous-réseaux d'antennes

#### III.4.4.1 Topologie linéaire

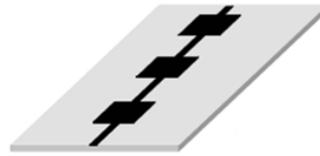
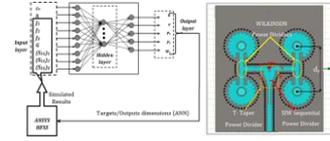
Un réseau linéaire est un réseau où les sources sont alignées le long d'une ligne droite et espacées d'une distance constante (Figure III.15). Dans ce cas, les propriétés de la mise en réseau apparaissent dans le plan contenant les sources et la normale aux sources élémentaires, soit pour  $\varphi=0$  dans le repère choisi.

#### A. Géométrie de l'alimentation d'un réseau d'antennes micro-ruban

Il existe deux façons d'alimenter un réseau, soit en série (Figure III.15.a), soit en parallèle (Figure III.15.b) [10- 12].

Pour une alimentation en série, les éléments rayonnants sont reliés en chaîne les uns aux autres par des tronçons de ligne micro-ruban.

Pour l'alimentation en parallèle,  $2^n$  éléments rayonnants sont alimentés en parallèle par  $n$  étages de  $2^{m-1}$  diviseurs de puissance à chaque étage  $m$ . Pour une adaptation correcte avec des pertes minimales, des diviseurs de type Wilkinson sont utilisés [12].



(a)



(b)

Figure III.15: Alimentation d'un réseau d'antennes patch.  
(a)-série (b)-parallèle

L'alimentation parallèle est celle qui a été retenue pour notre étude car elle présente des avantages très intéressants, à savoir :

- ✚ une large bande passante, les distances parcourues par chacun des éléments rayonnants sont identiques
- ✚ une possibilité d'insérer sur les voies d'accès aux éléments des composants discrets (déphaseurs, amplificateurs, atténuateurs...) afin de conformer (modifier) le diagramme de rayonnement
- ✚ une possibilité de placer le réseau d'alimentation d'un côté du plan de masse sachant que les éléments rayonnants se trouvent de l'autre côté du plan de masse (c'est le cas des antennes excités par couplage par fente).

#### III.4.4.2 Topologie planaire

Un réseau planaire est une généralisation au plan du réseau linéaire. Le cas le plus simple à mettre en équation correspond à la mise en réseau selon un maillage rectangulaire de  $N \times M$  éléments rayonnants. Le pas du réseau rectangulaire ainsi obtenu peut être différent selon les deux axes principaux du réseau, tel qu'illustré sur la Figure III.16

*Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM*

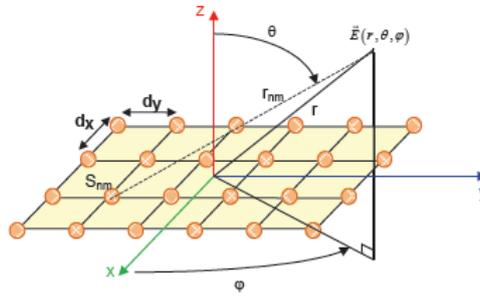
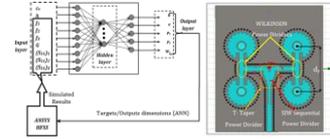


Figure III.16: Schéma générique d'un réseau planaire d'antennes

**III.4.4.3 Topologie circulaire**

Une autre configuration couramment utilisée est celle du réseau circulaire uniforme dans laquelle les éléments sont régulièrement arrangés sur un anneau circulaire (figure III.17). Ce réseau a une valeur très importante dans la pratique et il est souvent adopté dans des systèmes de radar et de sonar aussi bien que dans les stations de base cellulaires [13].

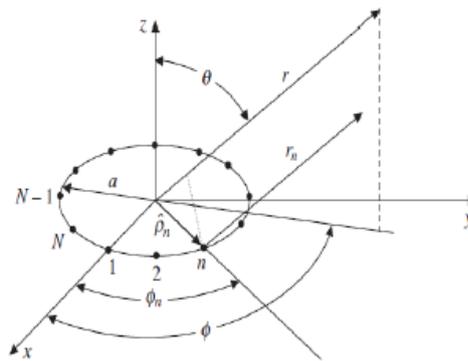
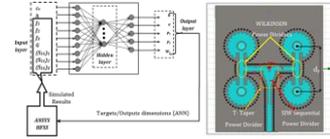


Figure III.17. La configuration géométrique d'un réseau circulaire

Cette configuration peut évidemment être généralisée aux réseaux cylindriques, voir coniques, en y associant un réseau linéaire pour former le diagramme en élévation.

**III.5. Réseaux d'antennes en CSIW-WUVM**

Un réseau uniforme est défini par des éléments identiques uniformément espacés de grandeur égale avec une phase linéairement progressive d'un élément à l'autre. Le facteur de tableau AF peut être obtenu en considérant les éléments individuels comme des sources ponctuelles (isotropes). Si les éléments sont d'un autre modèle, le modèle de champ total peut être obtenu



en multipliant simplement le facteur de réseau AF par le modèle de champ normalisé de l'élément individuel [14-15].

$$AF = \frac{\sin(\frac{N}{2}\psi)}{\sin(\frac{1}{2}\psi)} \tag{III.6}$$

Ou

$$\psi = kd_x \sin \theta + \beta \tag{III.7}$$

L'équation (III.6) donne le facteur de réseau AF d'un réseau linéaire situé sur l'axe des x.

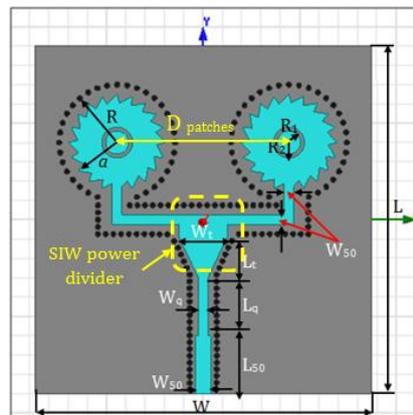
Pour atteindre des performances de rayonnement directives, les éléments d'antenne sont disposés avec une distance de séparation inférieure à la longueur d'onde  $\lambda_0$ . Une distance de  $(0,5*\lambda_0)$  entre les antennes génère trop de couplage (pertes > 1 dB) [16]. Dans nos réseaux, une distance de  $(0,72*\lambda_0)$  est idéale car les couplages ont significativement disparu.

Ce travail a pour objectif de présenter la conception des réseaux d'antennes afin d'améliorer la bande passante et d'augmenter le gain tout en gardant la topologie de l'antenne en dents de scie avec une fente circulaire en CSIW-WUVM comme élément de base de ces réseaux.

Les deux topologies de réseaux d'antennes composées de 1 x 2 et 2x2 éléments rayonnants en CSIW-WUVM ont été simulées par deux logiciels HFSS et CST MWS en bi-bandes  $Ku/K$ .

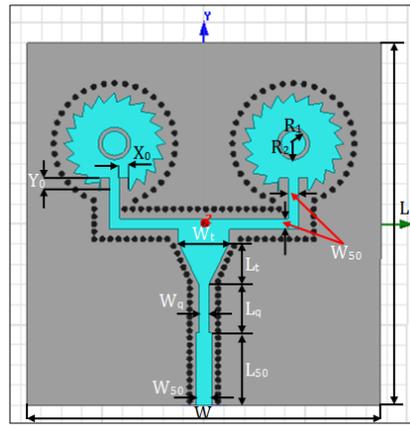
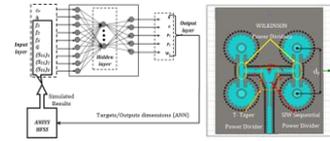
### III.5.1 Réseaux d'antennes à 1x2 éléments en technologie CSIW-WUVM

Nous avons proposé deux géométries différentes pour l'élément de base ; la première configuration à une ligne d'alimentation sans encoches et la deuxième à une ligne d'alimentation avec encoches comme illustre-la figure III.18. Un diviseur de puissance séquentiel en CSIW-WUVM est utilisé pour alimenter les antennes élémentaires [10-12].



(a)

Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM



(b)

Figure III. 18. Géométries des réseaux d'antennes à 1x2 en CSIW-WUVM

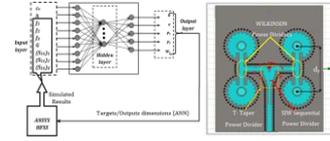
(a) Sans encoches (b) Avec encoches

Dans notre procédure de conception, les dimensions de la première géométrie illustrée sur la figure (III.18.a) sont optimisées en utilisant ANSYS HFSS pour obtenir une meilleure réponse fréquentielle et un gain élevé. Les dimensions optimisées du réseau d'antennes sont résumées dans le tableau III.3.

Tableau III.3

Paramètres du réseau d'antennes à 1x2 éléments

Paramètre	Valeur (mm)
$W$	11.6
$L$	12
$P$	0.8
$a$	4
$L_{50}$	7.2
$W_{50}$	1
$L_q$	4.8
$W_q$	3.6
$W_t$	5
$R_1$	1.2
$R_2$	1.6



A. Résultats et discussion:

La figure III.19 montre les coefficients de réflexion simulés ( $S_{11}$ ) des deux topologies précédentes.

Les résultats de  $S_{11}$  obtenus sont acceptable ( $<-10$  dB) pour les deux topologies de réseau d'antennes 1x2 éléments sans encoche et avec encoches.

Cependant, pour le premier réseau sans encoches, les résultats simulés montrent des largeurs de bande passante couvrant 140 MHz allant de 11,99 à 12,13 GHz et 340 MHz de 18,89 à 19,23 GHz, les gains obtenues pour cette structures atteint 9.04 dB pour la fréquence 12.06 GHz et de 7.47 dB pour la fréquence 19.06GHz.

En raison de la demande d'une plus grande largeur de bande pour les communications par satellite, nous avons modifié le réseau précédent tout en ajoutant des encoches. Les résultats de simulation obtenus montrent que les bandes passantes simulées est d'environ 170 MHz allant de 11,77 à 11,94 GHz et de 410 MHz allant de 20,36 à 20,77 GHz et un gain élevé de 9,68 dB pour la fréquence 11.89 GHz et 8.21 dB pour la fréquence 20.56 GHz.

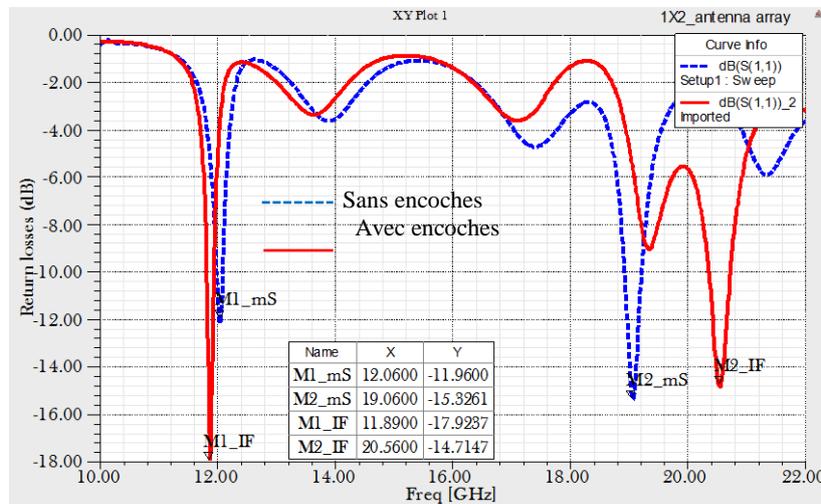
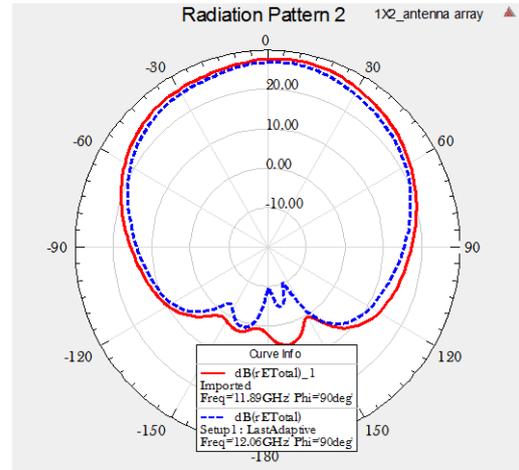
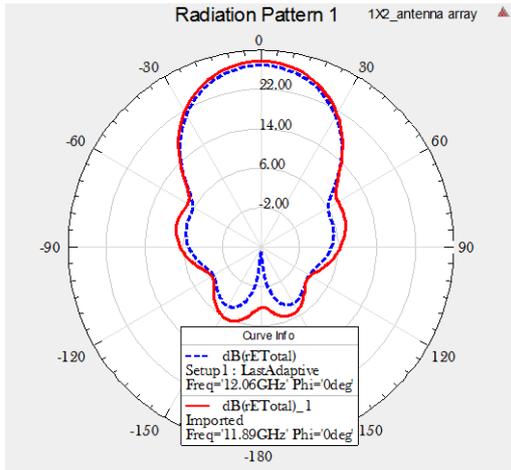
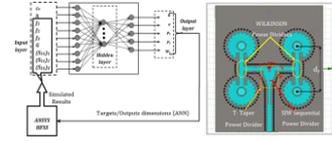


Figure III.19. Coefficients de réflexion des réseaux à 1x2 éléments en CSIW-WUVM  
a) Avec encoches, b) Sans encoches

Les Figures.III.20 (a, b) et III.21, illustrent les diagrammes de rayonnement simulés dans le plan E et dans le plan H aux fréquences inférieure et supérieure des deux conceptions ainsi que les gains en 3D.

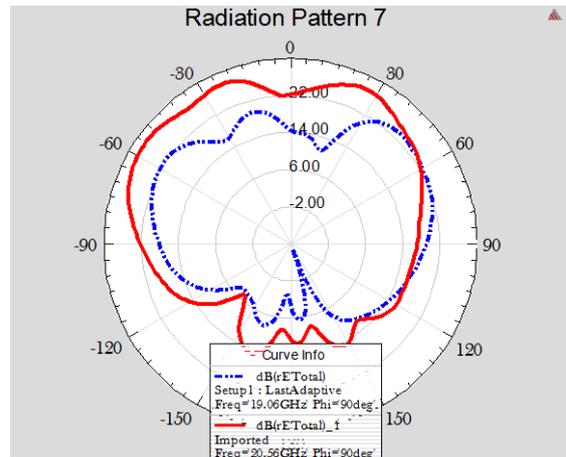
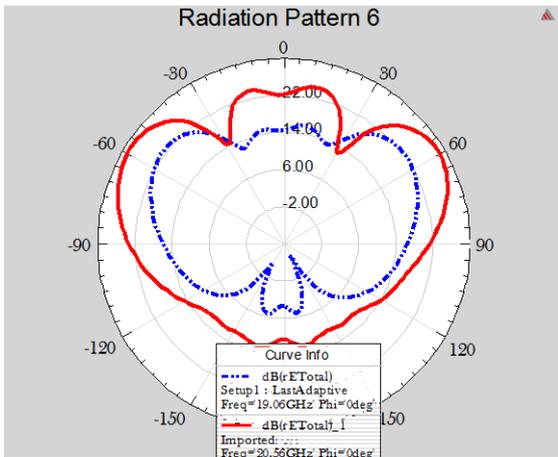
Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM



Plan E pour  $\varphi=0^\circ$

Plan H pour  $\varphi=90^\circ$

a. Aux fréquences inférieures des deux topologies.

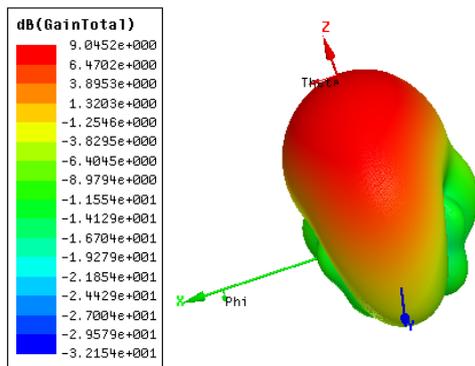


Plan E pour  $\varphi=0^\circ$

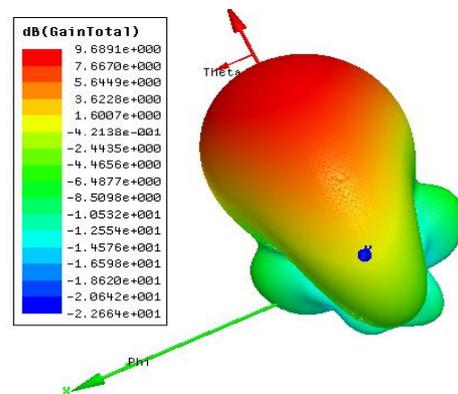
Plan H pour  $\varphi=90^\circ$

b. Aux fréquences supérieures des deux topologies.

Figure III.20. Diagrammes de rayonnement simulés de réseaux d'antennes à 1x2 éléments

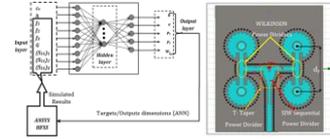


Sans encoches

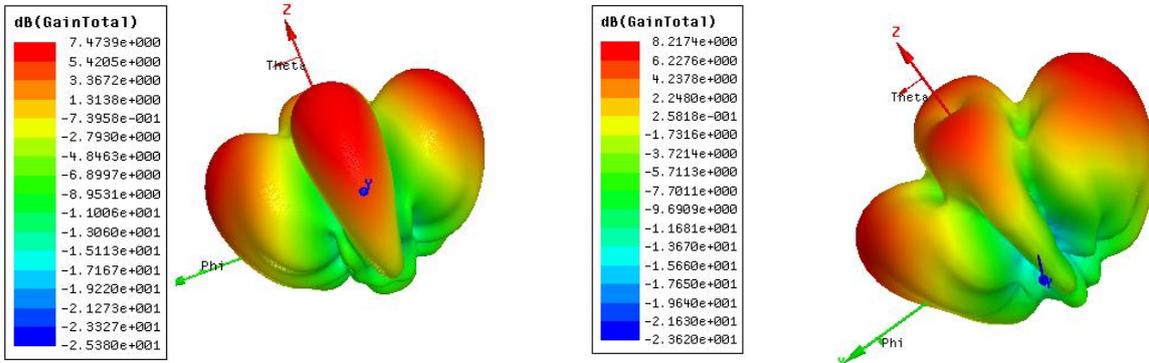


Avec encoches

Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM



a. Aux fréquences inférieures des deux topologies.



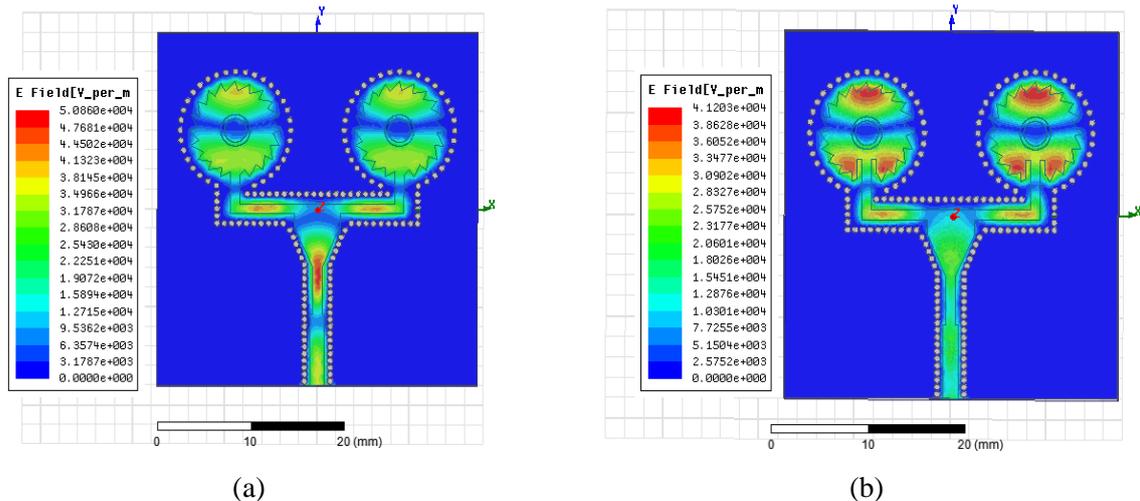
Sans encoches

Avec encoches

b. Aux fréquences supérieures des deux topologies.

Figure III.21. Les gains simulés en 3D pour les deux réseaux d'antennes 1x2 éléments

Les cartographies des champs pour les deux topologies à la fréquence  $f = 12.06$  GHz sont indiquées sur la Figure III.22.



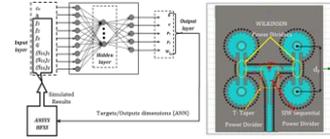
(a)

(b)

Figure III.22. Distributions du champ électrique pour les réseaux d'antennes à 1x2 éléments (a) sans encoches (b) avec encoches.

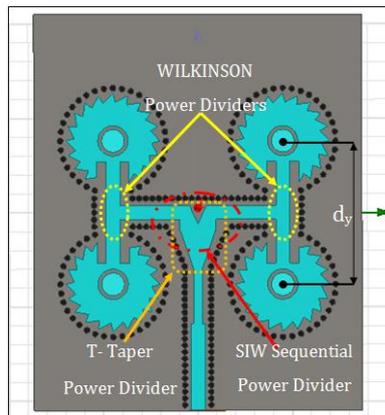
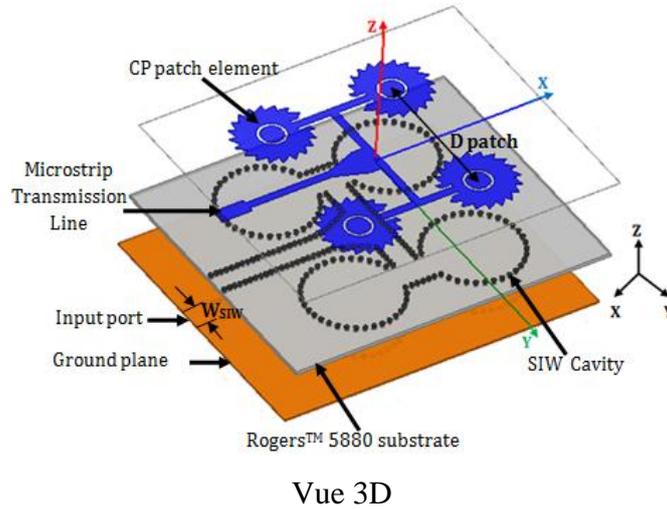
Nous avons publié ce travail (réseau à 1x2 éléments) dans la référence [15].

Pour apporter de nouvelles améliorations au gain et à la bande passante, nous avons augmenté le nombre des éléments avec encoches à 2x2 éléments comme indiqué dans la section suivante.



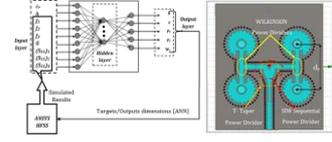
### III.5.2 Réseaux d'antennes en encoches à 2x2 éléments en CSIW-WUVM

Ce réseau d'antennes est présenté à la figure suivante, il comporte quatre éléments rayonnants en dents de scie avec des alimentations en encoches.



**Figure.III.23.** Configuration du réseau d'antennes à  $2 \times 2$  éléments.  
Vue 3D avec différentes couches; et (en bas): vue latérale

Un réseau d'alimentation est conçu pour rendre le réseau d'antennes plus adapté. L'étape importante consiste à concevoir un diviseur de puissance micro-ruban à 2 voies avec la technique de Klopfenstein pour alimenter la structure. La conception de ce diviseur se compose principalement de deux parties: la première partie est un transformateur conçu d'une ligne en palier qui réalise une large bande entre la ligne d'entrée de 50 Ohms ( $Z_0$ ) et la ligne



de 25 Ohms ( $Z_1$ ), tandis que la seconde partie est constituée d'une jonction conique 'taper' avec des branches de sortie.

La technique de Klopfenstein [17, 18] est utilisée dans ce travail pour transformer les lignes micro-ruban de 50 Ohms en lignes de 25 Ohms. L'impédance de la ligne est calculée à partir des formules suivantes [18] :

$$\ln Z(z) = \frac{1}{2} \ln(Z_0 Z_L) + \frac{c}{\cosh(A)} \Gamma_m A^2 \phi\left(\frac{2z}{L} - 1, A\right) \quad \text{Pour } 0 \leq z \leq L \quad (\text{III.8})$$

Où:

$$A = \cosh^{-1}\left(\frac{\Gamma_m}{\Gamma_0}\right) \quad (\text{III.9})$$

$$\Gamma_0 = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right) \quad (\text{III.10})$$

Le coefficient de réflexion est donné par:

$$\Gamma(z) = \Gamma_0 e^{-j\beta z} \frac{\cos\sqrt{(\beta L)^2 - A^2}}{\cosh(A)} \quad \text{Pour } \beta L > A \quad (\text{III.11})$$

$$\Gamma(z) = \Gamma_0 e^{-j\beta z} \frac{\cos\sqrt{A^2 - (\beta L)^2}}{\cosh(A)} \quad \text{Pour } \beta L < A \quad (\text{III.12})$$

Où  $z$ : est la longueur électrique.

Ce qui donne :

$$\Gamma_m = \frac{\Gamma_0}{\cosh(A)} \quad (\text{III.13})$$

La fonction  $\phi(z, A)$  est définie comme:

$$\phi(z, A) = -\phi(-x, A) = \int_0^x \frac{I_1(A\sqrt{1-y^2})}{(A\sqrt{1-y^2})} dy \quad \text{Pour } |x| \leq 1 \quad (\text{III.14})$$

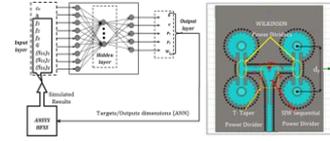
Où:

$c$ : est la vitesse de la lumière.

$L$ : est la longueur du taper

$\beta$ : est la constante de propagation

$\Gamma_m$ : est le coefficient de réflexion minimum.



$\Gamma_0$ : est le coefficient de réflexion à fréquence nulle.

$Z_0$  et  $Z_L$ : sont les impédances aux extrémités du taper.

$I_1$  : est la fonction de Bessel modifiée.

Une fois la conception conique est terminée, la jonction avec une entrée de ligne de 12,5  $\Omega$  et deux 25  $\Omega$  est conçue avec un coefficient de réflexion minimum ayant une bande de fréquences assez large que possible. Ensuite, la jonction d'une entrée de 25  $\Omega$  et de deux sorties de 50  $\Omega$  comme illustre sur la figure III.23 est ajoutée à chaque côté.

Un autre paramètre qui joue un rôle très important dans la réalisation des performances d'un réseau d'antennes est l'espacement entre les éléments du réseau.

Les éléments sont disposés uniformément le long d'une grille rectangulaire dans le plan xy, avec un espacement d'éléments  $d_x$  dans la direction x et un espacement d'éléments  $d_y$  dans la direction y pour réduire le couplage mutuel entre les éléments.

Le champ total de réseau d'antennes peut être exprimé par le champ d'un seul élément, multiplié par le facteur de réseau. Ce facteur est donné par la formule suivante [16] :

$$AF(\theta, \phi) = \left[ \frac{1 \sin\left(\frac{M}{2}(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)\right)}{M \sin\left(\frac{1}{2}(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)\right)} \right] \times \left[ \frac{1 \sin\left(\frac{N}{2}(kd_y \sin\theta \cos\phi + \beta_y)\right)}{N \sin\left(\frac{1}{2}(kd_y \sin\theta \cos\phi + \beta_y)\right)} \right] \quad (\text{III.15})$$

Où

$k$ : Constante de propagation de l'onde EM.

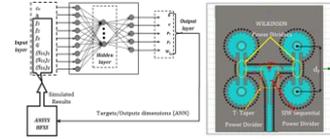
$\beta_x, \beta_y$  : sont les phases progressives dans les directions x et y, respectivement.

$d_x, d_y$  : sont les distances de séparation entre les éléments le long des directions x et y, respectivement.

Dans notre travail, les espacements inter-éléments optimisés sont :  $d_x=0,72*\lambda$  et  $d_y=0,64*\lambda$ , pour obtenir un gain optimal et une bande passante améliorée tout en réduisant le couplage mutuel entre les éléments.

### A. Résultats et discussion

L'impédance d'entrée simulée du réseau 2x2 éléments est tracée sur la figure III.24; ces résultats de simulation indiquent une bonne adaptation de notre réseau d'antennes aux fréquences de résonance. Le réseau d'alimentation était composé de diviseurs de puissance et



de transformateurs d'impédance avec deux impédances de  $56.6 \Omega$  à  $13,18 \text{ GHz}$  et  $60.19 \Omega$  à  $21,54 \text{ GHz}$ .

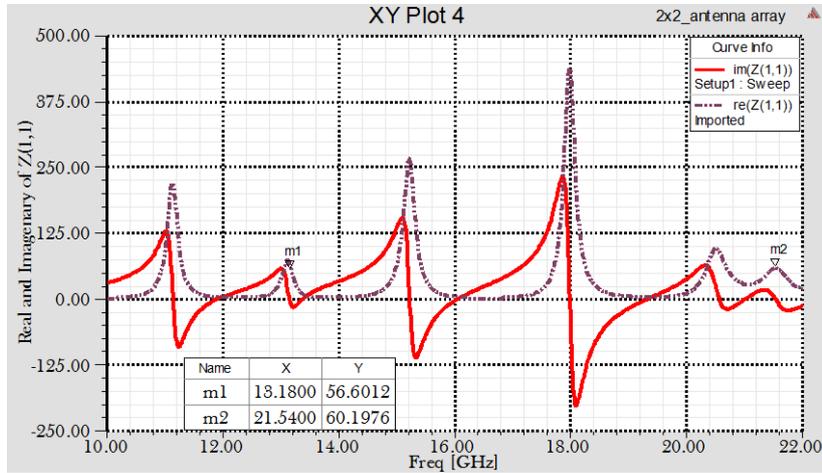
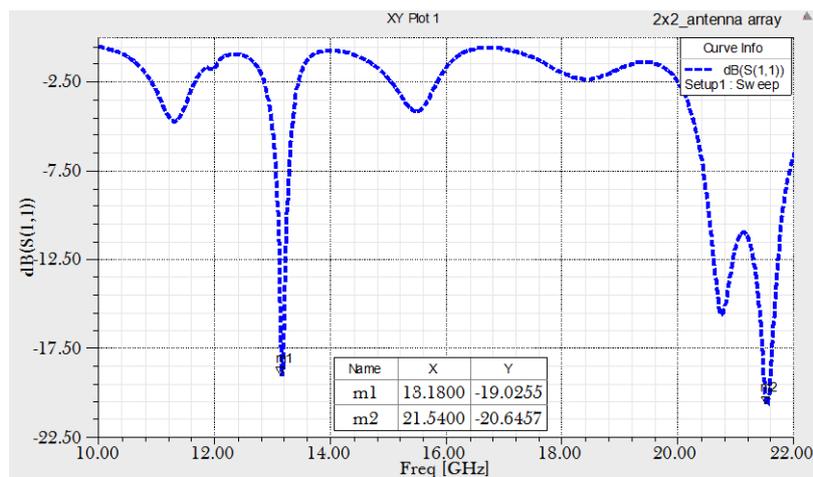


Fig.III.24. Impédances d'entrée réelle et imaginaire du réseau d'antennes à 2x2 éléments

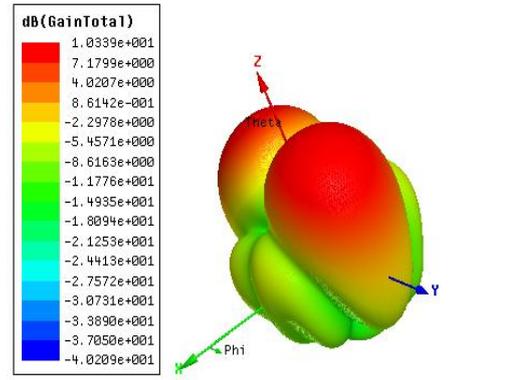
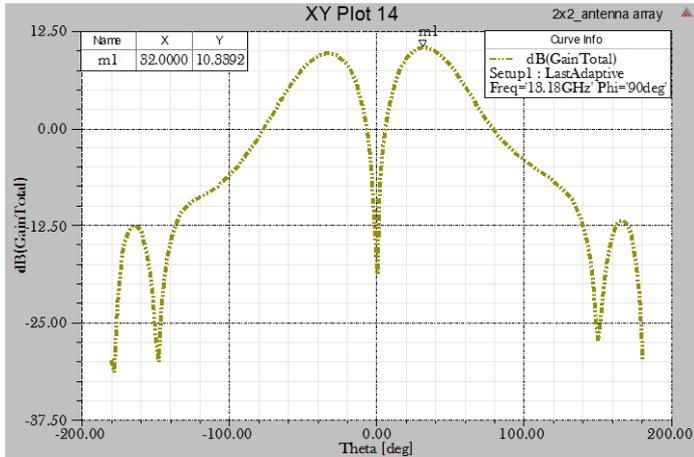
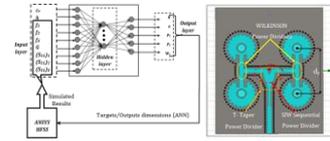
La figure III.25 illustre les performances simulées de réseau d'antennes à 2x2 éléments avec alimentation en encoches. La largeur de bande de l'antenne est de 210 MHz ( $12,97\text{--}13,39$ ) GHz pour la première bande *Ku*, tandis que la seconde est située dans la bande K avec une largeur de bande à environ de 1,31 GHz ( $20,50\text{--}21,81$ ) GHz.

Les valeurs de gain total pour les fréquences  $13,18 \text{ GHz}$  et  $21,54 \text{ GHz}$  sont respectivement de  $10,33 \text{ dB}$  et  $12,13 \text{ dB}$ .

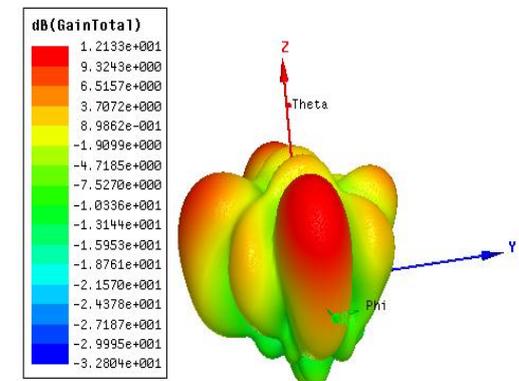
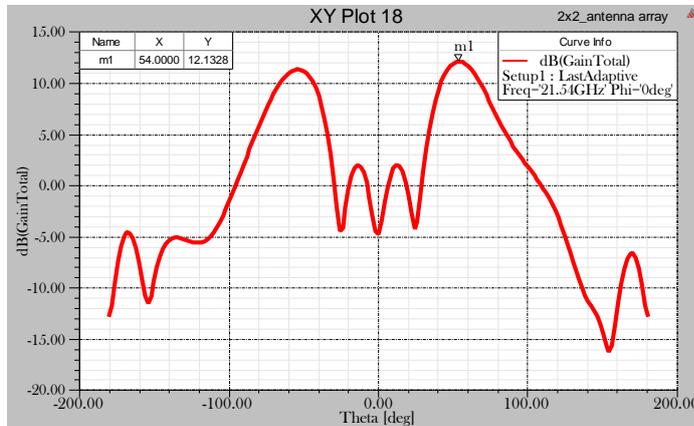


(a)

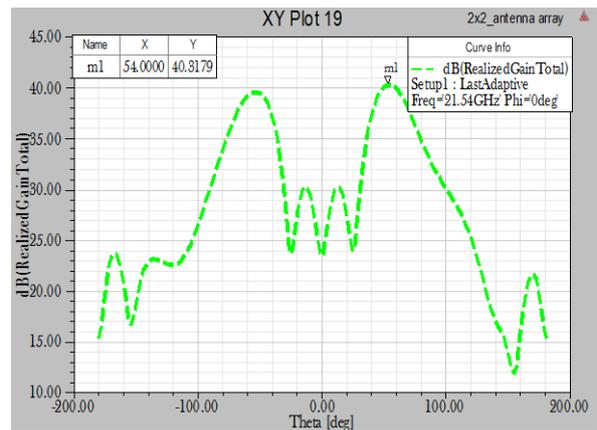
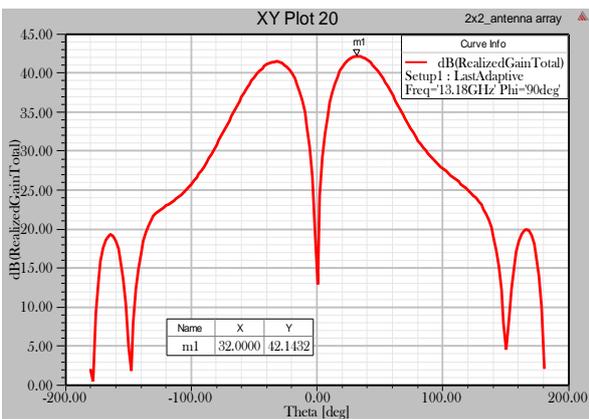
Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM



(b)



(c)

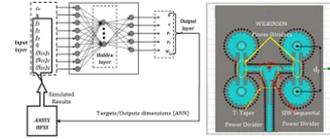


(d.1) Gain réalisé pour la fréquence 13.18GHz

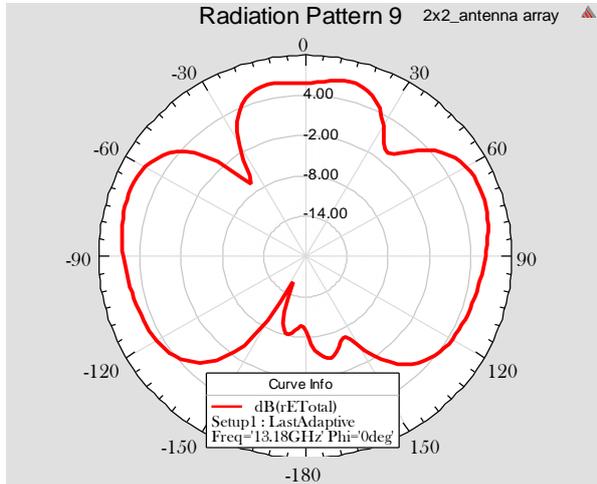
(d.2) Gain réalisé pour la fréquence 21.54GHz

(d)

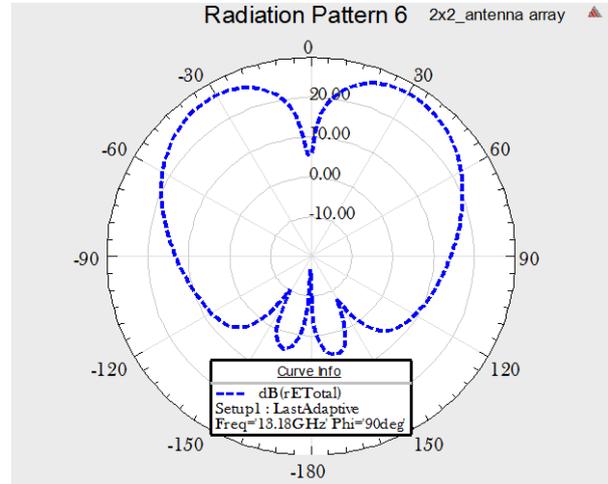
Figure III.25. Résultats simulés de réseau d'antennes à 2x2 éléments en CSIW-WUVM (a) Coefficient de réflexion  $S_{11}$ , (b) Gain en 2D et 3D pour 13.18 GHz, (c) Gain en 2D et 3D pour 21.54 GHz, et (d) Gain réalisé pour les fréquences 13.18 GHz et 21.54 GHz



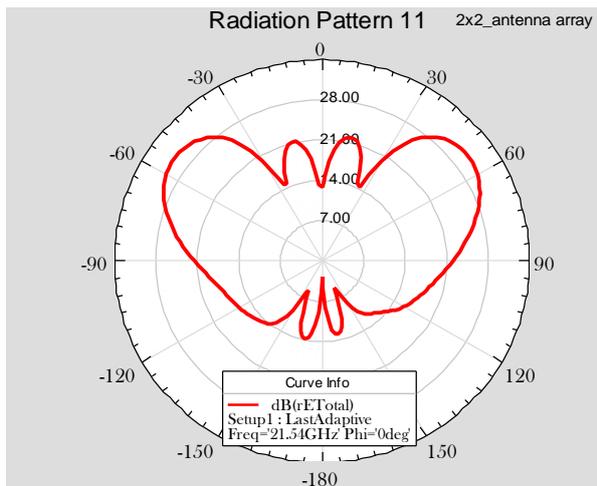
Les diagrammes de rayonnement bidimensionnels (2D) obtenus à partir du HFSS aux fréquences de résonance inférieure et supérieure dans les plans vertical et horizontal sont illustrés à la Figure III.26 (de «a» à «d») respectivement.



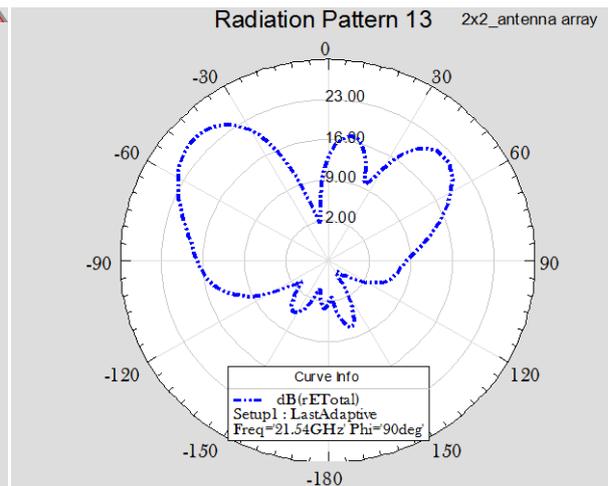
(a) Plan-E à 13.18 GHz



(b) Plane-H à 13.18 GHz



(c) Plan-E à 21.54 GHz



(d) Plan-H à 21.54 GHz

Figure III.26. Diagrammes de rayonnement simulés du réseau d'antennes à 2x2 éléments

Enfin, la distribution du champ électrique de réseau pour les deux fréquences 13.18 GHz et 21.54 GHz est présentée à la figure III.27.

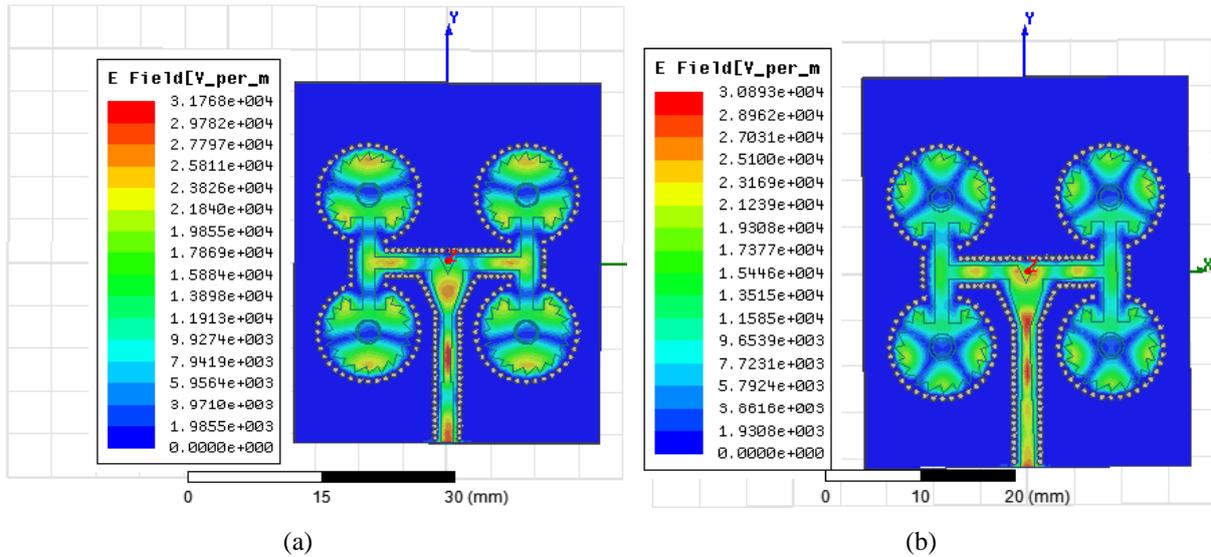
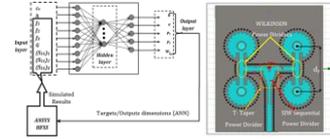


Figure III.27. Les champs électriques simulés du réseau d'antennes à 2x2 éléments (a) A la fréquence 13.18 GHz, (b) A la fréquence 21.54 GHz

Le tableau III.4 présente une comparaison de performances électriques des trois structures proposées précédemment en CSIW-WUVM (antenne à 1 élément, réseau à 1x2 éléments et réseau à 2x2 éléments). Nous observons que l'augmentation d'éléments d'antennes permet d'atteindre des gains plus élevés et des bandes passantes satisfaisantes.

Tableau III.4 :

Comparaison du gain, du coefficient de réflexion et de la bande passante pour les trois configurations simulées

Topologies	Gain (dB)	Fréquences de résonance (GHz)		$S_{11}$ (dB)		Bande passante (MHz)	
		$f_D$	$f_U$	$(S_{11})_D$	$(S_{11})_U$	BW <sub>D</sub>	BW <sub>U</sub>
Antenne (1élément)	4.83	11.77	19.97	-15.77	-33.32	250	470
Réseau 1x2 éléments sans encoches	9.04 pour $f_D$	12.06	19.06	-12.44	-14.63	140	340
	7.47 pour $f_U$						
Réseau 1x2 éléments avec encoches	9.68 pour $f_D$	11.89	20.56	-17.92	-14.71	170	410
	8.21 pour $f_U$						
Réseau 2x2 éléments avec encoches	10.33 pour $f_D$	13.18	21.54	-19.02	-20.64	210	1310
	12.13 pour $f_U$						

Le tableau III.5 montre une comparaison de nos résultats de simulation obtenus par HFSS de réseau d'antennes à 2x2 éléments en bande  $Ku/K$  et ceux obtenus par d'autres chercheurs.

Nous constatons que nos résultats présentent les meilleures performances en termes de gain et de bande passante par rapport aux références citées dans ce tableau.

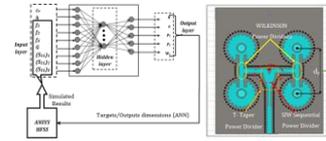


Tableau III.5 :

Comparaison entre nos résultats et les résultats des autres références.

Référence	Nombre d'éléments de réseau	Bande	Gain réalisé (dB)	Bande passante (GHz)
[20]	4 × 4	WLAN et ISM	14	8
[21]	4 × 4	Bande V	19.5	-
[22]	8 × 8	Bande V	26.1	8.85
[23]	4 × 4	Bande V	16.4	-
[24]	4 × 4	Ku	18.7	2.75
[25]	4 × 4	Ka	15.8	-
[26]	2 × 2	Bande V	12.5	-
[27]	16 x 6	Ku	26.4	0.85
<b>Nos résultats</b>	<b>2 × 2</b>	<b>K/Ku</b>	<b>40.31</b>	<b>1.31</b>

### III.5.3. Validation avec CST

Afin de valider nos résultats de simulation obtenus par HFSS, nous avons conçu les mêmes réseaux d'antennes en dents de scie à 1x2 éléments et à 2x2 éléments à l'aide de logiciel électromagnétique CST Microwave Studio basé sur la technique d'intégration finie (FIT){ voir annexe c }.

Une comparaison inclut les résultats obtenus par HFSS et CST est illustrée sur les figures ci-dessous (Figures III.28 et III.29).

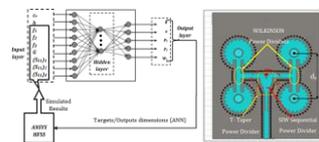
Nous pouvons constater d'après la figure III.28 qu'un bon accord est obtenu pour les coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulés au moyen de deux logiciels CST et HFSS.

La légère différence entre les deux résultats simulés est essentiellement due aux deux méthodes numériques différentes employées par l'ANSYS HFSS et le CST Microwave Studio. En ce qui concerne le gain total, une meilleure concordance entre les résultats peut être observée sur la figure III.29.

L'ouverture du lobe principal d'un réseau à petit nombre d'éléments rayonnants est plus large que celle d'un réseau à grand nombre d'éléments; de plus, le nombre de lobes latéraux augmente en fonction du nombre d'éléments rayonnants dans le réseau.

### Chapitre III

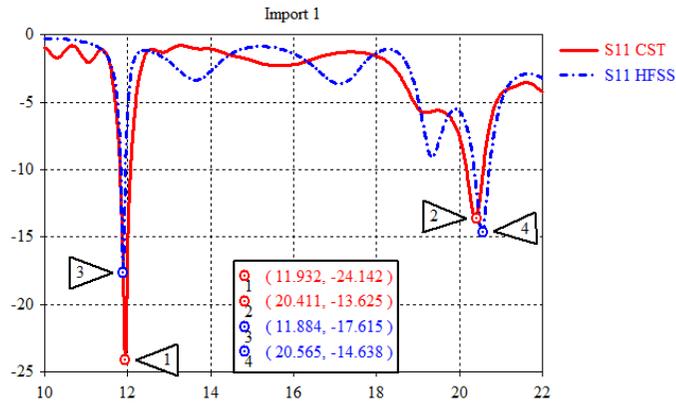
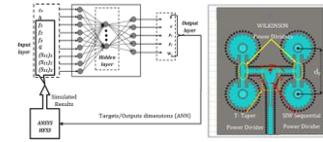
## *Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM*



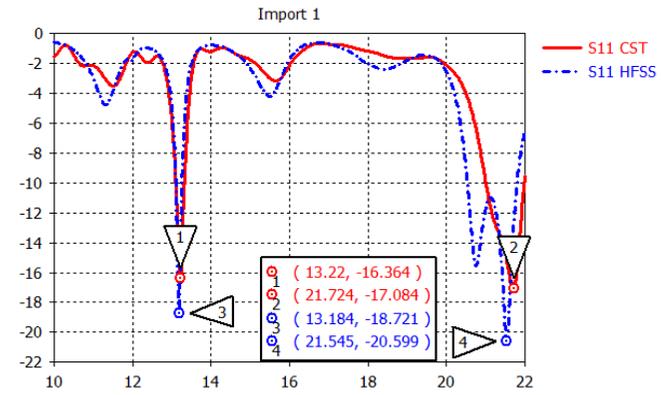
A partir des résultats, on peut conclure que plus le nombre d'éléments rayonnants augmente, plus le lobe principal devient très étroit ce qui permet d'amplifier le gain directionnel et le gain total dans une direction définie.

### Chapitre III

### Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM

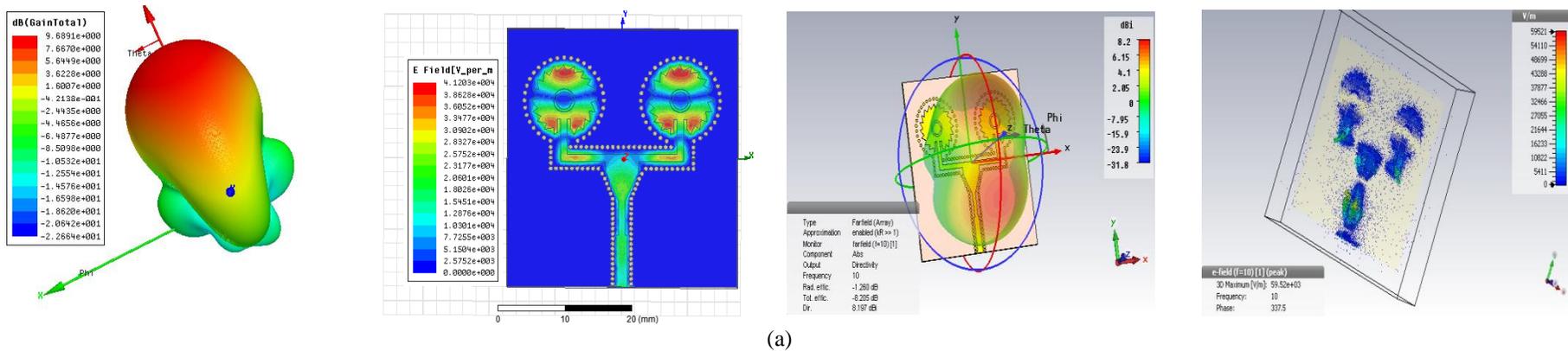


(a)



(b)

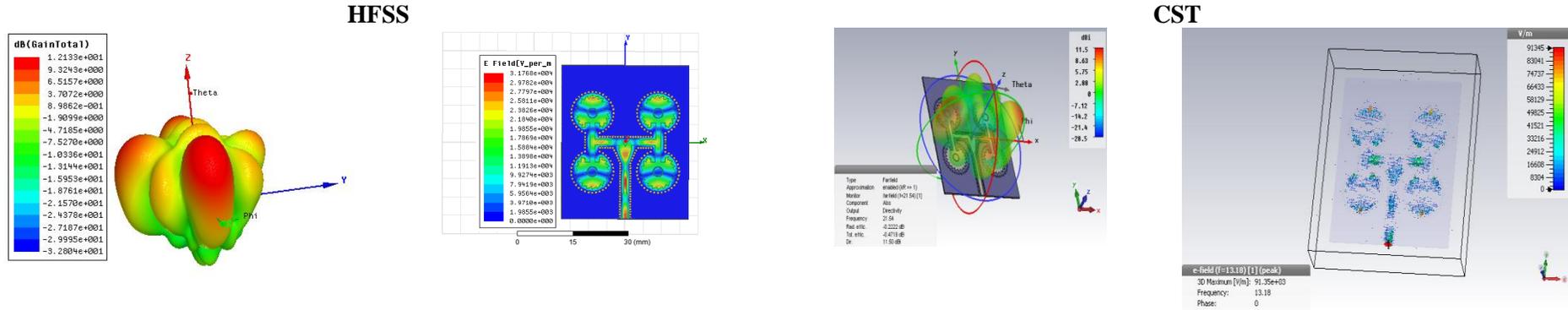
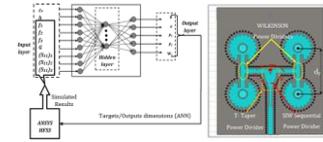
Figure III.28. Les coefficients  $S_{11}$  obtenus à partir de CST et HFSS (a) Réseau d'antennes à 1x2 éléments et (b) Réseau d'antennes à 2x2 éléments HFSS



(a)

### Chapitre III

## Application d'ANN pour l'optimisation des antennes et de réseaux d'antennes en CSIW-WUVM



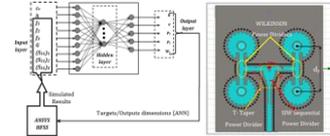
(b)  
**Figure III.29.** Gains et des distributions des champs électriques des deux réseaux d'antennes en dents de scie obtenus avec HFSS et CST  
 (a) réseau à 1x2 éléments (b) réseau à 2x2 éléments

Le tableau suivant présente une comparaison des résultats de simulation (coefficient de réflexion, bande passante et gain) obtenus par les deux logiciels HFSS et CST.

**Tableau III.6**

Le gain,  $S_{11}$  et la bande passante simulés pour les réseaux d'antennes au moyen des CST et HFSS

Réseau d'antennes	Simulateur	@ Bande Ku			@ Bande K			Gain 3D (dB)	
		$f_D$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	BP (MHz)	$f_U$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	BP (MHz)	A 21.54GHz	
1x2 éléments	HFSS	11.89	-17.92	170	20.54	-14.82	410		
	CST	11.93	-23.8	260	20.40	-13.65	410	8.2	
2x2 éléments	HFSS	13.18	-19.02	210	21.54	-20.64	1310	A 21.54GHz	12.13
	CST	13.22	-16.36	220	21.72	-17.10	1020		11.5



### III.6. Conclusion

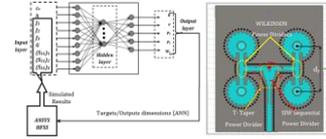
A travers ce chapitre, nous avons employé la capacité des réseaux de neurones artificiels dans l'optimisation des antennes et nous avons mis en valeur leur grande adaptation aux problèmes liés aux hyperfréquences. Du fait de leur forte non linéarité et l'aspect de généralisation qu'ils présentent, les réseaux de neurones artificiels sont donc un bon *candidat* pour la synthèse des antennes en technologie SIW-WUVM.

Dans le premier volet de ce chapitre, nous avons décrit les réseaux neuronaux multicouches de type Feed-Forward, en particulier, le perceptron multicouche MLP.

Ensuite, les démarches de modélisation (base d'apprentissage, prétraitement et post-traitement) et l'algorithme d'apprentissage adaptés à notre étude sont détaillés.

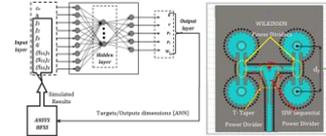
En second lieu, nous avons proposé et conçu des antennes en dents de scie à fentes circulaire et octogonale en technologie CSIW-WUVM. Nous avons appliqué le réseau de neurones artificiels (ANN), pour optimiser et améliorer encore nos résultats de simulation.

A la fin de ce chapitre, nous avons simulé et optimisé deux réseaux d'antennes à encoches en dents de scie circulaires à 1x2 et 2x2 éléments en CSIW-WUVM au moyen de logiciel HFSS. Les résultats que nous avons obtenus avec le second logiciel CST ont donc permis de valider nos résultats de simulation qui ont été obtenus par les deux topologies de réseaux d'antennes à 1x2 et à 2x2 éléments.



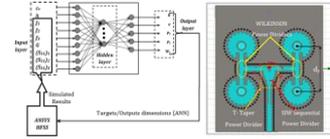
### Références bibliographiques du chapitre III :

- [1] Dominic Deslandes and Ke Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components", *Microwave Conference*, 32nd European.2002.
- [2] ABES Turkiya, NOURI Keltouma, BOUAZZA BoubakarSeddik and BECHAREF Kada," Apple shape-slot SIW Antenna Optimization Using Back-propagation Artificial Neural Networks", *International journal of microwave and optical technology*, Vol.16, N<sup>o</sup>.1, pp: 10-17,January 2021.<sup>2</sup>
- [3] Frédéric PARMENT "Guides d'onde Intégrés au Substrat (SIW) multicouches à haute performance pour des circuits millimétriques à faible coût" *Thèse de doctorat soutenue à l'université Grenoble ALPES*, 04 Novembre 2016.
- [4] Zhang Q, C. K. Gupta, and K. Devabhaktuni, "Artificial neural networks for RF and microwave design - From theory to practice", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn*, Vol. 51, pp. 1339–1350, Apr. 2003.
- [5] K. Shobana, P. ThulasiGeethanjali, I. Ilammathi, K. Hemalatha, S. Suganthi and S. Raghavan," Performance Enhancement of a Novel ANN Optimized Mushroom Shaped Microstrip Antenna for Wireless Applications", *International Journal of Microwaves Applications*, Vol 2, No.2, March – April 2013.
- [6] E. D. Ubeyli and I. Güler, "Multilayer perceptron neural networks to compute quasistatic parameters of asymmetric coplanar waveguides,"*Neurocomputing*, Vol. 62, N<sup>o</sup>. 1–4, pp. 349–365, Dec. 2004.
- [7] M. Vijay Kumar Reddy, "Use of Artificial Neural Networks to Investigat the Surface Roughness in CNC Milling Machine", *International Journal of Science and Research (IJSR)*,Vol 3 Issue 5, May 2014.
- [8] Basheer Ahmed Ahmed Ali, Mohd Sapuan Salit, EdiSyams Zainudin and Mohamed Othman, "Integration of Artificial Neural Network and Expert System for Material Classification of Natural Fibre Reinforced Polymer Composites", *American Journal of Applied Sciences*,Vol 12, Issue 3, Pages 174-184,April-2015.
- [9] R. Kohno, "Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array", *IEEE Personal Communications. Mag*, Vol. 5, no 1, pp. 28-35, 1998.
- [10]Constantine A. Balanis. "Antenna theory analysis and design. microstrip antennas", *third edition, John wiley& sons*, 2005.



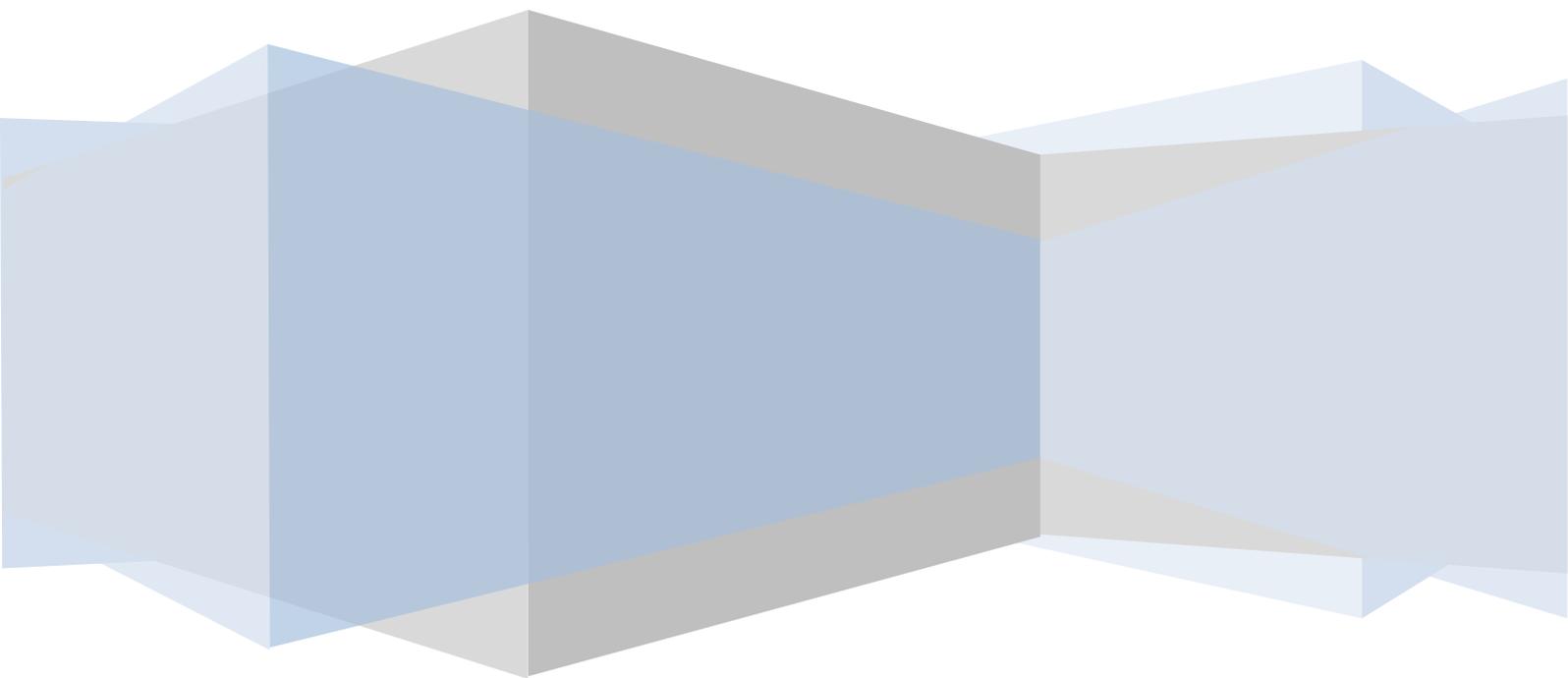
- [11]SERHAL Dina, "Radiocommunications avec les véhicules terrestres par antennes sectorielles grand gain: application aux liaisons haut débit avec les trains", *thèse de doctorat, Limoges*, 2009.
- [12] Paul Francois Combes. "Micro-ondes - Circuits passifs, propagation, antennes". *Dunod*, 1997.
- [13] Alan J. FENN, "Adaptive phased array thermotherapy for cancer". *Artech House*, 2009.
- [14]J.C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo and P.de Maagt. "Coupling reduction in a 2x2 high dielectric constant ebg patch array".*In Antenna Technology (IWAT), International Workshop on*, pages 1–2, March 2010.
- [15]Abes Turkiya, Nouri Keltouma, Bouazza Boubakar Essedik and Becharef Kada: "gain enhancement of microstrip sawtooth antenna array based on substrate-integrated waveguide technology for dual-band applications (Ku / K)". *The 6<sup>th</sup> International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, ISPA 2019*, to be held in Mostaganem, Algeria, from *November 24 to 25, 2019*.
- [16]T. C. Cheston, and J. Frank, "Phased Array Radar Antenna", McGraw Hill, *Edition New York*, 1990.
- [17]Deshmukh A.A, Ray K.P, Chine P.N. "Multi-band stub loaded Square ring Microstrip antennas", *Applied Electromagnetic Conference*, (AEMC), P. 1–4. Dec 2009.
- [18]Esa M, Malik N.N.N.A, Latif N.A, Marimuthu J. "performance investigation of Microstrip exponential tapered line impedance transformer using math CAD", *Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings.*; p. 1209–13.P Mid: 19786392. Aug 2009.
- [19]Darpa, "Neural Network Study", *AFCEA Int'l Press, Fairfax, Va.*, 1988.
- [20] W. Lin and H. Wong, "Multi-polarization reconfigurable circular patch antenna with L-shaped probes," *IEEE Antenna and Wireless Propag. Letters*, vol.16, pp. 154 9-1552, 2017.
- [21] C Liu, Y. X. Guo, X. Bao and S. Q. Xiao, "60-GHz LTCC integrated circularly polarized helical antenna array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 3, pp. 1329–1335, Mar. 2012.
- [22] Q. Zhu, K. B. Ng and C. H. Chan, "Printed Circularly Polarized Spiral Antenna Array for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 2, pp. 636–643, Feb. 2017
- [23]H. Sun, Y. X. Guo and Z. Wang, "60-GHz circularly polarized U Slot patch antenna array on LTCC," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 1, pp. 430–435, Jan. 2013.

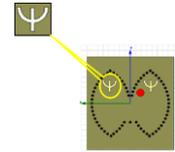
**Application d'ANN pour l'optimisation  
des antennes et de réseaux d'antennes  
en CSIW-WUVM**



- [24] D. F. Guan, C. Ding, Z. P. Qian, Y. S. Zhang, Y. J. Guo and K. Gong “Broadband high-gain SIW cavity-backed circular-polarized array antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 64, no. 4, pp. 1493– 1497, Apr. 2016.
- [25] J. Wu, Y. J. Cheng and Y. Fan, “Millimeter-wave wideband high efficiency circularly polarized planar array antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 2, pp. 535–542, Feb. 2016.
- [26] Y. Li and K. M. Luk, “A 60-GHz Wideband circularly polarized aperture-coupled magneto-electric dipole antenna array,” *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 64, no. 4, pp. 1325–1333, Apr. 2016.
- [27] J.Q. Huang, W. Lin, “A Low Profile, Ultra-Lightweight, High Efficient Circularly-Polarized Antenna Array for Ku Band Satellite Applications”, *IEEE Access*, September 2017.

***Chapitre IV***  
***Application des métamatériaux pour la***  
***conception des antennes papillons en***





## IV.1. Introduction

Dans tous les systèmes de communication, l'antenne est un élément critique dont l'implémentation influence leurs performances globales. Lors de la conception des antennes, on doit tenir compte de plusieurs paramètres (rayonnement, efficacité...) qui influencent énormément les caractéristiques du signal et la qualité d'émission ou de réception. Etant donné pour une fréquence d'opération faible, la taille d'une antenne devient relativement grande pour certaines applications de l'ordre de  $\lambda/2$ . Le développement prodigieux d'une telle structure imprimée est lié aux progrès considérables réalisés dans les années 80 dans le domaine de la miniaturisation, dans l'intégration des circuits électroniques et surtout des substrats diélectriques à faibles pertes [1].

Dans le présent chapitre, nous allons proposer et concevoir une nouvelle cellule métamatériau afin de l'appliquer dans le domaine des antennes hyperfréquences.

La structure de départ est une antenne patch de forme papillon, alimentée par un câble coaxial, conçue et optimisée pour fonctionner dans la bande X. L'amélioration de leurs performances a été obtenue en premier lieu par l'utilisation de la nouvelle topologie SIW-WUVM.

Ensuite, nous allons présenter les métamatériaux, leur définition, leurs caractéristiques et leurs applications. Ce type de matériaux est choisi pour leurs performances remarquables en hyperfréquences.

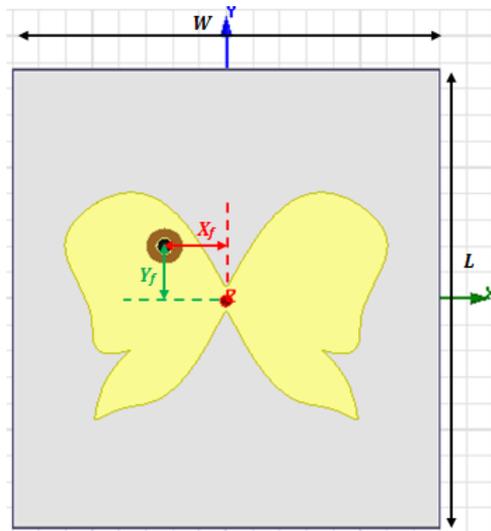
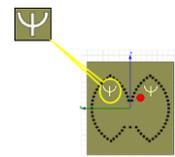
Une cellule élémentaire métamatériau de type PSI sera insérée dans cette antenne afin d'accroître la bande passante de l'antenne proposée allant de 8 à 12 GHz.

Les résultats de simulation de trois prototypes seront présentés et analysés. Pour la simulation de ces structures, nous utilisons le logiciel commercial ANSYS HFSS.

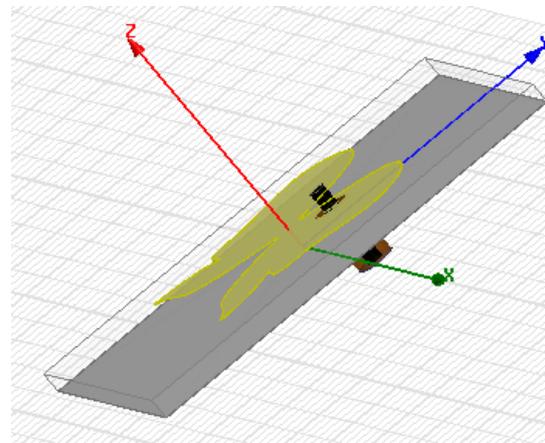
## IV.2. Conception d'une antenne patch papillon

Dans ce travail, notre intérêt s'est porté tout d'abord sur la conception d'une antenne papillon alimentée par un câble coaxial (Figure IV.1). Le substrat utilisé est de type FR4-Epoxy de permittivité  $\epsilon_r = 4.4$  avec un tangent de perte  $\tan\delta = 0.02$  et une épaisseur  $h=1.6$  mm.

Les dimensions du plan de masse sont similaires que celles du substrat ( $L \times W = 35 \times 32$  mm<sup>2</sup>).



(a) Deux dimensions



(b) Trois dimensions

**Figure IV.1.** Prototype de l'antenne papillon alimentée par un câble coaxial

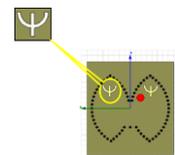
Afin d'éloigner les connecteurs de l'élément rayonnant, la technique d'alimentation utilisée dans ce prototype est l'alimentation par câble coaxial d'impédance d'entrée de 50 Ohms. Dans ce type d'alimentation, le conducteur intérieur du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique et il est soudé au patch, alors que le conducteur extérieur est relié au plan de masse (Figure IV.1).

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit désiré du patch afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et présente un rayonnement parasite faible.

Pour voir l'impact de l'alimentation sur le fonctionnement de l'antenne, une étude paramétrique a été effectuée pour obtenir les meilleures performances de l'antenne en changeant les différents positions du câble coaxial le long de l'axe x et de l'axe y.

#### IV.2.1. Effet de la position ( $X_f$ , $Y_f$ ) de point d'alimentation

Une étude paramétrique a été faite pour extraire la meilleure position d'alimentation pour l'antenne patch. Dans cette étude, on va varier les coordonnées  $X_f$  et  $Y_f$  afin de trouver une combinaison optimale ( $X_f$ ,  $Y_f$ ) pour une bonne adaptation en bande X.



- *Variation de position  $X_f$*

La position  $X_f$  varie de -3,4 mm à -5,4 mm avec un pas de 0,4 mm. Nous avons effectué toutes les simulations à l'aide de l'ANSYS HFSS. Les résultats de simulation présentent les coefficients de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence (**Figure IV.2**).

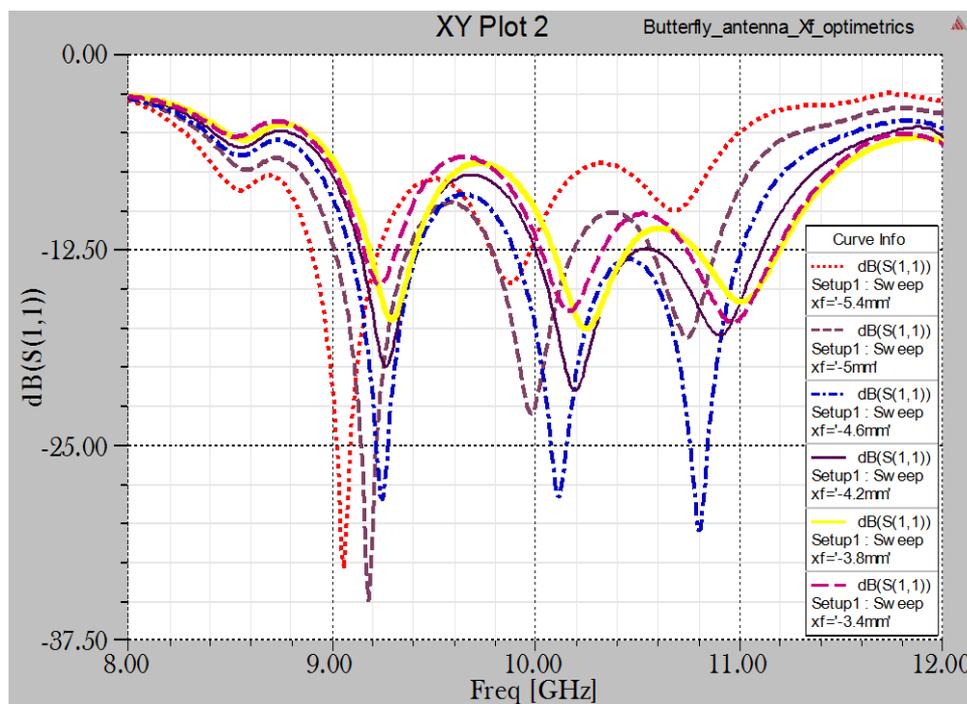


Figure IV.2 : Les coefficients  $|S_{11}|$  pour différentes valeurs de position  $X_f$

A partir de ces courbes de coefficient de réflexion en fonction de  $X_f$  (Figure IV.2), nous remarquons que l'antenne présente une meilleure adaptation, pour une valeur de  $X_f = -3.8\text{mm}$ .

- *Variation de position  $Y_f$*

Nous allons examiner par la suite l'influence de la variation de position  $Y_f$  sur le coefficient de réflexion tout en fixant le point d'alimentation à sa valeur optimale  $X_f = -3.8\text{mm}$ . La position  $Y_f$  varie de 2 mm à 4 mm avec un pas de 0,2 mm.

La figure IV.3 montre l'influence de la position  $Y_f$  sur la réponse fréquentielle de cette antenne.

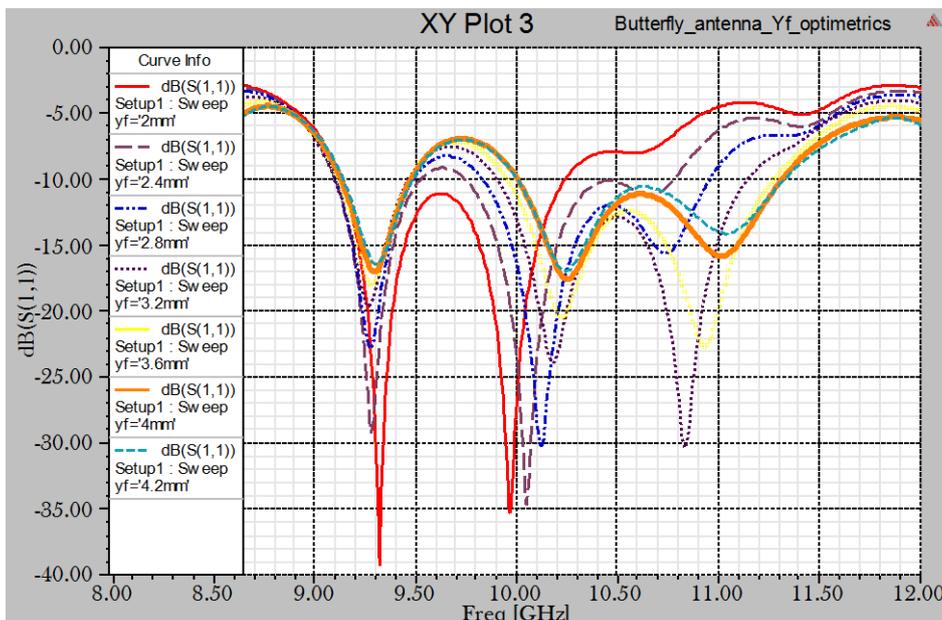
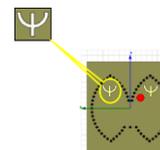


Figure IV.3 : Les coefficients  $|S_{11}|$  pour différentes valeurs de position  $Y_f$

D'après cette figure, nous observons que l'antenne présente les meilleurs résultats, pour une valeur de  $Y_f = 4\text{mm}$ .

La figure IV.4 montre la courbe du coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour la combinaison optimale ( $X_f = 3.8\text{mm}$ ,  $Y_f = 4\text{mm}$ ).

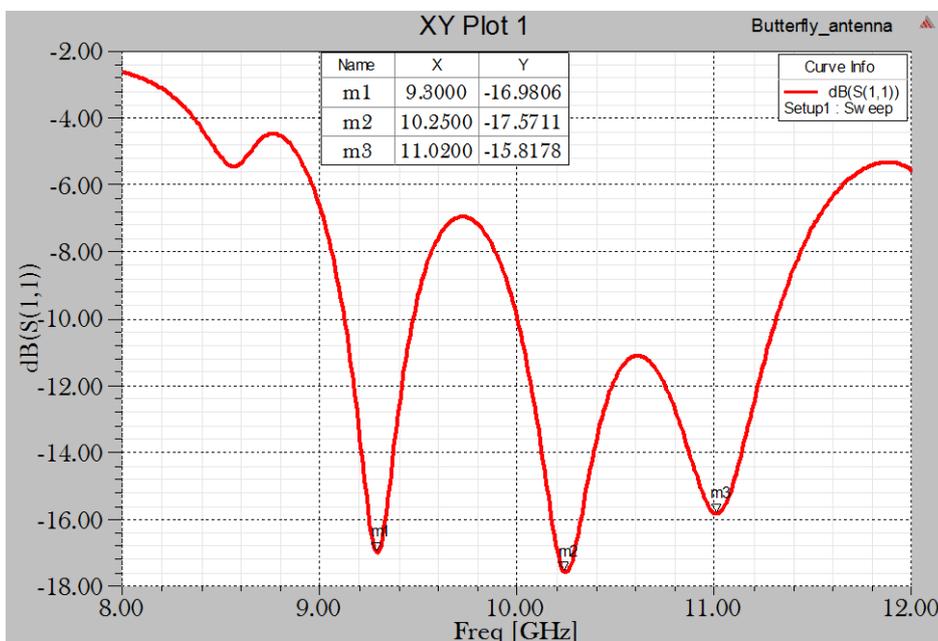
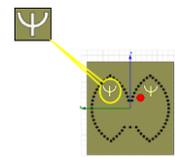


Figure IV.4 : Le coefficient  $|S_{11}|$  pour les valeurs optimales de  $X_f$  et  $Y_f$  ( $X_f = 3.8\text{mm}$ ,  $Y_f = 4\text{mm}$ ).



La courbe du  $S_{11}$  présente trois fréquences de résonance :  $f_1 = 9.3 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 10.25 \text{ GHz}$  et  $f_3 = 11.02 \text{ GHz}$  respectivement. Nous avons obtenu un coefficient de réflexion  $S_{11\text{min}}$  minimal de  $-17.57 \text{ dB}$  pour la fréquence de résonance  $f_2 = 10.25 \text{ GHz}$ .

Nous signalons que cette antenne fonctionne pour deux bandes passantes:  $340 \text{ MHz}$  et  $1.3 \text{ GHz}$ , prise à  $-10 \text{ dB}$ .

Pour la fréquence de résonance  $10.25 \text{ GHz}$ , nous présentons les diagrammes de rayonnement total en champ lointain en 2D dans les plans E, H et le gain en 3D (Figure IV.5 et Figure IV.6). De même, on a représenté la distribution du champ électrique et magnétique dans les figures (IV.7 et IV.8) respectivement. Nous remarquons que le gain atteint la valeur  $6.74 \text{ dB}$ .

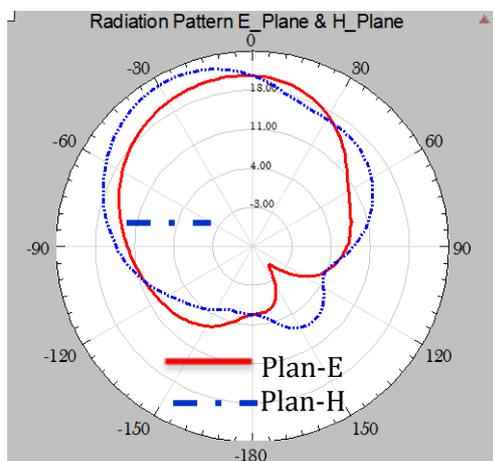


Figure IV. 5. Le diagramme de rayonnement en 2D à la fréquence  $10.25 \text{ GHz}$  dans les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$

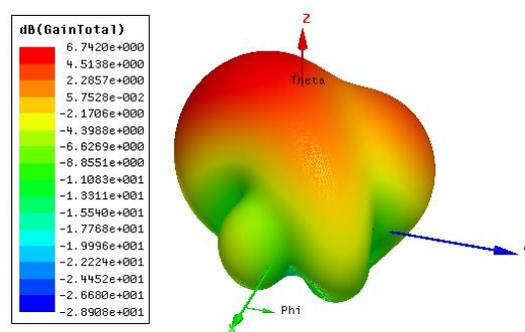


Figure IV. 6. Le gain en 3D à la fréquence  $10.25 \text{ GHz}$

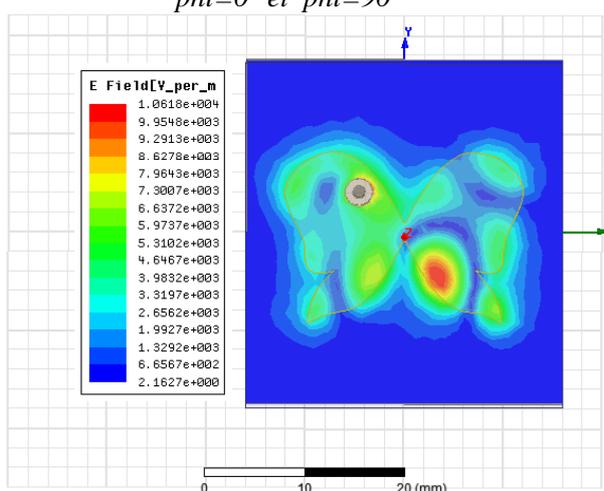


Figure IV.7. La distribution du champ électrique à la fréquence  $10.25 \text{ GHz}$ .

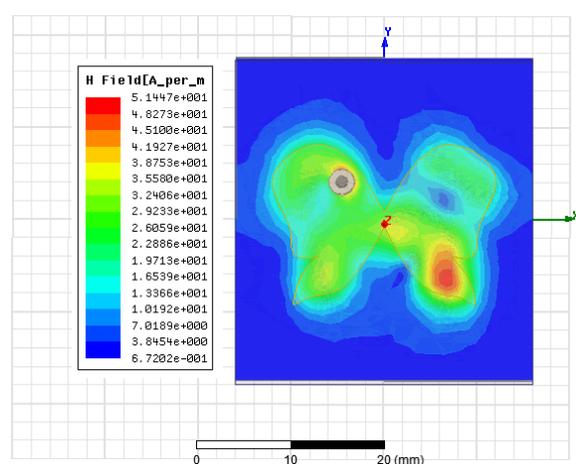
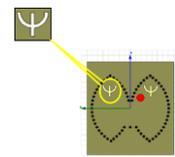


Figure IV.8. La distribution du champ magnétique à la fréquence  $10.25 \text{ GHz}$ .



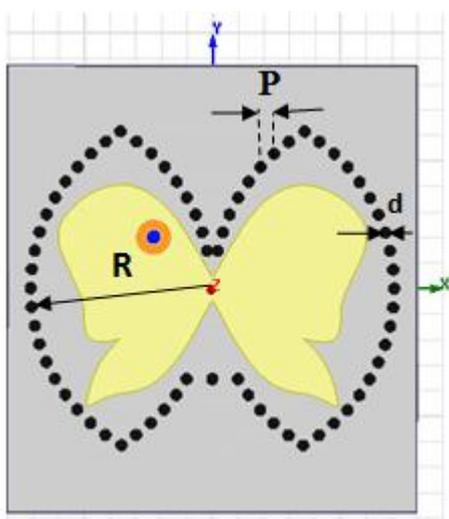
### IV.3. Conception de l'antenne papillon en SIW-WUVM

Le concept de structures en SIW a été développé pour améliorer les caractéristiques de nombreux dispositifs micro-ondes. A cet effet, la technologie SIW est largement utilisée pour la conception des antennes micro-ondes pour certains avantages tels que l'amélioration des performances de l'antenne, la réduction du couplage mutuel dans les réseaux d'antennes, etc.

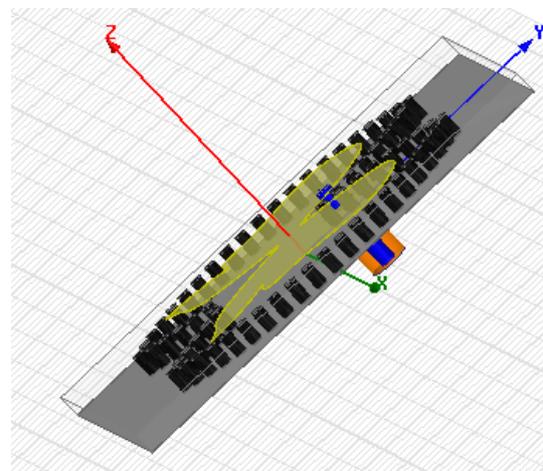
Dans cette partie, nous utilisons l'antenne prototype précédente (antenne patch de forme papillon) à laquelle nous ajoutons la technologie SIW-WUVM autour du patch.

Cette structure est montrée sur la figure (IV.9). Les vias dans la technologie SIW-WUVM sont insérés dans l'antenne sans métallisations supérieures. Cette nouvelle topologie a été utilisée pour améliorer la bande passante, en gardant le même ordre du gain et sans aucun changement dans les dimensions de l'antenne patch originale.

Les dimensions de l'antenne sont  $d=1\text{mm}$ ,  $P=1.2\text{mm}$  et  $R=7.1\text{mm}$  (Figure IV.9). L'antenne est simulée au moyen de logiciel HFSS.



(a) En deux dimensions



(b) En trois dimensions

**Figure IV.9.** Antenne en SIW-WUVM alimentée par un câble coaxial

Une comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne patch papillon et l'antenne papillon en SIW-WUVM est illustrée sur la figure IV.10.

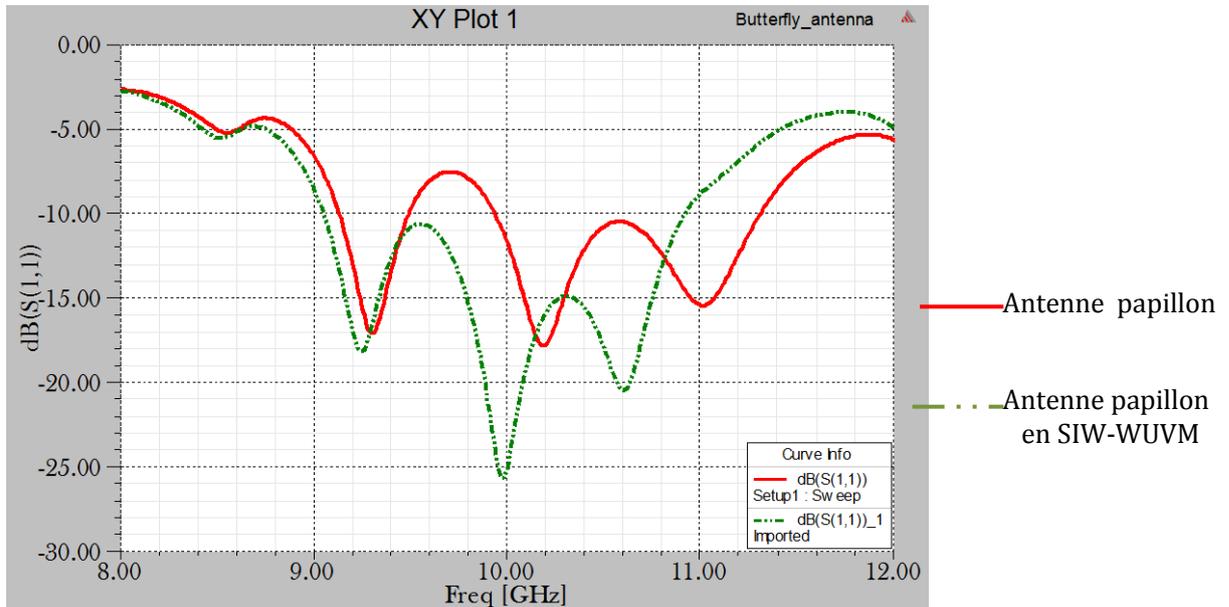
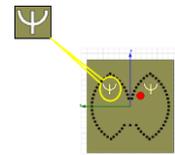


Figure IV.10: Les coefficients  $|S_{11}|$  de l'antenne papillon patch et l'antenne papillon en SIW-WUVM

D'après cette figure, la bande passante de l'antenne en SIW-WUVM à -10 dB est  $\text{BW} = 1.87\text{GHz}$ . L'introduction de cette nouvelle topologie de l'antenne a permis d'améliorer ses performances en termes de l'adaptation et de la bande passante.

Les diagrammes de rayonnement, le gain total et les distributions du champ électromagnétique sont illustrés sur les courbes suivantes. Ces résultats sont obtenus grâce au logiciel HFSS à la fréquence 10 GHz.

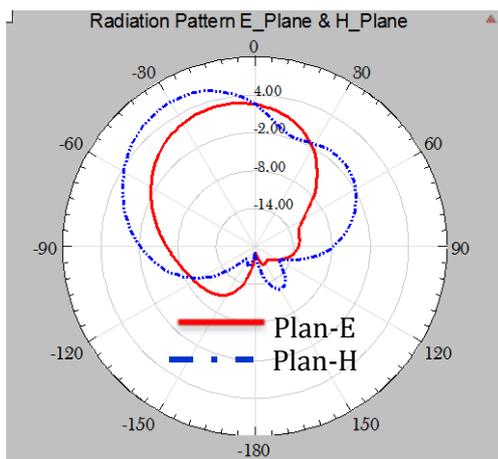


Figure. IV. 11. Les diagrammes de rayonnement à la fréquence 10 GHz aux plans  $\text{phi}=0^\circ$  et  $\text{phi}=90^\circ$  (2D)

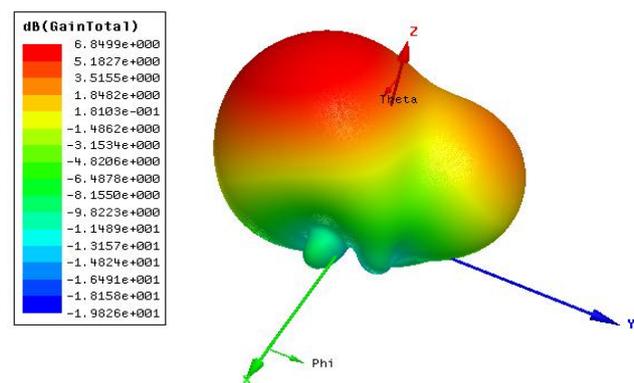


Figure. IV. 12. Le gain à la fréquence 10 GHz

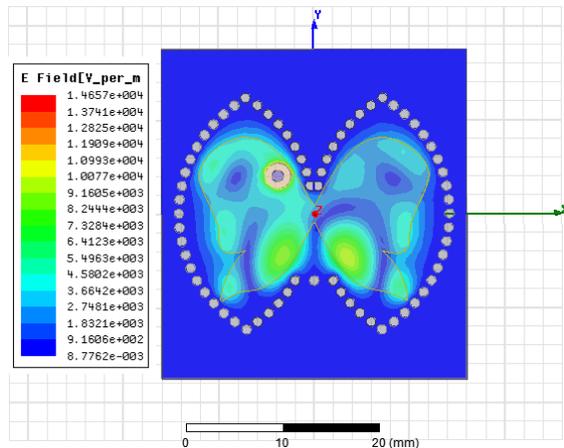
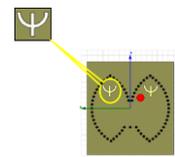


Figure IV.13. La distribution du champ électrique à la fréquence 10GHz.

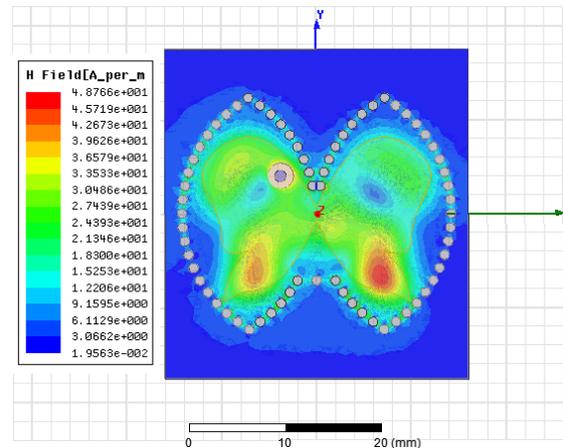


Figure IV.14. La distribution du champ magnétique à la fréquence 10GHz.

Nous obtenons un gain total maximum dans la direction perpendiculaire à l'antenne de 6,84dBi à la fréquence centrale 10 GHz (figure IV.12).

Afin d'améliorer les performances de l'antenne papillon proposée dans la section précédente, nous sommes aussi orientés vers les métamatériaux. Ces métamatériaux permettent de réaliser des antennes miniatures avec de performances élevées et qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications.

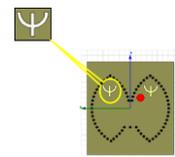
#### IV.4. Introduction aux métamatériaux

Avant de présenter les antennes à base de métamatériaux, il est essentiel de dresser un état de l'art sur les métamatériaux.

##### IV.4.1. Définition des métamatériaux

Dans la bande des fréquences micro-ondes, les matériaux naturels sont limités à certains niveaux de polarisation et de magnétisation. Même si certains niveaux de magnétisation et de polarisation sont réalisables, les matériaux souffrent de pertes électriques et magnétiques élevées. On peut citer le cas des matériaux ferromagnétiques qui présentent des pertes magnétiques importantes et une résistivité élevée dans la bande des fréquences micro-onde. Afin de surmonter ces limitations, plusieurs composants à base des matériaux artificiels magnétiques ont été conçus [2-3].

Les métamatériaux électromagnétiques (*Electromagnetic metamaterials EM-MTMs*) sont définis en tant que des structures artificielles efficacement homogènes avec des propriétés



insolites difficilement disponibles dans la nature. Une structure est dite homogène si sa taille moyenne structurale de cellules  $p$  est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$ , ainsi que  $P$  doit être inférieur au quart de la longueur d'onde ( $P < \frac{\lambda_g}{4}$ ) [4]. La propriété principale qui fait la renommée des métamatériaux est la possibilité d'avoir une permittivité et une perméabilité simultanément négatives.

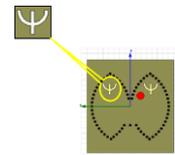
#### IV.4.2. Classification des matériaux

La figure IV.15 montre la classification des matériaux en fonction de leur permittivité et perméabilité ( $\epsilon, \mu$ ).



Figure IV.15: Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et perméabilité  $\mu$ .

Les trois premières configurations ne sont pas nouvelles. En effet la zone ( $\epsilon > 0$  et  $\mu > 0$ ) où les milieux sont doublement positifs (DPS: Double Positive *Metamaterial*, (+,+)) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite (MMD). Les milieux à permittivité négative et à perméabilité positive ( $\epsilon < 0$  et  $\mu > 0$ ) sont appelés matériaux à Epsilon-négatifs (ENG: Epsilon-Negative *Metamaterial*, (-,+)) et les milieux où la permittivité est positive et la perméabilité est négative ( $\epsilon > 0$  et  $\mu < 0$ ) sont connus sous le nom des matériaux à Mu-négatifs (MNG:  $\mu$ -Negative *Metamaterial*, (+,-)) sont aussi connus depuis longtemps dans l'électromagnétisme. Ces trois classes de matériaux (DPS, ENG et MNG) existent dans la nature, contrairement aux milieux doublement négatifs qui ont des paramètres négatifs ( $\epsilon < 0$



et  $\mu < 0$ ) sont appelés matériaux doublement négatifs (DNG: Double Negative Metamaterial,  $(-, -)$ ) qui sont inexistant dans la nature mais sont réalisables physiquement [5].

La permittivité et la perméabilité sont des paramètres constitutifs qui sont reliés à l'indice de réfraction par:

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \tag{IV.1}$$

Un matériau est défini par son indice de réfraction noté "n". Ce dernier détermine les angles de réflexion et de réfraction du rayon incident selon les lois de Snell-Descartes.

Cet indice est supérieur ou égal à 1.

Or, avec ces métamatériaux, on peut obtenir un indice de réfraction négatif, ce qui fait que le rayon transmis se retrouve du même côté de la normale que le rayon incident (figure IV.16).

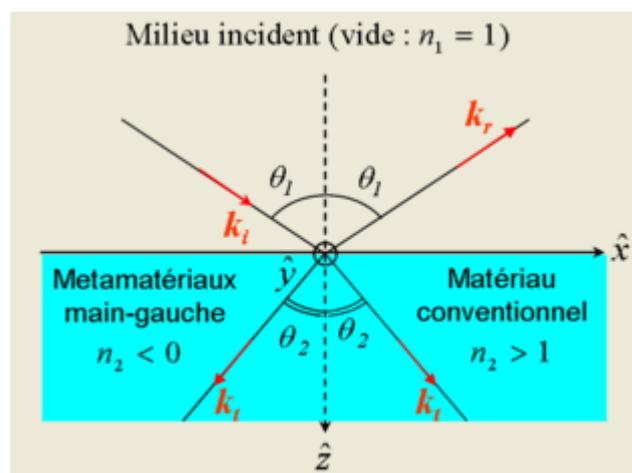


Figure IV.16. Schéma de réflexion-transmission d'une onde plane lors d'un saut d'indice : réfraction normale à droite, et réfraction négative à gauche.

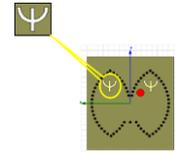
Où:

$\vec{k}$  : est le vecteur d'onde, avec :

$\vec{k}_i$ : sens de propagation du rayon incident,  $\vec{k}_r$ : sens de propagation du rayon réfléchi,  $\vec{k}_t$ : sens de propagation du rayon transmis.

La normale est l'axe des z.

Dans les matériaux doublement négatifs ou matériau main gauche (Left Handed LH), les trois vecteurs ( $\vec{E}, \vec{H}$  et  $\vec{K}$ ) forment un trièdre indirect. Ainsi les vecteurs  $\vec{E}, \vec{H}$  et  $\vec{p}$  forment un trièdre



direct ce qui signifie que le vecteur de Poynting et le vecteur d'onde sont antiparallèles (voir figure IV.17) [6].

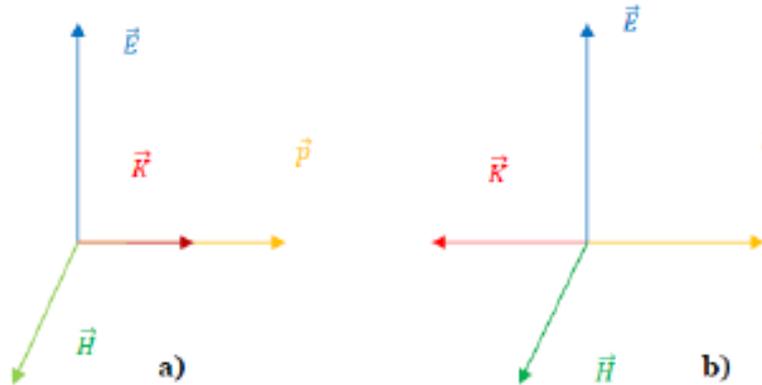


Figure IV.17: Trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  d'une onde électromagnétique plane. a) milieu conventionnel b) milieu main gauche.

Pour une onde plane, les équations de Maxwell du premier ordre sont réduites à :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -i\omega\mu H \tag{IV.2}$$

et

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = i\omega\varepsilon E \tag{IV.3}$$

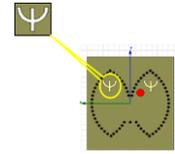
Dans le cas où  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont simultanément négatifs, les équations peuvent être réécrites comme suit :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = i\omega|\mu|H \text{ et} \tag{IV.4}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = -i\omega|\varepsilon|E \tag{IV.5}$$

#### IV.4.3. Métamatériaux avec une permittivité négative

Selon le modèle de Drude, les métaux ne sont pas des milieux préparatifs à partir d'une certaine fréquence qui est la fréquence plasma électrique ( $\omega_p$ ) [7]. En fait, en dessous de cette fréquence les métaux présentent une permittivité négative. Pendry et son équipe ont montré qu'un réseau de tiges métalliques orientés parallèlement, de rayon  $r$  et de périodicité  $a$  présente une réponse électromagnétique similaire à celle d'un plasma de faibles densité [8]. Ce comportement se traduit par plusieurs facteurs, tels que, la masse et la charge des électrons qui se présentent dans des



structures métalliques à très haute fréquence. L'application d'un champ agit comme une force de rappel sur les charges et qui conduit à la création d'un phénomène d'oscillation obtenu lorsque la fréquence d'excitation est égale à la fréquence plasma définie par [9] :

$$f_p^2 = \frac{nq^2}{4\pi^2 \epsilon_0 m_{eff}} \quad (IV.6)$$

Où :  $q$  représente la charge élémentaire de chaque électron,  $n$  est la densité des électrons dans le milieu,  $m_{eff}$  est la masse effective des électrons et  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide. Notons que la permittivité du plasma ne peut être déterminée que pour des valeurs de fréquence en dessous de celle de la fréquence plasma.

La dispersion de la permittivité du plasma est donnée par la relation suivante:

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (IV.7)$$

Où :  $\omega_p$  la pulsation de plasma est donnée par :

$$\omega_p^2 = 4\pi^2 f_p^2 \quad (IV.8)$$

La démarche consistait à réaliser un réseau d'inclusions métalliques plus lourdes et ayant une densité d'électrons plus faible. La configuration retenue (figure IV.18) se base sur un réseau de tiges métalliques de rayon  $r$ , avec un pas du réseau  $a$ .

La pulsation de plasma pour cette configuration devient [7]:

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (IV.9)$$

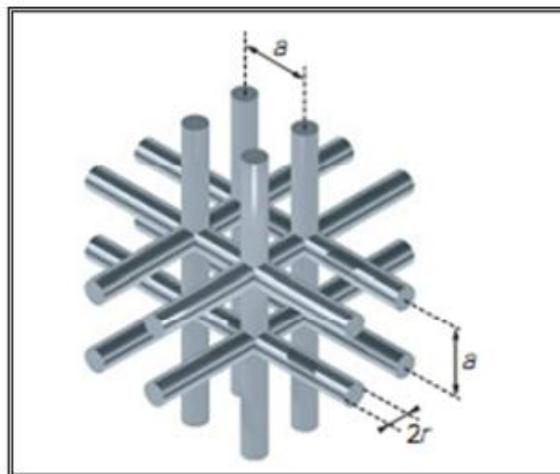
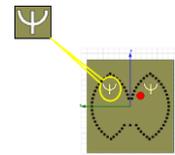


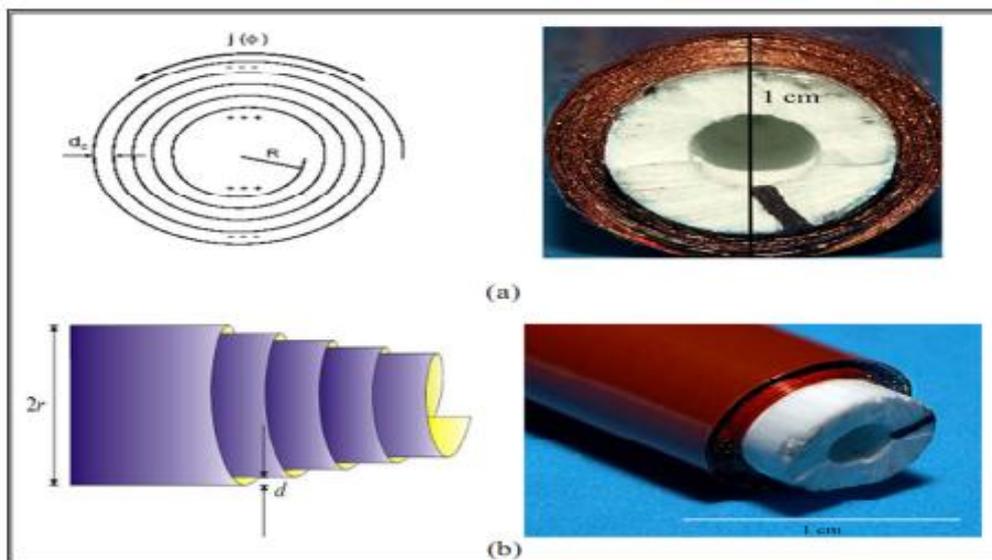
Figure IV.18 : Réseau des fils métalliques cylindriques à permittivité négative [10].



#### IV.4.4. Métamatériaux avec une perméabilité négative

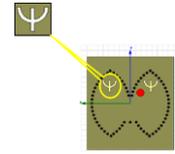
Dans le domaine microondes, il est possible d'avoir des matériaux ferromagnétiques et composite antiferromagnétique tels que  $M_gF_2$  et  $F_eF_2$  présentant une perméabilité négative, l'inconvénient de ces matériaux se résume en leurs poids et les pertes magnétiques énormes qui peuvent se présenter. La possibilité de créer des milieux non-magnétique est alors très intéressante. Cette possibilité est devenue une réalité en 1999 quand Pendry introduisit une nouvelle structure permettant de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique, cette nouvelle structure est le « rouleau suisse : Swiss-roll » présenté dans la figure IV.19 [10].

Le rouleau suisse est un ensemble de spirales, chaque spirale est enroulée sur un cylindre de rayon  $R$ . Les spirales conductrices sont isolées de tours  $N$  et les tours sont espacés par un espacement noté  $d_c$ . La structure du rouleau suisse est une structure artificielle métallique qui est caractérisée par une réponse magnétique en absence de composant magnétique, en effet, lorsqu'on applique un champ magnétique selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur, par conséquent, une capacité complète est créée d'où le circuit résonne et fait circuler un courant [9].



**Figure IV.19:** La structure rouleau suisse (Swiss-Roll) introduite par Pendry, (a) vue de face, (b) vue de profile [10].

La perméabilité effective d'une telle structure, peut être déterminée en se basant sur les travaux de Pendry et al [11].



$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega r \mu_0 (N-1)} - \frac{dc^2}{2\pi^2 \omega^2 r^3 (N-1)}} \quad (IV.10)$$

Avec :

$c$  : est la vitesse de la lumière dans le vide et  $\omega$  est la pulsation angulaire.

$\sigma_i$  : est la conductivité de la spirale, l'isolant entre les couches conductrices présente une permittivité  $\epsilon$ .

$F$  : représente le taux de remplissage de matériau actif.

Par conséquent, la perméabilité est donnée par la relation suivante :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\Gamma \omega} \quad (IV.11)$$

Où : la pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{dc^2}{2\pi^2 r^3 (N-1)}} \quad (IV.12)$$

L'amortissement de la résonance est donné par la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0 (N-1)} \quad (IV.13)$$

Les résultats de la perméabilité effective mesurée et calculée sont donnés sur la figure IV.20. La structure rouleau suisse résonne seulement quand le champ magnétique est appliqué selon l'axe du rouleau et pas dans les autres directions.

De plus, pour les ondes transverses incidentes sur un réseau de ces structures où le champ électrique est parallèle aux cylindres, une absorption est observée. De ce fait des comportements anisotropes indésirables peuvent être obtenus [10].

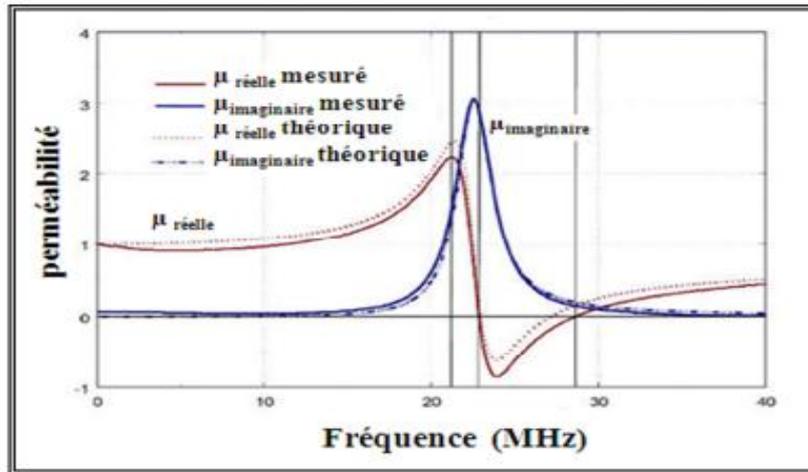
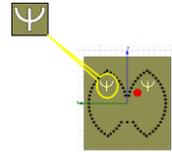


Figure IV.20 : Perméabilités calculée et mesurée pour un rouleau suisse de 35-tours [10].

Un raffinement du système à donc conduit la même équipe de recherche à proposer différents types de résonateurs en anneau fendu « RAF » ou en anglais Split Ring Resonator « SRR » [10], il s’agit de deux cercles métalliques ouverts imbriqués. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l’axe des cercles (figure IV.21) [12].

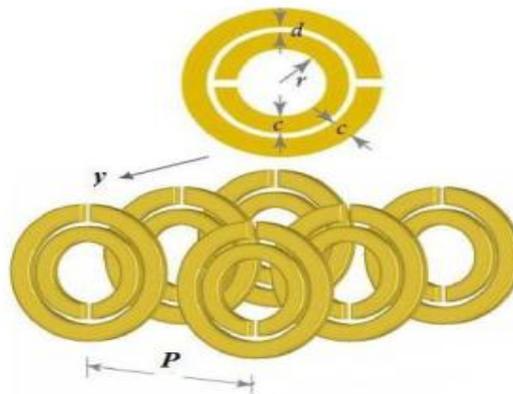
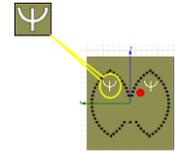


Figure IV.21: Structure RAF présentant  $\mu$  négative/  $\epsilon$  positive quand  $H // y$  [13].

Quand un champ d’excitation magnétique  $H$  est parallèle au plan des anneaux ( $H // y$ ), cela génère un moment de dipôle magnétique. La perméabilité est donnée par [13]:

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\frac{\pi r^2}{a}}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega r \mu_0}} - \frac{3d}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 \epsilon_0 \epsilon r^3} \tag{IV.14}$$

Où  $a$  : est la longueur de la cellule unitaire, et le  $\sigma_i$ : est la conductivité électrique.



Dans cette structure la perméabilité peut être négative dans une bande de fréquence étroite (figure IV.22).

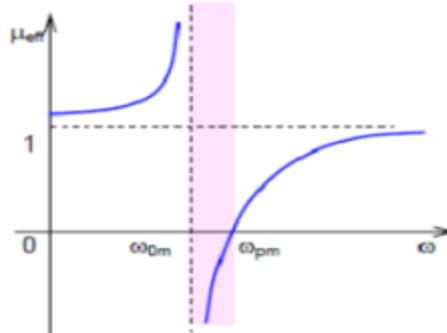


Figure IV.22 : Variations de la perméabilité en fonction de la fréquence de travail [13].

La pulsation de résonance  $\omega_{0m}$  est donnée par:

$$\omega_{0m} = \frac{3 \cdot d \cdot c^2}{\pi \cdot r^2} \quad (IV.15)$$

La pulsation du plasma  $\omega_{pm}$  est :

$$\omega_{pm} = \sqrt{\frac{3 \cdot d \cdot c^2}{\pi \cdot r^3 \cdot \left(1 - \frac{\pi r^2}{a}\right)}} \quad (IV.16)$$

Alors la perméabilité magnétique est négative dans l'intervalle étroit suivant :

$$\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}$$

Cette structure est anisotrope. Afin de régler le problème d'anisotropie du RAF, une équipe suisse a introduit un motif bidimensionnel appelé Crossed SRR "CSRR" (Résonateur en Anneau Fendu croisé) (figure IV.23) constitué de deux RAFs de même dimensions. Ce motif accroît donc l'isotropie dans deux directions de l'espace [13].

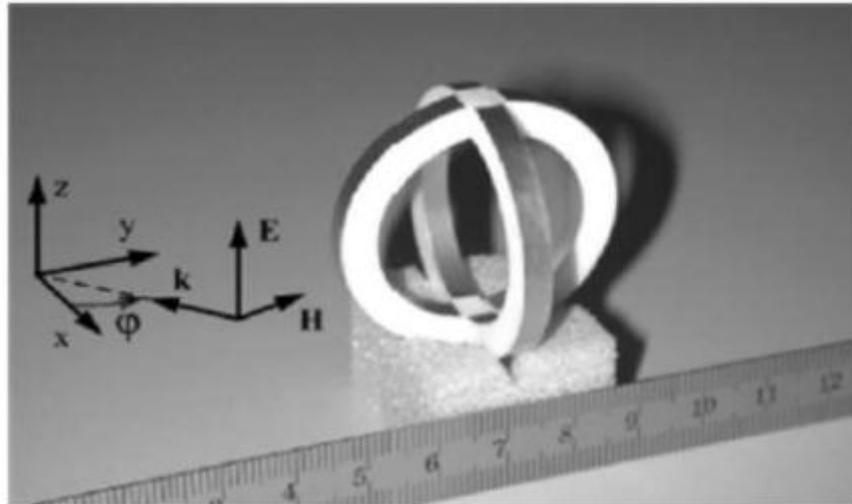
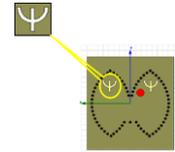


Figure IV.23: Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmaz et Martin[13].

Les mêmes auteurs parlent aussi d'isotropie tridimensionnelle, (figure IV.24), où les dimensions des trois RAFs sont placés perpendiculaires l'un à l'autre. Dans le premier cas (figure IV.24 (a)), où les dimensions des trois RAFs identiques, ils montrent malheureusement que ce type de motif ne constitue en aucun cas un motif isotrope à trois dimensions. Par contre, il y a possibilité d'obtenir une structure isotrope 3-D avec trois RAFs de dimensions différentes (figure IV.24(b)).

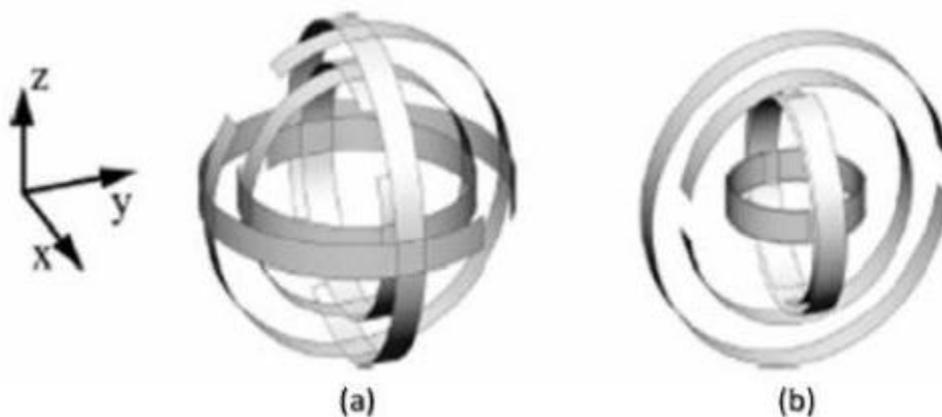
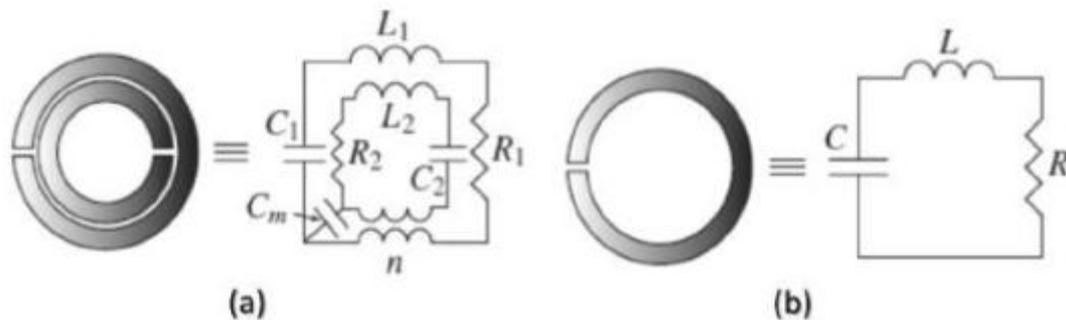
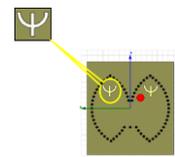


Figure IV.24 : Motif tridimensionnel proposé par Balmaz et Martin : (a) Structure composée de trois RAFs identiques perpendiculaires l'un à l'autre, (b) Structure composée de trois RAFs de dimensions différentes perpendiculaires l'un à l'autre [13].

La figure IV.25 montre le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu circulaire:



**Figure IV.25:** Modèle du circuit équivalent du RAF circulaire:

(a) Configuration d'un RAF double. (b) Configuration d'un RAF simple [13].

Dans la configuration anneau double, le couplage capacitif et inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage et par un transformateur (rapport de transformation  $n$ ), respectivement. Dans la figure IV.25(b), l'anneau est équivalent à un circuit RLC résonateur, avec une fréquence de résonance. Le RAF double est équivalent au RAF simple si le couplage mutuel est faible [13].

#### IV.4.5. Métamatériaux avec $\epsilon$ et $\mu$ négatives

Pour qu'un matériau présente un indice de réfraction négatif, il doit révéler à la fois une permittivité  $\epsilon$  et une perméabilité  $\mu$  relatives négatives. On trouve des matériaux de permittivités négatives (les plasmas, les métaux dans l'infrarouge), et de perméabilités négatives (Ferri et ferromagnétiques près de la résonance gyromagnétique), mais aucun ne présente les deux phénomènes simultanément. La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000 [13].

En s'inspirant des travaux de J. Pendry, il a superposé un réseau de fils et un réseau de SRRs (figure IV.26). Il a observé ainsi une transmission à travers ce milieu dans la bande de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont négatives. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche introduite par Veselago, qui prévoit une propagation des ondes électromagnétiques à travers un milieu doublement négatif. Ce fut le premier métamatériau réalisé [12].

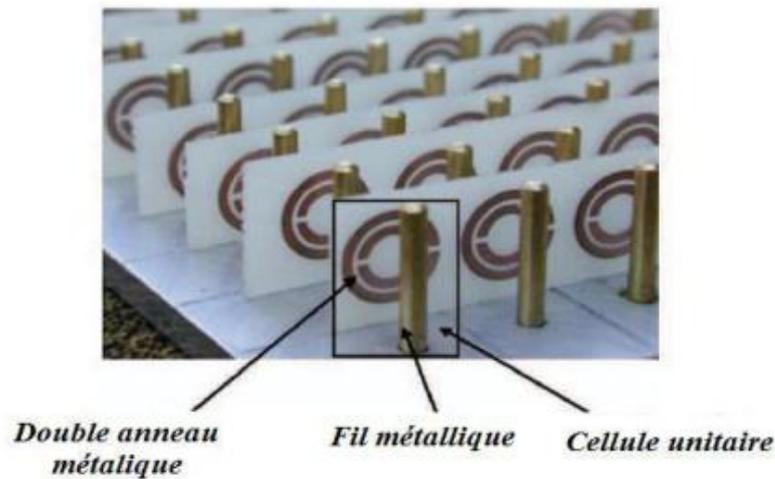
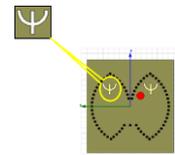


Figure IV.26: Association d'un réseau de tiges avec des SRRs périodiques [10].

Le premier motif doublement négatif est en forme de «  $\Omega$  » et a été introduit par Simovski[14]. Une collaboration entre l'Université Zhejiang en Chine et le Massachusetts Institute of Technology aux Etats-Unis a permis de développer un autre type de motif en forme «  $S$  » présentant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives [15- 16]. Ces deux motifs sont présentés sur la figure IV.27 [10].

Ces motifs combinent à la fois un dipôle magnétique par le biais de l'anneau et un dipôle électrique par le biais des bras. Selon les auteurs de la référence [15], l'intérêt de ces motifs réside dans la facilité de la conception d'une structure périodique qui peut être polarisée selon deux directions, donc créer une structure bi-dimensionnelle rien qu'en empilant différentes couches de diélectriques, sans pour autant croiser les empilements [10].

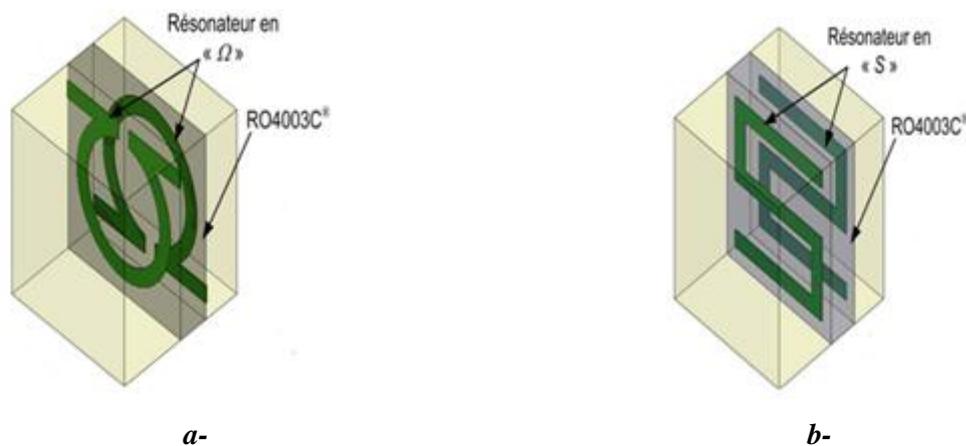
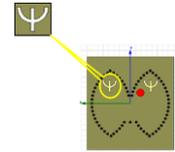


Figure IV.27 : Structures de résonateurs présentant un indice de réfraction négatif. (a) Résonateur en « oméga » (b) Résonateur en « S »[10].



## IV.5. Quelques propriétés électromagnétiques des métamatériaux

Les métamatériaux possèdent des propriétés électromagnétiques introuvables dans des matériaux ordinaires, on va citer quelques-unes :

### IV.5.1. L'inversion du rayonnement de Cerenkov

Dans son papier, Veselago montre que l'effet Cerenkov est aussi inversé dans un milieu main-gauche [17]. L'émission Cerenkov est une radiation électromagnétique visible émise par les liquides et les solides lorsqu'ils sont traversés par une particule chargée dont la vitesse est supérieure à la vitesse de la lumière dans le milieu. Dans un milieu conventionnel ( $n > 0$ ), le front d'onde sphérique émis par la particule est en retard par rapport au mouvement de la particule, ce qui donne naissance à une onde de choc dirigée vers la particule (le front d'onde se déplace dans une direction opposée à celle de la particule à la vitesse  $c/n$ ) et faisant un angle  $\theta < 90^\circ$  avec la vitesse de la particule (angle entre le vecteur de Poynting de l'onde et la vitesse de la particule) (voir Figure IV.28(a)) [18].

Cet angle est donné par :

$$\cos \theta = \frac{c}{n(\omega)v} \quad (\text{IV.17})$$

Où  $c$  : est la vitesse de la lumière dans le vide et  $v$  la vitesse de la particule.

Au contraire, si le milieu à un indice de réfraction négatif ( $n < 0$ ), l'onde Cerenkov est rétro-propagatrice et l'onde de choc est dirigée dans la direction opposée à celle de la particule (le front d'onde se déplace alors dans la même direction que celle de la particule à la vitesse  $c/|n|$ ) et faisant un angle  $\theta > 90^\circ$  avec la vitesse de la particule selon l'équation(IV.17) (voir Fig. IV.28(b)).

Notons qu'en pratique, les milieux avec un indice de réfraction négatif ne sont actifs que sur une certaine plage de fréquences. Comme la particule rayonne à toutes les fréquences (dont certaines correspondent à  $n > 0$ ), les fronts d'onde de la radiation Cerenkov sont dirigés en avant ou en arrière de la particule [18].

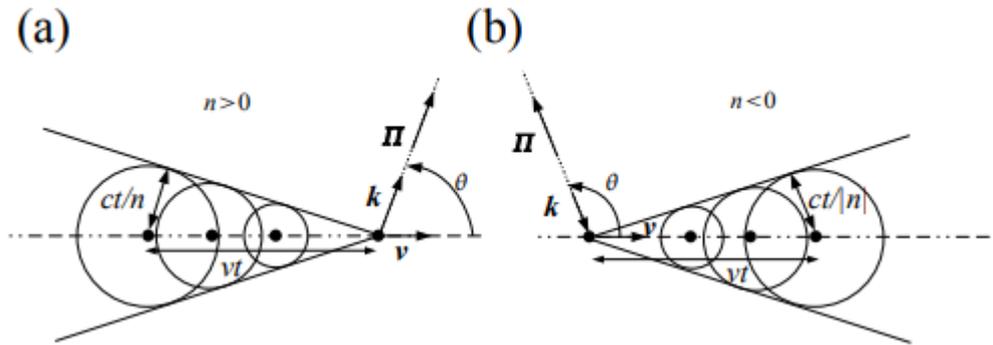
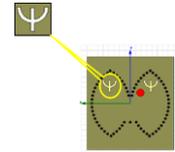


Figure IV.28 : Illustration de l'effet Cerenkov.

(a) Milieu conventionnel ( $n > 0$ ) : le front d'onde sphérique se déplace dans le sens opposé à la source à la vitesse  $c/n$ , (b) Milieu main-gauche ( $n < 0$ ) : le front d'onde sphérique se déplace dans le même sens que la source à la vitesse  $c/|n|$ . [18]

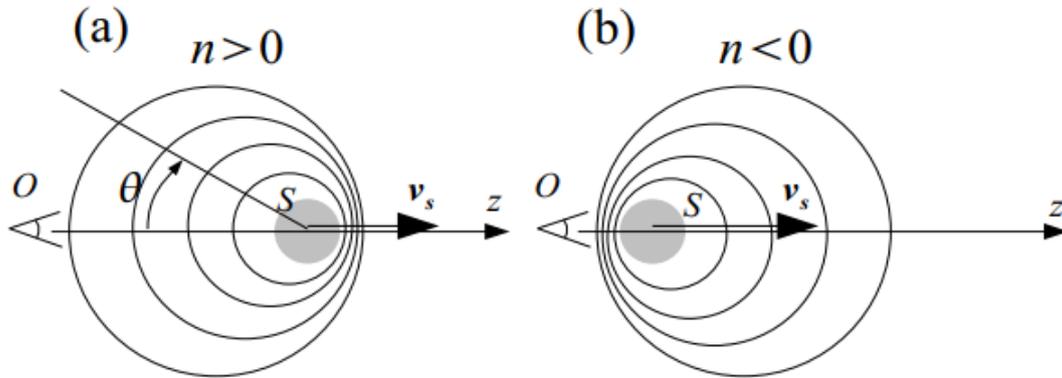
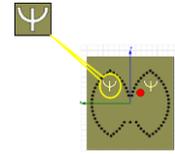
### IV.5.2. L'inversion de l'effet doppler

Une autre conséquence sur la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu main gauche relevée par Veselago est l'inversion de l'effet Doppler. Soit une source  $S$  en mouvement le long d'une direction  $Oz$  et émettant une onde électromagnétique avec une fréquence angulaire  $\omega_0$  (voir Fig. IV.29). Si la source se déplace vers les  $z$  positifs avec une vitesse  $v_s$ , la fréquence Doppler est donnée par [18] :

$$\omega_{Doppler} = \omega_0 - \Delta\omega, \text{ avec } \Delta\omega = \omega_0 \frac{nv_s}{c} \quad (\text{IV.18})$$

Où  $c$  : est la vitesse de la lumière dans le vide et  $n$  est l'indice de réfraction du milieu.

Dans un milieu RH,  $n > 0$  et donc  $\Delta\omega > 0$  : l'observateur détectera une onde électromagnétique avec une fréquence angulaire plus petite que celle émise si la source était au repos. Dans un milieu LH,  $n < 0$  et donc  $\Delta\omega < 0$  : le phénomène est inversé par rapport à la situation précédente puisque l'observateur détectera une onde électromagnétique avec une fréquence plus grande que celle émise si la source était au repos [18].



**Figure IV.29:** Effet Doppler dans un milieu RH et LH.  $S$  est la source qui émet une onde électromagnétique sphérique et  $O$  est un observateur situé qui détecte l'onde émise par  $S$  dans la direction  $\theta = 0$ . (a) Dans un milieu conventionnel  $\Delta\omega > 0$ . (b) Dans un milieu main-gauche ( $\Delta\omega < 0$ ) [18].

## IV.6. Extraction des paramètres effectifs

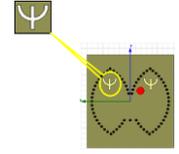
Dans cette section, nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, impédance, perméabilité et permittivité). Ces paramètres effectifs seront extraits à partir des coefficients de réflexion et transmission complexes de la lame de matériau composite simulée avec le simulateur électromagnétique ANSYS HFSS. Avec le mode d'excitation en incidence normale, ces coefficients de réflexion et de transmission se présentent sous la forme de paramètres  $S_{ij}$ , avec  $S_{11}$  le coefficient de réflexion et  $S_{21}$  le coefficient de transmission.

La procédure classique pour effectuer l'extraction des paramètres effectifs à partir des coefficients de réflexion et transmission est connue sous le nom de méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) [19- 20-21].

### IV.6.1. Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir

Cette méthode consiste à calculer l'indice de réfraction, l'impédance d'onde et les paramètres constitutifs de la lame à faces parallèles équivalente à partir du coefficient de réflexion et de transmission mesurés ou calculés.

La méthode NRW est simplement basée sur le calcul classique d'interférence donnant la transmission et la réflexion d'une couche de matériau en fonction de son indice effectif, de son impédance effective et son épaisseur. En inversant ces formules, on déduit les valeurs  $n_{eff}$  et



$z_{eff}$  en fonction de l'épaisseur de la couche simulée à des coefficients de transmission  $t' = s_{21}$  et de réflexion  $r = s_{11}$  [22-23] :

$$Re(n_{eff}) = \pm Re\left(\frac{\arccos\left(\frac{1}{2t'}[1 - (r^2 - t'^2)]\right)}{kd} + \frac{2\pi m}{kd}\right) \quad (IV.19)$$

$$Im(n_{eff}) = \pm Im\left(\frac{\arccos\left(\frac{1}{2t'}[1 - (r^2 - t'^2)]\right)}{kd}\right) \quad (IV.20)$$

$$z_{eff} = \pm \sqrt{\frac{(1+r)^2 - t'^2}{(1-r)^2 - t'^2}} \quad (IV.21)$$

Avec  $m$  un entier,  $d$  est l'épaisseur du matériau et  $k = \omega/c$  représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

À partir de l'indice et de l'impédance effectifs, on peut également obtenir les paramètres effectifs  $\epsilon_{eff}$  et  $\mu_{eff}$  à l'aide des formules :

$$\epsilon_{eff} = \frac{n_{eff}}{z_{eff}} \quad (IV.22)$$

$$\mu_{eff} = n_{eff} z_{eff} \quad (IV.23)$$

Dans la suite de notre travail, nous avons proposé un nouveau résonateur de forme  $\Psi$ . Ce résonateur va être utilisé pour la conception d'une nouvelle antenne papillon.

#### IV.7. Résonateur à activité magnéto-électrique de type Psi ( $\Psi$ )

En premier lieu, nous proposons l'étude d'une cellule de type ( $\Psi$ ), la cellule est dimensionnée pour un fonctionnement dans la bande X [8 GHz- 12 GHz]. Cette cellule est en cuivre d'épaisseur 0.035mm déposée sur un substrat diélectrique de type FR4 caractérisé par une permittivité de 4.4.

La topologie de ce résonateur présente un diamètre extérieur  $a=2$ mm, un diamètre intérieur ( $a-N$ ) avec  $N=0.33$ mm et une tige de longueur  $L=3$ mm et de largeur  $g=N$ . La configuration de cellule unitaire MTM de type  $\Psi$  est représentée dans la figure (IV.30).

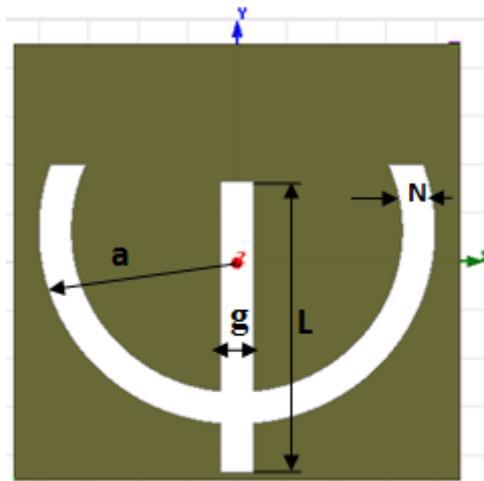
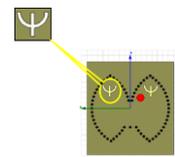


Figure. IV.30. La configuration de cellule unitaire de métamatériaux de type  $\Psi$

Les simulations de cette structure sont effectuées avec le logiciel ANSYS HFSS et l'extraction des paramètres effectifs est effectuée par la méthode Nicolson-Ross-Weir utilisant un code écrit sous Matlab.

Pour les conditions aux limites, le champ électrique est suivant l'axe y, le champ magnétique suivant z et le vecteur d'onde selon l'axe x. Les murs électriques et magnétiques sont définis dans le logiciel ANSYS HFSS par Perfect H et Perfect E. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons deux ports d'excitations.

Lors de la simulation, le champ magnétique doit être parallèle à l'axe du résonateur  $\Psi$  et une seule couche sera considérée pour la propagation du champ magnétique afin d'assurer un bon couplage magnétique.

La figure IV.31 représente les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  en dB. Nous remarquons que le résonateur  $\Psi$  présente une transmission de -15dB autour de la fréquence de 10.81GHz dans le cas où le champ E est orienté selon l'axe y.

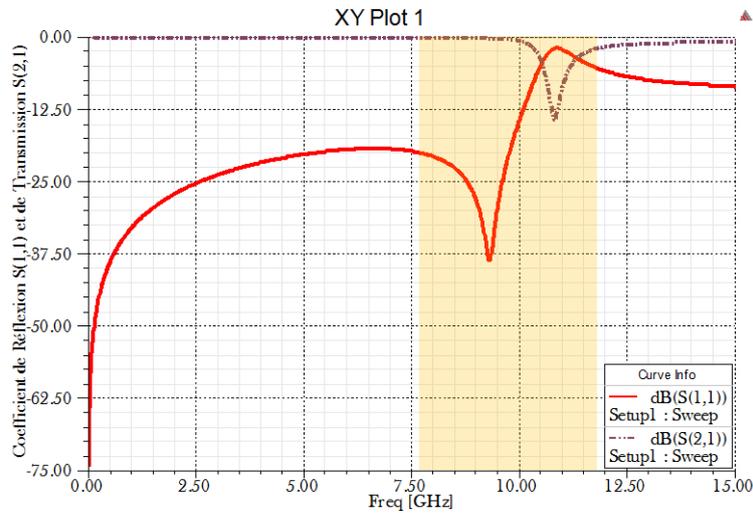
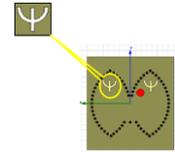
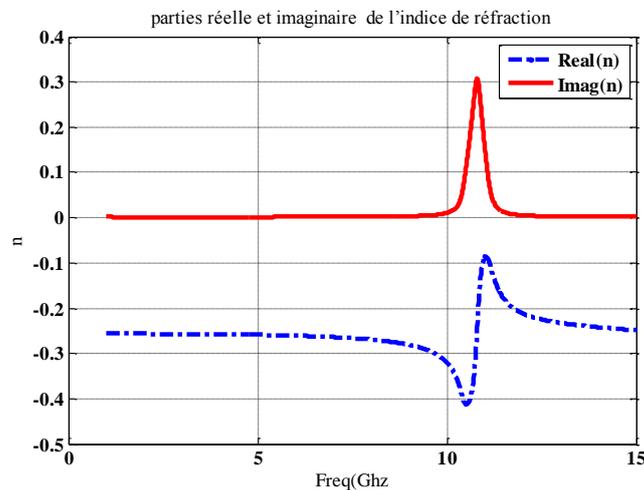


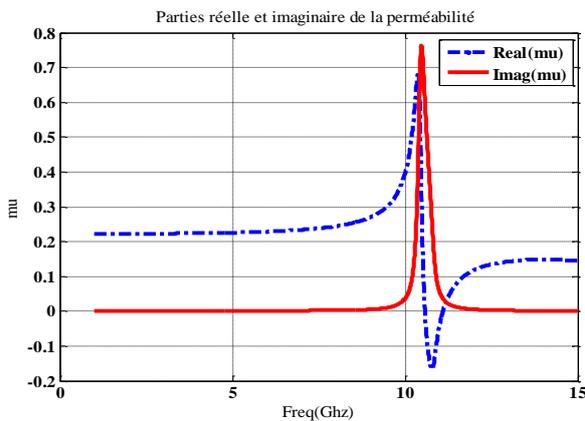
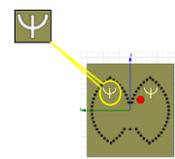
Figure IV. 31. Coefficients de réflexion et de transmission en dB obtenus par HFSS pour le résonateur  $\Psi$ .

Les paramètres  $S_{ij}$  de la cellule en forme ( $\Psi$ ) sont utilisés pour l'extraction des paramètres effectifs, en basant sur la procédure d'homogénéisation décrit précédemment, les équations précédentes sont programmées avec Matlab.

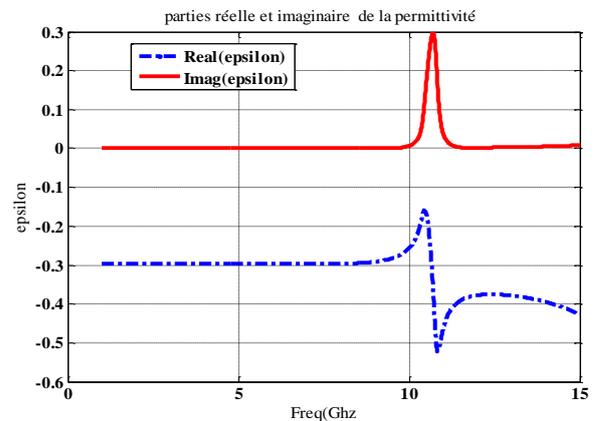
La figure IV.32 illustre les parties réelles et imaginaires de l'indice de réfraction, la permittivité et la perméabilité.



(a) Indice de réfraction



(b) Perméabilité



(c) Permittivité

Figure IV.32. Paramètres effectifs du résonateur proposé  $\Psi$

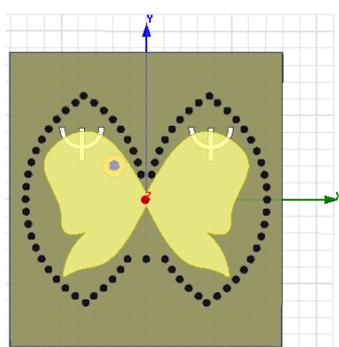
Le résonateur  $\Psi$  présente des parties réelles de l'indice de réfraction et de permittivité négatives sur toute la bande de fréquences d'étude (figure IV.32 (a) et (c)).

Tandis que la partie réelle de perméabilité est négative dans la bande de fréquence [10.41 GHz-11.04 GHz].

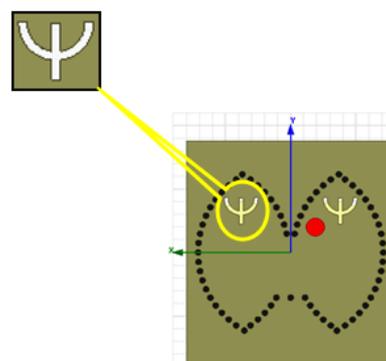
#### IV.8. Conception d'une antenne papillon en SIW-WUVM à base des résonateurs métamatériaux $\Psi$

En second lieu, nous proposons d'associer deux résonateurs de type  $\Psi$  à l'antenne papillon en SIW-WUVM qu'on a proposé précédemment afin d'élargir la bande passante.

La figure IV.33 montre la nouvelle topologie de cette antenne. Les deux résonateurs  $\Psi$  sont imprimés sur le plan de masse.

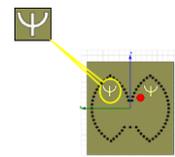


(a)



(b)

Figure IV.33. Géométrie de l'antenne papillon en SIW-WUVM à base de  $\Psi$ .



Une comparaison des coefficients de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne patch papillon et l'antenne papillon en SIW-WUVM avec et sans MTM est présentée sur la figure IV.34.

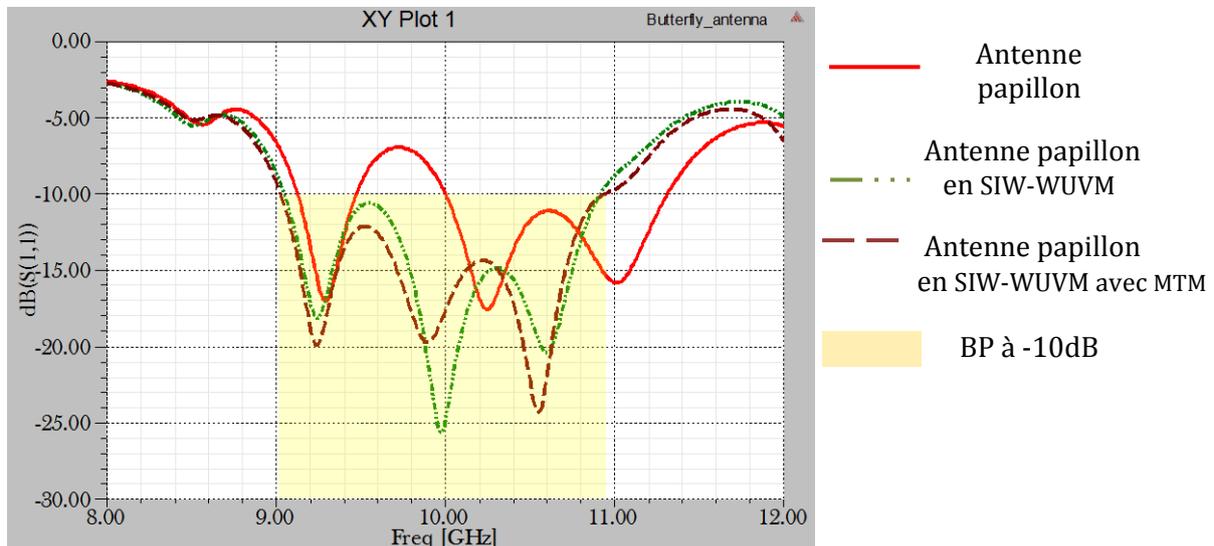
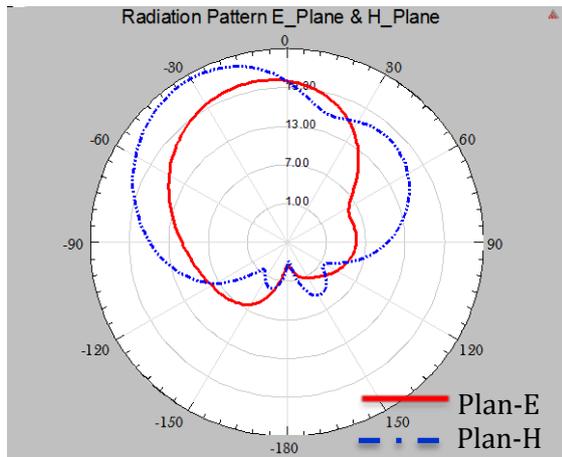
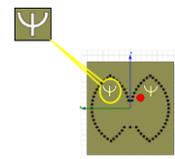


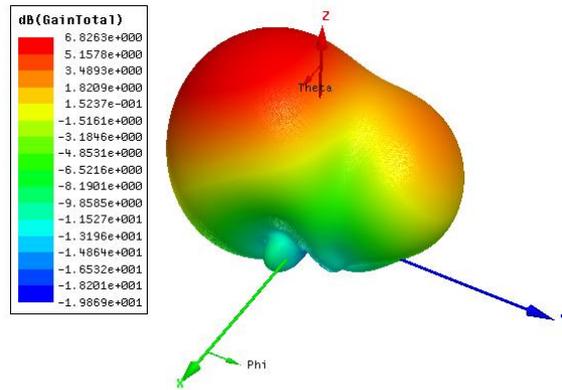
Figure IV.34. Coefficients de réflexion de l'antenne : patch seul, en SIW-WUVM sans MTM et en SIW-WUVM avec MTM.

On remarque que la bande passante de l'antenne papillon en SIW-WUVM à base des résonateurs métamatériaux  $\Psi$  est de l'ordre de 1.93GHz de [9.01GHz- 10.94GHz] avec une bonne adaptation.

La figure IV.35 montre les diagrammes de rayonnement simulés dans le plan E, le plan H et le gain total de l'antenne proposée à la fréquence de résonance  $f = 10$  GHz. Le gain maximum simulé de cette antenne est de l'ordre de 6.82 dB.



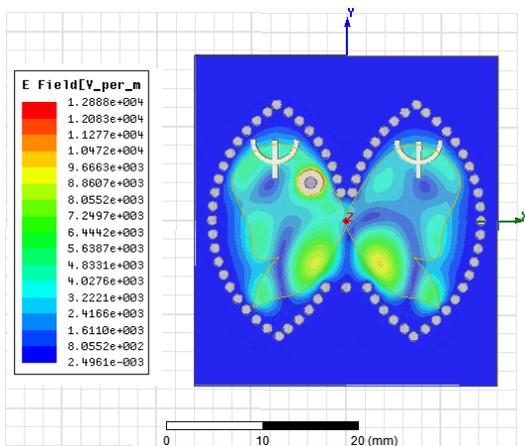
(a)



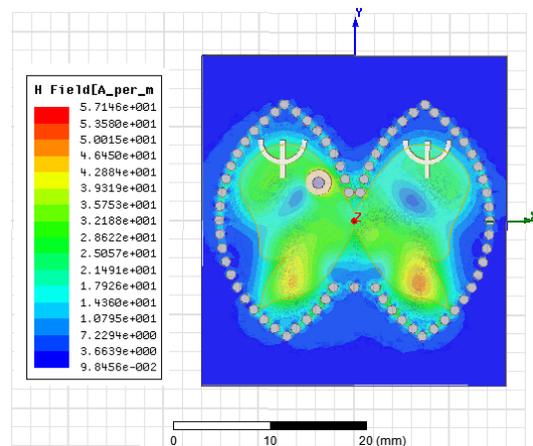
(b)

Figure IV.35. Caractéristiques électriques de l'antenne papillon en SIW-WUVM avec MTM :  
(a) Diagramme de rayonnement (b) Le gain.

La cartographie du champ électromagnétique de l'antenne proposée à la fréquence  $f=10$  GHz est illustrée sur la figure IV.36, la distribution du champ est plus concentrée autour du patch de l'antenne.



(a)



(b)

Figure IV. 36. La distribution du champ : (a) Electrique, et (b) Magnétique

Le tableau suivant résume les paramètres caractéristiques de rayonnement des trois topologies des antennes proposées : papillon patch, papillon en SIW-WUVM, et papillon en SIW-WUVM à base de métamatériaux. Ces résultats de simulation montrent des améliorations en termes du coefficient de réflexion, du gain et de la bande passante pour la dernière topologie proposée.

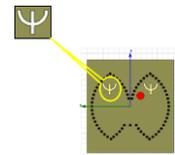


Tableau IV.1

Paramètres des trois topologies des antennes proposées à 10 GHz

Topologie	Patch seul	Patch + SIW-WUVM	Patch + SIW-WUVM + MTMs
Gain (dB)	6.74	6.84	6.82
Bande passante (GHz)	-Première BP: 0.340 -Deuxième BP:1.3	1.87	1.92
Coefficient de réflexion (dB)	-17.57	-19.98	-25.4

### IV.9. Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons traité les différentes étapes pour concevoir une antenne papillon en SIW-WUVM à base des résonateurs métamatériaux qui résonne autour de la fréquence 10 GHz en bande X.

Dans le but d'évaluer les performances de l'antenne proposée en termes de l'adaptation, la bande passante et le gain, un ensemble de simulations sous le logiciel HFSS a été menu.

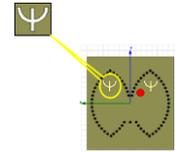
Tous d'abord nous avons commencé par la conception d'une antenne patch papillon gravée sur un substrat de type Epoxy FR4.

Pour améliorer encore les paramètres de rayonnement de l'antenne proposée, nous avons conçu la même antenne papillon en SIW-WUVM. L'effet positif de la technologie SIW-WUVM sur l'adaptation, la bande passante et le gain est clairement observé dans les simulations effectuées sous HFSS.

Par la suite, nous avons proposé la conception d'un résonateur métamatériau PSI, ce résonateur a été simulé au moyen des logiciels HFSS et Matlab. Les résultats de simulation montrent que les paramètres effectifs de résonateur PSI sont négatifs autour de la fréquence 10 GHz.

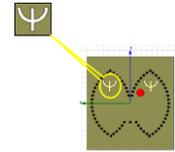
A la fin de ce travail, nous avons associé le résonateur PSI à l'antenne papillon en SIW-WUVM pour voir l'impact de ce dernier sur le comportement de l'antenne.

Une amélioration significative des performances de l'antenne en SIW-WUVM à base des résonateurs PSI en termes des paramètres de rayonnement a été atteinte en utilisant la technologie hybride SIW-WUVM et MTMs.



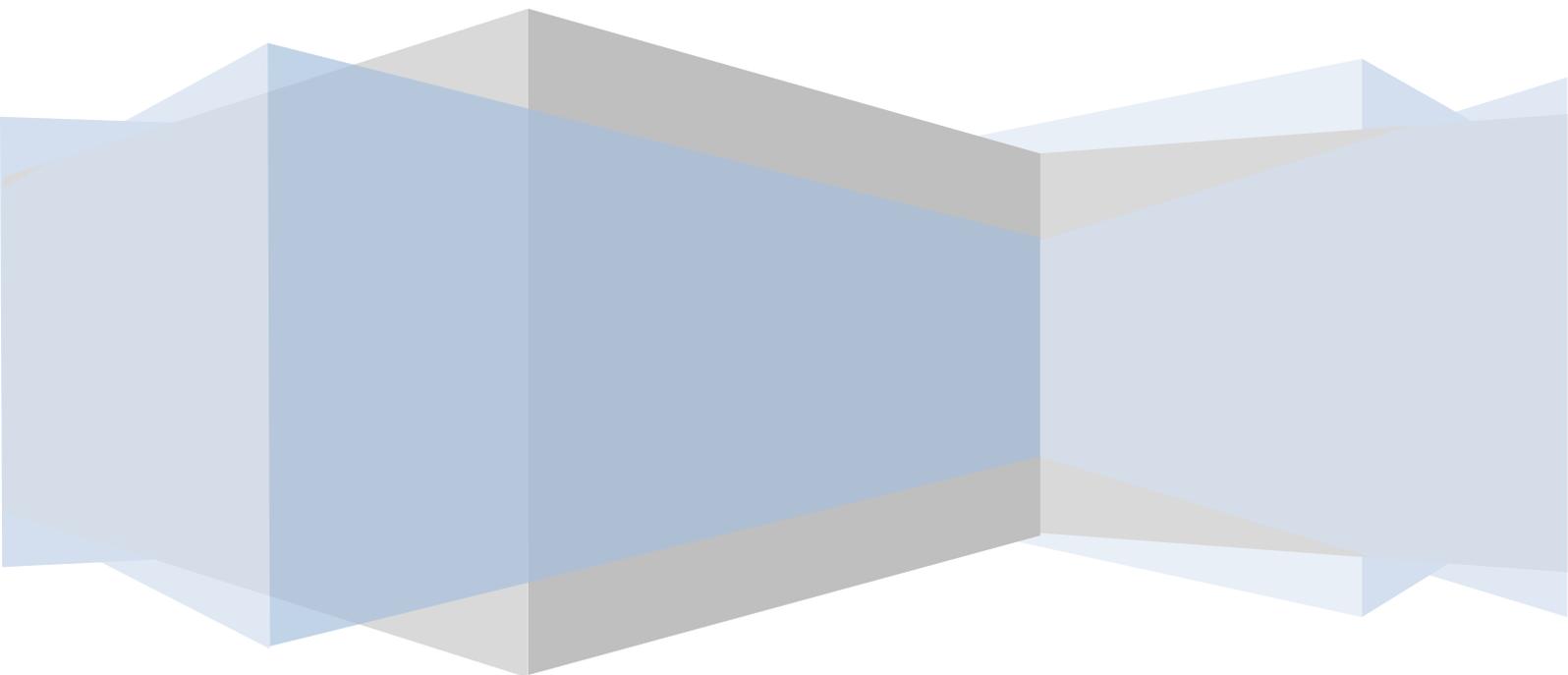
## Références bibliographiques du chapitre IV

- [1] Nouri Keltouma, "Conception, réalisation et caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologie guides d'ondes et siw application aux systèmes de communications", *Thèse de doctorat, Université Abou BekrBelkaïd, Tlemcen*, 2008
- [2] Q. Wang, L. Zeng, M. Lei, and K. Bi, "Tunable metamaterial band stop filter based on ferromagnetic resonance", *AIP Advances*, Vol 5, p.077145, 21 July 2015.
- [3] Laszlo Solymar and Ekaterina Shamonina, *Waves in Metamaterials*. University Press, Great Britain, 2009.
- [4] Christophe Caloz, TatsuItoh, "Electromagneticmetamaterials: transmission line theory and microwave applications ",*John Wiley & sons*, 2006.
- [5] N.Enegheta, R.W. Ziolkowski, *Metamaterial: "Physics and Engineering Explorations"*, *John Wiley & sons*, 2006.
- [6] V.G. Veselago, "The electrodynamic of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ", *Soviet Physics Uspekhi*, Vol. 92, N° 3, pp. 517-526, 1967.
- [7] Habib Kandouci, " Contribution à la conception d'un filtre passe bande à base des métamatériaux", *Mémoire de Master en télécommunication, l'université de Dr Tahar Moulay - SAIDA*, 2016.
- [8] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins and W.J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Trans on MTT*, Vol. 47, N°11, pp 2075-2084, 1999.
- [9] Mondher LABIDI, " Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF",*thèse pour l'obtention du doctorat En Technologies de l'information et de Communication, l'université de Carthage Ecole Supérieure des Communications de Tunis, SUP'COM*, 2011.
- [10]ShahNawazBurokur, " Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes", *Thèse de doctorat, Université de Nantes*, 2008.
- [11]J.B.Pendry, A.J.Holden, D.J.Robbins, and W.J.Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures ",*J. Phys. Condens. Matter* Vol.10, N° 22, pp. 4785-4788, 1998.
- [12]Badreddine Mohamed OUAGAGUE, " Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et Reconfigurables ", *thèse pour l'obtention du doctorat de l'université deToulouse*, 2014.
- [13]GAMOUH Samia, " Etude des métamatériaux et leurs applications dans les systèmes micro-onde ", *thèse pour l'obtention du doctorat de l'université de FreresMentouri Constantine*, 2017.



- [14] J. B. Pendry and D. R. Smith, "Wave Refraction in Negative-Index Media: Always Positive and Very Inhomogeneous". *Physical Review Letters*, Vol. 90, N° 2, pp. 029703, January 2003.
- [15] S. LANEBERE, "Etude Théorique de métamatériaux formes de particules diélectriques résonantes dans la gamme submillimétrique : Magnétisme artificiel et indice de réfraction négatif", *Thèse doctorat, Université de Bordeaux I*, 30 Novembre 2011.
- [16] [http://www.memoireonline.com/11/12/6502/Conception d'une antenne Patch Microstrip. html](http://www.memoireonline.com/11/12/6502/Conception-d-une-antenne-Patch-Microstrip.html)
- [17] D. R. Smith and N. Kroll, "Negative refractive index in left-handed materials", *Physical Review Letters*, Vol. 85, N° 14, pp. 2933–2936, October 2000.
- [18] R. W. Ziolkowsky and E. Heyman, "Wave propagation in media having negative permittivity and permeability", *Physical Review E*, Vol. 64, N° 5, pp. 056625, October 2001.
- [19] V.G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ", *Soviet Physics uspekhi*, Vol. 10, N°4, pp 509-514, February 1968.
- [20] M. ALOUI Abdelmalek, "Extraction des paramètres  $\epsilon$  et  $\mu$  (permittivité et perméabilité) des Métamatériaux ", *Mémoire de Master Recherche en télécommunication, l'université de Abderrahmane MIRA-Béjaïa*, 2012.
- [21] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by Time-Domain techniques," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, Vol. 19, N° 4, pp. 377–382, 1970.
- [22] W. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 62, N° 1, pp. 33–36, 1974
- [23] H. A. Majid, M. K. A. Rahim, and T. Masri, "Microstrip antenna's gain enhancement using left handed metamaterial structure", *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 8, PP.235-247, 2009.
- [24] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markoš, and C. M. Soukoulis, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Phys. Rev. B*, Vol. 65, p. 195104, 19 April 2002.

## *Conclusion Générale*





### **CONCLUSION GENERALE**

Au cours de cette thèse, nous nous sommes attachés à concevoir et optimiser des antennes et des réseaux d'antennes en technologie SIW et à base de réseaux de neurones.

Ces travaux apportent une contribution importante au développement de nouvelles antennes à base d'une nouvelle topologie SIW-WUVM (SIW- **Without Upper Vias Metalization**). Il s'agissait de s'attaquer au verrou de l'encombrement et de l'amélioration des performances des antennes en explorant les potentialités offertes par l'application de la technologie SIW-WUVM et les métamatériaux.

L'apport principal de ce travail a été d'élargir la bande passante, d'améliorer le gain et de réduire les dimensions sans pour autant détériorer les performances des antennes microondes.

C'est dans cet objectif qu'une technologie hybride regroupant SIW-WUVM et métamatériaux a été mise en place. Celle-ci a permis d'augmenter le gain et d'élargir la bande passante.

Dans un premier temps, un état de l'art sur les différentes technologies volumiques guide d'ondes et SIW a été présenté pour étudier les modes de propagation, le principe de fonctionnement et les règles de conception ainsi les différentes applications de la technologie SIW pour les dispositifs hyperfréquences.

Cette étude, nous a permis d'approfondir nos connaissances théoriques et d'acquérir un nouveau savoir en ce qui concerne la technologie SIW.

Afin de regarder les performances de la technologie SIW et avant d'envisager la conception des antennes volumiques en SIW-WUVM, nous avons conçu une antenne en technologie conventionnelle SIW à fentes de forme 'Apple'. Cette antenne a été simulée au moyen de logiciel HFSS et les résultats obtenus montrent des adaptations de l'ordre -18.71 dB et -21.68 dB avec des bandes passantes d'environ 270 MHz et 160 MHz et un gain de l'ordre 3.26 dB à la fréquence 12 GHz.

Nous avons donné en deuxième chapitre, un aperçu sur le concept des antennes micro-rubans. Nous y avons décrit tout d'abord les caractéristiques d'une antenne patch en présentant leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons également traité les différentes techniques d'alimentation de cette antenne et leurs principales modèles d'analyse en montrant leurs

## *Conclusion Générale*



avantages et limitations. Ces deux modèles sont les modèles qui fournissent des bonnes interprétations physiques.

Par la suite, nous avons proposé un nouveau résonateur circulaire en SIW-WUM opérant dans la bande Ku et K.

Pour montrer l'efficacité de cette nouvelle topologie proposée, nous avons comparé les résultats de simulation d'une antenne circulaire à fentes sous forme de drapeau Algérien en technologie SIW conventionnelle avec ceux obtenus par la même antenne en technologie SIW-WUVM. Les deux antennes sont simulées grâce au logiciel HFSS et la topologie de l'antenne proposée montre des améliorations remarquables en termes de coefficient de réflexion et le gain en bande K.

Ces résultats obtenus démontrent l'intérêt et l'efficacité de la nouvelle topologie SIW-WUVM pour la conception des antennes hyperfréquences.

Dans le troisième chapitre, nous avons décrit tout d'abord, les concepts fondamentaux et les notions liées aux réseaux de neurones tels que : architectures de réseau, perceptrons multicouches, apprentissage d'un réseau.

Les réseaux de neurones représentés par les réseaux MLP et l'algorithme de rétro-propagation de l'erreur sont étudiés d'une manière détaillée pour optimiser les paramètres des antennes sous Matlab.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons conçu des antennes élémentaires en dents de scie à fentes circulaire et octogonale en technologie CSIW-WUVM. Ces antennes ont été optimisées à l'aide des réseaux de neurones artificiels (ANN).

Ensuite, nous avons conçu grâce au logiciel HFSS, deux réseaux d'antennes à 1x2 et à 2x2 éléments en CSIW-WUVM destinés à fonctionner dans les bandes Ku/K.

Le premier réseau d'antennes proposé à 1x2 éléments avec encoches présente deux largeurs de bande de 170 MHz allant de 11,77 à 11.94 GHz et 410 MHz allant de 20,36 à 20,77 GHz et un gain élevé de 9,68 dB à la fréquence 11.89 GHz et 8.21 dB à la fréquence 20.56 GHz.

Le deuxième réseau d'antennes avec encoches à 2x2 éléments a été conçu pour apporter de nouvelles améliorations au gain et à la bande passante.

## *Conclusion Générale*



Les résultats de simulation montrent deux largeurs de bandes de 210 MHz et 1310 MHz et des gains d'environ 10.33 dB et 12.13 dB pour les fréquences 13.18 GHz et 21.54 GHz respectivement.

Pour valider notre travail, nos résultats de simulation de réseaux d'antennes trouvés au moyen d'HFSS ont été comparés avec le logiciel CST et d'autres travaux scientifiques.

Une excellente concordance a été observée pour tous les résultats présentés dans ce chapitre.

L'approche par les réseaux de neurones se montre efficace pour obtenir les performances désirées en s'appuyant sur la combinaison de réseaux de neurones et les simulateurs électromagnétiques HFSS et CST.

Dans le dernier chapitre, nous avons proposé d'introduire une nouvelle technologie hybride associant les métamatériaux avec la topologie proposée CSIW-WUVM.

Nous avons étudié et simulé tout d'abord, une antenne patch en forme papillon fonctionnant dans la bande X. Cette antenne a été optimisée en changeant les positions de l'alimentation coaxiale selon les axes (X, Y). Après optimisation, cette antenne présente deux bandes passantes: 0.34 GHz et 1.3 GHz et un gain de l'ordre 6.74 dB.

L'introduction de la nouvelle topologie SIW-WUVM à l'antenne a permis d'améliorer ses performances en termes de l'adaptation et de la bande passante. Les résultats obtenus au moyen de logiciel HFSS donnent une bande passante d'environ 1.87 GHz et un gain maximal 6.84 dB.

Ensuite et pour le but d'améliorer la bande passante et le coefficient de réflexion, nous avons ajoutée à l'antenne papillon, une cellule métamatériaux en forme PSI. Les résultats montrent une bande passante de 1.92 GHz et une adaptation de l'ordre de -25.4 dB.

Nous constatons d'après ces résultats qu'une excellente amélioration a été observée en termes de bande passante, gain et d'adaptation pour l'antenne proposée en forme papillon à base de technologie hybride.

Nous avons prouvé, à travers ce chapitre, que cette nouvelle topologie SIW-WUVM peut être bel et bien adaptée à d'autres technologies; à savoir les métamatériaux.

Dans l'extension de ces travaux de thèse, plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

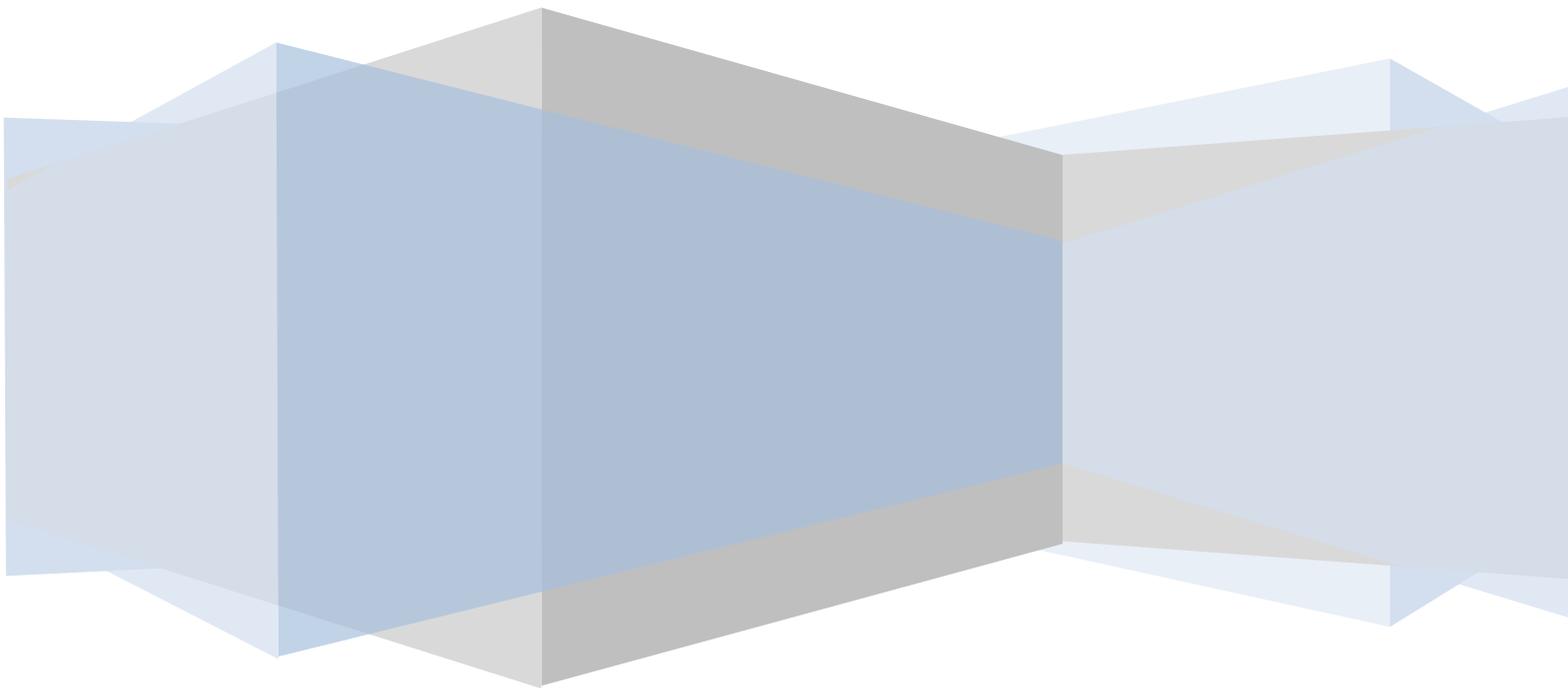
Il sera intéressant, tout d'abord d'exploiter la méthode de conception pour mettre au point de nouvelles topologies et de nouvelles technologies des antennes et réseaux d'antennes.

## *Conclusion Générale*



Nous pouvons aussi concevoir des antennes multi-bandes reconfigurables en fréquence à l'aide de l'insertion des diodes. Il est possible d'étendre l'étude à la conception d'autres circuits microondes tels que les coupleurs, les filtres et les duplexeurs à l'aide de la technologie SIW-WUVM.

# *Annexes*



## ANNEXE A

### A.1. Guides d'ondes rectangulaires

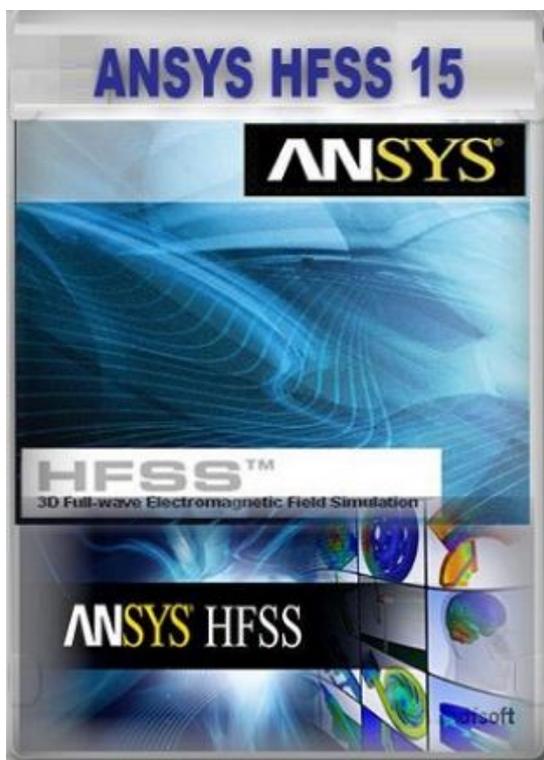
Tableau A.1. Les guides d'ondes rectangulaires standards avec leurs fréquences de coupure

Désignation	Wave-guide	Largeur intérieure	Épaisseur intérieure	Fréquence de coupure [GHz] du mode le plus « bas »	Fréquence de coupure [GHz] du deuxième mode	Fréquence d'utilisation [GHz]
		[mm]	[mm]			
WR975		247.65	123.825			0.75-1.12
WR770		195.58	97.79			0.96-1.45
WR650		165.1	82.55	0.908	1.816	1.12-1.70
WR510		129.54	64.77	1.157	2.314	1.45-2.20
WR430	R	109.22	54.61	1.372	2.745	1.70-2.60
WR340	D	86.36	43.18	1.736	3.471	2.20-3.30
WR284	S	72.136	34.036	2.078	4.156	2.60-3.95
WR229	E	58.166	29.083	2.577	5.154	3.30-4.90
WR187	G	47.5488	22.1488	3.153	6.305	3.95-5.85
WR159	F	40.386	20.193	3.712	7.423	4.90-7.05
WR137	C	34.8488	15.7988	4.301	8.603	5.85-8.20
WR112	H	28.4988	12.6238	5.260	10.520	7.05-10.00
WR90	X	22.86	10.16	6.557	13.114	8.20-12.40
WR75		19.05	9.525	7.869	15.737	10.0-15.0
WR62	Ku	15.7988	7.8994	9.488	18.976	12.40-18.00
WR51	K	12.954	6.477	11.572	23.143	15.00-22.00
WR42	K	10.668	4.318	14.051	28.102	18.00-26.50
WR34		8.636	4.318	17.357	34.715	20.0-33.0

WR28	Ka	7.112	3.556	21.077	42.154	26.5-40.0
WR22	Q	5.6896	2.8448	26.346	52.692	33.00-50.00
WR19	U	4.7752	2.3876	31.391	62.782	40.00-60.00
WR15	V	3.7592	1.8796	39.875	79.750	50.00-75.00
WR12	E	3.0988	1.5494	48.373	96.746	60.00-90.00
WR10	W	2.54	1.27	59.015	118.030	75.00-110.0
WR08	F	2.032	1.016	73.768	147.536	90.00-140.0
WR06	D	1.651	0.8255	90.791	181.583	110.0-170.0
WR05	G	1.30	0.648	115.75	231.5	140.0-220.0
WR04		1.0922	0.5461	137.243	274.485	170.0-260.0
WR03	J	0.8636	0.4318	173.571	347.143	220.0-325.0
WR2.8		0.71	0.355	211.00	422.00	325.0-400.0
WR2.2		0.56	0.28	268.00	536.00	400.0-500.0

## ANNEXE B

### B.1. Présentation du logiciel de simulation HFSS



Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) 15.0 d'ANSYS Corporation est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis.

Il permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D.

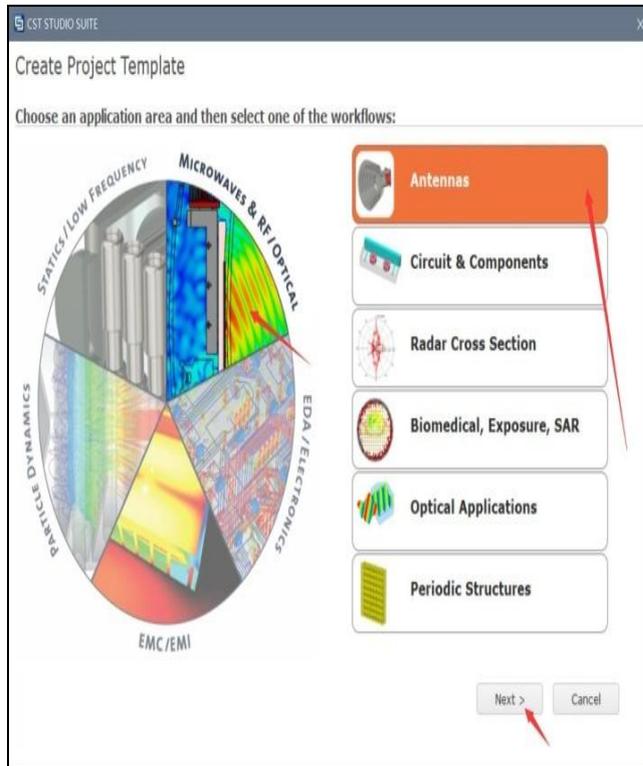
Le HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique d'une structure. Le simulateur possède des outils de post traitement pour une analyse plus détaillée. Il permet le calcul des :

- ✓ Quantités de base dans le champ proche et le champ lointain,
- ✓ Impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation,
- ✓ Les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique afin de générer une solution du champ électromagnétique. HFSS emploie la méthode des éléments finis. En général, cette méthode divise l'espace de résolution du problème en plusieurs milliers de régions plus petites et représente le champ dans chaque sous-région (élément) avec une fonction locale.

## ANNEXE C

### C.1. Le logiciel de simulation CST-MWS

#### C.1.1. Présentation du logiciel



Le CST MWS (Computer Simulation Technology Microwave Studio) est un outil spécialisé pour la simulation 3D EM de composante haute fréquence, il permet une analyse rapide et précise des appareils haute fréquence (HF) tels que les antennes, les filtres, les coupleurs, les structures planes et multicouches. Les utilisateurs de ce logiciel bénéficient d'une grande flexibilité pour aborder une large gamme d'applications grâce à la variété des technologies de solveurs disponibles celle du domaine temporel qui est largement utilisé et aussi du domaine fréquentiel.

Son fonctionnement est basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finité Intégration Technique). Cette méthode numérique fournit un arrangement spatial de discrétisation, applicable à des divers problèmes électromagnétiques, s'étendant du calcul des champs statiques aux applications hautes fréquences dans le domaine temporel ou fréquentiel. À la différence de la plupart des méthodes numériques, FIT discrétise spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Afin de résoudre ces équations numériquement, un domaine fini de calcul est défini.

#### C.1.2. Caractéristiques du logiciel CST Studio Suite

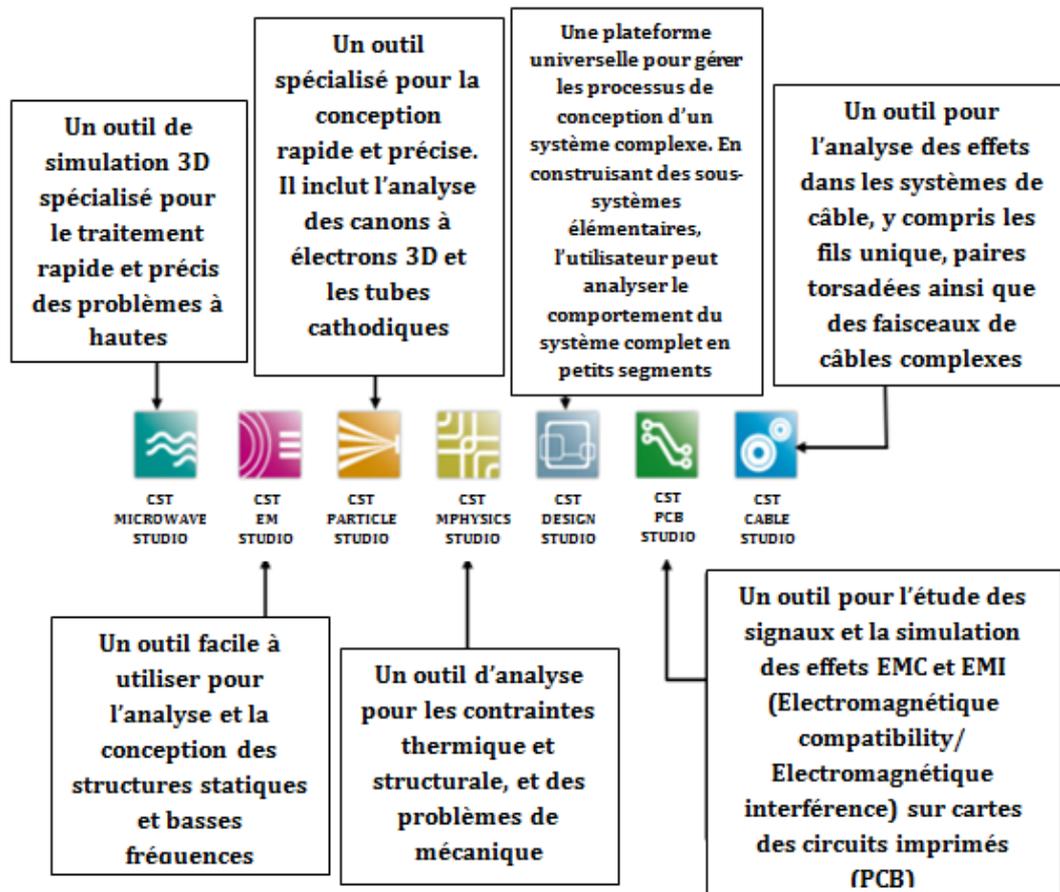
Le logiciel CST à plusieurs caractéristiques:

- ✓ La bonne mémoire technique et la rapidité.
- ✓ La structure peut être vue soit comme un schéma ou un modèle 3D.
- ✓ Une bonne base de données des matériaux.
- ✓ Très bonne performance en raison de rapprochement frontière parfaite (PBA : Perfect Boundary Approximation).

- ✓ Importation d'un ensemble de données du modèle humain visible ou d'autres ensembles de données.
- ✓ Interface utilisateur graphique basée sur Windows XP, Windows Vista, Windows 7 et Linux.
- ✓ L'importation de modèles 2D et 3D.

### C.1.3. Les modules d'exécution du logiciel CST

Ils existent plusieurs modules d'exécution sous le logiciel CST:



### C.1.4. Principales étapes pour la réussite d'une simulation

Les étapes nécessaires pour la réussite d'une simulation sont:

- ✓ Définir les unités ;
- ✓ Définir le matériau de base ;
- ✓ Modèle de la structure ;
- ✓ Définir la gamme de fréquence ;
- ✓ Définir les ports ;
- ✓ Définir les conditions aux limites et symétrie ;
- ✓ Début de simulation.

Après avoir défini ces paramètres, la simulation est apte à débiter

# Travaux Scientifiques

## Les Publications Internationales :

1. **Turkiya ABES**, Keltouma NOURI, Boubaker Seddik BOUAZZA, KADA BECHAREF , “Performance of a New Design Based on Substrate-Integrated Waveguide Slotted Antenna Arrays for Dual-Band Applications (Ku/K) », *Journal of Communications Software and Systems*, Volume:16, Numéro : 2, Pages: 131-142, Année: 2020, ISSN (E/P): 1846-6079, DOI : <https://doi.org/10.24138/jcomss.v16i2.972>, URL: <https://jcomss.fesb.unist.hr/index.php/jcomss/article/view/972>.
2. **ABES Turkiya**, NOURI Keltouma, BOUAZZA Boubakar Seddik , BECHAREF Kada, “Apple shape-slot SIW Antenna Optimization Using Back-propagation Artificial Neural Networks », *International Academy of Microwave And Optical Technology (IAMOT)*, Volume: 16, Numéro : 1, Pages: 10-17, Année:2021, ISSN (E/P): 1553-0396, DOI : IJMOT-2020-8-72003, URL: <https://www.ijmot.com/VOL-16-NO-1.aspx> .
3. **ABES Turkiya**, NOURI Keltouma, BOUAZZA Boubakar Seddik: "Artificial Neural Networks for the Design and Optimization of Different Performance Parameters of SIW Circular Sawtooth Antenna", *Radioelectronics and communications systems international journal* (Article accepté en cours de correction).

## Les Communications Internationals:

1. **ABES Turkiya**, NOURI Keltouma and JUNWU Tao: "*Design and Optimization of the Apple Shape-Slot SIW Antenna in K-Band via Artificial Neural Network*". International Conference Optics and Photonics Algeria Opal 2018 (May 5-7, Oran 2018) <https://fr.readkong.com/page/program-the-international-conference-opal-2627052?p=2>.
2. **ABES Turkiya**, NOURI Keltouma, BOUAZZA Boubakar Seddik and BECHAREF Kada, DAMOU Mehdi: "*Gain Enhancement of Microstrip Sawtooth Antenna Array based on Substrate-Integrated Waveguide Technology for Dual-Band Applications (Ku / K)*". The 6<sup>th</sup> International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, ISPA 2019, to be held in Mostaganem, Algeria, from *November 24 to 25, 2019*. DOI: [10.1109/ISPA48434.2019.8966817](https://doi.org/10.1109/ISPA48434.2019.8966817) Publisher: IEEE URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8966817/>
3. BECHAREF Kada , NOURI Keltouma, **ABES Turkiya**, "*Design of bandpass filters based on metamaterials*", International conference on advanced Electrical Engineering ICAEE 19, Algiers, Algeria, from *November 19 to 21 2019*. DOI: [10.1109/ICAEE47123.2019.9014678](https://doi.org/10.1109/ICAEE47123.2019.9014678) URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9014678>.
4. BECHAREF Kada, NOURI Keltouma, **ABES Turkiya**, “*Design of patch antennas based on metamaterials CSRRs*” International conference on advanced Electrical Engineering ICAEE 19, Algiers, Algeria, from *November 19 to 21 2019*. DOI: [10.1109/ICAEE47123.2019.9014741](https://doi.org/10.1109/ICAEE47123.2019.9014741) URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9014741>.
5. BECHAREF Kada ,NOURI Keltouma, **ABES Turkiya**, "*Enhanced Performance of Substrate Integrated Waveguide Bandstop Filter Based on Metamaterials SCSRRs*", the IEEE sixth international conference on the image and signal processing and their applications, Mostaganem, Algeria, from *November 24 to 25 2019*, DOI:[10.1109/ISPA48434.2019.8966811](https://doi.org/10.1109/ISPA48434.2019.8966811) ; Publisher: IEEE URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8966811>.

6. BECHAREF Kada ,NOURI Keltoum, **ABES Turkiya**, "*Application of Metamaterials for The Design of Antenna*", the IEEE sixth international conference on the image and signal processing and their applications, Mostaganem, Algeria, from *November 24 to 25 2019*.

DOI: [10.1109/ISPA48434.2019.8966859](https://doi.org/10.1109/ISPA48434.2019.8966859) Publisher: IEEE URL:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8966859>