

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

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

**En** : Télécommunication

**Spécialité** : Système de télécommunication

**Par** :

OUEDDANE Feyza

RABAH Smain Fayçal

**Sujet**

**Conception d'un filtre large bande combinant un guide d'onde intégré au substrat et un résonateur à anneau fendu Complémentaire**

Soutenu publiquement, le 24 / 06 /2019, devant le jury composé de :

Mr. Irid Mohammed	Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen	Président
Mme. Bousalah Fayza	Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen	Examinatrice
Mme. Benmostefa Naima	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Encadreur

# **Remerciements**

*Nous tenons tout d'abord à remercier ALLAH le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.*

*La construction de ce mémoire n'aurait été possible sans l'intervention de certaines personnes. Qu'elles trouvent ici l'expression de mes plus sincères remerciements pour leurs précieux conseils.*

*En tout premier lieu, nous remercions vivement notre encadreur Madame **BENMOSTEFA Naima** maitre de conférences classe (A) à l'Université de Tlemcen pour avoir accepté de diriger ce mémoire, pour tout le soutien, l'aide, l'orientation, la patience, la guidance qu'elle nous a apporté ainsi que pour ses précieux conseils et ses encouragements lors de la réalisation de notre travail. Qu'elle trouve dans ce travail un hommage vivant à sa haute personnalité.*

*Nous remercions chaleureusement monsieur **IRID Mohammed** maitre de conférences classe (B) à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail en présidant le jury, et Madame **BOUSALAH Fayza** maitre de conférences classe (B) à l'Université de Tlemcen pour accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.*

*On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragées au cours de la réalisation de ce mémoire.*

*Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les professeurs qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.*

*Enfin, on remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes adorables chers parents que dieu les protège en signe de leur grand amour et leur dévouement pour mon bonheur.*

*A ma chère grande mère.*

*A mes très cher frères.*

*A mes très chères sœurs.*

*A mes oncles et leurs femmes.*

*A tous mes amis qui m'ont entouré de leurs aides, soutien et amour dans les moments difficiles.*

*A mon binôme Smain et sa famille.*

*A tous les amies que j'ai connue et que je n'ai pue citer mais qui resteront toujours dans mon cœur*

*A ma chère amie et sœur Meryem.*

*Enfin, à tous ceux qui m'ont soutenu de loin ou de prêt.*

***Feyza***

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes adorables chers parents que dieu les protège en signe de leur  
grand amour et leur dévouement pour mon bonheur.*

*A mes très cher frères.*

*A mes très chères sœurs.*

*A mes oncles et leurs femmes.*

*A tous les cousins et les cousines.*

*A tous mes amis qui m'ont entouré de leurs aides, soutien et amour  
dans les moments difficiles.*

*A mon binôme Feyza et sa famille.*

*A tous les amies que j'ai connue et que je n'ai pue citer mais qui  
resteront toujours dans mon cœur .*

*Enfin, à tous ceux qui m'ont soutenu de loin ou de prêt.*

***Smain***

## RÉSUMÉ

Les développements récents des systèmes de micro-ondes sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert de données. Ce système nécessite des substrats diélectriques à faible pertes, faible coût où leur intégration est facile, ce qui peut être assuré par la technologie SIW. De l'autre, les métamatériaux qui sont utilisés pour la réalisation des dispositifs des télécommunications, sont caractérisés par un indice négatif dans une certaine bande de fréquence. Dans notre cas, nous allons optés pour les résonateurs à anneau fendu (CSRR) qui sont introduits pour une utilisation intensive dans les structures planaires.

L'objectif de notre travail est de réaliser la combinaison entre ces deux nouvelles technologies afin de concevoir des filtres large bande SIW/CSRR en assurant une meilleure performance de transmission. Donc, pour atteindre cet objectif, nous allons utiliser le HFSS comme logiciel de simulation.

### Mots clés :

Micro-onde, SIW, Métamatériaux, large bande, CSRR, simulation, HFSS.

### المخلص

تتميز التطورات الحديثة في أنظمة الميكروويف بارتفاع معدلات نقل البيانات. إذ يتطلب هذا النظام ركائز عازلة منخفضة التكلفة ومنخفضة التسربات حيث يكون دمجها سهلاً ، والذي يمكن ضمانه بواسطة تقنية SIW.

من ناحية أخرى ، يتم استخدام المواد الفوقية لتحقيق أجهزة الاتصالات السلكية واللاسلكية، التي تتميز بمؤشر سالب في نطاق تردد معين. في دراستنا، سنختار رنانات الحلقة المقسمة (CSRRs) التي يتم تقديمها للاستخدام المكثف في الهياكل المستوية.

الهدف من عملنا هو تحقيق الدمج بين هاتين التقنيتين الجديدتين من أجل تصميم مرشحات النطاق العريض SIW / CSRR من خلال ضمان أداء نقل أفضل. لتحقيق هذا الهدف ، سوف نستخدم نظام HFSS كبرنامج محاكاة.

### كلمات البحث:

الميكروويف ، SIW ، المواد الفوقية ، النطاق العريض ، CSRR ، المحاكاة ، HFSS

## ABSTRACT

Recent developments in microwave systems are characterized by high data transfer rates. This system requires low loss, low cost dielectric substrates where their integration is easy, which can be ensured by SIW technology. On the other hand, metamaterials are used for the realization of telecommunication devices, are characterized by a negative index in a certain frequency band. In our case, we will opt for split ring resonators (CSRRs) which are introduced for intensive use in planar structures

The objective of our work is to achieve the combination of these two new technologies in order to design SIW / CSRR broadband filters by ensuring a better transmission performance. So, to achieve this goal, we will use the HFSS as a simulation software.

### **Keywords :**

Microwave, SIW, Metamaterials, Broadband, CSRR, simulation, HFSS.

# **SOMMAIRE**

# SOMMAIRE

Résumé	I
Sommaire	IV
Liste des figures	VIII
Liste des tableaux	XIII
Glossaire des termes techniques	XV
Introduction générale	1
Chapitre I : LA TECHNOLOGIE SIW	
I.1. Introduction	4
I.2. Technologies volumiques et planaires	4
I.2.1. Technologies volumiques	5
I.2.1.1. Guide d'onde rectangulaire	5
I.2.1.1.a. Etude des modes TE	7
I.2.1.1.b. Etude des modes TM	9
I.2.1.2. Guide d'onde circulaire	9
I.2.2. Technologies planaires	10
I.2.2.1. Ligne micro-ruban	10
I.2.2.2. Ligne coplanaire	13
I.3. Technologie SIW	14
I.3.1. Principe de fonctionnement	15
I.3.2. Règles et conception des guides d'ondes rectangulaire SIW	16
I.3.3. Adaptation du guide d'ondes en technologies SIW	19
I.3.3.1. Transition planaire SIW	19
I.4. Exemple de circuit SIW	21
I.4.1. Circuit passif SIW	21
I.4.2. Circuit actif SIW	22
I.5. Conclusion	23
Chapitre II : LES METAMATERIAUX	
II.1. Introduction	25
II.2. Définition des métamatériaux	25
II.3. Classification des Métamatériaux	26



## SOMMAIRE

---

II.4. Caractéristiques générales des Métamatériaux	27
II.4.1. Approche de Veselago	27
II.4.1. 1. L'inversion de l'effet doppler	29
II.4.1. 2. L'inversion de la loi de Snell-Descartes	30
II.4.2. Vecteur de poynting	31
II.4.3. Réfraction négative	31
II.4.4. Permittivité négative	32
II.4.5. Perméabilité négative	33
II.5. Principe et propriété des métamatériaux	34
II.5.1. Fils métalliques minces	34
II.5.2. Structures "Swiss Roll"	35
II.5.3. Résonateur en anneaux fendus (SPLIT RING RESONATOR)	36
II.5.4. Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « CSSR »	38
II.6. Les avantages de l'application des métamatériaux	39
II.7. Conclusion	40
Chapitre III : Modélisation des filtres par SIW	
III.1. Introduction	42
III.2. Fonction de filtrage	42
III.3. Filtre passe-bande	43
III.3.1. Caractéristiques	44
III.3.2. Matrice S du quadripôle	45
III.3.3. Fonction de transfert	47
III.4. Principes de filtrage micro-onde	48
III.5. Application	50
III.5.1. Bande de fréquence	50
III.5.2. Conception semi fente circulaire charge de FPB basé sur SIW	51
III.5.2.1. La structure du SIW FPB pour une adoption du nœud papillon	51
III.5.2.2. SIW-FPB cavité SIW avec des extrémités en micro-ruban	53
III.5.2.3. Combinaison entre SIW et FPB avec deux CSR	55
III.5.2.4. Couplage SIW-FPB avec 6 CSRR	57

## SOMMAIRE

---

III.6 Conclusion	58
Chapitre IV : CONCEPTION DE FILTRES SIW/CSRR	
IV.1. Introduction	60
IV.2. Conception d'un guide SIW	60
IV.2.1. Filtre passe bande SIW basé sur CSRR carrée	62
IV.2.2. Filtre passe bande SIW basée sur trois CSRR carrés	68
IV.2.3. Filtre passe bande SIW basée sur des cellules CSRR à double anneau carré	70
IV.2.4. Filtre passe bande SIW basée sur trois cellules CSRR à double anneau carré	73
IV.2.5. Filtre passe bande SIW basé sur CSRR circulaire	74
IV.2.6. Filtre passe bande SIW basée sur trois CSRR circulaire	80
IV.2.7. Filtre passe bande SIW basée sur une cellule CSRR à double anneau circulaire	82
IV.2.8. Filtre passe bande SIW basée sur trois cellules CSRR à double anneau circulaire	83
IV. Conclusion	87
Conclusion Générale	88
Bibliographie	91
Résumé	

# **LISTE DES FIGURES**

## **Liste des figures**

### *Chapitre I : LA TECHNOLOGIE SIW*

**Figure I.1 :** Guide d'onde rectangulaire.

**Figure I.2 :** Ordre d'apparition des modes  $TE_{mn}$  dans un guide d'onde rectangulaire.

**Figure I.3 :** Guide d'onde circulaire.

**Figure I.4 :** Ligne micro-ruban.

**Figure I.5 :** Vue d'une ligne micro-ruban et de ses lignes de champs électrique et magnétique.

**Figure I.6 :** Une ligne micro-ruban avec son modèle fixe.

**Figure I.7 :** Ligne coplanaire.

**Figure I.8 :** Structure d'un guide d'ondes intégré dans un substrat SIW.

**Figure I.9 :** Guide d'onde rectangulaire équivalent et le RSIW.

**Figure I.10 :** Guide d'ondes SIW avec transition coplanaire (taper).

**Figure I.11 :** Lignes de champs a) dans une ligne micro-ruban b) dans un guide d'ondes rectangulaire.

**Figure I.12 :** Exemple de filtre SIW à cavités rectangulaires (a) et circulaires (b)

**Figure I.13 :** Exemples des circuits passifs SIW : a) Filtre passe-bande SIW : b) Coupleur SIW, c) Duplexeur SIW.

**Figure I.14 :** Exemples des circuits actifs SIW : a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW.

### *Chapitre II : LES METAMATERIAUX*

**Figure II.1 :** Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et de leur perméabilité  $\mu$ .

**Figure II.2 :** Diagramme permittivité( $\epsilon$ ), perméabilité( $\mu$ ) et indice de réfraction( $n$ ).

**Figure II.3 :** Représentation du trièdre de vecteur. (a) Milieu main droite.(b) Milieu main gauche.

**Figure II.4 :** Effet Doppler.

## **LISTE DES FIGURES**

---

**Figure II.5 :** Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface de deux milieux de même main.

**Figure II.6 :** Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface de deux milieux de mains différentes.

**Figure II.7 :** La permittivité en fonction de la fréquence.

**Figure II.8 :** SRR carré et anneau avec doublé.

**Figure II.9 :** Les fils métalliques qui donnent le constant diélectrique négatif.

**Figure II.10 :** La structure Swiss role (a) vue de face et (b) vue de profile.

**Figure II.11 :** Les géométries planaires des cellules unitaires d'un résonateur d'anneaux fendus ;a) structure de circulaire ; b) structure carrée.

**Figure II.12 :** Représentation d'un résonateur split-ring (SRR)et son circuit équivalent.

**Figure II.13 :** La perméabilité effective en fonction de la fréquence.

**Figure II.14 :** a)Géométrie du CSRR [15].b) Représentation d'une complémentaires résonateur split-ring (CSRR) et son modèle de circuit équivalent.

### *Chapitre III : Modélisation des filtres par SIW*

**Figure III.1 :** Gabarit des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d).

**Figure III.2 :** Gabarit du filtre passe-bande prototype.

**Figure III.3 :** Gabarit en amplitude d'un filtre passe –bande.

**Figure III.4 :** Représentation du filtre par un quadripôle.

**Figure III.5 :** Graphe de fluence d'un quadripôle.

**Figure III.6 :** Principes de filtrage passe bande.

**Figure III.7 :** Vue de face du FPB avec deux fentes semi-circulaires.

**Figure III.8 :** Réponses simulées S11 et S21 du FPB proposé avec r comme paramètre.

**Figure III.9 :** Réponses simulées S11 et S21 du FPB avec r=5.

**Figure III.10 :** structure SIW-FPB avec fentes semi-circulaires de rayon r.

**Figure III.11 :** Réponses simulées S11 et S21du SIW-FPB proposé avec r = 2,5mm.

**Figure III.12 :** couplage SIW-FPB aux CSRR.

## **LISTE DES FIGURES**

---

**Figure III.13 :** Réponses simulées S11 et S21 du couplage SIW-FPB proposé avec les CSRR.

**Figure III.14 :** Couplage SIW-FPB avec 6 CSRR circulaire.

**Figure III.15 :** Réponses simulées S11 et S21.

### **CHAPITRE IV : Conception de Filtres SIW/CSRR**

**Figure IV.1 :** Guide SIW avec transition coplanaire (taper).

**Figure IV.2 :** La réponse fréquentiel de guide intégrer au substrat avec adaptation.

**Figure IV.3 :** SIW avec CSRR simple anneau carré.

**Figure IV.4 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b) de transmission S21 pour différentes valeurs de « A ».

**Figure IV.5 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b) de transmission S21 pour différentes valeurs de « W<sub>siw</sub> ».

**Figure IV.6 :** La réponse fréquentiel pou  $w_{Taper} = 5.2\text{mm}$  et  $l_{Taper} = 14\text{mm}$

**Figure IV.7 :** La réponse fréquentiel pour  $w_{Taper} = 2.2\text{mm}$  et  $l_{Taper} = 5.5\text{mm}$

**Figure IV.8 :** SIW avec 3 cellules CSRRS carrée.

**Figure IV.9 :** La réponse fréquentiel pour SIW avec 3 CSRR

**Figure IV.10 :** Guide SIW à doubles anneaux carrés CSRR

**Figure IV.11 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b) de transmission S21 pour différentes valeurs de « A ».

**Figure IV.12 :** SIW avec trois cellules CSRR à double anneau carré.

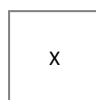
**Figure IV.13 :** Résultats SIW avec 3 CSRR cellules CSRR à double anneau carré.

**Figure IV.14 :** Guide SIW avec CSRR circulaire simple anneau.

**Figure IV. 15 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et de (b) transmission S21, pour différentes valeurs de « r ».

**Figure IV.16 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b) de transmission S21 pour différentes valeurs de « W<sub>siw</sub> ».

**Figure IV.17 :** La réponse fréquentiel pou  $w_{Taper} = 5.2\text{mm}$  et  $l_{Taper} = 14\text{m}$



**Figure IV.18** : La réponse fréquentiel pour  $w_{Taper}=2.2\text{mm}$  et  $l_{Taper}=5.5\text{mm}$ .

**Figure IV.19** : Filtre passe-bande SIW basé sur trois cellules CSRR à anneau unique et circulaire.

**Figure IV.20** : SIW avec 3 CSRR.

**Figure IV.21** : Guide SIW à doubles anneaux circulaire CSRR.

**Figure IV.22** : Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b)de transmission S21 Pour différentes valeurs de « r ».

**Figure IV.23** : Filtre passe-bande SIW basé sur trois cellules CSRR à double anneau circulaire.

**Figure IV.24** : SIW avec 3 cellules CSRR double.

# **LISTE DES TABLEAUX**



**Liste des tableaux**

*Chapitre III : Modélisation des filtres par SIW*

**Tableau III.1** : Bandes des fréquences

**Tableau III.2** : les dimensions de la structure proposée

*CHAPITRE IV : Conception de Filtres SIW/CSRR*

**Tableau IV.1** : Paramètres caractéristiques de la structure SIW

**Tableau IV.2** : Dimensions du filtre Passe bande SIW avec CSRR carrée

**Tableau IV.3** : les différentes valeurs de longueur du côté du carré "A"

**Tableau IV.4** : Diamètres de  $w_{siw}$

**Tableau IV.6** : Dimensions du filtre Passe bande SIW

**Tableau IV.5** : Dimensions de taper

**Tableau IV.6** : Dimensions du filtre Passe bande SIW

**Tableau IV.7** : Dimensions pour les 3 CSRR

**Tableau IV.8** : les différentes valeurs de la longueur "A"

**Tableau IV.9** : Dimensions pour les 3 CSRR

**Tableau IV.10** : les différentes valeurs de rayon "r"

**Tableau IV.11** : Diamètres de  $w_{siw}$

**Tableau IV.12** : Dimensions de taper

**Tableau IV.13** : Dimensions pour les 3 CSRR

**Tableau IV.14** : les différentes valeurs valeur r

**Tableau IV.13** : Diamètre pour les 3 CSRR

# **GLOSSAIRE DES TERMES TECHNIQUES**

**Glossaire des termes techniques**

SIW : Substrate Integrated Waveguide

RSIW : Rectangular Substrate Integrated Waveguide

HFSS : High Frequency Simulation Software

TE : Transverse électrique.

TM : Transverse Magnétique.

TEM : Transverse Electrique Magnétique

DPS : Double Positive.

MMD : Matériaux Main Deroite.

MMG : Matériaux Main Gauche.

ENG : Electrical Negative.

MMD : Matériaux Main Deroite.

MMG : Matériaux Main Gauche.

MMT : Métamatériaux.

MNG : Magnetic Negative.

LHM : Left Hand materal.

RH : Right Hand.

SRR : Split Ring Resonator

CSRR : Complementary Split Ring Resonator

SRR : Split Ring Resonator

### Glossaire des symboles

$\mu$  : Perméabilité.

$\vec{H}$  : Vecteur champ magnétique.

$\vec{E}$  : Vecteur champ électrique.

$\vec{K}$  : Vecteur d'onde.

$\varepsilon$  : Permittivité.

$\omega$  : Pulsation angulaire.

$a$  : L'atténuation.

$\beta_g$  : Constante de propagation.

$K$  : La constante de propagation.

$C$  : La vitesse de la lumière.

$\lambda$  : Longueur d'onde.

$f_c$  : La fréquence de coupure.

$\lambda_g$  : La longueur d'onde du guide.

$W$  : La largeur du ruban.

$h$  : La hauteur du substrat.

$\varepsilon_r$  : Le constant diélectrique du substrat

$p$  : La densité volumique de charge électrique.

$n$  : Indice de réfraction.

$\vec{p}$  : Vecteur de Poyntin.

$\rho$  : La densité d'électron.

$S_{11}$  : Coefficient de réflexion.

$S_{21}$  : Coefficient de transmission.

$\vec{E}$  : Vecteur champ électrique.

$\vec{H}$  : Vecteur champ magnétique.

$\vec{p}$  : Vecteur de Poynting.

$n$  : Indice de réfraction.

$V_g$  : Vitesse de groupe.

$V_\phi$  : Vitesse de phase.

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

### INTRODUCTION GENERALE

Le domaine fréquentiel micro-onde est très largement employé par les réseaux de télécommunication. L'utilisation optimale du spectre de fréquence impose une sélectivité des canaux très importante, ceci a permis une augmentation très importante du nombre d'utilisateurs du spectre de fréquences.

Dans le cadre de l'essor des télécommunications, il est nécessaire de développer de nouveaux composants de plus en plus performants afin de permettre l'augmentation du nombre et de la qualité des services offerts. Et pour cela les tendances sont consacrées à trouver des nouvelles technologies pour accélérer la vitesse de transmission. Dans ce présent mémoire nous allons étudier deux nouvelles technologies : Les GUIDES D'ONDES INTÉGRÉS AU SUBSTRAT (GIS) dite la technologie SIW « Substrate Integrated Waveguide », et « les métamatériaux ».

La technologie SIW est un des candidats potentiels permettant de fabriquer des filtres de petite taille, à des faibles coûts tout en minimisant le taux de perte et qui sont facilement intégrables dans les systèmes planaires. Comme cette technologie est relativement récente, de nombreux chercheurs sont en cours de concevoir et de réaliser des composants SIW en guide d'ondes rectangulaires qui sont très utilisés dans les systèmes de télécommunications. Dans la suite de cette étude, nous allons modéliser les différentes topologies de filtre passe bande en guides d'ondes et SIW afin de renforcer la maîtrise de cette nouvelle technologie.

Les métamatériaux, sont des matériaux artificiels assemblés d'une manière d'obtenir des propriétés optiques qui ne sont présentes nulle part dans les matériaux naturels. De nombreuses applications sont envisageables, certaines dépassent ce que l'on pourra imaginer, ce que nous pousse à s'inquiéter de l'avenir de cette technologie. Dans ce qui suit, nous allons détailler les différentes propriétés révolutionnaires des métamatériaux qui permettent la manipulation des ondes.

Ce présent mémoire vise à montrer l'importance et l'utilité de la combinaison des deux technologies, la SIW et les métamatériaux, où il s'agit de concevoir des

éléments de faible coût et de haute performance qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications.

Ce rapport est organisé comme suit :

Le premier chapitre sera consacré d'abord à la présentation générale de la technologie volumique, planaire et nous allons s'intéresser beaucoup plus à la technologie émergente SIW. Par la suite, nous allons détailler la théorie de couplage des cavités SIW et leur transition vers une ligne micro-ruban.

Dans le second chapitre, nous listerons les théories, les principes et les propriétés nécessaires pour la conception des métamatériaux. Enfin, nous citerons les différents domaines d'application des métamatériaux.

Le troisième chapitre, où nous présenterons la théorie des filtres dans un premier lieu, après nous présenterons l'étude relative au concept d'une fente semi circulaire chargée de BPF basé sur le SIW.

Le dernier chapitre, sera consacré à la conception des filtres passe bande SIW basé sur CSRR circulaire et carré. Les filtres passe bande proposés, de petite taille et de profils bas, montrent des résultats intéressants dans la bande souhaitée avec la perte de retour et la perte d'insertion à des fréquences données. Une discussion des résultats sera donnée à la fin du même chapitre.

Enfin, nous allons terminer ce travail avec une conclusion.

# **CHAPITRE I**

## **LA TECHNOLOGIE SIW**



## I.1. INTRODUCTION

Le domaine des micro-ondes (hyperfréquences), qui sont basées sur les structures planaires, a connu depuis ces dernières années une forte demande. C'est la raison pour laquelle la technologie planaire a été beaucoup plus développée et évoluer en réalisant des circuits planaires intégrés de faible coût de fabrication. Mais la réussite de cette réalisation reste très difficile lorsque nous utilisons les guides d'ondes rectangulaires, et cela revient à la structure volumineuse de ces ondes. D'où l'apparition d'une nouvelle technologie hybride émergente, appelée Substrate Integrated Waveguide (SIW) qui répond aux contraintes de la conception des composants micro-ondes. Cette technologie est dite hybride car elle associe des techniques volumiques et des techniques planaires au même temps.

Le concept SIW emporte un grand intérêt puisqu'il permet l'intégration des guides d'ondes au substrat, en remplaçant les parois latérales métalliques du guide classique par deux rangées de tiges métalliques. La distribution du champ électrique dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide rectangulaire classique. Les guides rectangulaires en technologie SIW (notés RSIW) ont les caractéristiques identiques à celles des guides d'ondes classiques remplis de diélectrique, de même hauteur  $h$  mais de largeur équivalente  $W_{eq}$  [1] [2]. Il était nécessaire d'adapter le RSIW à ces deux extrémités par des transformateurs d'impédance en ligne micro-ruban conique.

Dans ce chapitre, en premier temps, nous allons introduire les notions des technologies volumiques et planaires, qui sont les plus couramment utilisées dans la conception de filtre hyperfréquence. Ensuite, nous allons nous intéresser à la technologie SIW. Où nous allons commencer d'abord par citer les règles et expliquer la conception des guides d'ondes SIW, ainsi leur transition vers une ligne micro-ruban.

Finalement, nous allons lister quelques exemples de circuit SIW.

## I.2. Technologies volumiques et planaires

De nombreuses technologies et techniques sont utilisées pour la réalisation des filtres. Nous distinguons deux grandes familles de technologie : la technologie volumique et la technologie planaire. Nous verrons qu'il en dérive une troisième famille, que nous appellerons

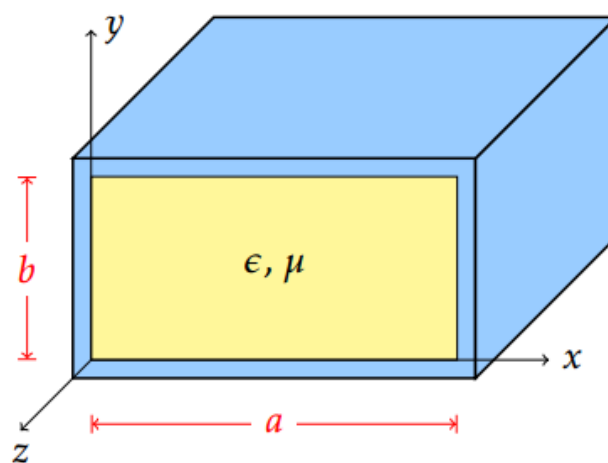
hybride puisqu'elle regroupe certaines caractéristiques des deux premières familles. En d'autres termes, il s'agit de la technologie SIW que nous décrirons plus en détails.

### I.2.1. Technologies volumiques

Les technologies volumiques se basent sur l'utilisation de guides d'ondes (rectangulaires, circulaires, coaxiaux, résonateurs diélectriques ou cavités métalliques) pour réaliser les filtres. Les filtres à base volumique présentent une meilleure stabilité thermique si nous les comparons aux filtres planaires et aussi ils tolèrent les signaux de fortes puissances. Grâce à un fort coefficient de qualité à vide, leurs réponses, en plus d'être très sélective dans la bande et avec de fortes réjections en dehors, présente très peu de pertes d'insertion [3]. Les guides d'ondes rectangulaires et les guides d'ondes circulaires sont les deux types les plus connus.

#### I.2.1.1. Guide d'onde rectangulaire

Le guide rectangulaire est l'un des premiers types de lignes de transmission utilisés pour transporter des signaux hyperfréquences. Plusieurs composants, tels que des coupleurs, des détecteurs, ou des atténuateurs sont disponibles commercialement pour des fréquences de 1GHz à plus de 220 GHz. Bien que les circuits hyperfréquences soient de plus en plus miniaturisés, les guides rectangulaires sont encore utilisés à cause de leur capacité à transporter de grandes puissances. [3]



**Figure I.1 :** Guide d'onde rectangulaire.

La figure (I.1) montre un exemple de guide rectangulaire. Nous supposons que le guide est rempli d'un diélectrique ayant une permittivité et une perméabilité  $\mu$ . Par convention, le coté le plus long du guide est sur l'axe  $x$ , ce qui donne  $a > b$ .

Les équations de Maxwell qui régissent le champ électromagnétique dans ce guide, s'écrivent :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (\text{I.1})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{div} \vec{E} = 0 \quad (\text{I.3})$$

$$\text{div} \vec{H} = 0 \quad (\text{I.4})$$

La manipulation de ces équations permet de déduire les équations de propagation des deux champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$ , soient :

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{E} = 0 \quad (\text{I.5})$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{H} = 0 \quad (\text{I.6})$$

La pulsation de l'onde est :

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{I.7})$$

Les solutions des équations de propagation (I.5) et (I.6), suivant l'axe  $oz$  d'une onde électromagnétique, peuvent être écrites dans le système des coordonnées cartésiennes en fonction des composantes transversales suivant  $ox$  et  $oy$ .

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.8})$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.9})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta_g \quad (\text{I.10})$$

$\alpha$  et  $\beta_g$  représentent respectivement l'atténuation et la constante de propagation longitudinale calculée comme suit :

$$\beta_g = \sqrt{\left(\frac{\omega}{v}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.11})$$

$$K^2 = \omega^2 \epsilon \mu \quad (\text{I.12})$$

$K$  est la constante de propagation dans le milieu diélectrique dans lequel se propage l'onde à la vitesse  $v$  donnée par :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r \epsilon_0 \mu_0}} \tag{I.13}$$

$$\text{Avec : } c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3.10^8 \text{ m/s} \tag{I.14}$$

Les équations (I.8) et (I.9) injectées respectivement dans (I.5) et (I.6) donnent :

$$\nabla_t^2 \vec{E} + (k^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \tag{I.15}$$

$$\nabla_t^2 \vec{H} + (k^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \tag{I.16}$$

$\nabla_t^2$  traduit le Laplacien transverse déduit de  $\nabla_t^2 = \nabla^2 - \frac{\partial^2}{\partial z^2}$

$$\text{Avec : } K_c^2 = k^2 + \gamma^2 \tag{I.17}$$

Nous retrouvons trois types de mode de propagation pour un guide d'onde rectangulaire :

- ❖ L'onde transverse électrique TE caractérisée par  $E_z = 0$  et  $H_z \neq 0$ .
- ❖ L'onde transverse magnétique TM caractérisée par  $H_z = 0$  et  $E_z \neq 0$ .
- ❖ L'onde hybride caractérisée 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.

La formule de fréquence de coupure  $f_c$  de tous les modes pour un guide d'onde rectangulaire est donnée par :

$$f_c = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_f}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \tag{I.18}$$

**I.2.1.1.a. Etude des modes TE**

Dans le cas de propagation des modes TE où  $E_z=0$  et  $H_z \neq 0$ . La solution  $H_z$  s'écrit sous la forme :

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \tag{I.19}$$

$$\text{Avec : } K_c^2 = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{I.20}$$

A partir de ces relations nous pouvons déterminer toutes les composantes des modes TE existant dans le guide d'ondes rectangulaire, c'est à dire des modes  $TE_{mn}$  avec  $(m, n \in \mathbb{N}^+)$  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 :

$$E_x(x, y) = H_0 \frac{J\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.21})$$

$$E_y(x, y) = -H_0 \frac{J\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.22})$$

$$E_z(x, y) = 0 \quad (\text{I.23})$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.24})$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.25})$$

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.26})$$

$$K_c^2 = \left(\frac{\omega}{v}\right)^2 + \gamma^2 \quad (\text{I.27})$$

L'ordre d'apparition d'un mode  $TE_{mn}$  dans un guide d'onde rectangulaire est obtenu à partir de la connaissance de sa fréquence de coupure, exprimée par :

$$f_c = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r\mu_f}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.28})$$

Cette fréquence de coupure dépend non seulement du diélectrique qui se trouve dans le guide rectangulaire mais également des dimensions  $a$  et  $b$  de ce guide. Le mode, pour lequel la fréquence de coupure est la plus basse, est nommé mode dominant, si  $a > b$  alors le mode dominant d'un guide d'onde rectangulaire vide est le  $TE_{10}$  avec

$$f_c = \frac{c}{2a}$$

Le classement des modes comme le montre la figure (I.2) est obtenue à partir du calcul des fréquences de coupure  $f_{cmn}$ . [4]

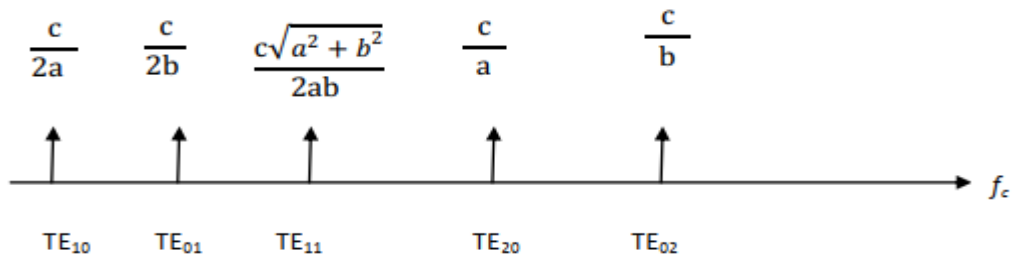


Figure I.2 : Ordre d'apparition des modes TE<sub>mn</sub> dans un guide d'onde rectangulaire.

I.2.1.1.b. Etude des modes TM

Les ondes TM sont caractérisées par  $H_z = 0$  et  $E \neq z$ , telle que le champ magnétique seulement est orthogonal à l'axe de propagation :

$$(\vec{H} \perp \vec{Z})$$

Le mode TM possède la même constante de propagation et la même fréquence de coupure que le mode TE. Cependant, les modes TM<sub>00</sub>, TM<sub>10</sub> et TM<sub>01</sub> n'existent pas. Le plus bas mode TM qui se propage est TM<sub>11</sub>.

I.2.1.2. Guide d'onde circulaire

Le guide d'onde circulaire est un tube cylindrique supportant et des ondes TE et des ondes TM. Le mode de fonctionnement est semblable à celui du guide rectangulaire. Cependant, la rigidité d'une telle structure est difficile à assurer, et ce type de guide d'onde est moins utilisé en pratique.

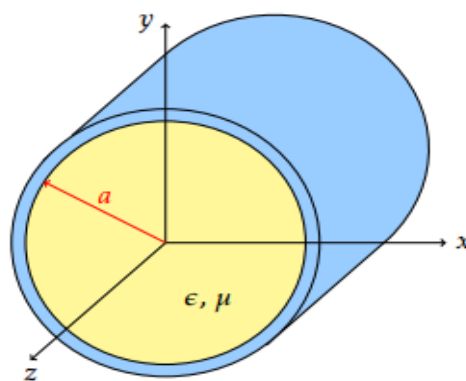


Figure I.3 : Guide d'onde circulaire.

## I.2.2. Technologies planaires

Les technologies planaires sont complémentaires aux technologies volumiques. Là où ces dernières peinent à cause de leur encombrement et poids trop important, ou à cause de leur mauvaise connectivité, les technologies planaires répondent favorablement à ces critères.

Elles sont par ailleurs adaptées aux productions de masse, et donc à la réduction des coûts. Ces qualités ont un prix qui se paye par des puissances admissibles limitées au Watt.

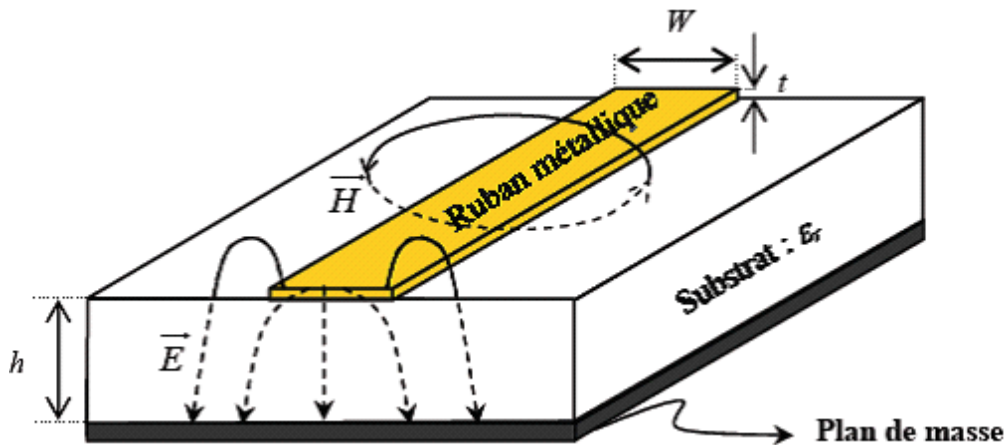
Le principe de cette technologie est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques, métallisé sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, citons l'exemple du micro-ruban, du coplanaire ou de la tri plaque.

### I.2.2.1. Ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban [5], présentée dans la figure (I.4), est l'une des structures de guidage pour circuits microondes parmi les plus connues, utilisée en micro-électronique pour confectionner des circuits planaires (miniaturisation) réalisant des fonctions données. Elle est constituée d'un plan de masse parfaitement conducteur sur lequel est déposé un substrat diélectrique dont sa surface supérieure est le siège d'un ruban conducteur. Le substrat est caractérisé par sa permittivité et son épaisseur  $h$  tandis que le ruban est caractérisé par son épaisseur  $t$  et sa largeur  $W$ . La figure (I.5) représente une ligne micro-ruban et ses lignes de champs électrique et magnétique.



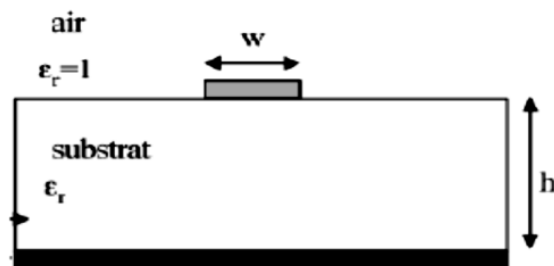
**Figure I.4 :** Ligne micro-ruban.



**Figure I.5 :** Vue d'une ligne micro-ruban et de ses lignes de champs électrique et magnétique.

Ainsi pour simplifier l'analyse, une ligne micro-ruban peut être remplacée par une ligne homogène équivalente, figure (I.6), entouré d'un milieu diélectrique de permittivité effective établi à partir des paramètres :

- $w$ : la largeur du ruban.
- $h$ : la hauteur du substrat.
- $\epsilon_r$ : le constant diélectrique du substrat.



**Figure I.6 :** Une ligne micro-ruban avec son modèle fixe.

Le champ électromagnétique est guidé dans le substrat, entre le plan de masse et la ligne. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure ne supporte pas une onde TEM (Transverse Electro Magnétique) pure. Parce que les lignes de champ entre les deux couches conductrices ne sont pas localisées uniquement dans le diélectrique, mais se perdent également dans l'air (Composante longitudinale non nulle), nous avons alors des modes hybrides. Le mode fondamental de cette structure est alors un mode hybride qui peut être assimilé à un



mode TEM dans sa gamme des fréquences basses. Il est appelé mode quasi-TEM. Afin de simplifier l'étude de cette structure, la notion de ligne effective a été introduite. Elle consiste à rechercher une modélisation équivalente par une ligne à diélectrique homogène illimité dont la permittivité (effective) est liée aux différents milieux constituant la ligne.

Lors de l'étude des lignes micro-rubans, l'analyse consiste à déterminer à partir des paramètres physiques (dimensions et permittivité), la permittivité effective et la largeur effective nécessaires à la détermination de l'impédance caractéristique de la ligne, et de remplacer la structure réelle par un diélectrique homogène de permittivité (I.29) et la largeur du ruban par une largeur effective (I.30).

L'impédance caractéristique, établie par Wheeler [5], est donnée par la relation (I.31). La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban ne peut se faire que si nous déterminons la permittivité effective et la largeur de la ligne.

Le constant diélectrique effectif :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \tag{I.29}$$

La largeur effective du ruban :

$$\frac{w_{eff}}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} \frac{1.25 t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t}\right) & \text{si: } \frac{w}{h} < \frac{1}{2\pi} \\ \frac{w}{h} \frac{1.25 t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) & \text{si: } \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \tag{I.30}$$

L'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_c = \begin{cases} \frac{z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{w_{eff}} + \frac{w_{eff}}{4h} \right) & \text{si: } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left( \frac{w_{eff}}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w_{eff}}{4h} + 1.444 \right) \right)^{-1} & \text{si: } \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \tag{I.31}$$

$$z_0 = 120\pi \tag{I.32}$$

La synthèse de la ligne micro-ruban par la méthode de Wheeler, permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne (I.33) - (I.35) pour une impédance caractéristique donnée.

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{4}{e^{k_1} - 2} e^{-k_1} & \text{si: } \frac{w}{h} \leq 2 \\ \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left( \ln(k_2 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (k_2 - 1 - \ln(2k_2 - 1)) & \text{si: } \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

$$K_1 = \pi \sqrt{2(\epsilon_r - 1)} \frac{z_c}{z_0} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{z_c} \right) \quad (\text{I.34})$$

$$K_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{z_0}{z_c} \quad (\text{I.35})$$

### I.2.2.2. Ligne coplanaire

La technologie coplanaire se matérialise par une métallisation sur une seule face de substrat. La ligne est alors matérialisée par deux fentes gravées dans le métal, comme le montre la figure (I.7). Cette technologie a pour avantage de réduire encore le coût de fabrication puisque tout est réalisé sur une seule face. Nous s'affranchissons ainsi des perçages et des dépôts métalliques supplémentaires. Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèle rend la propagation possible selon deux fondamentaux. Le premier qui est le mode quasi-TEM, et le second est le mode TE. Ce dernier apparaît notamment avec la présence de discontinuités. La solution pour s'affranchir du mode TE consiste à mettre au même potentiel les deux plans métalliques extérieur à la ligne. Mais en pratique, cela reste difficile et couteux à réaliser. Pour cette raison le coplanaire reste peu utilisé. [6]

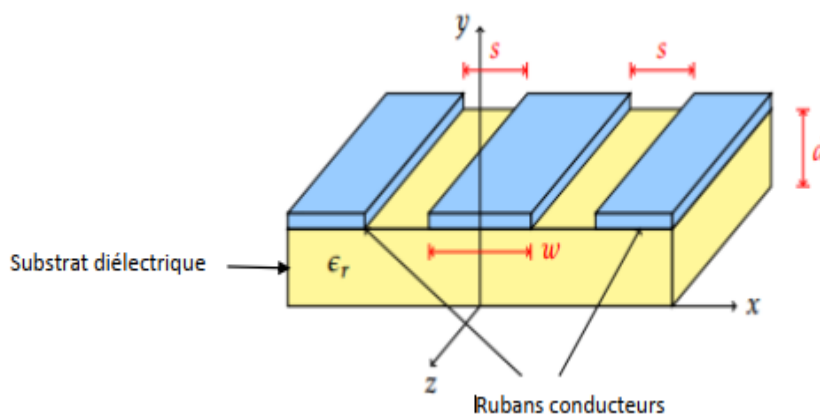
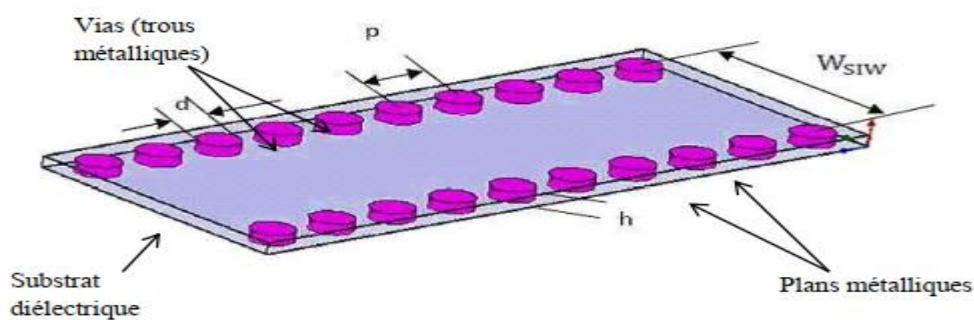


Figure I.7 : Ligne coplanaire.

### I.3. Technologie SIW

La technologie SIW qui appartient à la famille des SIC (Substrate Integrated Circuits) a été proposée pour la première fois en 1994. Elle apparaît de plus en plus comme une solution attrayante pour la conception de dispositifs hyperfréquences performants [7] : filtres, coupleurs, oscillateurs, antennes, circulateurs (...). La technologie SIW associe une technologie planaire de type micro-ruban (ou coplanaire) et des cavités intégrées dans le substrat, dans lesquelles nous manipulons des modes volumiques [8]. Une structure SIW est basée sur la réalisation de guide d'ondes dans un substrat diélectrique. Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'ondes. Tandis que, le substrat contient des rangées de vias métalliques soudées aux deux plaques pour assurer les parois latérales comme représenté dans la figure (I.8). La structure résultante possède un profil plat et propose de bonnes performances de guides d'ondes métalliques.



**Figure I.8 :** Structure d'un guide d'ondes intégré dans un substrat SIW

Avec :

$d$  : diamètre des vias

$p$  : la distance entre deux vias adjacents centre à centre

$h$  : la hauteur du substrat

$W_{siw}$  : l'écartement réel entre les deux rangées de vias (centre à centre)

### I.3.1. Principe de fonctionnement

La réalisation de circuits à base de cavités enterrées dans des substrats planaires a été appelée Substrate Integrated Waveguide (SIW). Celle-ci a été introduite en 2001[9]. Ce concept SIW associe l'utilisation d'une technologie de réalisation planaire de type micro-ruban et le fonctionnement de cavités dans lesquelles vont exister des modes volumiques.

Techniquement, les cavités sont incluses dans le substrat et sont délimitées pour les faces supérieures et inférieures par des plans métalliques et pour les faces latérales par des rangées de trous métallisés. Ces vias doivent avoir un diamètre et un espacement suffisamment faibles pour apparaître comme des murs électriques parfaits ou quasi parfaits à la fréquence de résonance du mode considéré [10]. Cependant, la substitution de murs électriques réels par des trous métallisés implique que certains modes ne peuvent pas résonner.

Les modes qui ne peuvent pas s'établir sont ceux dont les lignes de courant sont perpendiculaires aux vias [11]. Les guides SIW propagent uniquement des modes  $TE_{10}$  dans l'épaisseur du substrat [12]. Le mode de résonance fondamental associé est le  $TE_{101}$ . Le coefficient de qualité à vide associé à ces structures est de l'ordre de 280.

L'alimentation des cavités se fait grâce à une transition propre au mode excité [9]. Ainsi, le circuit peut facilement être connecté aux autres éléments de façon planaire.

Les outils utilisés pour le développement de ces structures sont les mêmes que ceux utilisés dans le cas de technologies volumiques. En effet, ces structures peuvent être assimilées à des structures volumiques dont les couplages d'entrée-sortie et les processus de fabrication sont planaires. Au cours de l'étude de filtres SIW, les logiciels utilisés sont donc des simulateurs électromagnétiques tridimensionnels.

L'intérêt de ce type de structures réside principalement dans le fait d'avoir un facteur de qualité meilleure que ceux atteignables avec les topologies planaires. Par ailleurs, ces circuits présentent une bonne compatibilité, un poids faible et un coût de fabrication peu important au regard des techniques volumiques. De plus, la reproductibilité de ces structures est bonne.

La technologie SIW associe donc la fabrication et l'intégration aisée et faibles coûts des structures planaires aux performances des filtres volumiques. Elle constitue donc un très bon

compromis entre intégration et performance. Ces dernières dépendent cependant des pertes du substrat diélectrique utilisé.

### I.3.1. Règles et conception des guides d'ondes rectangulaire SIW

Les guides d'ondes SIW intégrés dans le substrat (Substrate Integrated Waveguide) sont des interconnexions de haute performance à large bande qui possèdent d'excellentes caractéristiques d'immunité contre les interférences électromagnétiques et qu'on pourrait utiliser dans des systèmes microondes et des circuits d'ondes millimétriques. Pour les composants SIW avec des formes plus généralisées (I.36)-(I.38), deux règles de conception de base d'un guide d'ondes liées au diamètre  $d$  du trou métallisé et à la taille du pas  $p$ , sont utilisées pour négliger les pertes par rayonnement.

Ces deux règles sont suffisantes mais pas toujours nécessaires, les deux conditions sont données par :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \text{ et } p \leq 2D \quad (\text{I.36})$$

Où est  $\lambda_g$  la longueur de l'onde guidée :

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

$$\text{Et } p < \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\varepsilon_r} \quad \text{avec } \lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (\text{I.38})$$

Le problème principal dans la conception de circuits SIW est lié à la minimisation des pertes. Il faut juste modifier des paramètres géométriques, à savoir l'épaisseur du substrat  $h$ , le diamètre  $d$  des vias métalliques et leur espacement  $p$ , l'épaisseur  $h$  joue un rôle important. Augmenter la hauteur  $h$  augmente le volume du substrat, ce qui réduit à des pertes conductrices [13]. En général, les pertes par rayonnement ne sont pas affectées par l'épaisseur du substrat. Un autre paramètre géométrique important est le diamètre  $d$ . En augmentant le diamètre  $d$  d'un via métallique, les pertes conductrices vont augmenter, tandis que les pertes diélectriques vont diminuer parce qu'on réduit le volume pris par le diélectrique.

Un comportement similaire est observé avec l'espacement  $p$ . La réduction de  $p$  fait augmenter les pertes conductrices (en raison de l'augmentation de la surface métallique) et les pertes diélectriques restent pratiquement inchangées. Pour ces deux paramètres, la condition

(I.36) doit être utilisée pour garder des pertes par rayonnement faibles [14]. A travers les différents travaux sur les caractéristiques des composants en technologie SIW, il apparait que seuls les modes  $s$ 'y propagent. Ces composants bénéficient d'une large bande passante aux fréquences d'ondes millimétriques. La bande monomodale du mode dominant s'étend sur la gamme de fréquence de coupure  $1.25f_{c10} - 1.9f_{c10}$  [15].

La fréquence de coupure pour un guide d'ondes rectangulaire classique solide RWG avec un remplissage diélectrique est donnée par l'équation (I.40), où  $a$  et  $b$  sont respectivement la largeur et la hauteur, du guide d'ondes.

$$f_{cmn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_f}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.39})$$

L'écartement réel entre les deux rangées de vias (centre à centre) ne correspond pas à la largeur effective du guide d'onde. D'un point de vue électromagnétique, la frontière électrique créée par les rangées de vias est sensiblement différente de la frontière physique et géométrique que l'on peut attribuer à la ligne imaginaire formée par les centres des vias.

Une première équation empirique a été proposée dans [16] pour obtenir une valeur approchée de la largeur effective du guide d'onde. En pratique, cette valeur correspond à la largeur d'un guide d'onde rectangulaire en technologie volumique classique (avec de vrais murs électriques latéraux) dont la fréquence de coupure est identique au guide SIW considéré. Les équations (I.41)-(I.43) sont données avec une précision différente de 5% et n'est valide que dans le cas où l'écartement  $p$  entre deux vias est inférieur à la largeur, et que  $h < 4d$  (où  $h$  est la hauteur de la cavité).

$$w_{siw} = w_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{I.40})$$

$$l_{siw} = l_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{I.41})$$

$$\text{Avec } l_{eq} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.42})$$

Où  $(W_{siw}, L_{siw})$  et  $(W_{eq}, L_{eq})$  sont respectivement les largeurs et longueurs du guide d'onde rectangulaire en technologie SIW et de son guide d'onde équivalent.

L'équation (I.43) apporte une amélioration, elle aussi empirique sur la précision de calcul de la largeur effective d'un guide SIW [17], pour cette équation les conditions sont :

$p/d < 3$  et  $d < 1/5$ .

$$w_{siw} = w_{eq} + 1.08 \frac{d^2}{p} - 0.1 \frac{d^2}{L_{eq}} \quad (I.43)$$

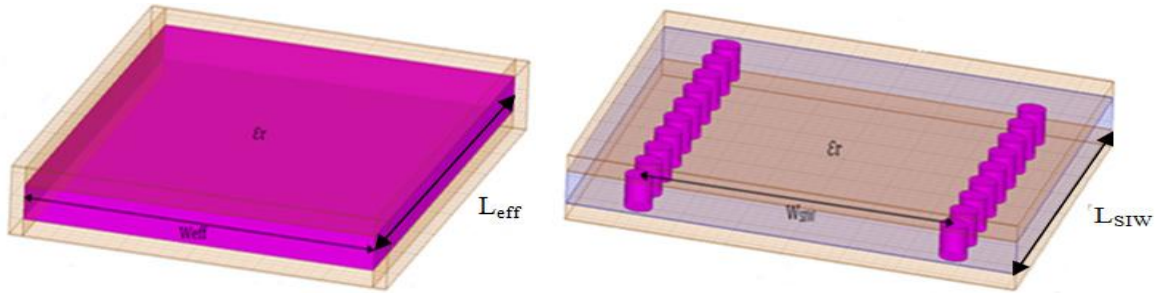


Figure I.9 : Guide d'onde rectangulaire équivalent et le RSIW.

Les formules (I.44)-(I.45) plus précises, misent en évidence par [18], donnant la largeur du guide d'ondes équivalent au guide en technologie SIW, soit :

$$w_{eq} = w_{siw} \left( \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{a} + \frac{\xi_1 + \xi_2 + \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right) \quad (I.44)$$

Avec  $\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{w_{siw}}{p} - 1.0684}$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{w_{siw}}{p} - 1.2010} \quad (I.45)$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{w_{siw}}{p} + 0.2052}$$

Il est à noter que, les formules données par les équations (I.41)-(I.46) sont généralement utilisées pour obtenir des valeurs initiales de  $w_{siw}$ , optimisées par la suite par HFSS [19] afin d'avoir le diagramme de dispersion du guide d'onde équivalent similaire à celui du RSIW. Dans [20], il est montré que le guide RSIW avec des parois latérales conçues de cylindres métallisés est presque identique à un guide d'onde solide rectangulaire RWG de largeur similaire  $w_{eq}$ , figure (I.9).

$$f_{c10} = \frac{c}{2w_{eq}\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} = \frac{c}{2w_{siw} \left( \xi_1 + \frac{\xi_2}{\left( \frac{p}{a} + \frac{\xi_1 + \xi_2 + \xi_3}{\xi_3 - \xi_1} \right) \sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \right)} \quad (I.46)$$

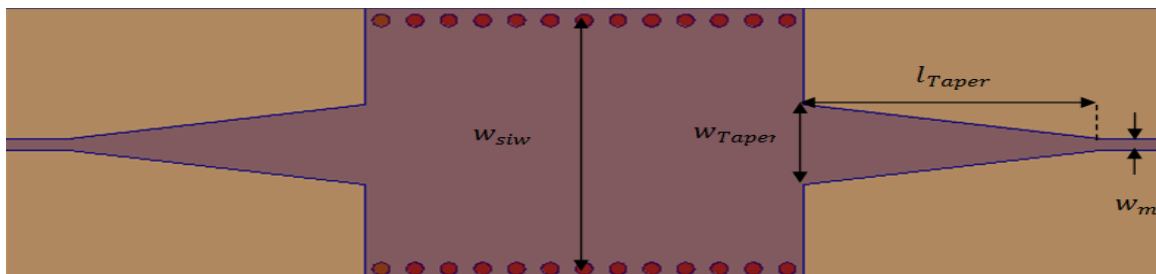
### I.3.3. Adaptation du guide d'ondes en technologie SIW

La connexion entre les guides d'ondes rectangulaires et les circuits planaires ne peut pas avoir lieu sans le soutien de structures supplémentaires appelées transitions.

Une transition efficace entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro-ruban requière alors une conformité des champs à l'interface entre les deux structures, ainsi qu'une adaptation d'impédance.

#### I.3.3.1 Transition des lignes micro-rubans aux SIW

La transition entre la technologie planaire et SIW a été développée dans [21]. Cette dernière est basée sur une ligne planaire qui augmente de largeur progressivement, figure (I.10), sur un même substrat pour les deux technologies. Une fois le SIW fabriqué, nous devons le tester. Il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission qui est reliée à un analyseur de réseau. La ligne micro-ruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes. Une transition du SIW vers une ligne micro-ruban a été proposée par Deslandes [22].



**Figure I.10 :** Guide d'ondes SIW avec transition coplanaire (taper).

Cette transition contient trois principaux paramètres, soit la largeur initiale  $W_0$ , la largeur finale  $W$  ainsi que la longueur  $L$  de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne micro-ruban  $W_0$  doit être calculée pour obtenir l'impédance caractéristique désirée. Cette largeur est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . D'après [21], le ratio  $W_0/d$  est calculé par la formule suivante :

$$\frac{W_0}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } W/d > 2 \end{cases} \quad (\text{I.47})$$



$$\text{Ou } A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} (0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r})$$

$$\text{Et } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Ainsi, comme  $d$  est connu, il devient facile de calculer la valeur de  $W_0$ . Il reste maintenant la valeur des deux autres paramètres de la transition à calculer. Selon [21], le  $W$  doit être calculé en égalant les deux parties de droite des équations suivantes et en itérant sur le  $W$  ( $W_e$  est la largeur d'un guide équivalent qui modélise le micro-ruban) :

$$\frac{1}{W_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta d} \ln(8 \frac{d}{w} + 0.25 \frac{w}{d}) \\ 120\pi \\ \eta d [\frac{w}{d} + 1.393 + 0.667 \ln(\frac{w}{d} + 1.444)] \end{cases} \tag{I.48}$$

$$\frac{1}{W_e} = \frac{4.38}{a_e} e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{d}{w}}}}} \tag{I.49}$$

Pour ce qui est du paramètre  $L$ , la longueur optimum peut être obtenue d'après [22], une méthode plus simple peut être utilisée. En choisissant la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de la transition, donc en prenant un  $W_{milieu} = (W + W_0)/2$ , il suffit de calculer la longueur d'onde pour cette largeur et de fixer la longueur à un quart de longueur d'onde. Il faut commencer par trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne micro-ruban:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W_{milieu}}}} \tag{I.50}$$

Il faut calculer par la suite le  $\lambda_c$  avec l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_e}} \tag{I.51}$$

Finalement, ce tronçon quart d'onde peut aussi être optimisé avec un logiciel à onde complète afin de minimiser les pertes de retour.

Une transition efficace entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro-ruban requière une conformité des champs à l'interface entre les deux structures, ainsi qu'une adaptation d'impédance.

Les lignes de champs du mode TE<sub>10</sub> et ceux quasi-TEM d'une ligne micro-ruban sont représentés par la figure (I.11), il est apparent que les champs sont les deux caporalisés de la

même façon. En revanche, les champs du guide d'onde couvrent une région plus grande par rapport à ceux de la ligne micro-ruban qui sont plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur. Une des manières pour remédier à cela consisterait donc à forcer les lignes de champ du guide à se concentrer de façon continue ou périodique.



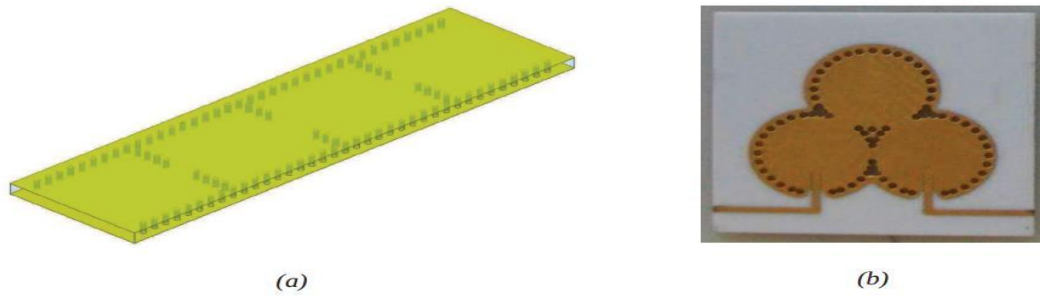
**Figure I.11 :** Lignes de champs **a)** dans une ligne micro-ruban **b)** dans un guide d'ondes rectangulaire

## I.4. Exemples de circuits SIW

Selon [23], les SIC peuvent être construits en utilisant la structure mentionnée ci-dessus intégrées avec les autres circuits planaires comme la ligne micro-ruban ou autres sur le même substrat diélectrique. Divers SIC passifs et actifs sont rappelés dans cette partie.

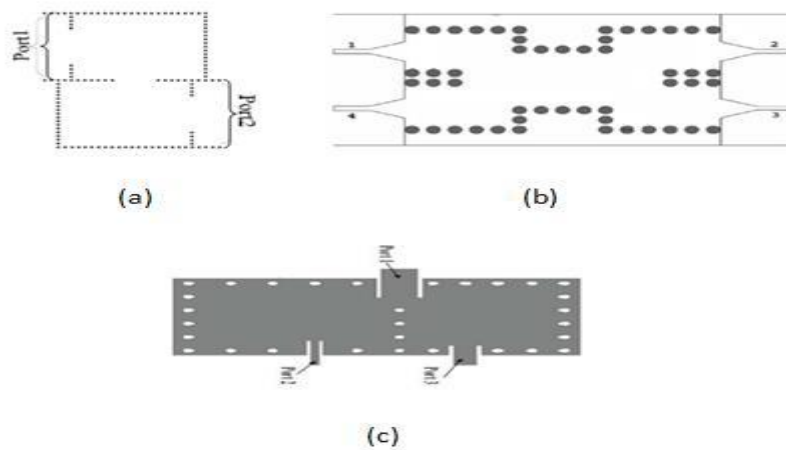
### I.4. 1 Les circuits passifs SIW

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière. La figure (I.12.(a)) illustre l'exemple de filtre SIW à cavités rectangulaires. Il est aussi possible de disposer les vias des parois latérales, de telle façon à réaliser des cavités cylindriques, figure (I.12.(b)). De nombreuses possibilités de couplages entre les cavités existent, y compris des couplages entre résonateurs non-adjacents. Cette technique offre donc de nombreuses possibilités pour la réalisation de filtres. [6]



**Figure I.12 :** Exemple de filtre SIW à cavités rectangulaires (a) et circulaires (b)

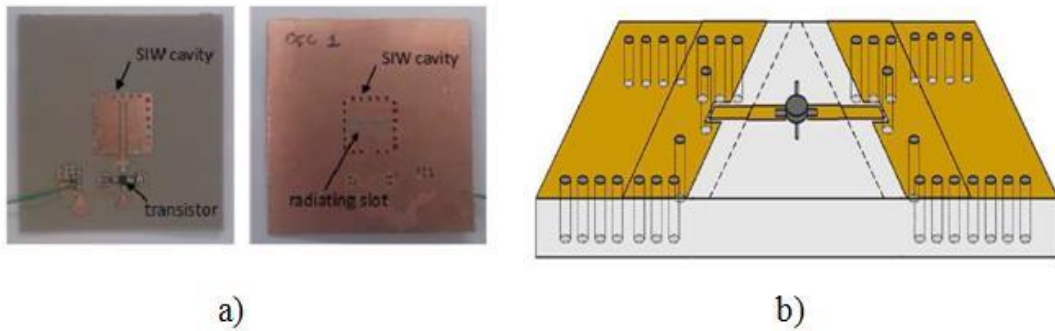
D'autres exemples sont reportés sur la figure (I.13), comme le filtre passe-bande, le coupleur, et le duplexeur SIW,.....



**Figure I.13 :** Exemples des circuits passifs SIW :  
 a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Duplexeur SIW

### I.4. 2 Les circuits actifs SIW

Essentiellement, la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, par exemple, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro-ruban. Les développements récents d'oscillateurs, de mélangeurs et d'amplificateurs sont notables [6]. Quelques exemples sont reportés sur la figure (I.14):



**Figures I.14 :** Exemples des circuits actifs SIW :

a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW

## I.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les technologies volumiques et planaires, dans un premier lieu. Puis, nous nous intéressâmes à la nouvelle technologie SIW. Nous avons montré la procédure de conception d'un guide SIW plus la technique d'adaptation de ces guides SIW aux lignes micro-ruban d'alimentation à l'aide de transition (taper). Ces guides SIW seront associé dans la suite de ce présent mémoire à des cellules métamatériaux pour concevoir des filtres de meilleure qualité et à bas prix, nommés des filtres en technologies hybride. Dans le chapitre suivant, nous allons définir les généralités sur les métamatériaux.

# **CHAPITRE II**

## **LES METAMATERIAUX**

## II.1. INTRODUCTION

Récemment, les métamatériaux ont été l'un des domaines de recherche populaires dans le domaine des micro-ondes. car ce sont des matériaux qui présentent des propriétés électromagnétiques que l'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels [24]. Ce sont des matériaux composites artificiels. Ils procurent beaucoup d'espoirs pour le développement de nouvelles technologies.

Sachant que la réponse du milieu à l'action d'une onde électromagnétique incidente est caractérisée par les paramètres macroscopiques tels que la permittivité diélectrique  $\epsilon$  qui traduit la réaction du milieu face à une excitation électrique (champ  $E \vec{}$  de l'onde électromagnétique) et la perméabilité magnétique  $\mu$  (champ  $H \vec{}$  de l'onde électromagnétique) ou la plupart des milieux présentent des valeurs positives de  $\epsilon$  et  $\mu$  la réponse du milieu matériel pourrait être étendue à des valeurs qui ne sont pas facilement accessibles par la conception des structures artificielles dites **métamatériaux** .

Les métamatériaux, également appelés « matériaux main gauche », sont une structuration métal-diélectrique périodique artificielle à une échelle inférieure à la longueur d'onde qui présente des propriétés électromagnétiques non accessibles dans la nature, à savoir une permittivité et une perméabilité toutes les deux négatives.

D'où les scientifiques sont en cours d'étudier l'interaction des ondes avec les matières qui ont conduit à de nombreux effets tels que la transmission, la réflexion, la réfraction, et la diffraction. Ces derniers forment les phénomènes d'ondes électromagnétiques ayant un impact bénéfique sur les systèmes micro-ondes.

Dans ce chapitre, nous allons présenter des généralités sur les métamatériaux, leurs définitions, classification ainsi leurs caractéristiques. Puis, nous allons traiter les principes et les propriétés des métamatériaux. A la fin, nous citerons les avantages de l'application des métamatériaux.

## II.2. Définition des métamatériaux

Le terme « méta » du mot « Métamatériaux » vient du grec et il signifie au « delà » en français. En d'autres termes, les métamatériaux sont des matériaux présentant des propriétés que

l'on ne rencontre pas à priori dans la nature. En électromagnétisme, les métamatériaux sont des mélanges de différents types du matériel, leur composition est en général un assemblage de matériaux électromagnétiques (tels que des résonateurs électriques) empilés sur plusieurs couches de substrat [23]. Donc, ce sont des matériaux artificiels composés d'une structure d'inclusions périodiques de faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde d'excitation, ce qui classe les métamatériaux parmi les matériaux homogènes. 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.[24]

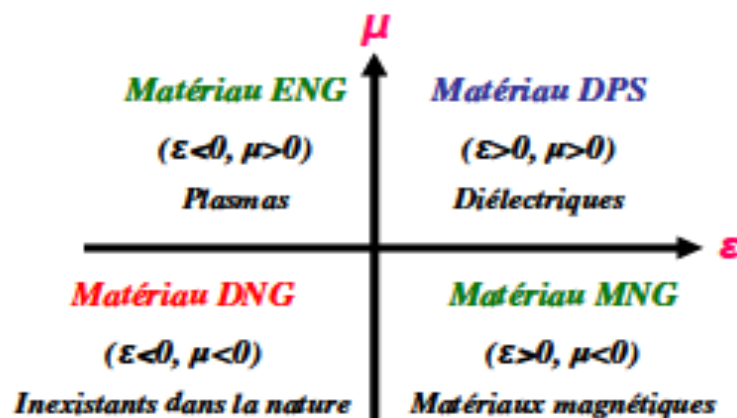
La propriété principale qui fait la renommée des métamatériaux est la possibilité d'avoir une permittivité et une perméabilité simultanément négatives.

### II.3. Classification des Métamatériaux

Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétique, ils sont classés en fonction du signe des deux paramètres  $\epsilon$  et  $\mu$ , successivement la permittivité et perméabilité, qui donnent l'indice de réfraction 'n' défini par :

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \tag{II.1}$$

La figure (II .1) montre la classification des matériaux selon la combinaison de la paire ( $\epsilon$ ,  $\mu$ ) possible.



**Figure II .1 :** Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et de leur perméabilité  $\mu$  [25]

En effet la première paire (+,+) où les milieux sont doublement positifs (DPS) correspond aux milieux diélectriques classique (matériaux main droite MMD). Les milieux avec une permittivité (ENG, (-,+)) négative correspond aux plasmas ainsi qu'aux métaux à des fréquences optiques et les milieux avec une perméabilité (MNG, (+,-)) sont aussi négative correspond aux matériaux ferromagnétique sur certaines bandes de fréquences. Ces trois classes de matériaux (DPS, ENG et MNG) existent dans la nature mais les milieux doublement négatifs (DNG, (-,-)) appartient à la classe des MMT dits main gauche (MMG) qui n'existent pas dans la nature mais sont réalisables physiquement [26], ce type MMG qui nous concerne.

## II.4. Caractéristiques générales des Métamatériaux

### II.4.1. Approche de Veselago

Le physicien russe Victor Veselago, est le premier qui a montré théoriquement la possibilité d'avoir des matériaux avec une permittivité et une perméabilité négative simultanément [25]. Veselago a considéré qu'une onde électromagnétique peut se propager dans un milieu linéaire, homogène et isotrope et qui est caractérisé par une permittivité et une perméabilité négative à la fois. Suite à ces caractéristiques, ces matériaux sont nommés des Matériaux Main Gauche « MMG » ou en anglais Left handed Materials «LHM ».

La figure (II.2) montre que pour qu'un matériel présente un indice de réfraction négatif, il doit révéler permittivité  $\epsilon$  et une perméabilité  $\mu$  relatives négatives.



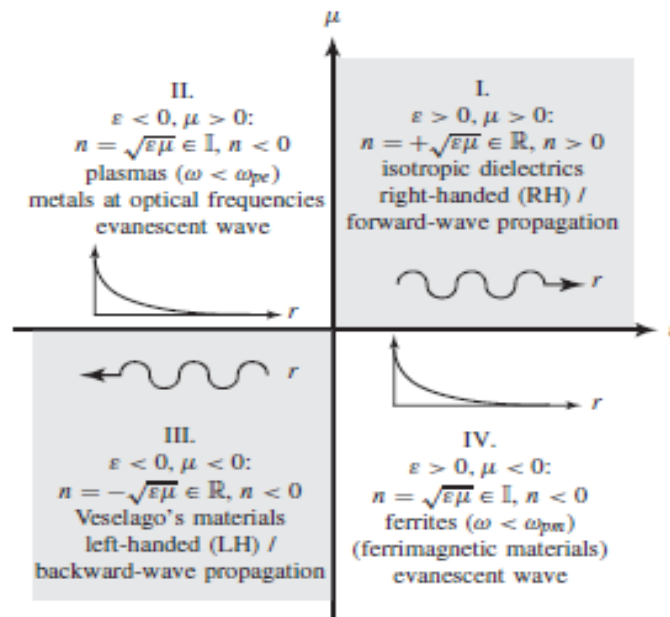


Figure II.2 : Diagramme permittivité( $\epsilon$ ), perméabilité( $\mu$ ) et indice de réfraction( $n$ ).

Dans les matériaux ordinaires, le champ électrique  $E \vec{}$ , le champ magnétique  $H \vec{}$  et le vecteur d'onde  $K \vec{}$  forment un trièdre direct, tandis que pour les métamatériaux  $E \vec{}$ ,  $H \vec{}$  et  $K \vec{}$  forment un trièdre indirect qui caractérise la règle de la main gauche présentée dans la section b de la figure (II.3).

D'après Veselago, la permittivité et la perméabilité sont les deux caractéristiques fondamentales qui caractérisent la propagation des ondes électromagnétiques dans un tel milieu. Ceux sont les seuls paramètres de la substance qui apparaissent dans les équations de Maxwell, notamment dans l'équation de dispersion qui donne la relation entre  $\omega$  la pulsation d'une onde monochromatique et sont vecteur d'onde  $K \vec{}$  [21].

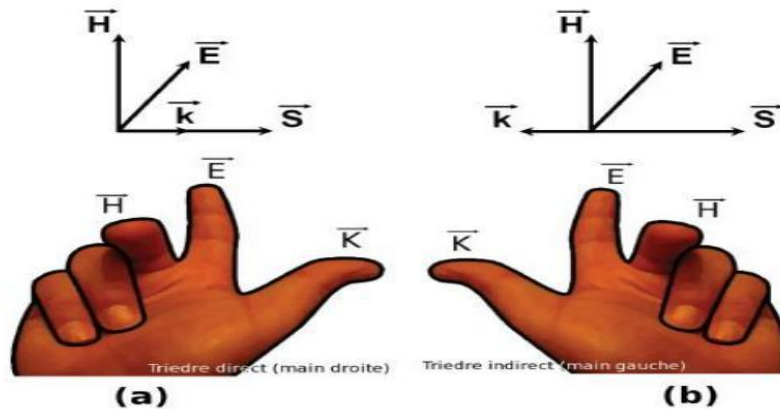
$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \tag{II.2}$$

- Avec :
- $n$  : représente l'indice de réfraction du matériau
  - $c_0$  : la vitesse de la lumière dans le vide
  - $\omega$  : La pulsation angulaire.

Ainsi pour des valeurs positives de permittivité et de perméabilité, on a  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{K}$  (qui forment un système de référence droit RH ( $\vec{H}$ ,  $\vec{E}$ ,  $\vec{K}$ ) forment un trièdre direct) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite comme par exemple les matériaux diélectriques isotropes. Si par contre on a un système LH ( $\vec{K}$ ,  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ) forment un trièdre indirect) correspond aux matériaux dits matériaux main gauche sont les métamatériaux ( $\epsilon, \mu < 0$ ) on a :

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \tag{II.3}$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E} \tag{II.4}$$



**Figure II.3 :** Représentation du trièdre de vecteur. (a) Milieu main droite.  
(b) Milieu main gauche [26]

La vitesse de phase et la vitesse de groupe d'une onde électromagnétique sont dans des directions opposées.

D'après ces propriétés inhabituelles, Veselago avait prédit que ces milieux possèdent des propriétés uniques telles que :

### II.4.1. 1. L'inversion de l'effet doppler

On suppose une source de la radiation A; B est la destination, et que l'émetteur va fournir une fréquence  $\omega_0$ , on trouve qu'au récepteur on a une pulsation plus petite que  $\omega_0$ . Donc si on définit u l'énergie du flux et v la vitesse du détecteur on a la relation de l'effet Doppler comme suit [25] :

$$\omega = \omega_0 \left(1 - p \frac{v}{u}\right) \quad \text{avec } p = \begin{cases} 1 & \text{pour les materioux ordinaires} \\ -1 & \text{pour les metamaterieux} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

D'où l'on déduit que l'effet Doppler est inversé comme montré sur la figure (II.4):

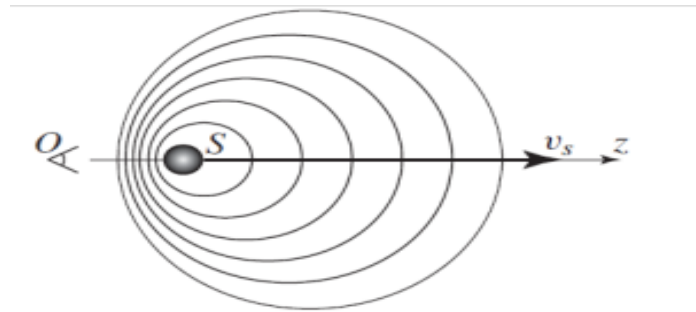


Figure II.4 : Effet Doppler [27].

### II.4.1. 2. L'inversion de la loi de Snell-Descartes

Dans le cas de deux milieux ayant le même indice de réfraction c'est-à-dire les deux milieux sont positifs ou les deux sont négatifs, la loi de Snell est donnée par :

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \frac{|n_i|}{|n_t|} \quad (\text{II.6})$$

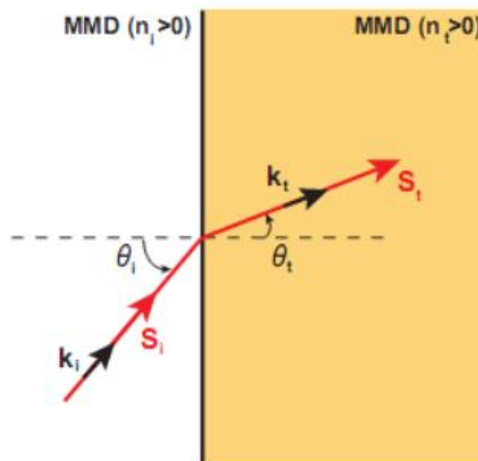
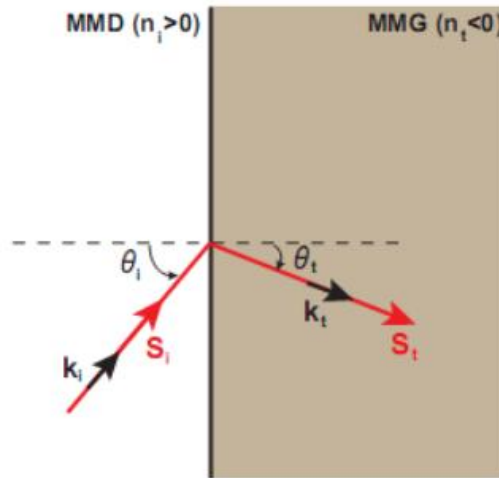


Figure II.5 : Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface de deux milieux de même main.

D'après la figure (II.5), on voit que le vecteur de poynting et le vecteur d'onde sont dans la même direction. Cependant, dans la figure (II.6) qui montre l'interface entre un milieu main droite et un milieu main gauche, on voit clairement que le vecteur de poynting et le vecteur d'onde se retrouvent dans deux directions opposées, les vecteurs d'ondes incidents et réfractés sur une surface, sont reliés par la loi de Snell :

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \frac{-|K_2|}{|K_1|} < 0 \tag{II.7}$$



**Figure II.6 :** Réfraction d’une onde électromagnétique à l’interface de deux milieux de mains différentes.

### II.4.2. Vecteur de poynting

Parmi les caractéristiques que nous pouvons aussi identifier, dans le cas d’un métamatériau (MMG), le vecteur de Poynting. D’après la figure (II.5), c’est visible que le vecteur d’onde et le vecteur de Poynting sont du sens opposé. A première vue, cette opposition semble non physique. Elle devient moins troublante lorsque l’on se rappelle que le vecteur d’onde ne transporte pas d’énergie.

Le vecteur de poynting est donné par :

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \tag{II.8}$$

### II.4.3. Réfraction négative

Si les valeurs de la permittivité et de la perméabilité sont en même temps négatives, l’indice de réfraction est négatif. Les vecteurs des ondes incidentes et réfractées sur une interface, sont reliés par la Loi de Snell:

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_R} = \frac{n_2}{n_1} < 0 \tag{II.9}$$

#### II.4.4. Permittivité négative

Plusieurs travaux dans le domaine optique, infrarouge et électromagnétique, ont abordé des milieux présentant une permittivité effective négative, une caractéristique qui a été largement inspirée par la physique des plasmas. 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 faible densité [24]. Ce comportement est dû à la masse et à la charge de l'électron qui se présente dans des structures métalliques à très haute fréquence.

La combinaison de la force de coulomb et la masse de l'électron donnent au plasma une dispersion de la permittivité suivant la relation suivante :[24]

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (\text{II.10})$$

La 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 :

$$f_p^2 = \frac{\rho e^2}{4\pi^2 \varepsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.11})$$

Avec  $\rho$  présente la densité d'électron,  $e$  la charge et  $m_{eff}$  la masse effective.

La fréquence de plasma est donnée [27] :

$$\omega_p^2 = \frac{\rho e^2}{\varepsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.12})$$

Avec :  $\rho$  : La densité d'électron.

$e$ : La charge.

$m_{eff}$  : La masse effective.

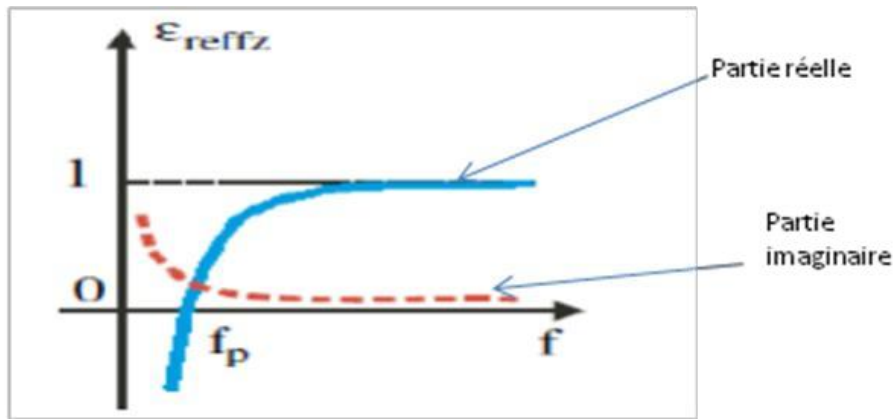


Figure II.7 : La permittivité en fonction de la fréquence [19].

### II.4.5. Perméabilité négative

Dans la littérature et pour des applications dans les micro-ondes, il est possible d’avoir des matériaux ferromagnétiques [24] et composite antiferromagnétique [19] tels que le fluorure de magnésium ( $MgF_2$ ) et le fluorure ferreux ( $FeF_2$ ) présentant une perméabilité négative.

En 1999 Pendry et D. J. Robbins, and W. J. Stewart. ont proposé différents types de résonateurs en anneau fendu « SRR » ou en anglais Split Ring Resonator « SRR » sous plusieurs formes géométriques (carré, circulaire, oméga,...), ces structures ont le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée et ont une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques. [19]

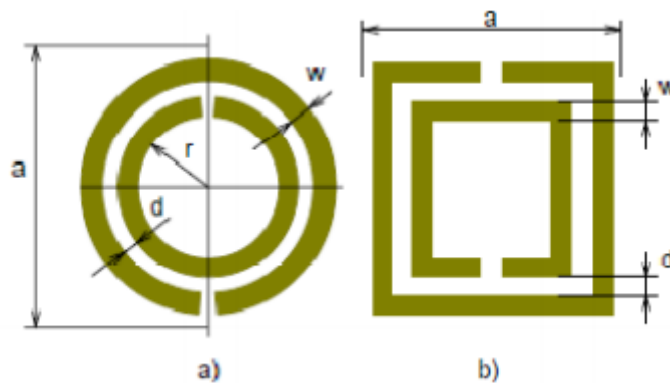
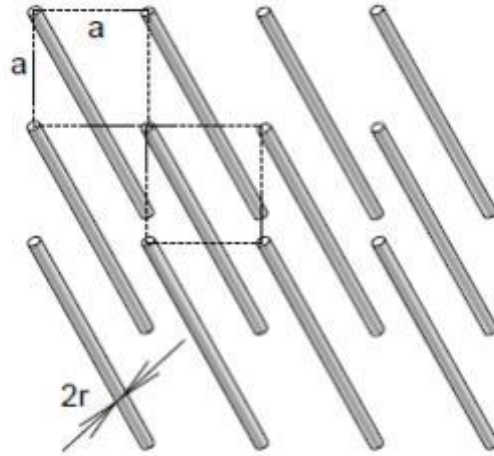


Figure II.8 : SRR carré et anneau avec doublé. [26]

## II.5. Principe et propriété des métamatériaux

### II.5.1. Fils métalliques minces



**Figure II.9 :** Les fils métalliques qui donnent le constant diélectrique négatif [21].

La permittivité effective est négative  $\epsilon_{eff}$  si le champ électrique  $\vec{E}$  est appliqué le long des fils, le courant induit le long des fils génère un moment dipolaire électrique. Comme le montre la figure (II.8).

La densité moyenne des électrons  $n_{eff}$  et la masse effective des électrons  $m_{eff}$  influent sur le mouvement des électrons dans un fil de rayon  $r$  par effet magnétique.

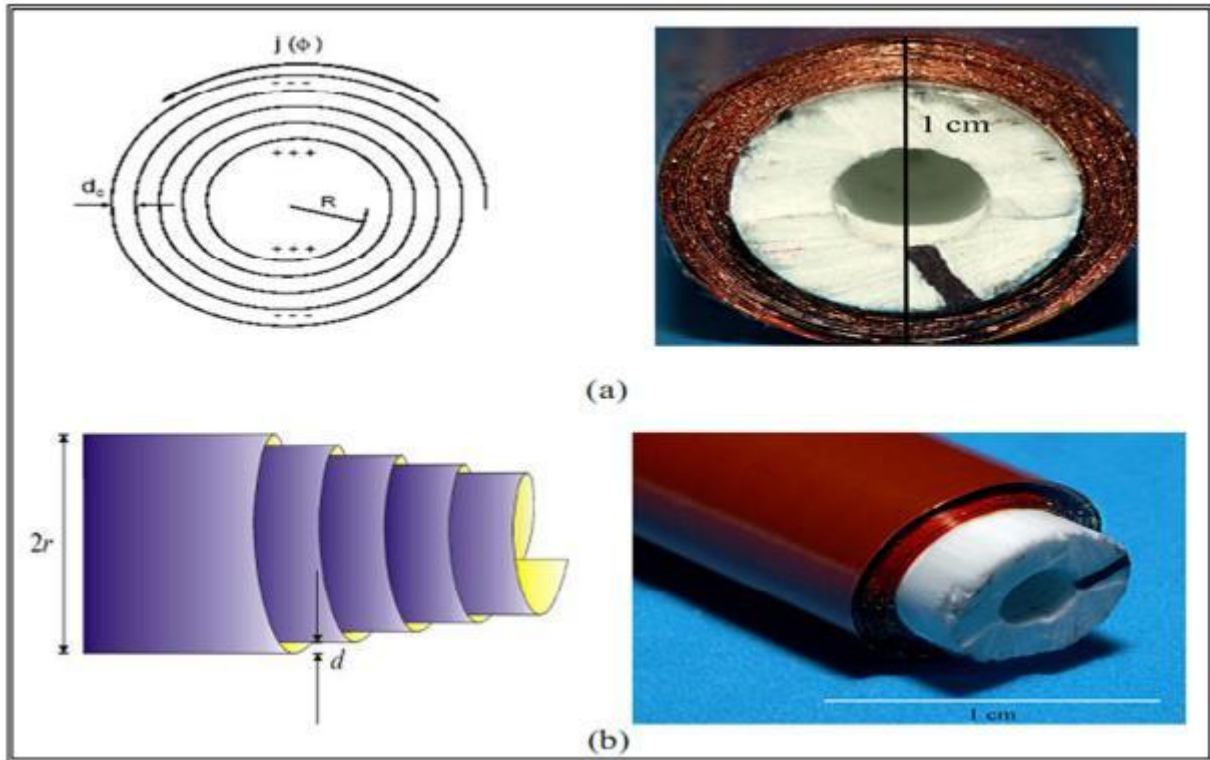
Dans la figure (II .8), le milieu est vide, «  $a$  » la longueur d'une unité de cellule et «  $r$  » le rayon d'un fil simple ( $r \ll a$ ). Si la fréquence pour le mode longitudinal de plasma est :

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (\text{II.13})$$

Par conséquent, la permittivité efficace  $\epsilon_{eff}$  du milieu composite peut être évaluée à partir d'un milieu homogène efficace. Pour les matériaux sans perte, de type plasmonique la permittivité est calculé dans la formule (II.10).

La permittivité est négative lorsque  $\omega < \omega_p$ . Comme il n'y a pas de matériau magnétique utilisé et aucun moment magnétique est créé, la perméabilité est simplement  $\mu = \mu_0$  pour toutes les fréquences.

II.5.2. Structures “Swiss Roll”



**Figure II.10 :** La structure Swiss role (a) vue de face et (b) vue de profile [23].

La perméabilité effective d’une telle structure, peut être déterminée en se basant sur les travaux de Pendery[19].

$$\mu_{ef} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega R \mu_0} - \frac{d_c c_0^2}{2\pi^2 R^3 (N - 1) \omega^2}} \tag{II.14}$$

Avec

$c_0$  : La vitesse de la lumière dans le vide

$\omega$ : La pulsation angulaire.

$\sigma_i$ : La conductivité électrique de la spirale

$F$  : représente le taux de remplissage de matériau actif.

$d_c$  : l’épaisseur d’enroulement.

$r$  : rayon de la spirale.

$N$  : nombre d’enroulement.



L'isolant entre les couches conductrices présente une permittivité  $\epsilon$ . Par conséquent, la perméabilité est donnée par la relation suivante :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 - i\Gamma\omega} \tag{II.15}$$

Avec

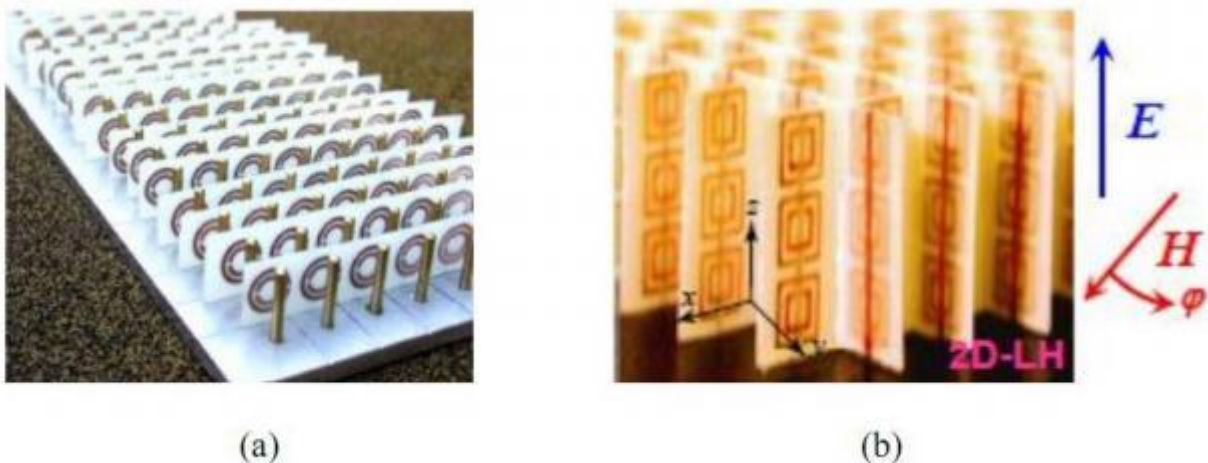
$\Gamma$  : L'amortissement de la résonance

$$\Gamma = \frac{2\sigma}{\omega\mu_0 R(N - 1)} \tag{II.16}$$

$\omega_0$  : La pulsation de résonance

### II.5.3. Résonateur en anneaux fendus (SPLIT RING RESONATOR)

Les motifs métalliques permettant d'obtenir une perméabilité effective négative qui ont contribué à dynamiser la recherche sur les métamatériaux sont les Split Ring Resonators (SRR). C'est une structure fortement conductrice dans laquelle la capacité entre les deux anneaux équilibre son inductance. Un champ électromagnétique variable dans le temps et appliqué perpendiculairement aux surfaces des anneaux induit les courants qui, dans la dépendance aux propriétés résonante de la structure, produisent un champ électromagnétique qui peut s'opposer ou augmenter le champ d'incident, ainsi ayant pour résultat le  $\mu$  effective positif ou négatif [30].



**Figure II. 11** : Les géométries planaires des cellules unitaires d'un résonateur d'anneaux fendus ;a) structure de circulaire ; b) structure carrée. [28]

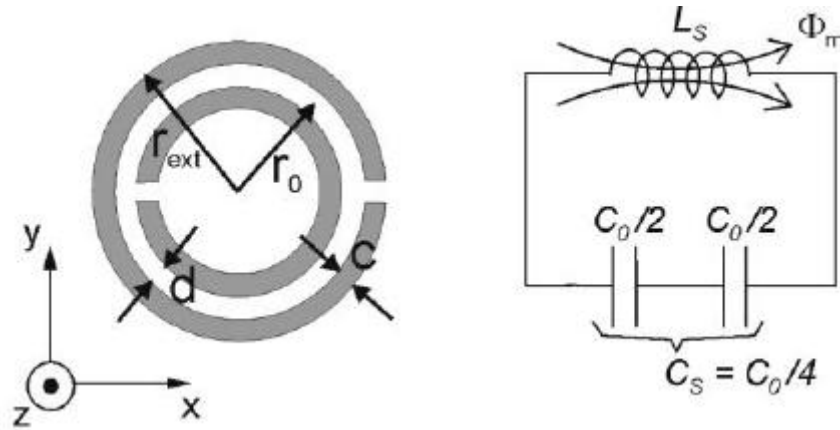


Figure II. 11: Représentation d'un résonateur split-ring (SRR) et son circuit équivalent.

L'expression approximative suivante du (SRR) :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\pi r^2 / a}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega r \mu_0} - \frac{3d}{\pi^2 r^3 \epsilon_0 \epsilon \omega^2}} \tag{II.17}$$

a : La longueur de la cellule unitaire.

$\sigma_i$  : La conductivité électrique.

R : Le rayon intérieur de la bague plus petite

$\omega$  : La largeur de l'anneau

d : La distance radiale entre les anneaux intérieur et extérieur.

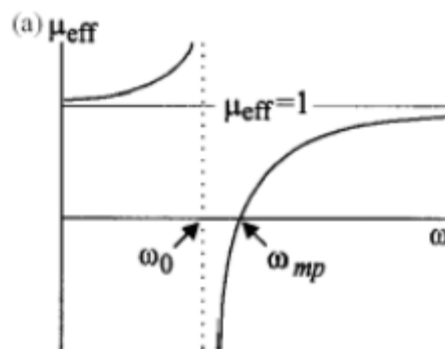


Figure II.12 : La perméabilité effective en fonction de la fréquence [28].

II.5.4. Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « CSRR »

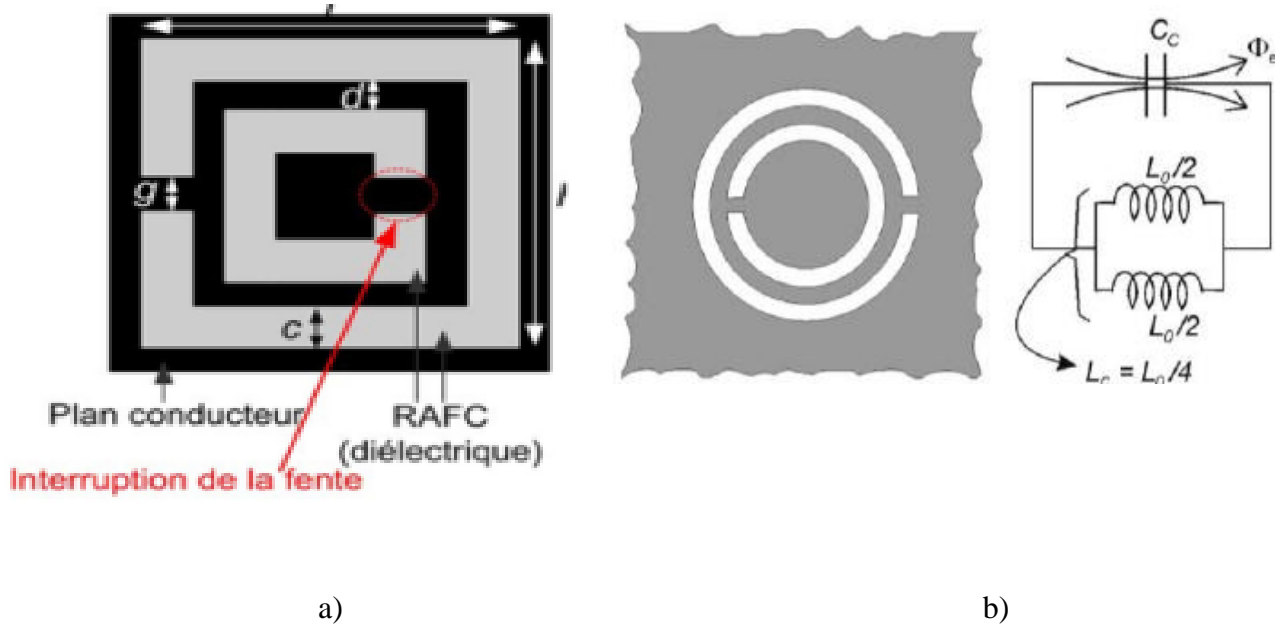


Figure II.13 : a) Géométrie du CSRR [25]. b) Représentation d'une complémentaires résonateur split-ring (CSRR) et son modèle de circuit équivalent

Sur la base de la SRR, de nombreuses SRR avec des topologies similaires ont été proposées. L'un d'eux est le complémentaire de SRR, la complémentarité résonateur split-ring (CSRR). C'est un élément, de dimensions très inférieures à la longueur d'onde, dérivé du SRR introduit par Pendry. Le SRR, quand il est illuminé par une onde plane avec une polarisation appropriée, est capable de créer une bande interdite de propagation aux alentours de sa fréquence de résonance sur le signal transmis.

Cette polarisation appropriée est telle que le champ magnétique  $H^{\rightarrow}$  doit être perpendiculaire au plan du SRR, c'est-à-dire que le champ  $H^{\rightarrow}$  doit pénétrer à travers le SRR.

Le phénomène coupe-bande observé sur le signal transmis est expliqué par la résonance de l'élément. Il est à noter que le caractère coupe-bande de la structure n'est pas dû à la diffraction de type Bragg (périodicité des éléments), mais due aux propriétés propres du SRR.

Donc, par rapport à la nature du SRR, si l'on veut modéliser des structures planaires basées sur l'utilisation des lignes micro-rubans et, des CSRR comme plan de masse, nous ne pourrions pas les exciter correctement car le champ  $H^z$  fait une boucle autour du ruban dans le cas du mode fondamental. Pour ce type de structure planaire, nous avons mis au point un nouvel élément que nous appelons Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « CSSR » ou en anglais, Slot Split Ring Resonator « SSRR ».

Le CSSR est donc le complémentaire du SRR. Au lieu d'avoir deux anneaux interrompus concentriques en métal gravés sur un support diélectrique dans le cas du SRR, nous avons ici deux fentes en forme d'anneaux interrompus concentriques faites dans le plan conducteur (en cuivre dans notre cas) d'un substrat. La figure (II.13) montre la différence qui existe entre le SRR et le CSSR.

En fait, toute la partie conductrice (les anneaux) et la partie diélectrique (les fentes) du SRR sont respectivement remplacées par des fentes et du cuivre dans le CSSR. [25]

## II.6. Les avantages de l'application des métamatériaux

Selon [31], les avantages escomptés de l'utilisation des métamatériaux sont les suivants :

- **La miniaturisation des composants** : physiquement petits composants mais électriquement grands comme, par exemple les antennes de taille réduite de 1/10 (au moins) ayant des performances égales ou meilleures que les antennes conventionnelles, ce qui entraîne des réductions d'au moins un facteur 5.
- **Un meilleur contrôle des paramètres** : circuits d'adaptation avec une large bande, des composants de déphasage et lignes de transmission préservant une linéarité de phase sur toute la bande de fonctionnement, ce qui correspond à 5 à 10 fois mieux que dans les composants conventionnels.
- **Une opération multi-bande** : les composants multi-bandes dont les fréquences de fonctionnement peuvent être façonnées pour des applications spécifiques et ne sont pas limitées aux seules fréquences harmoniques multiples.

Les métamatériaux sont envisagés dans :

- Les composants passifs (substrats, super-substrats ou milieux intégrables).
- Les composants actifs avec des possibilités de changement et de déplacement de la

fréquence de fonctionnement et de la phase de l'onde transmise ou réfléchie (matériaux accordables).

## II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une généralité sur les métamatériaux qui représentent une nouvelle technologie permettant la miniaturisation des circuits de télécommunications tout en garantissant des avantages bien meilleurs.

Dans le chapitre suivant, nous allons, après donné une brève présentation des filtres, entamer la conception de filtres à l'aide du logiciel de simulation « HFSS » afin de pouvoir déterminer les caractéristiques adéquates.

# **Chapitre III**

## **Modélisation des filtres par SIW**

### III.1 . Introduction

Les filtres micro-ondes sont des dispositifs qui ont un rôle prépondérant dans les systèmes des télécommunications modernes. Ils permettent à de nombreuses applications (audio, vidéo, télécommunications, instrumentation, radars) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter les interférences des systèmes les uns par rapport aux autres [32]. Les filtres doivent désormais répondre à des contraintes de plus en plus drastiques en termes de sélectivité (bande passante, réjection), de pertes d'encombrement et de coût de production. Les contraintes sont d'autant plus difficiles à tenir que la fréquence augmente, compte tenu des faibles longueurs d'ondes mises en jeu dans ces gammes de fréquence.

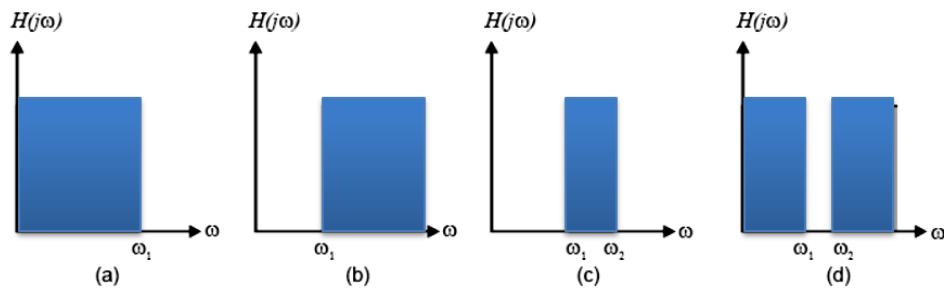
Dans ce chapitre, nous présentons une étude relative au concept Substrat compact intégré Guide d'onde BPF pour large bande.

### III.2. Fonction de filtrage

Le filtrage est l'action qui sert à éliminer ou sélectionner le signal sur une bande de fréquences. Autrement dit c'est l'action de séparer les composantes utiles (bande passante) des composantes parasites (bandes atténuées) dans le spectre d'un signal. On distingue quatre familles de filtres en fonction de la position de la bande passante et des bandes atténuées [32]:

- les filtres passe-bas figure (III.1-(a)) qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence  $f_c$  (appelée fréquence de coupure).
- les filtres passe-haut figure (III.1-(b)) qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure  $f_c$ .
- les filtres passe bande figure (III.1-(c)) qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites  $f_1$  et  $f_2$ .
- les filtres coupe bande figure (III.1-(d)) qui sont les circuits duaux des filtres passe bande.

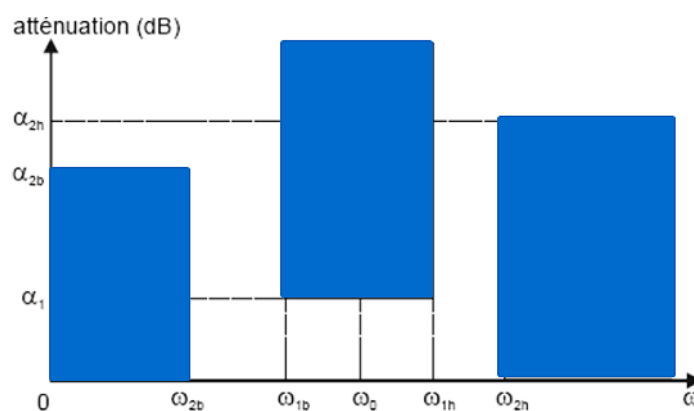
L'opération de filtrage consiste donc à laisser passer une bande de fréquence permise et à éliminer toutes les autres bandes de fréquence. Ces différents types de filtrages peuvent être illustrés par ses gabarits idéaux où les bandes permises sont définies en fonction des pulsations de coupure [33] figure (III.1).



**Figure III.1 :** Gabarit des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d).

### III.3. Filtre passe-bande

Un filtre passe-bande est caractérisé par une fréquence centrale, une bande passante et deux bandes atténuées situées de part et d'autre de la bande passante. Les performances électriques d'un filtre sont mesurées en termes de pertes d'insertion dans la bande, de largeur de la bande passante, du niveau de rejection dans les bandes atténuées et de l'ondulation dans la bande. Les spécifications imposées sur la réponse du filtre définissent son gabarit figure (III.2). Ce gabarit peut être fixe ou non. Lorsque le gabarit n'est pas fixe, on parle de filtre accordable ou agile. Cette agilité peut être simple (en fréquence centrale ou en bande passante) ou mixte (en fréquence centrale et en bande passante de façon simultanée ou indépendante).



**Figure III.2 :** Gabarit du filtre passe-bande prototype.



### III.3.1 Caractéristiques

Les filtres passe-bande ont quelques caractéristiques additionnelles comparativement aux filtres passe-bas et passe-haut figure (III.3).

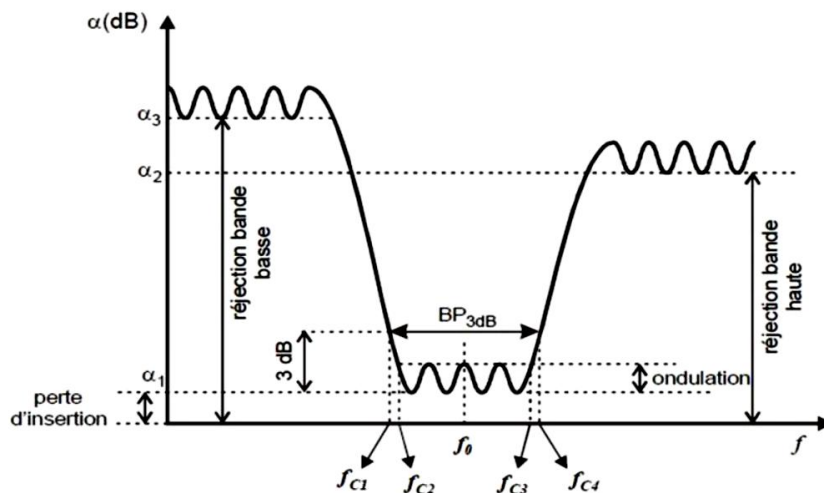


Figure III.3 : Gabarit en amplitude d'un filtre passe-bande.

- Fréquence centrale,  $f_0$
- Bande passante à l'ondulation  $BW = (f_{c3} - f_{c2})$ .
- Fréquence de coupure à 3 dB, basse  $f_{c1}$  et haute  $f_{c4}$
- Bande passante à 3 dB,  $(f_{c4} - f_{c1})$ , (bande passante d'intérêt lorsqu'on considère les pertes)
  - Bande passante relative à 3 dB  $FBW = (f_{c3} - f_{c2}) / f_0$
  - Ondulation
  - Perte d'insertion dans la bande,  $\alpha_1$
  - Niveaux de rejection dans la bande atténuée ( $\alpha_2$  et  $\alpha_3$ ).

Les ondulations dans la bande passante figure (III-3) ou en anglais « band ripple », sont aussi un paramètre critique qui ne doit pas dépasser 0.5 dB [34] pour garantir un niveau de puissance quasi-homogène du signal à la sortie du filtre.

La réjection ou le niveau d'atténuation hors bande est un troisième facteur important dans la notion de filtrage qui évite les interférences entre deux canaux adjacents de communication surtout pour des cas critiques où les bandes de séparation sont faibles.

En conséquence, les bandes de transition doivent être les plus étroites possibles ramenant à des facteurs de qualité élevés [35].

### III.3.2. Matrice S du quadripôle

Un filtre peut être représenté par un quadripôle passif (pas de source auxiliaire de puissance électrique) décrit sur la figure (III .4).

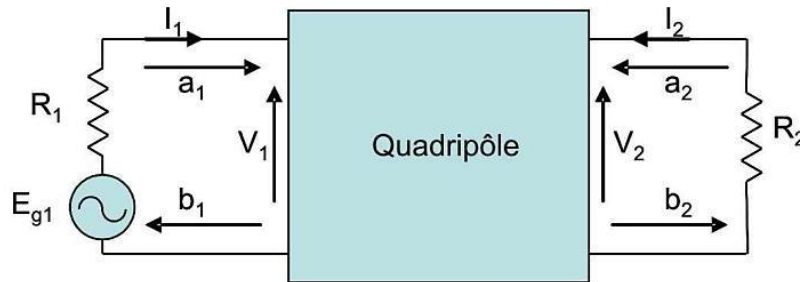
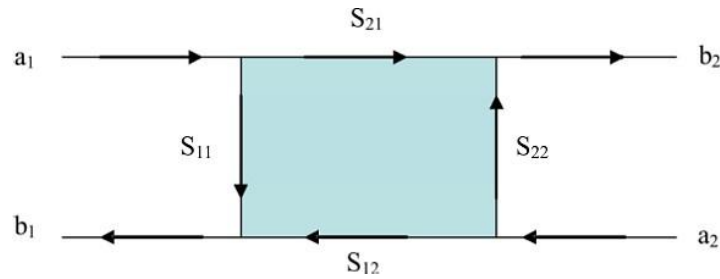


Figure III .4 : Représentation du filtre par un quadripôle.

Le fonctionnement électrique du quadripôle est caractérisé par :

- $V_1, V_2$  : Tensions d'entrée et sortie du quadripôle.
- $I_1, I_2$  : Courant d'entrée et sortie du quadripôle

Dans le domaine des hyperfréquences, un quadripôle est généralement défini par ses paramètres S (Scattering Parameters : paramètres de répartition) qui permettent de définir complètement les caractéristiques d'un multi-pôle linéaire ne comportant pas de sources d'énergie internes et en particulier d'un quadripôle linéaire passif tel qu'un filtre (passif). Le graphe de fluence des paramètres S est présenté sur la figure (III.5).



**Figure III.5 :** Graphe de fluence d'un quadripôle.

Les ondes sortantes  $b_i$  sont liées aux ondes entrantes  $a_i$  par :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

- Le coefficient  $S_{12}$  représente le coefficient de transmission à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient  $S_{21}$  représente le coefficient de transmission à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.
- Le coefficient  $S_{11}$  représente le coefficient de réflexion en entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient  $S_{22}$  représente le coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.

Un quadripôle est dit linéaire lorsqu'il est constitué uniquement de dipôles et éléments linéaires. On peut ainsi définir différents paramètres comme suit [36]-[37] :

La puissance disponible du générateur  $P_A$  :

$$P_A = \frac{|Eg|^2}{8R_1} \quad (\text{III.2})$$

La puissance réfléchiée en entrée  $P_1$  :

$$P_1 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (\text{III.3})$$

La puissance délivrée à la charge  $P_2$  :

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2R_2} \quad (\text{III.4})$$

$V_1$ ,  $V_2$ ,  $E_{g1}$  sont respectivement les tensions en entrée et en sortie quadripôle et la tension délivrée par le générateur. Les pertes d'insertions sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{4 \frac{|V_2|^2}{|E_{g1}|^2} \frac{R_1}{R_2}} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} P_2 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (\text{III.5})$$

Avec  $\omega$  est la pulsation du signal

Si  $R_1$  et  $R_2$  sont les résistances de référence pour le calcul des paramètres [S] (en général  $R_1=R_2=50 \Omega$ ), alors on a :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \quad (\text{III.6})$$

Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{4 \frac{|V_2|^2}{|E_{g1}|^2}} = \frac{1}{|T(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \quad (\text{III.7})$$

$H(j\omega)$  et  $T(j\omega)$  sont respectivement la fonction de transfert et la fonction de réflexion du quadripôle. Lorsque le quadripôle est purement réactif (puissance dissipée dans le quadripôle PL nulle), on a [30] :

$$|H(j\omega)|^2 + |T(j\omega)|^2 = |S_{21}(j\omega)|^2 + |S_{11}(j\omega)|^2 = 1 \quad (\text{III.8})$$

### III.3.3. Fonction de transfert

La fonction de transfert d'un filtre ou fonction de filtrage [37], s'écrit de façon générale pour un prototype passe-bas sans pertes :

$$|H(p)|^2 = \frac{|H(p)|^2}{|H(p)|^2 + |T(p)|^2} = \frac{1}{1 + |D(p)|^2} \quad (\text{III.9})$$

Avec  $D(p) = \frac{T(p)}{H(p)}$  est la fonction discriminante du filtre,  $H(p)$  est la fonction de transfert et  $T(p)$  la fonction de réflexion .

Lorsque  $|D(p)|$  s'annule, la transmission  $|H(p)|$  vaut 1, lorsque  $|D(p)|$  tend vers l'infini l'atténuation du filtre est maximum.

$T(p)$  et  $H(p)$  ont le même dénominateur que nous notons  $Q(p)$  par la suite, et ceci quel que soit l'ordre du filtre. Nous noterons  $P(p)$  et  $R(p)$  les numérateurs, respectivement de la fonction de transfert et de la fonction de réflexion. On peut donc écrire :

$$H(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} \quad (\text{III.10})$$

$$T(p) = \frac{R(p)}{Q(p)} \quad (\text{III.11})$$

Alors  $D(p)$  peut s'écrire généralement sous la forme suivante :

$$D(p) = \frac{R(p)}{P(p)} \quad (\text{III.12})$$

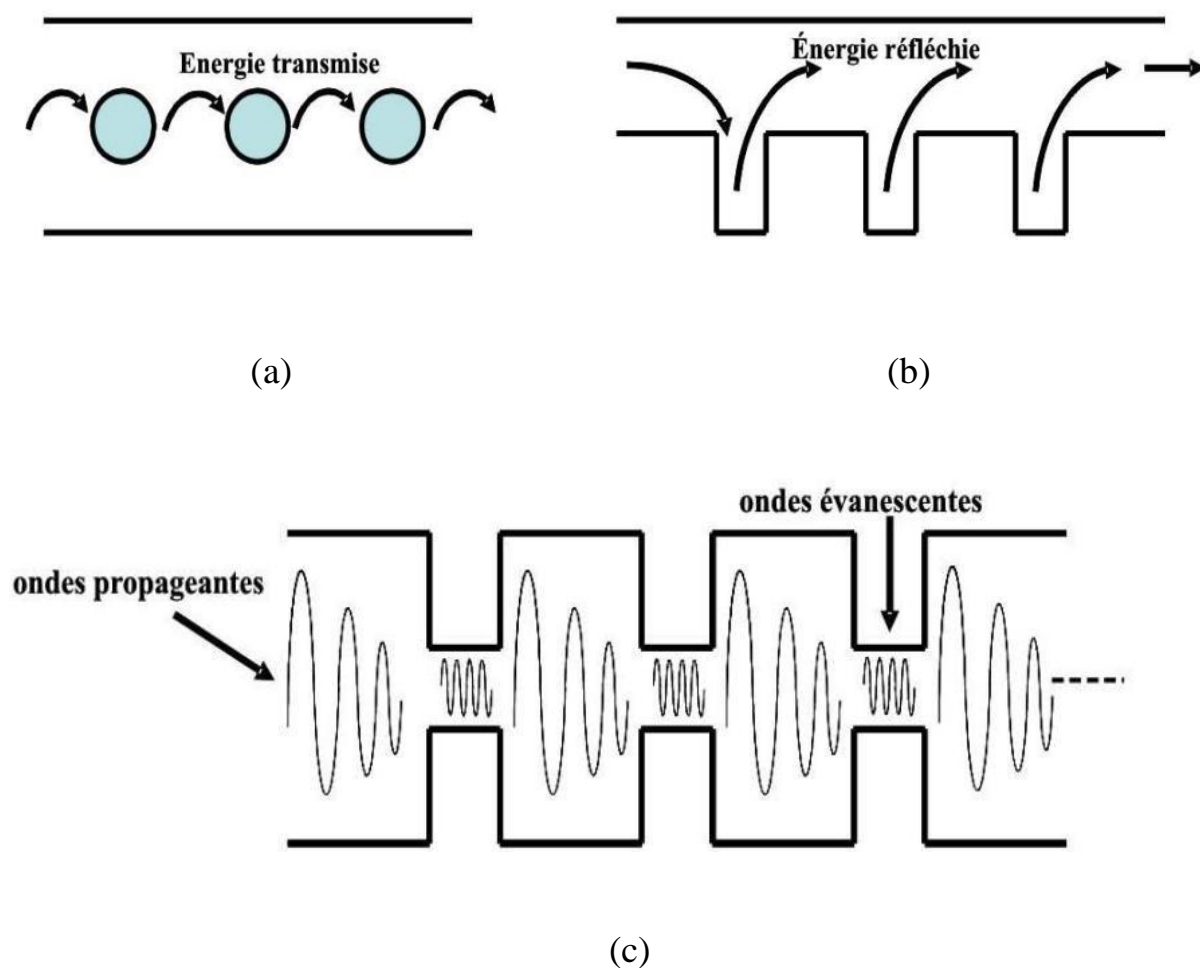
La relation de conservation implique ensuite:

$$|Q(p)|^2 = |P(p)|^2 + |R(p)|^2 \quad (\text{III.13})$$

Le filtre étant un système stable, les racines de  $Q$  sont à partie réelle positive et donc strictement définies par les polynômes  $P$  et  $R$ .

### III.4. Principes de filtrage micro-onde

Le principe des filtres passe-bandes constitués d'éléments résonants en série est basé sur la transmission de l'énergie du signal présenté à un des accès de la structure, d'élément en élément, jusqu'à un autre accès, si la fréquence du signal correspond à la fréquence de résonance de ces éléments figure (II-7(a)). Les filtres constitués d'éléments résonants en réflexion figure (II-7(b)), sélectionnent le signal par réflexions partielles successives de l'énergie du signal, sur les éléments du dispositif. La combinaison en phase des signaux réfléchis est constructive ou destructive en fonction de leur longueur d'onde. Une autre approche consiste à associer des sections de guides d'ondes propageantes et évanescentes figure (II-7(c)), ce principe est généralement utilisé pour des filtres large bandes. Ces principes sont présentés sur la figure (II-7) [30].



**Figure III.6** : Principes de filtrage passe bande.

### III.5. Application

#### III.5.1. Bande de fréquence

On appelle micro-onde (microwave en anglais) ou hyperfréquence la bande de fréquences auxquelles les dimensions géométriques des objets utilisés sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde électromagnétique. Ce sont en général des ondes électromagnétiques de longueur d'onde intermédiaire entre l'infrarouge et les ondes de radiodiffusion [35].

Les micro-ondes principalement utilisées dans les domaines du radar et des radiocommunications spatiales, sont souvent réparties en gammes de fréquences correspondant à des bandes normalisées d'utilisation de guides d'ondes Tableau I.2 [36] [37] :

bande de fréquence	Standard-guide d'onde	limites de fréquence(GHz)	$f_c$ de mode $TE_{10}$ (GHz)	dimensions de guide d'onde (mm)		longueur d'onde $\lambda_0$ (cm)
				a	b	
Bande <b>S</b>	WR-284	2 - 4	2,07	72,136 *	34,036	15 à 7,5
bande <b>C</b>	WR-137	5,85 - 8,20	4,304	34,8488 *	15,7988	7,5 à 3,5
Bande <b>X</b>	WR-90	8 - 12	6,56	22,86 *	10,16	3,75 à 2,5
Bande <b>Ku</b>	WR -62	12 - 18	9,49	15,799 *	7,89	2,5 à 1,67
Bande <b>K</b>	WR -42	18 - 26,5	14,08	10,668 *	4,318	1,67 à 1,11
bande <b>Ka</b>	WR – 28	26,5 - 40	21,1	7,112 *	3,556	1,11 à 0,75
bande <b>U</b>	WR – 19	40 - 60	31,41	4,775 *	2,387	0,75 à 0,5
bande <b>V</b>	WR -15	50 – 75	39,89	3,759 *	1,879	0,5 à 0,375
bande <b>W</b>	WR – 10	75 - 110	59,05	2,54 *	1,27	0,375 à 0,3

**Tableau III.1** : Bandes des fréquences

III.5.2. Conception semi fente circulaire charge de FPB basé sur siw

III.5.2.1. La structure du SIW- FPB pour une adoption du nœud papillon

Le filtre proposé est construit en incorporant deux fentes semi-circulaires dans la structure SIW des côtés entrée et sortie, comme indiqué à la figure (III.7). Les dimensions proposées de la cavité SIW sont 13,09 \*9,945mm<sup>2</sup> alors que les dimensions globales sont de 26, 625 \*14mm<sup>2</sup> en utilisant un substrat avec permittivité de 2,2 et épaisseur de 0,245 mm. Les dimensions du filtre proposé sont illustrées dans le tableau (III.2).

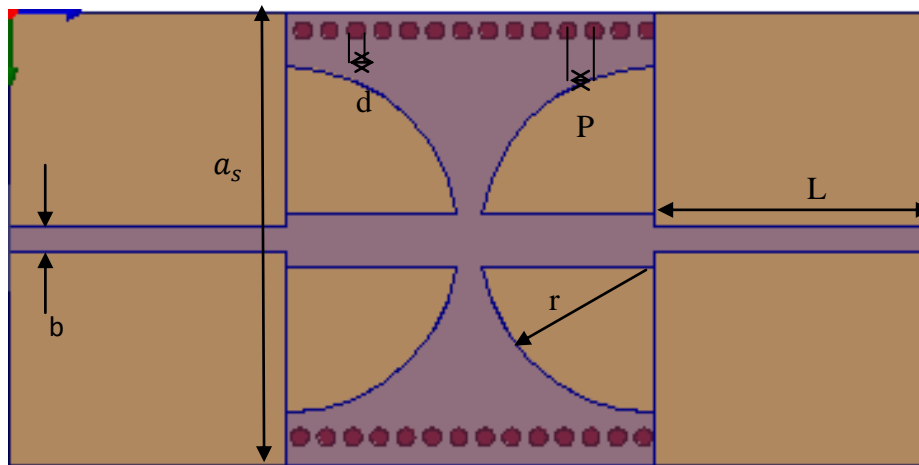


Figure III.7 : Vue de face du FPB avec deux fentes semi-circulaires

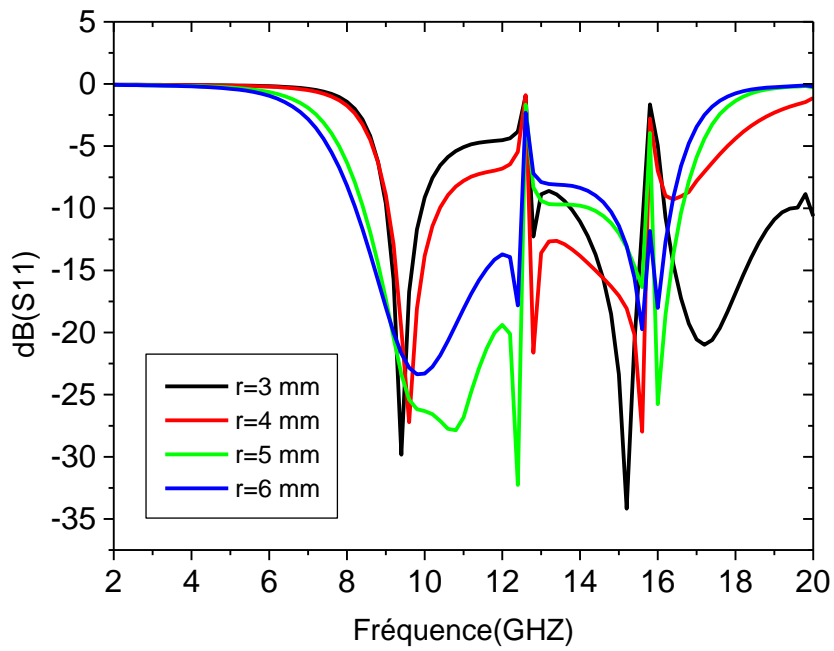
Les dimensions de cette structure sont présente dans le tableau ci dessous :

Paramètres	L	w	$a_s$	r	b	y	d	P
Valeurs (mm)	10.63	20.63	13.0.9	5	0.76	6.12	0.50	0.765

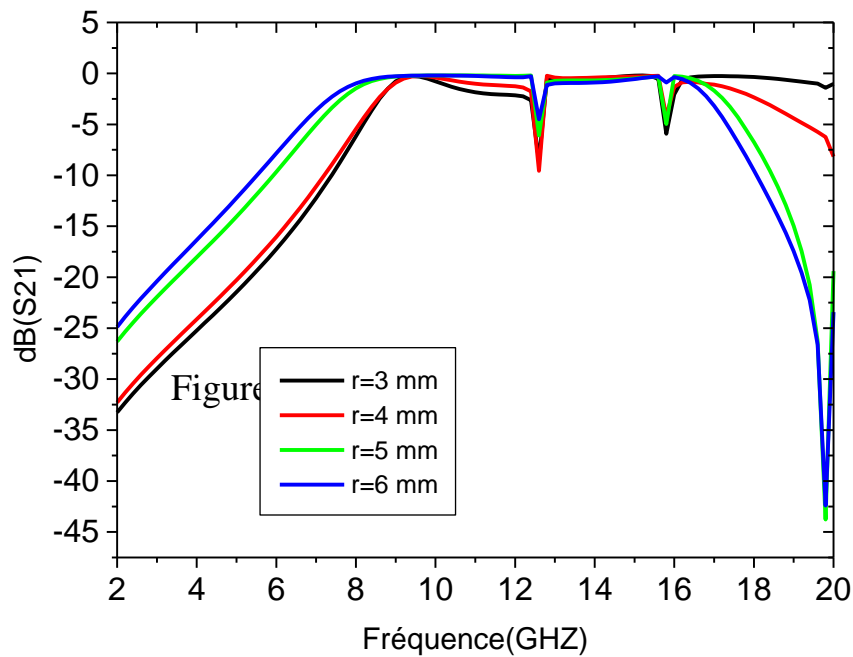
Tableau III.2 : les dimensions de la structure proposée

La figure (III.8.(a)) et figure (III.8.(b)) montre les différents résultats du coefficient de réflexion et de transmission pour chaque valeur du Paramètre « r ».





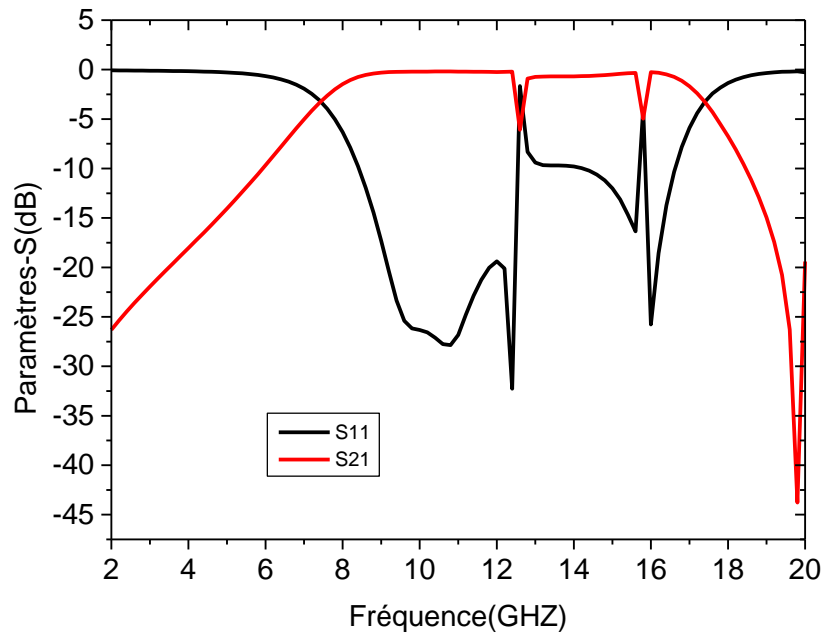
(a)



(b)

**Figure III.8 :** Réponses simulées S11 et S21 du FPB proposé avec r comme paramètre.

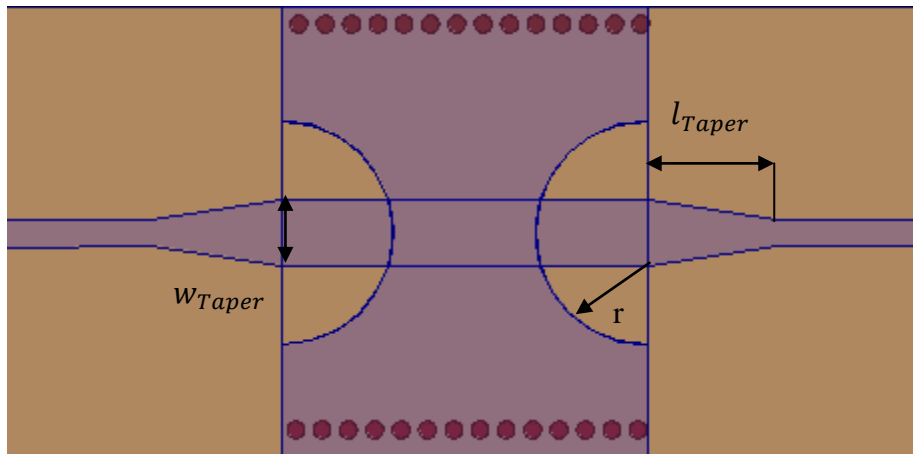
Nous remarquons un décalage de S11 et S21 en changeant les valeurs de Diamètre r. Le meilleur résultat après cette étude paramétrique c'est pour r=5mm qui montre que la structure est parfaitement adapté, nous voyons 2 pics inférieur à -20 dB, une très large bande passante de 4.9 GHz à 9 GHz .C'est la structure optimale.



**Figure III.9 :** Réponses simulées S11 et S21 du FPB avec  $r=5$

### III.5.2.2. SIW-FPB cavité SIW avec des extrémités en microruban

Nous avons créé des fentes semi-circulaires de rayon  $r$  pour obtenir un résonateur à nœud papillon. Ensuite, des balayages paramétriques ont été effectués sur le diamètre des fentes semi-circulaires  $r$  pour obtenir la réponse de filtre souhaitée. Les performances élevées de ce filtre ont été obtenues avec  $r = 2,5$  mm, comme indiqué à la figure (III.10) .

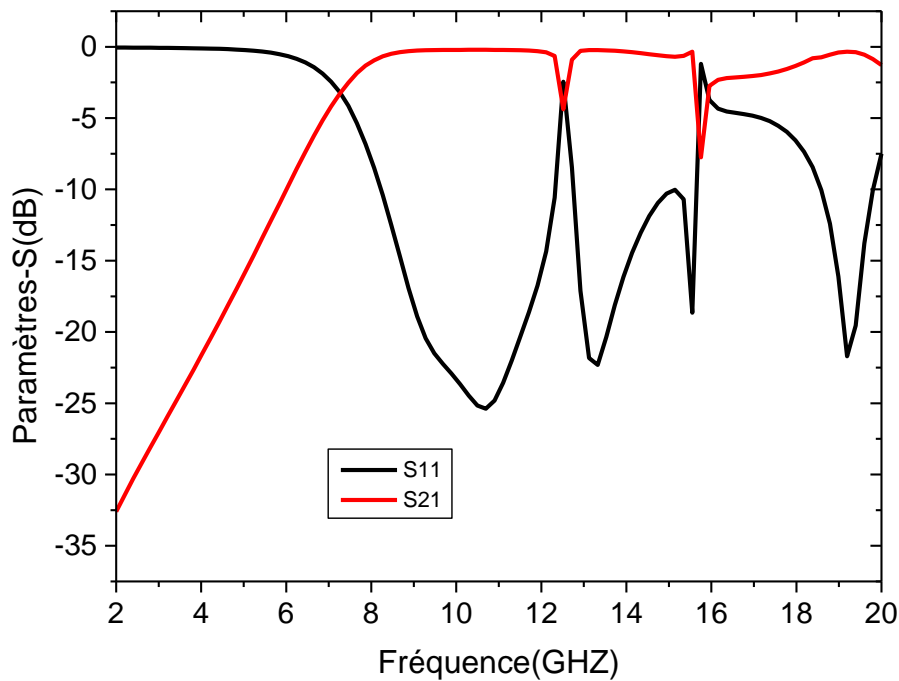


**Figure III.10** :structure SIW-FPB avec fentes semi-circulaires de rayon  $r$

Les dimension de la transition sont les suivantes :

Paramètres	Définitions	Dimensions (mm)	
Taper	Largeur	$w_{Taper}$	2.2
	Longueur	$l_{Taper}$	5

Les résultats obtenus sont après la simulation par la figure (III.12) qui représente les puissances réfléchies d'entrée et de sortie S11 ainsi que le coefficient de transmission S21.

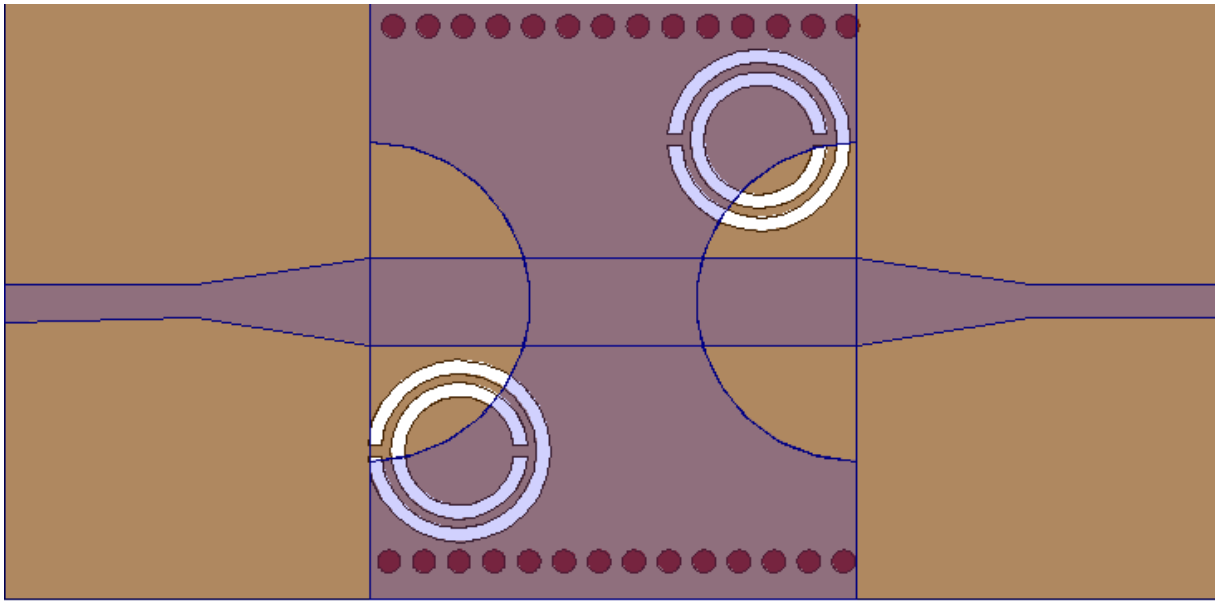


**Figure III.11 :** Réponses simulées S11 et S21 du SIW-FPB proposé avec  $r = 2,5\text{mm}$

D'après cette figure et après quand  $n$  a changé la ligne micro-ruban avec un Taper on trouve que ce signal il est mieux que le précédent. A  $-3\text{dB}$  la bande passante est de  $7.24\text{ GHz}$  (de  $7.5$  à  $15.5\text{ GHz}$ ) avec un rapport de  $106\%$ , avec ce type de filtre on remarque qu'à partir de  $20\text{ GHz}$  le filtre devient passant.

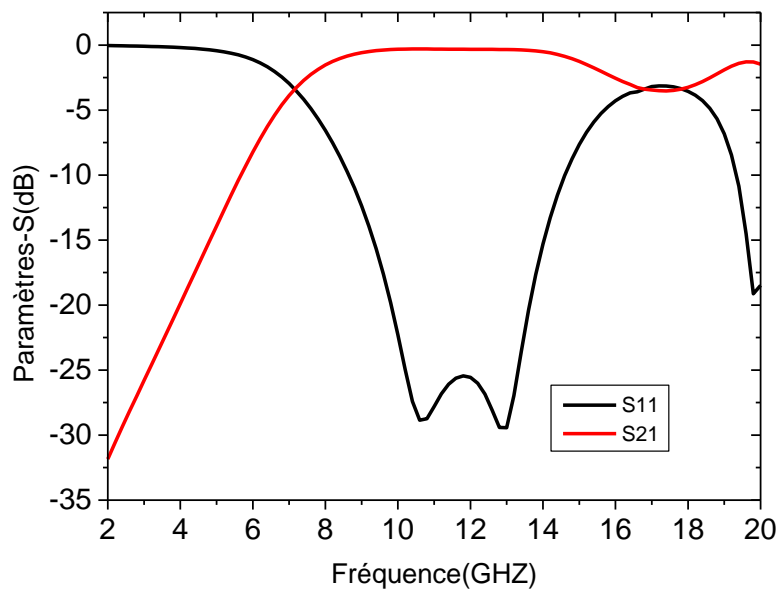
### III.5.2.3. Combinaison entre SIW et FPB pour deux CSRR

La conception proposée du filtre passe-bande SIW basé sur deux CSRR circulaire avec un rayon du cercle extérieur de  $1.8\text{mm}$  et  $1\text{ mm}$ . Nous avons gardé la même structure celle au figure (III.12).



**Figure III.12:** couplage SIW-FPB aux CSRR

La figure (III.13) illustre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient de transmission  $S_{21}$

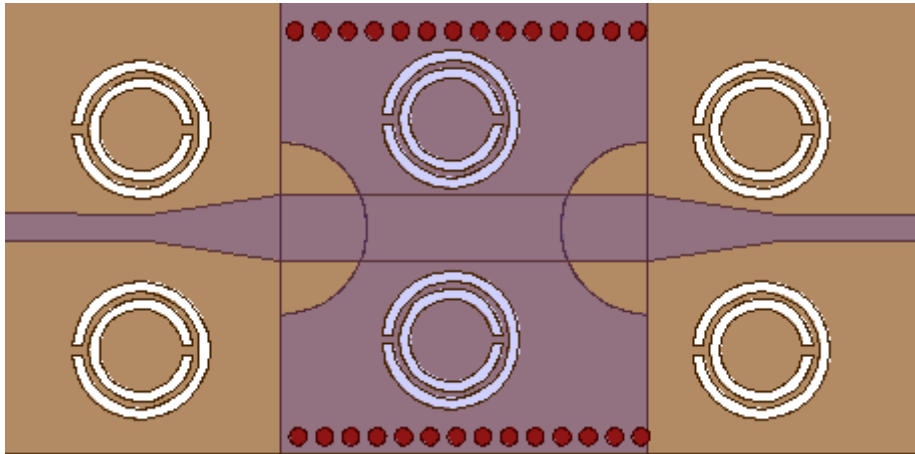


**Figure III.13 :** Réponses simulées  $S_{11}$  et  $S_{21}$  du couplage SIW-FPB proposé avec les CSRR

Après l'ajoutement de deux CSRR circulaire dans notre simulations, nous avons trouve une passante de 9.7 GHz (6.5 à 16.2GHz) ,une fréquence centrale proche de  $f = 11.38$  GHz. Avec un niveau d'adaptation dans toute cette bande ( $|S_{11}| < -25$  dB).

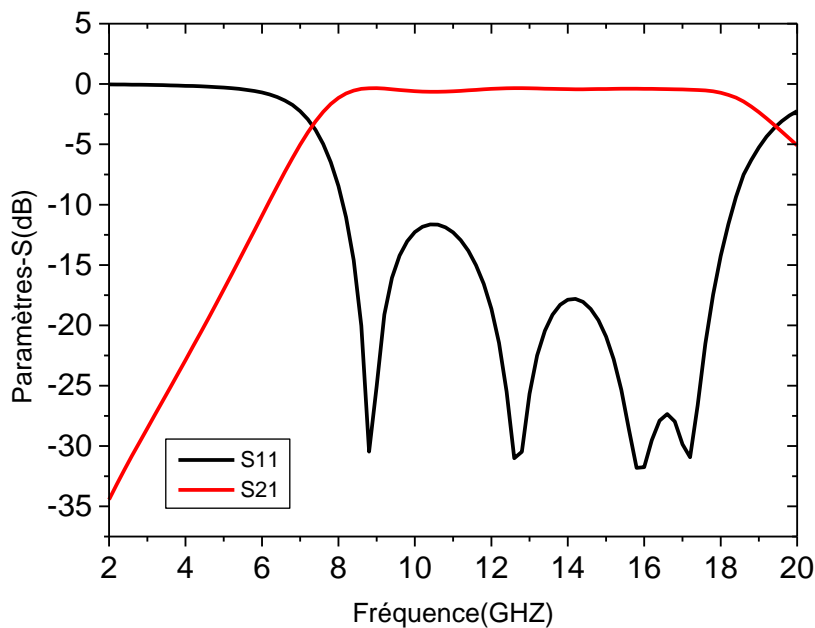
#### III.5.2.4. Couplage SIW-FPB avec 6 CSRR

La conception proposée du filtre passe-bande SIW basé sur six CSRR circulaire avec un rayon du cercle extérieur de 1.8mm et 1 mm pour tous les cerclces .Nous avons gardé la même structure que celle présenté dans la figure (III.7).



**Figure III.14 :** Couplage SIW-FPB avec 6 CSRR circulaire

La figure (III.15) illustre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient de transmission  $S_{21}$



**Figure III.15** : Réponses simulées S11 et S21

Cette figure montre que pour six CSRR circulaire on trouve une très large bande de 10.55 GHz .Avec une fréquence centrale proche de 13.89 GHz et Une adaptation dans toute la bande > -15 dB.

### III.6. conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté en premier lieu les résultats de la simulation de la structure citée dans la littérature .Deux fentes semi-circulaires ont été intégrées dans la structure SIW-FPB à partir des côtés entrée et sortie pour obtenir la réponse souhaitée dans la bande (8-18) GHz. Ensuite, pour améliorer la perte de retour dans cette bande de fréquences, nous avons couplé deux cellules CSRR de dimensions appropriées au SIW-FPB. Enfin, le modèle SIW-FPB proposé est de petite taille (27 \* 14) mm<sup>2</sup>, de profil bas et présente des résultats intéressants dans la bande large souhaitée, avec des performances élevées en termes de perte par retour et par perte par insertion. Cette étude peut être étendue à la conception de filtres sur des plages de fréquence millimétriques.

# **CHAPITRE IV**

## **CONCEPTION DE FILTRES SIW/CSRR**



## IV.1.Introduction

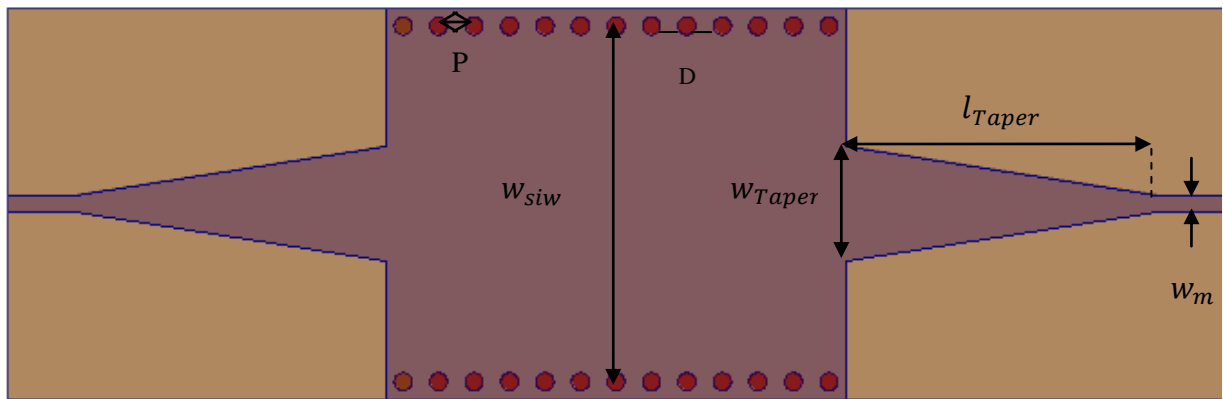
Le SIW « Substrate Integrated Waveguide » apparaît comme un candidat prometteur pour produisant une grande variété de composants et de dispositifs dans le champ des micro-ondes. Cette technologie se base sur une approche mixant le planaire de type micro-ruban avec des faces latérales métallisées. Pour des raisons de fabrication, ces murs latéraux sont majoritairement constitués de trous métallisés (ou vias traversants). 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. De l'autre, les métamatériaux ont été l'un des domaines de recherche populaires dans le domaine des micro-ondes dans le passé récent, de sorte que les résonateurs à anneau fendu (SRR) qui peut présenter une perméabilité et une permittivité négatives et donc indice de réfraction négative. Le complémentaire Les résonateurs à anneau fendu (CSRR) sont introduits pour une utilisation intensive dans structures planaires. La structure de CSRR est obtenue en gravant SRR dans le fond, qui peut également réaliser un effet de résonance et a trouvé une grande application dans la conception de bande passante large bande filtre.

Dans ce chapitre nous allons établir une étude sur les paramètres géométriques de notre propre structure afin de pouvoir déterminer leurs influences sur la variation de la fréquence de résonance du CSRR. Pour cela deux études ont été établies l'une sur le CSRR circulaire et l'autre sur le CSRR carré.

## IV.2. Conception d'un guide SIW

Pour concevoir un guide d'onde intégré au substrat qui fonctionne dans la bande X [8.2-12.4GHz], un substrat nommé Duroid 5880 a été utiliser avec une permittivité  $\epsilon_r = 2,2$  et hauteur d'épaisseur  $h=0.254$ .

La figure (IV.1) illustre notre guide d'onde SIW avec l'adaptation (taper) opérant dans la bande-X [8.2-12.4] GHz.



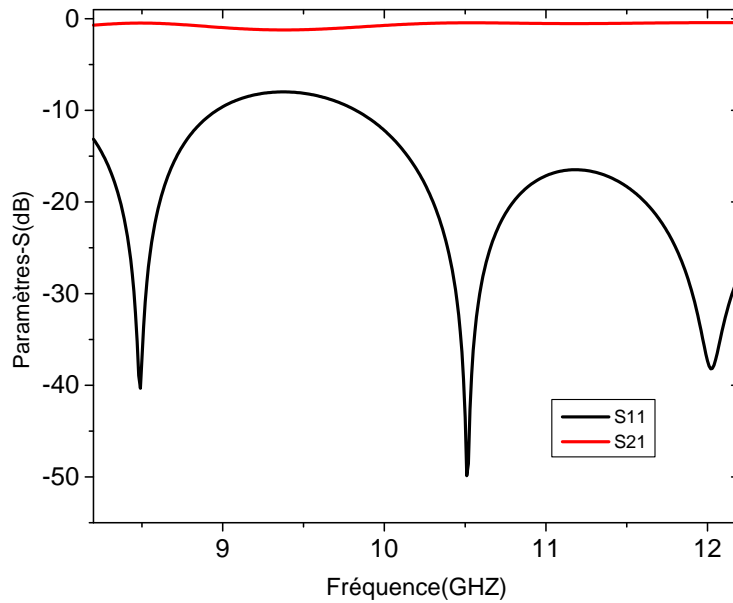
**Figure IV.1** : Guide SIW avec transition Taper

Les paramètres de simulés sont présentés dans le Tableau suivant :

Paramètres	Définitions	Dimensions (mm)	
Taper	Largeur	$w_{Taper}$	5.2
	Longueur	$l_{Taper}$	14
SIW	Largeur	$w_{siw}$	16
	Pas des vias	D	1.6
	Rayon R	R	0.8
Ligne micro ruban	Largeur	$w_m$	0.8

**Tableau IV.1** : Paramètres caractéristiques de la structure SIW

Après la conception et la simulation de SIW, les résultats de la puissance réfléchie S11 (coefficient de réflexion de port 1 au port 2) et la puissance transmise S21 (coefficient de transmission de port 1 au port 2) sont illustrées sur la figure (IV.2).

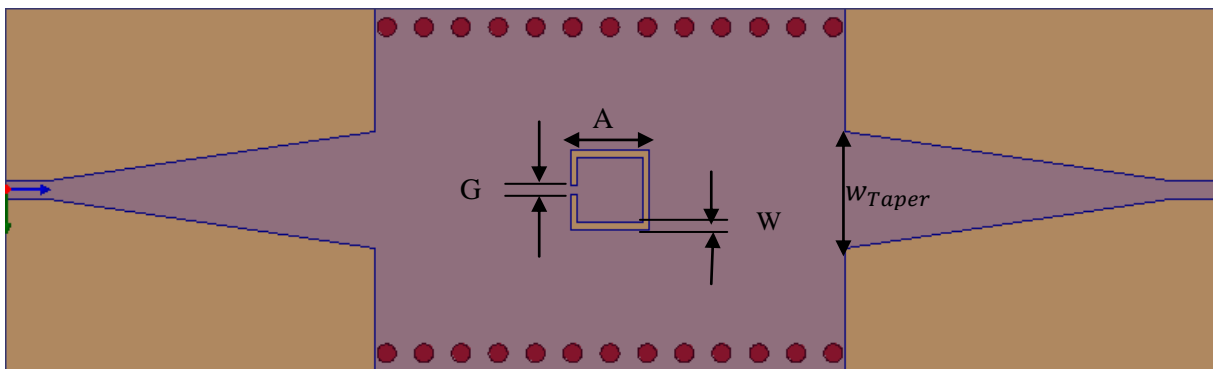


**Figure IV.2 :** La réponse fréquentiel de guide intégrér au substrat avec adaptation

Nous remarquons d'après les résultats obtenus figure (IV.2), que le guide SIW avec des transitions coniques présentent une bonne adaptation, car le coefficient de réflexion  $S_{11}$  reste inférieur à  $-10\text{dB}$  sur toute la bande  $[8.2-12.4]$  GHz ainsi que le coefficient de transmission  $S_{21}$  est de l'ordre de  $-0.8\text{dB}$ .

#### IV.2.1. Filtre passe bande SIW basé sur CSRR carrée

La structure CSRR est gravée dans sur la face supérieure exactement au centre du plan du conducteur du guide SIW, comme il est illustré sur la figure (IV.3).



**Figure IV.3 :** SIW avec CSRR simple anneau carré

Les dimensions de SIW et de la transition sont les suivantes :

Paramètres	Définitions	Dimensions (mm)	
Taper	Largeur	$w_{Taper}$	5.5
	Longueur	$l_{Taper}$	14
SIW	Largeur	$w_{siw}$	16
	Pas des vias	P	1.6
	Rayon R	D	0.8
Ligne micro ruban	Largeur	$w_m$	0.8
CSRR	Longueur	A	3
	Longueur	G	0.3
	Longueur	W	0.4

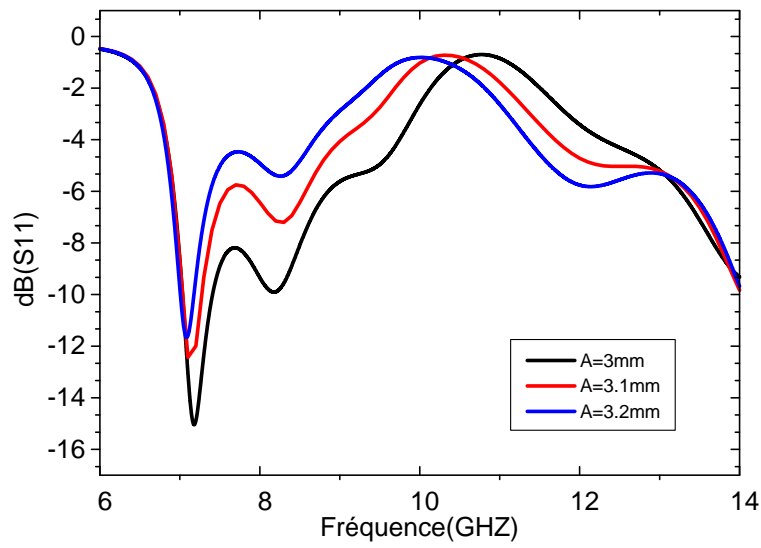
**Tableau IV.2 :** Dimensions du filtre Passe bande SIW avec CSRR carrée

Nous avons étudié l'effet de changement de la longueur du côté du carré "A" sur la réponse fréquentielle de notre filtre.

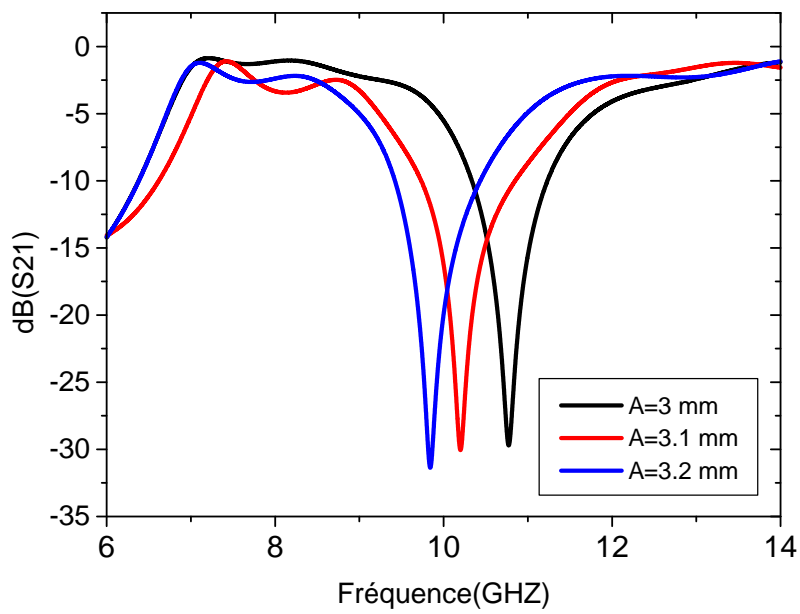
Paramètres « A »	A1	A2	A3
Valeurs en (mm)	3	3.1	3.2

**Tableau IV.3 :** les différentes valeurs de longueur du côté du carré "A"

Les différents résultats du coefficient de réflexion et de transmission pour chaque valeur du paramètre « A » sont dans La figure (IV.4).



(a)



(b)

**Figure IV.4 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b) de transmission S21 pour différentes valeurs de « A ».

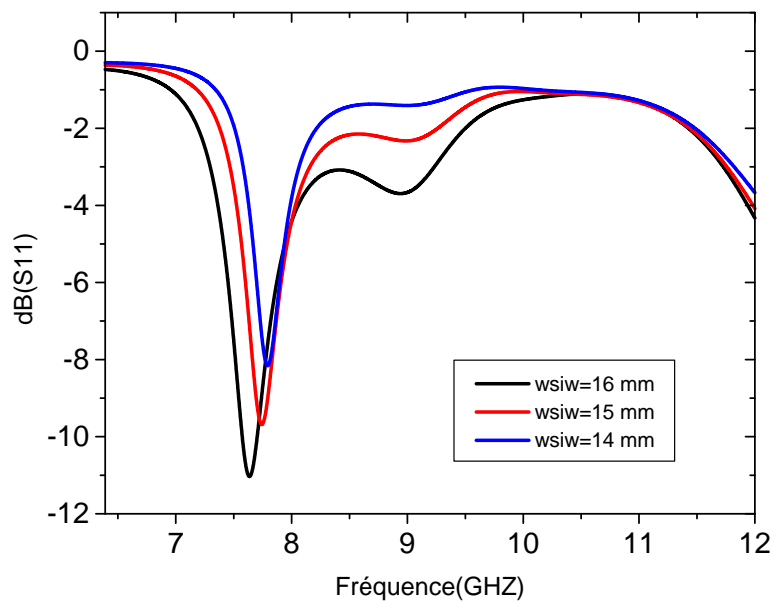
Nous n’observons que les variations de la longueur « A ». du CSRR ont influé significativement sur les réponses fréquentielles, nous notons que la variation de cette longueur à améliorer l’adaptation à environ -17 dB et à décaler les fréquences de résonance.

- Par la suite Les simulations sont faites avec les mêmes caractéristiques du filtre donné par la figure (IV.2) mais cette fois-ci nous avons étudié l’influence de la largeur  $w_{siw}$  sur la réponse de filtre.

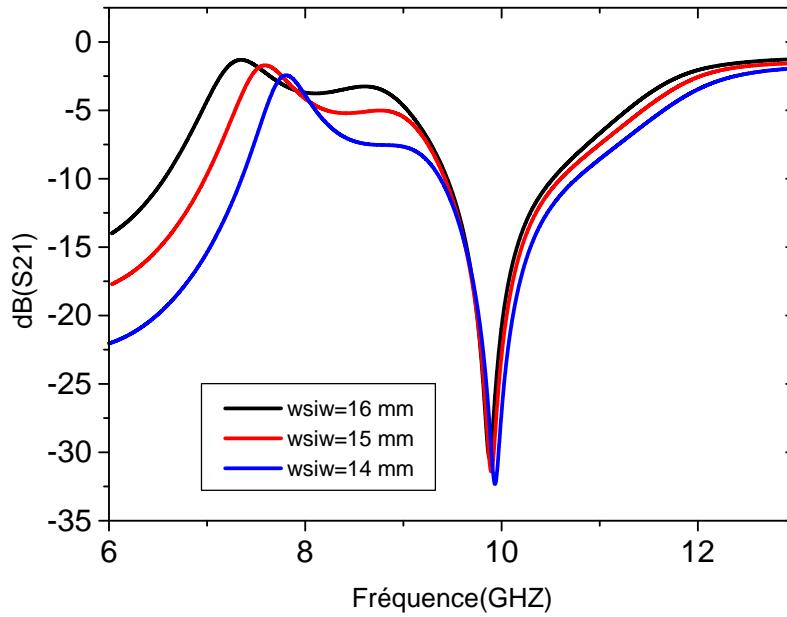
Paramètres «wsiw »	$w_{siw1}$	$w_{siw2}$	$w_{siw3}$
Valeurs en (mm)	16	15	14

**Tableau IV.4 :** Diamètres de  $w_{siw}$

Nous présentons dans les figures (IV.5) (a) et (b) successivement les coefficients de réflexion ainsi que ceux de transmission dans la bande de fréquences [6-12] GHz



(a)



(b)

**Figure IV.5 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b) de transmission S21 pour différentes valeurs de « $w_{siw}$ ».

Il apparaît clairement d’après cette étude, qu’un changement de longueur  $w_{siw}$  donne relativement un léger décalage des bandes de fréquences et garde la même allure dans la bande passante que la fréquence centrale est fixée a 9.9 GHZ

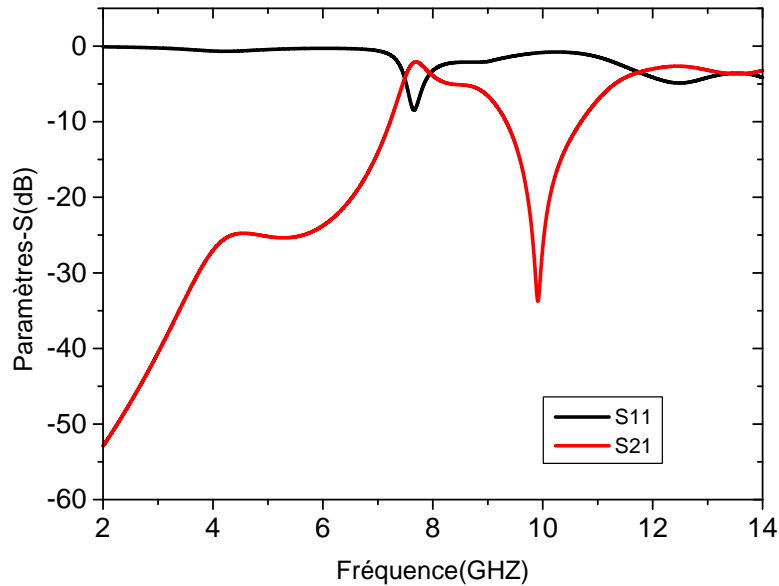
Ensuite

- Nous avons étudié le comportement du filtre SIW pour les dimensions de la transition qui sont variés dans deux valeurs pour  $A= 3.2 \text{ mm}$  :

Paramètres	Dimensions (mm)	
Taper1	$w_{Taper}$	5.2
	$l_{Taper}$	14
Taper2	$w_{Taper}$	2
	$l_{Taper}$	5.5

**Tableau IV.5 :** Dimensions de taper

- Pour Taper1, les paramètres S sont illustrés dans la figure (IV.6) dans la bande [2-14] GHZ



**Figure IV.6 :** La réponse fréquentiel pour  $w_{Taper}=5.2$  mm et  $l_{Taper}=14$ mm

C'est clairement visible que la réponse fréquentielle de notre structure donne des caractéristiques d'un filtre stop bande (coupe bande) dans la bande [8.1-11.7] GHz avec une fréquence centrale de la bande d'arrêt 9.9GHz et un filtre passe bande dans la bande [7.42-8.65] avec une bande passante de 1.23 GHz.

- Pour le Taper2, les paramètres S montrent un filtre stop bande avec une fréquence centrale de la bande d'arrêt de 9.9GHz et un filtre passe bande dans la bande [6.69-8.47] GHz avec une fréquence centrale de 7.58GHz.



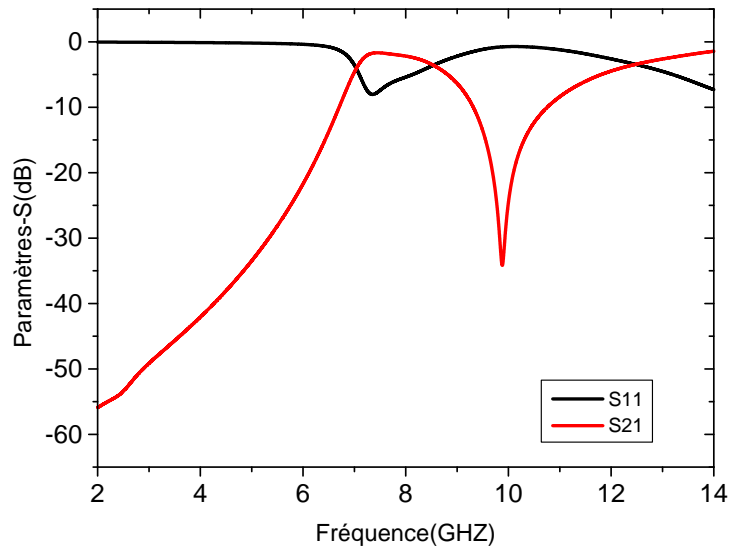


Figure IV.7 : La réponse fréquentiel pour  $w_{Taper}=2.2\text{mm}$  et  $l_{Taper}=5.5\text{mm}$

Une diminution des dimensions de la transition a entraîné une augmentation de la largeur de bande passante de 1.23 à 1.78 GHz avec une perte d'insertion inférieure de l'ordre de -1.86. Notez que la fréquence centrale de la bande d'arrêt est fixe à 9.9GHz

### IV.2.2. Filtre passe bande SIW basée sur trois CSRR carrés

La conception proposée du filtre passe-bande SIW est basée sur des cellules CSRR à anneau unique et à trois carrés, avec la distance entre deux CSRR carrés est  $T = 7,4$  mm comme il est illustrée à figure (IV.8).

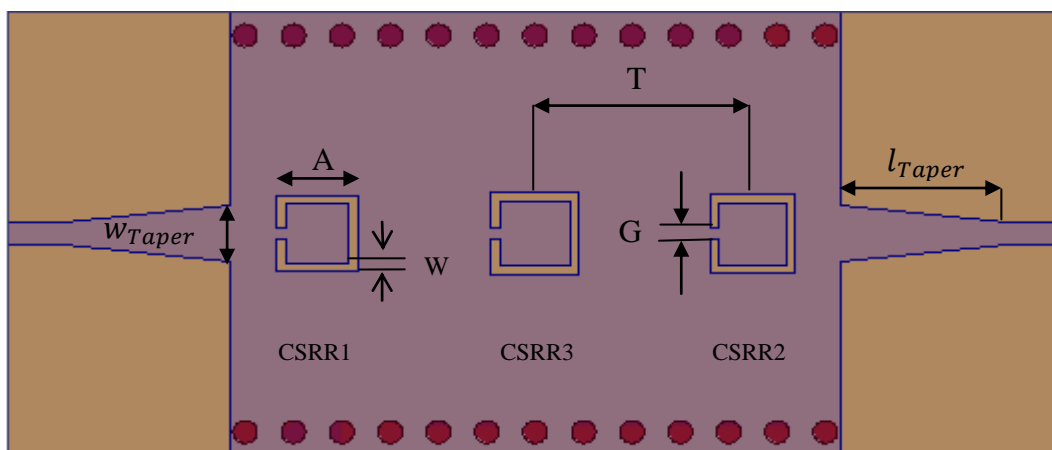


Figure IV.8 : SIW avec 3 cellules CSRRS carrée

Les dimensions de SIW, et la transition de la ligne micro-ruban sont les suivantes :

Paramètres	Définitions	Dimensions (mm)	
Taper	Largeur	$w_{Taper}$	1.72
	Longueur	$l_{Taper}$	5.5
SIW	Largeur	$w_{siw}$	16
	Pas des vias	P	1.6
	Rayon R	D	0.8
Ligne micro ruban	Largeur	$w_m$	0.8

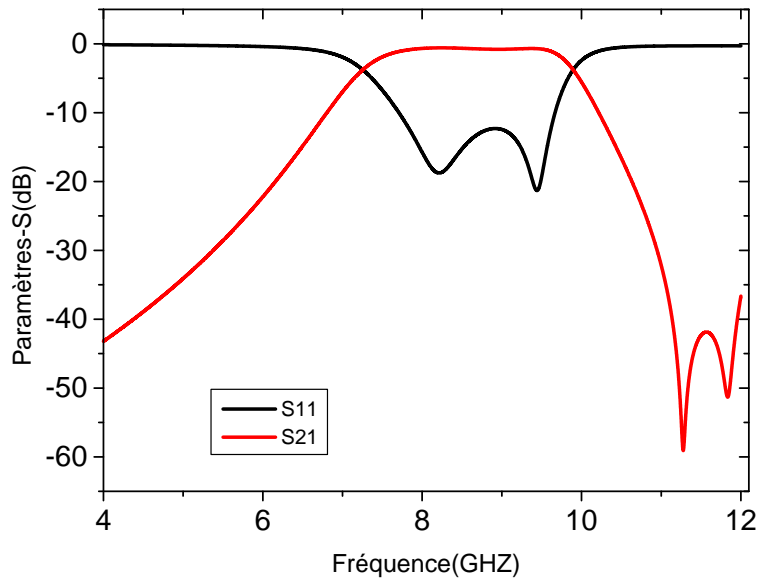
**Tableau IV.6 :** Dimensions du filtre Passe bande SIW

Les dimensions pour les 3 cellules CSRRS carrée sont :

Paramètres	CSRR1	CSRR2	CSRR3
A (mm)	2.7	2.8	2.9
W (mm)	0.3	0.3	0.3
G (mm)	0.4	0.4	0.4

**Tableau IV.7 :** Dimensions pour les 3 CSRRS

Les résultats obtenus après la simulation dans la figure (IV.9) présente les puissances réfléchies S11 ainsi que le coefficient de transmission S21 :

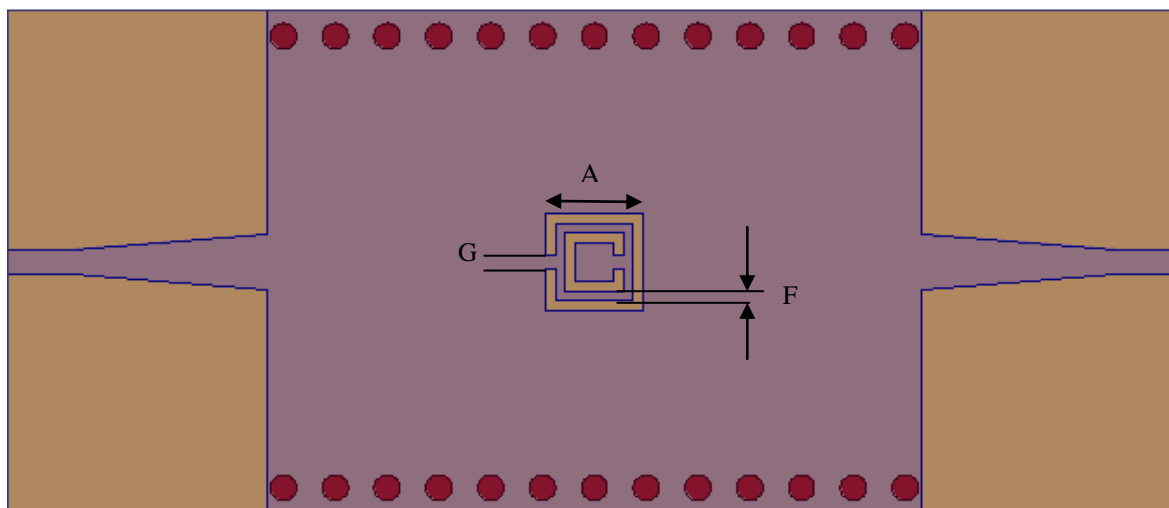


**Figure IV.9 :** La réponse fréquentiel pour SIW avec 3 CSRRS

D'après ces résultats nous remarquons un filtre passe bande dans la bande [7.26- 9.93] GHz de 2.67GHz. Avec une fréquence centrale  $f = 8,6$  GHz, et une perte d'insertion autour de 8,6 GHz de l'ordre -0,81 dB.

### IV.2.3. Filtre passe bande SIW basée sur des cellules CSRRS à double anneau carré

La géométrie de la structure étudiée est présentée sur la figure (IV.10). Le filtre simulé et optimisé sur le même substrat et avec les mêmes caractéristiques mais cette fois avec une autre forme CSRR doublés avec  $F = 0.3$  mm et  $G = 0.4$  mm.



**Figure IV.10 :** Guide SIW à doubles anneaux carrés CSRR

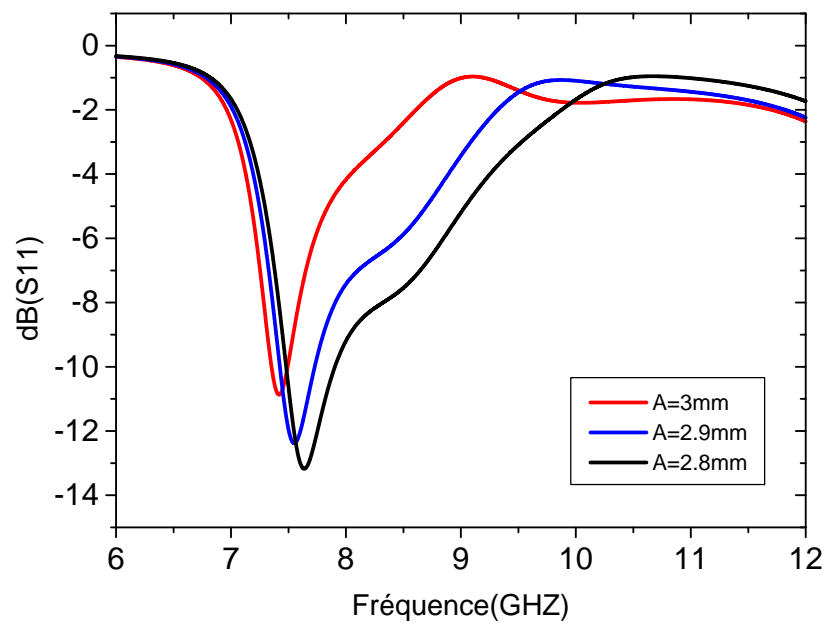
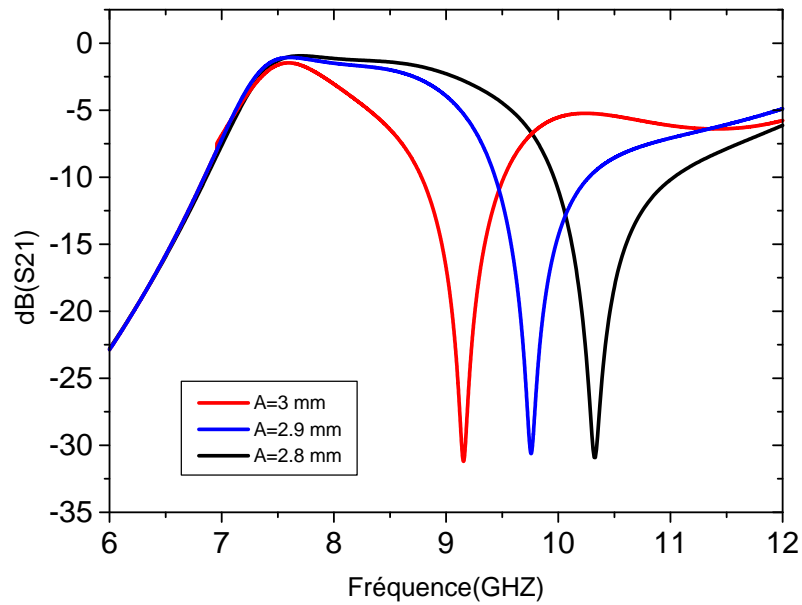
Les dimensions du double anneau carré CSRRS sont les suivantes

Avec la longueur du côté du carré, "A" varie en trois valeurs différentes :

Paramètres « A »	$A_1$	$A_2$	$A_3$
Valeurs en (mm)	3	2.9	2.9

**Tableau IV.8 :** les différentes valeurs de la longueur "A"

Nous avons présenté sur la figure (IV.10) (a) et (b) les variations les coefficients de réflexion ainsi que ceux de transmission dans la bande de fréquences [6-12] GHz.

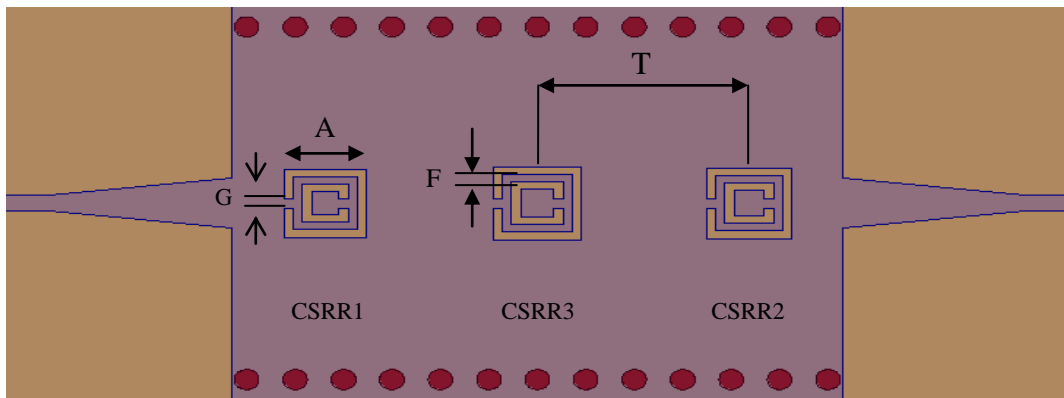


**Figure IV.11** : Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b) de transmission S21 pour différentes valeurs de « A ».

D'après les variations géométriques effectuée sur la structure du CSRR carrée sur le paramètre « A ».on remarque une influence sur le filtrage de la fréquence désirée car : en diminuant la valeur « A » la fréquence désirée augmente ; avec une résonance de -11dB qui présente un résultat satisfaisant.

**IV.2.4. Filtre passe bande SIW basée sur trois cellules CSRRS à double anneau carré**

La conception proposée du filtre passe-bande SIW basé sur des trois cellules CSRRS à double anneau carré. Nous avons gardé les mêmes dimensions du SIW avec la distance entre deux CSRR  $T = 9 \text{ mm}$ .



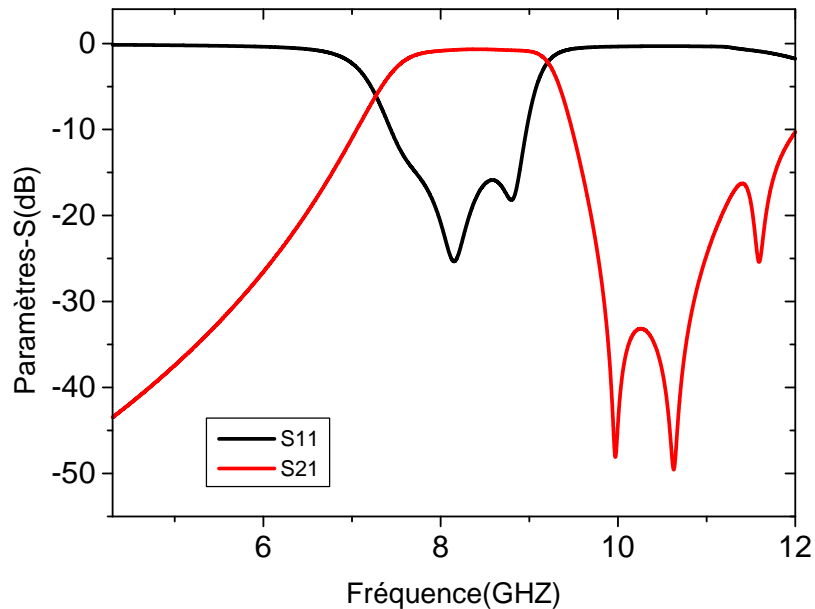
**Figure IV.12 :** SIW avec trois cellules CSRRS à double anneau carré

Les dimensions pour les trois cellules CSRRS sont :

Paramètres	CSRR1	CSRR2	CSRR3
A (mm)	2.7	2.9	2.8
W (mm)	0.3	0.3	0.3
G (mm)	0.4	0.4	0.4
F (mm)	0.3	0.3	0.3

**Tableau IV.9 :** Dimensions pour les 3 CSRR

La figure (IV.13) illustre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient de transmission  $S_{21}$  du filtre passe-bande SIW

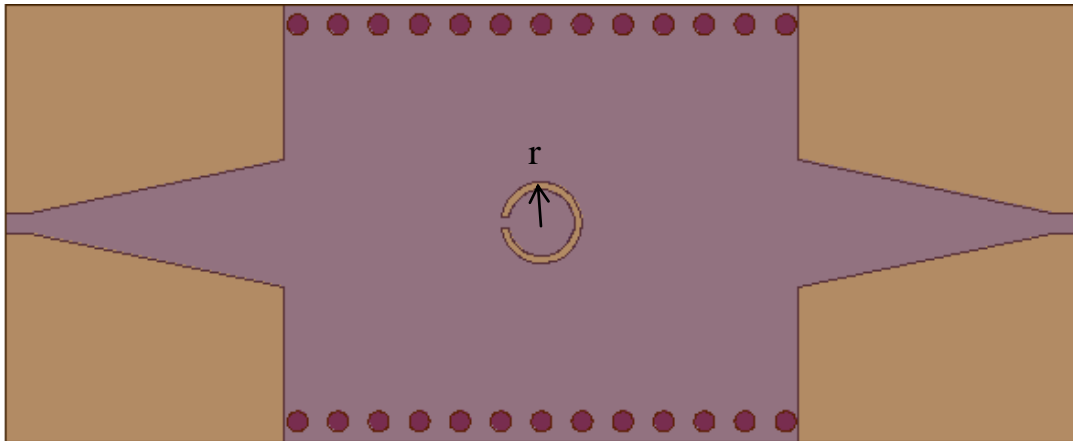


**Figure IV.13** : Résultats SIW avec 3 CSRR cellules CSRR à double anneau carré

La réponse fréquentielle que nous avons obtenue montre un comportement d'un filtre passe-bande à large bande avec une bande passante de 7.34 GHz à 9 GHz et une fréquence centrale 8.17 GHz. Ce filtre présente une adaptation inférieure de -15dB.

#### IV.2.5. Filtre passe bande SIW basé sur CSRR circulaire

Comme le montre la Figure (IV.14), la cellule du SIW avec CSRR est conçue en prenant une Cellule CSRR avec un rayon du cercle de 3 mm. Nous avons gardé les mêmes dimensions du SIW que celui associé aux cellules carrées Figure (IV.3).



**Figure IV.14 :** Guide SIW avec CSRR circulaire simple anneau

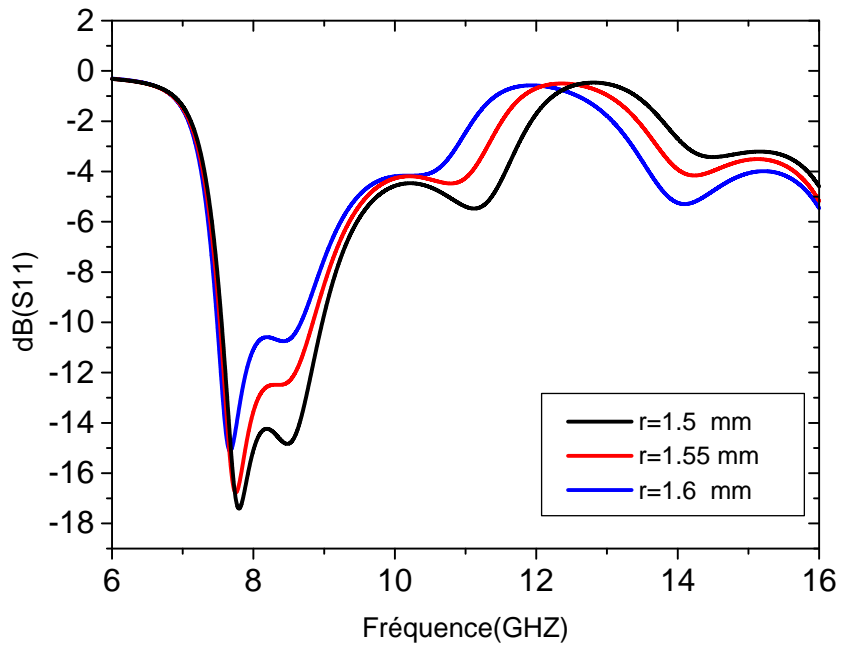
Nous avons étudié l'effet de variation de rayon "r" sur la réponse fréquentielle de notre filtre.

Paramètre « r »	$r_1$	$r_2$	$r_3$
Valeurs en (mm)	3	3.1	3.2

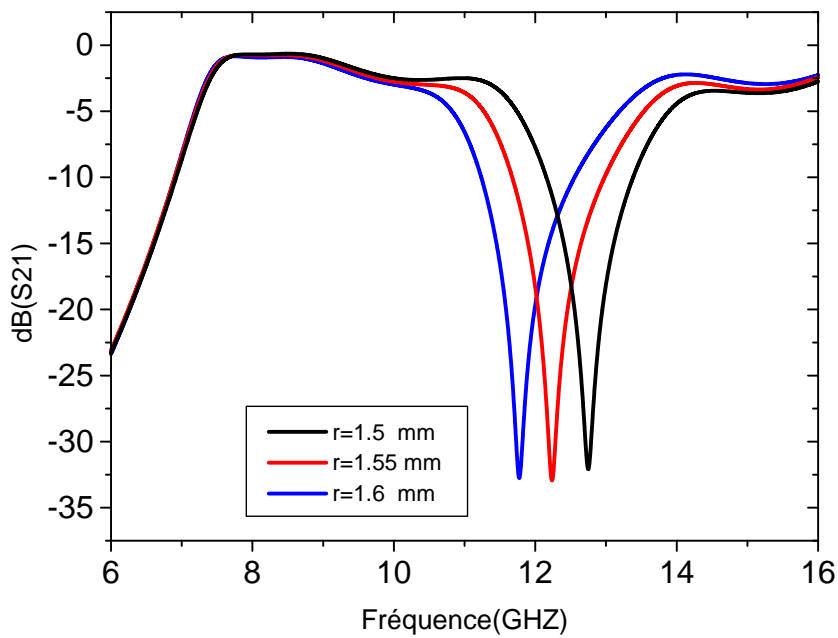
**Tableau IV.10 :** les différentes valeurs de rayon "r"

Suite à l'analyse de cette seule cellule CSRR la Figure (IV.15) (a) et (b) montre le coefficient de réflexion S11 et le coefficient de transmission S21 pour chaque valeur de "r" dans la bande [6Ghz-16Ghz]





(a)



(b)

**Figure IV. 15 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et de (b) transmission S21 Pour différentes valeurs de « r ».

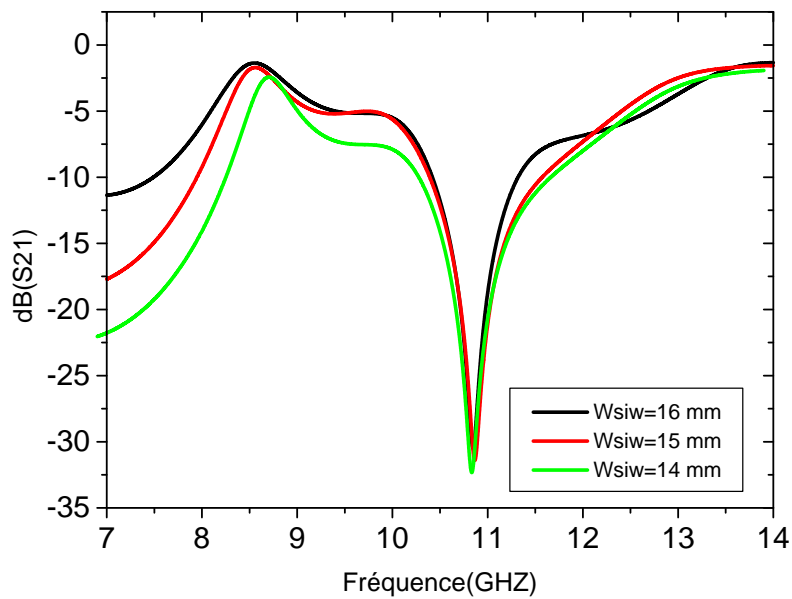
D'après les variations géométriques effectuées sur le rayon « r » de la structure du CSRR circulaire on remarque une influence sur le filtrage de la fréquence désirée : si on augmente la valeur de « r » la fréquence filtrée diminue ; avec une fréquence de résonance décaler.

- Par la suite Les simulations sont faites avec les mêmes caractéristiques du filtre donné par la figure (IV.14) mais cette fois-ci nous avons étudié l'influence de la largeur  $w_{siw}$  sur la réponse de filtre.

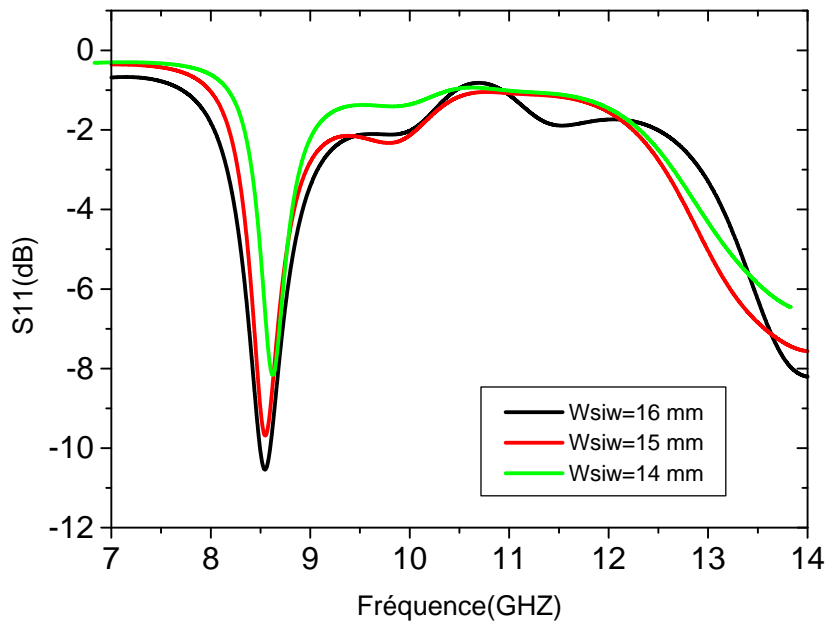
Paramètres « $w_{siw}$ »	$w_{siw1}$	$w_{siw2}$	$w_{siw3}$
Valeurs en (mm)	16	15	14

Tableau IV.11 : Diamètres de  $w_{siw}$

Nous présentons dans les figures (IV.16) (a) et (b) les coefficients de réflexion ainsi que ceux de transmission pour les différent valeurs de  $w_{siw}$  dans la bande de fréquences [7-14] GHz



(a)



(b)

**Figure IV.16 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b) de transmission S21 pour différentes valeurs de « $w_{siw}$ ».

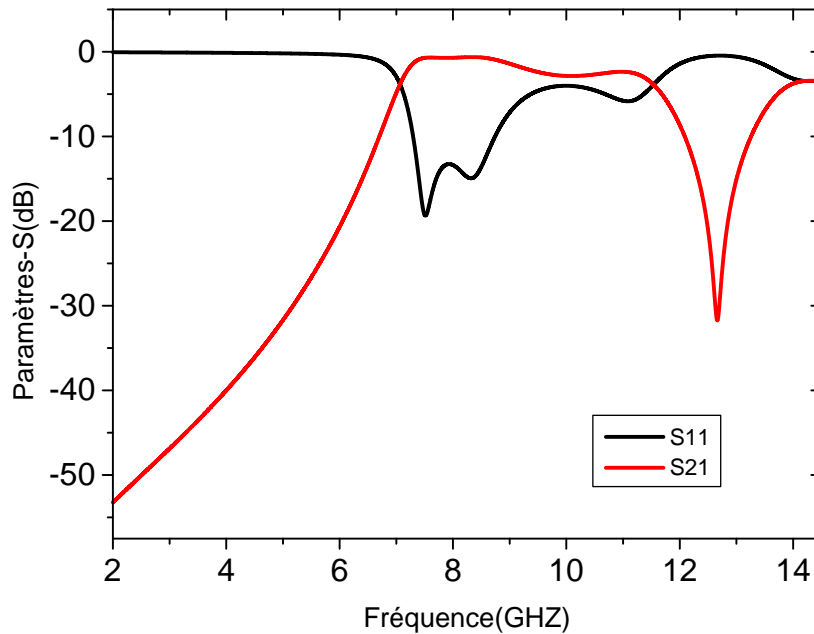
Après le changement de la longueur  $w_{siw}$  on voit qu’il ya un léger décalage des bandes de fréquences et qui garde la même allure dans la bande passante. La fréquence centrale est fixée à 10.9 GHZ

- Ensuite nous avons étudié le comportement de ce filtre avec les dimensions de la transition qui varie en deux valeurs pour  $r = 1.6 \text{ mm}$  :

Paramètres	Dimensions (mm)	
Taper1	$w_{Taper}$	5.2
	$l_{Taper}$	14
Taper2	$w_{Taper}$	2
	$l_{Taper}$	5.5

**Tableau IV.12 :** Dimensions de taper

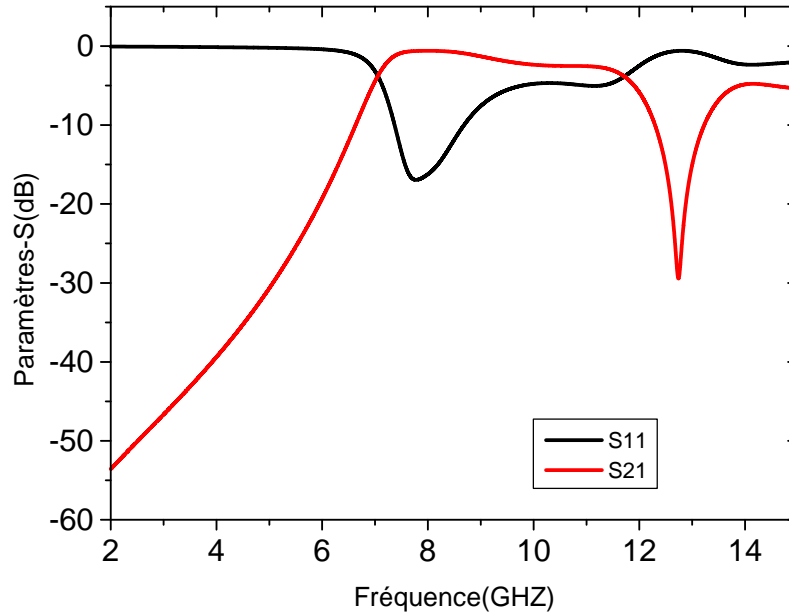
- Pour Taper1 les paramètres S sont illustrés dans la figure IV.16 et qui montre le caractère coupe bande dans la bande [2-14] GHZ



**Figure IV.17** : La réponse fréquentiel pour  $w_{Taper} = 5.2\text{mm}$  et  $l_{Taper} = 14\text{mm}$

Les résultats de simulation des paramètres S figure (IV.17) montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 12.5GHz avec une transmission (S21) de l'ordre de -30 dB et une fréquence centrale  $f=9\text{GHz}$  avec un filtre passe bande de 4.7 GHz.

- Pour le Taper2, les paramètres S montrent un filtre stop bande avec une fréquence centrale de la bande d'arrêt de 12.5GHz et un filtre passe bande dans la bande [7.8.11.8] GHz avec une fréquence centrale de 9 GHz

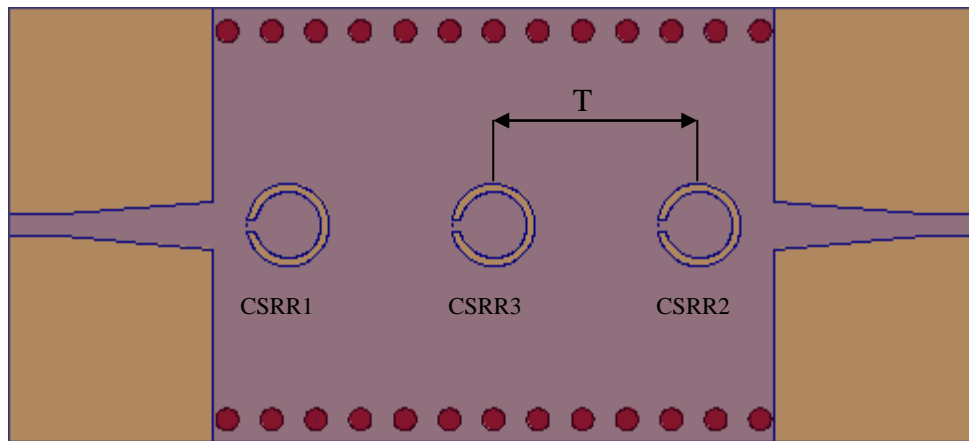


**Figure IV.18 :** La réponse fréquentiel pour  $w_{Taper}=2.2\text{mm}$  et  $l_{Taper}=5.5\text{mm}$

D'après la figure (IV.18), nous observons que le résultat obtenu après l'optimisation du taper. a entraîné une augmentation de la largeur de bande passante de 1.23 à 1.78 GHz avec une perte d'insertion inférieure de l'ordre de -1.86.

#### IV.2.6. Filtre passe bande SIW basée sur trois CSRRs circulaire

Comme le montre la figure (IV.18), la cellule du SIW avec CSRR circulaire est conçue en prenant une cellule CSRR avec une différente valeur rayon du cercle. La distance entre deux CSRR est  $T = 7,4 \text{ mm}$ .



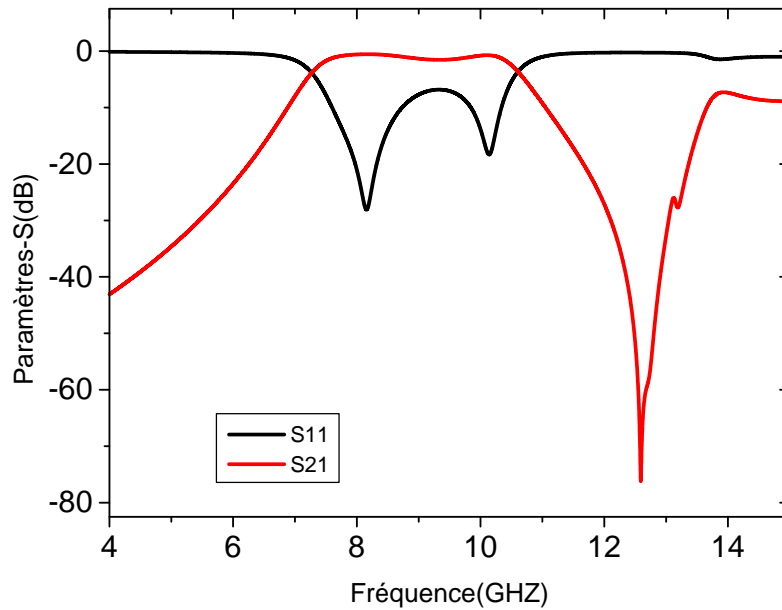
**Figure IV.19 :** Filtre passe-bande SIW basé sur trois cellules CSRRS à anneau unique et circulaire

Les dimensions pour les 3 cellules CSRRS circulaire sont :

Paramètres	CSRR1	CSRR2	CSRR3
A (mm)	2.7	2.8	2.9
W (mm)	0.3	0.3	0.3
G (mm)	0.4	0.4	0.4

**Tableau IV.13 :** Dimensions pour les 3 CSRR

La figure (IV.20). illustre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient de transmission  $S_{21}$ .

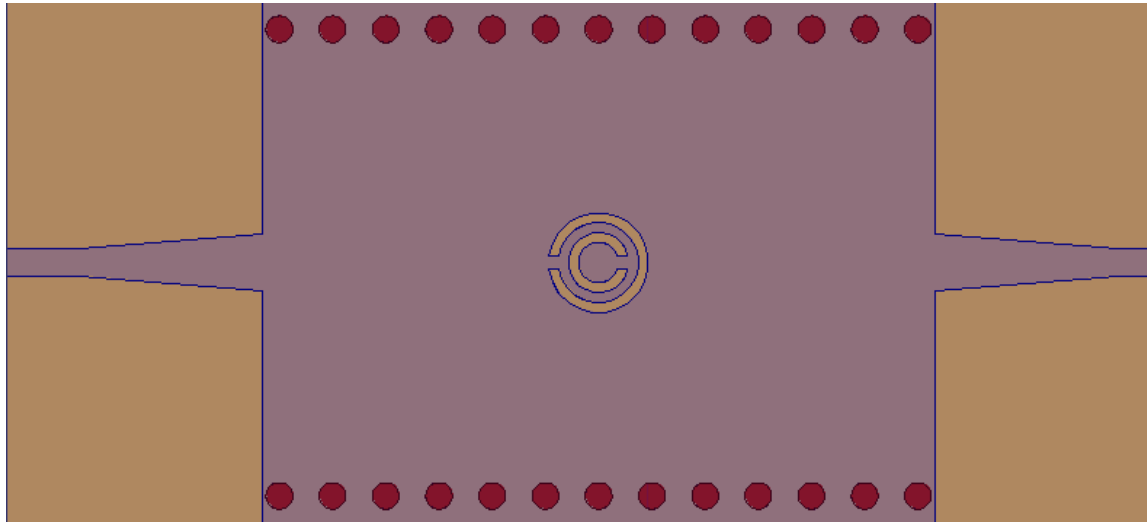


**Figure IV.20 :** SIW avec 3 CSRR.

Dans nos simulations, nous avons atteint une bande passante de 1.42 GHz (7.2 à 10.64GHz) et des pertes d'insertion de l'ordre de -6.84 dB, nous remarquons une bande de fréquence égale environ à 1.47 GHz et une fréquence centrale proche de  $f = 9.28$  GHz. Avec un niveau d'adaptation dans toute cette bande ( $|S_{11}| < -20$  dB).

#### **IV.2.6. Filtre passe bande SIW basée sur une cellule CSRR à double anneau circulaire**

Comme le montre la figure (IV.21), la cellule du SIW avec CSRR est conçue en prenant une cellule CSRR avec un rayon du cercle extérieur de 1.8mm et 1 mm.



**Figure IV.21 :** Guide SIW à doubles anneaux circulaire CSRR

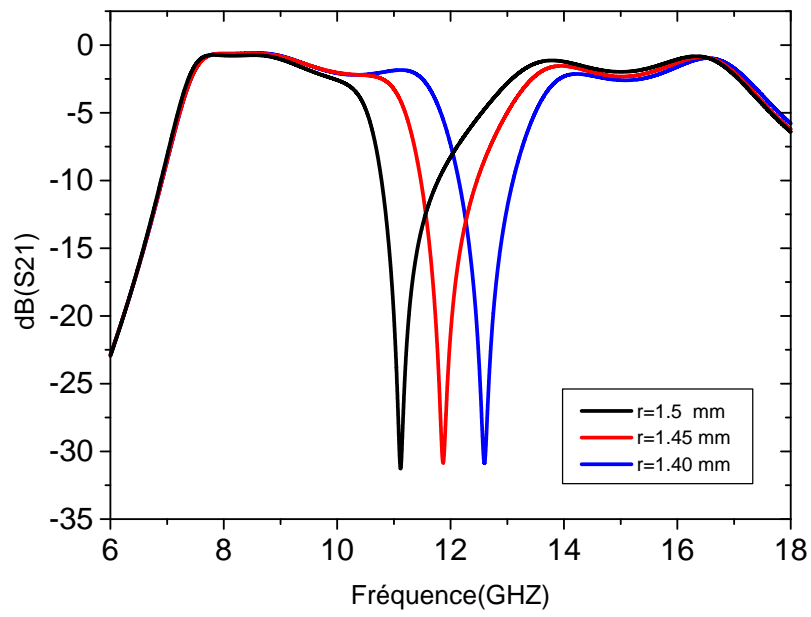
Avec rayon du cercle "r" varie en trois valeurs différentes :

Paramètre « A »	$r_1$	$r_2$	$r_3$
Valeurs en (mm)	3	2.9	2.9

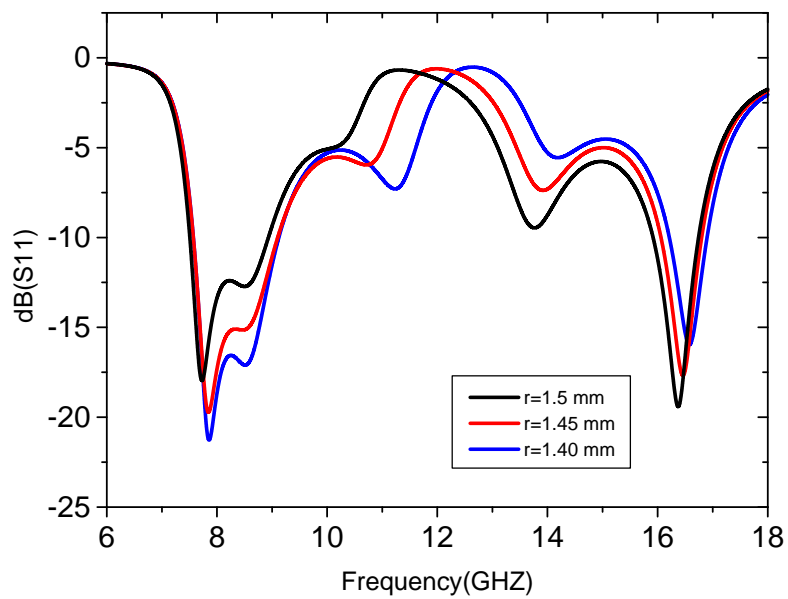
**Tableau IV.14 :** Les différentes valeurs valeur r

La figure (IV.22). Illustre les résultats de simulations des variations de coefficient de réflexion S11 et de transmission S21 obtenus.





(a)



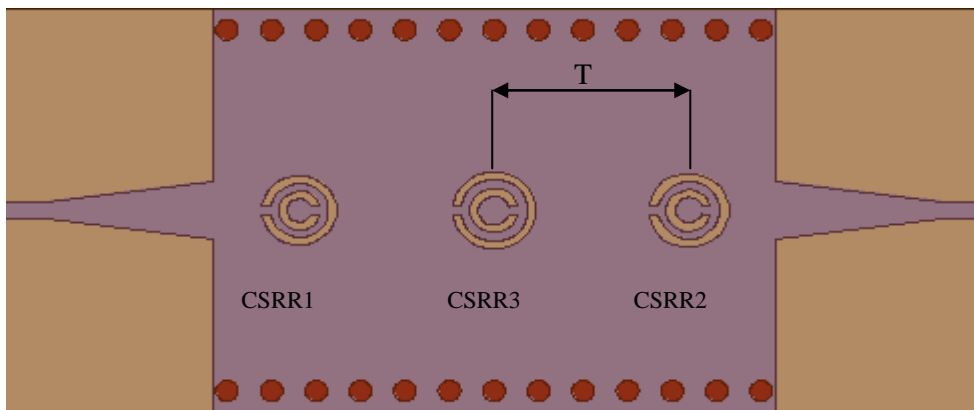
(b)

**Figure IV.22 :** Variations des Coefficients (a) de réflexion S11 et (b)de transmission S21 Pour différentes valeurs de « r ».

La figure (IV.22) montre les différents résultats du coefficient de réflexion et de transmission pour chaque valeur de rayon « r ». Nous remarquons un décalage des réponses fréquentielles en changeant les valeurs de diamètre avec une augmentation de la fréquence de la bande d'arrêt centrale.

**IV.2.7. Filtre passe bande SIW basée sur trois cellules CSRRS à double anneau circulaire**

Nous avons gardé les mêmes dimensions du SIW avec sur trois cellules CSRR à double anneau carrée. La distance entre deux CSRR circulaire  $T = 9\text{mm}$ .



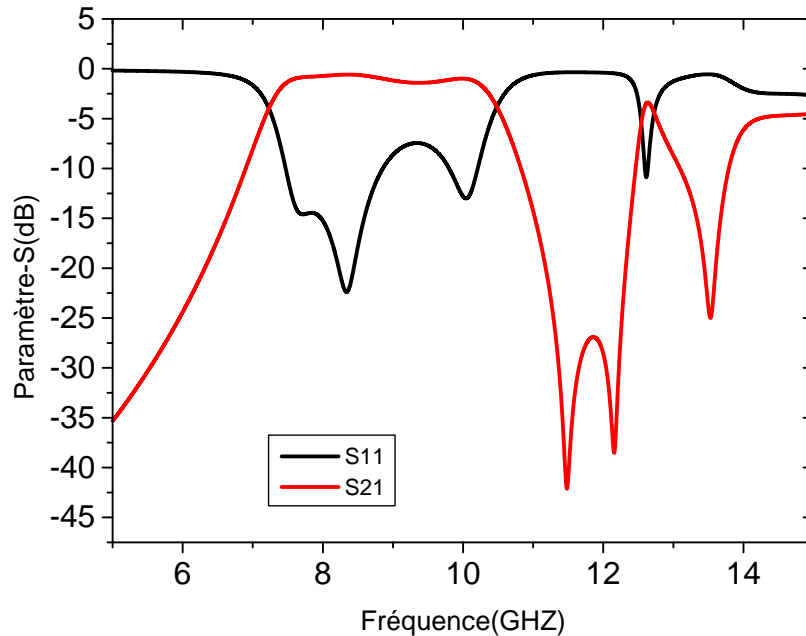
**Figure IV.23 :** Filtre passe-bande SIW basé sur trois cellules CSRRS à double anneau circulaire

Les dimensions pour les trois cellules CSRRS sont :

paramètres	CSRR1	CSRR2	CSRR1
A (mm)	2.7	2.9	2.8
W (mm)	0.3	0.3	0.3
G (mm)	0.4	0.4	0.4
F (mm)	0.3	0.3	0.3

**Tableau IV.13 :** Diamètre pour les 3 CSRRS

La Figure (IV.24) montre les résultats de cette simulation le coefficient de réflexion S11 et le coefficient de transmission S21, dans la bande [5Ghz-14Ghz]



**Figure IV.24 :** SIW avec 3 cellules CSRRS double

Les résultats de simulation des paramètres S figure (IV.24), montrent un comportement coupe bande autour de la fréquence 11.8GHz avec une transmission (S21) de l'ordre de -42 dB. Avec une fréquence centrale de la bande d'arrêt 9 GHz et un filtre passe bande dans la bande [7.2-10.4] avec une bande passante de 3.2 GHz.

**IV.3.conclusion**

Des filtres passe bande SIW basés sur des cellules individuelles CSRR, disposées en cascade, ont été présentés. Les filtres passe bande proposés de petite taille et de profil bas montrent des résultats intéressants dans la bande souhaitée avec la perte de retour et la perte d'insertion à des fréquences données. Cette conception peut être étendue à la conception d'autres dispositifs de micro-ondes dans la bande des fréquences millimétriques.

# **CONCLUSION GENERALE**

### CONCLUSION GENERALE

Les développements récents des systèmes de communication, de micro-ondes et les systèmes sans fils sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert de données. Ces derniers nécessitent des substrats diélectriques à faible pertes, faible coût où leur intégration est facile, ce qui peut être assuré par la technologie SIW. De l'autre, les métamatériaux sont utilisés pour la réalisation des dispositifs des télécommunications. Ils sont caractérisés par une perméabilité magnétique et une permittivité électrique négatives, dans une certaine bande de fréquences. Alors, nous avons fixés comme objectif la combinaison entre ces deux nouvelles technologies afin d'assurer une meilleure performance de transmission.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la technologie planaire et volumique. Ensuite, nous nous intéressâmes à la nouvelle technologie SIW, les guides d'onde intégrés au substrat. Le but premier de l'utilisation de cette technologie hybride est d'augmenter la densité d'intégration tout en diminuant les coûts de production.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté des généralités sur les métamatériaux. Puis, nous avons, expliqué le principe de fonctionnement, listé les propriétés de ce type de matériaux et aussi leurs caractéristiques. Finalement, nous avons présenté les avantages de ses applications.

Dans le troisième chapitre, nous avons donné une brève présentation sur les filtres, après nous avons présenté une étude relative au concept d'une fente semi circulaire chargé de BPF basé sur SIW.

Ensuite, nous avons présenté la conception de filtres SIW/CSRR, où nous avons obtenu des caractéristiques des filtres passe bande pour une bande de fréquences particulières. Ces filtres, de petites tailles, sont utiles dans la conception du système de communication à large bande (SIW). Nos filtres sont conçus dans la bande [8 -12] GHz.

## CONCLUSION GENERALE

---

En dernier lieu, à l'aide du logiciel de simulation « HFSS », nous avons obtenus des bons résultats d'analyse de ces dispositifs, ce qui permet de donner une possibilité de réalisation des composants des métamatériaux.

# **BIBLIOGRAPHIE**



**Bibliographie**

- [1]. F. E. Gardiol, Introduction to microwaves: Artech House, 1984.
- [2]. W. P. Ayres, et al., "Propagation in Dielectric Slab Loaded Rectangular Waveguide," IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 6, pp. 215-222, 1958.
- [3]. Thèse-2012-SICMA- Electronique \_ GARREAU Jonathan.
- [4]. Thèse-2013-STIC- Télécommunication \_ SAKER Bouchra.
- [5]. A.BENEDDIF, W.BELKACEM FEKIR, Modélisation des filtres bases sur nouvelles technologies métamatériaux, 2016
- [6]. J. Grajal, V. Krozer, E. Gonzalez, F. Maldonado, J. Gismero, « Modeling and design aspects of millimeter-wave and submillimeter-wave Schottky diode varactor frequency multipliers », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 48, Issue 4, Part 2, April 2000 Page(s):700 – 711
- [7]. Cours - GELE – GABRIEL Comier.
- [8]. A.Rahmoun, B.Seddik, M.Sabbane, Design of Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter Based on Metamaterials CSRRs, 2014
- [9]. Xiao-Ping Chen et Ke Wu, « Low-loss ultra-wideband transition between conductor-backed coplanar waveguide and substrate integrated waveguide », in Microwave Symposium Digest, 2009. MTT'09.IEEE MTT-S International, 2009, p.349-352.
- [10]. Ke Wu, D. Deslandes, et Y. Cassivi, « The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics », in Telecommunications Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIS 2003.6th International Conference on, 2003, vol. 1, p. P-III-P-X vol.1.
- [11]. D. Deslandes, K. Wu, «Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 51, Issue 2, pp 593-596, février 2003.
- [12]. D. Deslandes, K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form" IEEE Microwave and Wireless Components Letters Vol. 11, Issue 2, pp 68–70,

- [13]. D. Deslandes, K. Wu, "Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 51, Issue
- [14]. F. Xu, K. Wu "Guided wave and leakage characteristics of Substrate Integrated Waveguide" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 53, Issue 1,
- [15]. X. Chen, W. Hong, T. Cui, J.Chen, K.Wu, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 15, Issue 11, pp 787-789, novembre 2005.
- [16]. L. Perregrini, K. Wu, M. Bozzi, «Modeling of Conductor, Dielectric and Radiation Losses in Substrate Integrated Waveguide by the Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method, » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 12, pp. 3153-3161, Dec 2008.
- [17]. D.Deslandes, Y. Cassivi, K. Wu, «The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics, » Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service," TELSIKS 2003. 6th International Conference on, Oct 2003.
- [18]. D. Deslandes and K.Wu, «Accurate Modeling Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated waveguide», IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol.54, no6, June 2006.
- [19]. Y. Cassivi, I. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan and K.Wu, «Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide», IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 12(9) : 333-335, september 2002.
- [20]. N. Raveu, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury, «Caractérisation decircuits SIW par méthode modale » 18èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2013.
- [21]. Asanee Suntives, «High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects», Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Quebec, CanadaFebruary 2009.
- [22]. User's guide – High Frequency Structure Simulator (HFSS), v11.0 Ansoft Corporation.

- [23]. A. A. SHAUERMAN, A. V. BORISOV, M. S. ZHARIKOV, A. K. SHAUERMAN and F. S. KROSHIN, « Development and investigation of microstrip directional coupler with phase velocity compensation based on sawtooth configuration of coupled lines, » Specialists on Micro/Nanotech. and Electron Devices (EDM), 2011 International Conference and Seminar of Young, pp.191–194, July 2011.
- [24]. V. A. LABAY, J. BORNEMANN and T. R. RAO, «Design of multilayered substrate integrated waveguide cross-slot couplers, » Microwave Conference, 2009.EuMC 2009.European, pp.409-412, 2009.
- [25]. D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," in 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010, pp. 704-707.
- [26]. Y. CHIKH, Youssef, et al. Conception des Filtrés Opérants en Bande S et C en Technologie Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats. Thèse de doctorat.
- [27]. L. Ke, "An efficient method for analysis of arbitrary nonuniform transmission lines," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, pp. 9-14, 1997.
- [28]. Moustapha MBAYE- « CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'ANTENNES MULTIFAISCEAUX AVEC LA TECHNOLOGIE GIS (GUIDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT) »-Thèse 2013.
- [29]. V. Veselago, L. Braginsky, V. Shklover, and C. Hafner. "Negative Refractive Index Materials". ASP Computer Theory Nanoscience, Vol. 3, No. 2, pp. 1-30, 2006.
- [30]. Eric Picholle "Etude d'un métamatériau à indice négatif, avec une simulation numérique de ses effets sur une onde incidente." , cours LPMC université de Nice Laboratoire de la matière condensée , Sophia Antipolis
- [31]. Z. Jiangfeng, K. Thomas, and C. M. Soukoulis. "Magnetic and electric excitations in split ring resonators". Optics Express, Vol. 15, No. 26, pp. 17881-17890, 2007.
- [32]. Mohammed El amine CHAIB "Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à métamatériaux ", Mémoire de Magister Tlemcen, 2012

- [33]. Benmostefa Naima « modélisation des structures électromagnétiques millimétriques agiles a base des met matériaux : application aux filtres », thèse de doctorat, Tlemcen, 2014.
- [34]. H.KANDOUCI « Contribution à la conception d'un filtre passe bande
- [35]. à base des métamatériaux »,2016.
- [36]. J. B. Pendry, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(11) :2075–2084, 1999.
- [37]. Mohammed El amine CHAIB, "Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à métamatériaux ", Mémoire de Magister universite Abou bekr belkaid Tlemcen, février 2012.
- [38]. A. Sihvola. "Metamaterials in electromagnetics". Metamaterials, vol. 1, no. 1, February 2007.
- [39]. R. E. Camley and D. L. Mills, “Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets”, Physical Review B, vol. 26, pp. 1280–1287, 1982. 22.
- [40]. J.B. Pendry, A.J. Holden, W.J. Stewart, and I. Youngs. “Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures”. Physical Review Letters, 76(25) :4773–4776, 1996.
- [41]. J. B. Pendry, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(11) :2075–2084, 1999
- [42]. Mohammed El amine CHAIB ”Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à métamatériaux ”, Mémoire de Magister Tlemcen, 2012
- [43]. J.B.Pendry, A.J.Holden, D.J.Robbins, and W.J.Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures ", J. Phys. Condens. Matter 10, pp. 4785-4788, 1998.

- [44]. Nacer Abdelghani « Etude de structures a base de métamatériaux pour applications aux circuits micro-ondes et antennes : Cas du résonateur en anneau fendu » memoire de magister, Tlemcen, 2011.
- [45]. J. B. Pendry, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(11) :2075–2084, 1999.
- [46]. S. A. Ramakrishna, “Physics of negative refractive index materials,” Rep. Prog. Phys. 68, pp. 449–521, 2005.
- [47]. Benmostefa Naima « modélisation des structures électromagnétiques millimétriques agiles a base des met matériaux : application aux filtres », thèse de doctorat, Tlemcen, 2014.
- [48]. N.OUAZIB, D.HAMZAOUI « Métamatériaux, applications aux filtres »
- [49]. Shah Nawaz Burokur « Mise en oeuvre de m´etamat´eriaux en vue d’application aux circuits microondes et aux antennes» Thèse de Doctorat, Angers, 2005