

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

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

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

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

**En :** Télécommunications

**Spécialité :** Systèmes de Télécommunications

**Par :**

Azzouz warda

**Sujet**

Filtre à guide d'onde intégré au substrat basé sur des Métamatériaux pour les systèmes de communication avancés

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

Mr M. IRID	Maître de Conférences B	Univ. Tlemcen	Président
Mme F. BOUSALAH	Maître de Conférences B	Univ. Tlemcen	Examineur
Mme N. BENMOSTEFA	Maître de Conférences A	Univ. Tlemcen	Encadreur

# Dédicaces

*A mes parents :*

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

*Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit : Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi.*

*A mon frère*

*A toute ma famille, ma grande famille, et mes amis*

*À tous ceux qui se sont distingués explicitement*

# *Remerciements*

*Je tiens avant tout à remercier « Allah », tout puissant de m'avoir donné la force et la volonté d'achever ce modeste travail*

*Mes vifs remerciements, accompagnés de ma sincère gratitude, vont tout d'abord à notre encadrante **Mme. Benmostefa Naima** maitre de conférence classe **A** pour m'avoir proposé ce sujet et dirigé mon travail, pour son prestigieux aide, sa disponibilité et avis éclairés.*

*Je remercie énormément **Mr. IRID** maitre de conférence classe **B** de m'avoir fait l'honneur pour avoir présidé la soutenance. Je remercie également **Mme. BOUSALAH** maitre de conférence classe **B** de m'avoir fait l'honneur en acceptant d'examiner mon travail de mémoire de Master et faire partie de notre jury*

*J'adresse mes plus sincères et honorables remerciement à mes parents car mon succès demeure le fruit de leur longues années de sacrifices et d'éducation. à mon égard.*

# Table des matières

Dédicace	
Remerciements	
Table des matières .....	i
Sigles et abréviation .....	iv
Liste des figures .....	vi
Liste des tableaux .....	ix
Introduction Générale.....	1

## Chapitre I : La Technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide)

I.1 Introduction.....	3
I.2 Généralités sur les Guides d'onde rectangulaire.....	3
I.2.1 Equations de Maxwell .....	4
I.2.2 Equations de propagation.....	5
I.3 La Technologie SIW .....	7
I.3.1 Paramètres des guides d'ondes intègres au substrat.....	8
I.3.2 Structure SIW .....	10
I.3.2.1 types de structure .....	11
I.3.4 Mécanismes des pertes.....	12
I.4 Adaptation du Guide d'onde en Technologie SIW .....	12
I.2.1 La ligne microruban.....	12
I.2.2 Transition planaire .....	15
I.5 Implémentation de la Technologie SIW .....	20
I.5.1 Implémentation de SIW sur des composants passif.....	20
I.5.2 Implémentation des composants actifs sur une structure en Technologie SIW .....	21
I.5.3 Les antennes .....	21
I.6 Conclusion .....	22

## Chapitre II : ETAT DE L'ART SUR LES METAMATERIAUX

II.1 Introduction .....	23
II.2 Historique des métamatériaux .....	23
II.3 Définition des métamatériaux .....	24
II.4 Propagation d'onde électromagnétique dans un milieu doublement négatif (métamatériaux).....	24
II.5 Classification des matériaux.....	26
II.5.1 Les Matériaux doublement positifs (DPS) .....	27
II.5.2 Les Matériaux a perméabilité négative (MNG) .....	27
II.5.3 Les Matériaux a permittivité négative (ENG) .....	30
II.5.4 Les Matériaux doublement négatifs (DNG) .....	31
II.6 Matériaux a indice négatif .....	32
II.7 Quelques propriétés électromagnétique des metamatériaux.....	34
II.7.1 La loi de Snell-Descartes.....	34
II.7.2 Inversion de Rayonnement de Cerenkov.....	35
II.7.3 Inversion de l'effet Doppler .....	36
II.8 Domaine d'application .....	37
II.8.1 Propagation en espace libre .....	37
II.8.1.1 La super lentille .....	38
II.8.1.2 Cape d'invisibilité .....	39
II.8.2 Propagation guidée .....	41
II.8.2.1 Domaine des filtres .....	41
II.8.2.2 Métamateriaux reconfigurables.....	43
II.9 Conclusion .....	44

## Chapitre III : CONCEPTION DES FILTRES SIW/CSRR

III.1 Introduction .....	45
III.2 Filtres microondes .....	46
III.2.1 Définition et le rôle des filtres micro-ondes .....	46
III.2.2 Gabarit d'un filtre passe bande.....	47
III.2.3 Notion de bande passante d'un filtre passe bande .....	48
II.2.3.1 La fréquence de coupure .....	48
II.2.3.2 La fréquence de résonance.....	48
II.2.3.3 Facteur de qualité.....	48
III.3 Filtre planaire .....	49

III.3.1	Filtre à base d'un guide à base de substrat .....	49
III.3.2	Filtres SIW .....	49
III.4	Transition de la ligne microruban au guide d'onde SIW.....	50
III.4.1.	Conception du filtre passe bande SIW avec transitions coniques en bande k.....	51
III.5	Conception et simulation d'un filtre SIW à base des métamatériaux .....	53
III.5.1	Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire CSRR.....	53
III.5.2	Filtre passe bande SIW basé de CSRRs carrée.....	55
III.6	Filtre passe bande SIW basé de CSRRs circulaire .....	58
III.7	Conclusion.....	59

## **Chapitre IV : MODELISATION DES RESONATEURS METAMATERIAUX SIR-CSRR**

IV.1	Introduction.....	60
IV.2	Description du Résonateur à Saut d'Impédance (SIR) .....	60
IV.2.1	Circuit électrique équivalent d'un Résonateur à saut d'impédance (SIR) .....	61
IV.3	Modalisation des filtres SIW a base de Cellule unitaire SIR-CSSR.....	62
IV.3.1	Ligne a capacitive chargée.....	63
IV.4	Résultat de simulation d'un filtre SIW a base de cellule SIR-CSSR .....	63
IV.4.1	Configuration d'un filtre passebande SIW a base de CSSR conventionnel.....	63
IV.4.2	Conception d'un filtre passe bande SIW a base de SIR-CSSR type I .....	65
IV.4.2.1.	L'étude de l'influence de la largeur W6.....	62
IV.4.3	Conception d'un filtre passe bande SIW a base de SIR-CSSR type II.....	69
IV.4.4	Conception d'un filtre passe bande SIW a base de SIR-CSSR type III.....	71
IV.5	Simulation des filtres SIW formé par la cascade de deuxième ordre chargés par SIR-CSRR de type I, Type II et Type III.....	72
IV.5.1	Filtre passe bande en SIW à base des cellules SIR-CSRR type I.....	72
IV.5.2	Filtre passe bande SIW à base des cellules SIR-CSRR type II .....	73
IV.5.3	Filtre passe bande SIW de à bas des cellules SIR-CSRR type III.....	74
IV.6	Simulation des filtres SIW formé par la cascade de troisième ordre chargés par SIR-CSRR de type I, Type II et Type III.....	76
IV.6.1	Filtre passe bande en SIW à base des cellules SIR-CSRR type I.....	76
IV.6.2	Filtre passe bande en SIW a base des cellules SIR-CSRR type II .....	77
IV.6.3	Filtre passe bande en SIW a base des cellules SIR-CSRR type III.....	78
IV.6	Conclusion .....	79
	Conclusion Générale .....	80
	Bibliographie.....	82

## Glossaire des termes techniques

DNG : Double Négative.  
DPS: Double Positive.  
ENG: Electrical Negative.  
LH: Left Hand  
LHM: Left Handed material.  
MMD : Matériaux Main Droite.  
MMG : Matériaux Main Gauche.  
MMT : Métamatériaux.  
MNG: Magnetic Negative.  
RAF: Résonateur en Anneau Fendu.  
RH: Right Hand.  
SIW: Substrate Integrated Waveguide  
SRR: Split Ring Resonator  
SIR: Stepped Impedance Resonator  
CSRR : Complementary Split Ring

## Glossaire des symboles

$\mu$  : Perméabilité  
 $\varepsilon$  : Permittivité  
 $\omega$  : pulsation angulaire  
 $\rho$  : densité des électrons  
 $\lambda$  : Longueur d'onde  
 $S_{11}$  : coefficient de réflexion  
 $S_{21}$  : coefficient de transmission

## LISTE DES ABREVIATION

$\vec{k}$  : Vecteur d'onde

$\vec{E}$  : Vecteur champ électrique

$\vec{H}$  : Vecteur champ magnétique

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

n : Indice de réfraction

Vg: vitesse de groupe

V $\phi$  : vitesse de phase

# Liste des Figures

## Chapitre I

<b>Figure I.1:</b> Guide d'ondes rectangulaire .....	4
<b>Figure I.2 :</b> Propagation d'une onde TE.....	4
<b>Figure I.3 :</b> Structure d'un guide d'ondes intégré dans un substrat SIW.....	7
<b>Figure I.4 :</b> SIW avec ces paramètres.....	8
<b>Figure I.5 :</b> Guide d'ondes rectangulaires équivalentes et le RSIW.....	10
<b>Figure I.6 :</b> Amplitude du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW..	10
<b>Figure I.7 :</b> Géométrie de SIW.....	11
<b>Figure I.8 :</b> Différent topologie de SIW .....	11
<b>Figure I.9 :</b> Structure de la ligne microruban.....	13
<b>Figure I.10 :</b> Une ligne microruban avec son modèle fixe .....	13
<b>Figure I.11 :</b> Transition de la ligne microruban au guide d'onde SIW .....	15
<b>Figure I.12 :</b> Lignes de champs a) dans un guide d'ondes rectangulaire et b) dans une ligne Microruban.....	16
<b>Figure I.13 :</b> Guide d'ondes SIW avec transition coplanaire (taper).....	17
<b>Figure I.14 :</b> Topologie équivalente de la transition micro-ruban-SIW.....	18
<b>Figure I.15 :</b> Exemples des circuits passifs SIW, <b>a)</b> Filtre passe-bande SIW <b>b)</b> Coupleur SIW , <b>c)</b> Guide rectangulaire SIW , <b>d)</b> Duplexeur SIW .....	20
<b>Figure I.16 :</b> Exemples des circuits actifs SIW, a)oscillateur SIW , b) amplificateurs.....	21
<b>Figure I.17 :</b> une antenne SIW .....	22

## Chapitre II

<b>Figure II.1 :</b> Matériaux à indice de réfraction négatif. <b>(a)</b> à base de réseau de fils métalliques et des RAFs circulaires. <b>(b)</b> à base de réseau de fils métalliques et des RAFs carrés.....	24
<b>Figure II.2 :</b> Représentation vectorielle d'une onde plane.....	25

**Figure II.3 :** Propagation de phase et de l'énergie dans un matériau classique et dans un matériau à main gauche ..... 26

**Figure II.4 :** Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et perméabilité..... 27

**Figure II.5 :** Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry (b) la variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence..... 28

**Figure II.6 :** Configuration du Métamatériau MNG à base des SRR proposée par J.Pendry... 29

**Figure II.7 :** (a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive. Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR .....30

**Figure II.8 :** Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative.....31

**Figure II.9 :** Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils, la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique est orienté en parallèle avec les fils..... 31

**Figure II.10 :** (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige" .....32

**Figure II.11 :** Représentation dans le plan complexe des arguments de  $\epsilon_r, \mu_r$ , de leur produit et de n..... 34

**Figure II.12 :** Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface de deux matériaux différents. (a) Cas de deux matériaux d'indice de même signe (deux MMD ou deux MMG): une réfraction positive a lieu. (b) Cas de deux matériaux d'indice de signe différent (un MMD et un MMG: uneréfraction négative a lieu .....35

**Figure II.13 :** Illustration de l'effet Cerenkov. (a) Milieu conventionnel ( $n > 0$ ) : le front d'onde sphérique se déplace dans le sens opposé à la source à la vitesse  $c/n$ . (b) Milieu main-gauche ( $n < 0$ ): le front d'onde sphérique se déplace dans le même sens que la source à la vitesse  $c/|n|$ . .....36

**Figure II.14 :** Effet Doppler dans un milieu RH et LH. S est la source qui émet une onde électromagnétique sphérique et O est un observateur situé qui détecte l'onde émise par S dans la direction  $\theta = 0$ . (a) Dans un milieu conventionnel  $\Delta\omega > 0$ . (b) Effet Doppler inversé dans un milieu main-gauche ( $\Delta\omega < 0$ )..... 37

**Figure II.15 :** Prototype du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée..... 37

<b>Figure II.16 :</b> (a) Schéma du dispositif expérimental, la flèche noire représente le faisceau μonde qui est réfracté en traversant le prisme, un détecteur permet de calculer l'angle de réfraction. (b) Résultat de l'expérience, puissance transmise en fonction de l'angle pour un échantillon en Téflon et un échantillon en métamatériaux (courbe pleine).....	38
<b>Figure II.17 :</b> Cas de la lentille classique : (a) elle doit être convexe pour focaliser les ondes. (b) les ondes évanescentes décroissent, la résolution de l'image est mauvaise. Cas de la superlentille : (c) l'objet est focalisé avec une lentille plane. (d) les ondes évanescentes s'amplifient dans la lentille, la résolution de l'image est meilleure [69].....	39
<b>Figure II. 18:</b> Comparaison de paramètres S11. (a) antenne en présence de métamatériau.(b) antenne en absence de métamatériau.....	40
<b>Figure II.19 :</b> Comparaison du gain dans le plan E. (a) antenne en présence de métamatériau.(b) antenne en absence de métamatériau.....	40
<b>Figure II.20 :</b> Comparaison du gain dans le plan H. (a) antenne en présence de métamatériau.(b) antenne en absence de métamatériau.....	41
<b>Figure II.21 :</b> Layout de la structure main gauche basé sur des SRRs gravés sur la face arrière d'une ligne coplanaire chargée par des fils minces.....	42
<b>Figure II.22 :</b> Structure de Filtrés à ligne couplée (a) filtre à ligne couplée associée à des cellules SRR(b) Filtre à ligne couplée chargée par des cellules CSRR.....	42
<b>Figure II.23 :</b> Comparaison des Résultats de mesures du filtre passe bande à ligne couplée classique avec (a) filtre à ligne couplée associée à des cellules SRR(b) Filtre à ligne couplée chargée par des cellules CSRR .....	43
<b>Figure II.24 :</b> (a) Topologie du SRR carré chargé avec une diode varactor. (b) prototype du filtre réalisé à partir de 2 cellules.....	44

## Chapitre III

---

<b>Figure III.1 :</b> Gabarits des filtres idéaux : (a) passe bas (b) passe haut (c) passe bande (d) coupe bande [3]. .....	47
<b>Figure III.2 :</b> Gabarit d'un filtre passe-bande .....	47
<b>Figure III.3 :</b> définition de la bande passante à -3 dB.....	48
<b>Figure III.4 :</b> guide SIW avec transitions coniques .....	51
<b>Figure III.5 :</b> La structure d'un guide SIW avec transitions coniques.....	52
<b>Figure III.6 :</b> Réponse fréquentielle du guide SIW avec transitions coniques. ....	52

<b>Figure III.7 :</b> Propagation du champ électrique dans le guide.....	53
<b>Figure III.8 :</b> Comparaison entre géométrie du SRR et du CSRR .....	54
<b>Figure III.9 :</b> Polarisation des champs électromagnétiques pour le CSRR .....	54
<b>Figure III.10 :</b> (a) CSRR et son schéma équivalent; (b) SIW avec deux CSRR.....	55
<b>Figure III.11 :</b> Structure d'un filtre passe-bande SIW a base de six CSRRs carrées .....	56
<b>Figure III.12 :</b> Résultat de simulation de SIW avec 6 cellules CSRRs carrée.....	57
<b>Figure III.13 :</b> Répartition du champ électrique obtenue avec HFSS .....	57
<b>Figure III.14 :</b> SIW avec 6 cellules CSRR circulaire.....	58
<b>Figure III.15 :</b> Réponse fréquentielle du filtre SIW à base de six CSRRs circulaire .....	58
<b>Figure III.16 :</b> Répartition du champ électrique obtenue avec HFSS .....	59

## Chapitre IV

<b>Figure IV.1 :</b> (a) Ligne de transmission conventionnelle, (b) configuration équivalente à saut d'impédance avec $K > 1$ et $M > 1$ et, (c) sa configuration équivalente à saut d'impédance avec $K < 1$ et $M < 1$ .....	60
<b>Figure IV.2 :</b> Schéma d'un résonateur SIR.....	61
<b>Figure IV.3 :</b> Résonateur à saut d'impédance (a) Présentation Circuit électrique équivalent (b).....	61
<b>Figure IV.4 :</b> (a) Configuration de la cellule-unité CSRR conventionnelle, (b) Configuration de la cellule-unité SIR-CSRR proposée de type I avec $K > 1$ et $M > 1$ et, (c) Configuration de l'unité proposée de SIR-CSRR de type II -cellule avec $K < 1$ et $M < 1$ .....	62
<b>Figure IV.5 :</b> Structure pour démontrer la capacité de la technique SIR à miniaturiser le CSRR basée sur un microruban TL chargé ,(a) la cellule-unité CSRR conventionnelle, (b) la Cellule unitaire de type I avec $K > 1$ et $M > 1$ , (c) la cellule unitaire de type III proposée avec $K < 1$ et $M < 1$ . .....	63
<b>Figure IV.6 :</b> Structure d'un filtre SIW-CSRRs conventionnel .....	65
<b>Figure IV.7 :</b> Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 du filtre conventionnel .....	65
<b>Figure IV.8 :</b> Structure d'un filtre SIW a base de cellule SIR-CSRRs type I ....	66
<b>Figure IV.9 :</b> Comparaison de résultat des simulations des paramètres S (S11, S21) de SIR-CSRR et CSRR conventionnel de type I $K > 1$ et $M > 1$ (Facteur de miniaturisation = 0,7).....	67
<b>Figure IV.10 :</b> Répartition du champ électrique obtenue avec HFSS.....	67
<b>Figure IV.11 :</b> Réponses simulées du coefficient de transmission S21 Pour les différentes largeurs W6.....	68

**Figure IV.12 :** Réponses simulées du coefficient de transmission S11 Pour les différentes largeurs W6.....69

**Figure IV. 13 :** Structure du filtre SIR-CSRR cellule unitaire de Type II avec  $K < 1$  et  $M < 1$  (Facteur de miniaturisation = 0,62).....70

**Figure IV.14 :** Comparaison des simulations de SIR-CSRR et CSRR conventionnel de type II. ....70

**Figure IV.15 :** Topologie du filtre SIR-CSRR cellule unitaire de Type III avec  $K < 1$  et  $M < 1$  (Facteur de miniaturisation = 0.6).....71

**Figure IV.16 :** Comparaison des simulations de SIR-CSRR et CSRR conventionnel de type III .....71

**Figure IV.17 :** Présentation des filtres SIW de 2 section ordre cellules SIR-CSRR type I.....72

**Figure IV.18 :** Réponse fréquentielle de simulation de filtres SIW de 2<sup>ème</sup> ordre cellule unitaire SIR-CSRR de type I.....72

**Figure IV.19 :** Distribution du champ électrique du mode TE10 dans le filtre passe bande SIW Obtenue avec le logiciel HFSS.....73

**Figure IV.20 :** Présentation des filtres SIW de de 2<sup>ème</sup> ordre chargés par les cellules SIR-CSRR de type II.....73

**Figure IV.21 :** Réponse fréquentielle de simulation de filtres SIW de de 2<sup>ème</sup> ordre cellule SIR-CSRR de type II.....74

**Figure IV.22 :** Présentation des filtres SIW 2<sup>ème</sup> ordre les cellules SIR-CSRR de type III.....75

**Figure IV.23 :** Réponse en fréquentiel de filtres SIW 2<sup>ème</sup> ordre SIR-CSRR de type III.....75

**Figure IV.24 :** Présentation des filtres SIW de chargés par les cellules SIR-CSRR de type I.....79

**Figure IV.25 :** Réponse de simulation de filtres SIW a base de SIR-CSSR type I.....80

**Figure IV.26 :** Distribution du champ électrique du mode TE10 dans le filtre passe bande SIW à base de SIR-CSSR type I.....77

**Figure IV.27 :** Présentation des filtres SIW de chargés par les cellules SIR-CSRR de type II. ....77

**Figure IV.28:** Réponse de simulation de filtres SIW a base de SIR-CSSR type II.....78

**Figure IV.29 :** Présentation des filtres SIW de chargés par les cellules SIR-CSRR de type III .....78

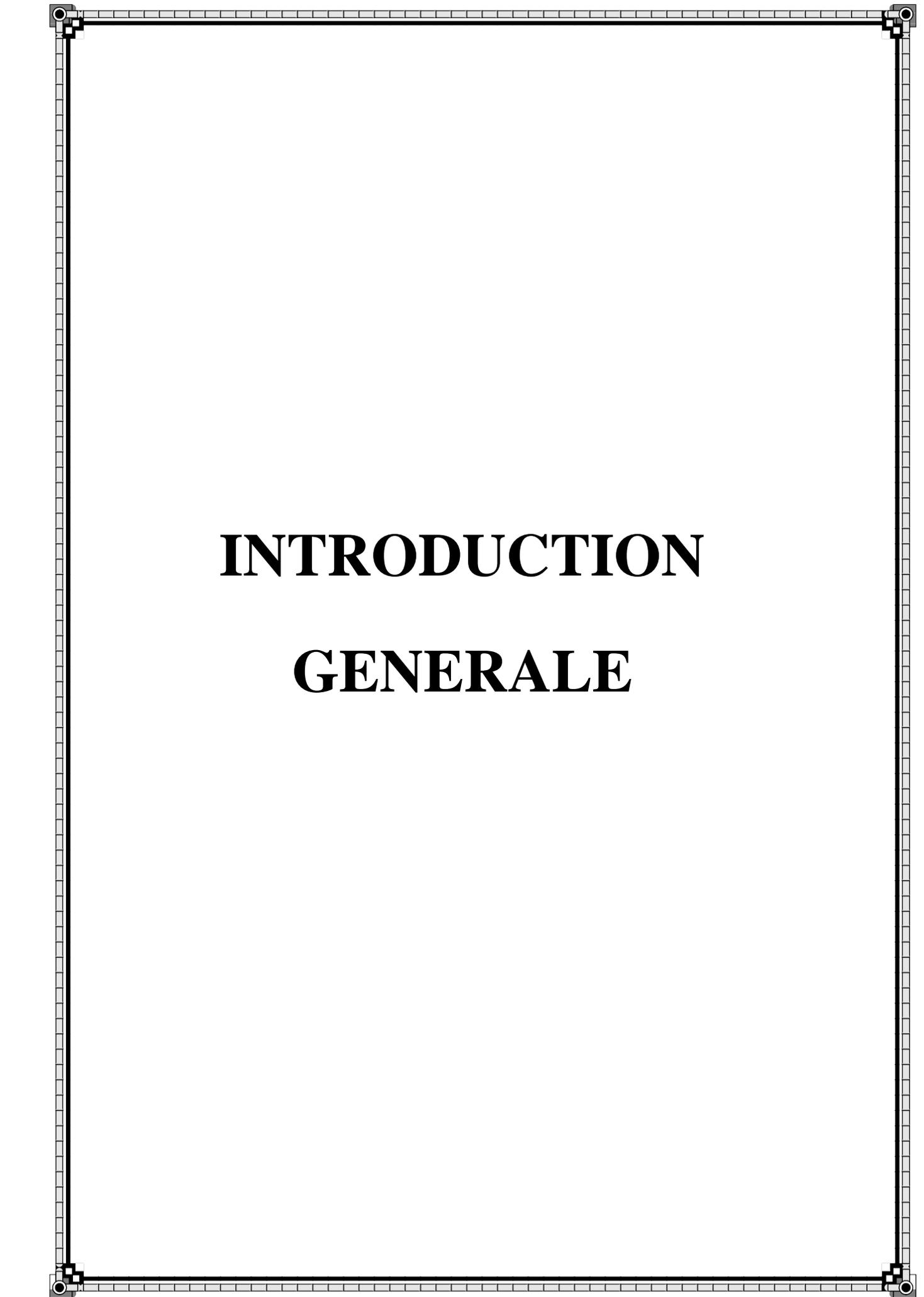
**Figure IV.30:** Réponse de simulation de filtres SIW a base de SIR-CSSR type III.....79

# Liste des Tableaux

---

---

Tableau III.1 Dimensions du guide SIW de la figure III. 5.....	51
Tableau III.2 Dimensions du guide SIW de la figure III. 17.....	56
Tableau IV.3 Dimensions du filtre SIW de la figure IV.6 .....	64
Tableau IV.4Dimensions du filtre SIW de la figure IV.8 .....	66



# **INTRODUCTION**

## **GENERALE**

### INTRODUCTION GENERALE

La dernière décennie a connu un développement rapide du domaine des télécommunications au point où le monde entier devient un petit village dont les obstacles géographiques entre les individus sont éliminés par des grandes innovations en réseaux mobiles et internet. Face à ce développement La soif de la clientèle ne cesse pas d'augmenter, ils deviennent très exigeants avec leurs opérateurs pour accéder à des systèmes à faible coût et très performants en termes de débit de transmissions des données. Cela appelle les industrielles à fabriquer des systèmes compacts, performants, fonctionnant à des fréquences élevées et surtout moins encombrants. Les circuits micro-onde à base des guides d'onde rectangulaires ayant une très haute performance, mais volumineux et encombrants ce qui rends cette technique inutile pour un usage ordinaire dans les Smartphones ou autres équipements. Une nouvelle technologie a vu le jour s'il y a quelques années pour pallier ce problème d'encombrement, il s'agit du guide d'onde intégré au substrat (GIS), *Substrate Integrated Waveguide (SIW)* en anglais. En effet, cette technologie accomplit à la fois les mêmes fonctions que les guides d'ondes conventionnels et les fonctions de la technologie planaire en termes de facilité d'intégration et leurs coûts moindres. Il est alors impératif d'utiliser cette technologie dans plusieurs système de communication récent comme LTE et LTE-advanced où plusieurs composants micro-onde ont été conçus et fabriqués tel que ; les filtres, les coupleurs, les déphaseurs, les antennes et les répartiteurs de faisceaux.

Les recherches en électromagnétisme de cette dernière ont mené à des guides SIW à base des métamatériaux offrant une réflexion négative comprenant des propriétés prometteuse dans la conception des filtres tels que le résonateur en anneau fendu et son complémentaire (SRR, CSRR)

Les filtres jouent un rôle important dans plusieurs applications RF/micro ondes. Ils sont utilisés pour séparer ou combiner différents signaux micro ondes. Les applications émergentes telles que les communications sans fils continuent à challenger les filtres RF/micro ondes via plusieurs exigences : haute performance, petite taille, poids léger, et prix bas.

Dans ce sens, l'objectif de cette mémoire est de concevoir des composants à base des métamatériaux pour la réalisation de plusieurs fonctions électroniques. Pour cela l'étude a porté sur l'utilisation du logiciel HFSS ( outil de simulation et de modélisation professionnel) qui par sa facilité de simulation, nous a permis de bien interpréter et de mieux expliquer les résultats

Le mémoire est organisé comme suit:

Le premier chapitre sera consacré à la présentation de la technologie du guide d'onde intégré au substrat. on a parlé de leur historique, paramètres, transition des lignes microruban et les procédures de conception.

Les métamatériaux et leur domaine d'application seront présentés au deuxième chapitre. En effet, les métamatériaux attirent l'attention par leurs caractéristiques électromagnétiques différents de l'habituel. Nous commencerons ce chapitre par un résumé historique, les classifications et les propriétés des métamatériaux. Nous terminerons par présenter les domaines d'application.

Le chapitre trois portes sur l'étude d'un filtre passe bande en bande K (18-26.5 GHz). Vue l'importance des filtres dans les circuits micro-onde., plusieurs filtres en SIW ont été conçus et fabriqués dans la littérature Un filtre fonctionnant sur la bande K sera conçu dans ce chapitre. par la suite une filtre en technologie GIS sera simulé. Les CSRRs (*Complementary Split Ring Resonators*) seront aussi introduits dans ce chapitre, ces structures sont largement utilisées pour simuler des éléments métamatériaux notamment, lorsqu'ils sont disposés uniformément dans une configuration périodique ils se comportent comme des matériaux artificiels avec des propriétés inhabituelles. Deux filtres seront simulés où des CSRRs de forme carrée et de forme circulaire seront gravées pour former des discontinuités. Le comportement fréquentielle de chaque filtre sera présenté.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception des filtres coupe bande SIW basé sur CSRR-SIR cellule unitaire avec 3 types. En effet, ces cellules permettent de miniaturisé la structure du filtre. Le filtre sera moins volumineux donc il est plus pratique pour les systèmes de communications actuelles. Les dimensions du filtre sont optimisés afin de trouver les meilleurs performances en termes de coefficient de réflexion S11, coefficient de transmission S21 et bande passante.

Ce document sera enfin clôturé par une conclusion, reprenant l'ensemble des résultats et apportant une analyse qui se voudra l'objective.

# **CHAPITRE I**

## **LA TECHNOLOGIE (SIW)** **(Substrate Integrated Waveguide)**

## I.1. Introduction

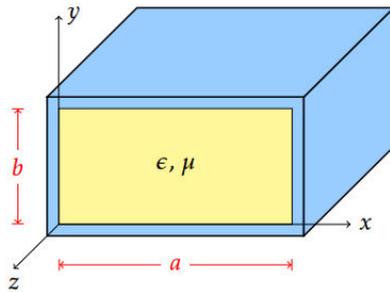
Les développements récents des systèmes de communication RF, micro-ondes et sans fils sont caractérisés par des hautes vitesses de transfert de données et nécessitent des substrats diélectriques à faible pertes, où l'intégration est facile et avec de faibles coûts de fabrication, ce qui peut être assuré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

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) a déjà suscité beaucoup d'intérêt dans le développement de nombreux circuits intégrés micro-ondes. Le guide SIW est synthétisé en plaçant deux rangées de vias métalliques dans un substrat. La distribution du champ dans le guide SIW est similaire à celle d'un guide d'ondes rectangulaire classique. Par conséquent, il présente les avantages de faible coût, de facteur de qualité élevé, et peut facilement être intégré dans les circuits micro-ondes et ondes millimétriques intégrés [1].

## I.2. Généralités sur les Guides d'onde rectangulaire

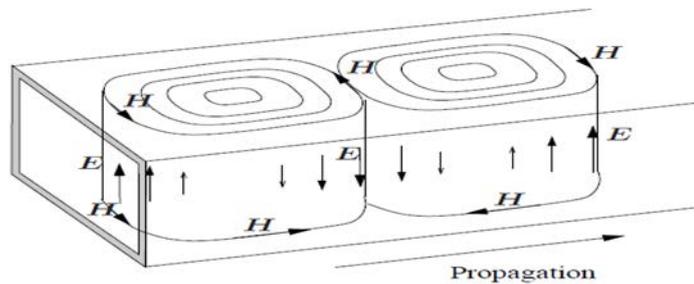
Un guide d'onde est un système qui sert à guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques. Selon la taille du guide qu'il va supporter plusieurs modes [2]. Parmi les guides d'ondes courants, on peut citer Le guide d'onde rectangulaire est un système de guidage constitué de quatre parois conductrices (généralement parfaits) comme illustré sur la Figure I.1. Donc, ce type de guide d'onde possède une section conductrice fermée, donnant la forme d'un conducteur simple et creux.

Le guide d'onde rectangulaire est défini transversalement (selon  $x$ ) par la largeur  $a$  et verticalement (selon  $y$ ) par l'épaisseur  $b$  ( $a > b$ ). Un diélectrique souvent de l'air remplit à l'intérieur du conducteur creux. L'onde se déplace dans le diélectrique, mais il est confiné dans l'espace par les quatre parois conductrices. L'axe ( $z$ ) définit toujours la direction de la propagation [3].



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

La propagation selon Oz d'une onde électromagnétique dans un guide d'onde rectangulaire (Figure I.2) sera possible si le champ électrique de l'onde incidente est parallèle aux faces sur lesquelles cette onde va se réfléchir successivement.



**Figure I.2:** Propagation d'une onde TE.

### I.2.1. Equations de Maxwell :

Dans un milieu diélectrique parfait (linéaire, homogène, et isotrope) sans charge et sans courant , les équations de Maxwell (I.1)-(I.9) qui régissent le champ électromagnétique s'écrivent en régime sinusoïdal :

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

$$\vec{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (\text{I.2})$$

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

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

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

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

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

Où :

la pulsation de l'onde est :  $\omega = 2\pi f$  (I.7)

$\epsilon$  est la permittivité diélectrique du matériau présentée par l'équation :  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$  avec  $\epsilon_0$  la permittivité de l'espace libre et  $\epsilon_r$  la permittivité relative du milieu.

$\mu$  la perméabilité magnétique du milieu est donnée par  $\mu = \mu_0 \mu_r$  avec  $\mu_0$  la perméabilité de l'espace libre et  $\mu_r$  est la perméabilité relative du milieu.

$\rho$  est la densité volumique de charge électrique.

$j$  est le vecteur densité de courant.

$\vec{E}$  est l'intensité du champ électrique,  $\vec{H}$  l'intensité du champ magnétique.

$\vec{D}$  est le déplacement électrique  $\vec{B}$  est l'induction magnétique.  $\vec{D}$  et  $\vec{B}$  sont simplement reliés à  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  via les permittivités  $\epsilon_r$  et perméabilité relatives  $\mu_r$  :

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{I.8})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{I.9})$$

### I.2.2 - Equations de propagation :

On obtient deux équations du second ordre auxquelles satisfont les champs E et H (I.10)-(I.14) par la combinaison des équations de maxwell :

$$\Delta(\vec{E}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2(\vec{E})}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial \vec{j}}{\partial t} + \frac{1}{\epsilon_0} \overrightarrow{\text{grad}}(\rho) \quad (\text{I.10})$$

$$\Delta(\vec{B}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2(\vec{E})}{\partial t^2} = -\mu_0 \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{j}) \quad (\text{I.11})$$

Dans le vide : L'équation d'onde classique est donnée par :

$$\Delta(\vec{E}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2(\vec{E})}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{I.12})$$

avec  $c$  la célérité et  $v$  vitesse de propagation des ondes dans le vide donnée par :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (\text{I.13})$$

et

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (\text{I.14})$$

Les ondes TE et TM dans un guide d'onde sont des ondes électromagnétique pour lesquelles le champ électrique et le champ magnétique, respectivement, sont normaux à la direction de propagation Oz définie par l'axe du guide.

L'onde électromagnétique peut être classifiée en deux modes :

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  $E_z \neq 0$ .

La propagation d'un champ électromagnétique à l'intérieur du guide étant conditionnée par les conditions aux limites suivantes :

L'onde qui se propage à l'intérieur du guide d'onde doit obéir aux mêmes priorités électromagnétiques du vide.

Les conducteurs métallique qui limitent le guide sont supposés parfait, de sorte que le champ électromagnétique sera considéré comme nul aux parois du guide

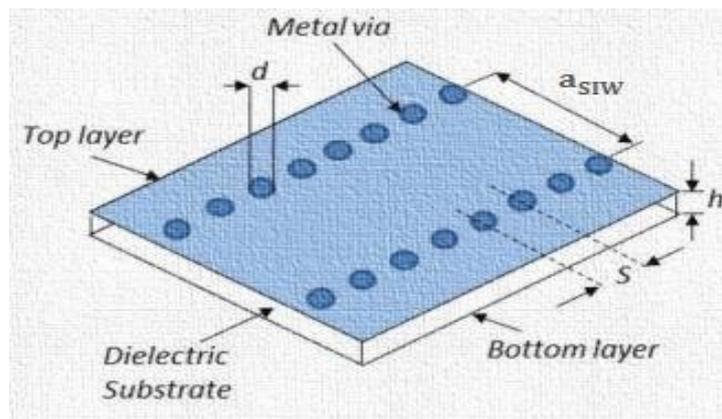
### I.3. La Technologie SIW

Ces dernières années, l'intérêt pour les techniques SIW dans les systèmes de communication a considérablement augmenté, ainsi que le développement de circuits micro-ondes actifs et passifs [4] les utilisant.

Les premiers composants des guides SIW ont réellement vu le jour en 1997. C'est ainsi que Hirokawa et Ando ont utilisé ce nouveau guide d'onde pour réaliser une de leurs antennes avec latechnologie SIW (Post wall waveguide in substrat) [5].

Elle apparaît de plus en plus comme une solution attrayante pour la conception de dispositifs hyperfréquences performants [6] : filtres, coupleurs, oscillateurs, antennes, circulateurs (...). La technologie SIW associe une technologie planaire de type microruban (ou coplanaire) et des cavités intégrées dans le substrat, dans lesquelles on manipule des modes volumiques [7].

La technologie SIW est basée sur la réalisation de guide d'ondes dans un substrat diélectrique. Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'ondes. Tandis que, le substrat contient des rangées de vias métalliques soudées aux deux plaques pour assurer les parois latérales comme représenté sur la Figure(I.4) La structure résultante possède un profil plat et propose de bonnes performances de guides d'ondes métalliques.



**Figure I.3 :** Structure d'un guide d'ondes intégré dans un substrat SIW

### I.3.1. Paramètres des guides d'ondes intègres au substrat

Pour concevoir une bonne structure SIW, il faut suivre quelques étapes simples de conception. Les paramètres nécessaires pour la conception du guide sont les suivants :

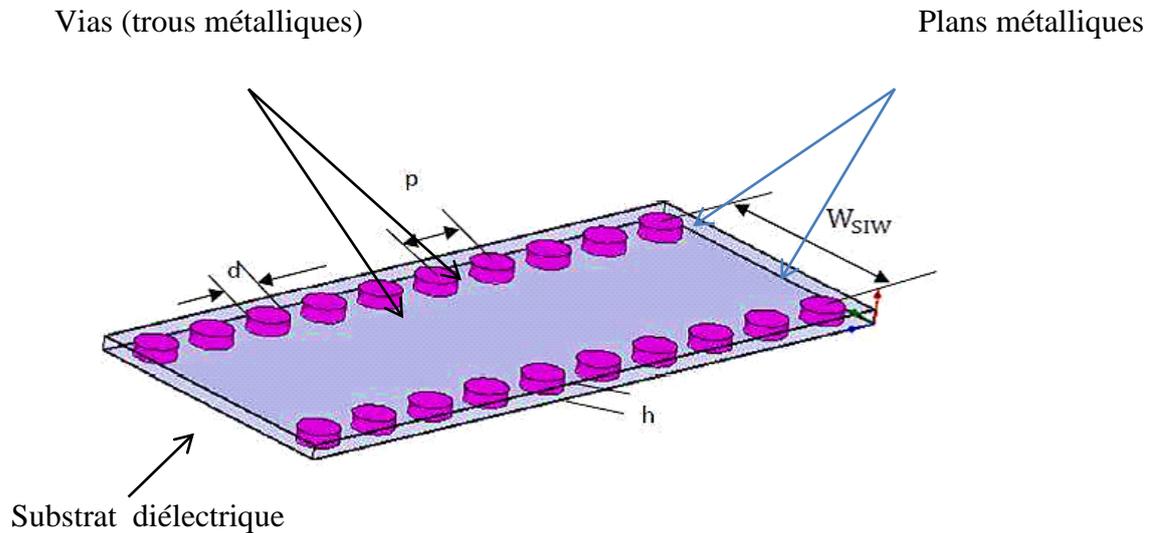


Figure I.4 : SIW avec ces paramètres

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

Le diamètre  $D$  des vias, la distance  $p$  entre les vias. Les règles de conception sont :

$$p \leq 2D \quad (\text{I.15})$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r (\frac{\pi}{a})^2}{c^2}}} \quad \text{Où } \lambda_g \text{ est la longueur de l'onde guidée} \quad (\text{I.16})$$

$$\text{Et} \quad p < \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\epsilon_r} \quad \text{avec} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (\text{I.17})$$

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 [8].

En général, les pertes par rayonnement ne sont pas affectées par l'épaisseur du substrat. Un autre paramètre géométrique important est le diamètre  $d$ . En augmentant le diamètre d'un via métallique, les pertes conductrices vont augmenter, tandis que les pertes diélectriques vont diminuer parce qu'on réduit le volume pris par le diélectrique.

Dans un guide d'ondes rectangulaire conventionnel, la largeur du guide est calculée à partir de la fréquence de coupure désirée [9] :

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{I.18})$$

A travers les différents travaux sur les caractéristiques des composants en technologie SIW, il apparait que seuls les modes  $TE_{n0}$  s'y propagent. Ces composants bénéficient d'une large bande passante aux fréquences d'ondes millimétriques.

La bande Monomodale du mode dominant  $TE_{10}$  s'étend sur la gamme de fréquence de coupure  $1.25f_{c_{10}} - 1.9 f_{c_{10}}$  [10].

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.19)-(I.21) sont données avec une précision  $\pm 5\%$  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).

$$W_{siw} = W_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{I.19})$$

$$L_{siw} = L_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{I.20})$$

$$\text{Avec : } L_{eq} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.21})$$

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.22) apporte une amélioration, elle aussi empirique sur la précision de calcul de la largeur effective d'un guide SIW [11], pour cette équation les conditions sont :

$$p/d < 3 \text{ et } d < 1/5.$$

$$w_{siw} = w_{eq} + 1.08 \frac{d^2}{p} - 0.1 \frac{d^2}{L_{eq}} \quad (\text{I.22})$$

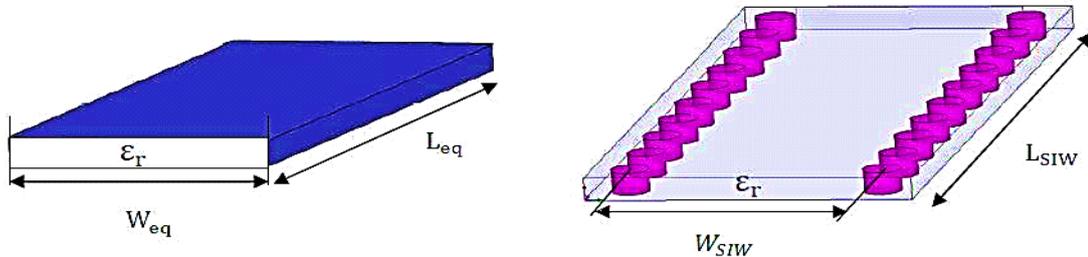


Figure I.5 : Guide d'onde rectangulaire équivalent et le RSIW

### I.3.2. Structure SIW

Les études théoriques montrent que les caractéristiques de propagation dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'ondes rectangulaire. Donc pour la technologie SIW le mode fondamental est le mode TE<sub>01</sub> (Figure I.6), avec un courant électrique sur les deux plans métalliques en haut et en bas ce qui explique la similarité entre un guide d'onde rectangulaire et la technologie SIW.

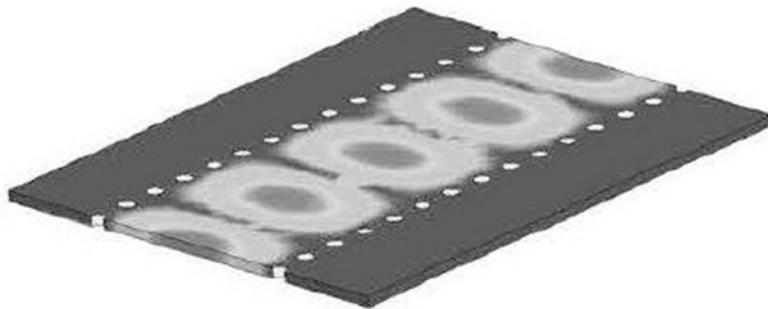


Figure I.6: Amplitudes du champ électrique en mode fondamental dans une structure SIW.

Cette similitude a été exploitée pour modéliser la technologie SIW par un guide d'ondes rectangulaire équivalent de largeur  $w_{eff}$ . Il existe des relations qui relient les dimensions géométriques de ces deux derniers. Ces relations permettent un dimensionnement préliminaire d'un design qui s'appuie sur la technologie SIW. Parmi les équations les plus citées on trouve l'équation (I.15) qui est rapportée par [12].

Où  $d$  représente le diamètre des trous métalliques,  $s$  représente l'espacement entre deux rayons de deux trous successifs (Figure I.7).

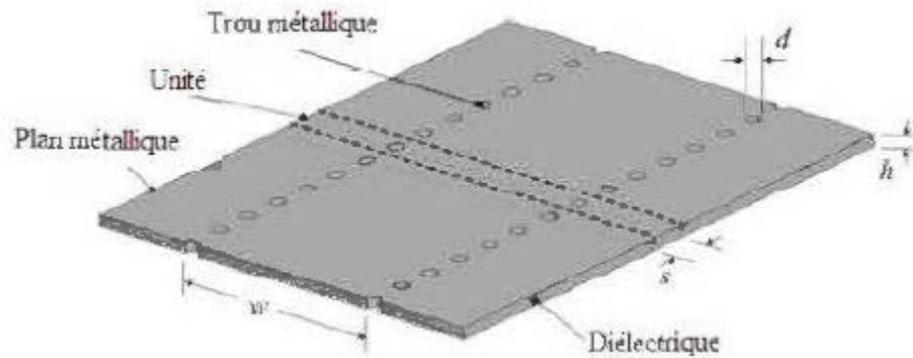


Figure I.7 : Géométrie de SIW.

### I.3.2.1. Types de structures SIW

Différentes topologies ont été proposées pour améliorer la structure SIW en termes de taille et de bande passante (Figure I.8) ; La structure SIW plié a été proposée dans [13] (Figure II.8.a), et consiste à ajouter un troisième plan métallique entre les deux plans en haut et en bas et qui touche une seule rangée des trous conducteurs. Ceci permet une réduction significative de la taille accompagnée par une augmentation des pertes .

Le demi-mode (Half Mode SIW) a été introduit dans [14] (Figure I.8.b). Ce dernier est basé sur une coupure verticale au milieu du guide d'ondes comme un plan magnétique virtuel, ce qui permet une réduction considérable de la taille.

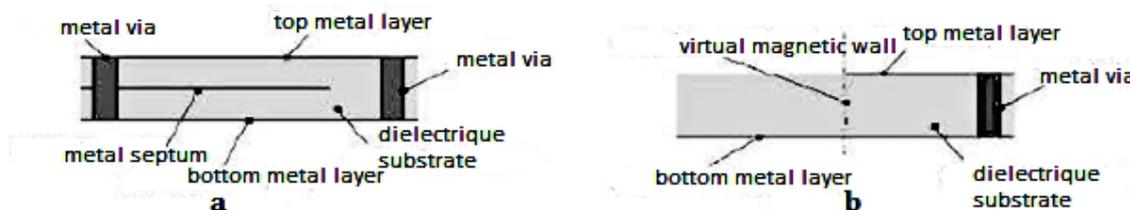


Figure I.8: Différent topologie de SIW [15].

### I.3.3. Mécanismes des pertes

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

Le comportement des pertes dans le conducteur et dans le "diélectrique" dans une structure SIW sont similaires à celui d'un guide d'onde rectangulaire rempli par le "diélectrique", donc on peut appliquer les équations classiques sur le guide d'onde équivalent [15]. Ceci signifie que les pertes de conduction seront réduites significativement avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat. Les pertes dans le "diélectrique" ne dépendent que de la matière utilisée et pas de la géométrie du guide d'ondes.

Finalement les pertes de rayonnement sont acceptables si le rapport  $p/d$  (espacement/diamètre des trous) est inférieur à 2.5 [15, 16]. En pratique, la valeur recommandée est 2. En effet, lorsque l'espacement "p" est petit et le diamètre "d" est grand l'espacement entre les tiges métalliques se réduit, et ainsi on se rapproche des conditions d'un plan métallique continu d'où la minimisation des pertes par rayonnement.

En général, la contribution des pertes dans le "diélectrique" est la plus importante pour la bande millimétrique.

## I.4. Adaptation du Guide d'Ondes en Technologie SIW

### I. 4.1. La ligne microruban

La ligne microruban [17] (figure I.8) 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  $\epsilon_r$  et son épaisseur  $h$  tandis que le ruban est caractérisé par son épaisseur  $t$  et sa largeur  $W$ .

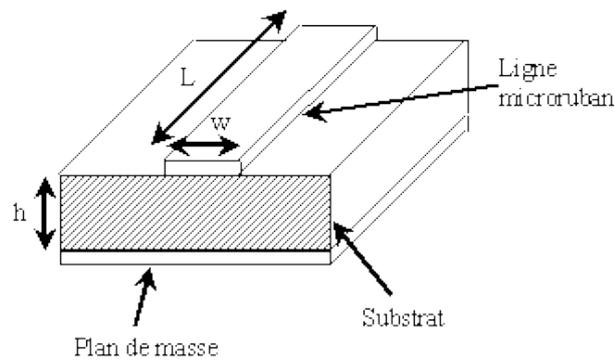


Figure I.9: Structure de la ligne microruban

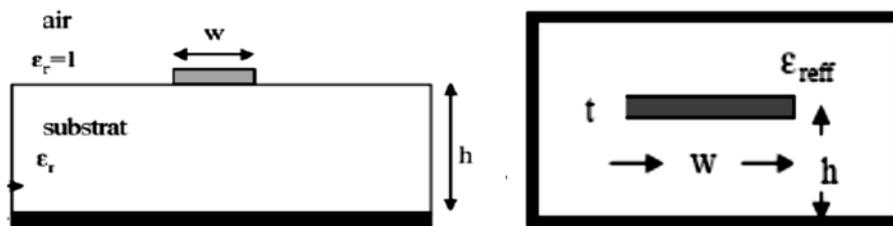


Figure I.10: Une ligne microruban avec son modèle fixe.

La largeur  $w$  caractérise l'impédance caractéristique de la ligne tandis que la longueur  $L$  caractérise le déphasage que crée la ligne. Plus la largeur  $w$  se réduit plus l'impédance caractéristique de la ligne augmente et plus la longueur  $L$  augmente et plus le déphasage est grand. la largeur des lignes quart d'onde est moins large que les lignes d'accès 50 ohms.

Le champ électromagnétique est guidé dans le substrat, entre le plan de masse et la ligne. 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), on a 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 microrubans, 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  $\varepsilon_{eff}$  (relation I.23)) et la largeur du ruban par une largeur effective  $w_{eff}$  (relation (I.28)).

L'impédance caractéristique, établie par Wheeler [18], est donnée par la relation (I.30). La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban ne peut se faire que si on détermine la permittivité effective et la largeur de la ligne.

Le constant diélectrique effectif :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \quad (\text{I.23})$$

La largeur effective du ruban :

$$\frac{w_{eff}}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t}\right) & \text{si } \frac{w}{h} < \frac{1}{2\pi} \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) & \text{si } \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

L'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_c = \begin{cases} \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{w_{eff}} + \frac{w_{eff}}{4h} \right) & \text{si } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left( \frac{w_{eff}}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w_{eff}}{4h} + 1.444 \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

$$Z_0 = 120\pi$$

La synthèse de la ligne microruban par la méthode de Wheeler, permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne (I.26)-(I.28) pour une impédance caractéristique donnée.

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{4}{e^{k_1} - e^{-k_1}} & \text{si } \frac{w}{h} \leq 2 \\ \frac{\varepsilon_r - 1}{\pi \varepsilon_r} \left( \ln(k_2 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (k_2 - 1 - \ln(2k_2 - 1)) & \text{si } \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

$$k_1 = \pi \sqrt{2(\varepsilon_r + 1)} \frac{Z_c}{Z_0} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (\text{I.27})$$

$$k_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{Z_0}{Z_c} \quad (\text{I.28})$$

### I.4.2. Transition planaire SIW

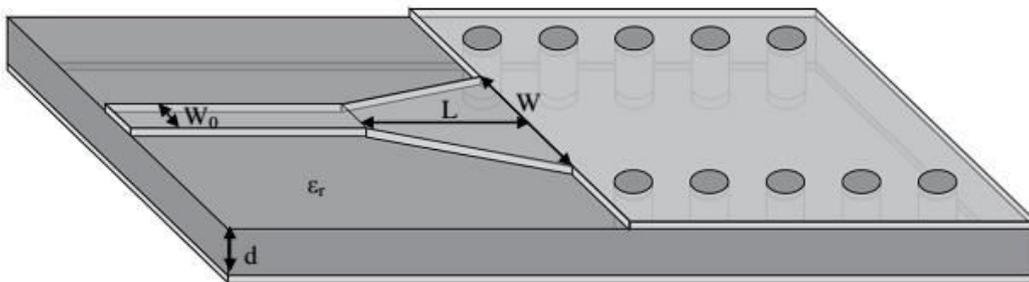
Les structures de transition entre les circuits planaires et les guides d'ondes rectangulaires traditionnels ont été largement étudiées, et différentes approches d'adaptation d'impédances ont été utilisées en microondes.

Une transition doit être simple à réaliser, engendrer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale. Le signal transitant par un guide d'ondes, nécessite généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie micro ruban et le guide d'ondes. Cette transition doit permettre d'adapter [19] en impédance le mode fondamental du guide TE<sub>10</sub> sur le mode quasi-TEM de la ligne micro ruban.

D'autres techniques utilisent une fente située au niveau du plan de masse sous la ligne microruban [20] ou une sonde ou un patch placé au bout de la ligne microruban .

Les transitions de la technologie planaire vers la technologie SIW représentent un autre élément important relié aux composants SIW. La transition entre la technologie planaire et SIW a été développée dans [ 21],[ 22].

Cette dernière est basée sur une ligne planaire qui augmente de largeur progressivement (Figure I.10), sur un même substrat pour les deux technologies [23]. Récemment, des équations ont été proposées pour une mise en oeuvre rapide d'une telle transition [24].



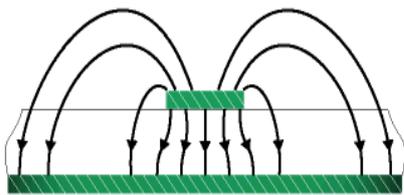
**Figure I.11** : Transition de la ligne microruban au guide d'onde SIW

Vu que l'impédance au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle la ligne micro ruban (généralement de  $50\Omega$  dans la gamme des microondes), la conception d'un tel dispositif reste assez compliquée.

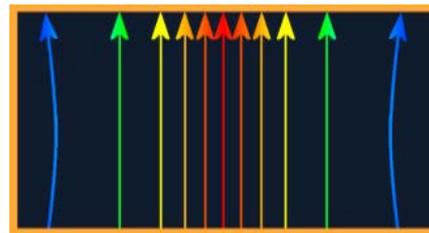
Les dimensions de cette transition sont optimisées pour fonctionner dans une bande de fréquences donnée. Les structures de transition entre les circuits planaires et les guides d'ondes rectangulaires traditionnels ont été largement étudiées, et différentes approches d'adaptation d'impédances ont été utilisées en microondes.

D'autre part, depuis que les composants SIW et les circuits planaires ont pu être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides d'ondes avec les circuits planaires [25]. Nous citons en particulier la transition microruban conique (taper) coplanaire au guide d'onde [25], facilement réalisable.

La nécessité de combiner les deux technologies ensemble, celle du guide d'onde intégré dans le substrat et celle de la ligne microruban, impose de dépasser les dissimilitudes physiques et électromagnétiques de ces supports de transmission. Il est apparent que les champs sont, dans les deux cas, polarisés de la même façon, par contre les champs du guide d'onde couvrent une région plus grande par rapport à ceux de la ligne microruban plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur (**figure I.10**).



a)

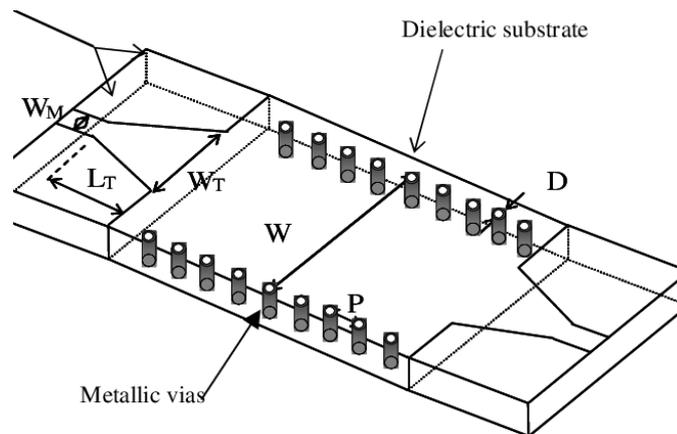


b)

**Figure I.12** : Lignes de champs a) dans un guide d'ondes rectangulaire et b) dans une ligne Microruban.

Une technique a été proposée [26] comme solution à la transformation sans pertes du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne microruban au mode fondamental transverse électrique TE<sub>10</sub> du guide d'onde.

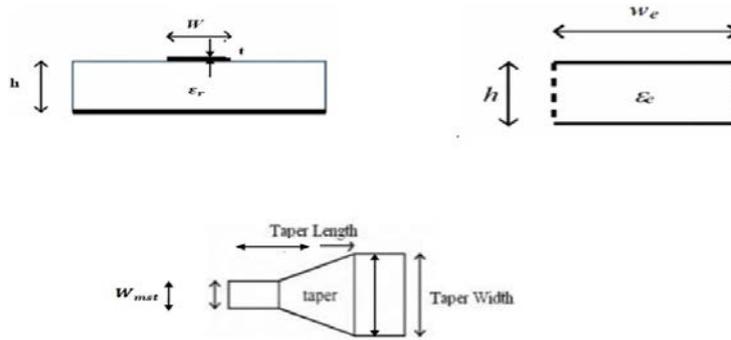
Il s'agit de la transition coplanaire microruban-guide d'ondes (figure I.12), laquelle est très efficace et à large bande



**Figure I.13 :** Guide d'ondes SIW avec transition coplanaire (taper).

Cette transition est conçue essentiellement d'un taper microruban reliant la ligne microruban de largeur  $W_M$  au guide d'onde de largeur  $W_T$ . Le dispositif de transition selon cette étude comporte un substrat diélectrique mince unique dans lequel sont intégrés une ligne microruban, un guide d'onde rectangulaire et un transformateur de mode planaire entre la ligne et le guide d'onde. Le transformateur de mode assure, outre la transformation du mode quasi-TEM en mode TE<sub>10</sub>, la continuité électrique entre la ligne et le guide d'onde. Sur la face du substrat diélectrique supportant le ruban de la ligne, le transformateur de mode comprend un tronçon conducteur en trapèze isocèle dont la petite base  $W_M$  est confondue avec une extrémité du ruban et la grande base  $W_T$  est confondue avec une portion centrale du grand côté d'un accès du guide d'onde.

L'objectif visé est donc d'associer, au moyen d'un dispositif de transition microonde, une première technologie en ligne microruban à une deuxième technologie en guide d'onde, différente de la première, tout en conservant les avantages de ces deux technologies.



**Figure I.14** Topologie équivalente de la transition micro-ruban-SIW

Cette transition contient trois principaux paramètres à déterminer, soit la largeur initiale  $W_M$ , la largeur de taper  $W_T$  ainsi que sa longueur  $L_T$ . Le procédé de conception de cette transition nécessite plusieurs simulations parce qu'une optimisation est nécessaire pour résoudre ce problème. La longueur  $L_T$  et la largeur  $W_T$  du taper Figure II.15, doivent être modélisées et optimisées dans la bande de fréquence désirée.

Dans ce travail, on exploite HFSS comme outil efficace de conception de guides d'ondes Rectangulaires intégrés au substrat RSIW. Une fois la valeur de la largeur de la ligne Micro-ruban  $W_M$  fixée, Il est alors possible d'estimer les valeurs initiales de  $W_T$  et de  $L_T$ . Suite à plusieurs exemples testés dans [27], il s'avère que l'on peut considérer que les valeurs initiales vérifient la relation :

$$W_T = 0.4 (W_{siw} - d) \quad (\text{I.29})$$

et

$$\frac{\lambda}{2} < L_T < \lambda \quad (\text{I.30})$$

Où :

$\lambda$  est la longueur d'onde du mode quasi-TEM dans la ligne micro-ruban [28].

Aussi, dans le but d'avoir une bonne transition entre la ligne microruban et le guide rectangulaire intégré dans un substrat, d'autres travaux [29] proposent de calculer l'impédance du guide  $Z_G$  donnée par:

$$Z_G = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8W_{eq}} \quad (\text{I.31})$$

Aussi il est nécessaire de calculer l'impédance d'onde  $Z_{TE}$  du mode TE :

$$Z_{TE} = \sqrt{\frac{\mu \lambda_g}{\varepsilon \lambda}} \quad (\text{I.32})$$

L'impédance du guide SIW est calculée à partir des relations (I.31) et (I.32), et en utilisant la formule (I.28), on peut déduire la valeur initiale  $W_T$  du taper. Sur la base de l'impédance de guidage calculée, la transition conique de la ligne microruban du SIW, est optimisée par la suite par simulation en utilisant HFSS [30].

Il n'y a eu aucune proposition d'équations analytiques afin d'accélérer le processus de conception de cette transition. Jusqu'à tout récemment, en 2010, les auteurs de la référence [31] ont proposé une étude permettant de déterminer la largeur initiale  $W_T$  du taper reliant une ligne microruban à un guide d'ondes rectangulaire à partir des équations analytiques suivantes:

$$\frac{1}{W_{eff}} = \begin{cases} \left( \frac{60}{\eta h} L_n \left( \frac{8h}{W_T} \right) \right) & \text{si } \frac{W_T}{h} \leq 1 \\ \left( \frac{Z_0}{\eta h} \left( \frac{W_T}{h} + 1.393 + 0.667 L_n \left( \frac{W_T}{h} + 1.444 \right) \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{W_T}{h} > 1 \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

$$\frac{1}{W_{eff}} = \frac{4.38}{W_{eq}} e^{\frac{-0.672\varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \sqrt{1+\frac{12h}{W_T}}}} \quad (\text{I.35})$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \quad (\text{I.36})$$

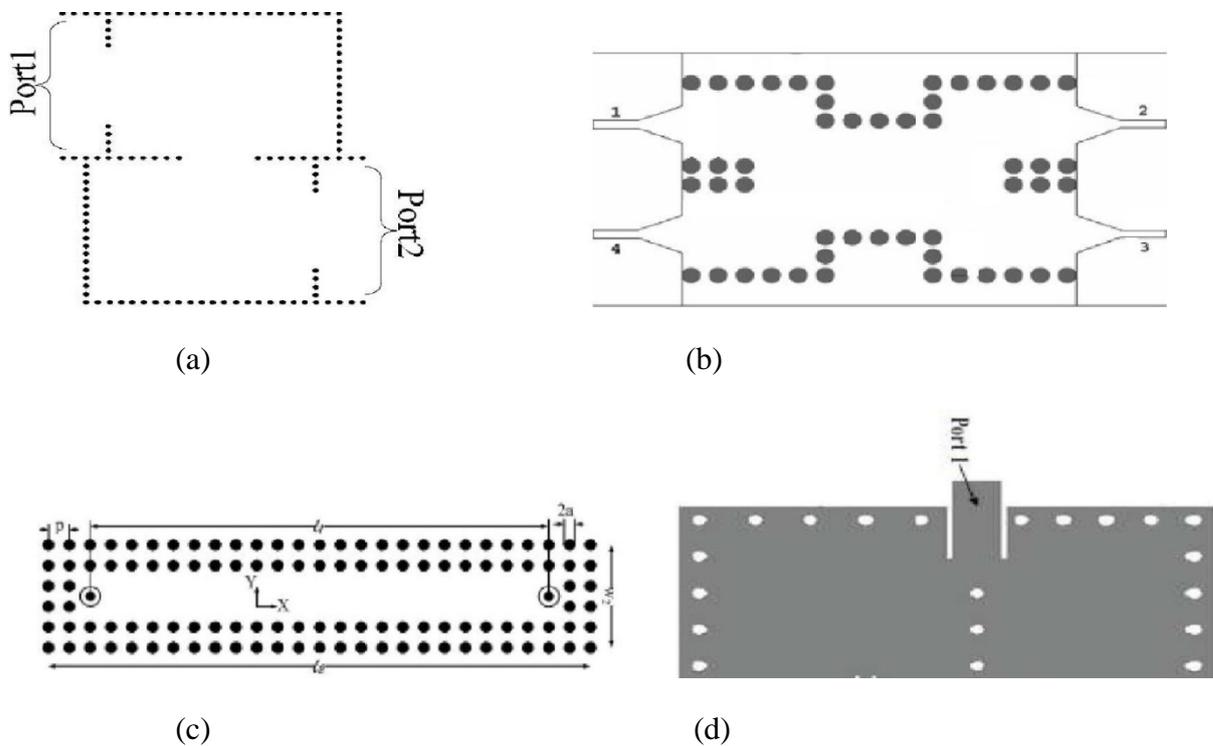
Le taper microruban est utilisé pour ramener la largeur optimale  $W_T$ , trouvée à partir des équations précédentes (I.33)-(I.35), à  $W_M$  de la ligne microruban. Ainsi cette technique peut être exploitée pour trouver une valeur initiale de  $W_T$  à optimiser à l'aide de HFSS en minimisant le coefficient de réflexion  $S_{11}$  au niveau de la ligne microruban.

## I.5. Implémentation de la technologie SIW

### I.5.1. Implémentation de SIW sur des composants passif

Les composants SIW sont donc un bon candidat pour concevoir des composants à haut facteur de qualité Q, surtout pour la gamme de fréquences millimétriques là où les autres technologies présentent plus de pertes.

Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière. Quelques exemples sont reportés sur les Figures III.10, comme le filtre passe-bande [32], la cavité rectangulaire [33], le coupleur [34], [35], et le duplexeur SIW [36],....



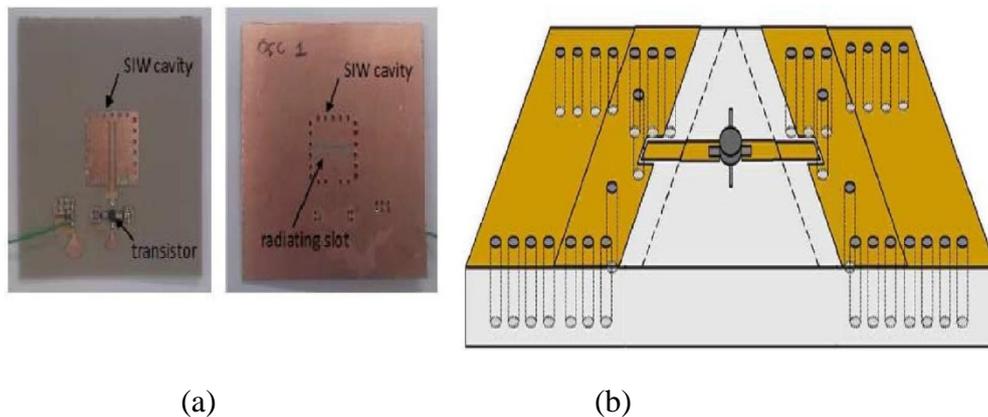
**Figures I.15 :**Exemples des circuits passifs SIW, **a)** Filtre passe-bande SIW

**b)** Coupleur SIW [34]- [35], **c)** Guide rectangulaire SIW [33], **d)** Duplexeur SIW [36].

### I.5.2. Implémentation des composants actifs sur une structure en technologie SIW

L'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW a attiré moins d'attention comparée à celle des circuits passifs. la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent 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.

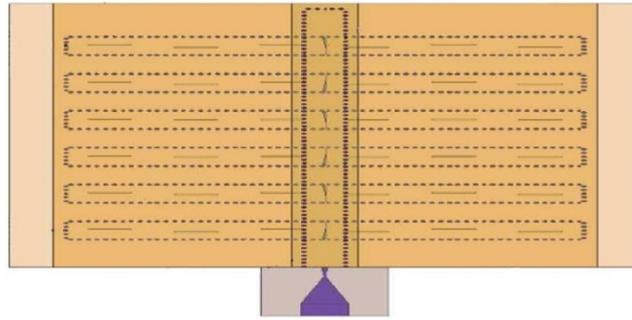
Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes microruban. Les développements récents d'oscillateurs en 2012 [37], de mélangeurs [38] et d'amplificateurs [39] sont notables. Quelques exemples sont reportés sur les Figures (I.15)



**Figures I.16** Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW [40], b) amplificateur SIW [39].

### I.5.3. Les antennes SIW

Les antennes de petite taille présentant de bonnes performances en rayonnement et une bonne isolation sont recherchées, notamment dans le domaine de l'aéronautique des télécommunications, des systèmes embarqués. Les antennes SIW sont très appropriées pour ces applications [41] - [42]- [43]-[44].



La Figure I.17 : est présentée une antenne SIW [45]

## I.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présente l'état de Part de la technologie SIW, les avancées récentes pour les composants passif et actif en technologie SIW.

Ensuite, nous avons présenté la démarche à suivre pour la conception d'un guide d'ondes en technologie SIW, adapté à  $50 \Omega$  à ses deux extrémités à l'aide de transition conique (taper). Ces guides SIW seront associé dans la suit à des cellules metamateriaux pour concevoir des filtres. Mais avant d'exposer ces filtres en technologie hybride (SIW/METAMATERIAUX), nous allons définir dans le chapitre suivant les metamateriaux et domaine d'application.

# **CHAPITRE II**

## **ETAT DE L'ART SUR LES METAMATERIAUX**

## II.1.Introduction

Les Métamatériaux, également appelés « matériaux main gauche », sont une structuration métallo-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 deux négatives. La première théorie concernant leurs propriétés électromagnétiques a été introduite par le chercheur russe Veselago en 1964 [46].

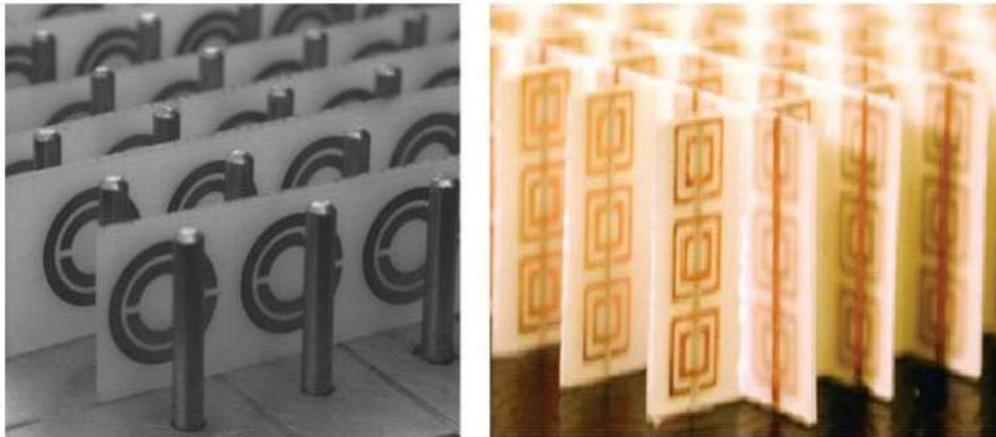
Depuis, ce sujet a connu une longue hibernation jusqu'en 2000, où une première réalisation pratique a été proposée par le chercheur américain D. Smith [47]. Depuis, les métamatériaux n'ont cessé d'attiser l'intérêt des chercheurs, car ils permettent d'envisager de nouvelles applications et optimisations dans le domaine des micro-ondes, notamment au niveau de la Miniaturisation des circuits et l'introduction de nouvelles propriétés (filtre dual bande, ligne avance de phase).

## II.2.Historique des Métamatériaux

L'histoire de métamatériaux commença en 1967 quand le physicien V. Veselago se demanda, d'un point de vue conceptuel, quelles propriétés auraient un matériau dont la permittivité et la perméabilité seraient négatives dans la même gamme de fréquence [48], après l'étude théorique certaines propriétés ont été prévues par V. Veselago dans son article de 1967, telles que l'inversion de nombreuses propriétés classiques comme loi de Snell-Descartes, l'effet doppler [49].

Pour que le sujet se lance réellement il fallut attendre la fin des années 1990, avec J.Pendry et ses collaborateurs qui réalisent deux structures réseaux : les fils fins en métal (Metal thin-wire) et le résonateur en anneau fendu (SRR: split-ring resonators) [49], ces deux types de structures permettent d'obtenir respectivement une permittivité et perméabilité négatives sous certaines conditions qu'on verra dans la suite de ce chapitre.

En 2000 Smith et ses collaborateurs [50] ont combiné les deux structures de Pendry dans une structure composite pour réaliser le premier prototype de matériau à perméabilité et permittivité négative simultanément (figure II.1). La vérification expérimentale de l'indice de réfraction négatif a été faite par D.Smith, Shelby et Schultz à l'université de Californie en 2001 [49].



(a)

(b)

**Figure II.1 :** Matériaux à indice de réfraction négatif. **(a)** à base de réseau de fils métalliques et des RAFs circulaires. **(b)** à base de réseau de fils métalliques et des RAFs carrés

### II.3. Définition des Métamatériaux

Les métamatériaux sont des structures artificielles pseudo-homogènes possédant des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature. La propriété particulière qui a fait la renommée des métamatériaux est la possibilité d'avoir une perméabilité et une permittivité simultanément négatives.

Ces structures présentent une structuration (cellule de base constituant le matériau) très petite devant la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$ . Il est admis que la limite d'homogénéité est fixée à des tailles inférieures à  $< \lambda_g/4$ . Cette limite nous assure que les phénomènes de diffraction pourront être négligés [48]. Le point le plus intéressant pour les métamatériaux c'est qu'ils ont un indice de réfraction négatif ( $n < 0$ ).

### II.4. Propagation d'ondes électromagnétiques dans un milieu doublement négatif (métamatériaux)

A partir des équations (I.10), nous pouvons déduire qu'avec  $\epsilon$  et  $\mu$  simultanément positives, les vecteurs  $\vec{k}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{k}$  forment un triplé direct ou main droite (Figure I.3.a).

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad \text{et} \quad \vec{k} \times \vec{E} = -\omega \mu \vec{H} \quad (\text{II.1})$$

$\vec{H}$  : le champ magnétique,  
 $\mu$ : la perméabilité magnétique,  
 $\epsilon$  : la permittivité électrique avec  
 $\vec{E}$  : représente le champ électrique

Le flux d'énergie est décrit par le vecteur de Poynting qui s'écrit [19] :

$$\vec{p} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (\text{II.2})$$

Par conséquent  $\vec{p}$  et  $\vec{k}$  suivent la même direction.

Nous pouvons également déduire qu'une autre possibilité satisfait cette équation, c'est le cas où  $\epsilon$  et  $\mu$  sont simultanément négatives. Dans ce cas, les vecteurs  $\vec{k}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{E}$  forment un triplet indirect ou main gauche (Figure II.12.b). C'est l'hypothèse théorique qui était introduite pour la première fois en 1964 par Veselago. Le chercheur russe a exposé plusieurs propriétés physiques d'un tel matériau qui n'existe pas dans la nature d'où le nom de métamatériau. Ces propriétés seront exposées par la suite.

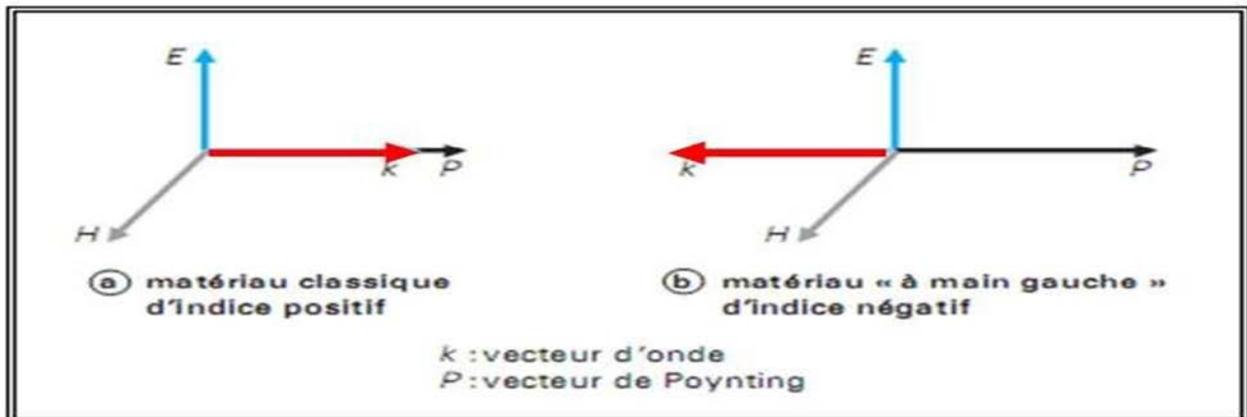


Figure II.2 : Représentation vectorielle d'une onde plane [49].

La vitesse de phase est définie par l'équation (II.3) et la vitesse de groupe par l'équation (II.4) [50]

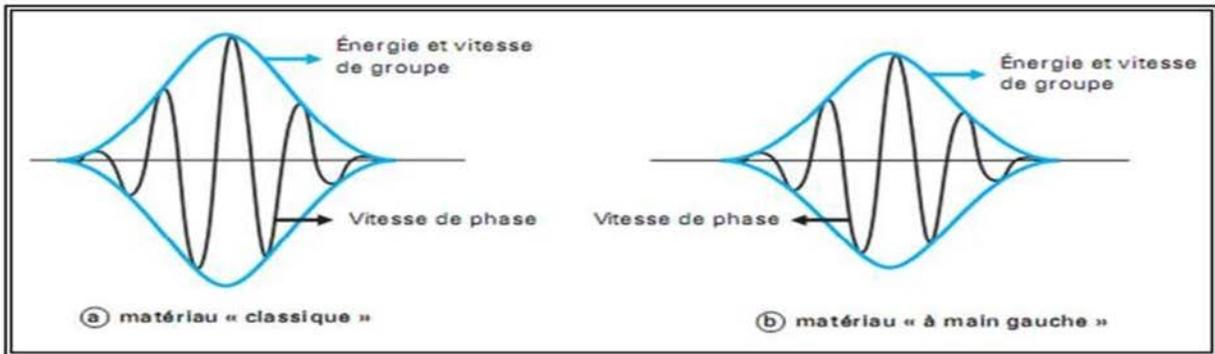
$$V_p = \frac{\omega}{k} \tag{II. 3}$$

$$V_g = \frac{\partial \omega}{\partial K} \tag{II. 4}$$

Le fait que les trois vecteurs  $\vec{k}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{E}$  forment un triplet indirect implique que la vitesse de phase et la vitesse de groupe de l'onde sont dans des directions opposées (Figure II.3) :

Milieu main droite :  $V_p > 0$  ( $k > 0$ ) et  $v_g > 0$

Milieu main gauche :  $V_p < 0$  ( $k < 0$ ) et  $v_g > 0$



**Figure II.3:** Propagation de phase et de l'énergie dans un matériau classique et dans un matériau à main gauche [51].

### II.5. CLASSIFICATION DES MATERIAUX

Grâce à l'indice de réfraction on peut ordonner les matériaux suivant une nouvelle classification, elle est basée sur les différentes valeurs de la permittivité  $\epsilon$  et de la perméabilité  $\mu$ . Il existe quatre combinaisons possibles de couple  $(\epsilon, \mu)$  : (+, +), (+,-), (-, +), (-, -), elles sont illustrées dans le diagramme  $(\epsilon-\mu)$  (**figure1.2**).

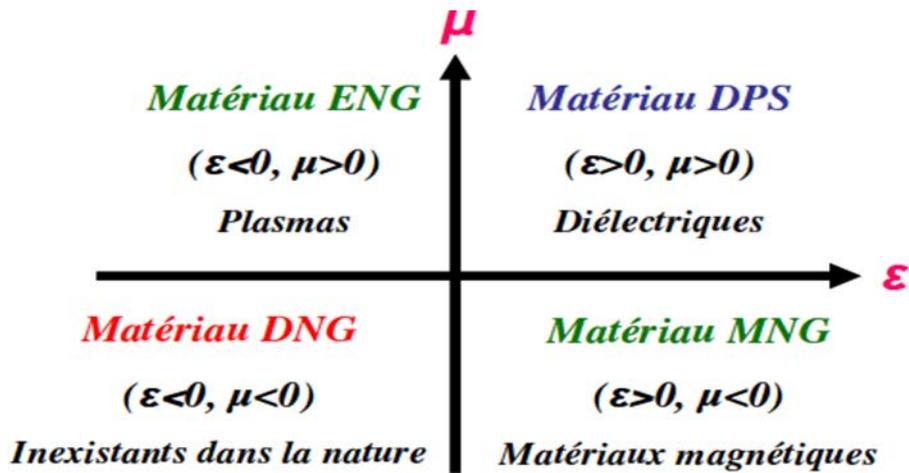


FIGURE II. 4: Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et perméabilité  $\mu$  [53].

Les milieux avec une permittivité [ENG, (-, +)] ou une perméabilité [MNG, (+, -)] sont aussi connus depuis longtemps dans l'électromagnétisme. Le modèle de Drude-Lorentz qui s'applique à la plupart des matériaux prévoit les régions au-dessous de la fréquence plasmas où la permittivité est négative. Les trois classes des matériaux (DPS, ENG et MMG) peuvent être trouvés dans la nature, par contre les milieux doubles négatifs [DNG, (-, -)] n'existent pas dans la nature mais physiquement, ils sont réalisables.

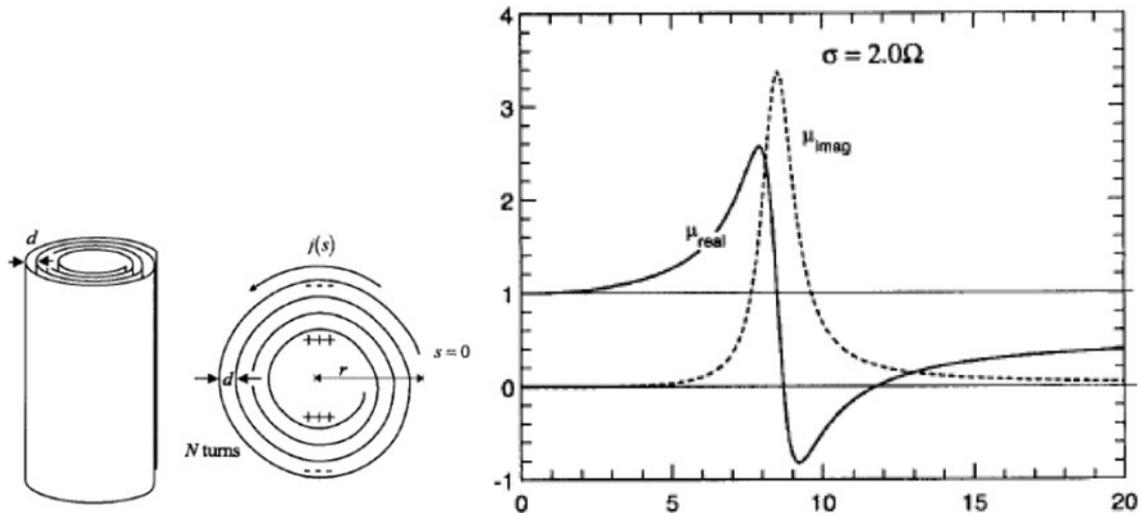
### II.5.1. Les Matériaux doublement positifs (DPS)

La zone (+, +) ou les milieux sont double positifs (DPS) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite comme par exemple les diélectriques. qui présentent des paramètres intrinsèques positifs et non nuls ( $\epsilon > 0$  et  $\mu > 0$ ). Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.

### II.5.2. Les Matériaux à perméabilité négative (MNG)

Les milieux avec perméabilité négative [MNG, (+, -)] réalisée par des matériaux ordinaires métallo-diélectrique n'ayant pas forcément une activité magnétique tels que les ferromagnétiques [54]. les courants générés dans le conducteur peuvent être suffisamment importants pour assurer un phénomène Métamateriau même si la taille des motifs vérifie la condition d'homogénéité ( $\ll \lambda$ ).

En 1999, J. Pendry [55] a été le premier à exploiter l'idée en introduisant une configuration originale incluant un réseau de structures métalliques sous la forme d'un rouleau suisse (Swiss-Roll) Figure II.5



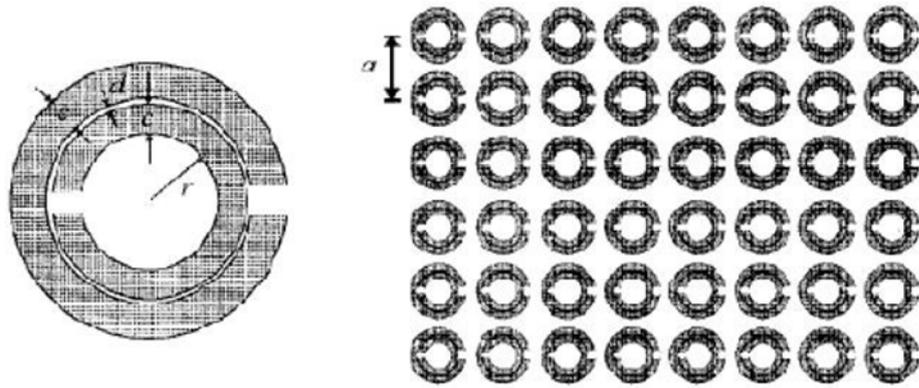
**Figure II.5 :** Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry [55] (b) la variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence [55]

La relation de la perméabilité effective est donnée donc par :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0 (N-1)} - \frac{d c_0^2}{2 \pi^2 \omega^2 R^2 (N-1)}} \tag{II. 5}$$

Avec :

- $c_0$  : la célérité de la lumière dans le vide ;
- $\omega$  : la pulsation angulaire ;
- $\sigma$  : la conductivité du métal de la spire ;
- $\epsilon$  : la permittivité de la matière isolante entre les feuille conductrices de la spire ;
- $\mu_0$  : la perméabilité du vide ;
- $F$  : le volume de la structure.



**Figure II.6.** Configuration du Métamateriau MNG à base des SRR proposée par J.Pendry [55]  
 La structure SRR est composée de deux résonateurs en boucles métalliques imbriquées sous forme de la lettre C. Quand un champ magnétique  $H$  est appliqué en parallèle à l'axe des boucles, selon les deux équations (II.6 et II.7), un courant est ensuite induit sur les résonateurs et une activité magnétique apparaît.

$$B = \mu_{eff} \mu_0 H \tag{II. 6}$$

$$D = \epsilon_{eff} \epsilon_0 \tag{II. 7}$$

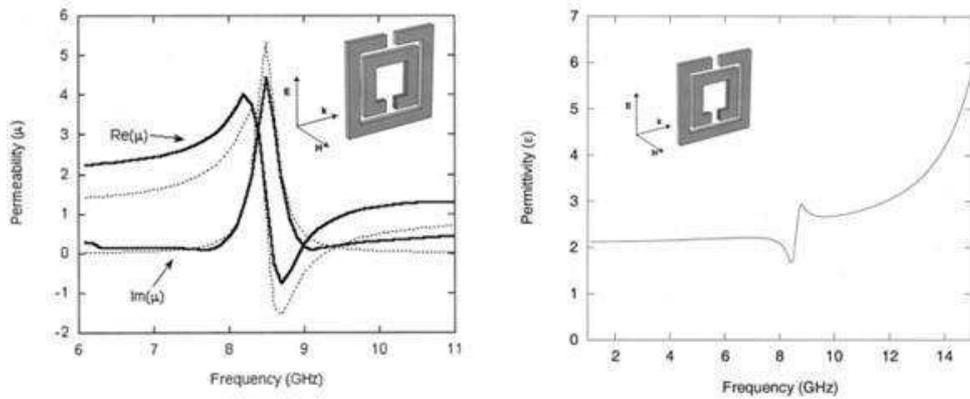
Avec  $\omega_m$  la fréquence de résonance magnétique,  $\omega_{pm}$  la fréquence plasma magnétique,  $\Gamma$  les pertes métallique du SRR. Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR (Figure 1.6) à l'aide des équations :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3\mu_0^2}{\pi \ln\left(\frac{2c}{d}\right) r^3}} \tag{II. 8}$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}}} \tag{II. 9}$$

Si les pertes métalliques sont suffisamment faibles, le SRR donne une valeur de perméabilité négative dans la bande de fréquences comprises entre  $\omega_m$  et  $\omega_{mp}$ .

Un exemple est présenté dans la Figure II.7, la perméabilité d'un SRR carré passe par une valeur négative autour de 8.5 GHz, la permittivité quant à elle reste positive.



**Figure II.7 :** (a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive. Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR [56].

### II.5.3. Les Matériaux à permittivité négative (ENG)

La dépendance fréquentielle de la permittivité des métaux suit le modèle de

$$\epsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega^2 p_e}{\omega^2 + i\omega\omega_c} \tag{II.10}$$

Avec :

$\omega_{pe}$  : la pulsation du plasma électrique

$\omega_c$  : la pulsation de collision

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique [57][58]. Sachant que la fréquence plasma électrique s'écrit sous la forme suivante [59] :

$$\omega_2^{pe} = \frac{pe^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \tag{II.11}$$

Avec :

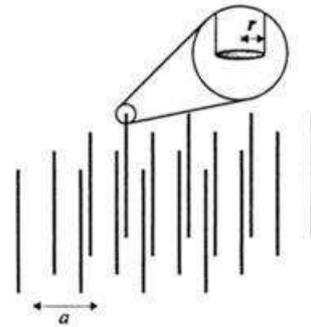
$\rho$  : la densité des électrons ;

$e$  : la charge des électrons ;

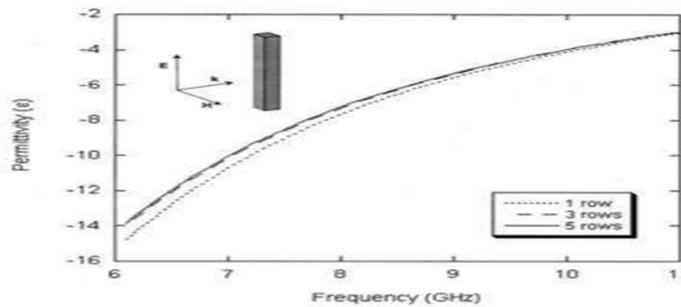
$m_{eff}$  : la masse effective des électrons.

L'effet combiné de la dilution du milieu et de l'augmentation de la masse effective permet Donc de diminuer la fréquence plasma électrique. Cette astuce a permis de créer un milieu présentant une permittivité négative exploitable dansle domaine des micro-ondes.

Un exemple de permittivité en fonction de la fréquence d'un Réseau de fils métalliques est présenté dans la (Figure II.8).



**Figure II.8 :** Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [55].

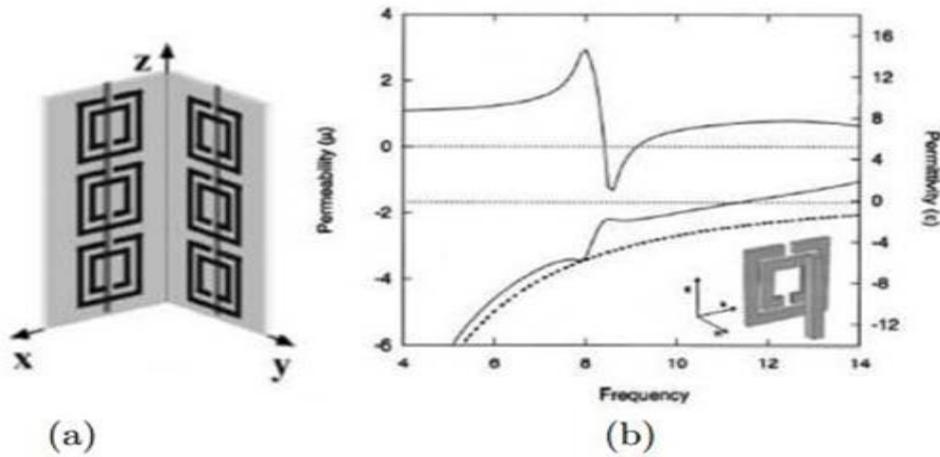


**Figure II.9 :** Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils, la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique est orienté en parallèle avec les fils [56].

**II.5.4.Les Matériaux doublement négatifs (DNG)**

Les matériaux DNG sont les matériaux ayant simultanément une permittivité et une perméabilité Négatives, ces Métamatériaux peuvent être réalisés par des cellules << imbriquées >> ou des Cellules << combinées >>. Le premier type imbrique deux cellules unitaires basiques : une cellule de type MNG, et une Cellule de type ENG. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène Doublement Négatif, comme exemple de ce type, la cellule (SRR+Tige) réalisée par l'équipe de D.R.Smith (Figure II.10.a) [60].

Cette cellule imbrique deux cellules unitaires basiques : SRR ayant une Activité magnétique et le réseau de tiges responsable de l'activité électrique. A la résonance Cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif (Figure II.10.b) [61][62] .



**Figure II.10:** (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige" [60].

**II.6. Matériaux à indice négatif**

Un matériau est défini en partie par son indice de réfraction noté "n". Ce dernier détermine les angles de réflexion et de réfraction du rayon incident selon les lois de Snell-Descartes. Cet indice est supérieur ou égal à 1. Or, avec ces métamatériaux, on peut obtenir un indice de réfraction inférieur à 1, voir même négatif, ce qui fait que le rayon transmis se retrouve du même côté de la normale que le rayon incident. Les paramètres constitutifs sont la perméabilité  $\mu$  et la permittivité  $\epsilon$  qui sont reliés à l'indice de réfraction par :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \tag{II.12}$$

Dans les matériaux usuels, la permittivité relative  $\epsilon_r$  et la perméabilité relative  $\mu_r$  sont complexes, en raison des pertes, et possèdent des parties réelles positives, il n'y a donc aucune ambiguïté sur le signe de l'indice.

En se plaçant dans le plan complexe, comme on le voit sur la figure( I.9), dans lequel on a :

$$\varepsilon_r = |\varepsilon_r| e^{i\theta_\varepsilon} \quad \text{et} \quad \mu_r = |\mu_r| e^{i\theta_\mu} \tag{II.13}$$

L'indice de réfraction devient :

$$n = \sqrt{|\varepsilon_r| |\mu_r|} e^{\frac{1}{2}i(\theta_\mu + \theta_\varepsilon)} \tag{II.14}$$

Comme nos milieux sont considérés comme passifs, les parties imaginaires de  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$  sont forcément positives, ce qui impose que  $\theta_\mu \in [0, \pi]$  et  $\theta_\varepsilon \in [0, \pi]$ . De fait, l'angle de l'indice de réfraction  $n$  appartient au même domaine  $[0, \pi]$

Dans le cas d'un milieu doublement négatif, où les parties réelle de  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$  sont négatives simultanément, le domaine de définition de l'angle se réduit à  $[\frac{\pi}{2}, \pi]$ .

Pour  $\varepsilon_r$  pour  $\mu_r$  et pour  $n$ . On a donc bien une partie réelle de l'indice  $n$  négative pour  $Re(\varepsilon_r) < 0$  et  $Re(\mu_r) < 0$

Pour bien illustrer la racine carrée complexe en prend comme exemple :

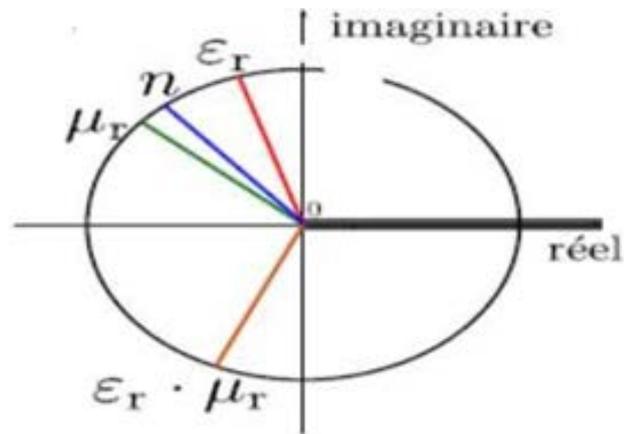
$$\varepsilon_r(\omega) = |\varepsilon_r| e^{-i\pi} \tag{II.15}$$

$$\mu_r(\omega) = |\mu_r| e^{-i\pi} \tag{II.16}$$

Donc

$$n = \sqrt{|\varepsilon_r| |\mu_r|} e^{-i\pi} = -\sqrt{|\varepsilon_r| |\mu_r|} \tag{II.17}$$

On trouve bien que l'indice de réfraction  $n$  est négative pour  $\varepsilon_r < 0$  et  $\mu_r < 0$  voir la figure (II.11)



**Figure II.11:** Représentation dans le plan complexe des arguments de  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$ , de leur produit et de  $n$  [63].

## II.7. Quelques propriétés électromagnétiques de métamatériaux

### II.7.1. la loi Snell-Descartes

L'indice de réfraction d'un matériau est défini par l'équation (II.12) (soit :  $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ ). La constante de propagation est définie par :

$$k = nk_0 = n \frac{\omega}{c} \tag{II.18}$$

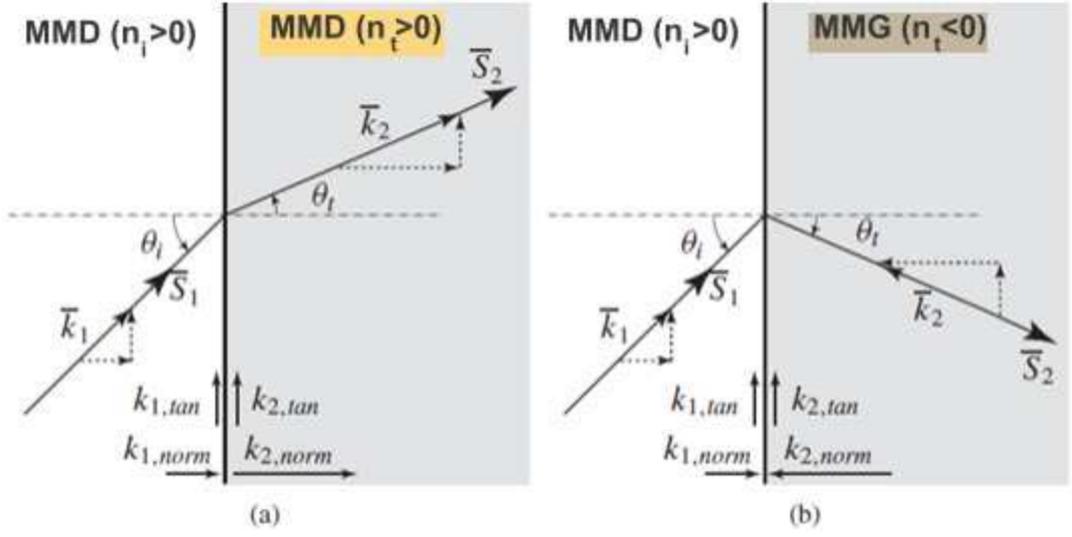
Comme nous venons de voir que  $k < 0$ , cela implique que l'indice de réfraction,  $n$ , du MMG est négatif.

A partir de ce résultat, il est possible de généraliser la loi de Snell-Descartes en tenant compte de la possibilité d'une interface entre un MMD et un MMG :

$$n_i \sin \theta_i = n_t \sin \theta_t \tag{II.19}$$

Avec  $n_i$  et  $n_t$  sont les indices de réfraction des matériaux supportant l'onde incidente et l'onde transmise respectivement  $\theta_i$  et  $\theta_t$  et les angles des ondes incidentes et transmises par rapport à la normale de l'interface entre les deux matériaux.

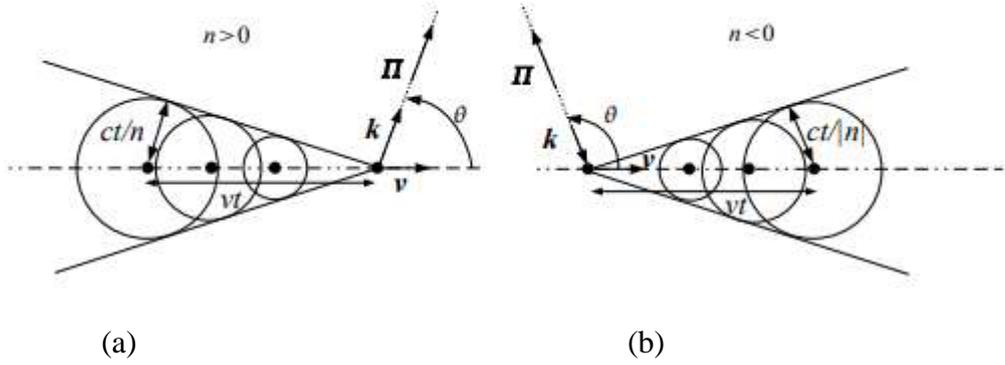
Deux cas peuvent alors être distingués. Si les deux matériaux possèdent un indice du même signe, alors la réfraction est dite positive car les deux angles,  $\theta_1$  et  $\theta_2$ , sont positifs, voir ( la figure II.12 (a)). Si les deux matériaux sont de signes différents, alors la réfraction est dite négative car l'un des deux angles sera négatif, voir la figure (II.12 (b)) [64].



**Figure II.12 :** Réfraction d’une onde électromagnétique à l’interface de deux matériaux différents. **(a)** Cas de deux matériaux d’indice de même signe (deux MMD ou deux MMG): une réfraction positive a lieu. **(b)** Cas de deux matériaux d’indice de signe différent (un MMD et un MMG): une réfraction négative a lieu [64].

**II.7.2. Inversion De Rayonnement De Cerenkov**

Veselago a prouvé que le rayonnement de Cerenkov est inversé dans un milieu de main gauche. En effet l’effet Cerenkov est un phénomène similaire à une onde de choc, un flash de lumière qui a lieu lorsqu’une particule chargée se déplace dans un milieu avec une vitesse supérieure à la vitesse de la lumière dans ce milieu (il faut garder à l’esprit que la vitesse de la lumière dans le vide est toujours supérieure à celle de la particule).



**Figure II.13 :** Illustration de l'effet Cerenkov. **(a)** Milieu conventionnel ( $n > 0$ ) : le front d'onde sphérique se déplace dans le sens opposé à la source à la vitesse  $c/n$ . **(b)** Milieu main-gauche ( $n < 0$ )

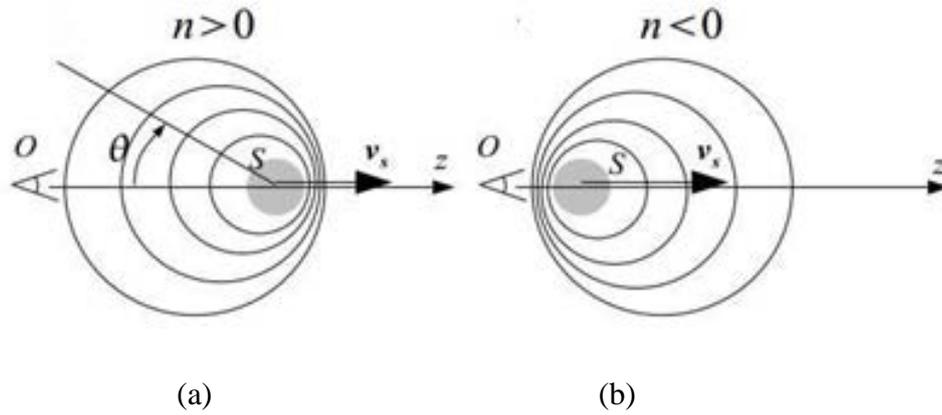
: le front d'onde sphérique se déplace dans le même sens que la source à la vitesse  $c/|n|$ . [35]

### II.7.3.L'inversion de l'effet doppler

L'effet Doppler est le décalage de fréquence d'une onde électromagnétique entre la fréquence de l'émission et la fréquence de réception lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours de temps. Soit une source  $S$  en mouvement le long d'une direction  $Oz$  et émettant une onde électromagnétique avec une fréquence angulaire  $\omega_0$  (voir Fig. II. 14). Si la source se déplace vers les  $z$  positifs avec une vitesse  $v_s$  la fréquence Doppler est donnée par [65] :

$$\omega_{doppler} = \omega_0 - \Delta\omega, \text{ avec } \Delta\omega = \omega_0 \frac{nv_s}{c} \tag{II.18}$$

Où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide et  $n$  est l'indice de réfraction du milieu. Dans un milieu RH,  $n > 0$  et donc  $\Delta\omega > 0$  : l'observateur détectera une onde électromagnétique avec une fréquence angulaire plus petite que celle émise si la source était au repos [65].



**Figure II.14 :** Effet Doppler dans un milieu RH et LH. S est la source qui émet une onde électromagnétique sphérique et O est un observateur situé qui détecte l'onde émise par S dans la direction  $\theta = 0$ . (a) Dans un milieu conventionnel  $\Delta\omega > 0$ . (b) Effet Doppler inversé dans un milieu main-gauche ( $\Delta\omega < 0$ ). [65]

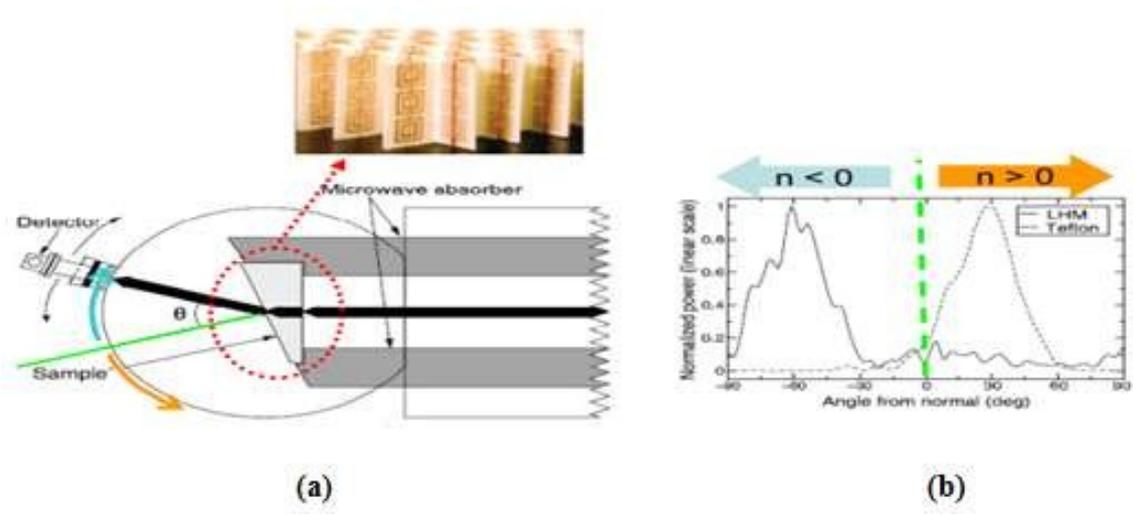
**II.8.Domains d'application**

**II.8.1.Propagation en espace libre**

Un prisme a été fabriqué à l'aide de ces cellules (Figure II.15.a), la propagation d'une onde électromagnétique à travers ce prisme produit un rayon réfracté d'un angle négatif ce qui a mis en évidence la réfraction négative de cette structure (Figure II.15.b). Cette expérience a été reproduite par d'autres groupes de recherche [66].



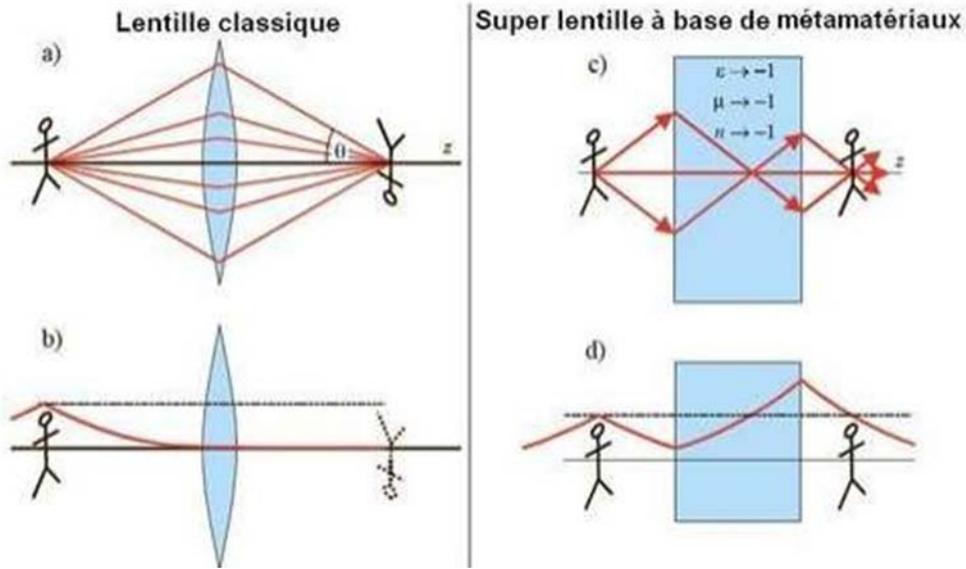
**Figure II.15 :** Prototypé du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée [66].



**Figure II.16 :** (a) Schéma du dispositif expérimental, la flèche noire représente le faisceau  $\mu$ onde qui est réfracté en traversant le prisme, un détecteur permet de calculer l'angle de réfraction. (b) Résultat de l'expérience, puissance transmise en fonction de l'angle pour un échantillon en Téflon (courbe pointillée) et un échantillon en métamatériaux (courbe pleine)

### II.8.1.1.La super lentille

La réfraction négative donne la possibilité de focaliser une onde en utilisant une lentille plane. En effet, les métamatériaux font en sorte que les ondes électromagnétiques focalisent sur un point au lieu de dévier vers l'extérieur. Une lentille classique doit normalement être convexe pour focaliser la lumière, ce qui n'est pas le cas d'une lentille à base de métamatériaux [68]. D'un autre côté, les lentilles classiques ne peuvent pas voir des détails plus petits que la longueur d'onde électromagnétique. Par exemple, les atomes sont plus petits que les longueurs d'ondes de la lumière visible et ne peuvent donc pas être vus à l'aide d'un microscope optique. Cependant, comme les métamatériaux font que la lumière subit une diffraction inversée, ils permettent une « super-résolution » : ces lentilles main gauche plates sont capables de focaliser les ondes évanescentes, qui transportent des détails plus petit que les longueurs d'ondes d'un objet, d'où l'appellation « lentilles parfaites » ou « superlentilles » (Figure II.17) [69].



**Figure II.17 :** Cas de la lentille classique : (a) elle doit être convexe pour focaliser les ondes. (b) les ondes évanescentes décroissent, la résolution de l’image est mauvaise. Cas de la superlentille : (c) l’objet est focalisé avec une lentille plane. (d) les ondes évanescentes s’amplifient dans la lentille, la résolution de l’image est meilleure [69].

Lentille MD pour des ondes incidentes propagées : La focalisation se produit.

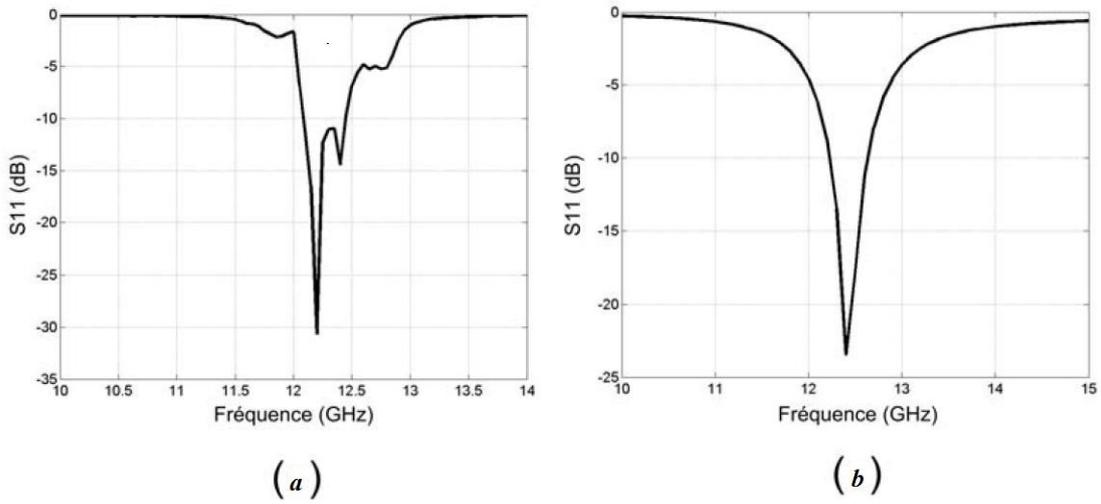
- Lentille de focalisation pour ondes évanescentes incidentes : la source d’information n’atteint pas la source.
- Plaque MG avec  $\epsilon = \mu = -1$  pour des ondes incidentes propagées : la focalisation se produit.
- Plaque MG avec  $\epsilon = \mu = -1$  pour des ondes évanescentes incidentes : l’information atteint la source due à l’augmentation de l’énergie à l’intérieur de la plaque [68].

**II.8.1.2.Cape d’invisibilité**

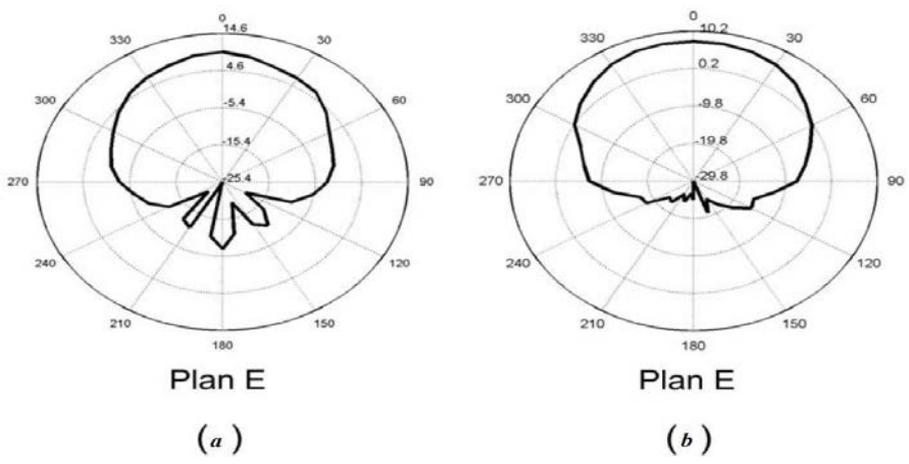
Une autre application potentielle qui a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs est la cape d’invisibilité ou « Cloaking », Le principe est d’utiliser le métamatériau pour contrôler la lumière autour de l’objet à cacher de sorte que les rayons lumineux prennent derrière l’objet le trajet qu’ils auraient eu si l’objet n’avait pas été là [70].

D'après les résultats de simulation dans [71], l'antenne présente une adaptation de -30dB à 12.25GHz (figureII.19), les différents diagrammes de rayonnement de gain montrent un niveau de 9.8dBi (figureII.19 et figure II.20), et une ouverture de -3dB de 450. Par contre, en absence de matériau main gauche on a une adaptation de -23.5dB à 12.4 GHz (figureII.19), une ouverture de -3dB de l'ordre 900, et le gain de différents diagramme associés à cette antenne est de 7dBi (figureII.19et figureII.20).

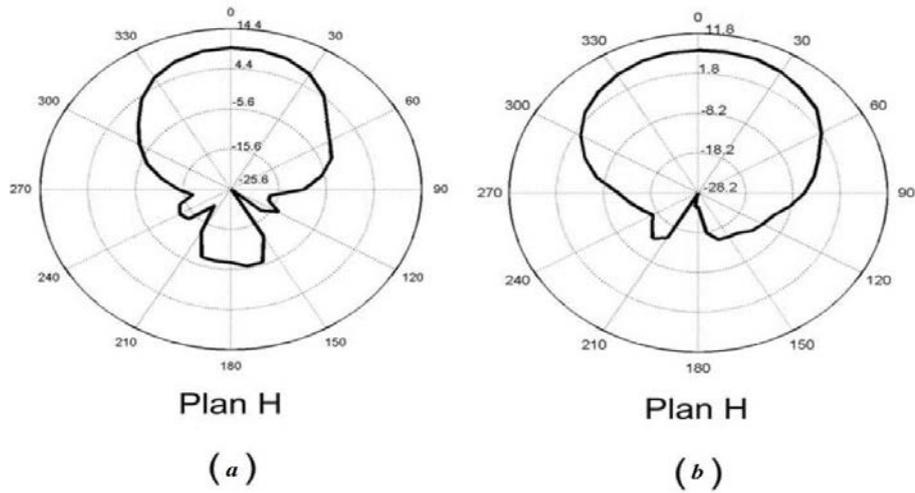
D'après ces résultats l'antenne en présence de métamatériau est mieux adaptée, et plus directive.



**Figure II. 18:** Comparaison de paramètres S11. (a) antenne en présence de métamatériau. (b) antenne en absence de métamatériau



**Figure II. 19:** Comparaison du gain dans le plan E. (a) antenne en présence de métamatériau. (b) antenne en absence de métamatériau



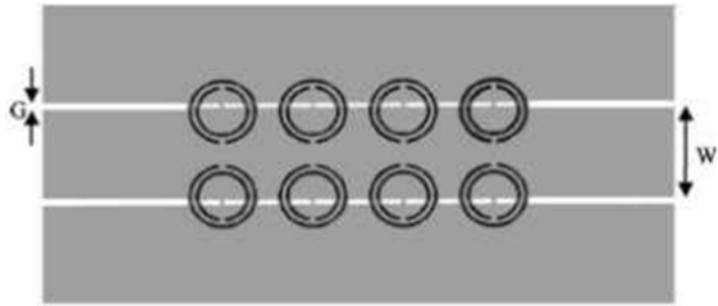
**Figure II. 20:** Comparaison du gain dans le plan H. (a) antenne en présence de métamatériau. (b) antenne en absence de métamatériau.

**II.8.2.Propagation guidée**

**II.8.2.1.domaine des filtres**

Dans le domaine des filtres, l'utilisation de l'approche CRLH dans son cas non équilibré (présence d'un gap entre la propagation main gauche et la propagation main droite) permet d'envisager la conception de filtres dual-bande. Avec une même structure, on a N une première bande de transmission main gauche et une seconde bande de transmission main droit.

Le principe des SRRs qui était utilisé pour la propagation en espace libre ou à l'intérieur de guides d'onde a été adapté aux circuits planaires. Une structure composée d'une ligne coplanaire et de SRR gravés sur la face arrière du substrat a été proposée (figure II.20). Les résonateurs SRRs produisent la perméabilité négative au voisinage de leur fréquence de résonance tandis que la ligne coplanaire est chargée par des fils métalliques étroits qui se comportent comme un plasma micro-onde et créent alors la permittivité négative. Cette structure a permis d'avoir une propagation négative dans une bande étroite de fréquence [69].



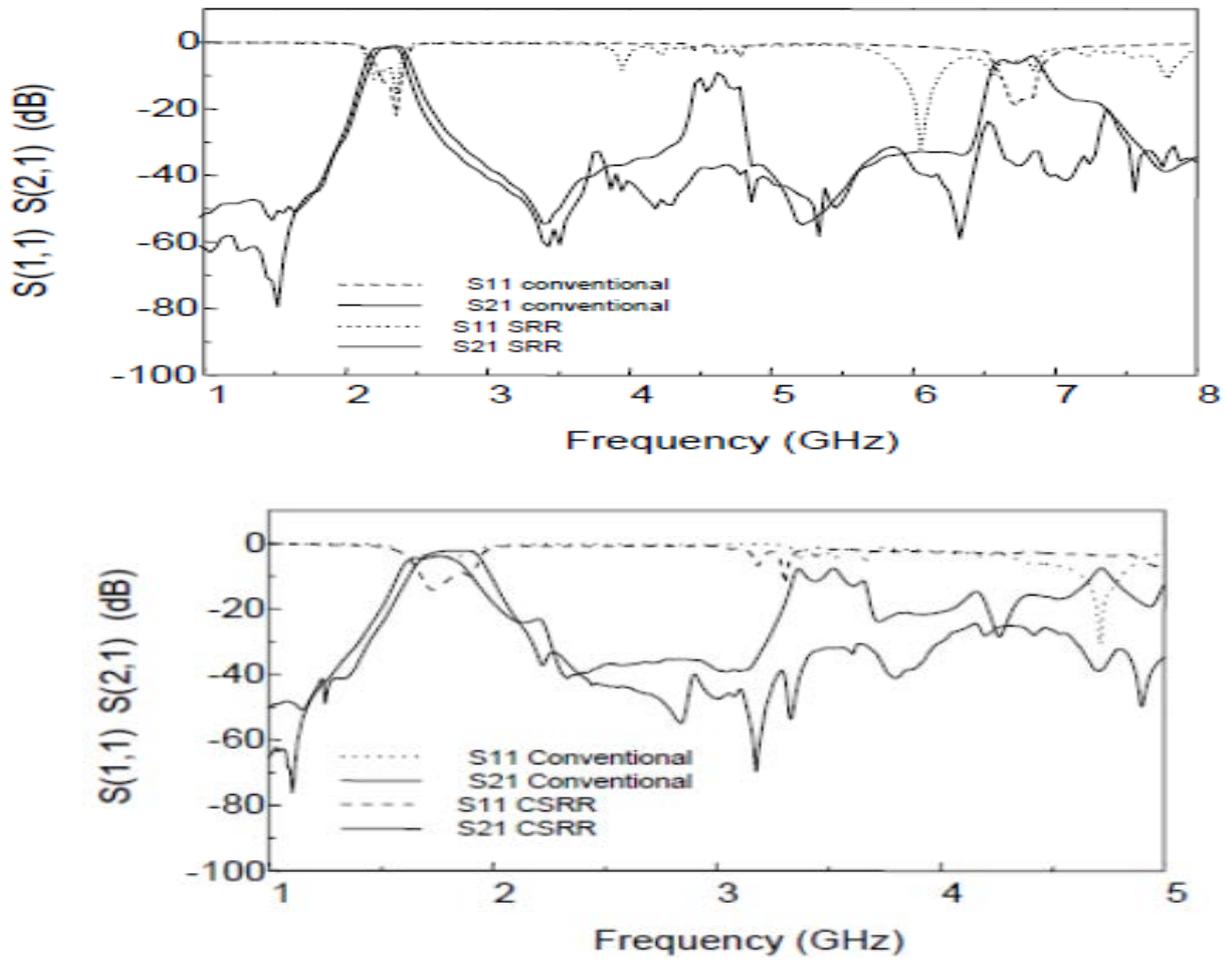
**Figure II.21 :** Layout de la structure main gauche basé sur des SRRs gravés sur la face arrière d'une ligne coplanaire chargée par des fils minces [69].

Dans une autre approche de conception, une équipe espagnole à proposer deux structures de filtres classiques associés à des résonateurs de type SRR (Split Ring Resonator) et CSRR (Complementary Split Ring Resonator), à fin d'éliminer les bandes parasites des filtres, ainsi que d'améliorer leur niveau de rejection [73,74]. La première structure est basée sur un filtre à ligne couplée réalisée en technologie microruban associée à des résonateurs SRRs imprimés à proximité des lignes (Figure II.21.(a)), la deuxième structure quand à elle est basée aussi sur un filtre à ligne couplée, mais réalisée dans ce cas en technologie coplanaire chargée par des cellules CSRRs (Figure II.21.(b)). La figure II.25 montre une comparaison des résultats de mesure des filtres classiques à ligne couplée avec les filtres proposés.



**Figure II.22 :** Structure de Filtres à ligne couplée (a) filtre à ligne couplée associée à des cellules SRR(b) Filtre à ligne couplée chargée par des cellules CSRR

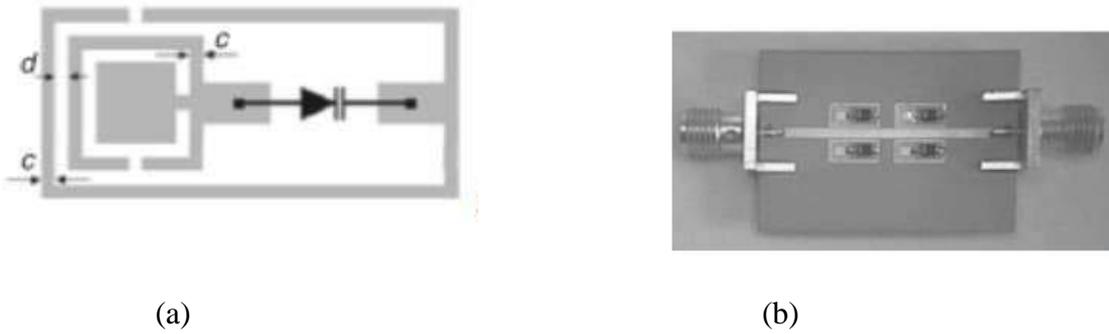
[73 ,74]



**Figure II.23 :** Comparaison des Résultats de mesures du filtre passe bande à ligne couplée classique avec (a) filtre à ligne couplée associée à des cellules SRR(b) Filtre à ligne couplée chargée par des cellules CSRR

### II.8.3.Métamatériaux reconfigurables

Dans [75], les auteurs démontrent la possibilité de varier la fréquence de résonance d'un SRR en utilisant des diodes varactor. Cette structure a été utilisée pour la conception d'un filtre en technologie micro-ruban, les SRRs variables ont été déposés de part et d'autre d'une ligne de signal. En raison de la proximité de la ligne, les SRRs sont excités ce qui provoque une bande de réjection, le filtre composé de deux cellules présente sur plusieurs points de polarisation des réjections supérieures à 20 dB (figureII.23). Suivant le même principe d'utilisation de diode pour l'accordabilité, d'autres structures ont été proposés comme les déphaseurs.



**Figure II.24 :** (a) Topologie du SRR carré chargé avec une diode varactor. (b) prototype du filtre réalisé à partir de 2 cellules.

## II.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons évoqué l'histoire de création de Métamatériaux . Ensuite, une classification de matériaux selon le signe de leur permittivité et perméabilité est décrite.

Les Métamatériaux présentant un indice de réfraction négative ont pour conséquences de nouvelles propriétés comme l'inversion de ces trois effets : la loi de Snell-Descartes, Doppler et le rayonnement de Cerenkov

Nous avons enfin cité quelques exemples d'application des Métamatériaux, en propagation en espace libre et en propagation guidée. Des exemples d'application de Métamatériaux reconfigurables à l'aide des diodes varactors et de MEMS sont également exposés.

# **CHAPITRE III**

## **CONCEPTION DE FILTRE SIW/CSRR**

### III.1. Introduction

Les filtres en technologie guides d'ondes présentent les meilleures performances mais ils sont difficiles à intégrer avec les composants planaires et à réaliser dans des bandes millimétriques là où les dimensions deviennent plus critiques. Quant aux filtres en technologie microruban ils donnent un faible facteur de qualité et des pertes par rayonnement élevées, plus particulièrement dans la bande millimétrique.

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) est une nouvelle technologie, qui a la particularité d'être intégrée dans un substrat diélectrique et de rester compatible avec des circuits planaires. Les structures SIW sont à la base de la conception de plusieurs filtres planaires millimétriques.

Et on a aussi le CSRR (Complementary Split Ring Resonators) qui représente des valeurs négatives de la permittivité diélectrique autour de sa résonance. Le nom de cette technique, signifie simplement un « défaut » a été placé dans le plan de masse qui perturbe la distribution de courant. Cette perturbation va changer les caractéristiques d'une ligne de transmission tels que la capacité de la ligne et l'inductance, En un mot, tout défaut gravé peut donner lieu à une augmentation de capacité et inductance effective.

Dans ce chapitre, nous allons étudier de nouveaux filtres SIW basés sur CSRR [76], en gravant le CSRR sur la surface (supérieure de substrat) du SIW. Ainsi on obtient des caractéristiques d'un filtre passe bande pour une bande de fréquences particulières. Ce filtre, de petite taille, est utile dans la conception du système de communication à large bande (SIW). Nos filtres sont conçus dans la bande K [18 -26.5] GHz.

## III.2.Filtres microondes

### III.2.1.Définition et rôle des filtres micro-ondes

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en termes de pertes, de transmission et de réflexion.

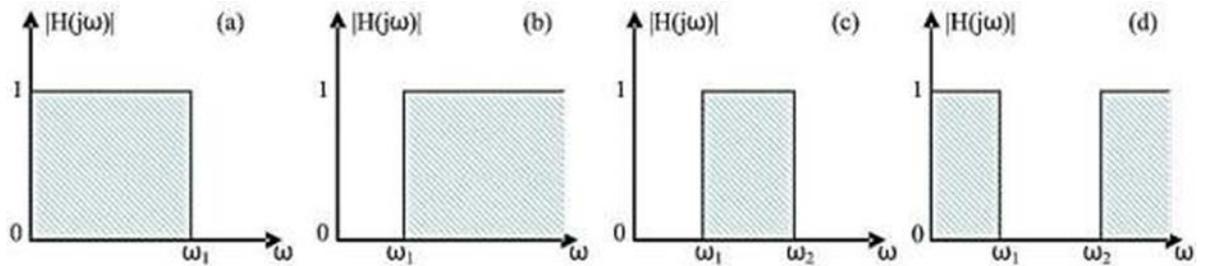
Il atténue certaines composantes d'un signal sur une bande de fréquence et en laisse passer d'autres dans une autre bande de fréquence appelée bande passante [77]

Le rôle du filtre dans les systèmes est fondamental puisqu'il s'agit de débarrasser un signal utile de toutes les composantes parasites, qui peuvent être assimilées à du bruit. Ce bruit, très important dans les systèmes de télécommunications, peut provenir de sources diverses. Il peut être externe, c'est-à-dire, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal à bruit, qui définit le rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. D'un autre point de vue, les signaux émis et reçus sont parasites les uns par rapport aux autres, et de ce fait, une bonne séparation de ces signaux est nécessaire. Enfin, selon l'architecture retenue pour le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est aussi un problème. Dans ces deux cas, on fait appel à des techniques de filtrage [77].

Suivant la position de la bande passante et des bandes atténuées dans la réponse en fréquence, les filtres peuvent être classés en quatre catégories [78]:

- Les filtres passe-bas qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence  $\omega_1$ , appelée fréquence de coupure.
- Les filtres passe-haut qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure  $\omega_1$ .
- Les filtres passe-bande qui transmettent des signaux de fréquence compris entre deux fréquences limitent  $\omega_1$  et  $\omega_2$ .
- Les filtres coupe-bande ou éjecteurs de bande qui sont des filtres duaux des filtres passe bande.

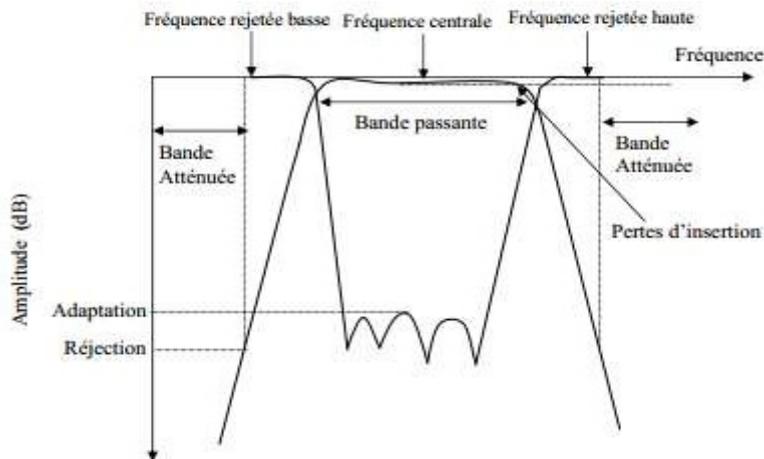
La figure III.1 montre les différents gabarits des filtres idéaux :



**Figure III.1.** Gabarits des filtres idéaux : (a) passe bas (b) passe haut (c) passe bande (d) coupe bande [79].

### III.2.2. Gabarit d'un filtre passe bande

La définition du gabarit de chaque type de réponses d'un filtre passe-bande se caractérise selon un certain nombre de critères électriques: la fréquence centrale, la largeur de bande passante et les pertes d'insertion (figure III.2) [80].



**Figure III.2 :** Gabarit d'un filtre passe-bande [80].

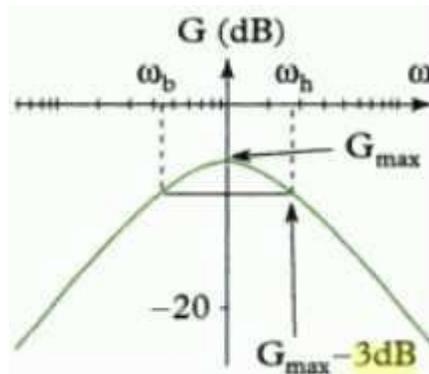
Le calcul des paramètres électromagnétiques de ce filtre est effectué grâce à une transformation passe-bas / passe-bande, cette méthode de synthèse est expliquée dans le paragraphe suivant [80].

**III.2.3. Notion de bande passante d'un filtre passe bande**

La bande passante *BP* d'un filtre passe-bande est l'intervalle de pulsations  $[\omega_b, \omega_h]$  qui correspond aux pulsations telles que le gain soit au plus à 3 décibels en dessous du gain maximum (figure II.4).

$$G(\omega_h) = G(\omega_b) = G(\omega_0) - 3 \text{ dB}$$

Et  $BP = [\omega_b, \omega_h]$



**Figure III.3 :** définition de la bande passante a -3 dB.

**III.2.3.1. La fréquence de coupure**

C'est la fréquence limite de fonctionnement utile du filtre, les fréquences de coupure basse et haute définissent la bande passante.

**III.2.3.2. La fréquence de résonance**

C'est la fréquence pour laquelle le filtre fonctionne parfaitement, c'est-à-dire le niveau des pertes est minimal [81].

**III.2.3.3. Facteur de qualité**

Un filtre est généralement composé de plusieurs résonateurs, bien souvent identiques ou très similaire. La qualité d'un filtre dépend donc avant tout de la qualité de ses résonateurs.

Il n'existe pas de facteur de qualité dans le cas d'un filtre, c'est donc le facteur de qualité des résonateurs qui le composent qui peut témoigner la qualité d'un filtre.

Il caractérise la sélectivité d'un résonateur chargé [82].

### III.3. Filtres planaires :

#### III.3.1. Filtre à base d'un guide à base de substrat :

Pour la conception d'un filtre diélectrique à iris, on garde la même topologie précédente tout en changeant l'air par un diélectrique de permittivité  $\epsilon$  donnée dans le plan H [83]. les dimensions de filtre diélectrique sont donnée par Equations (III.1)-(III.2) :

$$L_{eq} = \frac{l_i}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.1})$$

$$W_{eq} = \frac{d_i}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.2})$$

En effet, ces valeurs obtenues ne sont pas finales il faut les optimiser à l'aide de HFSS

#### III.3.2. Filtres SIW :

De nos jours, la technologie SIW est une technologie prometteuse pour la prochaine génération des filtres en guide d'ondes; puisqu'elle a l'avantage de réduire efficacement la taille et le coût de fabrication.

Dans les applications micro-ondes et à ondes millimétriques, les guides d'ondes ont de meilleures caractéristiques de transmission par rapport aux circuits planaires. Ceci est dû au fait qu'ils n'ont aucun rayonnement électromagnétique et qu'ils ont de plus faibles pertes d'insertion que les autres lignes telles que par exemple les guides d'ondes coplanaires CPW ou les micro-ruban. Le progrès des technologies a permis d'intégrer des guides d'ondes et des cavités miniatures dans des substrats grâce à la nouvelle technologie Substrate Integrated Waveguide « SIW ». La cavité résonante d'un filtre SIW est intégrée dans le substrat, cette cavité est définie à l'aide de trous métallisés cylindriques (vias) et périodiques définissant des murs latéraux. La principale caractéristique de la cavité SIW est le facteur de qualité qui dépasse 10.000 facilement. Les circuits SIW présentent une bande étroite, de faibles pertes, et la réponse électrique est figée en termes de bande passante et de fréquence centrale. Ces circuits peuvent être considérés comme à faible coût car ils sont compatibles avec la fabrication standard des circuits imprimés. Plusieurs filtres à base de cette technologie, fonctionnant dans des bandes de fréquences différentes seront étudiés dans le dernier chapitre de ce travail.

Les filtres hyperfréquences peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments ou d'autres dispositifs passifs, comme cela est le cas dans les multiplexeurs ou les duplexeurs souvent employés en télécommunications. Nous présentons dans les paragraphes suivants, le rôle du duplexeur dans la chaîne de l'émission et de la réception.

Pour calculer les dimensions de ce filtre, on se base sur le calcul qui a été effectué pour la conception du filtre diélectrique plan H en guides métalliques et en utilisant les équations (III.19)-(III.20) [84] :

$$l_s = l_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \quad \text{(III.3)}$$

$$w_s = w_{eq} + \frac{d^2}{0.95p} \quad \text{(III.4)}$$

Ces dimensions sont des valeurs initiales il faut les optimiser à l'aide de HFSS ou CST. La distribution électromagnétique dans un SIW est similaire à celle d'un guide d'onde rectangulaire, Par conséquent, les filtres SIW ont les mêmes avantages que les filtres en guides d'ondes rectangulaires.

#### III.4. Transition de la ligne microruban au guide d'onde SIW

Généralement pour faire un lien entre le circuit planaire (microruban) et le guide SIW, on utilise une transition intermédiaire entre eux. Cette dernière est utilisée pour exciter et adapter l'impédance avec le guide SIW et permet de combiner les deux technologies SIW et microruban. Les caractéristiques physiques de la ligne microruban (la largeur  $W_M$ ) et les dimensions (la largeur  $W_T$  et la longueur  $L_T$ ) d'une transition sont largement détaillées dans [85]. Pour notre étude on va s'intéresser sur les transitions de la forme conique Figure (III. 4)

Où :  $d$  est le diamètre des vias,  $p$  est la distance entre les vias.

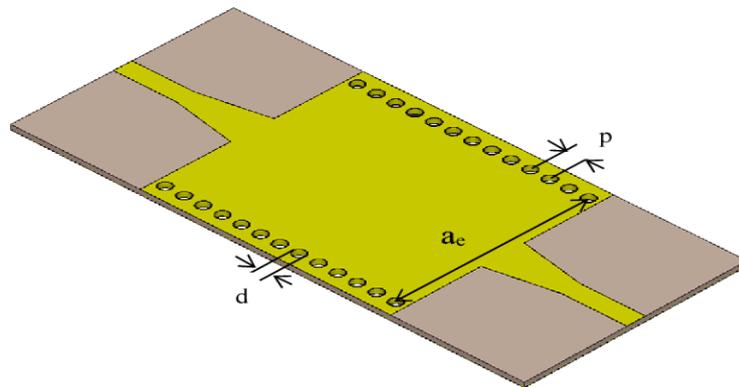


Figure III.4 : Guide SIW avec transitions conique

### III.4.1. Conception du filtre passe bande SIW avec transitions coniques

Nous allons intéresser en premier lieu, par la conception d'un filtre passe-bande SIW en bande k [18-26.5] avec un substrat (Rogers 5880 RT) de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$  et une tangente de perte de  $\tan \delta = 0,0009$ . ce dernier est fixé à  $50 \Omega$ . Les paramètres géométriques sont illustrés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : $W_{eff}$	5.85
Diamètre : D	0.4
Distance entre les vias : p	0.6
Hauteur	0.3
$w_1$	1
$W_t$	1.92
$L_t$	2.97

Tableau III.1 : Dimensions du guide SIW de la figure III. 5

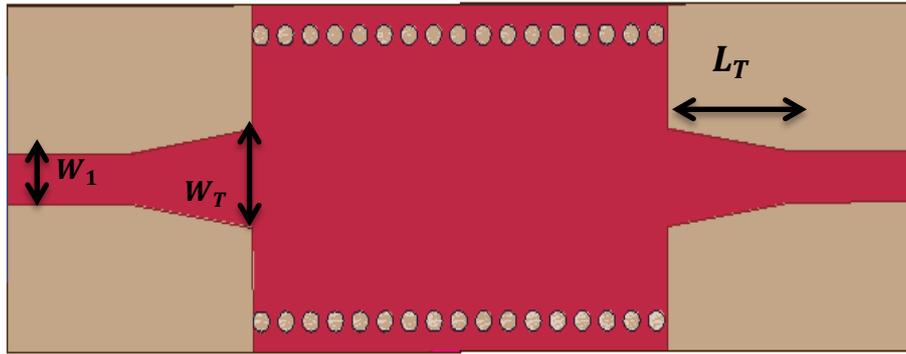


Figure III.5 : la structure d'un guide SIW avec transitions coniques.

La figure 6 illustre les modules des coefficients de transmission S21 et de réflexion S11 du guide SIW.

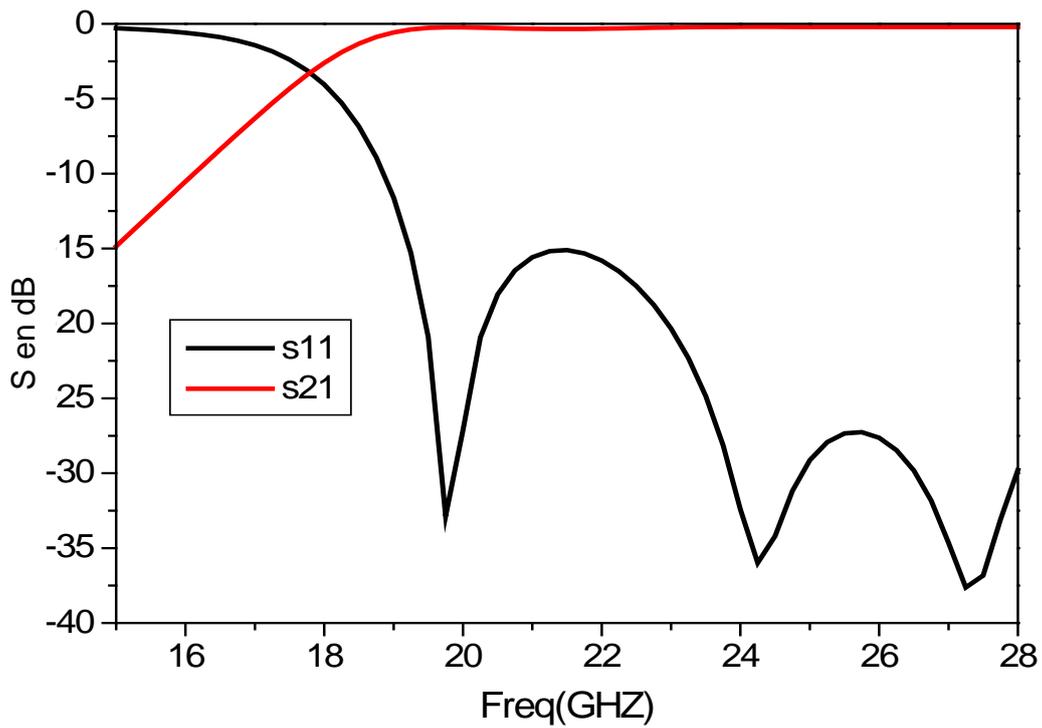
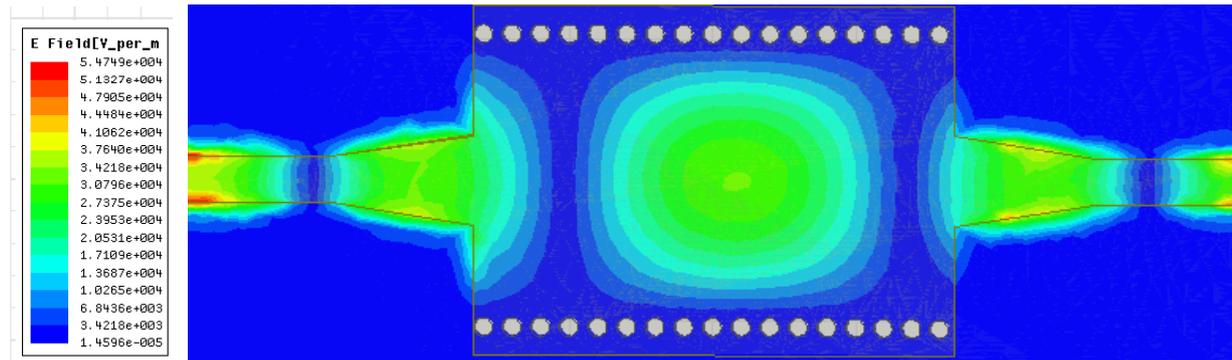


Figure III.6: Réponse fréquentielle du guide SIW avec transitions coniques.

La figure (III.6) montre les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  en dB suite à la simulation du filtre présenté dans la figure III.6. Les courbes de transmission et de réflexion montrent un comportement passe bande, avec une perte d'insertion proche de -0.3dB pour la fréquence 22.4 GHz et une adaptation inférieure de -14.66 dB.



**Figure III.7:** Propagation du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence  $f=22$  GHz .

D'après la figure (III.7), on obtient un résultat de guidage à faible perte, nous observons que la puissance est bien délimité par les deux rangés de vias, donc cette structure assure bien le guidage.

### III.5. Conception et simulation d'un filtre SIW à base des métamatériaux

#### III.5.1. Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « CSRR »

Le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire ou Complementary Split Ring Resonator « CSRR » 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  $H$  doit être perpendiculaire au plan du SRR, c'est-à-dire que le champ  $H$  doit pénétrer à travers le SRR.

Le phénomène coupe-bande observé sur le signal transmis est expliqué par la résonance de l'élément 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 SRRS comme plan de masse, nous ne pourrons pas les exciter correctement car le champ H fait une boucle autour du ruban dans le cas du mode fondamental. Pour ce type de structure planaire, un nouveau élément a été mis au point appelé Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « CSRR ». Le CSRR 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, On a dans le cas du CSRR deux fentes en forme d'anneaux interrompus concentriques faites dans le plan conducteur (en cuivre) d'un substrat [85].

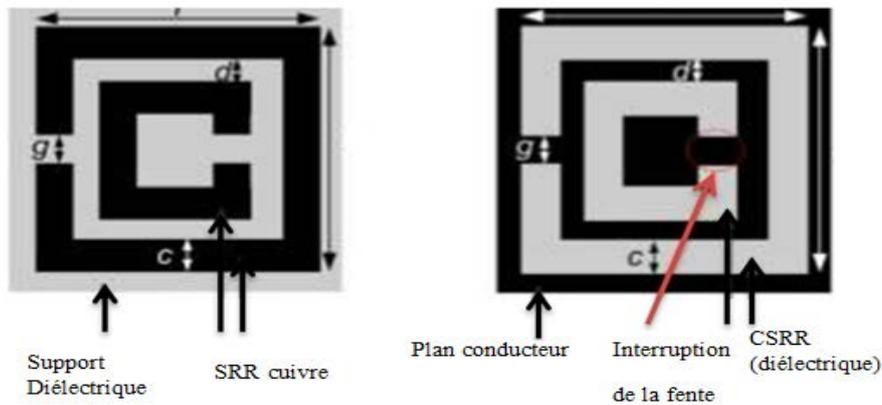


Figure III.8 : Comparaison entre géométrie du SRR et du CSRR[84]

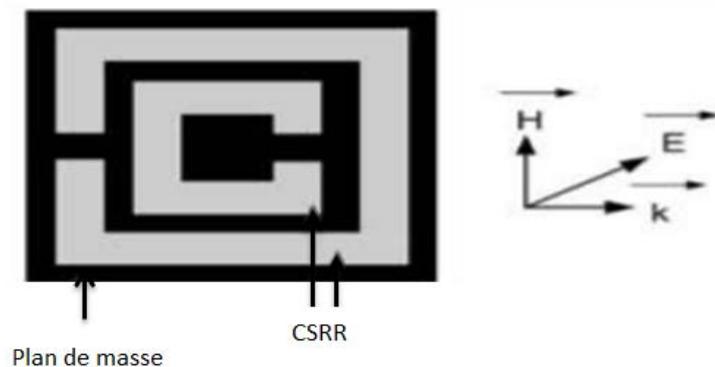


Figure III.9 : Polarisation des champs électromagnétiques pour le CSRR[85]

III.5.2. Filtre passe bande SIW basé des cellules CSRR carrées

Dans un premier temps, un filtre passe-bande SIW à base de six cellules en forme CSSR Le résonateur en anneau fendu complémentaire « CSRR » (Complementary Split Ring Resonator « CSRR» été conçu La structure est basée sur deux anneaux fendus de forme carrés avec une métallisation. Les anneaux seront imprimés sur un substrat diélectrique La figure (III.10) et le tableau (III.2) montrent respectivement les paramètres géométriques et les configurations dimensions de ce filtre.

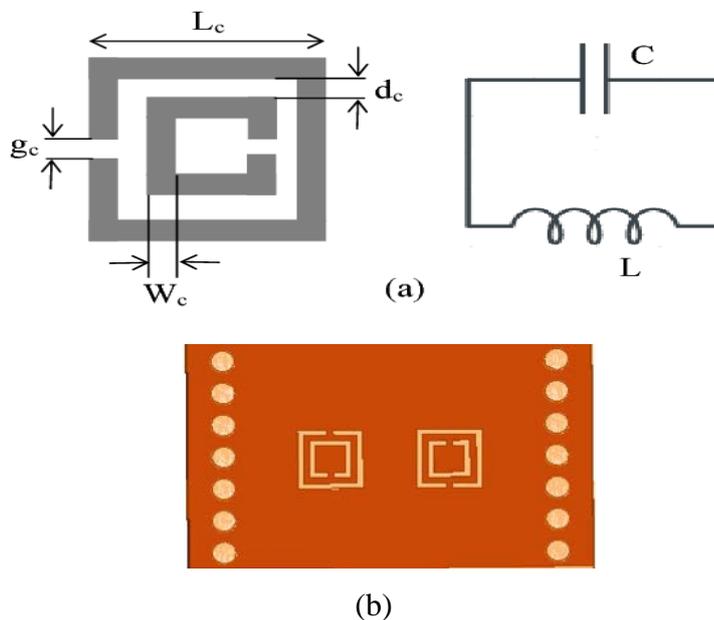


Figure (III.10) : (a) CSRR et son schéma équivalent; (b) SIW avec deux CSRR

La structure analysée est celle de la Figure (III.11), réalisée sur un substrat diélectrique RT/Duroid 5880 de permittivité relative  $\epsilon_r= 2.2$ , d'épaisseur  $h = 0,3$  mm et une tangente de pertes  $\tan \delta = 0,0009$ . Les paramètres géométriques sont illustrés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : $W_{eff}$	5.85
Diamètre : $D$	0.4
Distance entre les vias : $p$	0.6
Hauteur	0.3
$a_{siw}$	5.62
$W_t$	1.92
$L_t$	2.97
$dc$	1.1
$W_c$	0.1
$L_c$	1.1
$gc$	0.1

Tableau III.2 : Dimensions du filtre de la figure (III. 17)

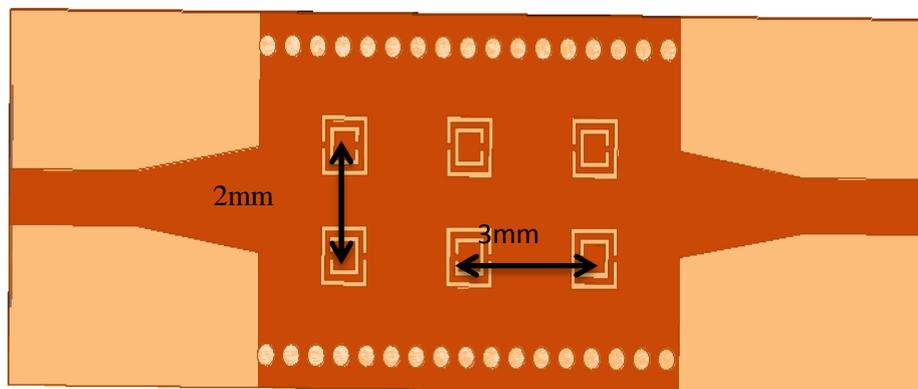


Figure III.11 : Structure d'un filtre passe-bande SIW a base de six CSRRs careés

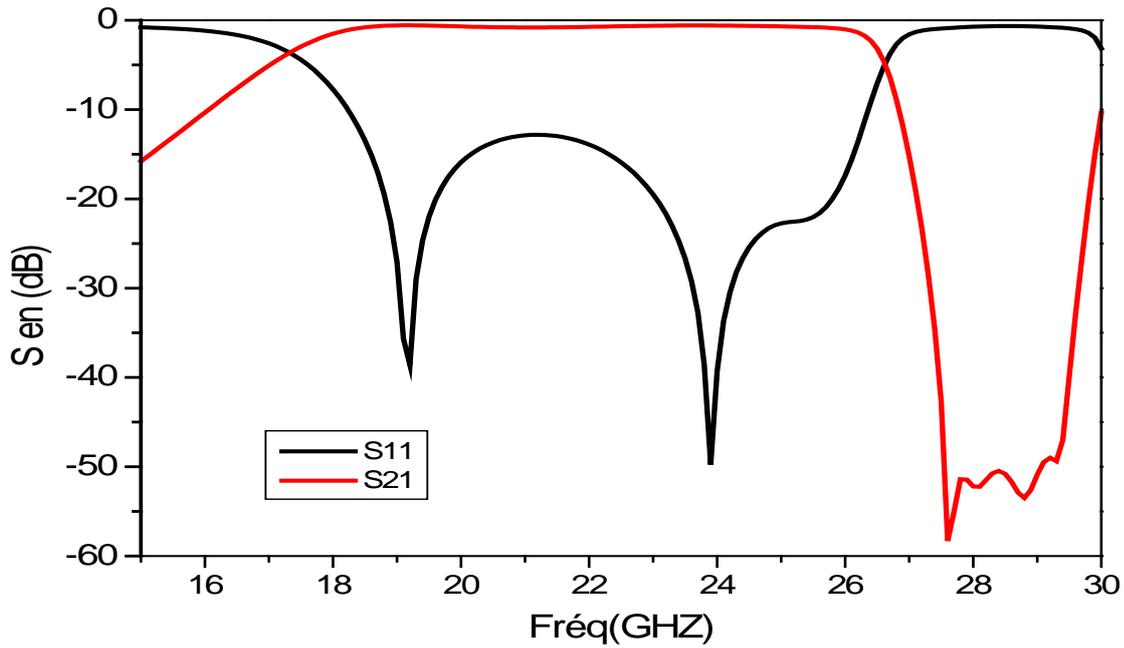


Figure III.12 : Résultat de simulation de SIW avec 6 cellules CSRRs carrée.

Le FPB sous forme de six CSRR en cascade, a été simulé dans la gamme de fréquences [18 – 26.5] GHz. Les courbes de transmission et de réflexion montrent un comportement passe bande du filtre avec une bande passante de l’ordre de 9 GHz. Nous avons obtenu une perte de retour minimale de -53.2dB et une perte d’insertion de -2 dB à 22.2 GHz. Le FPB indique des pertes d’insertion et de retour tolérables dans la bande passante [18.2 – 25] GHz.

La cartographie du champ électrique CSRRs carré pour la fréquence de 22 GHz est indiquée sur la Figure (III.13).

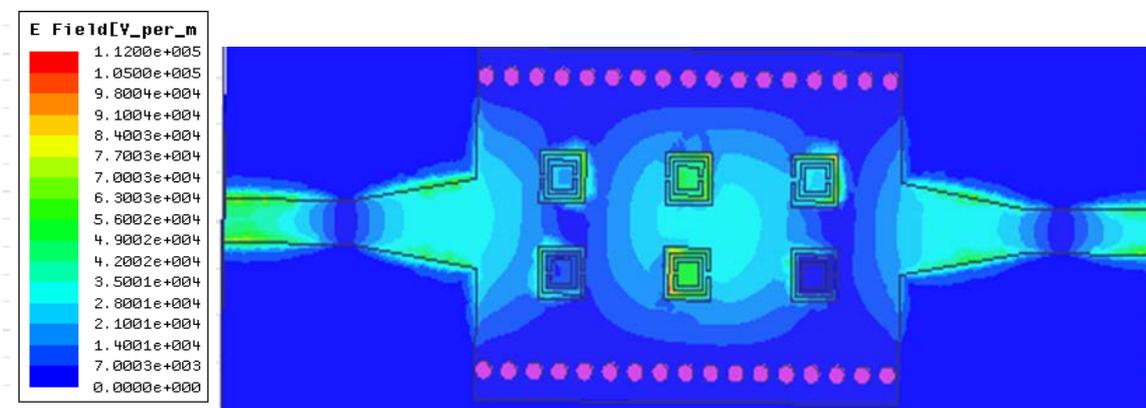
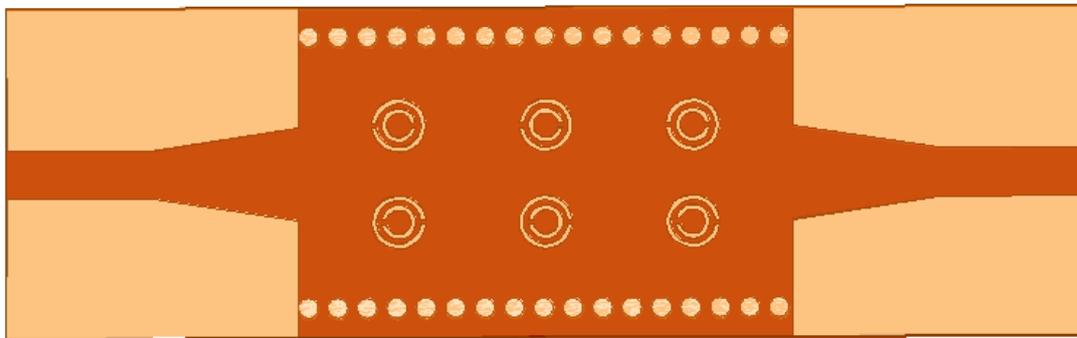


Figure III.13 : Répartition du champ électrique obtenue avec HFSS

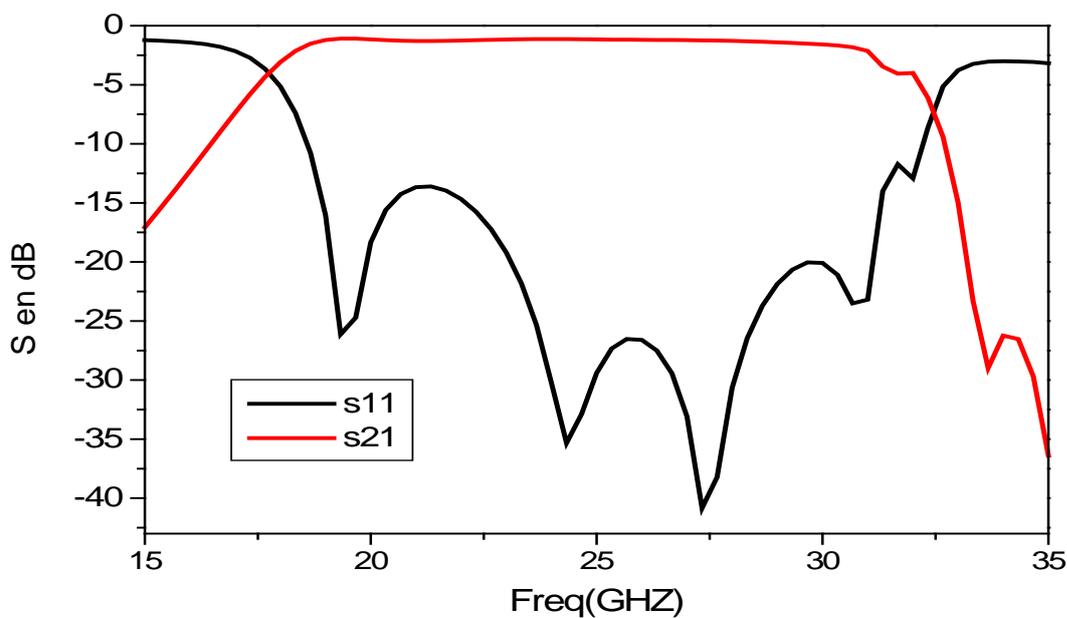
**III.6. Filtre passe bande SIW basé sur CSRR circulaire**

Comme le montre la Figure (III.14), la cellule du SIW avec CSRR est conçue en prenant une cellule CSRR avec un rayon du cercle extérieur de 1.1mm et 0.9mm pour le rayon du cercle intérieur. Nous avons gardé les mêmes dimensions du SIW que celui associé aux cellules carrées. Pour minimiser les pertes nous allons choisir une alimentation par SIW.

Dans cette section, nous nous sommes intéressés à l'étude des anneaux fendus de forme circulaires avec une métallisation de cuivre, la fréquence de résonance correspondante augmente de façon spectaculaire. Les CSRR ont été chargés périodiquement sur la face du SIW.



**Figure III.14 :** SIW avec 6 cellules CSRR Circulaire



**Figure III. 15.** Réponse fréquentielle du filtre SIW à base de six CSSRs circulaire

Nous remarquons d’après les résultats obtenus Figure (III. 15), que le guide SIW avec des CSRR circulaire présentent une bonne adaptation, car le module du coefficient de réflexion S11 reste inférieur à -14.dB sur toute la bande [18-26.5] GHz ainsi que le module du coefficient de transmission S21 est de l’ordre de -1.2dB.

Nous remarquons un élargissement dans la bande avec CSRR circulaire par rapport CSRR carrée.

La cartographie du champ électrique CSRRs carré pour la fréquence de 22 GHz est indiquée sur la figure (III.16).

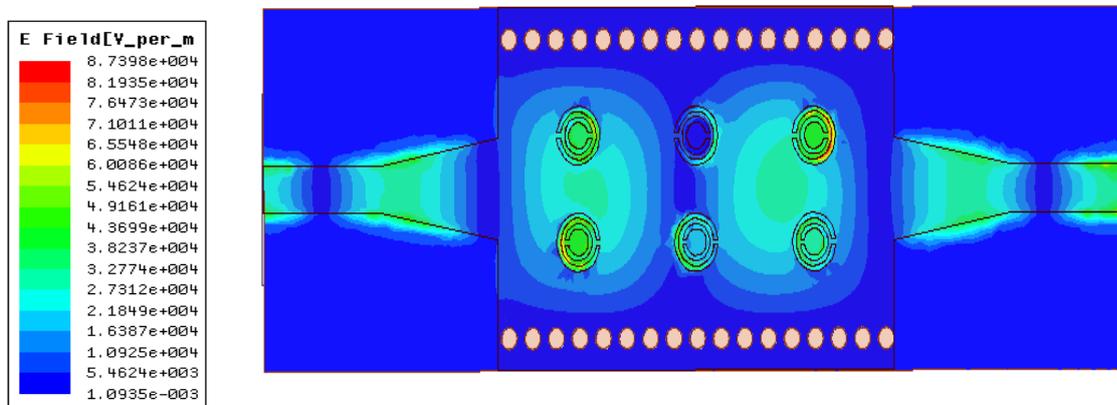


Figure III.16 : Répartition du champ électrique obtenue avec HFSS

### III.7.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous présentons des filtres passe bande en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) dans la bande k [18-26.5] GHz. Des filtres passe bande SIW basé sur l’utilisation des métamatériaux (Résonateurs en Anneau Fendu Complémentaire « CSRR »). des cellules CSRR (carré et circulaire) disposées en cascade, ont été présentés. En gravant les cellules CSRR sur plan supérieur de SIW Les filtres passe bande proposés de petite taille et de profil bas montrent des résultats intéressants dans la bande souhaitée obtenus par simulation HFSS sont analysés à partir des paramètres Sij sont : les pertes d'insertion, l’adaptation et la bande passante relative le but de miniaturiser augmenter la performance et élargissement dans la bande passante.

# **CHAPITRE IV**

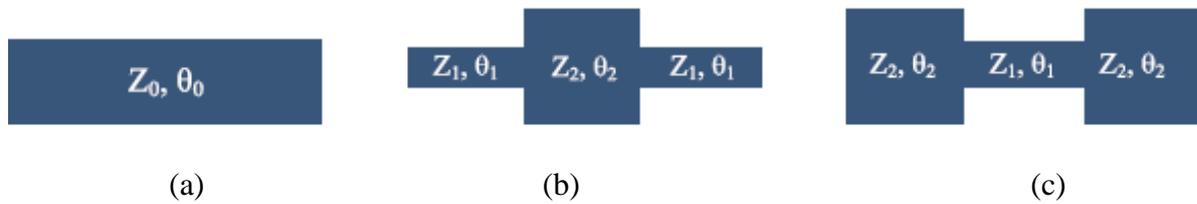
## **MODELISATION DES RESONATEURS METAMATERIAUX SIR-CSRR**

**IV. 1. Introduction**

Dans ce chapitre, nous avons trois nouvelles cellules métamatériaux sont proposées. Les cellules sont basées sur le concept de la technique de résonateurs à saut d'impédance *Stepped Impedance Resonator* (SIR) utilisée pour miniaturiser la taille physique des résonateurs en anneau fendu complémentaire (CSRR) conventionnel. Les cellules métamatériaux proposées sont constituées de deux anneaux modifiés, de sorte que, les lignes à fente dans les CSRR classiques sont remplacées par les lignes à fente à impédance.

**IV.2.Description du Résonateur à Saut d'Impédance (SIR)**

En 1979, Makimoto et Yamashita ont introduit la notion du saut d'impédance pour un résonateur [86]-[87]. La Figure 1 présente un résonateur à sauts d'impédance (SIR) composé d'une impédance caractéristique forte  $Z_{c1}$  et d'une impédance caractéristique faible  $Z_{c2}$ . Le résonateur est également composé de deux longueurs électriques ( $\theta_1$  et  $\theta_2$ ).



**Figure.1 :** (a) Ligne de transmission conventionnelle, (b) configuration équivalente à saut d'impédance avec  $K > 1$  et  $M > 1$  et, (c) sa configuration équivalente à saut d'impédance avec  $K < 1$  et  $M < 1$ .

Topologie de résonateur permet de réduire la longueur électrique du résonateur ( $\theta_T$ ) en fonction des paramètres électriques ( $Z_{c1}$ ,  $Z_{c2}$ ,  $\theta_1$  et  $\theta_2$ ), (Eq. IV. 1). l'étude théorique a montré que la longueur électrique totale minimum ( $\theta_{Tmin}$ ) du résonateur est obtenue quand les longueurs électriques  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont égales (Eq. IV. 2, Eq. IV. 3 et Eq. IV. 4). Nous notons que l'encombrement du résonateur SIR est proportionnel au rapport d'impédance  $K$  [86].

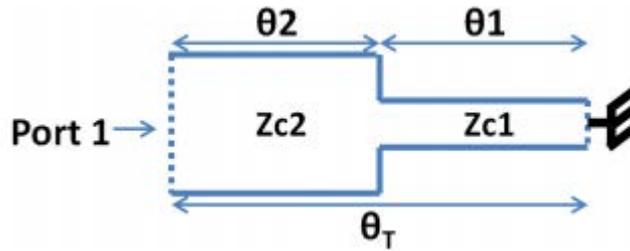


Figure IV .2 : schéma d'un résonateur SIR

$$\theta_T = \theta_1 + \theta_2 \tag{IV. 1}$$

$\theta_T$  atteint son minimum quand :

$$\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1}(\sqrt{k}) \tag{IV. 2}$$

Avec  $k = \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}$  (IV. 3)

En remplaçant Eq. 1-11 dans Eq. 1-10, nous obtenons :

$$\theta_{Tmin} = 2 * \tan^{-1}(\sqrt{k}) \tag{IV. 4}$$

**IV.2.1. Circuit électrique équivalent d'un Résonateur à saut d'impédance (SIR)**

Un Résonateur à saut d'impédance est donné par (a figure IV .1(a)) Le circuit électrique équivalent se compose d'une ligne de transmission chargée par des capacités à ses extrémités (Figure IV .1 (b)). Alors qu'une ligne non chargée résonne à la fréquence pour laquelle sa longueur fait  $\lambda /2$ , le circuit de (la figure IV .1 (b)) résonne pour des fréquences plus faibles. L'étude de cette structure montre que la fréquence de résonance et la vitesse de propagation diminuent lorsque la capacité de charge augmente. Le résonateur SIR est ainsi plus compact que le résonateur à impédance caractéristique constante [88]

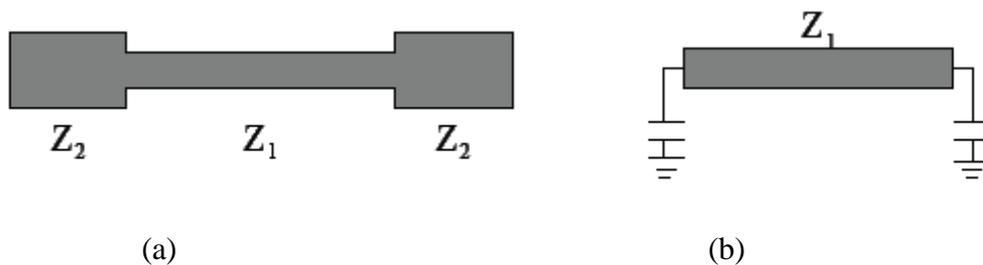
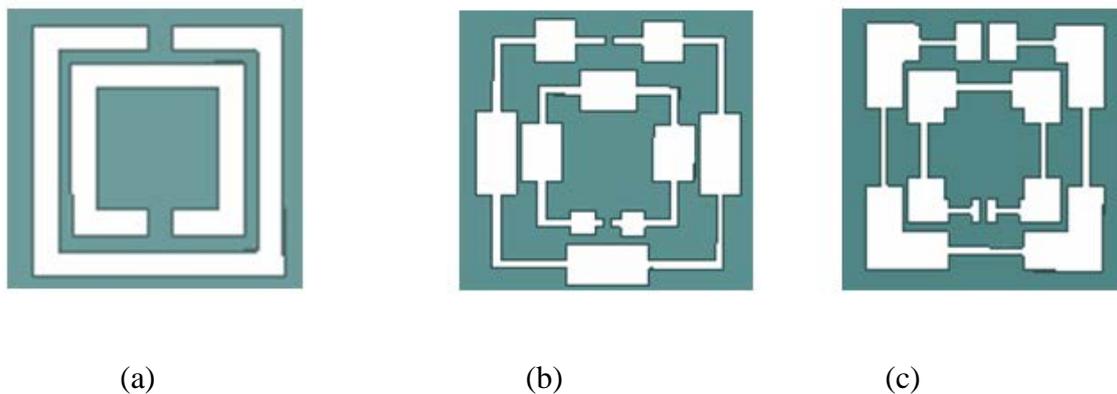


Figure IV .3 : Résonateur à saut d'impédance (a) Présentation Circuit électrique équivalent (b)

### IV. 3. Modalisation des filtres SIW a base de Cellule SIR-CSSR

Dans cette partie nous allons faire une étude paramétrique sur les trois filtres passe-bande SIW utilisant les cellules SIR-CSRR proposées sont conçus, La configuration de la structure SIW chargé avec une paire de SIR-CSRR avec  $K > 1$  et  $M > 1$ , appelée cellule de type I la cellule et de type II, où une paire de SIR-CSRR avec  $K < 1$  et  $M < 1$  sont gravés sur la surface. Dans la cellule de type III

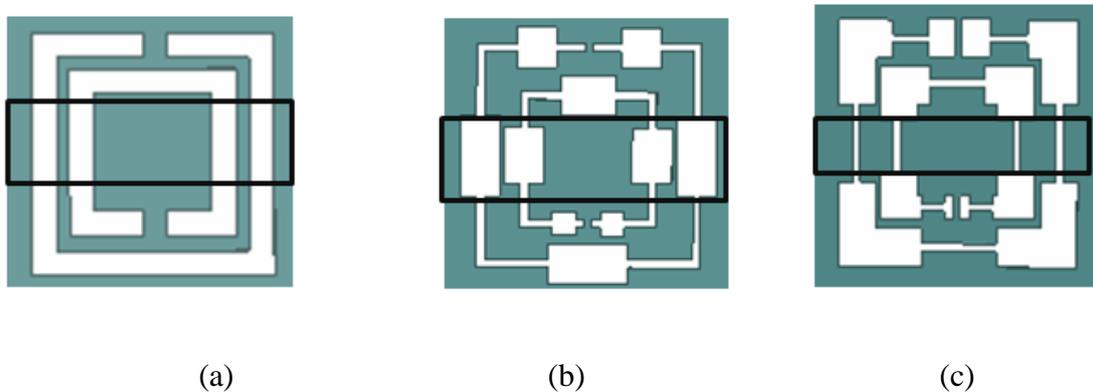
La taille électrique de la cellule proposée, appelée SIR-CSRR, est supérieure à celle du CSRR conventionnel. Pour étudier les performances des cellules SIR-CSRR à taille réduite, trois filtres de guide d'ondes intégrés au substrat chargés par des cellules SIR-CSRR avec différentes configurations sont conçus. En chargeant les SIR-CSRR sur la surface du guide d'ondes, une nouvelle bande passante au-dessus de la fréquence de coupure initiale du guide d'onde s'est produite. Par conséquent, en utilisant les cellules SIR-CSRR proposées à la place des cellules classiques CSRR, la miniaturisation par rapport arbitraire est atteinte. Afin de valider la technique de miniaturisation proposée [89].



**Figure IV .4 :** (a) Configuration de la cellule CSRR conventionnelle, (b) Configuration de la cellule SIR-CSRR proposée de type I avec  $K > 1$  et  $M > 1$  et, (c) Configuration de l'unité proposée de SIR-CSRR de type II -cellule avec  $K < 1$  et  $M < 1$ .

### IV.3.1. Ligne a capacitive chargée

De plus, le couplage entre le SIR-CSRR a été considéré comme une combinaison de couplages électriques et magnétiques. Par conséquent,  $L_c$  et  $C_c$  sont utilisés pour illustrer les couplages inductif et capacitif entre les SIR-CSRR, respectivement. Les extrémités basse impédance du résonateur SIR peuvent être remplacées par une capacité discrète dans le but de réduire la taille des filtres planaires et d'améliorer leur réponse large bande. Une ligne chargée par une capacité est également une ligne à onde lente. Ces capacités ont été utilisées pour réduire la taille d'un résonateur [90].



**Figure IV.5 :** Structure pour démontrer la capacité de la technique SIR à miniaturiser le CSRR basée sur un microruban TL chargé, (a) la cellule CSRR conventionnelle, (b) la Cellule de type I avec  $K > 1$  et  $M > 1$ , (c) la cellule de type III proposée avec  $K < 1$  et  $M < 1$ .

$$\text{Avec } k = \frac{z_1}{z_0} \quad \text{et} \quad M = \frac{z_1}{z_2} \quad (\text{IV. 5})$$

## IV .4. Résultat de simulation d'un filtre SIW a base des cellules SIR-CSSR

### IV .4.1. Configuration d'un filtre SIW a base de CSSR conventionnel

Le filtre SIW à base de la technologie CSRRs conventionnel proposé est illustré à la Figure (IV.3). Nous allons intéresser à la conception d'un filtre passe-bande à base des résonateurs CSRR complémentaire double anneaux.

Cette structure est destinée à fonctionner dans la bande [0 – 4] GHz. Le substrat utilisé a une constante diélectrique relative de  $\epsilon_r=3.55$ , des pertes tangentielles  $\tan(\delta) = 0.0027$  et une épaisseur de  $h = 0.508$  mm, La structure est conçue sur une couche de substrat de Rogers RO4003C.

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : $W_1$	15.8
Diamètre : p	0.8
Distance entre les vias : d	1.6
$W_2$	2.8
$W_3$	2
$W_T$	3
$L_T$	4
$L_1$	1
$L_2$	2.8
S	0.3
C	0.6

**Tableau IV.3 :** Dimensions du filtre SIW de la figure IV.6

La structure a été simulée à l'aide de logiciel HFSS. La réponse en fonction de la fréquence du paramètre de transmission S12 ainsi que celui de réflexion S11 du filtre avec CSRRs conventionnel en technologie SIW est présentée sur la figure (IV.6).

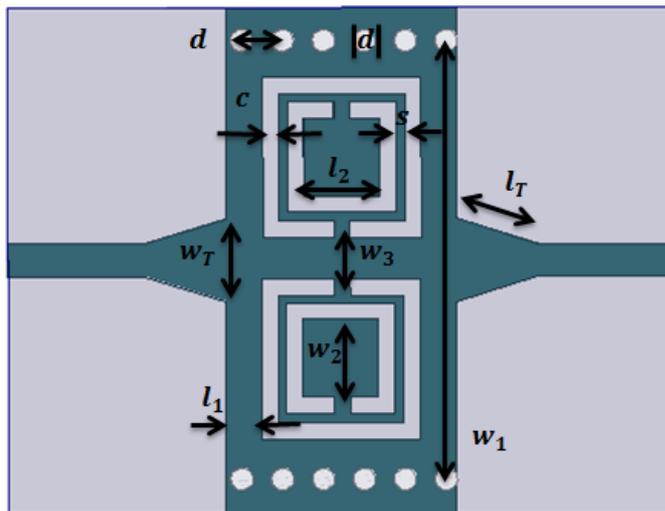


Figure IV.6 : Structure d'un filtre SIW-CSRRs conventionnel

Les résultats de simulation de ce filtre par HFSS sont représentés graphiquement sur la Figure IV.7. Le filtre SIW passe bande basé sur deux CSRR a été simulé dans la gamme de fréquences [0 -4] GHz

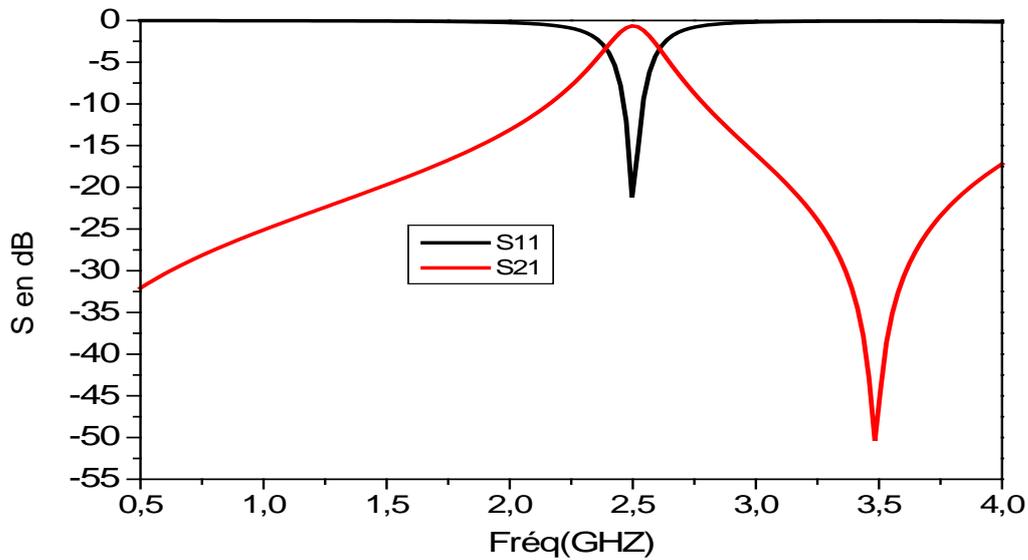


Figure IV.7 : Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 du filtre conventionnel

#### IV .4.2.Conception d'un filtre SIW a base de cellule SIR-CSSR type I

Nous allons intéresser de ce travail, par la conception d'un filtre SIW à base de technique SIR-CSSR cellule, avec  $K > 1$  et  $M > 1$  de type I. Nous nous sommes intéressés dans cette section à étudier la miniaturisation du filtre suivant :

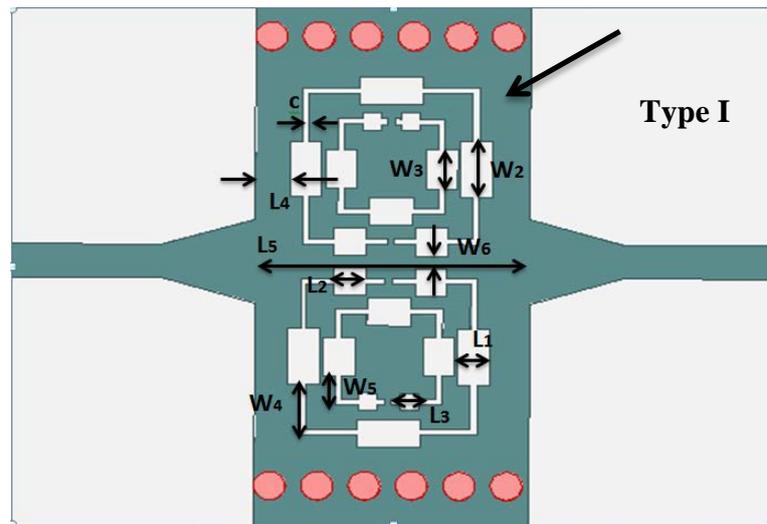


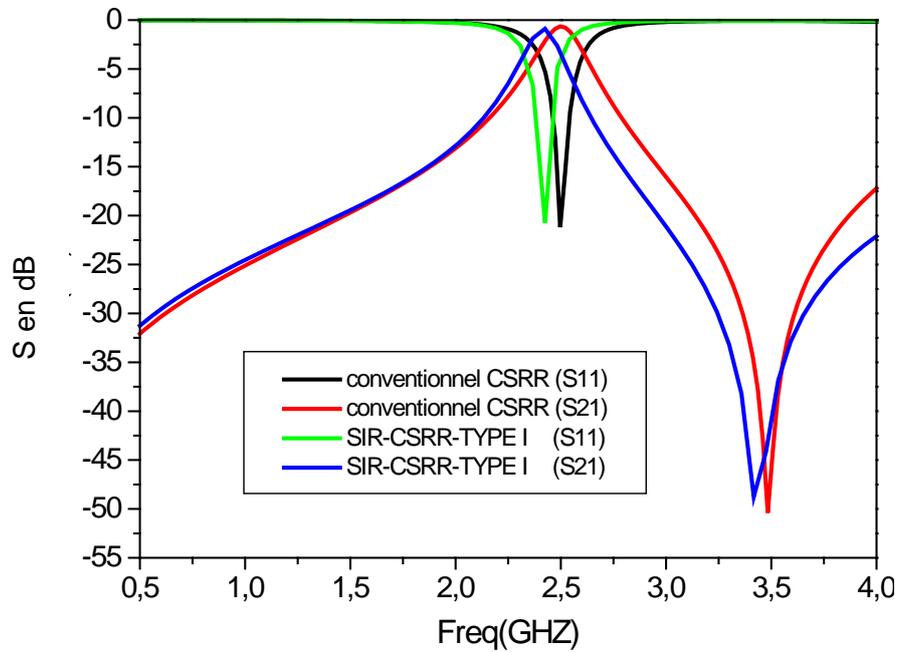
Figure IV.8 : Structure d'un filtre SIW a base de cellule SIR-CSRRS type I

Les dimensions ont été optimisées et leurs valeurs sont données comme suit :

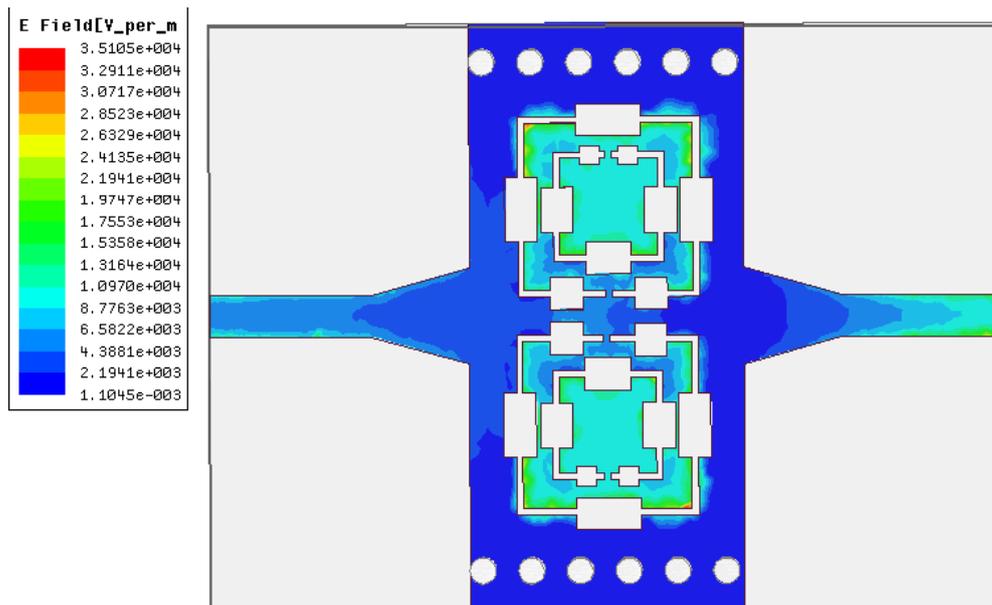
	Valeurs (mm)
$c$	0.2mm
Diamètre : $p$	0.8mm
Distance entre les vias : $d$	1.5mm
$W_1$	15.8mm
$W_2$	2mm
$W_3$	1.4mm
$W_4$	1.8mm
$L_1$	1mm
$L_2$	1mm
$L_3$	0.7mm
$L_3$	0.4mm
$w_5$	1mm
$L_5$	7.8mm
$w_6$	0.4mm
$L_3$	0.4mm

Tableau IV.4: Dimensions du filtre SIW de la figure IV.8

La structure a été simulée à l'aide de logiciel HFSS. La réponse en fonction de la fréquence du paramètre de transmission S21 ainsi que celui de réflexion S11 du filtre avec SIR-CSRRS doublés en technologie SIW est présentée sur la figure (IV.9).



**Figure IV.9 :** Comparaison de résultat des simulations des paramètres S (S11, S21) de SIR-CSRR et CSRR conventionnel de type I (Facteur de miniaturisation = 0,7)



**Figure IV. 10:** Répartition du champ électrique obtenue avec HFSS.

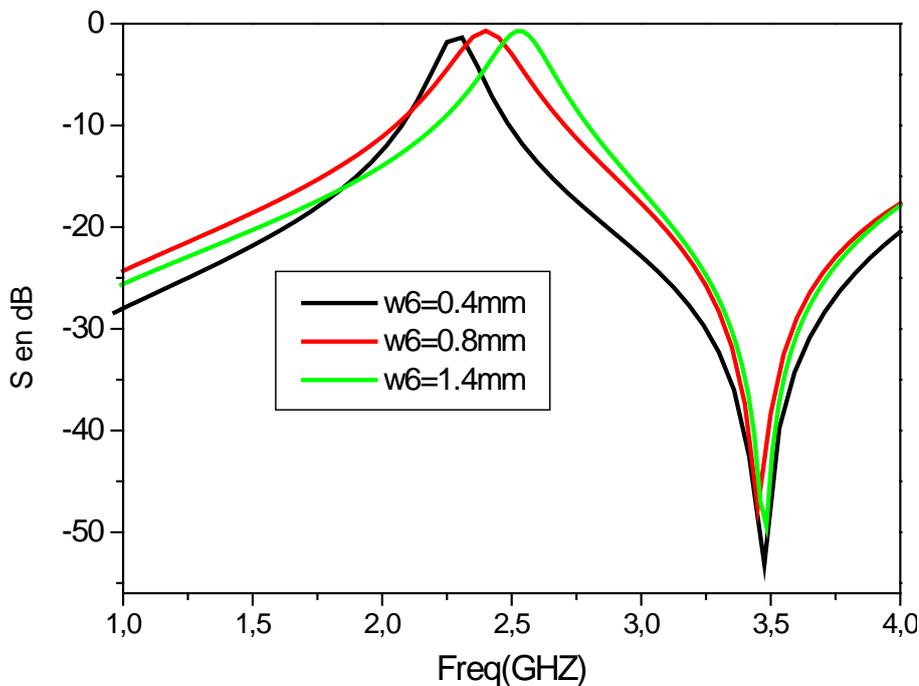
Semblable aux structures SIW-CSRR [88], le mode de fonctionnement du SIW chargé par les cellules SIR-CSRR proposées est toujours le mode TE<sub>10</sub>. La structure SIW est capable de fournir une permittivité négative lorsqu'elle est utilisée en dessous de la fréquence de coupure du mode TE<sub>10</sub>. Par conséquent, un matériau uniforme à permittivité négatif pourrait être automatiquement obtenu sans introduire aucune structure résonante ni aucune perte supplémentaire pour la gamme de fréquences inférieure à la fréquence de coupure du guide d'ondes. En gravant un matériau négatif dans la structure SIW

La fréquence de résonance des cellules SIR-CSRR proposées est obtenue à partir de:

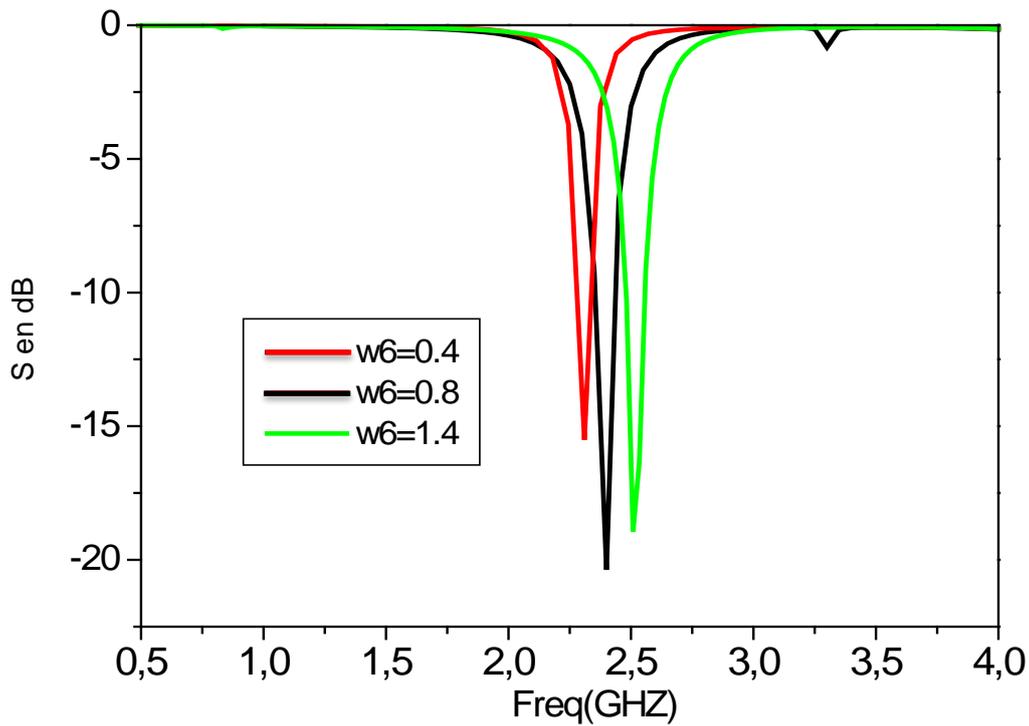
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r L_c}} \tag{IV. 6}$$

#### IV .4.2.1. L'étude de l'influence de la largeur W6

Nous avons étudié l'influence de la largeur W6 en fonction de la fréquence est effectuée pour les trois valeurs suivantes de W1 : 0.4 mm, 0.8 mm et 1.4 mm. Les figures (IV.11 e IV.12) montre les différents résultats du coefficient de réflexion et de transmission pour chaque valeur S(S<sub>21</sub>,S<sub>11</sub>) en fonction de la fréquence pour la largeur W6 .



**Figure IV. 11** Réponses simulées du coefficient de transmission S<sub>21</sub> Pour les différentes largeurs W6.



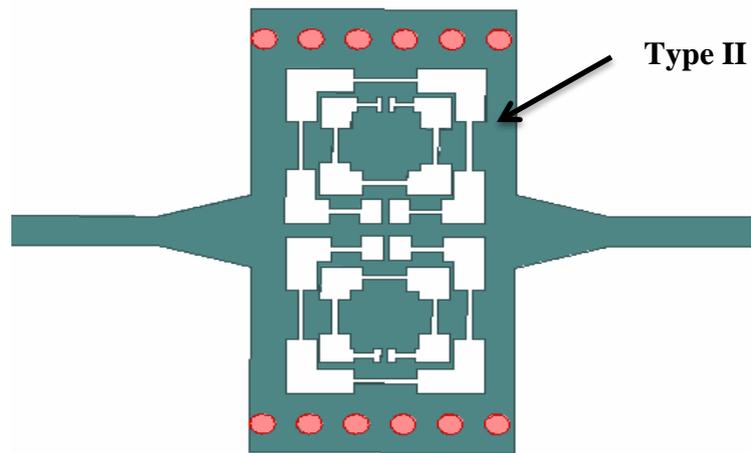
**Figure IV. 12** Réponses simulées du coefficient de transmission S11 Pour les différentes largeurs W6.

On remarque que les résultats obtenus montrent un décalage fréquentiel de la réponse du filtre pour les différentes largeurs  $w_6$ .

#### IV.4.3. Conception d'un filtre SIW a base de cellule SIR-CSSR type II

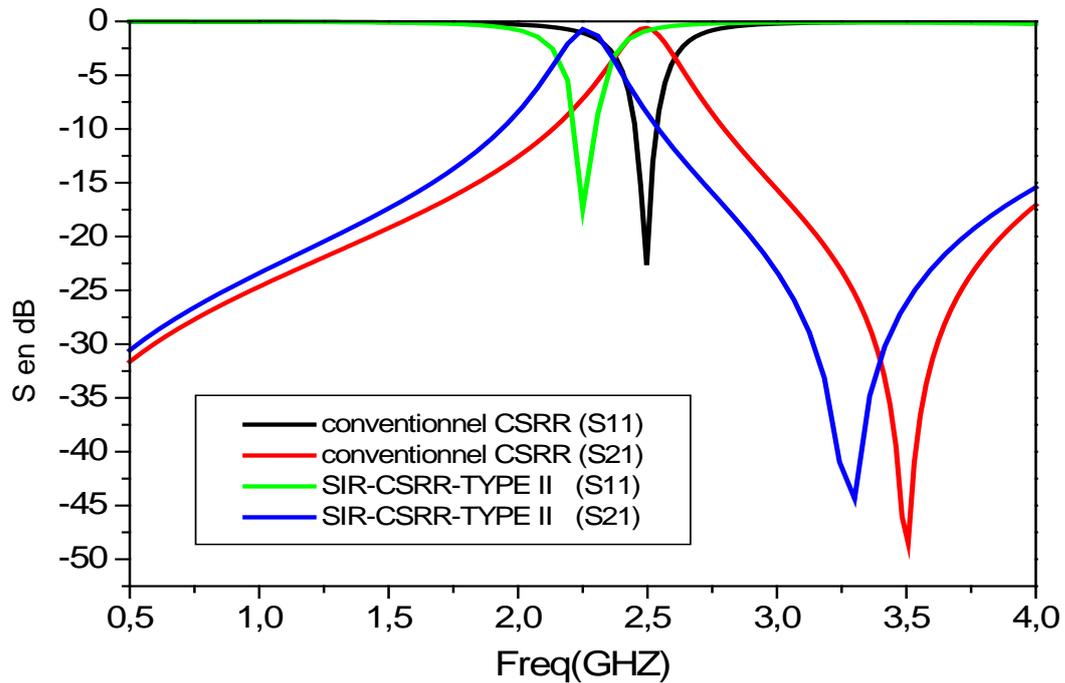
Nous présentons dans la suite de ce travail à la conception de Cellule SIR-CSRR de type II proposée avec  $K < 1$  et  $M < 1$  avec (Facteur de miniaturisation = 0,62).

Nous avons gardé les mêmes dimensions du SIW que celui associé à la cellule SIR-CSSR type I. Les résultats de simulation de ce filtre par HFSS sont représentés graphiquement sur la Figure(IV.14). Le filtre SIW passe bande a été simulé dans la gamme de fréquences [0 -4] GHz.



**Figure IV.13 :** Structure du filtre SIR-CSRR cellule de Type II avec  $K < 1$  et  $M < 1$   
(Facteur de miniaturisation = 0,62)

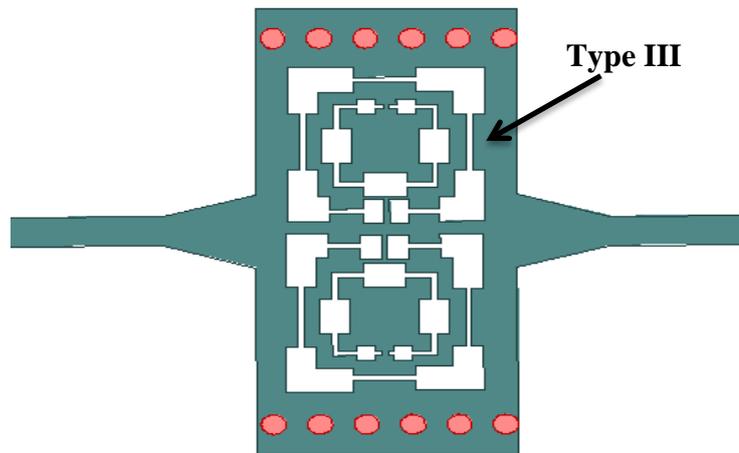
Le filtre présente une large bande passante, et il est en accord avec les données de simulation, à l'exception de la perte de retour.



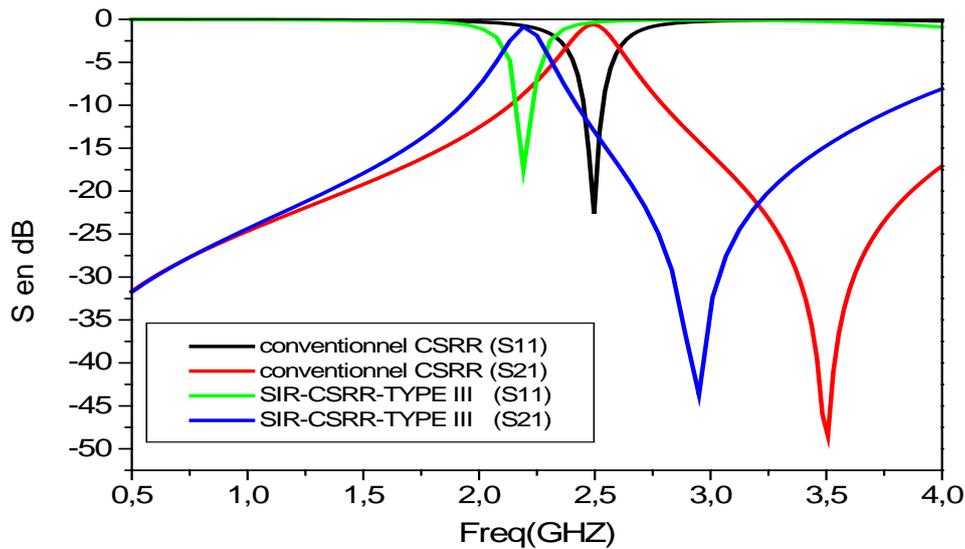
**Figure IV.14 :** Comparaison de résultat des simulations des paramètres S ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ) de SIR-CSRR et CSRR conventionnel de type II

**IV.4.4. Conception d'un filtre SIW a base de SIR-CSSR type III**

Nous avons gardé les mêmes dimensions du SIW que celui associé à la cellule SIR-CSSR type II et la cellule SIR-CSSR type III. La cellule SIR-CSSR type III est la combinaison entre la cellule de type I et la cellule de type II.



**Figure IV.15** Topologie du filtre SIR-CSRR cellule de Type III avec  $K < 1$  et  $M < 1$ . (Facteur de miniaturisation = 0.6)

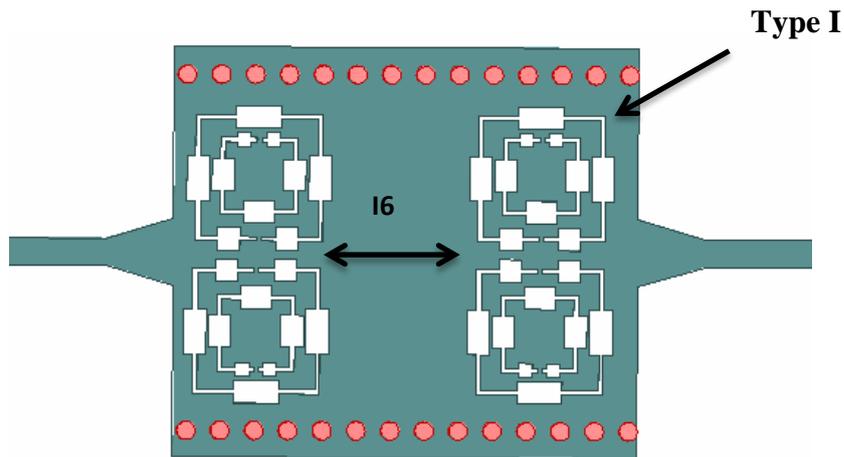


**Figure IV.16 :** Comparaison de résultat des simulations des paramètres S (S11, S21) de SIR-CSRR et CSRR conventionnel de type II type III

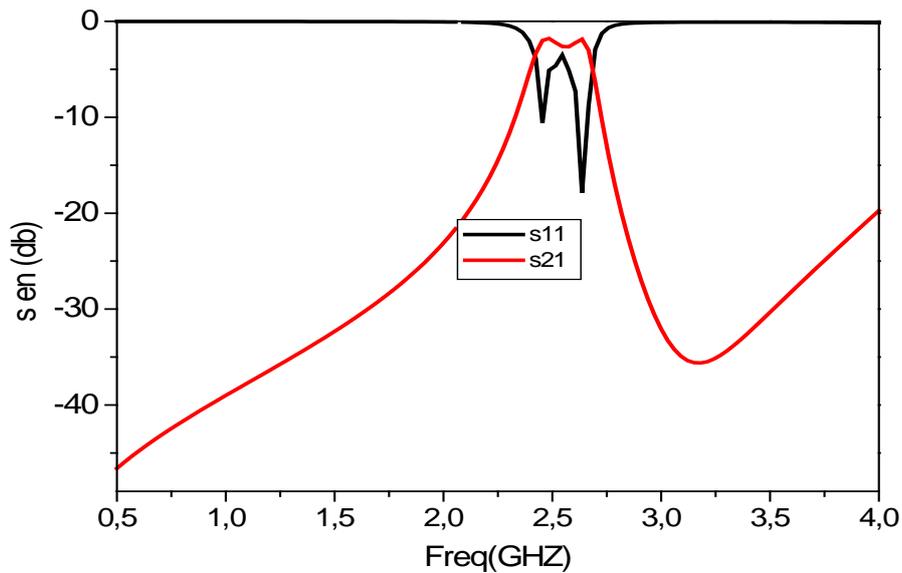
**IV.5.Simulation des filtres SIW formé par la cascade de 2<sup>ème</sup> ordre, chargés par des cellules SIR-CSRR de type I et Type III.**

**IV.5.1.Filtre passe bande en SIW à base des cellules SIR-CSRR 2<sup>ème</sup> ordre type I**

Nous allons montrer dans la suite de ce travail, la conception d'un filtre SIW à base de technique SIR-CSSR cellule avec  $K > 1$  et  $M > 1$  de type I de 2<sup>ème</sup> ordre avec  $I_6=4,8\text{mm}$ .

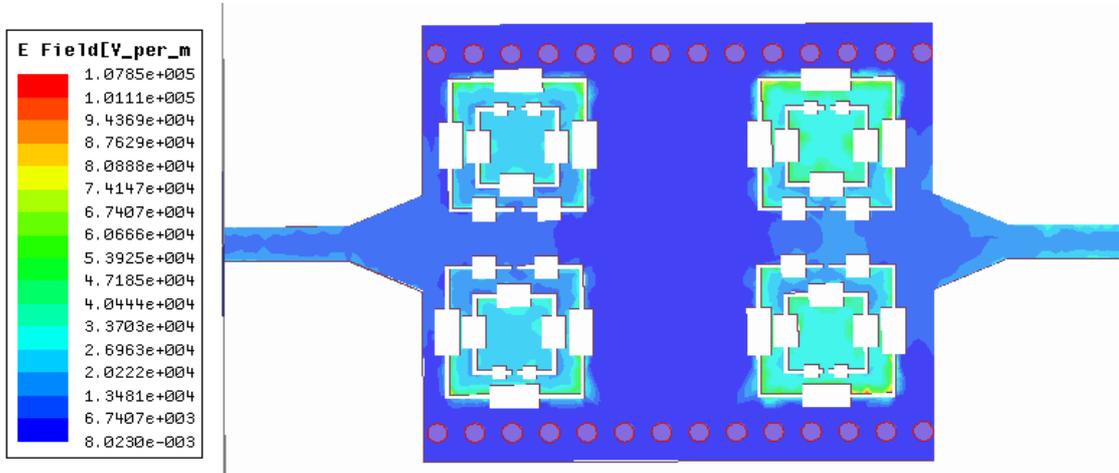


**Figure IV.17 :** Présentation des filtres SIW de 2<sup>ème</sup> ordre chargé par des cellules SIR-CSRR type I



**Figure IV.18 :** Réponse fréquentielle de simulation de filtres SIW de 2<sup>ème</sup> ordre SIR-CSRR de type I

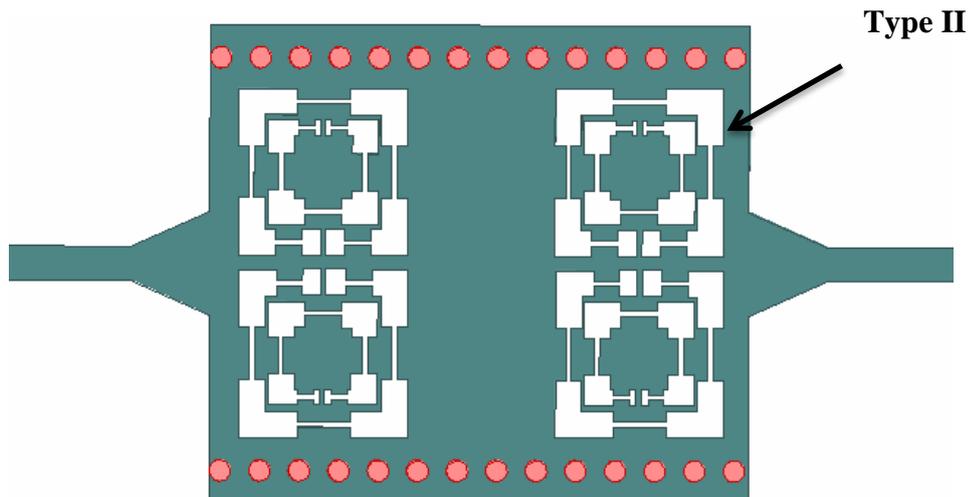
La Figure ( IV.19) illustrent la cartographie du champ électrique du Mode TE<sub>10</sub> du filtre passe bande SIW pour la fréquence 2.6 GHz.



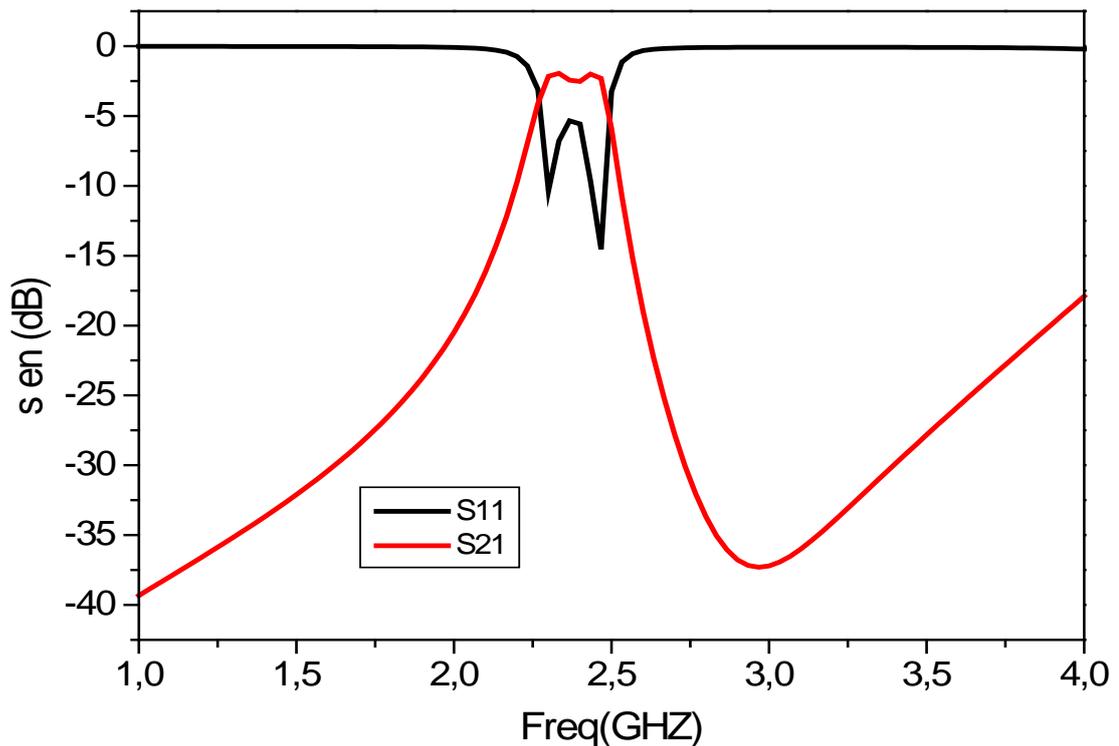
**Figure IV.19** Distribution du champ électrique du mode TE<sub>10</sub> dans le filtre passe bande SIW  
Obtenue avec le logiciel HFSS

**IV.5.2.Filtre passe bande en SIW de à base des cellules SIR-CSRR type II**

Sur le même substrat et avec les mêmes caractéristiques, nous avons étudié le filtre avec des cellules SIR-CSRR type II



**Figure IV.20** : Présentation des filtres SIW de de 2<sup>ème</sup> ordre chargés par des cellules SIR-CSRR de type II



**Figure IV.21 :** Réponse fréquentielle de simulation de filtres SIW de de 2<sup>ème</sup> ordre SIR-CSRR de type II

D'après ces résultats, nous remarquons que les pertes d'insertion sont de l'ordre -1.75dB avec une bande de fréquence d'environ à [2.4, 2.6] GHz et une fréquence centrale l'ordre de  $f = 2.5$  GHz.

#### IV.5.3. Filtre passe bande en SIW de 2<sup>ème</sup> ordre à base des cellules SIR-CSRR type III

Nous avons gardé les mêmes dimensions du SIW que celui associé à la cellule SIR-CSSR type II. Nous allons intéresser par la conception d'un filtre SIW à base de technique SIR-CSSR cellule avec  $K < 1$  et  $M < 1$  de type III de 2<sup>ème</sup> ordre. La Figure ( IV.22) illustrent la Présentation des filtres SIW 2<sup>ème</sup> ordre les cellules SIR-CSRR de type III.

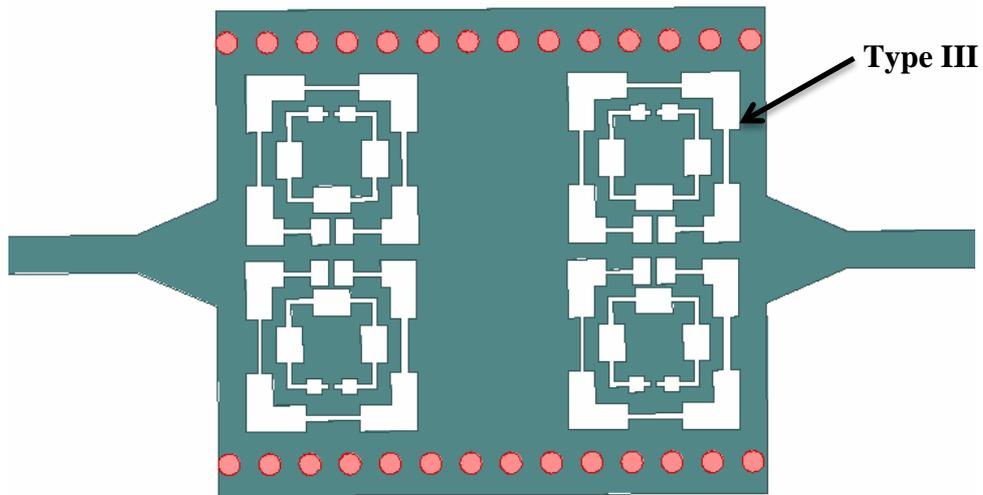


Figure IV.22 : Présentation des filtres SIW 2<sup>ème</sup> ordre les cellules SIR-CSRR de type III

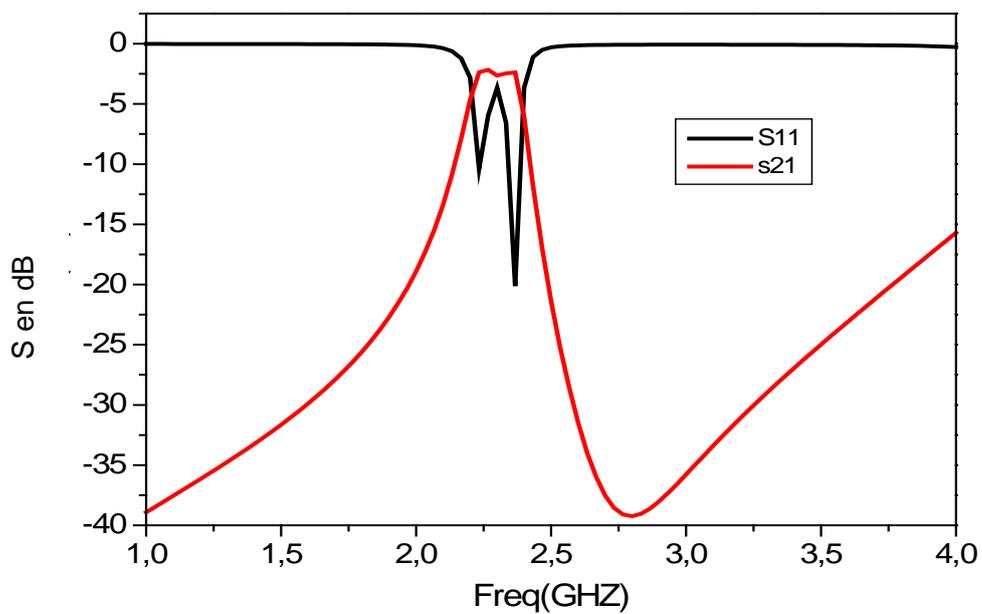


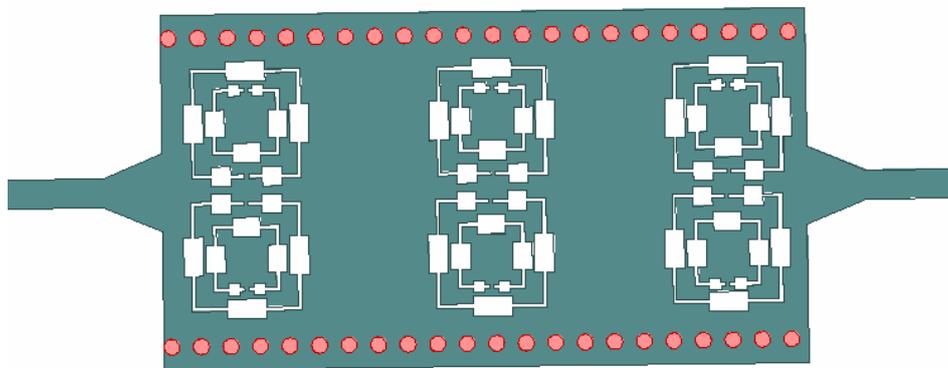
Figure IV.23 : Réponse en fréquentiel de filtres SIW 2<sup>ème</sup> ordre SIR-CSRR de type III

La figure( IV.23) montre que le filtre proposé présente une fréquence centrale de 2.39 GHz, une adaptation autour de -20 dB avec une bande passante de l'ordre de 25MHz.

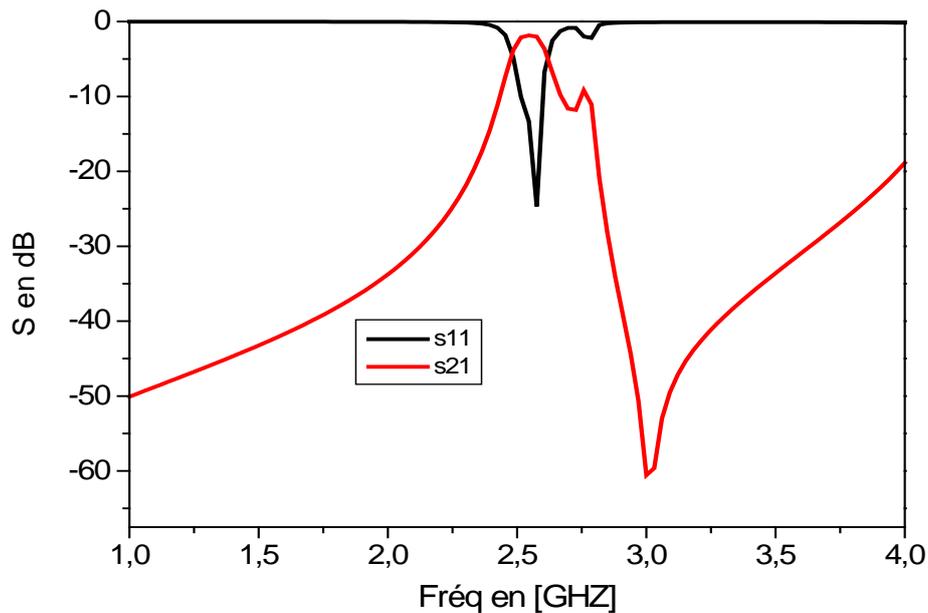
**IV.6.Simulation des filtres SIW formé par la cascade de troisième ordre chargés par SIR-CSRR de type I et Type III**

**IV .6.1. Filtre passe bande en SIW à base des cellules SIR-CSRR type II de 3<sup>ème</sup> ordre**

Dans cette partie nous passons à la simulation d'un filtre passe bande en SIW à base de technique SIR-CSSR de type I avec  $K > 1$  et  $M > 1$  de de 3<sup>ème</sup> ordre

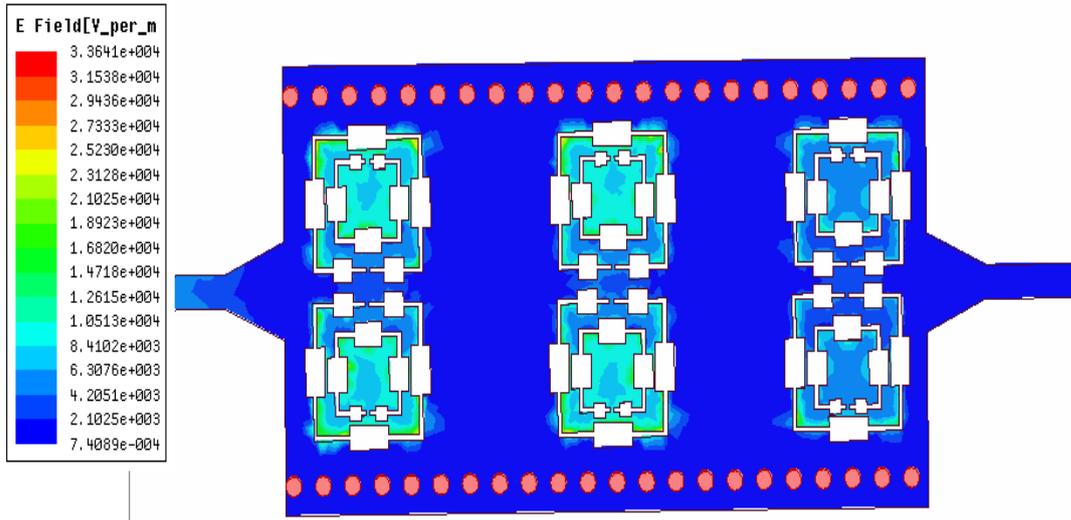


**Figure IV.24 :** Présentation des filtres SIW de chargés par les cellules SIR-CSRR de type I



**Figure IV.25 :** Réponse de simulation de filtres SIW a base de SIR-CSSR type I

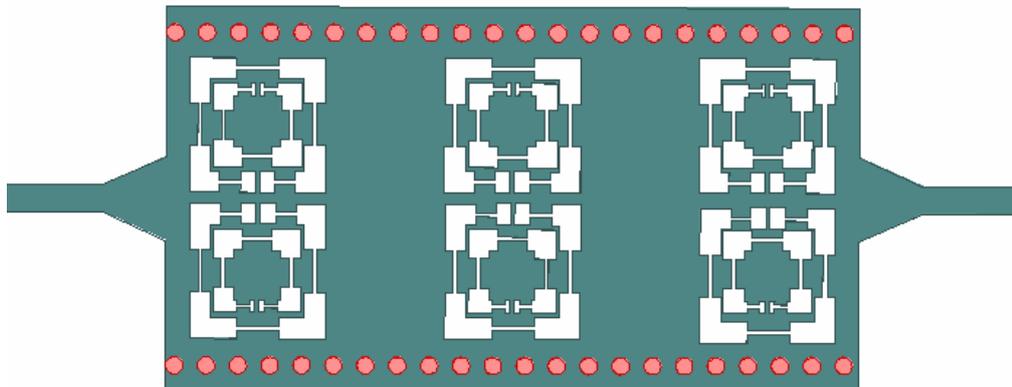
La Figure (IV.26) illustrent la cartographie du champ électrique du Mode TE<sub>10</sub> du filtre passe bande SIW.



**Figure IV.26 :** Distribution du champ électrique du mode TE<sub>10</sub> dans le filtre passe bande SIW a base de SIR-CSSR type I

### IV.6.2. Filtre passe bande en SIW à base des cellules SIR-CSRR type II de 3<sup>ème</sup> ordre

Nous allons ajouter dans la suite de ce travail, par la conception d'un filtre SIW à base de technique SIR-CSSR de type II avec  $K < 1$  et  $M < 1$  de 3<sup>ème</sup> ordre.



**Figure IV.27 :** Présentation des filtres SIW de chargés par les cellules SIR-CSRR de type II

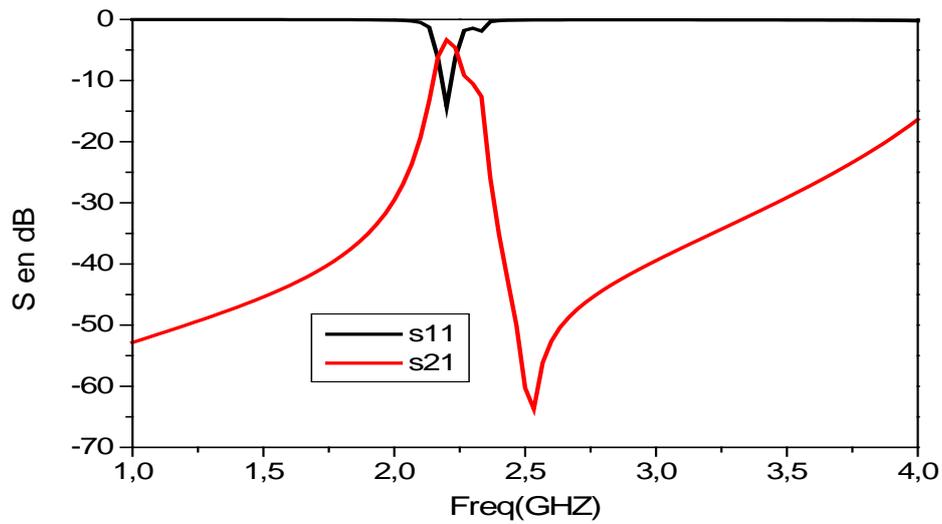


Figure IV.28: Réponse de simulation de filtres SIW a base de SIR-CSSR type III

**IV. 6.3. Filtre passe bande en SIW à base des cellules SIR-CSRR type II de 3<sup>ème</sup> ordre**

La cellule SIR-CSSR de type III est la combinaison entre la cellule de type I et type II. Maintenant, Nous allons intéresser dans ce travail, par la conception d'un filtre SIW à base de technique SIR-CSSR de type III avec  $K < 1$  et  $M < 1$  de 3<sup>ème</sup> ordre.

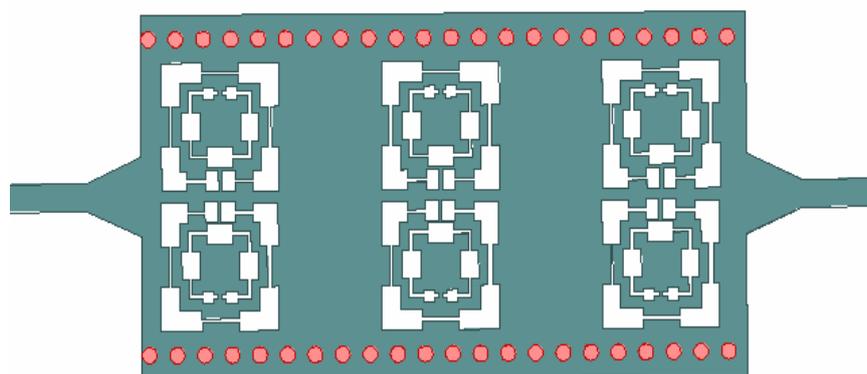
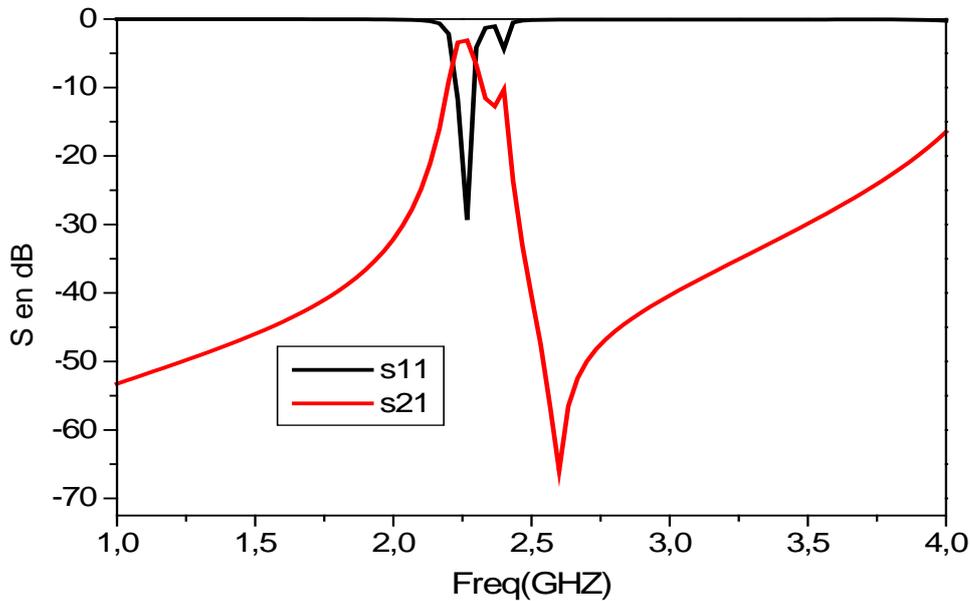


Figure IV.29 : Présentation des filtres SIW de chargés par les cellules SIR-CSRR de type III



**Figure IV.30:** Réponse de simulation de filtres SIW a base de SIR-CSSR type III

#### IV .7.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons conçu des filtres passe bande d'ordre 1, 2 et 3 en technologie SIW a base des résonateurs métamatériaux en exploitant les différentes combinaisons de SIR-CSSR de trois types dans une bande de fréquence [0-4] GHz. Toutes les étapes nécessaires à la conception d'un tel filtre ont été détaillées.

Nous avons tout d'abord décrit le résonateur à Saut d'Impédance (SIR) ensuite nous avons présenté le résultat des filtres passe bande SIW basé sur des cellules SIR-CSSR de trois types et les différentes techniques de miniaturisation ont été introduit pour la conception électromagnétique de ces filtres. Les réponses électromagnétiques ont été trouvées à l'aide de logiciel HFSS, 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, le but de Miniaturiser et améliorer la compacité des filtres de guides d'ondes intégrés au substrat à l'aide de Cellules métamatériaux basées sur la technique SIR.

# **CONCLUSION GENERALE**

### CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans cette mémoire ont été consacrés à l'étude et l'application des résonateurs à base des métamatériaux pour la conception des filtres passe bande aux fréquences microondes.

L'objectif de ce travail consistait à concevoir des filtres passe bande miniaturés en technologie SIW avec des bonnes performances : faible encombrement, faible pertes d'insertion, faible coût et facilité d'intégration.

Dans un premier temps, on aborde quelques aspects fondamentaux de la technologie SIW et la Réalisation des paramètres dimensionnels de conception, ce chapitre aussi a permis de décrire les Caractéristiques du guide d'ondes en technologie SIW.

Dans une deuxième étape, dresse les métamatériaux qui présentent des propriétés intrinsèques exceptionnelles (permittivité et/ou perméabilité négatives). Durant la première partie nous avons défini au départ les notions de base qui régissent la propagation d'ondes électromagnétiques dans un milieu doublement négatif. Une classification des métamatériaux a été ensuite présentée en fonction du signe des paramètres effectifs des cellules métamatériaux sont présentées (DPS ,ENG, MNG et DNG).. Nous avons terminés ce chapitre par la présentation des différentes applications de métamatériaux.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés tout d'abord par la conception et la simulation électromagnétique d'un ensemble de configurations de cellules métamatériaux. Différentes structures de résonateurs ont été présentées et simulées afin de trouver leurs réponses fréquentielles et d'extraire les valeurs de la perméabilité et de la permittivité. Les résultats de coefficients de réflexion et de transmission obtenus par la simulation électromagnétique sous HFSS de différents résonateurs (CSRR carré, CSRR circulaire) Par la suite, on a présenté la conception de filtres SIW/CSRR, on obtient 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 [18 -26.6] GHz. Finalement, de bons résultats d'analyse de ces dispositifs sous HFSS ont été obtenus, en bonne concordance avec la théorie, ce qui permet dans le futur d'envisager la réalisation des composants à métamatériaux.

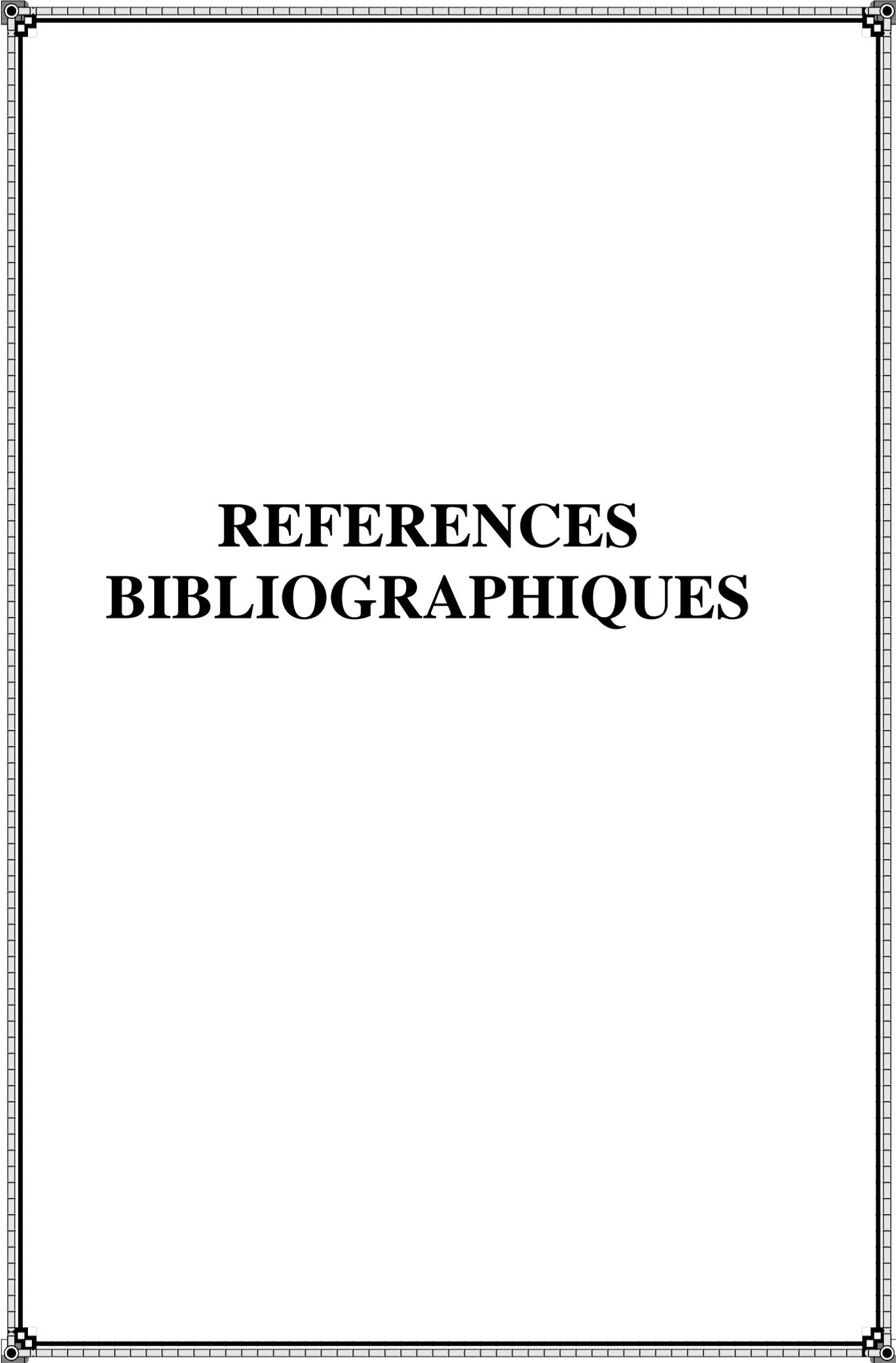
Dans le quatrième chapitre, des filtres métamatériaux, nous avons débuté pour explorer théoriquement les techniques de miniaturisation basées sur l'utilisation des métamatériaux. Nous avons dans un premier temps dressé un rappel sur les Résonateurs à Saut d'impédance. Notre constat a été que les métamatériaux présentés face à une onde électromagnétique qui les traverse, une permittivité et une perméabilité effectives toutes deux négatives. Cette propriété unique permet de concevoir des filtres à une échelle réduite par rapport aux circuits classiques.

Nous avons exposé une nouvelle technique métamatérielle appelée SIR-CSRR, basée sur le concept de résonateurs à saut d'impédance (SIR). Pour étudier les performances des cellules unitaires SIR-CSRR à taille réduite proposées, nous avons utilisé cette fois-ci trois filtres de guide d'ondes intégrés au substrat chargés par des cellules unitaires SIR-CSRR avec différentes configurations. En chargeant les SIR-CSRR sur la surface du guide d'ondes, une nouvelle bande passante au-dessus de la fréquence de coupure initiale du guide d'onde s'est produite. Par conséquent, en utilisant les cellules unitaires SIR-CSRR proposées à la place des cellules classiques CSRR, la miniaturisation à rapport arbitraire est atteinte.

En raison de la taille électrique plus grande des cellules-unités SIR-CSRR proposées, nos filtres SIW comparés aux autres présentent une réduction significative de leur taille.

Les filtres proposés présentent quant à eux de nombreux avantages tels que:

- Un facteur de qualité élevé
- Une faible perte d'insertion,
- Une intégration facile avec les autres circuits plans
- Une taille compacte.



**REFERENCES**  
**BIBLIOGRAPHIQUES**

- 
- [1] **M. Georgiadis, A. Wu, K., Bozzi**, "Review of substrate-integrated waveguide circuits
- [2] **C. E. McIntosh, R. D. Pollard, and R. E. Miles**, « Novel MMIC source-impedance tuners for on-wafer microwave noise-parameter measurements », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 125-131, Feb 1999
- [3] **D. Grenier**, « Electromagnétique et transmission des ondes », Département de génie électrique et de génie informatique, Université de Laval, Québec, 2012.
- [4] **K. Wu, F. Xu**, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 53, pp. 66-72, 2005.
- [5] **N. J.G. FONSECA**, "Printed S-Band 4X4 Nolen Matrix for Multiple Beam Antenna Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.57, Issue 6, pp.1673-1678, June 2009.
- [6] **La 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.
- [7] **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. TELSIKS 2003.6th International Conference on*, 2003, vol. 1, p. P-III-P-X vol.1.
- [8] **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
- [9] **Nathan Alexander Smith**, "Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems  
Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montréal,  
Québec, Canada May 2010.
- [10] **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.
- [11] **N. Raveu, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury**, «Caractérisation decircuits SIW par méthode modale » 18èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2013.
- [12] **V. NAPIJALO**, "Multilayer 180 degrees hybrid coupler in LTCC technology for 24GHz applications," *Microwave Conference, 2007. European*, pp. 552-555, Oct. 2007.

- [13] **X M. M. FAHMI, J. A. RUIZ-CRUZ, K. A. ZAKI and A. J. PILOTO**, “Multilayer Multi-Section Broadband LTCC Stripline Directional Couplers,” *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, pp. 173-176, June. 2007
- [14] **J. P. TARALCHUK, P. MUNINA and Al.**, “Broadband small-size LTCC directional couplers,” *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, pp.1162- 1165, sept. 2010.
- [15] **O. Y. H. CHUN, J. Y. MOON, S. W. YUN and J. K. RHEE**, “Microstrip line directional couplers with high directivity,” *Electronics Letters*, vol.40, pp.317–318, March 2004.
- [16] **I. WOLFF**, “Design and Technology of Microwave and Millimeterwave LTCC Circuits and Systems,” Symposium on Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07. International, pp. 505-512, Aug. 2007.
- [17] **Z. POURGHOLAMHOSSEIN, R. SAFIAN and H. POURGHASSEM**, “Wideband double layer Substrate Integrated Waveguide directional coupler,” Symposium on Telecommunications (IST), 2010 5th International, pp.328-331, 2010.
- [18] **F. Gardiol**, “Traité d’Electricité Hyperfréquences”, volume XIII, Ecole Polytechnique Lausanne, Deuxième édition, 1990
- [19] **Teis Coenen**, “Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW” , the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede, The Netherlands, 2010.
- [20] **Y.-C. Shih, T.-N. Ton, L.Q. Bui** "Waveguide-to-Micro strip Transitions for Millimeter-Wave Applications”, *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol.1, pp. 473-475, 1988.
- [21] **V. A. LABAY, J. BORNEMANN and T. R. RAO**, “Design of multilayered substrateintegrated waveguide cross-slot couplers,” *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, pp.409-412, 2009.
- [22] **V. A. LABAY and J. BORNEMANN**, “E-plane directional couplers in substrateintegrated waveguide technology,” *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia- Pacific*, pp.1-3, 2008
- [23] **V. A. LABAY, J. BORNEMANN and T. R. RAO**, “Design of multilayered substrateintegrated waveguide cross-slot couplers,” *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, pp.409-412, 2009
- [24] **Z. C. HAO, W. HONG, J. X. CHEN, H. X. ZHOU and K. WU**, “Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers,” *Microwaves*, Vol. 153, pp.426–431, 2006.

- [25] **A. Suntives, R. Abhari** "Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* Vol.17, No. 10, pp.697-699,2007
- [26] **Dominic Deslandes and Ke Wu**, "Integrated Micro strip and Rectangular Waveguide in Planar Form", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2001, pp.68-70
- [27] **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," TELSIXS 2003. 6th International Conference on*, Oct 2003.
- [28] **A. Suntives, R. Abhari** «Transition Structures for 3-D Integration of substrate Integrated Waveguide Interconnects» *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* Vol.17, No. 10, pp.697-699,2007
- [29] **Dominic Deslandes and Ke Wu**, «Integrated Micro strip and Rectangular Waveguide in Planar Form», *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2001, pp.68-70.
- [30] **Dominic Deslandes** User's guide – High Frequency Structure Simulator (HFSS), v11.0 Ansoft Corporation and *Wireless Components Letters, IEEE*, 2000, pp.68-70..
- [31] **Ji-Xin Chen, Wei Hong**, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, and Ke Wu. «Development of a Low Cost Microwave Mixer Using a Broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) coupler», *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, Vol. 16, No.2, pp.84-86 February2006.
- [32] **N. Raveu, G. Prigent**, O. Pigaglio, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury, "Substrate Integrated Waveguide Filter Design with Wave Concept Iterative Procedure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 12pp. 2939-2942, Dec 2011.
- [33] **N. Raveu, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury**, "Caractérisation de circuits SIW par méthode modale," 18èmes Journées Nationales Microondes,Mai 2013.
- [34] **Ji-Xin Chen, Wei Hong**, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, and Ke., Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler," *IEEE, Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 2,pp. 84-86, Feb 2006.
- [35] **Guo Hua Zhai et al.**, "Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3 Db Coupler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 512514, Aug 2008.
- [36] **J-S. Hw] D. Makris, K. Voudouris, N. Athanasopoulos**, "Design and Development of 60 GHz Millimeter-wave Passive Components using Substrate Integrated Waveguide 132Technology," 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications-PACET 12, March 2012.

- [37] **J. Bi Yong Liu, Xiao-Hong Tang**, Tao Wu, Ling Wang, and Fei, Xiao, "A SIW-based concurrent dual-band oscillator," *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, vol. 1, pp. 1-4, May 2012.
- [38] **J., Wu, K., Xu**, "A subharmonic self-oscillating mixer using substrate integrated waveguide cavity for millimeter-wave application," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp*, pp. 1-4, June 2005
- [39] **M. Shahabadi, M. Abdolhamidi**, "X-Band Substrate Integrated Waveguide Amplifier," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 18, no. 12, pp. 815-817, Dec 2008.
- [40] **A. Georgiadis, A. Collado, M. Bozzi, L. Perregrini, F. Giuppi**, "Tunable SIW Cavity Backed Active Antenna Oscillator," *IET Electronics Letters*, vol. 46, no. 15, pp. 1053-1055, July 2010.
- [41] **H. Yousef, H. Kratz**, Shi. Cheng, "79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, pp. 64-71, Jan 2009
- [42] **Li Yan et al.**, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept 2004. Krenik, B.; "4G wireless technology: When will it happen? What does it offer? ", *Solid-State Circuits Conference, 2008. A-SSCC '08. IEEE Asian*, pp 141 – 144, Novembre 2008
- [43] **A. Borji, M. Shahabdi, S. Safavi-Nwini, D. Busuioc**, "Low loss integrated waveguide feed network for planar antenna arrays," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 2B, pp. 646-649, July 2005
- [44] **A. Borji, D. Busuioc, S. Safavi-Naeini, A. Bakhtafrooz**, "Novel two-layer millimeter-wave slot array antennas based on substrate integrated waveguides," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 109, pp. 475-491, 2010 M-A. Delalande, "L'ITU reconnaît officiellement WiMAX comme une technologie 3G", *Article rédigé dans www.reseaux-telecoms.net*, 2007.
- [45] **Z. HONG, W. CHEN, X.P. CHEN, K. WU and T. CUI** 'Multilayer substrate integrated waveguide (MSIW) elliptical filter' *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15, pp. 95-97, 2005.
- [46] [ **V. G. Veselago**, "The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Epsilon and  $\epsilon_u$ ," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, 1968.
- [47] **D. Smith, W. Padilla**, D. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Physical review letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, May 2000.

- [48] **Sylvain LANNEBÈRE**, « Étude théorique de métamatériaux formés de particules diélectriques résonantes dans la gamme submillimétrique : magnétisme artificiel et indice de réfraction négatif », thèse doctorat de l'université BORDEAUX 1, Novembre 2011.
- [49] **Christophe Carloz**, Tatsuo Itoh « Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application », livre, A John Wiley & Sons, 14-22, 2006
- [50] **Aziza ZERMANE**, « Contribution à l'étude et la faisabilité de micro-résonateurs en structure planaire », thèse doctorat de l'université JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE, juin 2011
- [51] **Badreddine Mohamed OUAGAGUE**, " Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et Reconfigurables ", thèse pour l'obtention du doctorat de l'université de Toulouse, 2014.
- [52] **Nacer Abdelghani**, " Etude de structures à base de Métamatériaux pour applications aux circuits micro-ondes et antennes : Cas du résonateur en anneau fendu ", Mémoire de Magister en Télécommunication, l'université de Tlemcen, 2011.
- [53] **Ricardo Marques**, Ferran Martin and Mario Sorolla, « Metamaterials with Negative Parameters Theory, Design, and Microwave Applications », livre, A John Wiley & Sons, 2008.
- [54] **R. E. Camley and D. L. Mills**, Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets, *Physical Review B*, vol. 26, pp. 1280–1287, 1982.
- [55] **J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart**, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, no. 11, pp. 2075–2084, November 1999
- [56] D. R. Smith and S. Schultz, “Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients,” *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, pp. 1–5, Apr. 2002.
- [57] **J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart**, Low frequency plasmons in thin wire structures, *Journal of Physics : Condensed Matter*, no. 10, pp. 4785–4809, March 1998.
- [58] **Razavi B.**, " A study of phase noise in CMOS oscillators ", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.31, No. 3, mars 1996.
- [59] **Griguer H. Lalj H, Drissi M.**« SRR Miniaturization for Patch antenna stacked with metamaterial substrat” *Fourth International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, Metamaterials 2010*, ISBN 978-952-92-7734-6 , 2p, 13-17 Septembre 2010.
- [60] **R. A. Shelby, D. R. Smith et S. Schultz**, « Experimental verification of a negative index of refraction », *Science*, vol. 292, p. 77/79, 2001.

- [61] **Griguer H. Marzolf E. Drissi M. Lalj H. Riouch F.** « Design and Measurement of DNG Metamaterial for Tuneable Microwave Devices *IEEE MTT, MMS 2009*, Tanger (Maroc), 4p, 15- 17 novembre 2009.
- [62] **Griguer H. Drissi M, Marzolf E. Lalj H. Riouch F.** « Tuning of DNG Metamaterial superstrate for small and beam steering antenna, *META'2010*, Le Caire (Egypte), 4p, 22-25 février 2010.
- [63] **GAMOUH SAMIA**, " Etude des métamatériaux et leurs applications dans les systèmes microonde", thèse pour l'obtention du doctorat de l'université de Freres Mentouri Constantine ,2017.
- [64] **M. ALOUI Abdelmalek**, " Extraction des paramètres et (permittivité et perméabilité) des Métamatériaux ", Mémoire de Master Recherche en télécommunication, l'université de Abderrahmane MIRA-Béjaïa, 2012
- [65] **Guillaume BOUDARHAM**, " Nanooptique avec des électrons rapides : métamatériaux formulation modale de la EMLDOS pour des systèmes plasmoniques", Thèse de doctorat, L'université Pierre et Marie Curie, 2011
- [66] **Badreddine Mohamed OUAGAGUE**, " Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et Reconfigurables ", thèse pour l'obtention du doctorat de l'université de Toulouse, 2014.
- [67] **Bruno Gallas**, « Introduction aux métamatériaux », Action Nationale « Métrologie des indices pour les matériaux massifs, couches minces et liquides », Paris, lundi 23 – mercredi 25 novembre 2009
- [68] **GAMOUH SAMIA**, " Etude des métamatériaux et leurs applications dans les systèmes microonde ", thèse pour l'obtention du doctorat de l'université de Freres Mentouri Constantine ,2017.
- [69] **Badreddine Mohamed OUAGAGUE**, " Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et, Reconfigurables ", thèse pour l'obtention du doctorat de l'université de Toulouse, 2014.
- [70] **Pierre-Henri Coquet**, « Étude mathématique et numérique de modèles homogénéisés de métamatériaux » thèse doctorat de l'université de Toulouse, Décembre 2012.
- [71] **Nadia Ouazib**, «*Métamatériaux, application aux filtres* » mémoire fin cycle master 2 de l'université Abderrahmane MIRA, Juin 2013
- [72] **I. Gil, J. Garcia-Garc a, J. Bonache, F. Mart n, M. Sorolla, and R. Marqués**, "Varactorloaded split ring resonators for tunable notch filters at microwave frequencies," *Electronics Letters*, vol. 40,no. 21, p. 1347, 2004.

- [73] **P. P. Hammoud and F. Colomel**, "Matching the input impedance of a broadband disc monopole," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 406–407, Feb. 1993.
- [74] **Narayan Prasad Agrawal, Girish Kumar, and K. P. Ray**, Wide-Band Planar Monopole Antennas, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 46, NO. 2, FEBRUARY 1998.
- [75] **I. Gil, J. Garcia-Garc a, J. Bonache, F. Mart n, M. Sorolla**, and R. Marqués, "Varactorloaded split ring resonators for tunable notch filters at microwave frequencies," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 21, p. 1347, 2004
- [76] **Jordi Bonache, Ignacio Gil et al**, "Novel Microstrip Bandpass Filters Based on Complementary Split-Ring Resonators," *IEEE transactions On Microwave Theory and Techniques*, VOL. 54, pp 265-271, JANUARY 2006.
- [77] [1] **Aurélien Perigaud** « Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches » Thèse de Doctorat en Electronique de l'Université de Limoges mars 2009
- [78] **Thanh Mai VU**« Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordables à MEMS RF en bande millimétrique sur silicium» Thèse de Doctorat en Micro-Ondes Electromagnétisme et Optoélectronique de l'Université Toulouse avril 2010
- [79] **Smahi Assia, Massaouda Hocine**, " Contribution à la conception et l'optimisation de filtres passe bande hyperfréquences en technologie SIW, " Mémoire de Master en télécommunication,l'université de Dr Tahar Moulay -SAIDA, 2016.
- [80] **Thanh Mai VU**, " Contribution à la mise en oeuvre de fonctions accordables à MEMS RF en bande millimétrique sur silicium ", Thèse En vue de l'obtention du doctorat de l'université de Toulouse, 201
- [81] **Y. Yuan, C. Bingham, T. Tyler, S. Palit, T.H. Hand, W.J. Padilla, D.R.Smith, N.M. Jokerst, and S.A. Cummer**, Dual-band planar electric metamaterial in the terahertz regime, *Opt Express* 16 (2008), 9746–9752.
- [82] Thèse pour l'obtention du doctorat en électronique présentée par **Benjamin POTELON** « Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires volumiques ». Matière Condensée [cond-mat]. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2007. Français
- [83] **Takenoshita, T, uchimura, H.** 30 avr« Branch Tee Dielectric Waveguide Line. Brevet des États-Unis»2002, US 6, 380, 825, pp 40.
- [84] **Hartmut Patzelt and Fritz Arndt** « Double-plane Steps in Rectangular Waveguides and their Application for Transformers Irises and Filters », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, May 1982, Vol. MTT-30, N° 5, pp 771-776

- [85] **H. Kumar, R. Jadhav and S. Ranade**, “A review on substrate integrated waveguide and its microstrip interconnect”, *Journal of Electronics and Communication Engineering*, Vol. 3, pp. 36-40, 2012.
- [86] **Nathan Alexander Smith**, “Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems  
“Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montréal, Québec, Canada May 2010.
- [87] **M. Makimoto, S. Yamashita**, "Compact bandpass filters using stepped impedance resonators," *Proceedings of the IEEE*, vol.67, no.1, pp.16, 19, Jan. 1979.
- [88] **M. Makimoto, S. Yamashita**, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," *Microwave Theory and Techniques*, Dec 1980.
- [89] **Darine Kaddour**. "Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire", Université Joseph- Fourier- Grenoble I, 2007.
- [90] **Y. D. Dong, T. Yang, and T. Itoh**, “Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators and its applications to miniaturized waveguide filters,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 9, pp. 2211–2223, 2009.

## Résumé :

Ce mémoire a été consacré à la conception des filtres passe bandes basées sur les Métamatériaux en technologie SIW. Ce mémoire est constitué de quatre axes, le premier axe est consacré à l'étude de la technologie SIW. Dans le deuxième axe de ce mémoire est consacrée à l'étude des Métamatériaux, leurs caractéristiques et leurs applications dans différents domaines. Le troisième axe nous sommes attachés à la conception des Métamatériaux dans la technologie SIW sur un support diélectrique, notamment le Résonateur en Anneau Fendu complémentaire (CSRR) carré et circulaire en bande k [18-26.5] GHz. Le quatrième axe consiste à concevoir trois nouvelles cellules Métamatérielles, Les cellules sont basées sur le concept de la technique du résonateur à saut impédance (SIR) qui sont utilisés pour miniaturiser la taille physique des résonateurs à anneau Fendu complémentaires classiques. Les différentes techniques de miniaturisation introduit pour la conception électromagnétique de ces filtres sont : SIR-CSRR type I, II et type III en bande [0-4] GHz. Les réponses électromagnétiques ont été trouvées à l'aide de logiciel HFSS.

**Mots-clés :** Métamatériaux , résonateur, filtre, , SIW, SIR, HFSS, CSSR .

## Abstract:

In this thesis, we studied the simulation of a band pass filter based on Metamaterials using SIW technology. This thesis consists of four axes: The first axis is dedicated to the study of SIW technology. In the second axis, of this is dedicated to the study of Metamaterials, their characteristics and their applications in different fields. The third axis, we focused on Metamaterials based on SIW on a dielectric support, in particular the complementary split ring resonators (CSRR) square and circular in k band [18-26.5] GHz. The four axis, consists in designing three novel compact Metamaterial unit-cells are proposed. The proposed unit-cells are based on the concept of the stepped-impedance resonator (SIR) technique which are used to miniaturize the physical size of the conventional complementary split ring resonators (CSRRs, The different miniaturization techniques have been introduced for the electromagnetic design of these filters are: SIR-CSSR TYPE I, II & type III in band [0-4] GHz. Electromagnetic responses were found using HFSS software.

**Key words:** Metamaterial, resonator, filter, SIR, SIW, CSRR, HFSS.

## المخلص:

خصص هذا الموجز لمحاكاة ونمذجة اجهزة الموجات التصغيرية (الفلتر) المعتمدة على المواد الميتامترية و مرشح ممر الموجة استناداً إلى المواد الفوقية باستخدام تقنية SIW. يركز هذا الموجز على اربعة محاور : المحور الأول مكرس لدراسة تكنولوجيا SIW. في المحور الثاني من هذا الموجز دراسة عن المواد الميتامترية ، وخصائصها وتطبيقاتها في مختلف المجالات. المحور الثالث ركزنا على تصميم هياكل مبنية على مواد ملساء مصممة مع SIW على دعامة عازلة ، ولا سيما رنانات حلقة الانقسام التكميلية (CSRR) الدائرية و المربع في النطاق k [18-26.5] جيجاهرتز. المحور الرابع يتكون من تصميم ثلاث تقنيات جديدة مقترحة لوحدة الخلايا. تستند هذه الخلايا إلى مفهوم تقنية مرنان المتدرجة (SIR) التي تستخدم لتقليل الحجم الفعلي لأجهزة الرنين التكميلية التقليدية المنقسمة (CSRR) وتحسين مرشح تمرير النطاق في تكنولوجيا SIW استناداً إلى المواد الفوقية ، تم إدخال تقنيات تصغير مختلفة للتصميم الكهرومغناطيسي لهذه المرشحات مثل: SIR-CSSR TYPE I , II و type III في النطاق [0-4] جيجاهرتز. تم العثور على الاستجابات الكهرومغناطيسية باستخدام برنامج HFSS.

**الكلمات المفتاحية:** الميتامترية، مرنان، الفلتر، SIW, HFSS, SIR, CSRR