

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCCEN**

Faculté de TECHNOLOGIE

**Département de Télécommunications**

Laboratoire de Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC)



THÈSE

Présentée par :

**CHAIB Mohammed El Amine**

En vue de l'obtention du

**Diplôme de Doctorat**

En Télécommunications

**THÈME :**

**Nouvelle Topologie des filtres Hyper-fréquences à base de la technologie  
SIW à plan de masse DGS de type Hilbert : Optimisation et réalisation**

Soutenue publiquement devant le jury proposé et constitué des membres :

Président	<b>Mr. Berkat Abdellatif</b>	M.C.A	Université de Tlemcen
Directeur de Thèse	<b>Mr. Abri Mehadji</b>	Professeur	Université de Tlemcen
CO- Directeur	<b>Mme. Badaoui Hadjira</b>	Professeur	Université de Tlemcen
Examineurs	<b>Mr. Berka Mohammed</b>	M.C.A	Université de Mascara
	<b>Mr. Chaker Hichem</b>	Professeur	Université de Sidi Bel Abbas
	<b>Mr. Fella Benzerga</b>	M.C.A	Université de Mascara
Invité	<b>Mr. Moulay Mohammed</b>	M.C.B	Université de Mascara

**Année universitaire : 2023 – 2024**

# Remerciements

*Ce travail a été effectué au sein de l'équipe de recherche en Circuits Micro-Ondes et Photoniques (CMOP) du Laboratoire de Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC) de l'université de Tlemcen.*

*J'adresse mes remerciements en premier lieu, à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et surtout la patience qu'il m'a donné pour mener à terme ce travail.*

*Je voudrais très sincèrement remercier monsieur le professeur **Mehadji ABRI**, mon directeur de thèse, qui a dirigé ce travail avec beaucoup d'intérêt et de rigueur. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour sa disponibilité, son expérience et ses conseils.*

*Au même titre, je tiens à exprimer ma gratitude envers **Mme. Badaoui Hadjira**, professeur à Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de co-diriger cette thèse. Sa brillante orientation de mes recherches m'a permis de découvrir ce domaine de manière nouvelle, grâce à ses précieux conseils inestimables.*

*Mes remerciements les plus vifs s'adressent à Monsieur. **Berkat Abdellatif**, Maître de Conférences "A" à l'Université de Tlemcende m'avoir fait l'honneur de bien voulu chapeauter le jury de cette thèse. C'est avec un immense plaisir qu'il sera parmi le jury de ma thèse.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur **Berka Mohammed**, Maître de Conférences "A" à l'Université de Mascara, pour l'intérêt qu'il a bien voulu de déplacer de loin et de porter à ce travail en acceptant de l'examiner.*

*Je tiens également à remercier Monsieur **Chaker Hichem**, Professeur à l'université du Sidi Bel Abbès, d'avoir accepté d'assurer la tâche d'examineur et d'avoir consacré une partie de son temps à l'examen de ce travail.*

*J'exprime également ma gratitude envers Monsieur **Fellah Benzerga**, Maître de Conférences "A" à l'Université de Mascara, d'avoir acceptant le rôle de rapporteur de cette thèse et je lui en remercie.*

*Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance envers Monsieur **Moulay Mohammed**, Maître de Conférences "B" à l'Université de Mascara. Je suis très honoré qu'il ait accepté l'invitation à participer à l'évaluation de ce modeste travail.*

***A* mes parents**

***A* ma famille**

***A* mes amis**

# Résumé :

Le progrès rapide des systèmes de télécommunications a favorisé la création et l'innovation de diverses technologies. Parmi celles-ci, le domaine de la conception des circuits à micro-ondes et à ondes millimétriques occupe une place importante. Dans ce domaine, les tendances les plus demandées sont la performance, la compacité et le coût réduit. Plusieurs technologies sont apparues ces dernières années pour répondre à ces besoins citant les deux technologies DGS et SIW.

Dans le but de profiter des avantages du guide d'onde conventionnel tout en le rendant plus compacte, la technologie SIW vient de l'intégrer sous forme planaire. Afin de réduire encore davantage sa taille, plusieurs techniques de miniaturisation ont été appliquées, parmi lesquelles l'incorporation de la DGS fait partie des stratégies employées.

Dans cette étude, nous avons mis l'accent sur la combinaison des structures DGS à base des formes fractales de type Hilbert avec la technologie SIW pour élaborer des filtres passe-bande.

Quatre applications ont fait l'objet de simulations, de réalisations et de mesures, impliquant le demi-mode du guide d'onde intégré au substrat (HMSIW) ainsi que plusieurs variantes de formes d'Hilbert (1er ordre, 2e ordre, HCR).

## ***Mots clés :***

Filtres passe-bande, Guide d'onde intégré au substrat (SIW), Demi-mode du guide d'onde intégré au substrat (HMSIW), Structure à plan de masse déformé (DGS), Hilbert, Fractal, propagation de mode évanescent, CST, Fabrication et mesure.

# **Abstract:**

The rapid advancement of telecommunications systems has fostered the creation and innovation of various technologies. Among these, the field of microwave and millimeter wave circuit design occupies an important place. In this area, the most demanded trends are performance, compactness and reduced cost. Several technologies have emerged in recent years to meet these needs citing both DGS and SIW technologies.

In order to take advantage of the benefits of the conventional waveguide while making it more compact, SIW technology has just integrated it in planar form. To further, reduce its size, several miniaturization techniques have been applied, among which the incorporation of DGS is one of the strategies employed.

In this study, we focused on the combination of DGS structures based on Hilbert-type fractal shapes with SIW technology to develop band-pass filters.

Four applications were the subject of simulations, realizations and measurements, involving the Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) as well as several variants of Hilbert shapes (1st order, 2nd order, HCR).

## ***Keywords:***

Bandpass Filter, Substrate Integrated Waveguide (SIW), Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW), Defected Ground Structure (DGS), Hilbert, Fractal, Evanescent mode propagation, CST, Fabrication and measurement.

## ملخص:

أدى التقدم السريع في أنظمة الاتصالات إلى تعزيز إنشاء وابتكار تقنيات مختلفة. من بين هذه المجالات، يحتل مجال تصميم دارات الموجات الميكروبية والمليمترية مكاناً مهماً. الاتجاهات الأكثر طلباً في هذا المجال هي الأداء، الحجم والتكلفة المنخفضة. لقد ظهرت عدة تقنيات في السنوات الأخيرة لتلبية هذه الاحتياجات مستشهدة بتكنولوجيا SIW و DGS.

من أجل الاستفادة من مزايا الموجه الموجي التقليدي مع جعله أقل حجماً، قامت تقنية SIW بدمجه في شكل مسطح. ومن أجل تقليل حجمها بشكل أكبر، تم تطبيق العديد من التقنيات، من بينها دمج DGS وهو أحد الاستراتيجيات المستخدمة. في هذه الدراسة، ركزنا على الجمع بين تقنية DGS القائمة على الأشكال الكسورية (الفركتالية) من نوع هيلبرت مع تقنية SIW لتطوير مرشحات تمرير النطاق.

أربعة تطبيقات كانت موضوعاً لعمليات المحاكاة والإنجازات والقياسات، بما في ذلك النمط النصفى للموجه الموجي المدمج في الركيزة (HMSIW) بالإضافة إلى العديد من الأشكال المختلفة لأشكال هيلبرت (الترتيب الأول، الترتيب الثاني، HCR).

## الكلمات المفتاحية:

مرشح تمرير النطاق، الموجه الموجي المدمج في الركيزة (SIW)، النمط النصفى للموجه الموجي المدمج في الركيزة (HMSIW)، تقنية DGS، هيلبرت، الأشكال الكسورية (الفركتالية)، انتشار الوضع التلاشي، CST، التصنيع والقياس.

# SOMMAIRE

Remerciements .....	iii
Résumé : .....	v
Abstract: .....	vi
Liste des tableaux : .....	xiv
Liste des figures : .....	xiv
Liste des acronymes : .....	xiv
Introduction Générale.....	20

## CHAPITRE I :

### Guide d'onde intégré au substrat (SIW)

I. Guide d'onde intégré au substrat (SIW).....	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 C'est quoi SIW ?.....	6
I.3 Guide d'onde rectangulaire.....	8
I.3.1 Équations des composants du champ électromagnétique dans le guide d'ondes rectangulaire.....	8
I.3.1.1 Analyse du mode TE .....	10
I.3.1.2 Analyse du mode TM .....	10
I.4 Guide d'onde intégré au substrat (SIW) .....	11
I.4.1 Directives de conception des structures SIW.....	11
I.4.2 Principe de fonctionnement du SIW :.....	13
I.4.3 Mécanisme de pertes.....	14
I.5 Les différentes transitions des lignes planaires aux guides SIW .....	15
I.5.1 Transition microruban vers SIW.....	15
I.5.1.1 Amélioration de la bande passante .....	16

I.5.2 Transition coplanaire vers SIW .....	16
I.6 Les cavités résonnantes SIW .....	17
I.7 Techniques récentes de miniaturisation des SIW .....	19
I.7.1 SIW PLIÉ .....	19
I.7.2 Guide d'ondes intégré au substrat avec fente (Slotted SIW : SSIW) .....	19
I.7.3 Le guide d'ondes à dalle intégré au substrat (substrate integrated slab waveguide: SISW) .....	20
I.7.4 Le guide d'ondes à crête intégré au substrat (substrate integrated ridg waveguide) : .....	21
I.7.5 La combinaison de guide d'ondes à dalle intégré au substrat avec le guide d'ondes à crête intégré au substrat : .....	21
I.7.6 Les guides d'ondes en mode partiel .....	22
I.7.6.1 Guide d'onde intégré au substrat demi-monde (HMSIW) .....	22
I.7.6.2 Cavité SIW à Mode partiel .....	23
I.7.7 Les métamatériaux, EBG et DGS .....	24
I.8 Conclusion .....	25

## **CHAPITRE II:**

### **Structures au plan de masse défectueux (DGS)**

II. Structures au plan de masse défectueux (DGS) .....	30
II.1 Introduction .....	31
II.2 Les PBG/EBG, les métamatériaux et la technologie DGS .....	31
II.2.1 Comparaison de la technologie DGS avec les PBG/EBG .....	32
II.3 Structures de type DGS .....	33
II.3.1 Classification des configurations DGS .....	34
II.3.2 Modélisation de circuit équivalent et diagnostique des paramètres .....	37
II.3.2.1 Modélisation de circuit : LC Parallèle .....	37
II.3.3 Caractéristiques des structures de type DGS .....	40

II.3.3.1	Propagation des ondes lentes dans la bande passante .....	42
II.3.3.2	Caractéristiques d'arrêt de bande (Band Stop) .....	44
II.4	Courbes de remplissage de l'espace et courbes fractales .....	44
II.4.1	Courbes de remplissage de l'espace .....	44
II.4.1.1	Courbe de Hilbert .....	45
II.4.2	Courbes fractales .....	46
II.4.2.1	Fractale de Hilbert .....	46
II.4.2.2	Fractale de Sierpinski [33] .....	47
II.4.2.3	Fractale de Koch [34] .....	47
II.5	Effets des motifs fractals sur les structures DGS .....	48
II.5.1	Caractéristiques de transmission d'une ligne micro-ruban à plan de masse DGS de type Hilbert .....	50
II.5.1.1	Conception d'antennes à base la courbe d'Hilbert .....	50
II.5.1.2	Analyse des caractéristiques de transmission d'une ligne micro ruban à plan de masse DGS de type Hilbert .....	51
II.6	Autre forme inspirée de la courbe d'Hilbert .....	54
II.6.1	Cellule HCR (Hilbert Curve Ring) .....	54
II.7	Conclusion .....	55

### **CHAPITRE III :**

#### **Conception et réalisation des filtres passe-bande à base des structures Hybrides SIW - DGS**

III.	Conception et réalisation des filtres passe-bande à base des structures Hybrides SIW -DGS	60
III.1	Introduction :	61
III.2	Application 1 : Filtres passe-bande basés sur la structure hybride SIW et le DGS Hilbert du 1er et du 2ème ordre .....	63
III.2.1	Aperçu de la théorie du SIW et des courbes d'Hilbert .....	64
III.2.1.1	Le guide d'onde intégré au substrat .....	64
III.2.1.2	Courbe de cellule unitaire d'Hilbert .....	65

III.2.2 Conception des filtres .....	66
III.2.2.1 Principe de fonctionnement des filtres proposés.....	66
III.2.2.2 Premier filtre proposé .....	67
III.2.2.3 Deuxième filtre proposé.....	67
III.2.3 Discussion des résultats.....	69
III.2.3.1 Fabrication des prototypes et Résultats expérimentaux .....	69
III.3 Application 2 : Filtres passe-bande SIW-DGS hybrides hautement sélectifs à base de l'anneau à double courbe de Hilbert (HDCR).....	75
III.3.1 Le design de filtre proposé .....	76
III.3.2 Fabrication et résultats expérimentaux.....	78
III.4 Application 3 : Filtre Large-bande basé sur un guide d'onde intégré au substrat(SIW)chargé par des cellules HCR périodiques (optimisation).....	82
III.4.1 Discussion des résultats de simulations : .....	87
III.5 Application 4 : Optimisation et réalisation d'un filtre HMSIW-Hilbert DGS à l'aide de technique de propagation de mode évanescent. ....	89
III.5.1 Conception du filtre.....	90
III.5.2 Résultats expérimentaux .....	94
III.6 Conclusion.....	96
Conclusion Générale .....	100

## Liste des tableaux :

<b>Tableau I-1 :</b> Comparaison des propriétés entre les guides d'onde rectangulaires, la ligne transmission planaire, et le SIW .....	7
<b>Tableau II-1:</b> Différence entre EBG / PBG et DGS .....	32
<b>Tableau III-1:</b> Dimensions de la transition utilisée dans le deuxième filtre.....	69
<b>Tableau III-2:</b> Comparaison des résultats avec d'autres références.....	74
<b>Tableau III-3:</b> Comparaison des performances des deux filtres avec d'autres travaux. ....	81
<b>Tableau III-4:</b> Les paramètres optimisés du filtre proposé .....	93
<b>Tableau III-5:</b> Comparaison des performances du filtre proposé avec d'autres travaux .....	96

## Liste des figures :

<b>Figure I-1:</b> La tendance chronologique des publications liées aux SIW dans la communauté scientifique mondiale (données de Google Scholar) [3]. .....	5
<b>Figure I-2:</b> La géométrie de la structure SIW rectangulaire. ....	6
<b>Figure I-3:</b> Evolution de la structure SIW, (a) Guide d'ondes rectangulaire rempli d'air, (b) Guide d'ondes rectangulaire rempli de diélectrique. (c) Guide d'ondes intégré au substrat.....	6
<b>Figure I-4:</b> Guide d'onde rectangulaire [9]. .....	8
<b>Figure I-5:</b> Répartition des champs électriques du mode fondamental (TE <sub>10</sub> ) du résonateur à cavité SIW [12]. .....	11
<b>Figure I-6:</b> Paramètres de conception fondamentaux du guide d'onde intégré au substrat....	12
<b>Figure I-7:</b> Région d'intérêt pour les structures SIW en fonction de $d/\lambda_c$ et $p/\lambda_c$ [5]. .....	13
<b>Figure I-8:</b> Guide d'onde rempli de diélectrique (DFW) avec la configuration SIW.....	14
<b>Figure I-9:</b> Transition de la ligne micro ruban avec SIW[4].....	16
<b>Figure I-10:</b> La transition conique-via proposée dans [21].....	16
<b>Figure I-11:</b> Transition CPW- SIW basée sur la sonde de courant [18]. .....	17
<b>Figure I-12:</b> Transition CPW-SIW basée sur une courbure de 90°. .....	17

<b>Figure I-13:</b> Cavités SIW de forme : (a) rectangulaire, (b) circulaire. ....	18
<b>Figure I-14:</b> Les différents couplages des cavités SIW : Couplage central (a), Couplage décentré (b), Couplage en quadrature (c) et Couplage doublé (d). ....	18
<b>Figure I-15:</b> Coupe transversale des SIW pliés de type C (a) et T (b) [30]-[31]. ....	19
<b>Figure I-16:</b> Guide d'ondes intégré au substrat avec fente[33]. ....	20
<b>Figure I-17:</b> Le guide d'ondes à dalle intégré au substrat. ....	20
<b>Figure I-18:</b> Le guide d'ondes à crête intégré au substrat. ....	21
<b>Figure I-19:</b> Le guide d'ondes à dalle combiné avec crête intégrées au substrat. ....	22
<b>Figure I-20:</b> La structure du HMSIW (a) et la photographie d'un prototype HMSIW (b).....	23
<b>Figure I-21:</b> Distribution de champ dominant dans les structures SIW (a) et HMSIW (b)[38]. .....	23
<b>Figure I-22:</b> Distribution du champ électrique pour le mode fondamental à l'intérieure d'une cavité SIW circulaire : complète (a), demi-mode (b), quart-mode (c), et huitième- mode (d)[7] .....	24
<b>Figure I-23:</b> Configurations et dimensions du filtre QMSIW-DGS de type I (a), du filtre QMSIW-DGS de type II (b) et du filtre QMSIW-DGS de type III (c).[40] .....	25
<b>Figure II-1:</b> Structure de type DGS [8]. ....	33
<b>Figure II-2:</b> Photographie de la (a) face supérieure et (b) face inférieure du 1er coupleur à base de la technologie DGS [9]. ....	33
<b>Figure II-3:</b> Structure de type DGS unidimensionnelle (a) et bidimensionnelle (b). ....	34
<b>Figure II-4:</b> Organigramme de différentes configurations DGS [13]. ....	35
<b>Figure II-5:</b> Différentes géométries de DGS: (a) haltère , (b) haltère à tête circulaire, (c) haltère à tête de flèche , (d) en forme de U , (e) en forme de H , (f) têtes carrées reliées à des fentes en U , (g) fentes carrées reliées à une fente étroite sur le bord ,(h) en forme de croix , (i) interdigité , (j) Fractal ,(k) haltère à boucle ouverte , (l) en forme de L , (m) lignes de méandre , (n) haltère à tête en U , (o) double U équilatéral , (p) en forme de V, (q) résonateurs à anneau fendu, (r) anneau concentrique , (s) demi-cercle et (t) spirale . ....	36
<b>Figure II-6:</b> La cellule DGS de type Haltère (a) et son circuit équivalent L-C (b) [21-22]. ...	37
<b>Figure II-7:</b> Conception classique et technique d'analyse du DGS [25]. ....	38
<b>Figure II-8:</b> Circuit équivalent d'une ligne microruban avec une cellule DGS (a). Prototype de Butterworth d'un filtre passe-bas à un pôle (b) [21]. ....	39
<b>Figure II-9:</b> Ligne microruban 50 $\Omega$ sans DGS(a) avec ses paramètre S simulés (b). ....	40
<b>Figure II-10:</b> Ligne microruban 50 $\Omega$ avec DGS(a) avec ses paramètre S simulés(b) [20]. ..	41

<b>Figure II-11:</b> Distribution du courant magnétique dans le DGS en forme d'haltère carré à la fréquence de résonance .....	42
<b>Figure II-12:</b> Caractéristiques de phase d'une ligne micro ruban avec et sans cellule DGS..	43
<b>Figure II-13:</b> Les courbes remplissant l'espace de : Peano(a), Hilbert (b) et Lebesgue (c)....	44
<b>Figure II-14:</b> Passage de première étape (a) au deuxième étape (b) pour générer la courbe remplissant l'espace d'Hilbert. ....	45
<b>Figure II-15:</b> Fractale de Hilbert.....	46
<b>Figure II-16:</b> Fractale de Sierpinski.....	47
<b>Figure II-17:</b> Fractale de Koch .....	48
<b>Figure II-18:</b> Structures micro rubans de type DGS fractal (Ordre 2) : Sierpinski (a), Koch (b), Hilbert (c) [35].....	49
<b>Figure II-19:</b> Propriétés de transmission des lignes micro-rubans à DGS fractal [35].....	50
<b>Figure II-20:</b> Les réponses des paramètres de transmission S11 et de réflexion S21 d'une ligne micro ruban à plan de masse DGS de type Hilbert : (a) réponse en amplitude et (b) réponse en phase.....	52
<b>Figure II-21:</b> Les réponses de réflexion (a) et de transmission (b) d'une ligne micro ruban à plan de masse DGS de type Hilbert en fonction de la variation de la largeur de fente.....	53
<b>Figure II-22:</b> Cellule d'anneau de courbe Hilbert- HCR [38] .....	54
<b>Figure II-23:</b> Filtres passe-bas à base de la cellule DGS-HCR [38]. (a) vue en dessus, (b) vue en dessous.....	54
<b>Figure III-1:</b> Configurations de guide d'onde rempli de diélectrique (DFW) et du SIW.....	64
<b>Figure III-2:</b> Génération des formes d'Hilbert : (a) premier ordre, (b) deuxième ordre et (c) troisième ordre.....	65
<b>Figure III-3:</b> Les cellules unitaires utilisées dans la conception du filtre, (a) cellule de premier ordre et (b) cellule de deuxième ordre, $a = b = 0,5$ mm et $l = 3,5$ mm. ....	66
<b>Figure III-4:</b> Principe de fonctionnement des filtres passe-bande proposés.....	66
<b>Figure III-5:</b> Schéma du premier filtre proposé, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. $W_t = 4,2$ mm, $L_t = 2,21$ mm, $W_m = 3,06$ mm et $L_m = 6,1$ mm.. ....	67
<b>Figure III-6:</b> Schéma du deuxième filtre proposé, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. ....	68
<b>Figure III-7:</b> Photographies du premier prototype, (a) vue de dessus et (b) vue de dessous..	70
<b>Figure III-8:</b> Résultats simulés et mesurés des paramètres S du premier filtre. ....	71
<b>Figure III-9:</b> Photographies du deuxième prototype, (a) vue de dessus et (b) vue de dessous .....	72

<b>Figure III-10:</b> Résultats simulés et mesurés des paramètres S du deuxième filtre.....	73
<b>Figure III-11:</b> Photographie de l'opération de mesure.....	73
<b>Figure III-12:</b> Anneau de courbe Hilbert- HCR (a), anneau de double courbe d'Hilbert- HDCR (b).....	76
<b>Figure III-13:</b> Topologie des filtres proposés, vue de dessus (a) et vue de dessous (b) du filtre d'origine, vue de dessus (c) et vue de dessous (d) du filtre demi-mode proposé. ....	77
<b>Figure III-14:</b> Photographies des filtres proposés, vue de dessus (a) et vue de dessous (b) du filtre d'origine, vue de dessus (c) et vue de dessous (d) du demi-mode proposé. ....	79
<b>Figure III-15:</b> Résultats des paramètres S simulés et mesurés du filtre proposé à l'origine (a) et de son demi-mode (b).....	80
<b>Figure III-16:</b> Schéma du filtre à base d'une seule paire de cellules HCR, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. $W_t = 3.5\text{mm}$ , $L_t = 7\text{mm}$ , $W_m = 1.5\text{mm}$ , $L_m = 4\text{mm}$ , $p = 1.5\text{mm}$ , $d = 1\text{mm}$ , $W_{siw} = 19.4\text{mm}$ et $L_{siw} = 21.5\text{mm}$ .....	83
<b>Figure III-17:</b> Paramètres S de guide d'onde SIW utilisé dans la conception du filtre.....	83
<b>Figure III-18:</b> Perte d'insertion en fonction de la variation de la distance verticale ( $Y_{cell}$ ) qui sépare les deux cellules HCR. ....	84
<b>Figure III-19:</b> Schéma du filtre à base de trois paires de cellules HCR, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. ....	85
<b>Figure III-20:</b> Perte d'insertion en fonction de la variation de la distance horizontale ( $X_{cell}$ ) qui sépare chaque deux cellules HCR adjacentes. ....	85
<b>Figure III-21:</b> Effet de nombre de cellules sur les paramètres S de filtre. (a) réflexion, (b) transmission.....	86
<b>Figure III-22:</b> Schéma du filtre final à base de cinq paires de cellules HCR, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.....	87
<b>Figure III-23:</b> Résultats des paramètres S simulés du filtre final. ....	88
<b>Figure III-24:</b> Paramètres S de guide d'onde SIW utilisé dans la conception du filtre.....	90
<b>Figure III-25:</b> Conception du filtre HMSIW proposé.....	91
<b>Figure III-26:</b> Perte d'insertion en fonction de la variation de toutes les longueurs de fentes transversales ensemble. ....	92
<b>Figure III-27:</b> Return loss en fonction de la variation de la position verticale des cellules d'Hilbert médianes. ....	93
<b>Figure III-28:</b> La photographie du filtre fabriqué [28] .....	94
<b>Figure III-29:</b> Résultats des paramètres S simulés et mesurés du filtre proposé.....	95

## Liste des acronymes

BPF	Band Pass Filter
CST	Computer Simulation Technology
CPW	Coplanar Waveguides
dB	décibel
DFW	Dielectric Filled Waveguide
DGS	Defected Ground Structure
FISW	Folded Substrat Integreted Waveguide
GIS	Guide d'onde Intégrée au Substrat
GHz	Giga Hertz
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HPF	High Pass Filter
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
LPF	Low Pass Filter
LTCC	Low Temperature Cofire Ceramic
MIC	Microstrip integrated circuit
PCB	Printed Circuit Board
QSIW	Quart Mode Substrate Integrated Waveguide
RF	Radio Frequency
RSIW	Ridge Substrate Integrated Waveguide
SICs	Substrate Integrated Circuits
SIW	Substrate Integrated Waveguide
TE	Transverse Electric

TEM

Transverse Electric and Magnetic

TM

Transverse Magnetic

# **Introduction Générale**

## Introduction Générale

---

Le domaine de la conception des circuits à micro-ondes et à ondes millimétriques a connu un saut quantique ces dernières années, passant du guide d'ondes métallique au guide d'ondes diélectrique pour atteindre la technologie de la ligne fine imprimée [1]. Cependant, ces technologies restent limitées en raison des caractéristiques de plus en plus requises causées par le développement technologique rapide. Ce problème ouvre les portes à plusieurs chercheurs pour développer et démontrer de nouvelles technologies qui peuvent fournir des caractéristiques telles que la performance, la taille compacte et le faible coût.

La technologie Defected Ground Structure (DGS) est apparue en 1999 [2] comme une réponse à ces exigences en offrant des solutions et des avantages comme la propagation des ondes lentes et la caractéristique d'arrêt de bande.

La DGS consiste à graver des formes dans le plan de masse, ce qui entraîne une modification de la distribution du courant. Plusieurs formes ont été utilisées, y compris les formes fractales telles que celle de Sierpinski, la courbe de Koch et la courbe de Hilbert.

Basée sur l'autosimilarité et les propriétés de remplissage de l'espace, la courbe de Hilbert a été proposée par le mathématicien allemand David Hilbert en 1891 [3]. Cela signifie que la courbe de Hilbert est modifiée d'un stade à l'autre en itérant la courbe originale [4]. En raison des caractéristiques de transmission spécifiques fournies par cette courbe [5], elle a été exploitée pour concevoir de nombreux composants hyperfréquences et millimétriques tels que les antennes [6-7], les filtres [8].

Peu de temps après, en 2003, la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) est également apparue comme une solution en offrant des avantages essentiels : facteur Q, réduction de la taille et faible coût [9]. Cette technologie a permis d'avoir les mêmes caractéristiques d'un guide d'onde conventionnel volumineux en utilisant la technologie planaire, donc cet avantage avéré de cette technologie l'a rendue célèbre.

Afin d'avoir des dispositifs SIW plus compacts, plusieurs techniques de miniaturisations ont été présentées, dont la technologie DGS fait partie d'entre eux.

Dans ce contexte, les travaux que nous présentons dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche, qui consiste à exploiter la combinaison des deux technologies SIW et DGS basées sur la courbe de Hilbert, pour concevoir des filtres passe-bande.

Ce manuscrit est divisé en trois chapitres organisés de la façon suivante :

## **Introduction Générale**

---

Dans une première étape, on va présenter l'historique de la technologie SIW, leur principe de fonctionnement et les directives de conception des structures de ce type, ainsi que les techniques de miniaturisation telles que le demi-mode (HMSIW).

Dans une deuxième étape, on va voir l'évolution de la technologie des structures au sol déflectueux (DGS) dont on va détailler leurs classifications et leurs caractéristiques comme la propagation des ondes lentes et la caractéristique de coupe bande. Par la suite, on va présenter les courbes de remplissage de l'espace et courbes fractales comme la forme d'Hilbert, de Sierpinski et de Koch. Ces trois dernières formes ont été comparées de point de vues caractéristiques de transmission, ce qui favorise la sélection de la forme d'Hilbert et nous allons focaliser sur une étude paramétrique d'une ligne micro ruban à plan de masse DGS de type Hilbert. Finalement on va présenter la cellule HCR (Hilbert Curve Ring) qui va être utilisé aussi dans le troisième chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous allons exposer les résultats des filtres passe-bandes conçus, fabriqués et mesurés, dont plusieurs techniques de miniaturisations ont été basées dans ce contexte.

### Références Bibliographiques

- [1] Ke Wu, Maurizio Bozzi, Nelson J. G. Fonseca et al., “SubstrateIntegrated Transmission Lines: Review and Applications,” *IEEE Journal of Microwaves*, Vol. 1, pp. 345-363, Jan. 2021.
- [2] Park, J.-I., C.-S. Kim, et al., “Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design,” *Asia Pacific Microwave Conf. Proc. APMC*, Vol. 2, 331-334, 1999.
- [3] Sagan, H., *Space-filling Curves*, Springer-Verlag, New York, 1994.
- [4] Chen, J., Z.-B. Weng, Y.-C. Jiao, and F.-S. Zhang, “Lowpass filter design of hilbert curve ring defected ground structure,” *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 70, 269-280, 2007.
- [5] YAN Dong, PEI Xuming, ZHANG Chao, JI Zuo, “Transmission property analysis for defected ground structure microstrip line based on fractal characteristic,” *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition)*, Vol. 22, 54-58, 2010.
- [6] Vinoy, K. J., K. A. Jose, V. K. Varadan, and V. V. Varadan, “Hilbert curve fractal antenna: A small resonant antenna for VHF/UHF applications,” *Microwave Opt. Technol. Lett.* Vol. 29, No. 4, 215-219, May 2001.
- [7] Zhu, J., A. Hoorfar, and N. Engheta, “Bandwidth, cross-polarization, and feed-point characteristics of matched Hilbert antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, No. 2, 2-5, 2003.
- [8] Yan, D., X. Zeng, and K. Zhang, “HDGS band stop filter design by FGA,” *IEEE Youth Conference on Information, Computing and Telecommunications (YCICT 2010)*, 5-8, Beijing, China, Nov. 2010.
- [9] Rayas-Sanchez, J. E. and V. Gutierrez-Ayala, “A general EM-based design procedure for single layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MWSYM 2008)*, 983-986, Atlanta, GA, USA, Jun. 2008.

# **CHAPITRE 1**

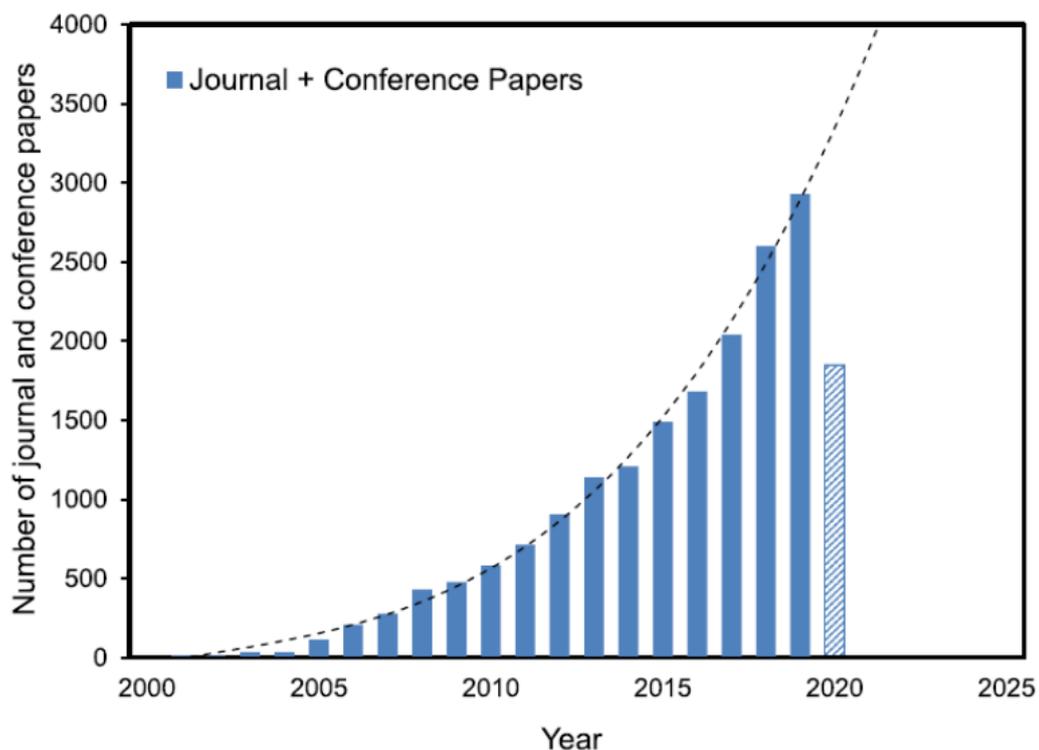
## ***I. Guide d'onde intégré au substrat (SIW)***

## I.1 Introduction

La découverte du guide d'onde en 1893 a eu un impact révolutionnaire sur le domaine des télécommunications [1] grâce à ses avantages tels que le facteur de qualité élevé et la forte tenue en puissance, qui ont permis de le rendre indispensable dans toute chaîne de transmission. Par ailleurs, l'apparition de la technologie planaire en 1952 a offert plusieurs avantages tels que le faible coût, la légèreté et l'intégrité [2]. Depuis le début des années 1990 et dans le but de profiter de ces avantages, la communauté scientifique a mené plusieurs tentatives pour intégrer le guide d'onde conventionnel sous forme planaire.

Alors la technologie SIW (Substrate integrated Waveguide) vient de résoudre ce problème. Et depuis le début des années 2000, l'équipe du professeur Ke Wu au Centre de recherche Polygrames s'est vivement intéressée à cette technologie ainsi qu'aux composants basés sur celle-ci.

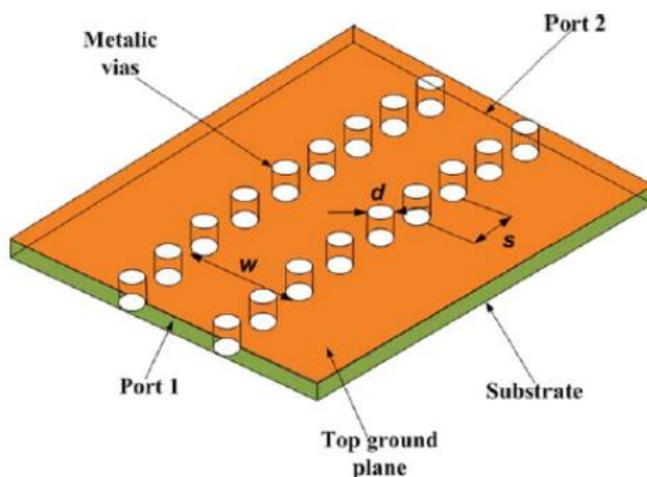
Cette technologie a suscité un grand intérêt de la part de nombreux chercheurs, ce qui a entraîné une croissance exponentielle du nombre d'études sur ce sujet (Figure I.1) [3].



**Figure I-1:** La tendance chronologique des publications liées aux SIW dans la communauté scientifique mondiale (données de Google Scholar) [3].

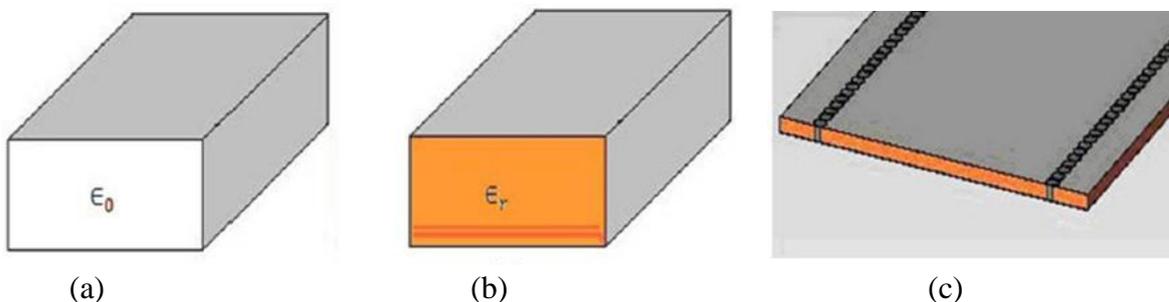
## I.2 C'est quoi SIW ?

Le SIW est une forme avancée de guide d'ondes classique qui peut être intégré à un substrat diélectrique planaire, comme le PCB. Cette structure SIW émergente peut être conçue avec un matériau diélectrique, deux plaques métalliques parallèles et deux séries des vias. Les plaques métalliques recouvrent le matériau diélectrique à la fois en haut et en bas, tandis que les vias métalliques sont disposés en série pour relier ces deux plaques métalliques de chaque côté du matériau diélectrique (Figure I.2) [4].



**Figure I-2:** La géométrie de la structure SIW rectangulaire.

La figure I.3 présente l'évolution de la technologie SIW, démontrant comment le guide d'onde rectangulaire traditionnel de la figure I.3.a a subi des modifications en introduisant un matériau diélectrique dans l'espace libre (figure I.3.b). Par la suite, cette structure a été encore modifiée en remplaçant les parois latérales par des poteaux métalliques, ce qui a donné naissance à un guide d'ondes intégré au substrat (SIW) (Figure I.3.c).



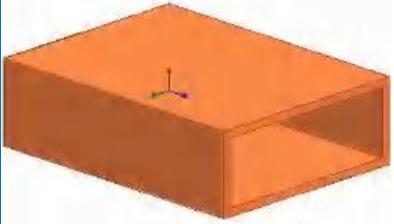
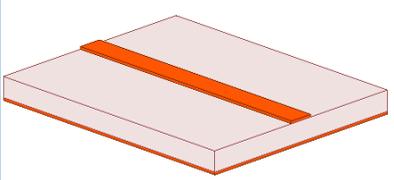
**Figure I-3:** Evolution de la structure SIW, (a) Guide d'ondes rectangulaire rempli d'air, (b) Guide d'ondes rectangulaire rempli de diélectrique. (c) Guide d'ondes intégré au substrat.

Cette technologie révolutionnaire peut être considérée comme une ligne de transmission planaire présentant les caractéristiques d'un guide d'onde. En effet, elle permet de construire un guide d'onde traditionnel sur une section de carte de circuit imprimé, en remplaçant les parois latérales métalliques par deux rangées de vias métallisés [5].

Le guide d'ondes intégré au substrat allie les avantages de la technologie micro ruban, tels que la compacité et la facilité d'intégration, tout en préservant certains des attributs du guide d'ondes traditionnel, comme la perte de rayonnement minimale, le facteur Q élevé et la capacité de puissance importante. L'avantage crucial de cette technologie est qu'elle permet de combiner différents dispositifs (à la fois actifs et passifs) sur un substrat unique [6].

Le tableau I.1 présente un résumé des avantages et des inconvénients des guides d'ondes métalliques, des lignes de transmission planaires et des guides d'ondes intégrés au substrat.

**Tableau I-1 :** Comparaison des propriétés entre les guides d'onde rectangulaires, la ligne transmission planaire, et le SIW [7].

<i>Guide d'onde métallique</i>	<i>Lignes de transmission planaires</i>	<i>Guide d'onde intégré au substrat</i>
		
<ul style="list-style-type: none"> <li><span style="color: green;">■</span> Faibles pertes d'insertion</li> <li><span style="color: green;">■</span> Forte tenue en puissance</li> <li><span style="color: green;">■</span> Facteur de qualité élevé</li> <li><span style="color: green;">■</span> Auto blindé</li> <li><span style="color: red;">■</span> Coût élevé</li> <li><span style="color: red;">■</span> Lourd</li> <li><span style="color: red;">■</span> Non intégré</li> <li><span style="color: red;">■</span> Complexe à fabriquer</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li><span style="color: green;">■</span> Haute densité d'intégration</li> <li><span style="color: green;">■</span> Faible coût</li> <li><span style="color: green;">■</span> Faible poids</li> <li><span style="color: red;">■</span> Facteur de qualité faible</li> <li><span style="color: red;">■</span> Pertes d'insertion élevées</li> <li><span style="color: red;">■</span> Le blindage est nécessaire</li> <li><span style="color: red;">■</span> Faible tenue en puissance</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li><span style="color: green;">■</span> Haute densité d'intégration</li> <li><span style="color: green;">■</span> Faible coût</li> <li><span style="color: green;">■</span> Auto blindé</li> <li><span style="color: green;">■</span> Faible poids</li> <li><span style="color: orange;">■</span> Pertes d'insertion moyennes</li> <li><span style="color: orange;">■</span> Tenue en puissance moyenne</li> <li><span style="color: orange;">■</span> Facteur de qualité moyen</li> </ul>

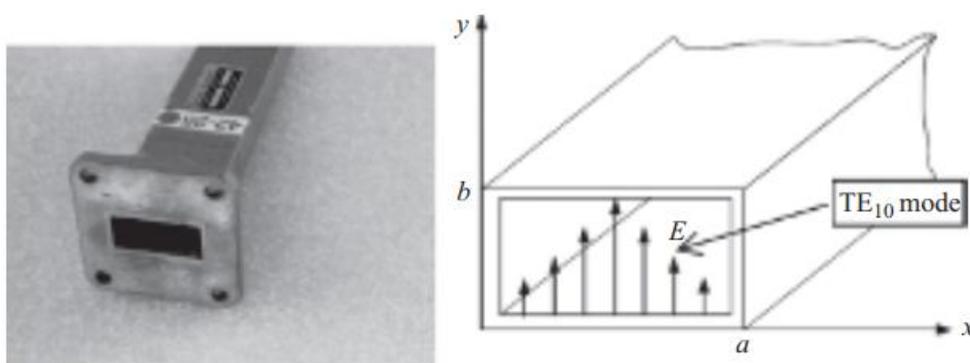
La structure du SIW peut être considérée comme un type de circuit intégré sur substrat (SIC en anglais : Substrate Integrated Circuit) qui est conçu à partir de circuits non planaires tels que

des lignes coaxiales et des guides d'ondes classiques, mais sous une forme planaire.

### I.3 Guide d'onde rectangulaire

Les guides d'ondes sont des dispositifs physiques qui permettent de guider et de confiner les ondes acoustiques ou électromagnétiques sur une distance déterminée dans un environnement spécifique.

Le guide d'ondes rectangulaire est l'un des composants micro-ondes les plus couramment utilisés, et la propagation des ondes à l'intérieur est gouvernée par les équations de Maxwell. La géométrie interne du guide permet de déterminer une fréquence de coupure, qui correspond à la fréquence minimale requise pour que l'onde puisse se propager [8].



**Figure I-4:** Guide d'onde rectangulaire [9].

#### I.3.1 Équations des composants du champ électromagnétique dans le guide d'ondes rectangulaire

Les équations de Maxwell qui régissent le champ électromagnétique dans le guide d'onde rectangulaire sont écrites comme suit [10] :

$$\text{Maxwell-Faraday} \quad \overline{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{\beta}}{\partial t} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Ampere-Maxwell} \quad \overline{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Maxwell-Gauss electric} \quad \overline{\text{div}} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (\text{I.3})$$

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

Pour déduire les équations de propagation des champs E et H, nous devons utiliser l'identité

vectorielle :

$$\overrightarrow{rot}(\overrightarrow{rot}) = \overrightarrow{grad}(\text{div}) - \text{laplacien}$$

$$\Delta^2 \vec{E} = -\omega^2 \epsilon \mu \vec{E} \quad (\text{I.5})$$

$$\Delta^2 \vec{H} = -\omega^2 \epsilon \mu \vec{H} \quad (\text{I.6})$$

Ainsi, la solution de ces deux équations nous permet d'obtenir les composantes des champs le long de la direction de propagation comme suit :

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (\text{I.7})$$

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

$$\gamma = \alpha + j\beta_g \quad (\text{I.9})$$

$$\beta_g = \sqrt{k^2 - \left[ \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{b} \right)^2 \right]} \quad (\text{I.10})$$

Le coefficient de propagation, l'atténuation et la constante de propagation longitudinale sont représentés respectivement par  $\gamma$ ,  $\alpha$  et  $\beta$ .

En substituant (I.7) et (I.8) dans les équations (I.5) et (I.6), on obtient :

$$\Delta_t^2 \vec{E} + (k^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (\text{I.11})$$

$$\Delta_t^2 \vec{H} + (k^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (\text{I.12})$$

$\Delta_t^2$  est le Laplacien transverse exprimé par :  $\Delta_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$

$$K^2 c = k^2 + \gamma^2 \quad (\text{I.13})$$

Les ondes électromagnétiques qui se propagent dans un guide d'onde métallique homogène peuvent être considérées comme la résultante de deux types d'ondes distinctes : les modes TE (Transverse Electrique) qui est caractérisé par  $E_z = 0$ ,  $H_z \neq 0$  et les modes TM (Transverse Magnétique) qui conditionne par  $H_z = 0$ ,  $E_z \neq 0$ . Chacun de ces modes peut être décrit sous la forme du mode TEM<sub>n</sub> ou TM<sub>m</sub>, où m et n représentent les numéros de mode respectifs [11].

Il est à noter que le mode TEM lorsque ( $E_z \neq 0$ ,  $H_z \neq 0$ ) n'existe pas dans un guide rectangulaire,

de fait que ses parois forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation

### I.3.1.1 Analyse du mode TE

L'équation d'onde des composants  $H_z$  est exprimée par I.14

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = -\omega^2 \varepsilon \mu H_z, \text{ avec } \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = 0 \quad (\text{I.14})$$

La solution de cette dernière est obtenue comme suite :

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{m\pi}{b} y\right) \exp[j(\omega t - \beta z)] \quad (\text{I.15})$$

Pour un guide d'onde plan, la relation de dispersion est donnée par  $k^2 = (n\pi/a)^2$  et pour un guide d'onde rectangulaire le terme  $b$  est inclus, ce qui induit d'avoir une relation de dispersion comme suite :

$$k^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 - \beta^2 \quad (\text{I.16})$$

En développant la première et la deuxième équation de Maxwell et en substituant l'équation I.15 dans les équations des composants transverses, en obtenant l'expression du champ électromagnétique :

$$E_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.17})$$

$$E_y(x, y) = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.18})$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.19})$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{I.20})$$

### I.3.1.2 Analyse du mode TM

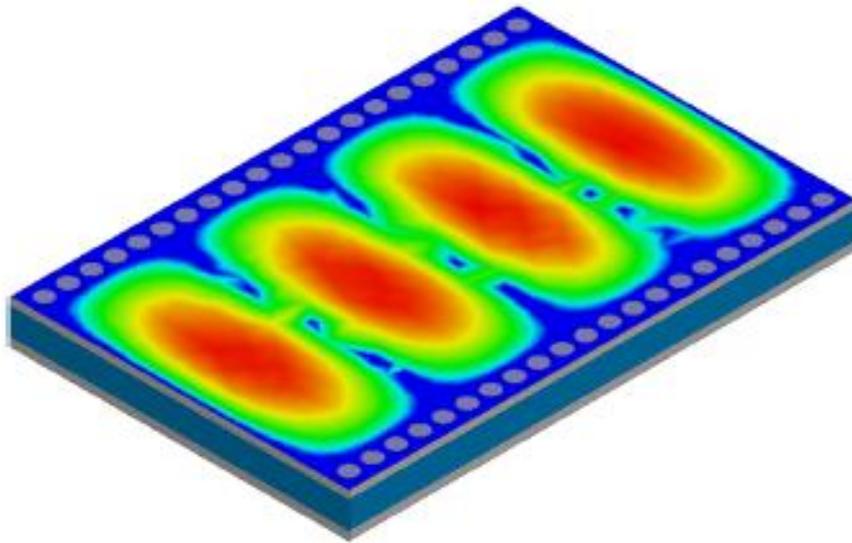
Le champ magnétique est purement transverse ( $H_z = 0$ ,  $E_z \neq 0$ ). En suivant la même approche, on trouve que l'expression  $E_z$  est devenue égal à zéro sur les parois de guide.

$$E_z(x, y) = E_0 \sin\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{m\pi}{b} y\right) \exp[j(\omega t - \beta z)] \quad (\text{I.21})$$

Le mode avec la fréquence la plus basse est le mode  $TM_{11}$ , qui a la même fréquence de coupure que le mode  $TE_{11}$ .

#### I.4 Guide d'onde intégré au substrat (SIW)

Les structures SIW ne supportent que le mode électrique transversal (TE) en raison de l'espacement entre les vias métalliques sur les parois latérales de la cavité [6]. Le mode TE du résonateur à cavité SIW est similaire à celui du guide d'ondes rectangulaire classique, comme illustré dans la figure I.5. Dans la majorité des scénarios, seuls les modes  $TE_{m0}$  qui sont pris en compte car l'épaisseur ( $h$ ) du substrat est négligeable par rapport à la largeur de SIW.



**Figure I-5:** Répartition des champs électriques du mode fondamental ( $TE_{10}$ ) du résonateur à cavité SIW [12].

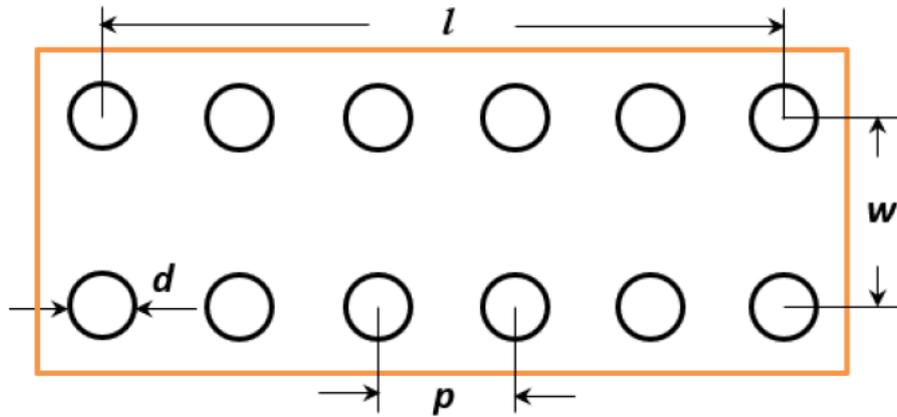
##### I.4.1 Directives de conception des structures SIW

Les caractéristiques de fuite et de guidage des ondes des structures SIW ont été discutées en détail dans [5] et [13], ce qui est essentiel pour garantir que ce type de structures fonctionne efficacement dans une bande de fréquence appropriée avec des pertes de fuite et une bande interdite négligeables lors de la conception.

Il est connu que les plaques métalliques supérieure et inférieure sont connectées par des vias métalliques traversant le substrat, ce qui peut entraîner des pertes de bande interdite pour ce guide d'onde.

Alors, si l'écart ( $p$ ) entre les deux vias adjacents est augmenté, la plupart de champs électromagnétique ne restera plus confinés à l'intérieur du résonateur à cavité SIW et se

propagera dans les vias, ce qui provoquera des pertes par fuite. Le même phénomène peut être observé si la taille des vias métalliques est réduite. Par conséquent, la structure SIW ne peut pas être considérée comme un guide d'ondes parfait.



**Figure I-6:** Paramètres de conception fondamentaux du guide d'onde intégré au substrat.

Afin de minimiser les pertes de fuite et les pertes par rayonnement, les règles de conception suivantes doivent être prises en compte [5] :

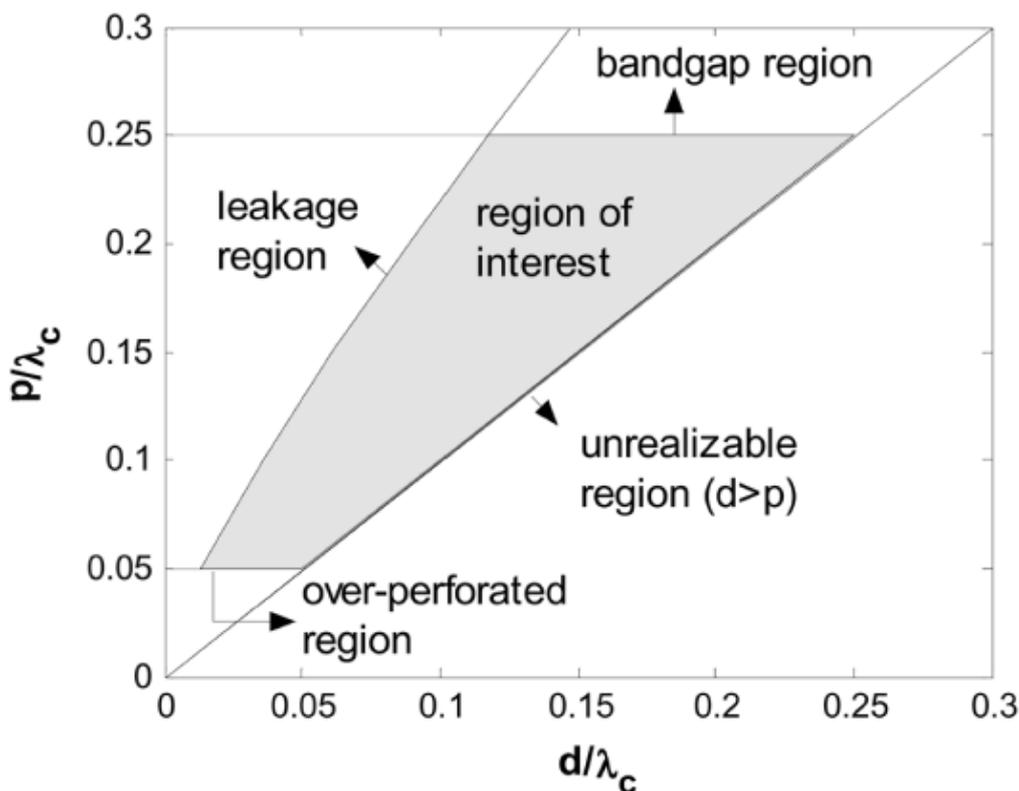
$$p > d \quad (\text{I.22})$$

$$p/\lambda_c < 0.25 \quad (\text{I.23})$$

$$l/k_0 < 1 \times 10^{-4} \quad (\text{I.24})$$

$$p/\lambda_c > 0.05 \quad (\text{I.25})$$

Où  $p$  est l'espace entre les vias adjacents,  $d$  est le diamètre du via,  $\lambda_c$  est la longueur d'onde de coupure,  $l$  est la perte totale et  $k_0$  est le nombre d'onde dans le vide. La condition dans l'équation (I.22) suggère que le diamètre ( $d$ ) du via doit être inférieur à l'espace entre les vias adjacents ( $p$ ), de sorte que la structure SIW est pratiquement concevable. L'équation (I.23) suggère que le rapport de l'écart entre les vias adjacents ( $p$ ) et la longueur d'onde de coupure ( $\lambda_c$ ) doit être inférieur à 0,25 pour éviter la bande interdite. La perte de fuite peut être évitée en suivant les règles suggérées dans l'équation (I.24). L'équation (I.25) est une condition souhaitée mais non essentielle qui indique qu'il est préférable de ne pas dépasser 20 vias par longueur d'onde. La figure I.7 montre la région d'intérêt du SIW en fonction de  $d/\lambda_c$  et  $p/\lambda_c$  [5].



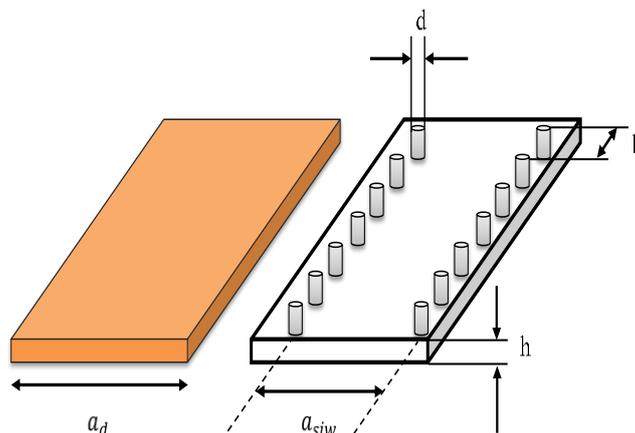
**Figure I-7:** Région d'intérêt pour les structures SIW en fonction de  $d/\lambda_c$  et  $p/\lambda_c$  [5].

#### I.4.2 Principe de fonctionnement du SIW :

Le guide d'ondes classique prend en charge les modes transverse-électrique (TE) et transverse-magnétique (TM), tandis que SIW ne prend en charge que le mode TE. L'onde en mode TM dans le SIW ne peut pas transmettre efficacement car elle ne peut pas former un courant stable sur les côtés des vias métalliques en raison des espaces entre les vias métalliques sur les parois latérales.

En termes de propagation, les structures de SIW se comportent comme un guide d'ondes rempli (DFW) [6] (Figure I.8). Les relations empiriques entre les dimensions des vias, les dimensions de la structure SIW et la largeur effective ( $w_{eff}$ ) du guide d'ondes équivalent sont développées dans [14].

Alors, les dimensions initiales d'une structure SIW peuvent être obtenues en utilisant les équations développées dans [14], sans qu'il soit nécessaire de procéder à des simulations rigoureuses.



**Figure I-8:** Guide d'onde rempli de diélectrique (DFW) avec la configuration SIW.

La largeur effective ( $w_{eff}$ ) d'un guide d'ondes est liée aux paramètres de la structure SIW par l'équation (I.26).

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.26)$$

Où ( $w_{eff}$ ) est la largeur effective du guide d'onde,  $w$  est la largeur du structure SIW,  $d = 2r$  est le diamètre des vias métallique, et  $p$  est l'espacement entre les vias adjacents (ici  $p$  est considéré comme suffisamment petit).

L'équation (I.26) a été affinée dans [13] en incluant le rapport  $d/w$ , car cette relation devient invalide pour une valeur plus grande de diamètre  $d$ .

$$w_{eff} = w - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{w} \quad (I.27)$$

La relation dans l'équation (I.27) est valable pour  $p/d < 3$  et  $d/w < 0,5$ . Un type de relation similaire est donné sous forme d'équation(I.28) [15].

$$w = \frac{2w_{eff}}{\pi} \cot^{-1} \left( \frac{\pi p}{4w_{eff}} \ln \frac{p}{2d} \right) \quad (I.28)$$

### I.4.3 Mécanisme de pertes

L'une des principales préoccupations des composants SIW est de minimiser les pertes globales, qui deviennent plus sévères aux fréquences de la gamme des ondes millimétriques. Ces pertes apparaissent en raison des conducteurs (pertes conductrices), des diélectriques (pertes diélectriques) et des écarts entre les vias adjacents (pertes de fuite) [16]-[17]. Les pertes dues aux conducteurs et au matériau diélectrique dans les composants SIW sont similaires aux pertes

correspondantes dans les guides d'ondes classiques. En utilisant les équations classiques du guide d'onde, les pertes du conducteur peuvent être réduites en augmentant l'épaisseur du substrat car la constante d'atténuation dans un guide d'onde est inversement proportionnelle à l'épaisseur du substrat. Les autres paramètres du composant SIW ont un impact presque nul sur les pertes du conducteur. Les pertes diélectriques peuvent être minimisées en sélectionnant un bon matériau diélectrique car aucun autre paramètre de SIW (taille et géométrie) ne peut affecter la perte diélectrique. Les pertes de fuite dues aux espaces entre les vias adjacents peuvent être minimisées en suivant les règles suggérées dans l'équation (I.22-I.25). Outre les pertes diélectriques, les pertes dans les conducteurs et les pertes de fuite, la rugosité de la surface des conducteurs peut générer des pertes dans le SIW. La considération de la rugosité de surface peut être sérieusement prise en compte à des fréquences plus élevées.

### **I.5 Les différentes transitions des lignes planaires aux guides SIW**

Étant donné que les composants SIW sont fréquemment intégrés avec d'autres composants de circuit au sein d'un système, il est crucial de considérer l'interconnexion entre ces dispositifs. L'intégration de la structure de guide d'ondes au substrat a rendu la transition entre les technologies de lignes de transmission planaires un élément clé de la conception des dispositifs à base de cette technologie. Plusieurs transitions pour applications large bandes entre les guides d'onde microruban ou coplanaire et les structures SIW ont été développées [4, 18], dans cette partie on va parler seulement de deux types de transitions : la transition microruban vers SIW et la transition coplanaire SIW.

#### **I.5.1 Transition microruban vers SIW**

Les transitions microruban vers SIW sont couramment réalisées à l'aide d'un simple cône (Taper en anglais) (Figure I.9), à condition que la ligne microruban et la structure SIW soient intégrés sur le même substrat [4]. Le segment effilé (Taper) relie une ligne microruban de  $50 \Omega$  au guide d'ondes intégré au substrat. La conicité est utilisée pour convertir le mode quasi-TEM de la technologie microruban en mode TE<sub>10</sub> du guide d'ondes intégré au substrat [19]. À cet effet, des équations de conception ont été proposées pour faciliter la mise en œuvre rapide des transitions microruban vers SIW [20].

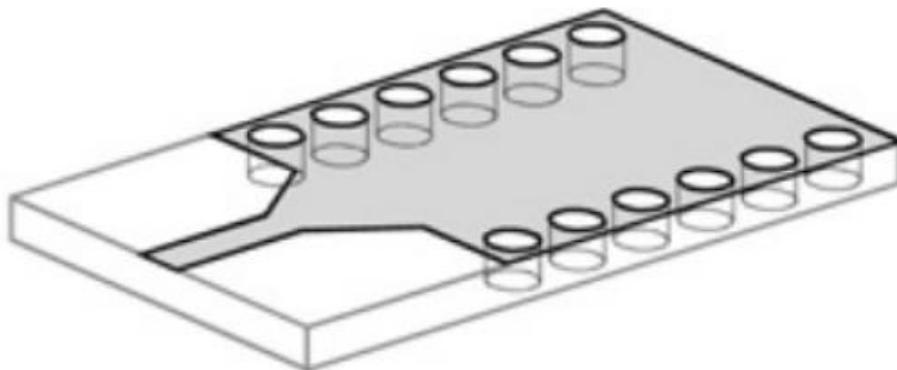


Figure I-9: Transition de la ligne micro ruban avec SIW [4].

### I.5.1.1 Amélioration de la bande passante

Dans l'article [21], une tentative est faite pour améliorer significativement la perte de retour (return loss). Pour ce faire, deux vias ont été ajoutés, dont le diamètre est identique à celui des vias SIW. Ils sont positionnés de manière symétrique sur les côtés gauche et droit du cône (Figure I.10).

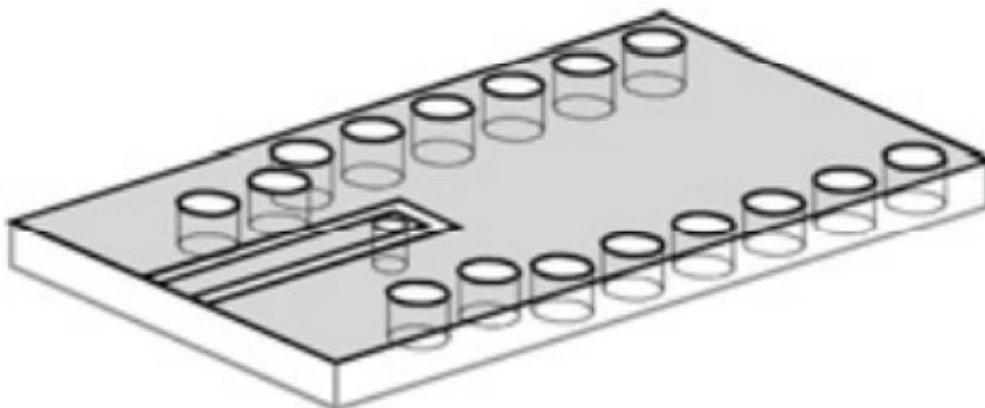
L'emplacement de ces vias est déterminé par des équations détaillées dans le troisième chapitre. L'effet de réactance de la section conique est compensé par les vias nouvellement introduits dans le plan de jonction, ce qui entraîne une réactance globale inférieure à celle de la transition régulière sur toute la bande passante [22].



Figure I-10: La transition conique-via proposée dans [21].

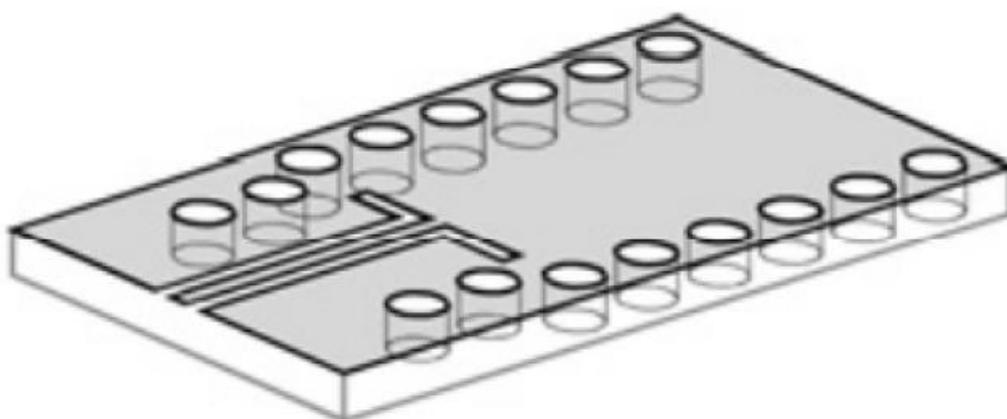
### I.5.2 Transition coplanaire vers SIW

Pour les transitions coplanaires vers SIW, deux solutions ont été proposées. La première solution implique l'utilisation d'une sonde de courant (Figure I.11) : le champ magnétique généré par le courant circulant dans la sonde correspond au champ magnétique à l'intérieur de la structure SIW [18].



**Figure I-11:** Transition CPW- SIW basée sur la sonde de courant [18].

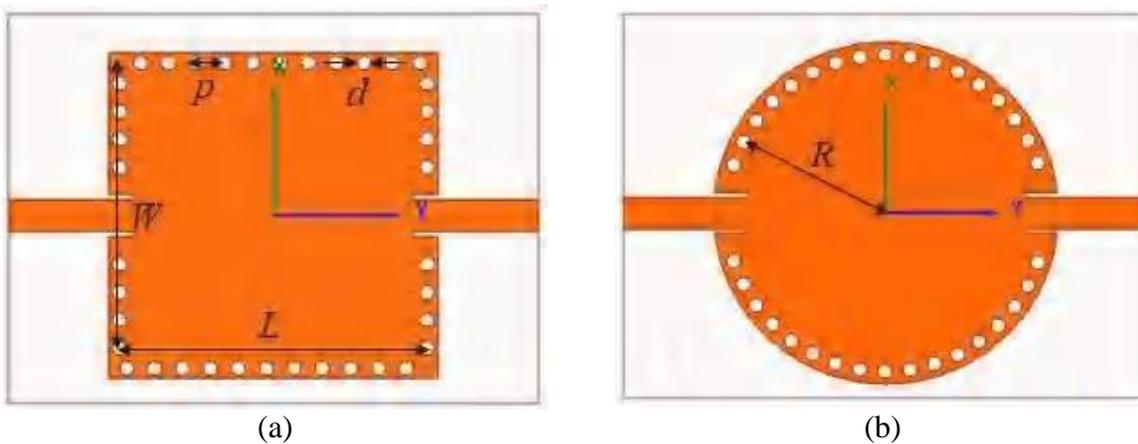
Une autre configuration possible a été suggérée dans [23], qui utilise un guide d'onde coplanaire avec un coude à  $90^\circ$  sur chaque fente à l'intérieur de la structure SIW (Figure I.12). Il est important de souligner que l'utilisation de guides d'ondes coplanaires peut être avantageuse dans les cas où des substrats épais sont nécessaires pour réduire les pertes des conducteurs, ce qui empêche l'utilisation de lignes microrubans.



**Figure I-12:** Transition CPW-SIW basée sur une courbure de  $90^\circ$ .

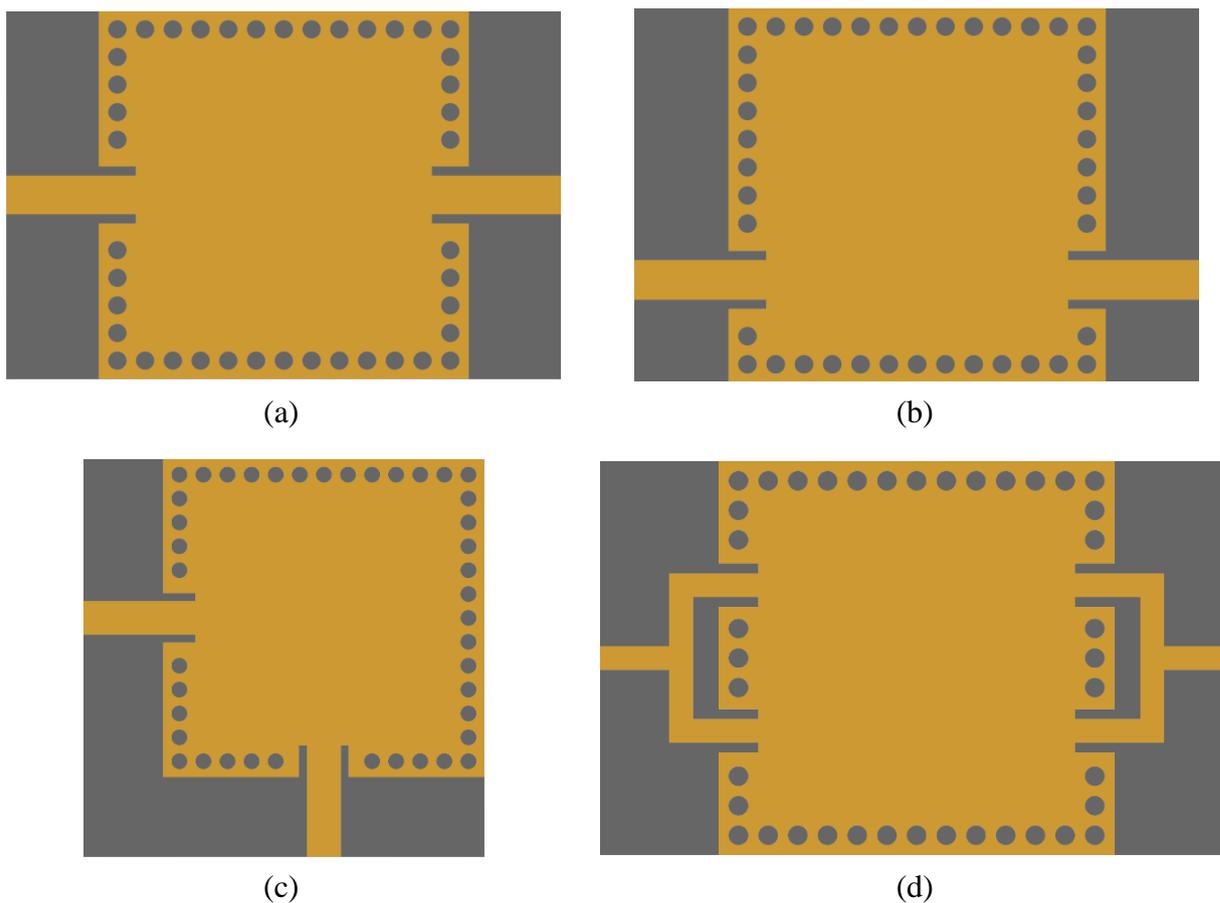
### I.6 Les cavités résonnantes SIW

La technologie SIW offre une grande flexibilité pour la construction de cavités avec différentes formes. La présentation initiale de la conception d'une cavité résonante SIW a été faite dans [24], puis elle a été optimisée dans [25]. Parmi les formes couramment utilisées dans la conception de composants SIW, on trouve des formes, circulaires, rectangulaires (Figure I.13), hexagonale, triangulaires, ...



**Figure I-13:** Cavités SIW de forme : (a) rectangulaire, (b) circulaire.

Pour obtenir les caractéristiques de résonance souhaitées, plusieurs types de couplages ont été proposés dans la littérature [26][27]. La Figure I.14 présente différentes topologies d'excitations utilisées à cet effet.



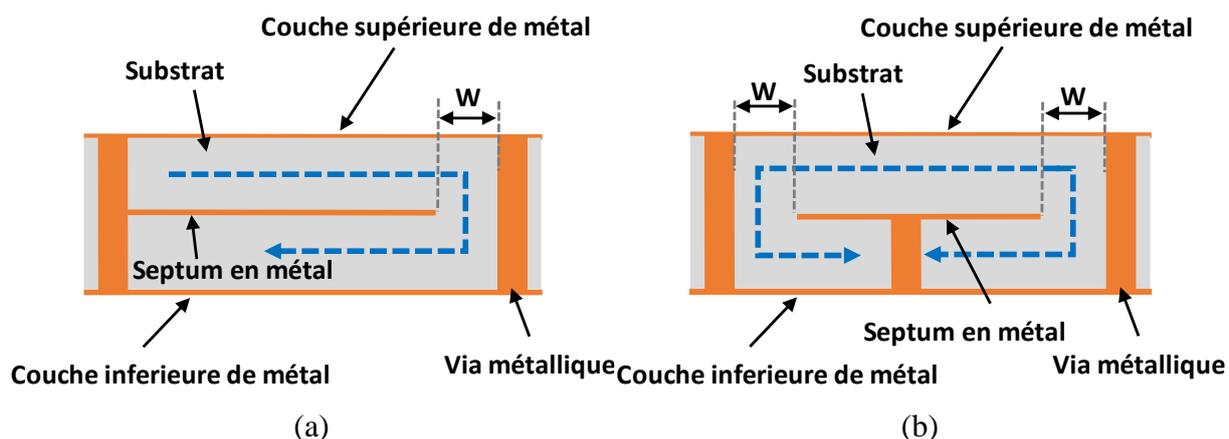
**Figure I-14:** Les différents couplages des cavités SIW : Couplage central (a), Couplage décentré (b), Couplage en quadrature (c) et Couplage doublé (d).

### I.7 Techniques récentes de miniaturisation des SIW

Au cours des récentes années, des chercheurs ont utilisé diverses techniques pour diminuer la taille des structures SIW. En général, ces techniques peuvent être classées selon les catégories suivantes :

#### I.7.1 SIW PLIÉ

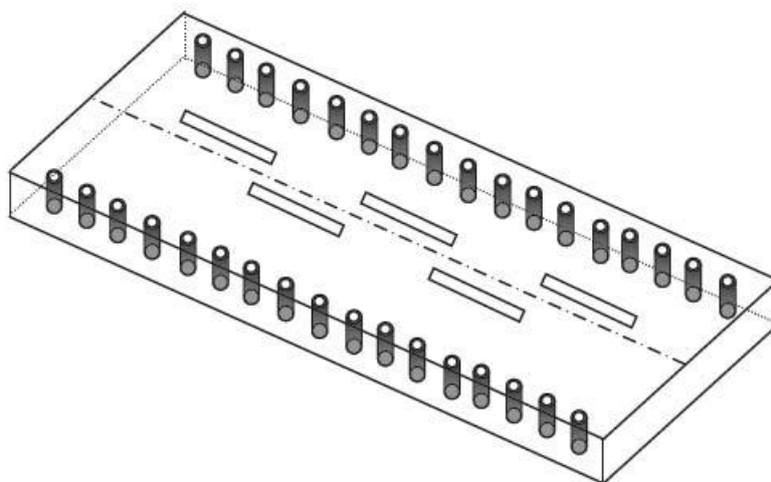
Le SIFW [28] [29], acronyme pour Substrate Integrated Folded Waveguide, est un guide d'onde plié intégré au substrat qui utilise une structure SIW standard pliée autour d'un septum métallique, ce qui lui donne une forme en C (Figure I.15). Bien que cette topologie permette de réduire la taille du dispositif par un facteur de deux, elle nécessite une technologie double couche pour être mise en œuvre. Les performances en termes de pertes et de caractéristiques de dispersion de ce modèle ne sont pratiquement pas affectées par le repliement. En particulier, le blindage électromagnétique est entièrement conservé.



**Figure I-15:** Coupe transversale des SIW pliés de type C (a) et T (b) [30]-[31].

#### I.7.2 Guide d'ondes intégré au substrat avec fente (Slotted SIW : SSIW)

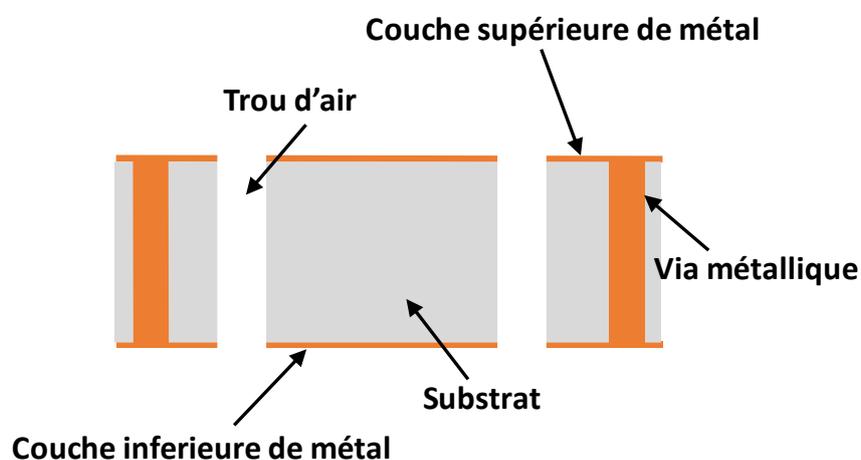
Le "SIW" avec fente (ouverture longitudinale) [32] possède une petite ouverture le long d'une de ses surfaces métalliques, qui permet d'activer le mode de propagation fondamental en demi-mode. Cette particularité permet également d'incorporer aisément des éléments locaux ou des composants actifs et de charger le guide d'ondes avec des impédances.



**Figure I-16:** Guide d'ondes intégré au substrat avec fente [33].

### I.7.3 Le guide d'ondes à dalle intégré au substrat (substrate integrated slab waveguide: SISW)

Le guide d'ondes intégré au substrat avec dalle (SISW) [34] a été conçu pour augmenter la bande passante monomode du SIW. Cette structure se compose d'un SIW avec des perforations dans le substrat diélectrique, situées sur les parties latérales du guide (Figure I.17).



**Figure I-17:** Le guide d'ondes à dalle intégré au substrat.

Les perforations présentent localement sur le guide d'ondes SIW altèrent la permittivité diélectrique effective, qui est réduite dans les parties latérales. Par conséquent, le mode fondamental (quasi-TE<sub>10</sub>) n'est pas affecté, car son champ électrique est principalement concentré au milieu du SIW. En revanche, le champ électrique du second mode (quasi-TE<sub>20</sub>),

qui se concentre davantage dans les parties latérales, subit une permittivité plus faible, entraînant une augmentation de sa fréquence de coupure. Cette modification engendre une plus grande différence entre les fréquences de coupure du premier et du deuxième mode SIW, offrant ainsi une bande passante monomode plus large.

#### I.7.4 Le guide d'ondes à crête intégré au substrat (substrate integrated ridge waveguide) :

Le guide d'ondes à crête intégré au substrat [35], [36] est une structure à double couche qui permet d'ajouter une crête à la paroi large du SIW. Pour cela, une rangée de vias métalliques à hauteur partielle est connectée en bas par une bande métallique (Figure I.18). L'objectif de la bande métallique est d'éviter qu'une bande interdite apparaisse dans la bande passante monomode de la structure, ce qui aurait un impact négatif sur ses performances [36].

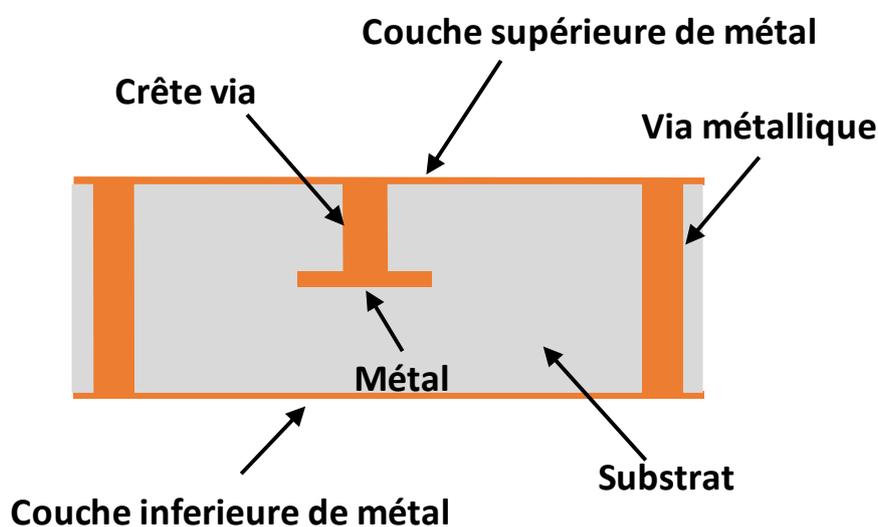


Figure I-18: Le guide d'ondes à crête intégré au substrat.

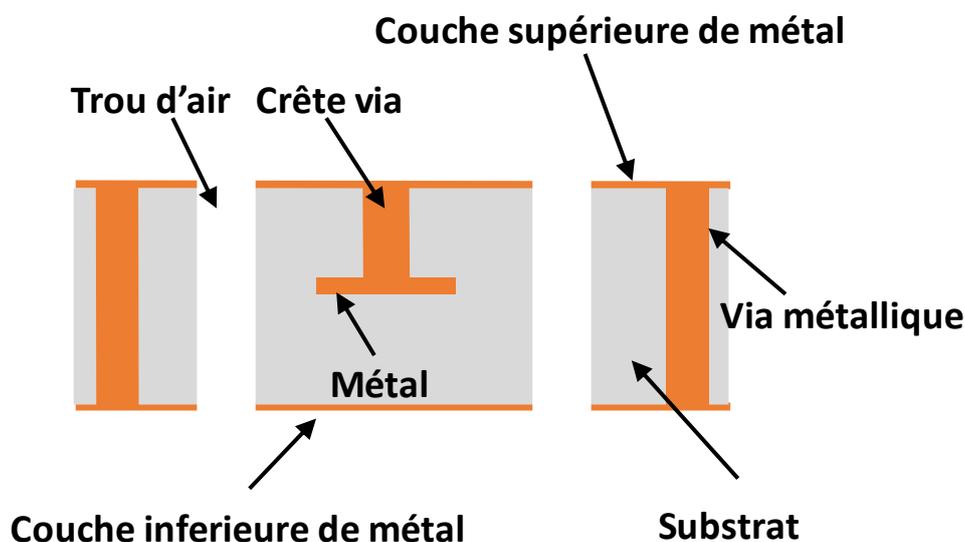
La présence de la crête augmente la capacité par unité de longueur, ce qui entraîne une diminution de la fréquence de coupure du mode fondamental (quasi-TE<sub>10</sub>). En revanche, le deuxième mode (quasi-TE<sub>20</sub>), dont le champ électrique est principalement concentré en dehors de la zone où se trouve la crête, est pratiquement peu affecté par celle-ci. La diminution de la fréquence de coupure du mode fondamental sans altérer celle du second mode permet d'obtenir une bande passante monomode plus large.

#### I.7.5 La combinaison de guide d'ondes à dalle intégré au substrat avec le guide d'ondes à

**crête intégré au substrat :**

La combinaison du guide d'ondes à dalle intégré au substrat (SISW) et du guide d'ondes à crête intégré au substrat (SIRW) [36] permet d'obtenir une augmentation supplémentaire de la bande passante monomode (Figure I.19). En effet, la présence de la crête diminue la fréquence de coupure du mode fondamental par rapport à un SIW classique, tandis que les perforations d'air dans les parties latérales de la structure augmentent la fréquence de coupure du second mode.

Un effet similaire peut être obtenu en adoptant deux substrats diélectriques différents, l'un sous la crête avec une permittivité diélectrique élevée et l'autre avec une faible permittivité [37].

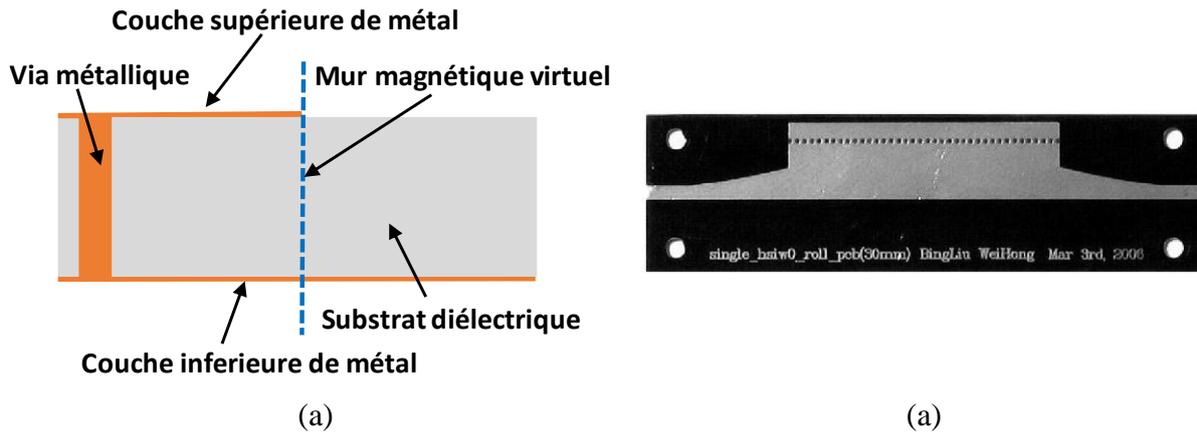


**Figure I-19:** Le guide d'ondes à dalle combiné avec crête intégrées au substrat.

## I.7.6 Les guides d'ondes en mode partiel

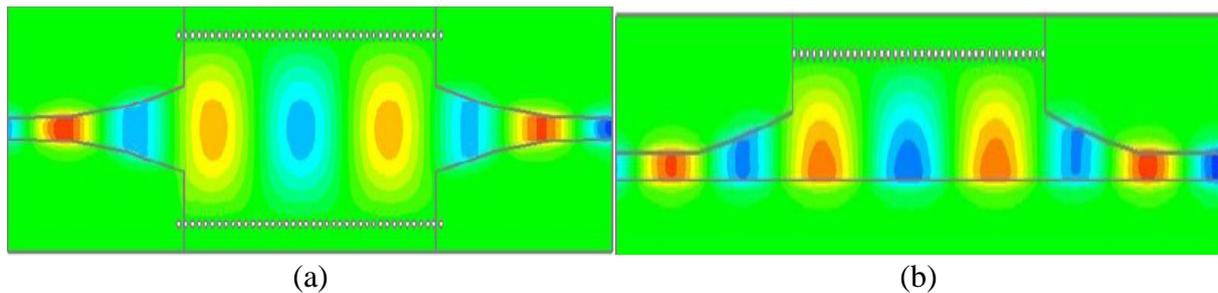
### I.7.6.1 Guide d'onde intégré au substrat demi-monde (HMSIW)

En 2006, Wei et ses collaborateurs ont proposé une nouvelle structure de guide d'ondes intégré au substrat en demi-mode (HMSIW) [38] (Figure I.20). Cette structure a d'abord été appliquée dans les domaines millimétriques et micro-onde avant de s'étendre à d'autres domaines.



**Figure I-20:** La structure du HMSIW (a) et la photographie d'un prototype HMSIW (b).

Pour le mode dominant, il est connu que le plan symétrique le long de la direction de transmission est équivalent à un mur magnétique. Par conséquent, si le plan de coupe est un mur magnétique, alors la distribution de demi-champ sera conservée sur la moitié du SIW (Figure I.21).

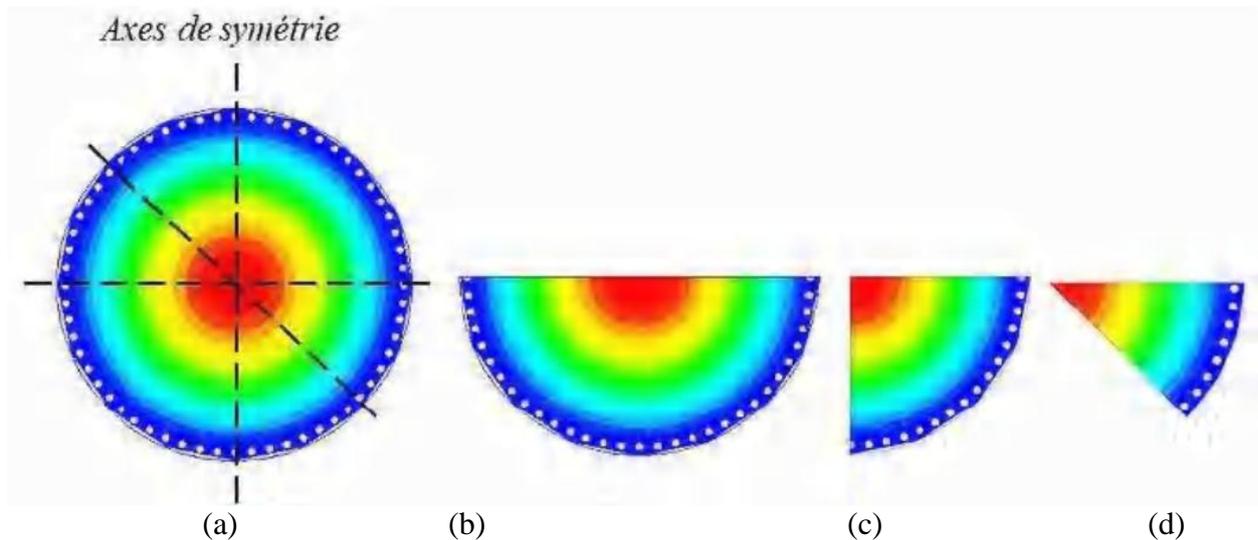


**Figure I-21:** Distribution de champ dominant dans les structures SIW (a) et HMSIW (b)[38].

### I.7.6.2 Cavité SIW à Mode partiel

En se basant sur la même approche de la symétrie magnétique verticale, cette technique de miniaturisation a été améliorée pour permettre une réduction de taille supérieure à 50%, en utilisant des modes partiels de quart, d'un huitième, d'un seizième, etc [12].

Ces techniques sont généralement appliquées sur les cavités SIW circulaires et rectangulaire [7] (Figure I.22).



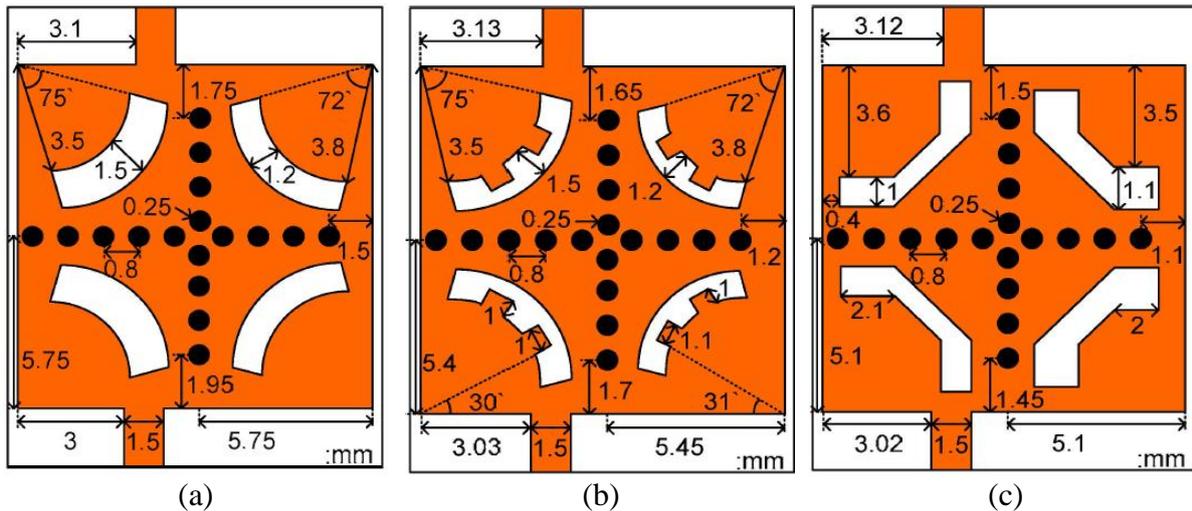
**Figure I-22:** Distribution du champ électrique pour le mode fondamental à l'intérieur d'une cavité SIW circulaire : complète (a), demi-mode (b), quart-mode (c), et huitième- mode (d)[7]

### I.7.7 Les métamatériaux, EBG et DGS

Les métamatériaux comprennent essentiellement une structure composite périodique [39]. Ce concept est utile pour obtenir de nouvelles réponses physiquement réalisables, généralement basées sur des CSRR ou sous forme de CRLH. Cette dernière a également été combinée avec la technologie SIW pour être utilisée comme technique de miniaturisation dans plusieurs travaux de recherche [12].

Comme cette thèse porte sur les structures hybrides SIW-DGS, nous allons présenter quelques exemples de filtres réalisés en combinant ces deux techniques.

En 2015, Huang et al [40] ont proposé plusieurs structures QSIW-DGS. Initialement, les structures QSIW permettent une réduction de taille d'environ 75 %. En utilisant des DGS, une réduction de taille supplémentaire de plus de 40 % a été obtenue par rapport à la structure QSIW classique (Figure I.23).



**Figure I-23:** Configurations et dimensions du filtre QMSIW-DGS de type I (a), du filtre QMSIW-DGS de type II (b) et du filtre QMSIW-DGS de type III (c).[40]

### I.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a vu l'historique de la technologie SIW, directives de conception des structures basées sur cette technologie ainsi que leur principe de fonctionnement. Vers la fin de cette partie, on a présenté les différentes techniques de miniaturisations prouvées par cette technologie comme : SIFW, SSIW, SISW, SIRW, HMSIW, QMSIW, ainsi que la combinaison avec les métamatériaux, avec les structures EBG et finalement avec la technologie DGS, dont le prochain chapitre est consacré pour cette dernière.

### Références Bibliographiques

- [1] Edward F. Kuester, "Theory of waveguides and transmission lines," *CRC Press; 1<sup>st</sup> edition* September 20, 2020.
- [2] Awatef DJOUIMAA, "Contribution à l'étude des structures planaires à plusieurs niveaux de métallisation et à substrats multicouches homogènes et inhomogènes par une formulation en ondes transverses," *Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Électronique*, l'université de Batna, Octobre 2017.
- [3] K. Wu, M. Bozzi and N. J. G. Fonseca, "Substrate Integrated Transmission Lines: Review and Applications," *IEEE Journal of Microwaves*, Vol. 1, No. 1, pp. 345-363, Jan. 2021
- [4] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave Wireless Comp. onLett*, Vol. 11, pp. 68-70, 2001.
- [5] 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, No. 6, pp. 2516-2526, 2006
- [6] Bozzi, M., A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 5, No. 8, 909-920, Jun. 2011.
- [7] Halima AMMARI, "Contribution à la conception de structures et dispositifs passifs en guide d'onde intégré au substrat," *Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Télécommunications*, l'université de Constantine, Octobre 2021.
- [8] Nabil Cherif, "Contribution à la Réalisation des Composants Hyperfréquences en Technologie SIW Miniature DGS Hybride pour les Systèmes de Télécommunications," *Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Télécommunications*, l'université de Mascara, Juin 2022.
- [9] Yi Huang and Kevin Boyle, "Antenna from Theory to Practice," *Wiley-Blackwell*, August 29, 2008.
- [10] B. Amana et J.L. Lemaire, "Propagation d'Ondes EM dans un guide à section rectangulaire," *Licence de Physique - Univ. de Cergy-Pontoise*.
- [11] J. Hirokawa and M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46,

No. 5, pp. 625–630, May 1998.

[12] A. Iqbal, J. J. Tiang, S. K. Wong, M. Alibakhshikenari, F. Falcone and E. Limiti, “Miniaturization Trends in Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filters: A Review,” *IEEE Access*, Vol. 8, pp. 223287-223305, 2020.

[13] F. Xu and K. Wu, “Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide,” *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 53, No. 1, pp. 66-73, 2005.

[14] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, “Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide,” *IEEE Microwave and Wireless components letters*, Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, 2002.

[15] W. Che, K. Deng, D. Wang, and Y. Chow, “Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide,” *IET microwaves, antennas & propagation*, Vol. 2, No. 1, pp. 35-41, 2008.

[16] M. Bozzi, L. Perregrini, and K. Wu, “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, 2008.

[17] M. Bozzi, M. Pasian, L. Perregrini, and K. Wu, “On the losses in substrate integrated waveguides and cavities,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 1, No. 5, pp. 395-401, 2009.

[18] D. Deslandes and Ke Wu, “Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 53, No. 8, pp. 2487-2494, 2005.

[19] Nwajana, Augustine O., and Emenike Raymond Obi. “A Review on SIW and Its Applications to Microwave Components,” *Electronics*, Vol.11, No. 7, 1160,2022.

[20] D. Deslandes, “Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions,” *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 704-707 Anaheim, CA, USA, 2010.

[21] Z. Kordiboroujeni and J. Bornemann, “New Wideband Transition from Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide,” in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,

Vol. 62, No. 12, pp. 2983-2989, Dec. 2014.

[22] B. Krishnan and S. Raghavan, "A Review on Substrate Integrated Waveguide Transitions," *2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW)*, pp.424-428, Tiruchirappalli, India, 2019.

[23] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.2, pp. 619-622 Phoenix, AZ, USA, 2001.

[24] M. I. Hill, R. W. Ziolkowski, J. Papapolymerou, "A High-Q Reconfigurable Planar EBG Cavity Resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 11, No. 6, Dec. 2001.

[25] Y. Cassivi, L. Perregrini, K. Wu and G. Conciauro, "Low-Cost and High-Q Millimeter-Wave Resonator Using Substrate Integrated Waveguide Technique," *2002 32nd European Microwave Conference*, pp. 1-4, Milan, Italy, 2002.

[26] D. M. Pozar, "Microwave Engineering, 4th ed. ," New York, NY, USA: *Wiley*, Nov. 2012.

[27] X.-P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide filters: Design techniques and structure innovations," *IEEE Microw. Mag.*, Vol. 15, No. 6, pp. 121–133, Sep./Oct. 2014.

[28] N. Grigoropoulos, B. S. Izquierdo, and P. R. Young, "Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 15, pp. 829–831, Dec. 2005.

[29] W. Che, L. Geng, K. Deng, and Y. L. Chow, "Analysis and experiments of compact folded substrate-integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw.TheoryTechn.*, Vol. 56, No. 1, pp. 88–93, Jan. 2008.

[30] L. Wu, "Substrate integrated waveguide antenna applications," *Ph.D. dissertation*, University of Kent 2015.

[31] Y. Ding and K. Wu, "Miniaturized hybrid ring circuits using T-type folded substrate integrated waveguide (tfsiw)," in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. IEEE*, 2009, pp. 705–708.

[32] A. J. Farrall, "Rotated Half-Mode Substrate Integrated Waveguide and Other Planar Integrated Structures", *Phd Thesis, Univ. of Kent*,2015.

- [33] L.-N. Chen, Y.-C. Jiao, Z. Zhang, “Miniaturized substrate integrated waveguide dual-mode filters loaded by a series of cross-slot structures,” *Progress in Electromagnetic Research C*, Vol. 29, 29-39, 2012
- [34] M. Bozzi et al., “Efficient analysis and experimental verification of substrate integrated slab waveguides for wideband microwave applications,” *Int. J. RF Microw. Comput. -Aided Eng.*, Vol. 15, pp. 296–306, May 2005.
- [35] W. Che, C. Li, D. Zhang, and Y. L. Chow, “Investigations on propagation and the band broadening effect of ridged rectangular waveguide integrated in a multilayer dielectric substrate,” *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 4, pp. 674–684, Jun. 2010.
- [36] M. Bozzi, S. A. Winkler, and K. Wu, “Broadband and compact ridge substrate-integrated waveguides,” *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 4, pp. 1965–1973, Nov. 2010.
- [37] S. Moscato, R. Moro, M. Pasian, M. Bozzi, and L. Perregrini, “Two-material ridge substrate integrated waveguide for ultra-wide band applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 63, No. 10, pp. 3175–3182, Oct. 2015.
- [38] W. Hong, B. Liu, Y. Q. Wang et al., “Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application,” *14th Int. Conf. on Terahertz Electronics*, Shanghai, 2006
- [39] Ali Karami, “Metamaterial Inspired Structure and application in millimeter wave and Terahertz planar circuits,” *Phd thesis*, University of Adelaide Australia, 2014
- [40] Yong Mao Huang, Chang Jiang, G Wang, “Size-Reduced Bandpass Filters using Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide Loaded with Different Defected Ground Structure Patterns,” *2015 IEEE International Microwave Symposium*. Phoenix, AZ

## **Chapitre 2**

### ***II. Structures au plan de masse défectueux (DGS)***

## II.1 Introduction

La tendance à améliorer les performances des composants et circuits opérant dans les radiofréquences et le domaine des microondes a conduit à l'émergence de diverses techniques, telles que: céramiques co-cuites à basse température (LTCC), ferrites co-cuites à basse température (LTCF), structures à bande interdite photonique (PBG) ou à bande interdite électromagnétique(EBG), ouverture du plan de masse(GPA), structures au plan de masse défectueux (DGS), structures micro ruban défectueuses(DMS), guide d'onde intégré au substrat (SIW), les méta matériaux et les résonateurs à anneau fendu complémentaire (CSRR).

D'autre part, le concept de DGS est inspiré des structures EBG/PBG.

Les structures PBG sont des structures périodiques dans lesquelles la propagation d'énergie est interdite dans certaines bandes. Les structures EBG sont généralement considérées comme des PBG [1].

Malgré l'application massive connue par les structures PBG/EBG [1], cette technologie reste confrontée à deux problèmes :

1. Difficultés de modélisation liées à la nécessité de bien choisir de nombreux paramètres tels que : la forme, la période, la taille et l'emplacement du treillis.
2. Les rayonnements générés par les défauts gravés de manière périodique [2].

Les inconvénients rencontrés par les structures PBG/EBG ont permis à la technologie DGS d'évoluer.

## II.2 Les PBG/EBG, les métamatériaux et la technologie DGS

La DGS est une technique simple mais efficace dérivée de la PBG, qui consiste à modifier intentionnellement le plan de masse métallique afin d'améliorer les performances. Cette technologie est largement utilisée dans la conception de composants microondes et millimétriques, principalement dans la fabrication de filtres, en raison des propriétés de résonance inhérentes des cellules DGS utilisées. Le concept récent des métamatériaux a également attiré l'attention des chercheurs dans ce domaine en raison des propriétés inhabituelles qu'ils offrent [3]. Les métamatériaux ont une permittivité et une perméabilité négatives, ce qui leur a valu le nom de "matériaux à main gauche" (Left-HandedMaterials - LHM) [4].

Les métamatériaux peuvent également être décrits comme des structures EBG/PBG ou DGS

lorsque la longueur de la période utilisée est beaucoup plus petite que la longueur d'onde électromagnétique traversant la structure [5]. Pour les métamatériaux, la taille de la structure doit être inférieure à un quart de la longueur d'onde, tandis que dans les DGS ou EBG/PBG, ce n'est pas nécessaire [5].

D'une part, il y a eu de sérieux efforts pour réaliser des structures passe-bande et stop-bande tout en respectant la double négativité de la permittivité et de la perméabilité [6]. D'autre part, des difficultés ont été rencontrées pour généraliser cette technologie pour la conception et la fabrication de structures microondes et millimétriques.

La DGS se distingue par sa simplicité, aussi bien dans la conception que dans la fabrication, ce qui a permis de surmonter les difficultés rencontrées avec la technologie précédente. Elle consiste à graver des formes simples dans le plan de masse de la structure, ce qui permet de contrôler l'excitation et la propagation des ondes électromagnétiques à travers la couche de substrat. La forme des défauts peut être simple ou compliquée, en fonction de l'application et des performances désirées [1].

### II.2.1 Comparaison de la technologie DGS avec les PBG/EBG

La DGS est une structure gravée en forme de treillis (fente) située sur le plan de masse d'une ligne micro-ruban, qui s'inspire de l'étude du PBG pour modifier les propriétés des ondes guidées. La DGS est composée d'un ou plusieurs éléments PBG gravés dans le plan de masse.

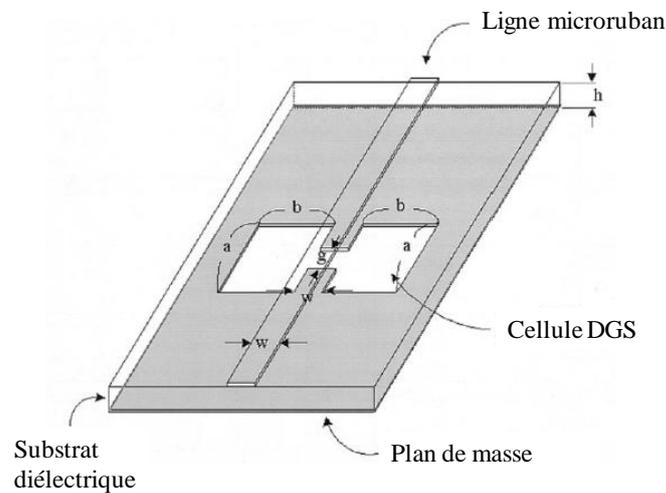
La géométrie et la modélisation en circuit équivalent des structures DGS sont plus simples que celles des structures PBG/EBG. Le tableau II.1 montre les différences fondamentales entre ces deux types de structures.

**Tableau II-1:** Différence entre EBG / PBG et DGS [1].

	<i>PBG/EPB</i>	<i>DGS</i>
<i>Géométrie</i>	Structures périodique gravée	Une ou quelque structures gravées
<i>Propriétés des circuits micro-ondes</i>	Similaire	Similaire
<i>Extraction des circuits équivalents</i>	Très difficile	Simple

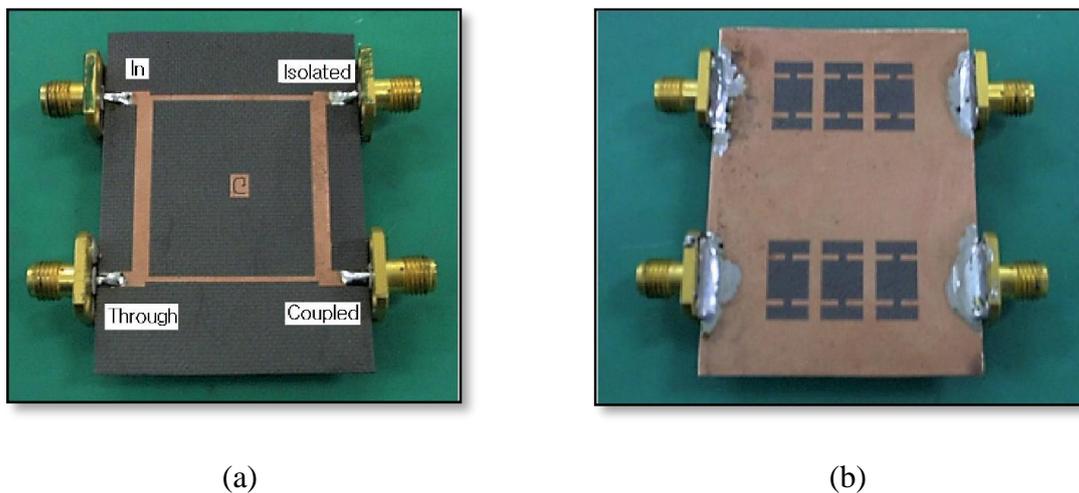
### II.3 Structures de type DGS

En 1999, une version initiale modifiée de la structure DGS a été introduite [7] et classée comme une cellule à bande interdite photonique. Par la suite, en 2000, les structures DGS ont été présentées pour la première fois [8].



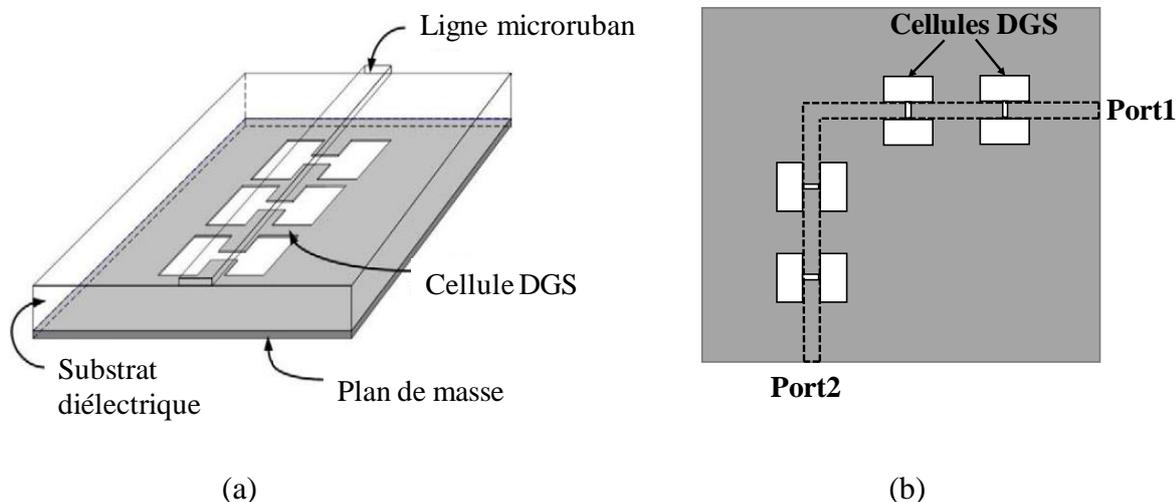
**Figure II-1:** Structure de type DGS [8].

Vers la fin de cette même année, les DGS ont été mises en œuvre dans des applications hyperfréquences, avec leur première application présentée dans un coupleur de ligne de branchement 10 dB [9] (Figure II.2). En 2001, les DGS ont été employées pour améliorer l'efficacité des amplificateurs [10].



**Figure II-2:** Photographie de la (a) face supérieure et (b) face inférieure du 1er coupleur à base de la technologie DGS [9].

La forme de la fente DGS peut être modifiée pour passer d'un simple trou à une forme plus complexe [1], et les structures DGS peuvent être de forme unidimensionnelle [8] ou bidimensionnelle [11] (Figure II.3).



**Figure II-3:** Structure de type DGS unidimensionnelle (a) et bidimensionnelle (b).

### II.3.1 Classification des configurations DGS

L'excitation et la propagation des ondes électromagnétiques à travers la couche du substrat sont contrôlées par la forme et les dimensions de la gravure, ce qui détermine la répartition du courant dans le plan de masse. [12]

Les structures DGS sont divisées en deux catégories selon la classification mentionnée dans la figure II.4.

La première proposition de cellule DGS était sous forme d'haltère carrée [8] (Figure II.1). Ensuite, plusieurs formes d'haltères avec différentes têtes ont été proposées, notamment des têtes circulaires, carrées, en forme de flèche, et bien d'autres

Pour plus de détails, la figure II.5 récapitule les géométries DGS qui ont été rapportées jusqu'à présent et incluent des formes simples telles qu'un haltère (à savoir la tête : circulaire [7], rectangulaire [13]...), une spirale [14], en forme de H [15], une forme en U [16], une forme en V [16], en forme de croix [17], etc. Des structures DGS plus élaborées, comme les résonateurs en anneau fendu [18], ont été proposées, et finalement, les fractales [19] ont également été explorées, comme nous le détaillerons ultérieurement.

Ces structures sont utilisées pour mettre en œuvre des filtres spécifiques, avec pour objectif de

supprimer les ondes de surface indésirables et de contrôler les harmoniques dans les antennes micro ruban et dans divers circuits micro-ondes compacts. Différentes géométries ont été explorées dans le but d'améliorer les performances en termes de caractéristiques de bande coupée et de bande passante, de compacité et de confort de fabrication [20].

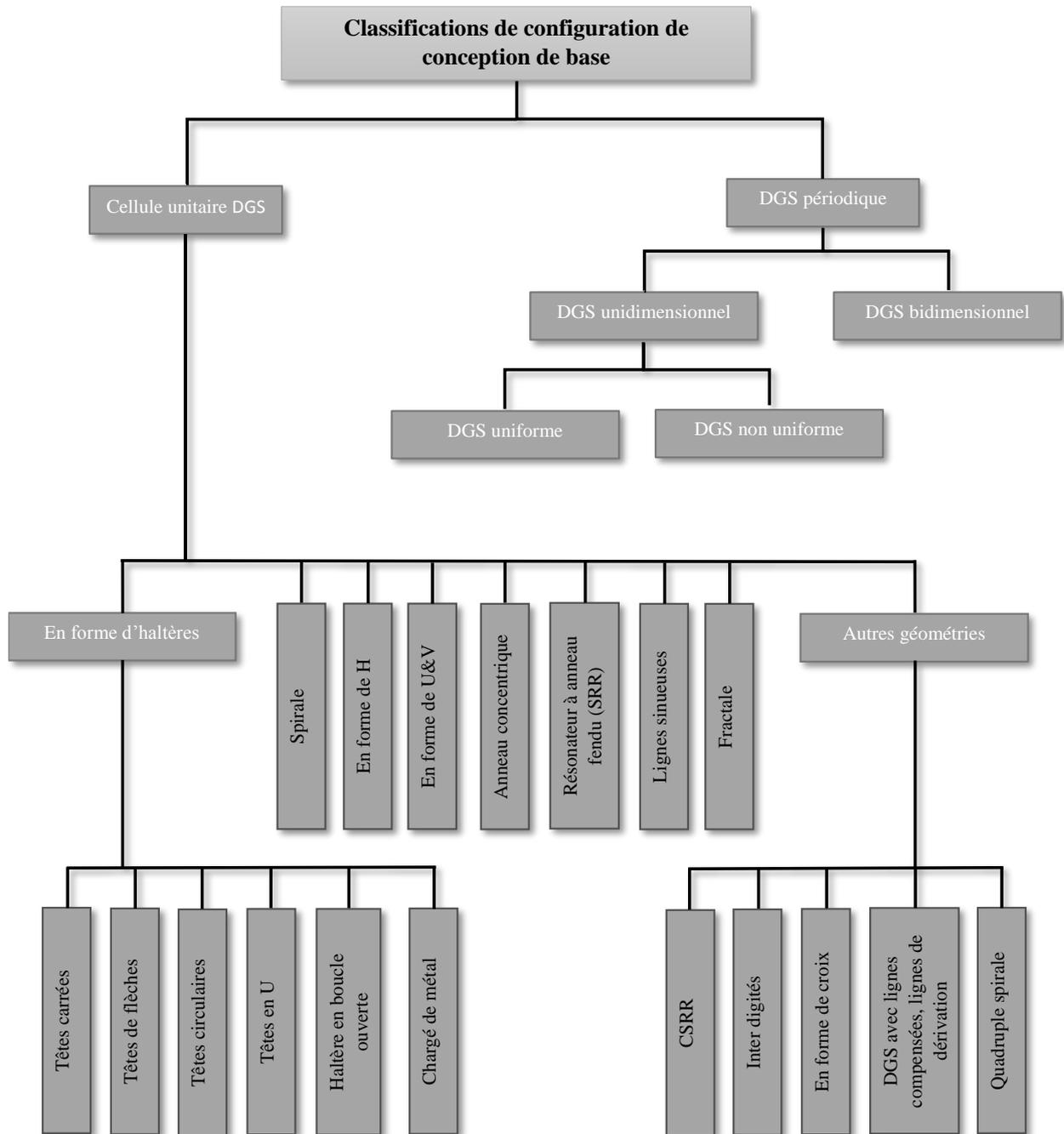
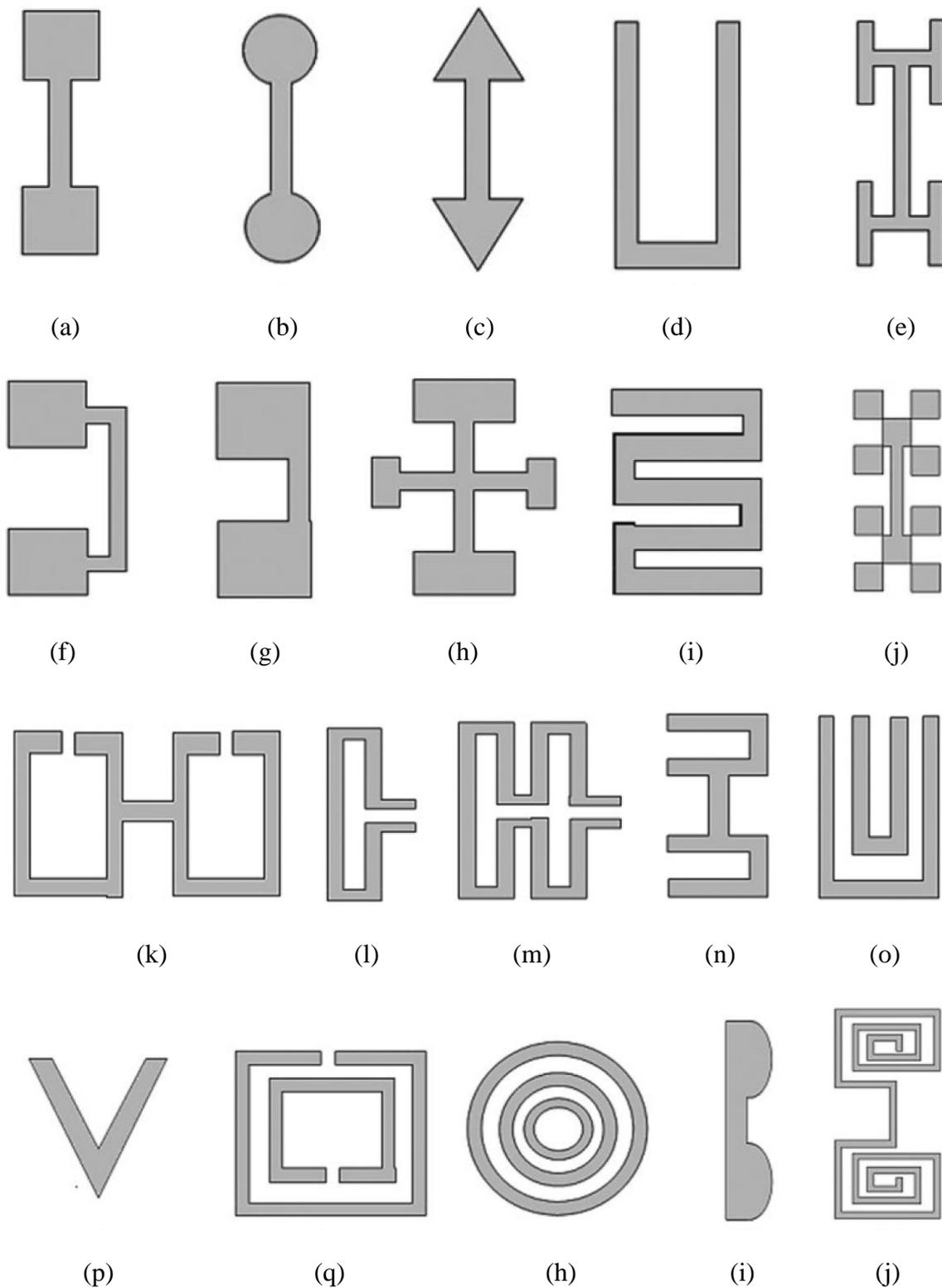


Figure II-4: Organigramme de différentes configurations DGS [13].



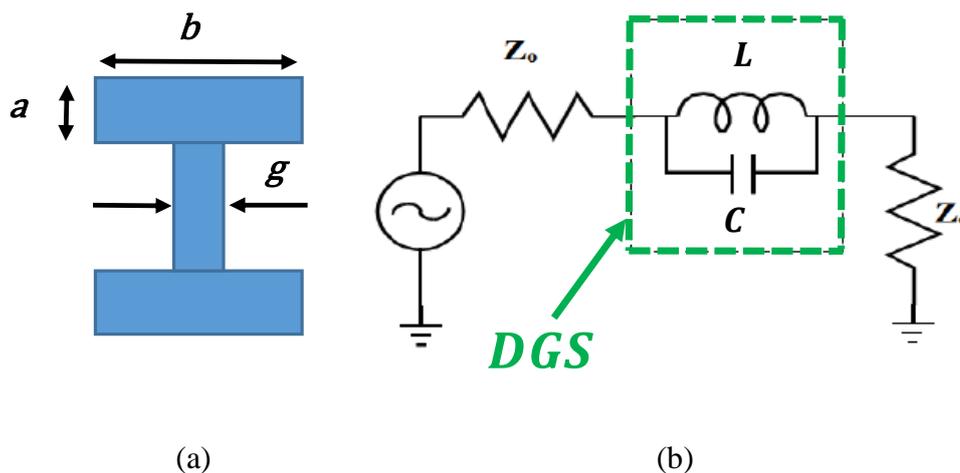
**Figure II-5:** Différentes géométries de DGS: (a) haltère , (b) haltère à tête circulaire, (c) haltère à tête de flèche , (d) en forme de U , (e) en forme de H , (f) têtes carrées reliées à des fentes en U , (g) fentes carrées reliées à une fente étroite sur le bord ,(h) en forme de croix , (i) interdigité , (j) Fractal ,(k) haltère à boucle ouverte , (l) en forme de L , (m) lignes de méandre , (n) haltère

à tête en U , (o) double U équilatéral , (p) en forme de V, (q) résonateurs à anneau fendu, (r) anneau concentrique , (s) demi-cercle et (t) spirale .

### II.3.2 Modélisation de circuit équivalent et diagnostique des paramètres

#### II.3.2.1 Modélisation de circuit : LC Parallèle

La première cellule DGS proposée est constituée de deux rectangles gravés dans le plan de masse, reliés par une fente, comme illustré sur la figure II.6



**Figure II-6:** La cellule DGS de type Haltère (a) et son circuit équivalent L-C (b) [21-22].

Les paramètres de circuit équivalent de l'unité DGS proposée doivent être obtenus afin de l'utiliser dans la conception pratique désirée. Pour cela, les paramètres S en fonction de la fréquence doivent être évalués par simulation électromagnétique (CST) pour clarifier la fréquence de coupure et les caractéristiques de pôle d'atténuation de l'unité DGS qui seront basées pour le calcul des paramètres de circuit équivalent. La figure II.7 présente un organigramme illustrant la technique de conception et d'analyse classique d'une cellule DGS. Les paramètres S en fonction du comportement fréquentiel du DGS sont calculés à l'aide du simulateur EM (CST).

En 2002, des chercheurs ont introduit des circuits équivalents plus élaborés pour les cellules DGS, tout en veillant à préserver leur simplicité pour une utilisation plus aisée. Tandis qu'en cette même année, un circuit équivalent plus complexe a été présenté sous la forme d'une section  $\pi$  [23]. En 2006, Lim et al. ont présenté une étude considérée comme une référence importante pour la conception et le développement des structures DGS [24].

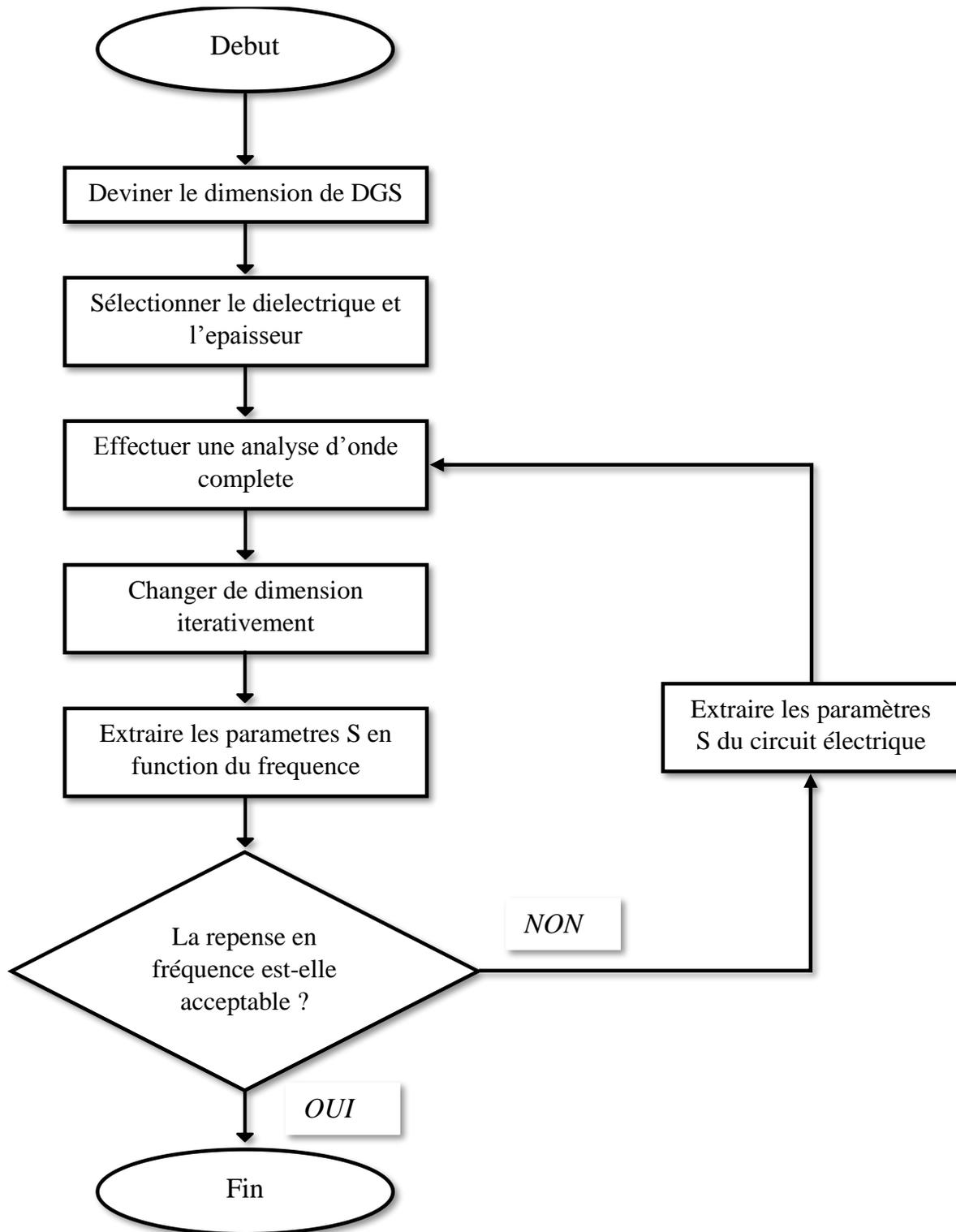
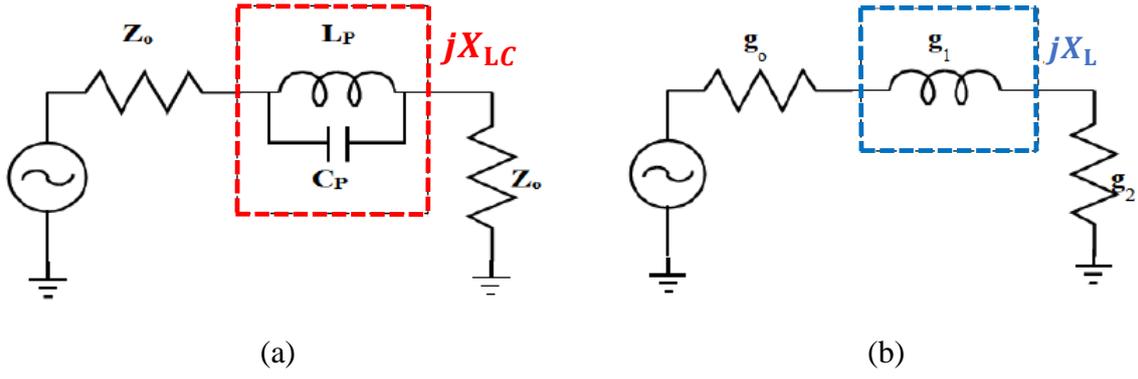


Figure II-7: Conception classique et technique d'analyse du DGS [25].



**Figure II-8:** Circuit équivalent d'une ligne microruban avec une cellule DGS (a). Prototype de Butterworth d'un filtre passe-bas à un pôle (b) [21].

$$jX_{LC} = \frac{j\omega L \times \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (\text{II.1})$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (\text{II.2})$$

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (\text{II.3})$$

$$X_{LC} = \omega' Z_0 g_1 \quad (\text{II.4})$$

$$X_{LC}|_{\omega=\omega_c} = X_{LC}|_{\omega'=1} \quad (\text{II.5})$$

$$X_{LC} = \omega' Z_0 g_1 \quad (\text{II.6})$$

$$C = \frac{\omega_c}{Z_0 g_1} \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega_c^2)} = \frac{2\pi f_c}{Z_0 g_1} \frac{1}{4\pi^2 (f_0^2 - f_c^2)} = \frac{5f_c}{10Z_0 g_1 \pi (f_0^2 - f_c^2)}; g_1 = 2$$

$$\Rightarrow C = \frac{5f_c}{\pi (f_0^2 - f_c^2)} \text{ pF} \Rightarrow L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{(f_0^2 - f_c^2)}{4\pi^2 f_0^2 5f_c} = \frac{(f_0^2 - f_c^2)}{20\pi^2 f_0^2 f_c}$$

$$\Rightarrow L = \frac{1}{C(4\pi^2 f_0^2)} = \frac{0.25}{C(\pi f_0)^2} = \frac{250}{C(\pi f_0)^2} \text{ nH}$$

$$C_p = \frac{5f_c}{\pi (f_0^2 - f_c^2)} \text{ (pF)} \quad (\text{II.7})$$

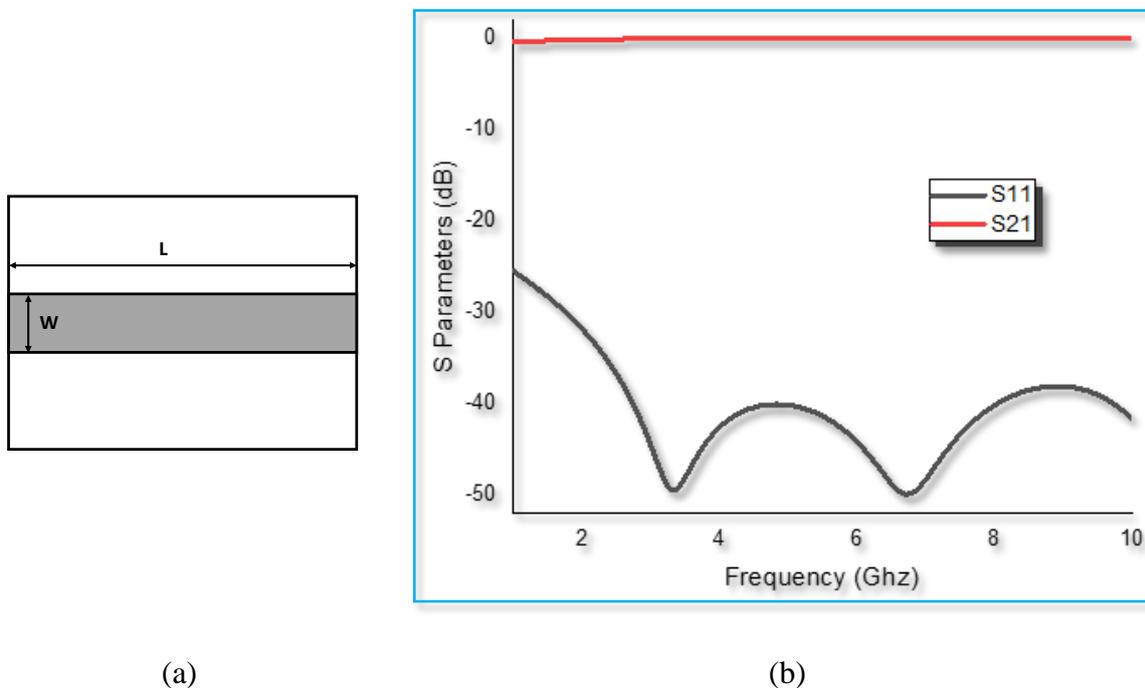
$$L_p = \frac{250}{C_p (\pi f_0)^2} \text{ (nH)} \quad (\text{II.8})$$

### II.3.3 Caractéristiques des structures de type DGS

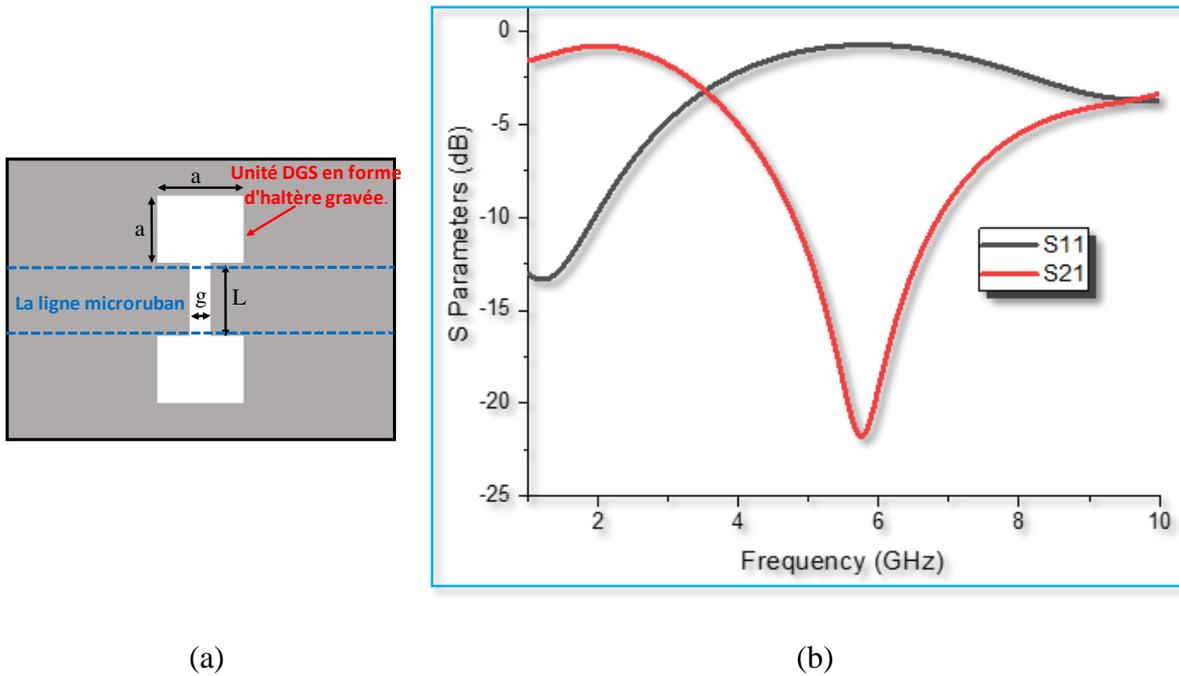
On va présenter les caractéristiques de transmission d'une ligne micro ruban avec et sans DGS. Pour cela une ligne microruban d'impédance caractéristique de  $50 \Omega$  a été sélectionnée avec les dimensions suivantes : la largeur  $= 3.6 \text{ mm}$  , la longueur  $L = 19.5 \text{ mm}$ , la hauteur de substrat  $H = 1.524 \text{ mm}$  , l'épaisseur de conducteur  $t = 0.07 \text{ mm}$  et le substrat est Neltec (NH 9320) avec une permittivité  $\epsilon_r = 3.2$  et une tangente de perte  $= 0.0024$ .

Cette ligne a été simulée sous le logiciel CST, la figure II.9 (b) montre les résultats obtenus à partir desquels il est évident que l'ensemble du signal passe sans atténuation pour la gamme de fréquences de 1 à 10 GHz.

Dans le but d'éclaircir l'impact de DGS, une cellule haltère (dumbbell en anglais) a été gravée dans le plan de masse de la même ligne. Les dimensions de la cellule unitaire DGS sont  $a$ ,  $g$  et  $L$  où  $a$  est la dimension de la tête carrée,  $g$  et  $L$  sont respectivement l'espacement et la longueur de la fente de connexion. La figure II.10 (b) montre les caractéristiques de transmission simulées de la ligne microruban  $50 \Omega$  avec DGS utilisant aussi le simulateur CST. Selon ces investigations, il est clair que la structure présente une réponse coupe-bande, qui est attribuée à la présence du DGS agissant comme une inductance et une capacité en parallèle.



**Figure II-9:** Ligne microruban  $50 \Omega$  sans DGS(a) avec ses paramètres S simulés (b).



**Figure II-10:** Ligne microruban 50 Ω avec DGS(a) avec ses paramètre S simulés(b) [20].

Alors en conséquent que par la combinaison de ce DGS avec une ligne microruban, une réponse fréquentielle caractérisée par un rejet de bande peut être fourni. La fréquence de coupure du DGS dépend principalement de la surface carrée gravée dans le plan de masse. Il y a un emplacement de pôle d'atténuation, qui est dû à la distance d'écart gravée.

Ce pôle d'atténuation peut être généré par la combinaison des éléments d'inductance et de capacité. La zone d'espace gravée, qui est placée sous une ligne conductrice, fournit la capacité parallèle avec une inductance de ligne efficace.

Ainsi, la section DGS proposée est entièrement décrite par deux paramètres : la dimension du réseau gravé et la distance d'espacement (ou du gap).

L'inductance et la capacité sont données par [35] :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \tag{II.9}$$

$$C = \frac{f_c}{2Z_0} \frac{1}{2\pi(f_0^2 - f_c^2)} \tag{II.10}$$

Le DGS présente deux caractéristiques principales : l'effet d'onde lente dans la bande passante et l'effet d'arrêt de bande (ou coupe bande) [26].

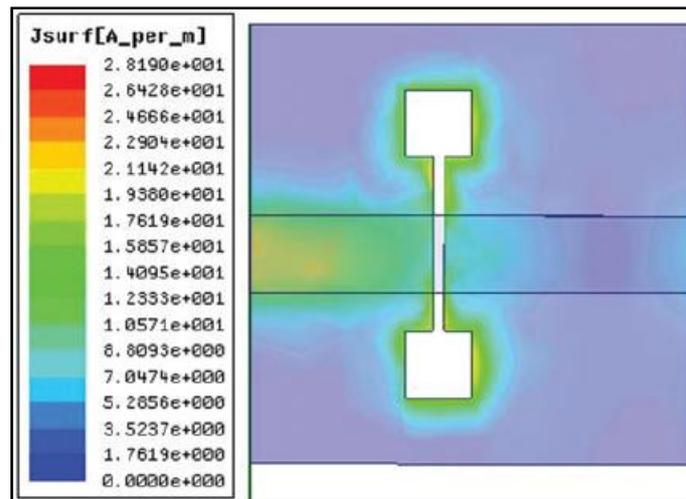
### II.3.3.1 Propagation des ondes lentes dans la bande passante

Lorsqu'une cellule DGS est insérée dans le plan de masse d'une ligne microruban, cela perturbe complètement le chemin de retour du courant, qui sera confiné à la périphérie de la perturbation le long des cotés latéraux de la cellule DGS (Figure II.11). En raison de l'augmentation de la longueur du chemin du courant, un retard de propagation se produit. On peut dire que la vitesse de propagation de l'onde est réduite, ce qui entraîne un phénomène connu sous le nom d'effet d'onde lente (Slow wave en anglais). Le facteur d'ondes lentes (SWF : Slow wave Factor) représente la relation entre le nombre d'ondes en espace libre  $k_0$  et la constante de propagation  $\beta$  de la ligne de transmission. Pour une ligne microruban sans perte [27-28] :

$$SWF = \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (II.11)$$

$$\beta = \sqrt{\epsilon_{eff}} k_0 = \frac{\omega}{v_p} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (II.12)$$

Où  $v_p$  est la vitesse de phase et  $\epsilon_{eff}$  est la permittivité effective.



**Figure II-11:** Distribution du courant magnétique dans le DGS en forme d'haltère carré à la fréquence de résonance

La présence du défaut entraîne une augmentation de la partie inductive équivalente, ce qui conduit à un constant diélectrique efficace plus élevée. Cela se traduit par une propriété d'onde lente. La ligne DGS présente une longueur électrique plus importante que celle de la ligne microruban standard pour une même longueur physique. En variant les dimensions du défaut, il est possible d'obtenir la fréquence de résonance désirée.

La figure II.12 montre que la ligne microruban avec unité DGS est une bonne structure de

guidage avec une faible distorsion en raison de variation linéaire de la phase de S21 avec la fréquence. Il est à noter qu'un phénomène de saut se produit à la fréquence de résonance.

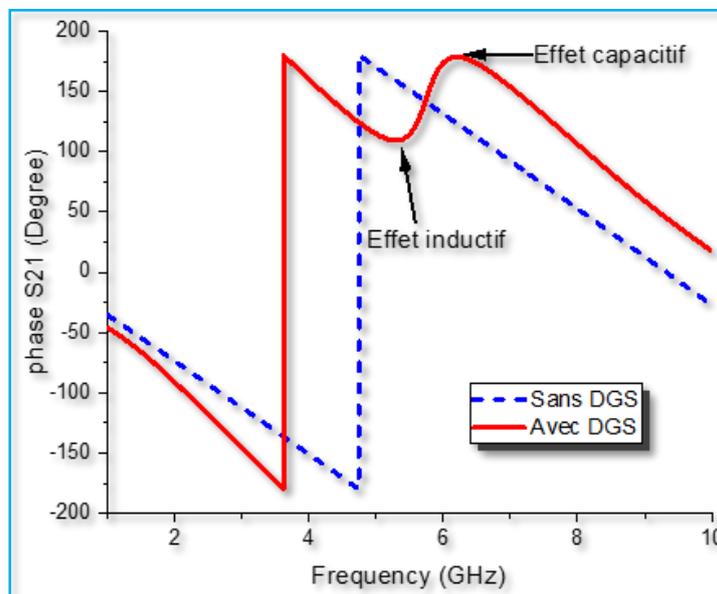
En comparaison avec la ligne microruban sans DGS, la ligne microruban avec DGS présente une variation de phase rapide en dessous de la fréquence de résonance ( $f_0$ ), traduisant un comportement d'onde lente, et une variation de phase plus lente au-delà de cette fréquence, correspondant à un comportement d'onde rapide. Autrement dit, ce phénomène peut également être décrit de la façon suivante [1, 29] :

Lorsque  $f < f_0$  (fréquences inférieures à la fréquence de résonance du défaut) et que  $\omega_0 \cdot L < 1/\omega_0 C$ , acquiert des propriétés inductives.

Lorsque  $f > f_0$  (fréquences supérieures à la fréquence de résonance fréquence de résonance du défaut) et que  $\omega_0 \cdot L > 1/\omega_0 C$ , acquiert des propriétés capacitives.

Dans le cas où la fréquence correspond à la fréquence de résonance  $f = f_0$ , on observe un phénomène de saut dû à la condition  $\omega_0 \cdot L = 1/\omega_0 C$  [35].

Généralement, le facteur d'onde lente est défini par  $\lambda_0/\lambda_g$ , où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée et  $\lambda_0$  est la longueur d'onde de l'espace libre.



**Figure II-12:** Caractéristiques de phase d'une ligne micro ruban avec et sans cellule DGS.

### II.3.3.2 Caractéristiques d'arrêt de bande (Band Stop)

D'après le circuit équivalent illustré à la figure II.8, en raison de la cellule DGS, l'inductance en série augmente la réactance de la ligne microruban avec l'augmentation de la fréquence. Ainsi, le rejet de certaines bandes de fréquences peut être amorcé. La capacité parallèle avec l'inductance en série fournit l'emplacement du pôle d'atténuation, qui correspond à la fréquence de résonance du résonateur LC en parallèle. Lorsque la fréquence augmente, la réactance du condensateur diminue [1, 29]. Par conséquent, une bande interdite se produit comme le montre la figure II.10 (b).

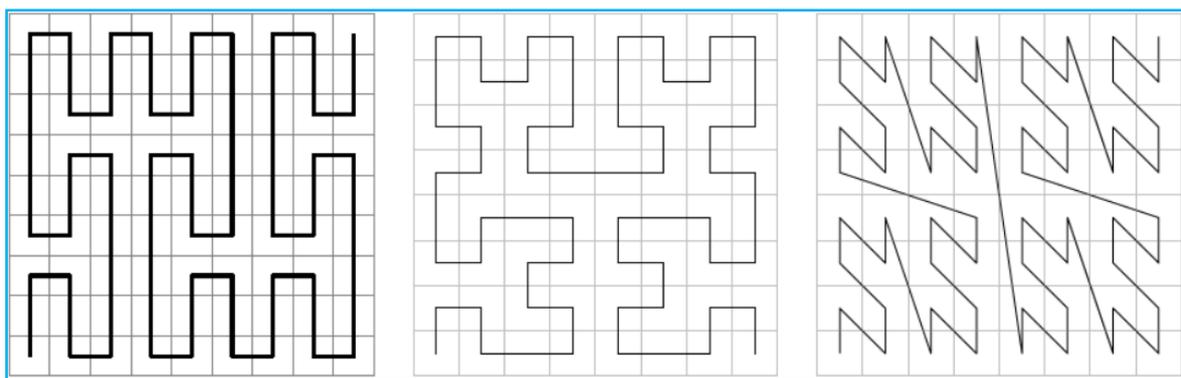
## II.4 Courbes de remplissage de l'espace et courbes fractales

### II.4.1 Courbes de remplissage de l'espace

Une courbe remplissant l'espace est un trajet qui traverse tous les points de cet espace. Par conséquent, on peut la concevoir comme une organisation séquentielle (un ordonnancement) de ces points.

En 1890, Peano a proposé la première instance d'une courbe remplissant l'espace [30], qui a depuis été suivie par d'autres exemples, tels que ceux proposés par David Hilbert en 1891 (voir [31]), Moore en 1900, Sierpiński en 1912,...

La Figure II.13 présente trois courbes remplissant l'espace, connues sous le nom de courbes de Peano, Hilbert et Lebesgue.



(a)

(b)

(c)

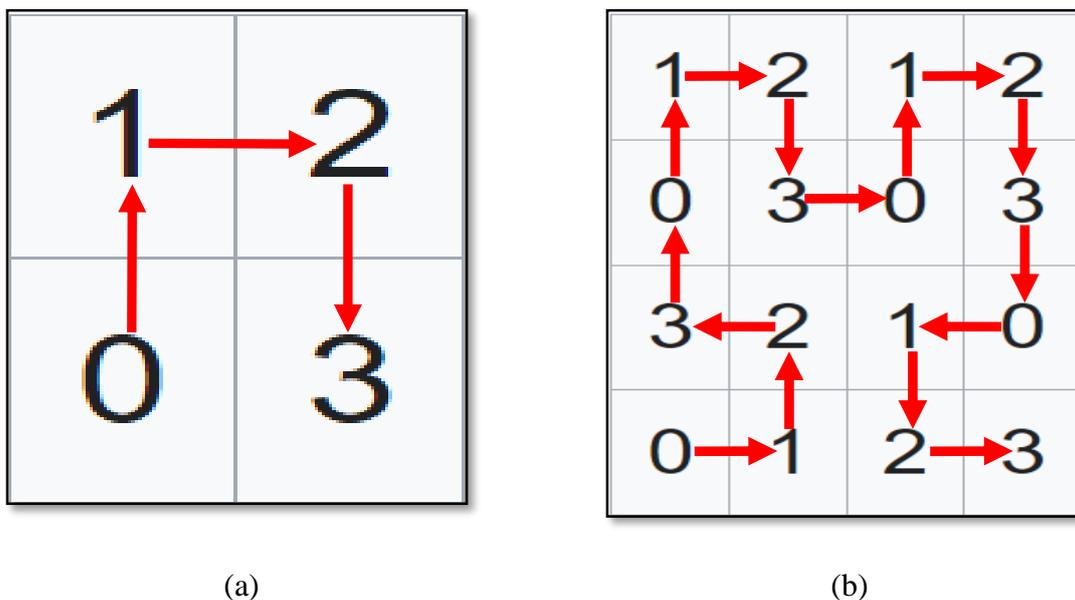
**Figure II-13:** Les courbes remplissant l'espace de : Peano (a), Hilbert (b) et Lebesgue (c).

II.4.1.1 Courbe de Hilbert

La construction de la courbe de Hilbert se fait en suivant les étapes suivantes :

Tout d'abord, le carré représentant l'espace 2D est divisé en quatre parties carrées égales grâce à deux lignes orthogonales (Figure II.14.a). Ensuite, ces parties sont ordonnées selon la condition suivante [32] :

**Condition 1 (Hilbert-Peano 1).** Si deux parties ont un bord commun, alors leurs index doivent être consécutifs.



**Figure II-14:** Passage de première étape (a) au deuxième étape (b) pour générer la courbe remplissant l'espace d'Hilbert.

Ensuite, pour chaque partie issue de la première division du carré, on applique les mêmes opérations de division et d'ordonnancement, ce qui donne 16 sous-parties. Les index de ces sous-parties sont choisis en suivant la Condition 1. Ce processus est répété sur chaque sous-partie créée, jusqu'à obtenir la courbe de Hilbert remplissant l'espace qui va être obtenu en connectant les centres de ces carrés à l'aide de segments (Figure II.14.b).

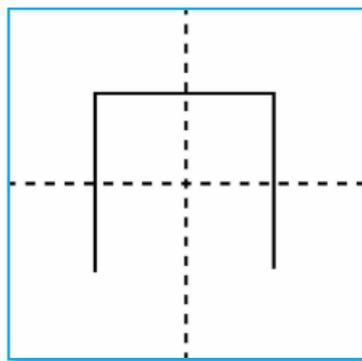
On peut voir qu'à chaque itération, la courbe courante est remplacée par quatre copies réduites d'elle-même. En utilisant le langage moderne, nous pouvons dire que la courbe est construite en appliquant le principe d'autosimilarité. Alors une structure est dite auto-similaire si elle peut être décomposée en petits morceaux arbitraires dont chacun est une petite réplique de la structure entière.

Même si la forme d'Hilbert fait partie des courbes remplissant l'espace, la communauté scientifique la considère aussi comme une structure fractale.

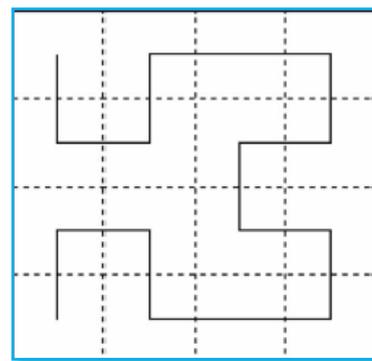
## II.4.2 Courbes fractales

### II.4.2.1 Fractale de Hilbert

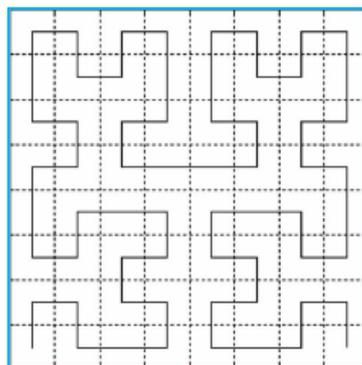
La figure II.15 met en évidence que la courbe de Hilbert d'ordre  $m+1$  est constituée de quatre courbes identiques d'ordre  $m$ . Ces courbes sont reliées et chaque segment qui les compose traverse la zone adjacente sans s'entrecroiser. La courbe de Hilbert présente les caractéristiques de simplicité (puisque la courbe peut être tracée d'un simple trait de stylo), d'auto-évitement (car les segments de droite ne se coupent pas) et d'autosimilarité. À mesure que l'ordre  $m$  augmente, sa longueur totale augmente progressivement [31].



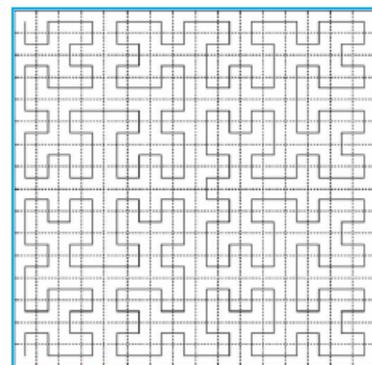
m=1



m=2



m=3

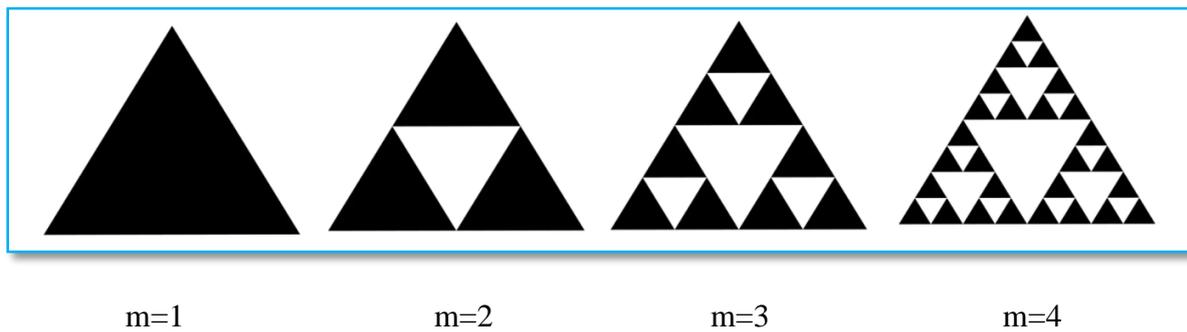


m=4

Figure II-15: Fractale de Hilbert

### II.4.2.2 Fractale de Sierpinski [33]

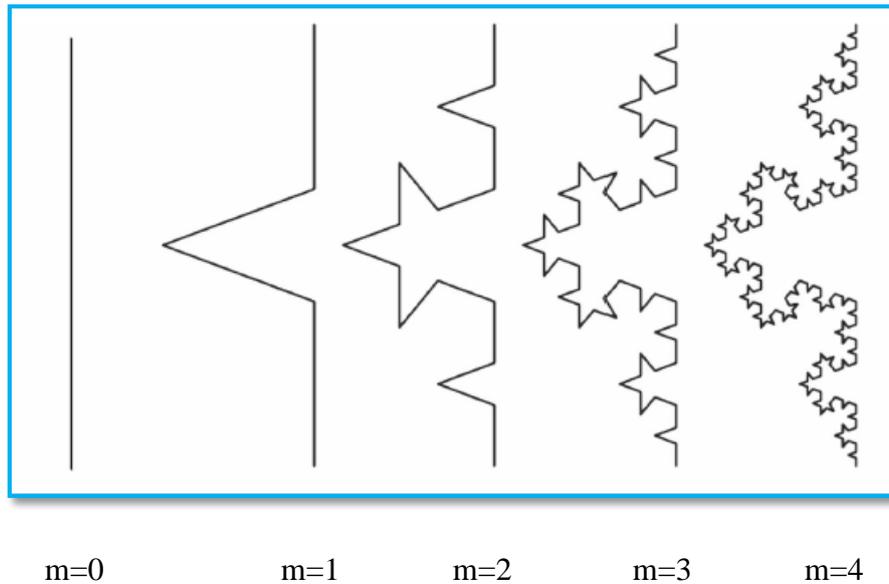
La fractale de Sierpinski est l'une des structures fractales les plus largement utilisées. Comme le montre la figure II.16, elle peut être obtenue par décomposition, en commençant par un grand triangle équilatéral, défini ici comme le prototype, et en reliant les milieux de chaque côté par des segments de ligne dans l'ensemble. De cette façon, le prototype est décomposé en 4 triangles qui sont réduits proportionnellement de  $1/4$ , puis les 3 triangles périphériques continuent à se décomposer, ce qui forme la fractale de Sierpinski.



**Figure II-16:** Fractale de Sierpinski

### II.4.2.3 Fractale de Koch [34]

Le prototype de la courbe fractale de Koch est un segment droit, qui est divisé en trois parties, le segment du milieu est remplacé par deux segments droits de même longueur que les deux autres segments, puis la courbe de Koch d'ordre  $m=1$  est formée, comme le montre la figure II.17. Ensuite, chaque segment de ligne de la courbe obtenue est divisé en trois segments, et les mêmes étapes mentionnées sont réitérées afin de générer une courbe de Koch d'ordre  $m = 2$ . De cette façon, la courbe de Koch de l'ordre précédent est continuellement décomposée, et l'ordre de décomposition  $m$  augmente à chaque fois.



**Figure II-17:** Fractale de Koch

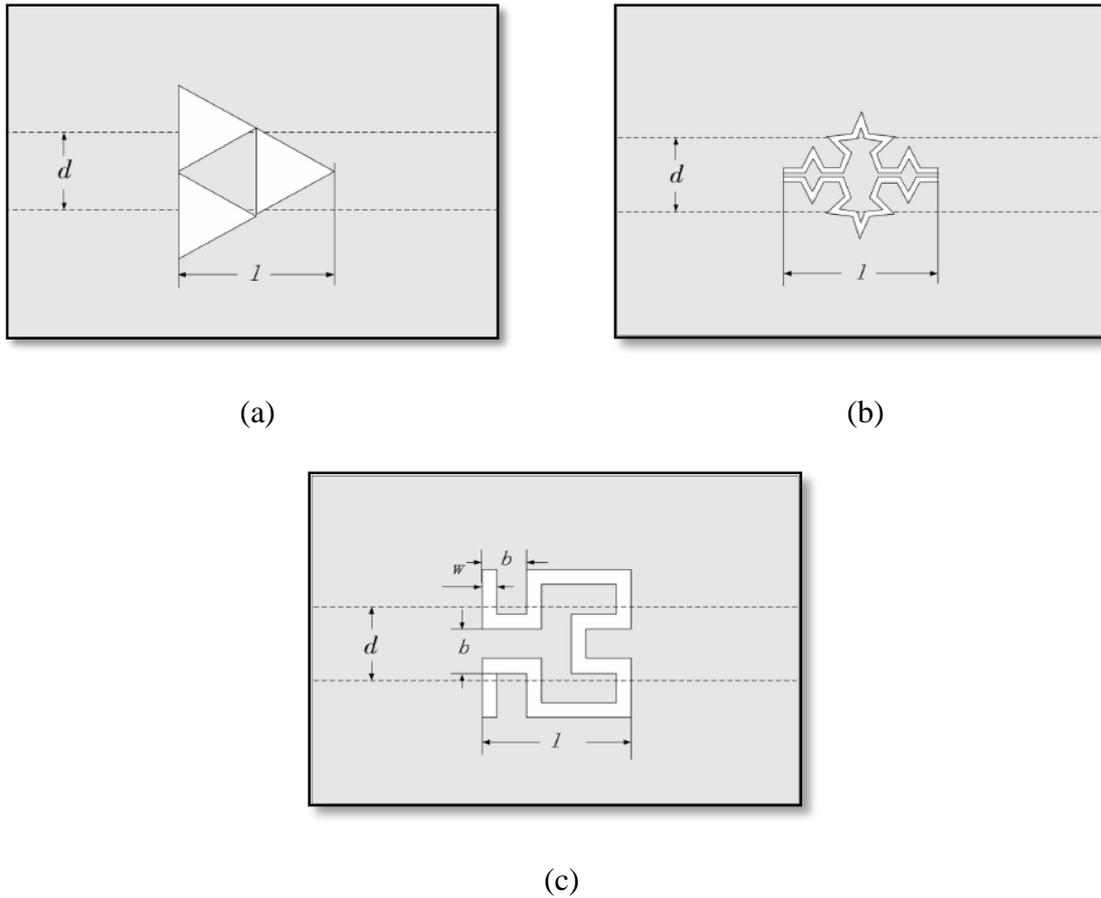
### II.5 Effets des motifs fractals sur les structures DGS

La structure DGS entraîne des variations d'impédance le long de la ligne microruban, ce qui se traduit par un changement brusque d'impédance au niveau de la gravure. Cela modifie les caractéristiques de transmission de la ligne, ce qui peut se traduire par des phénomènes d'arrêt de bande (stop band en anglais).

Alors les caractéristiques de transmission de la ligne microruban, telles que la fréquence de résonance, la bande passante de réflexion et le facteur  $Q$ , sont influencées par le motif de défaut. Les fractales de Hilbert, de Sierpinski et de Koch sont trois exemples de structures fractales couramment utilisées dans la conception d'antennes fractales.

Dans le but de comparer les performances qui peuvent être apportée par des structures conçue à base de ces trois cellules, une étude a été menée par Yan Dong et al. [35].

Alors, les trois cellules ont été gravées sur le plan de masse des structures présentant une largeur identique de ligne microruban  $d=1.2$  mm (Figure II.18). Les trois motifs fractals s'étalent sur la même longueur de 6 mm, et le substrat utilisé a une constante diélectrique de  $\epsilon_r = 10.2$  et une épaisseur de 1.27 mm.



**Figure II-18:** Structures micro rubans de type DGS fractal (Ordre 2) : Sierpinski (a), Koch (b), Hilbert (c) [35].

Les résultats des simulations des coefficients de transmission  $S_{21}$  pour les trois structures sont représentés sur la figure II.19. Il est notable que la bande passante de prototype à base de motif d'Hilbert est plate, et que la fréquence de coupure est basse, tandis que la valeur de  $Q$  est élevée.

En conséquence, pour améliorer les performances d'un filtre de type DGS, il pourrait être judicieux d'envisager l'utilisation de la structure fractale de Hilbert.

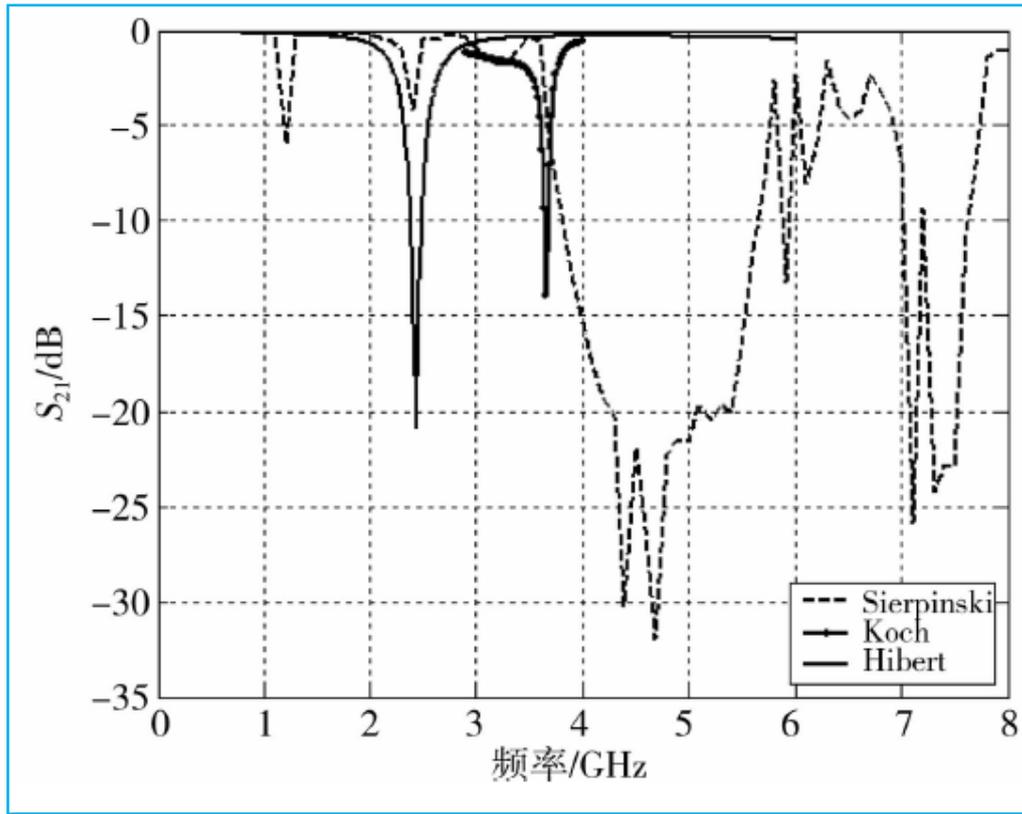


Figure II-19: Propriétés de transmission des lignes micro-rubans à DGS fractal [35]

## II.5.1 Caractéristiques de transmission d'une ligne micro-ruban à plan de masse DGS de type Hilbert

### II.5.1.1 Conception d'antennes à base la courbe d'Hilbert

La courbe d'Hilbert était employée dans les antennes (HCA : Hilbert Curve Antennas) pour lesquelles il a exposé des caractéristiques de diffusion multi-bande [36], et sa fréquence de résonance satisfait l'expression suivante :

$$m \frac{\eta}{\pi \omega} \log \frac{2d}{b} \tan \beta d + \frac{\mu_0}{\pi} s \left( \log \frac{8s}{b} - 1 \right) = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{k\lambda}{4} \left( \log \frac{8s}{b} \frac{k\lambda}{4} - 1 \right) \quad (\text{II.13})$$

Où :  $m$  est le nombre de segments droits de la courbe d'Hilbert ;  $\omega$  est la fréquence de résonance ;  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique du vide ;  $\beta$  est le coefficient de phase ;  $k$  est un nombre entier impair ;  $d$  est la longueur du chaque segment de droit de la courbe ;  $b$  est la distance entre les lignes parallèles ;  $\eta$  est l'impédance caractéristique de l'espace libre ;  $s$  est la longueur totale de la courbe de Hilbert ;  $\lambda$  est la longueur d'onde du rayonnement de l'antenne d'Hilbert.

### II.5.1.2 Analyse des caractéristiques de transmission d'une ligne micro ruban à plan de masse DGS de type Hilbert

La figure II.18.c illustre la configuration d'une ligne micro ruban d'impédance caractéristique de 50 ohms comportant une cellule DGS fractale de type Hilbert. Cette cellule a une longueur totale de  $l = 3b + w$ , où  $w$  est la largeur de l'ouverture et  $b$  est la longueur de segments droits qui constituent la ligne fractale.

Les dimensions de motif d'Hilbert ont été sélectionnée pour être :  $b = 2 \text{ mm}$ ,  $w = 1,2 \text{ mm}$ , ce qui permet d'avoir les réponses en amplitude et en phase des paramètres de réflexion S11 et de transmission S21 illustrées dans la figure II.20.

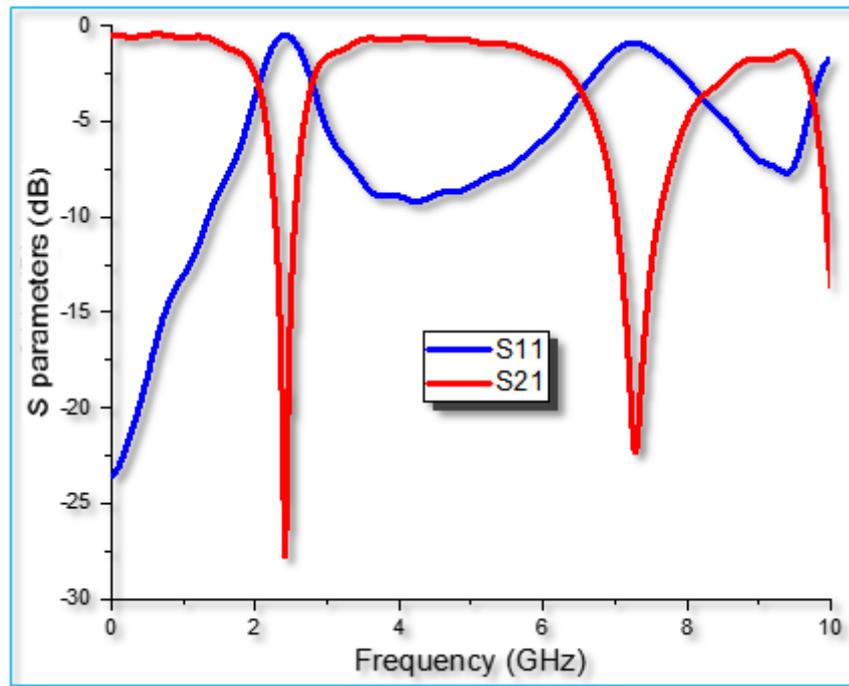
Les résultats obtenus montrent que cette structure DGS présente deux bandes d'arrêt dans la plage fréquentielle allant de 0 à 10 GHz, associées aux fréquences de résonance :

**1<sup>ère</sup> résonance caractérisée par :**  $f_{res1-DGS} = 2.4 \text{ GHz}$ , avec une atténuation qui atteint  $-27 \text{ dB}$ .

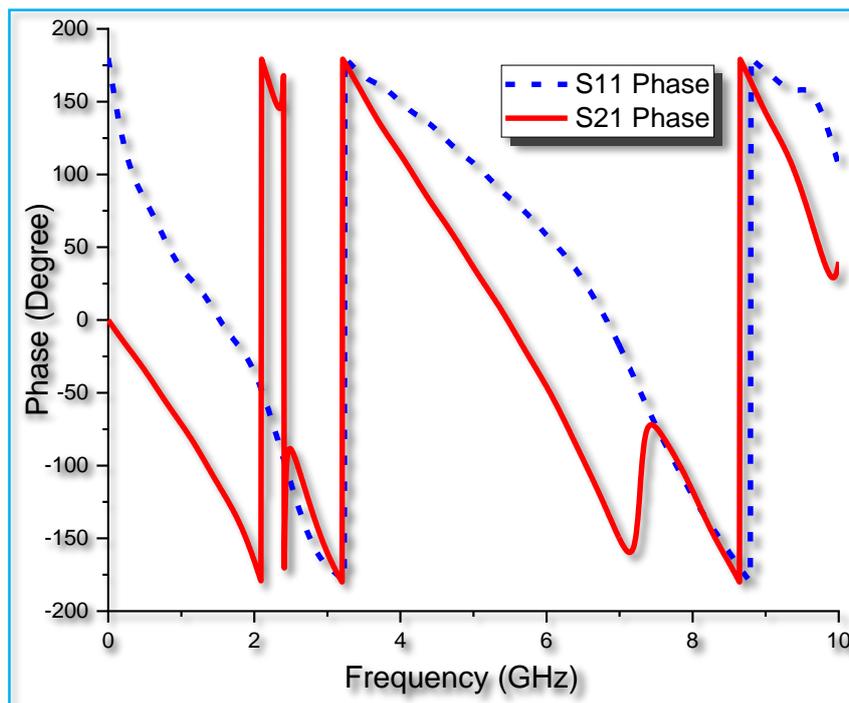
**2<sup>ième</sup> résonance caractérisée par :**  $f_{res2-DGS} = 7.3 \text{ GHz}$ , avec une atténuation qui atteint  $-22 \text{ dB}$ .

D'autre part, dans les deux plages des fréquences correspondant aux bandes passantes allant de 0 à 2 GHz et de 3 à 6,5 GHz, les pertes de réflexion sont d'environ  $-23 \text{ dB}$  et  $-10 \text{ dB}$  respectivement, tandis que les réponses de transmission des bandes passantes sont relativement plates.

Selon la variation de phase en fonction de la fréquence de la structure DGS illustrée sur la figure II.20.b, on peut constater que la structure présente des caractéristiques d'ondes lentes.



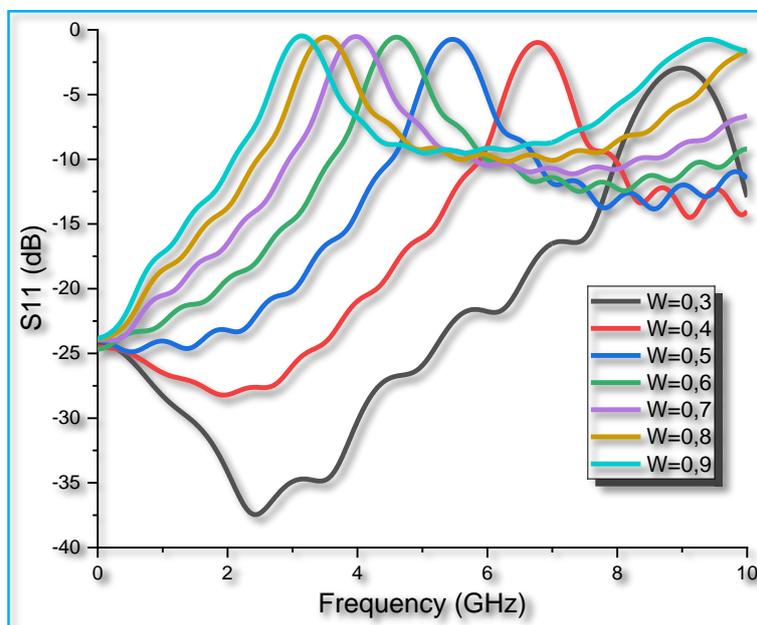
(a)



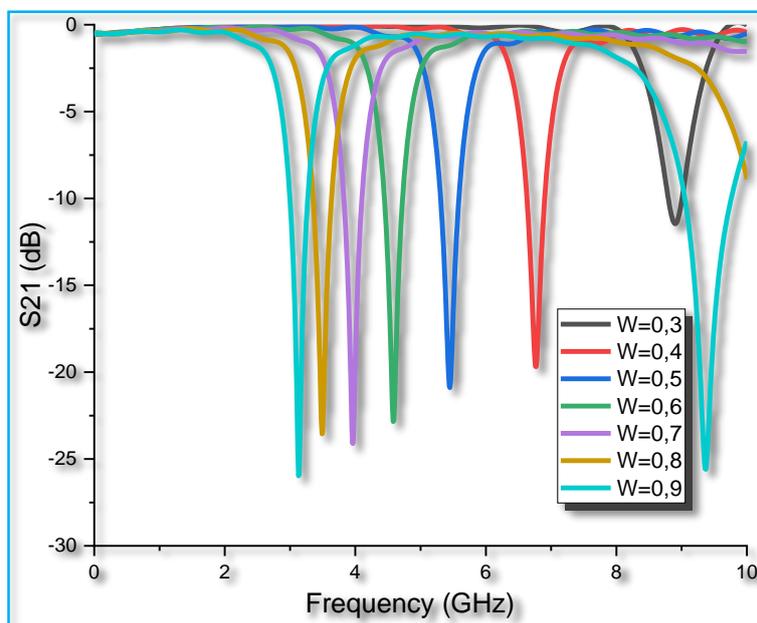
(b)

**Figure II-20:** Les réponses des paramètres de transmission S11 et de réflexion S21 d'une ligne micro ruban à plan de masse DGS de type Hilbert : (a) réponse en amplitude et (b) réponse en phase.

Pour bien éclaircir l'impact de choix de dimensions de la cellule DGS et dans le but d'améliorer la réponse de réflexion S11, une étude paramétrique a été appliquée sur la même ligne micro ruban. Cette dernière était principalement accentuée sur la largeur de la fente (w).



(a)



(b)

**Figure II-21:** Les réponses de réflexion (a) et de transmission (b) d'une ligne micro ruban à plan de masse DGS de type Hilbert en fonction de la variation de la largeur de fente.

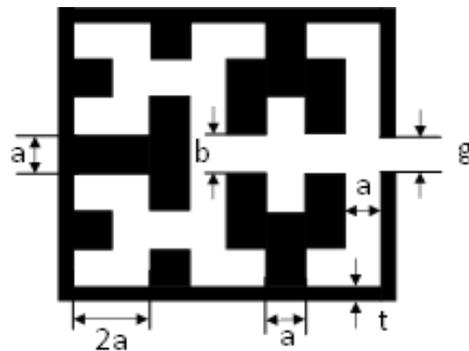
La figure II.21 montre les réponses de réflexion et de transmission en fonction de la variation

de cette largeur. Il est à noter que les réponses obtenues sont inversement proportionnelles à la largeur de la fente.

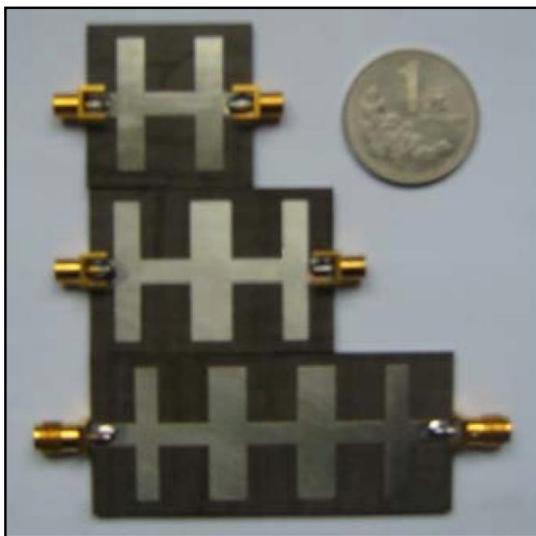
## II.6 Autre forme inspirée de la courbe d'Hilbert

### II.6.1 Cellule HCR (Hilbert Curve Ring)

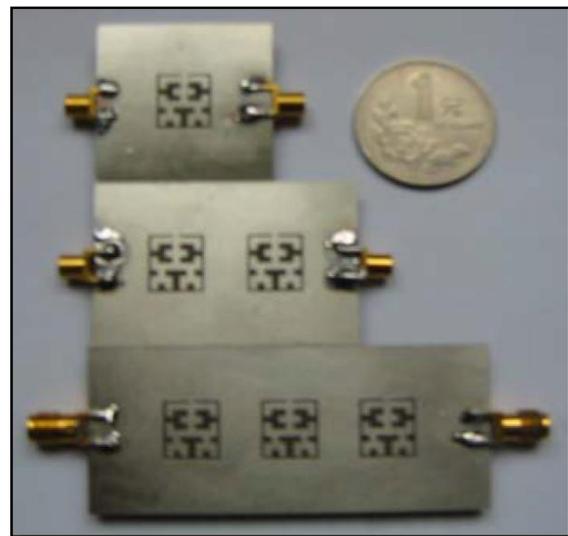
J. Cheng et ses collègues ont conçu un filtre passe-bas DGS en se basant sur leur suggestion appelée Hilbert Curve Ring (HCR) (Figure II.22). Ce filtre est fabriqué en gravant un anneau fendu [37] avec un bord extérieur rectangulaire et un bord intérieur spécifique qui est dérivé de la courbe de Hilbert d'ordre 3 (Figure II.23).



**Figure II-22:** Cellule d'anneau de courbe Hilbert- HCR [38]



(a)



(b)

**Figure II-23:** Filtres passe-bas à base de la cellule DGS-HCR [38]. (a) vue en dessus, (b) vue en dessous.

**II.7 Conclusion**

Ce chapitre était consacré à une présentation de la technologie DGS, au cours de laquelle nous avons examiné en détail l'historique de cette technologie ainsi que les diverses formes de structures qui en découlent. Nous nous sommes particulièrement attardés sur les formes fractales, en mettant l'accent sur la forme d'Hilbert.

Nous nous appuyons sur deux types de cellules d'Hilbert : la cellule conventionnelle et la cellule HCR, qui vont être constitués la base de notre pratique qui sera présentée en détail dans le dernier chapitre.

**Références Bibliographiques**

- [1] Ashwini K. Arya, M. V. Kartikeyan, A. Patnaik, "Defected Ground Structure in the perspective of Microstrip Antennas: A Review," *Frequenz*, Vol. 64, No. 5-6, pp. 79-84, 2010.
- [2] L. H. Weng, Y. C. Guo, X. W. Shi, and X. Q. Chen, "An Overview on Defected Ground Structure," *Progress in Electromagnetics Research B*, Vol. 7, pp. 173-189, 2008.
- [3] Marques, R., Marti, F., Sorolla, M., "Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications," *John Wiley & Sons Inc.*, New York, 2007.
- [4] Caloz, C, Itoh, T, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications," *John Wiley & Sons*, New Jersey, 2006.
- [5] Elsheikh, D.M.N., Elsadek, H.A., Abdallah, E.A., "Antenna designs with electromagnetic band gap structures, Metamaterial," *InTech*, 2012. DOI: 10.5772/37222.
- [6] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, R. Marques and M. Sorolla, "Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 13, No. 12, pp. 511-513, Dec. 2003
- [7] Jong-Im Park et al., "Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design," *1999 Asia Pacific Microwave Conference. APMC'99. Microwaves Enter the 21st Century. Conference Proceedings (Cat. No. 99TH8473)*, Vol. 2, pp. 331-334, Singapore, 1999.
- [8] Chul-Soo Kim, Jun-Seok Park, Dal Ahn and Jae-Bong Lim, "A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 10, No. 4, pp. 131-133, April 2000.
- [9] C. S. Kim, J. S. Lim, J. S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "A 10 dB branch line coupler using defected ground structures," *2000 30th European Microwave Conference, France*, pp. 1-4, September 2000.
- [10] J. S. Lim, H. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "A power amplifier with efficiency improved using defected ground structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 11, No. 4, pp. 170-172, April 2001.
- [11] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli and T. Itoh, "Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 8, No. 2, pp. 69-71, Feb. 1998.

- [12] Souad Berhab, "Modélisation Rigoureuse par une Méthode Itérative des Structures Imprimées de Type DGS pour les Applications sans Fil," *Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Télécommunications*, l'université de Tlemcen, Juillet 2017.
- [13] Guha, D., Biswas, S., Antar, Y.M.M., "Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Application," *John Wiley & Sons*, pp.387-434, 2010.
- [14] Kim, C.S., Lim, J.S., Nam, S., Kang, K.Y., Ahn, D, "Equivalent circuit modeling of spiral defected ground structure for microstrip line," *Electronics Letters*, Vol. 38, No. 19, pp.1109-1110, 2002.
- [15] M. K. Mandal and S. Sanyal, "A novel defected ground structure for planar circuits," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, No. 2, pp. 93-95, Feb. 2006.
- [16] Woo, D.J., Lee, T.K., Lee, J.W., Pyo, C.S., Choi, W.K., "Novel U-slot and V-slot DGSs for bandstop filter with improved Q factor," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 6, pp. 2840-2847, June 2006.
- [17] Han-Jan Chen et al., "A novel cross-shape DGS applied to design ultra-wide stopband low-pass filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, No. 5, pp. 252-254, May 2006.
- [18] Zheng-Hou, "Novel wideband filter with a transmission zero based on split-ring resonator DGS," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol.50, No. 5, pp.1691-169, 2008.
- [19] Liu H.W., Li Z.F., Sun X.W., "A novel fractal defected ground structure and its application to the low-pass filter," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 39, No. 6, December 2003.
- [20] Arjun kumar and kartikeyan v. machavaram., "Microstrip filter with defected ground structure: a close perspective," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 5, No.5, pp. 589-602, 2013.
- [21] D. Ahn, J.-S. Park, C. -S. Kim, J. Kim, Y. Qian and T. Itoh, "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, No. 1, pp. 86-93, Jan. 2001.
- [22] A. K. Arya, M. V. Kartikeyan and A. Patnaik, "Efficiency enhancement of microstrip patch antenna with defected ground structure," *2008 International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications*, pp. 729-731, Jaipur, India, 2008.

- [23] J. S. Park, J. H. Kim, J. H. Lee, S. H. Kim, and S. H. Myung, "A novel equivalent circuit and modeling method for defected ground structure and its application to optimization of a DGS low-pass filter," *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.1, pp. 417-420, Seattle, WA, USA, 2002
- [24] A. Boutejdar, A. Ramadan, M. Makkey and A. S. Omar, "Design of compact microstrip low-pass filters using a U-shaped defected ground structure and compensated microstrip line," *2006 European Microwave Conference*, pp. 267-270 Manchester, UK, 2006.
- [25] N. C. Karmakar, S. M. Roy and I. Balbin, "Quasi-static modeling of defected ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 5, pp. 2160-2168, May 2006.
- [26] Jun Chen, Zi-Bin Weng, Yong-Chang Jiao, Fu-Shun Zhang, "Lowpass filter design of Hilbert curve ring defected ground structure," *PIER*, Vol. 70, pp.269-280, 2007.
- [27] J.A. Tirado Mendez, J.A. Aguilar, E.A. Gonzalez, M. Reyes Ayala, "A simplified method to reduce dimensions of planar passive circuits using defected ground and defected microstrip structures," *Microwave Journal*, Vol.50, No.11, pp. 58-71, 2007.
- [28] H. Liu, Z. Li, X. Sun, "Compact defected ground structure in microstrip technology," *Electron. Lett.*, Vol.41, No.3, pp.132-134, 2005.
- [29] H. Liu, Z. Li, X.W. Sun, S. Kurachi, J. Chen, T. Yoshimasu, "Theoretical analysis of dispersion characteristics of microstrip lines with defected ground structure," *J. Act. Passive Electron. Devices*, Vol. 2, No. 4, pp.315-322, 2007.
- [30] G. Peano, "Sur une courbe qui remplit toute une aire plane," *Mathematische Annale* No. 36, pp. 157-160, 1890.
- [31] D. Hilbert, "Über die stetige Abbildung einer Linie auf ein Flächenstück", *uck, mathematische Annale*, Vol.38, pp. 459-460, 1891.
- [32] Giap Nguyen, " Courbes remplissant l'espace et leur application en traitement d'images, " *Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Informatique*, l'université de La Rochelle, novembre 2013.
- [33] W. Sierpinski, "Sur une courbe cantorienne dont tout point est un point de ramification, " *C.R. Académie des Sciences de Paris* 160, pp. 302, 1915.

- [34] H. Von Koch, “Une méthode géométrique élémentaire pour l’étude de certaines questions de la théorie des courbes planes,” *Acta Mathematica* 30, pp.145-174, 1906.
- [35] YAN Dong, PEI Xuming, ZHANG Chao, JI Zuo, “Transmission property analysis for defected ground structure microstrip line based on fractal characteristic,” *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition)*, Vol. 22, pp.54-58, 2010.
- [36] K. J. VENOY “Fractal Shaped Antenna Elements for Wide-and Multi-band Wireless Applications”, *PhD Thesis in Engineering Science and Mechanics*, The Pennsylvania State University, March 2002.
- [37] K. Mahant, and H. Mewada, “Substrate integrated waveguide based dual-band bandpass filter using split ring resonator and defected ground structure for SFCW Radar applications,” *Int. J. RF Microw. Comput. Aided Eng.*, Vol. 28, No. 9, Oct. 2018.
- [38] J. Chen, Z. B. Weng, Y. C. Jiao and F. S. Zhang, “Lowpass filter design of Hilbert curve ring defected ground structure,” *Progress in Electromagnetics Research, PIER*, Vol. 70, pp. 269-280, 2007.

## **Chapitre 3**

### ***III. Conception et réalisation des filtres passe-bande à base des structures Hybrides SIW - DGS***

### **III.1 Introduction :**

Ces dernières années, le développement rapide des systèmes de télécommunications a engendré une compétition entre les entreprises spécialisées dans ce domaine, qui repose essentiellement sur les nouvelles recherches scientifiques.

Les dispositifs de télécommunication font partie de ces recherches, parmi lesquels les filtres occupent une place importante.

Afin de permettre le passage de signaux électriques dans une plage de fréquences donnée tout en bloquant ou atténuant les signaux hors de cette plage, l'utilisation de filtres passe-bande est indispensable. Ces filtres sont largement utilisés dans diverses applications telles que les communications sans fil, la radiodiffusion, l'électronique et les systèmes de traitement de signal. Ils jouent un rôle crucial dans l'amélioration de la qualité de transmission du signal, la réduction des interférences et l'optimisation des performances globales du système.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la conception de nouvelles architectures pour les filtres passe-bande en utilisant la combinaison des technologies DGS et SIW, Cette combinaison a fait l'objet de plusieurs articles scientifiques [1-2], alors que très peu d'entre eux ont mentionné l'utilisation des courbes d'Hilbert. Alors dans ce chapitre nous mettons notamment l'accent sur l'exploitation de la forme d'Hilbert. Ce chapitre contient les applications suivantes :

**Première Applications :** deux nouveaux filtres BPF basés sur une structure hybride de guide d'onde intégré au substrat (SIW) et de structure DGS de type d'Hilbert (HDGS) sont conçus et réalisés pour fonctionner en bande C. Les deux conceptions utilisent la même structure SIW, mais leur principale différence réside dans le nombre, le type, l'orientation et l'emplacement des cellules d'Hilbert gravées dans la structure DGS, ainsi que dans les transitions utilisées pour relier la structure SIW au circuit micro ruban.

**Deuxième Application :** Une nouvelle cellule HDCR (Hilbert Double Curve ring) était proposée, cette dernière est exploitée dans la conception et la réalisation d'un filtre sélectif de type SIW-DGS et son demi-monde (HMSIW).

**Troisième Application :** Une structure DGS périodique à base des cellules HCR [3] est combinée avec un guide d'onde SIW pour avoir un filtre large bande, les résultats de ce dernier

ont été obtenu via des optimisations.

#### ***Quatrième Application :***

Un filtre sélectif basé principalement sur un guide d'ondes en demi-mode intégré au substrat, utilisant la technique de propagation évanescente. Cette dernière impliquait la création de trois fentes transversales dans le plan conducteur supérieur, chacune associant deux cellules d'Hilbert. Deux optimisations ont été effectuées pour déterminer les dimensions des fentes et l'emplacement des cellules d'Hilbert. Le prototype a été fabriqué, et les résultats des mesures montrent une bonne corrélation avec la simulation.

### III.2 Application 1 : Filtres passe-bande basés sur la structure hybride SIW et le DGS Hilbert du 1er et du 2ème ordre

---

Dans ce travail, deux filtres passe-bande intégrés au substrat (SIW) basés sur la technologie DGS sont proposés. La structure DGS dans les deux filtres est à base de la cellule d'Hilbert de 2ème ordre, où celle du premier filtre se compose de cinq paires alors que le deuxième utilise seulement trois paires. La paire utilisée dans le premier filtre se compose de deux cellules situées côte à côte (juxtaposées) alors qu'elles sont placées face à face dans le second filtre.

Afin d'améliorer les performances du deuxième filtre et on se basant sur la technique de la propagation de mode évanescent, trois autres paires de cellules d'Hilbert de premier ordre sont gravées sur la couche supérieure. Les deux filtres passe-bande sont conçus pour fonctionner en bande C avec une largeur de bande mesurée de 1,8 GHz pour le premier filtre et de 0,86 GHz pour le second.

Les structures proposées ont les mêmes dimensions physiques, soit 38,1mm×16mm avec des pertes d'insertion mesurées de -2,5 dB et -2,7 dB.

Les deux structures présentent une rejection de la bande d'arrêt (stop band) supérieure avec une atténuation d'environ -20 dB et -29 dB, respectivement.

Les filtres fonctionnent dans des bandes passantes de [5,5 GHz -7,3 GHz] et [5,27 GHz - 6,13 GHz] avec des largeurs relatives (FBW) de 28,1 % et 15,09 % pour le premier filtre et le deuxième filtre respectivement. Un bon accord est rapporté entre les résultats mesurés et simulés.

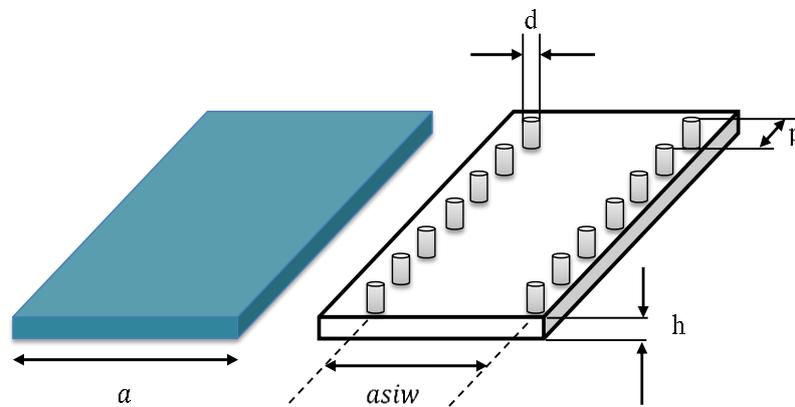
---

### III.2.1 Aperçu de la théorie du SIW et des courbes d'Hilbert

#### III.2.1.1 Le guide d'onde intégré au substrat

La structure SIW est constituée d'un matériau diélectrique avec des surfaces métalliques supérieures et inférieures intégrées. L'inclusion de deux réseaux linéaires de vias conducteurs reliant le haut et le bas du SIW le distingue des guides d'ondes planaires classiques, comme le montre la figure III.1.

En termes de propagation, les structures SIW se comportent comme un guide d'ondes rectangulaire rempli du diélectrique (DFW : dielectric-filled waveguide en anglais) [4].



**Figure III-1:** Configurations de guide d'onde rempli de diélectrique (DFW) et du SIW.

Chaque mode de propagation du guide d'onde a une fréquence de coupure, fournie par [5] :

$$f_{cmn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{III.1})$$

En mode dominant TE<sub>10</sub>, on a :

$$f_{c10} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.2})$$

Où  $c$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre et  $a$  est la largeur de DFW. La conception du SIW est principalement basée sur le diamètre du cylindre ( $d$ ) et la distance entre les vias ( $p$ ) [6], ces deux paramètres sont conditionnés par les équations suivantes [6] :

$$d = \lambda_g / 5 \quad (\text{III.3})$$

$$d < p \leq 2d \quad (\text{III.4})$$

où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée, définie par :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - (\pi/a)^2}} \quad (\text{III.5})$$

La conception des structures SIW est conditionnée par les relations suivantes [7, 8] :

$$L = L_{siw} - \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{III.6})$$

$$a = a_{siw} - \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{III.7})$$

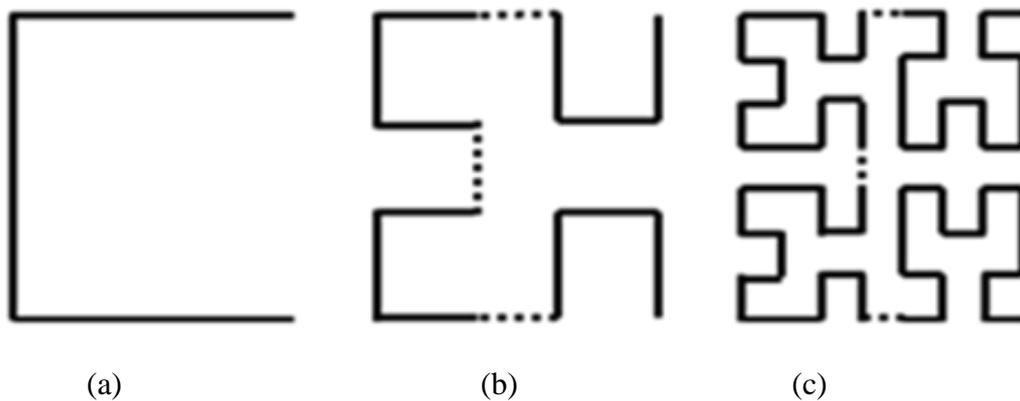
En substituant l'équation (III.7) à l'équation (III.2), on obtient finalement :

$$f_{c10} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( a_{siw} - \frac{d^2}{0.95p} \right)^{-1} \quad (\text{III.8})$$

Comme nous l'avons déjà mentionné dans l'introduction, les deux filtres proposés utilisent la même SIW à base du substrat FR-4 de permittivité relative  $\epsilon_r = 4,3$ . Les dimensions choisies pour concevoir la structure SIW sont les suivantes :  $h = 1,6$  mm,  $d = 1$  mm,  $p = 1,5$  mm,  $W_{siw} = 13,38$  mm,  $L_{siw} = 21,5$  mm.

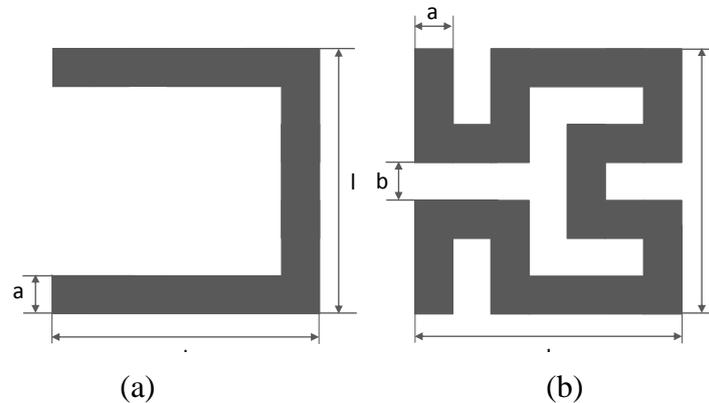
### III.2.1.2 Courbe de cellule unitaire d'Hilbert

Comme toute courbe fractale, les courbes d'Hilbert changent d'une étape à l'autre en fonction des itérations de la géométrie d'origine (Figure III.2). Par conséquent, la géométrie d'une étape souhaitée peut être obtenue simplement en assemblant quatre copies de l'itération d'ordre précédente [3].



**Figure III-2:** Génération des formes d'Hilbert : (a) premier ordre, (b) deuxième ordre et (c) troisième ordre.

Dans ce travail, nous avons utilisé les cellules d'Hilbert du premier et du deuxième ordre. Les dimensions adéquates des cellules, représentées sur la figure III.3, ont été obtenues après une optimisation sur CST.

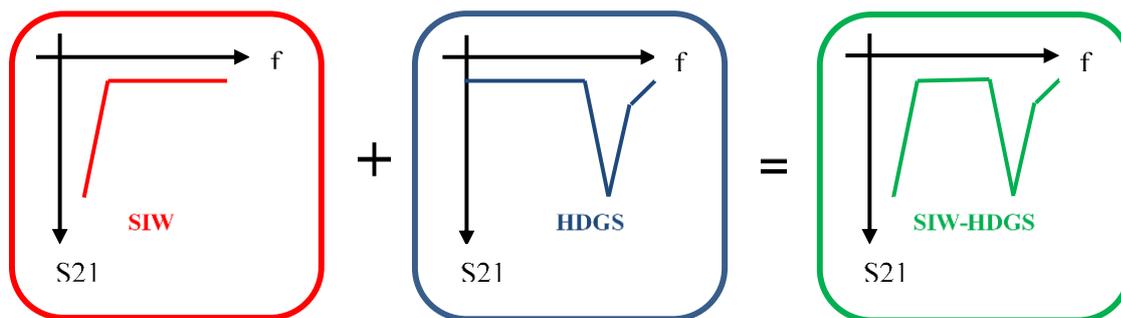


**Figure III-3:** Les cellules unitaires utilisées dans la conception du filtre, (a) cellule de premier ordre et (b) cellule de deuxième ordre,  $a = b = 0,5 \text{ mm}$  et  $l = 3,5 \text{ mm}$ .

### III.2.2 Conception des filtres

#### III.2.2.1 Principe de fonctionnement des filtres proposés

Les deux filtres proposés ont été conçus pour répondre aux spécifications suivantes : la fréquence de fonctionnement dans la bande C, une perte de retour de la bande passante  $< -20 \text{ dB}$ , une perte d'insertion de la bande passante  $> -3 \text{ dB}$  et une réjection de la bande d'arrêt  $> 20 \text{ dB}$ . La figure III.4 illustre le principe de fonctionnement de nos structures proposées.

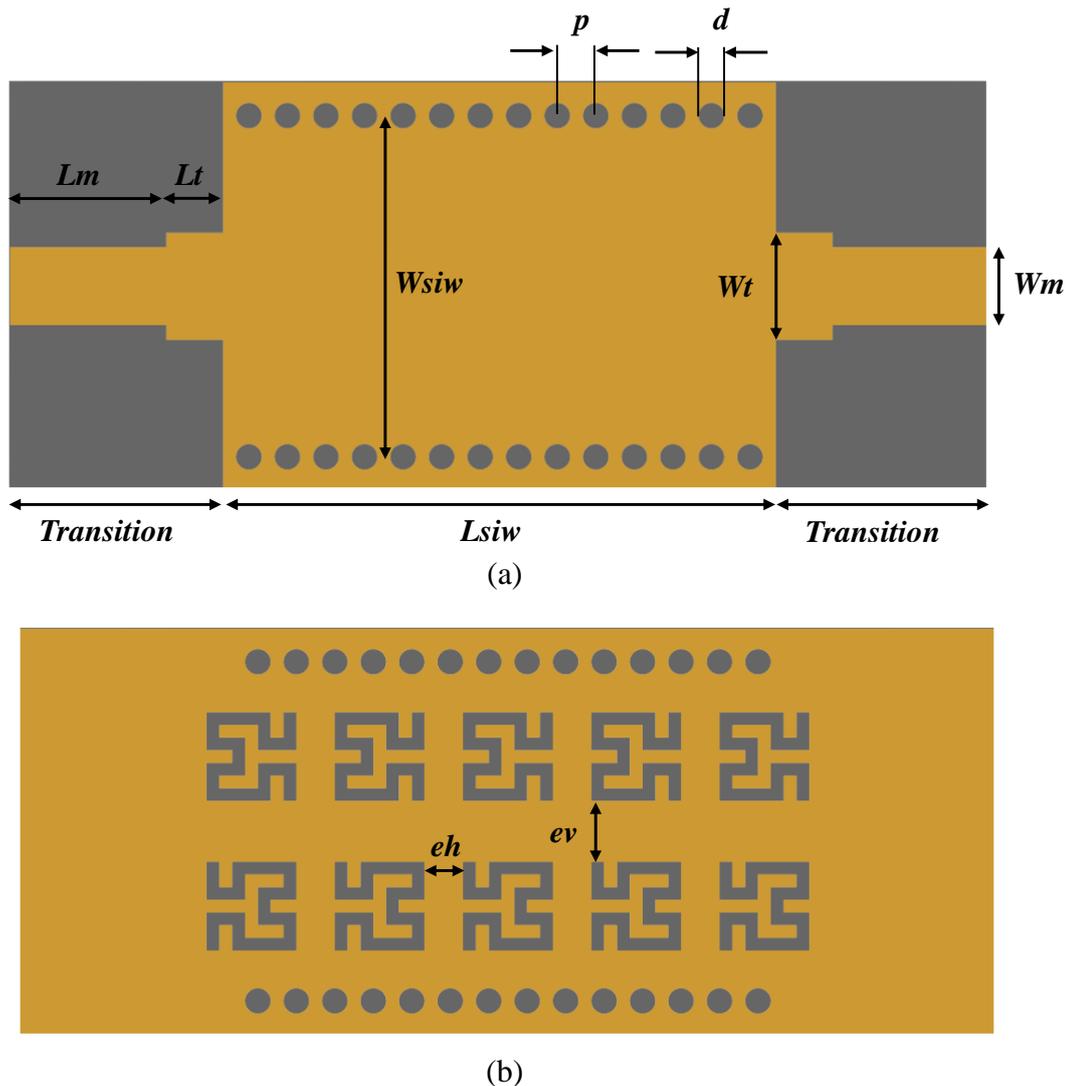


**Figure III-4:** Principe de fonctionnement des filtres passe-bande proposés.

Comme on le sait dans la littérature [9], la structure SIW fournit une réponse de filtre passe-haut. D'autre part, une structure DGS peut fonctionner comme un filtre coupe-bande en gravant des cellules de Hilbert sur le côté métallique inférieur (GND) [10]. En résultat finale, une réponse de filtre passe-bande peut être obtenue en combinant les deux structures précédentes.

### III.2.2.2 Premier filtre proposé

La figure III.5 montre le schéma du premier filtre. Il se compose d'une structure SIW avec cinq paires de cellules fractales d'Hilbert de deuxième ordre gravées sur la couche métallique inférieure avec une période identique  $e_h = 1,5$  mm et espacées verticalement de  $e_v = 2,4$  mm. Afin d'obtenir une bonne adaptation, une ligne à transitions d'impédance en paliers [11] avec des dimensions optimisées est utilisée pour relier le SIW à la ligne micro rubande 50 ohms.



**Figure III-5:** Schéma du premier filtre proposé, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.  $W_t = 4,2$  mm,  $L_t = 2,21$  mm,  $W_m = 3,06$  mm et  $L_m = 6,1$  mm.

### III.2.2.3 Deuxième filtre proposé

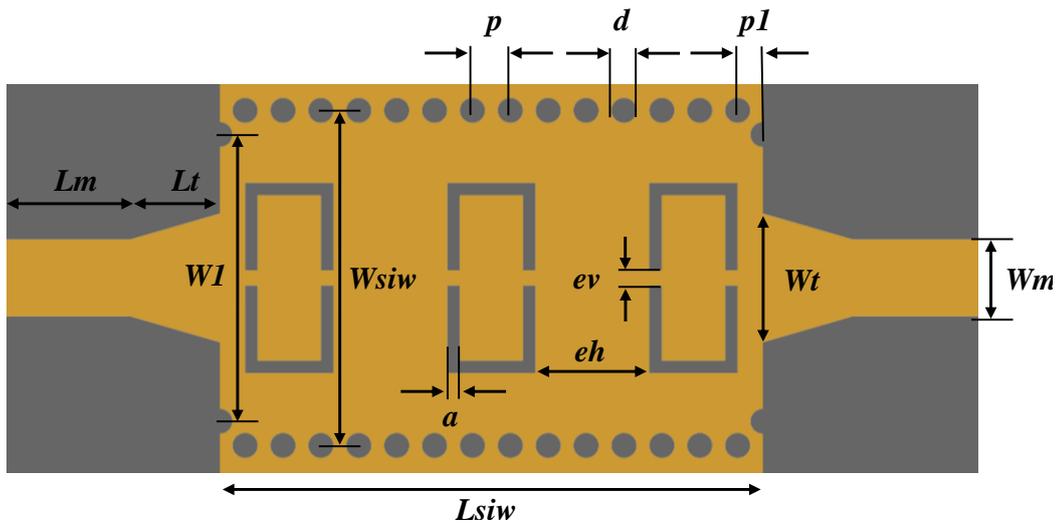
Dans ce filtre, la même topologie du premier filtre (Cinq paires de cellules d'Hilbert du 2ème ordre) a été utilisée mais l'emplacement des cellules a été sélectionné pour être placé face à

### Chapitre 3 Conception et réalisation des filtres Hybrides SIW-DGS de type Hilbert

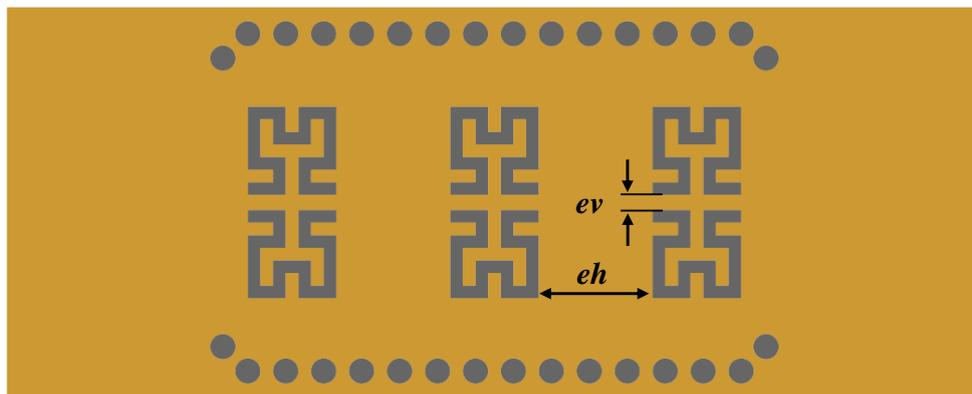
face. Cependant, le résultat insatisfaisant nous a conduit à n'utiliser que trois paires, mais finalement, le résultat obtenu avec cette proposition ne s'est pas beaucoup amélioré.

Enfin, le résultat a été amélioré grâce à la technique de propagation en mode évanescent [12], qui a été appliquée en gravant trois autres paires de cellules de Hilbert du premier ordre sur la couche supérieure.

Les emplacements de toutes les cellules ont été choisis pour être face à face et séparés horizontalement et verticalement par  $eh = 4,5$  mm et  $ev = 0,6$  mm, respectivement (Figure III.6).



(a)



(b)

**Figure III-6:** Schéma du deuxième filtre proposé, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

Pour obtenir une adaptation adéquate, un cône de dimension ( $Lt \times Wt$ ) est utilisé pour relier les

circuits SIW avec la ligne microruban 50 ohms de dimensions  $L_m \times W_m$ . La taille de ce cône a été calculée (Tableau III.1) sur la base des équations suivantes (III.9) et (III.10) définies dans [13] :

$$W_t = W_m + 0.1547 a_{siw} \quad (III.9)$$

$$L_t = 0.2368 \lambda_{g-siw} \quad (III.10)$$

$$\lambda_{g-siw} = \frac{\lambda_{g0}}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (III.11)$$

Où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée en espace libre et  $\epsilon_{reff}$  la permittivité effective. De chaque côté de la transition conique vers SIW et afin de compenser les effets de réactance de cette jonction [13], nous avons ajouté deux vias symétriques qui sont positionnés sur la base des équations suivantes :

$$p_1 = 0.6567 p \quad (III.12)$$

$$W_1 = 0.8556 a_{siw} \quad (III.13)$$

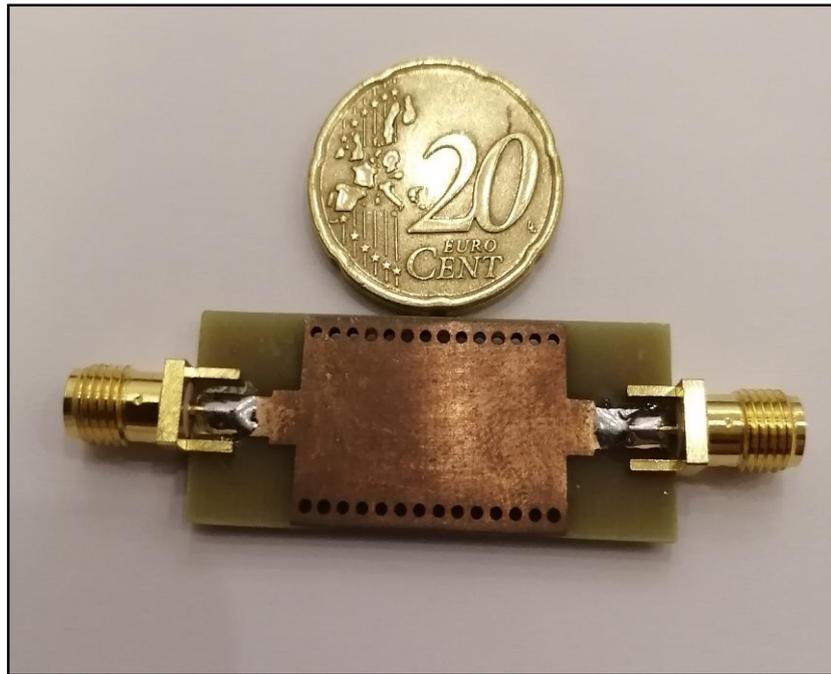
**Tableau III-1:** Dimensions de la transition utilisée dans le deuxième filtre.

Paramètres	Valeur (mm)	Paramètres	Valeur (mm)
$p1$	0.98	$W_t$	5.13
$W1$	11.45	$L_m$	5
$L_t$	3.55	$W_m$	3.06

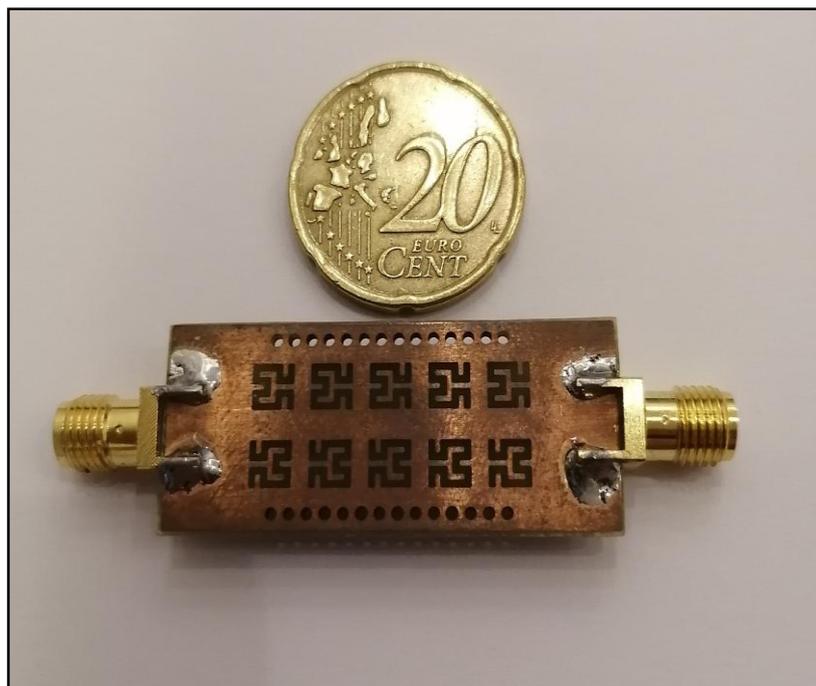
### III.2.3 Discussion des résultats

#### III.2.3.1 Fabrication des prototypes et Résultats expérimentaux

Pour démontrer les filtres passe-bande proposés, les deux structures ont été conçues et optimisées à l'aide du logiciel CST. En guise de validation des schémas obtenus décrits ci-dessus, chaque prototype a été fabriqué et testé. La figure III.11 illustre l'opération de mesure dont un analyseur de réseau vectoriel Agilent 8719ES est utilisé. Des photographies des filtres fabriqués sont présentées dans la figure III.7 et la figure III.9, où leurs tailles totales sont respectivement de  $1.32 \lambda_g \times 0.56 \lambda_g$  et  $1,18 \lambda_g \times 0,49 \lambda_g$ .



(a)



(b)

Figure III-7: Photographies du premier prototype, (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.

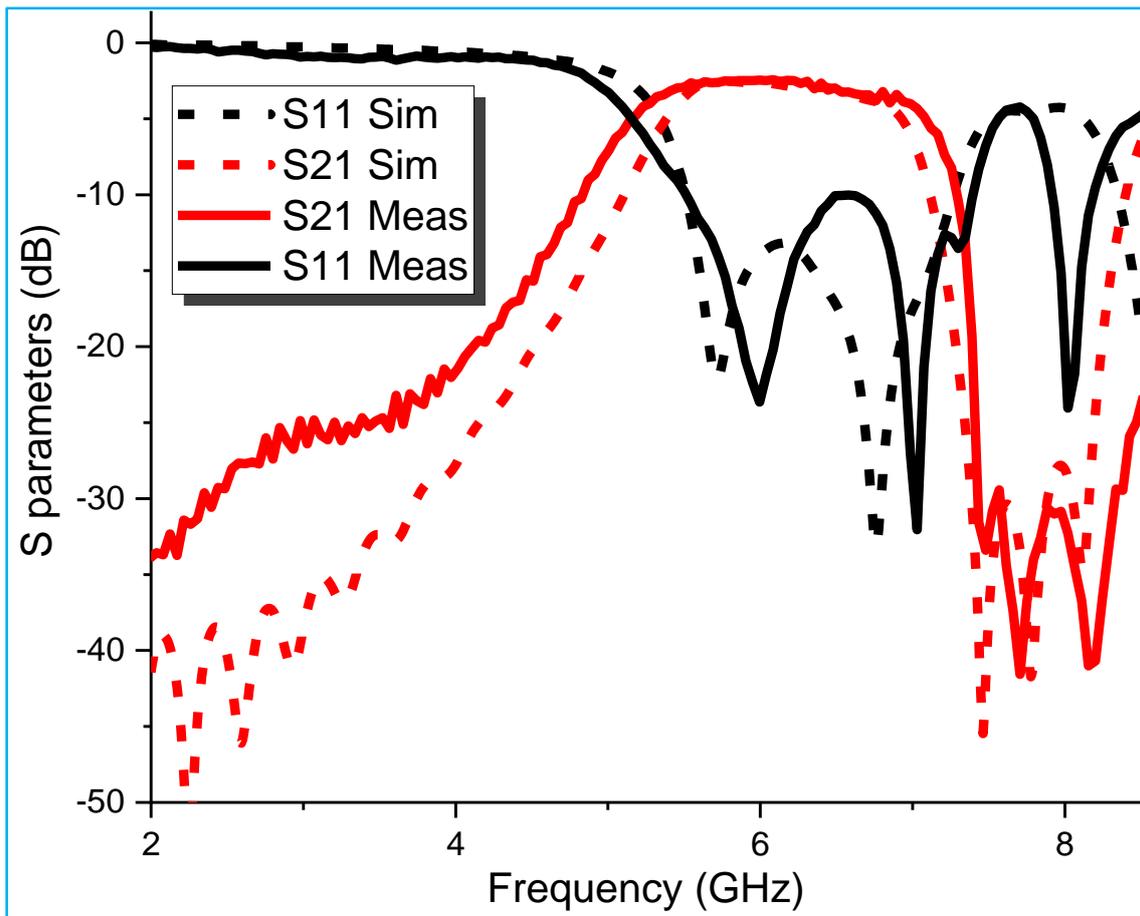
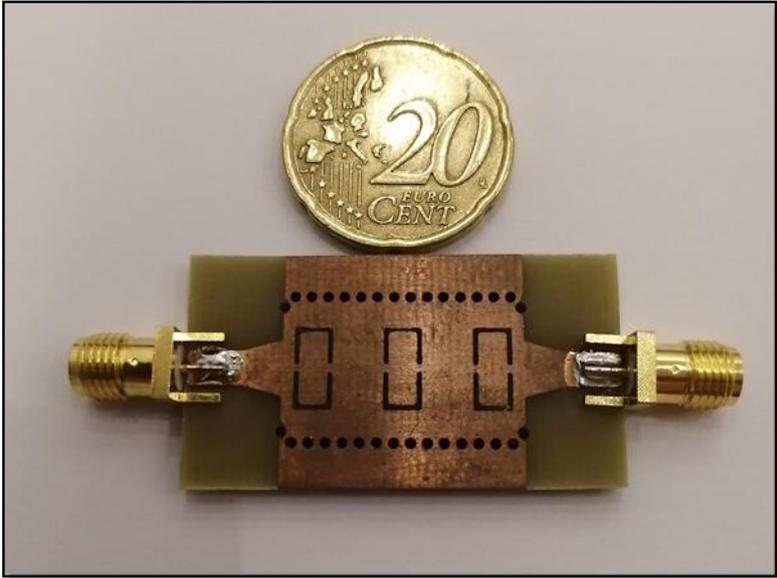
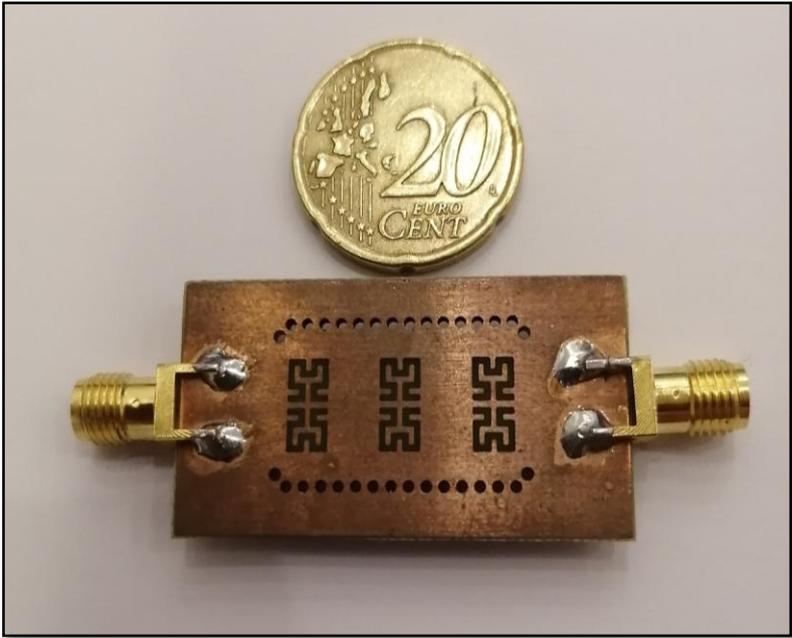


Figure III-8: Résultats simulés et mesurés des paramètres S du premier filtre.



(a)



(b)

Figure III-9: Photographies du deuxième prototype, (a) vue de dessus et (b) vue de dessous

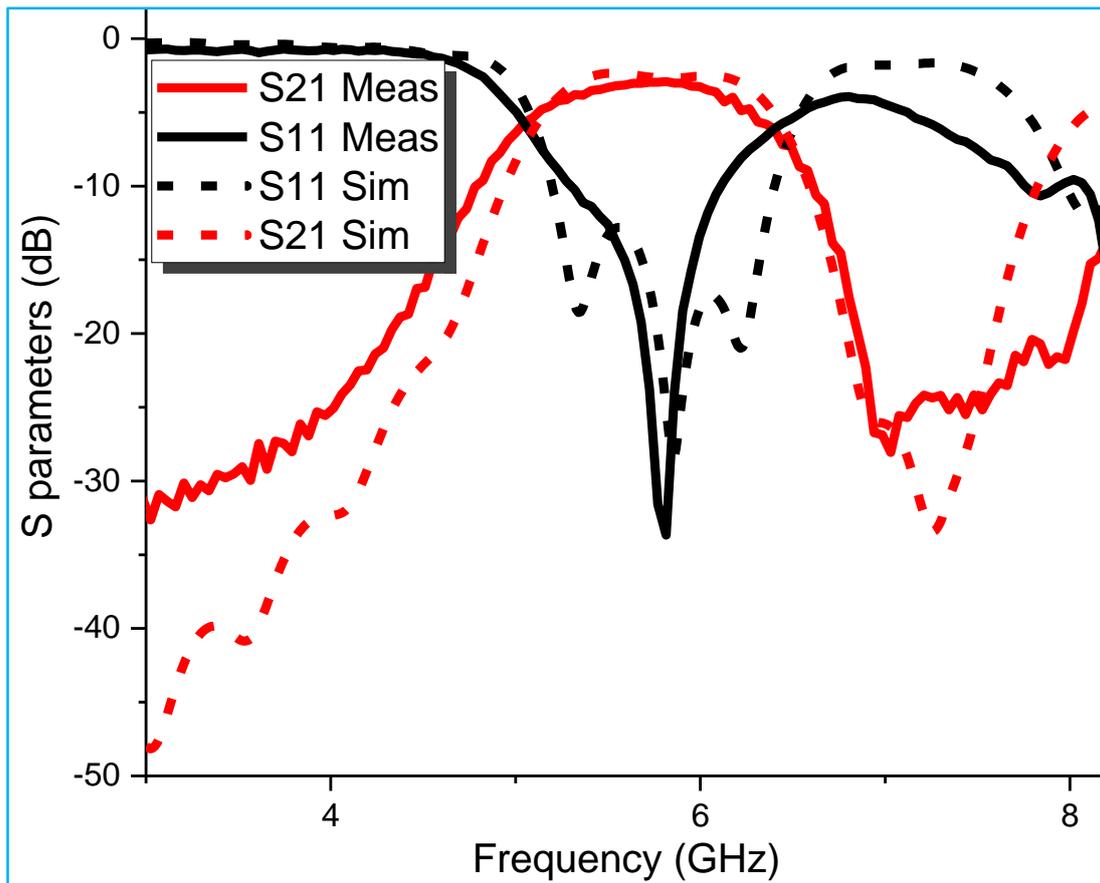


Figure III-10: Résultats simulés et mesurés des paramètres S du deuxième filtre.

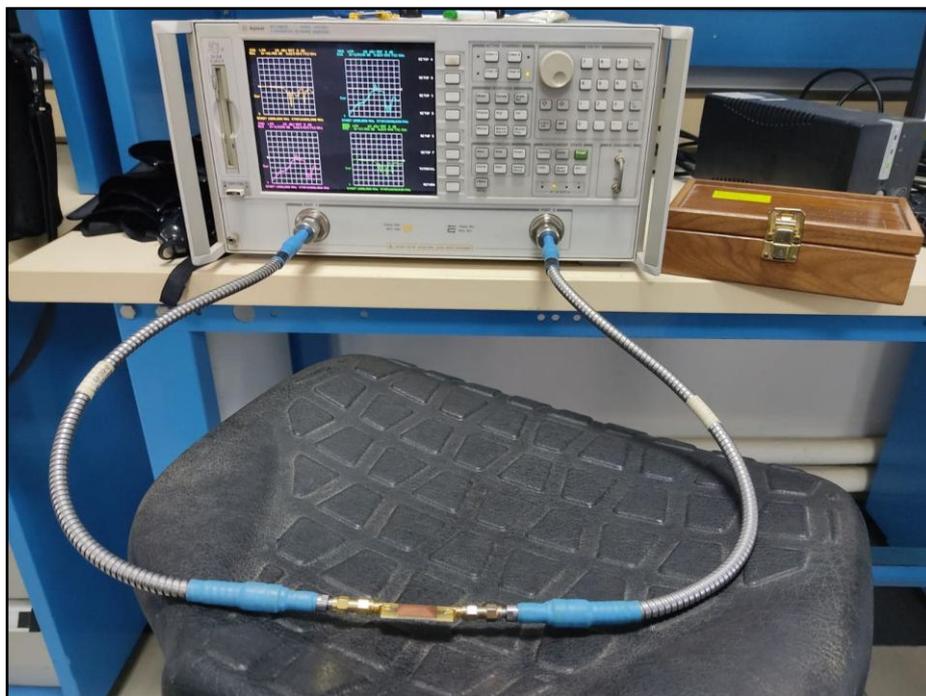


Figure III-11: Photographie de l'opération de mesure.

### Chapitre 3 Conception et réalisation des filtres Hybrides SIW-DGS de type Hilbert

Les comparaisons entre les résultats simulés (ligne pointillée) et mesurés (ligne pleine) sont représentés sur la figure III.8 et la figure III.10. Il est clair qu'il existe un bon accord entre les résultats, juste un petit décalage obtenu, qui est dû à l'imprécision de la constante diélectrique du PCB et à la perte supplémentaire du connecteur SMA. Les deux filtres présentent un comportement passe-bande d'une bande passante de 1,8 GHz et 0,86 GHz, avec une fréquence centrale de 6,4 GHz et 5,7 GHz, respectivement pour le premier filtre et le deuxième filtre.

Les deux structures ont des pertes d'insertion mesurées inférieures à 3 dB, et elles ont des pertes de retour mesurées maximales d'environ 32 dB et d'environ 33,7 dB pour les premiers et deuxièmes cas, respectivement. La bande d'arrêt supérieure est associée à trois TZs situés à 7,48 GHz, 7,7 GHz et 8,15 GHz, respectivement pour le premier filtre et un seul TZ situé à 6,98 GHz pour le deuxième filtre. L'atténuation est supérieure à 29 dB et 20 dB sur une gamme de fréquence de [7,4GHz-8,33GHz] et [6,84GHz-8GHz] respectivement pour le premier prototype et le deuxième prototype. Sur la base des pertes de retour mesurées mentionnées ci-dessus, la largeur relative de la bande passante (FBW) est respectivement de 28,1 % et 15,09 %, ce qui signifie que le premier filtre fonctionne dans une plage large bande.

Le tableau III.2 représente les performances des filtres proposés par rapport à certains travaux SIW précédents.

**Tableau III-2:** Comparaison des résultats avec d'autres références.

Réf	Fréquence Centrale (GHz)	FBW (%)	RL (dB)	IL (dB)	La taille $\lambda_g^2$
[2]	6.7	22.7	34	2.6	0.62
[14]	3.4	25	11.4	1.7	0.45
[15]	3.7	16	18	1.1	1.34
[16]	9.97	14.75	16.7	1.65	1.1
[17]	8.98	47.4	18	1.5	1.18
[18]	6.88	40	16.5	2	1.69
<b>Ce travail (1)</b>	6.4	28.1	32	2.5	0.74
<b>Ce travail (2)</b>	5.7	15.09	33.7	2.7	0.58

**III.3 Application 2 : Filtres passe-bande SIW-DGS hybrides hautement sélectifs à base de l'anneau à double courbe de Hilbert (HDCR)**

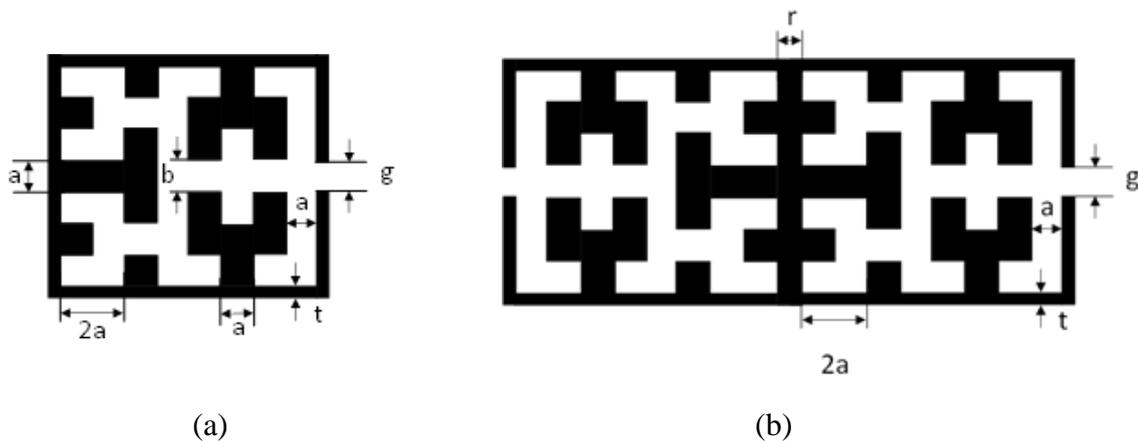
---

Un nouveau filtre passe-bande basé sur l'hybridation de la structure au sol défectueuse (DGS) et du guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est présenté dans ce travail, où la structure DGS de ce filtre est obtenue en gravant l'anneau proposé à double courbe d'Hilbert (HDCR) sur le plan de masse. Bien que le filtre proposé ait une taille totale compacte de 27,5 mm × 27,5 mm, l'utilisation des lignes d'entrée/sortie diagonales est utile pour obtenir un prototype de demi-mode (HMSIW) plus compact, qui est réalisé simplement en coupant en diagonale le filtre d'origine. Les deux filtres ont été fabriqués en utilisant un substrat FR-4, à haute sélectivité centré presque sur la même fréquence, qui est d'environ 5,07 GHz avec une bande passante fractionnaire FBW/Retour de perte de 4,3/-26 dB et 6,7/-37 dB pour le filtre proposé et son demi-mode respectivement. Cinq TZ sont été générées pour chaque filtre avec un bon niveau de rejet dans la bande d'arrêt supérieure de -27 dB et -29 dB respectivement pour le prototype proposé et son demi-mode. Les prototypes proposés sont fabriqués et mesurés ; la simulation et les résultats expérimentaux correspondent bien

---

### III.3.1 Le design de filtre proposé

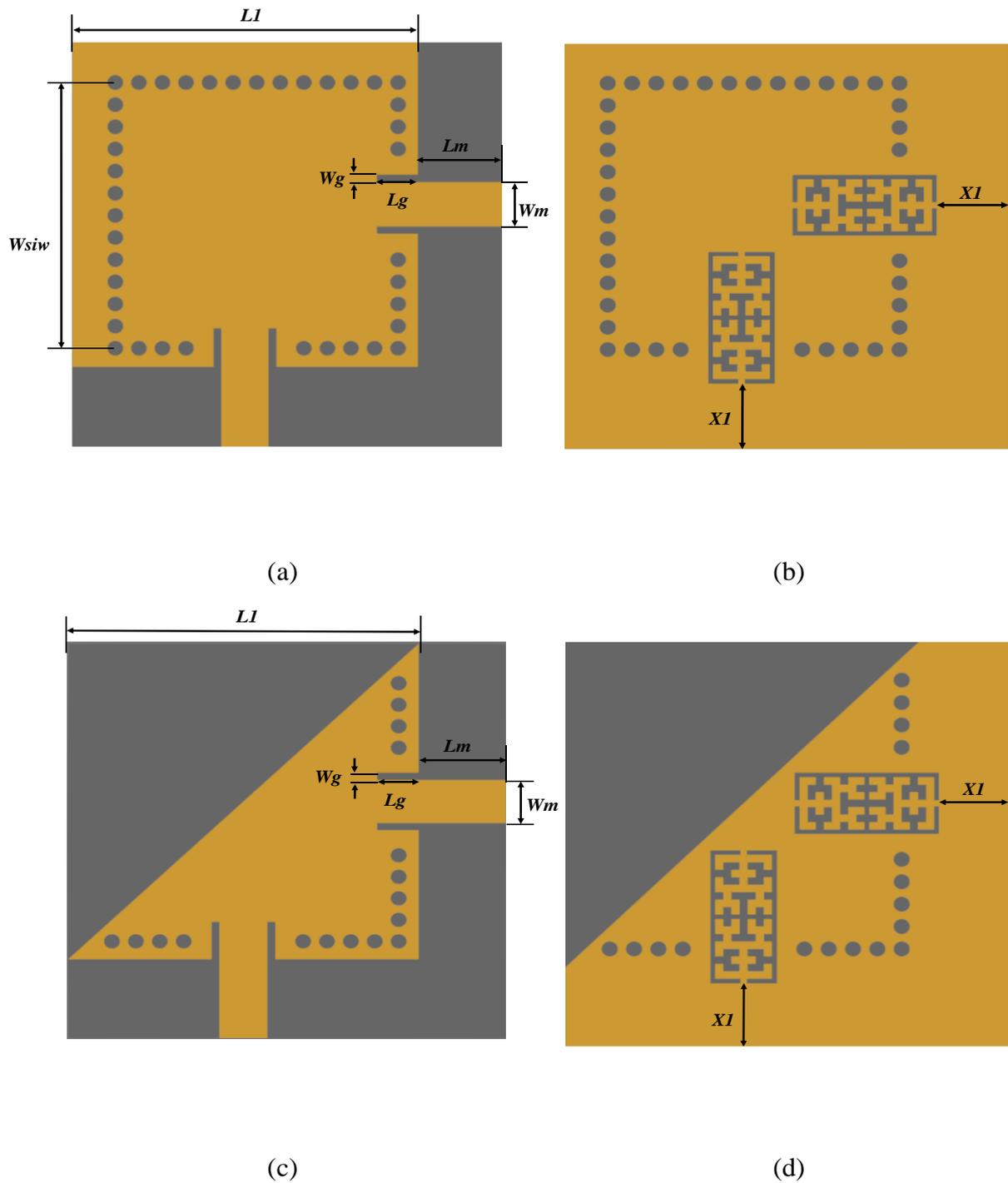
J. Cheng et al. [3] ont développé un filtre passe-bas DGS basé sur leur suggestion d'anneau du courbe d'Hilbert (HCR), qui est créé en gravant un anneau fendu [19] avec un bord extérieur rectangulaire et un bord intérieur spécifique obtenu sur la base de forme d'Hilbert du 3ème ordre. Nous avons créé la cellule représentée sur la figure III.12.b en juxtaposant deux cellules HCR (Figure III.12.a) et nous avons recommandé de la nommer Hilbert Double Curve Ring (HDCR). Cette cellule sera utilisée comme structure de base dans la conception des deux filtres proposés dans ce travail.



**Figure III-12:** Anneau de courbe Hilbert- HCR (a), anneau de double courbe d'Hilbert- HDCR (b).

Comme indiqué précédemment pour la cellule HCR [3], l'utilisation de la cellule HDCR comme DGS entraîne également une réponse passe-bas. Sachant que la structure SIW fournit une réponse passe-haut [20], alors en intégrant les deux technologies (DGS et SIW), une réponse passe-bande est obtenue.

La figure III.13 montre la topologie des filtres. Une cavité SIW rectangulaire de dimensions  $L1 \times L1$  est réalisée sur le substrat FR-4 de  $\epsilon_r=4,3$  et  $h=1,6\text{mm}$ , le diamètre des vias est  $d=1\text{mm}$  et la distance centre à centre des vias est  $p=1,5\text{mm}$ . De nombreuses topologies de couplage ont été rapportées dans la littérature pour intégrer SIW avec des structures planaires [21]. Dans ces structures, un couplage en quadrature a été sélectionné qui relie la cavité SIW à une ligne microruban de 50 ohms. Ces lignes d'alimentation microruban ont une taille externe de  $Wm \times Lm$ , elles sont insérées à l'intérieur de la cavité et forment des gaps de dimension  $Wg \times Lg$ .



**Figure III-13:** Topologie des filtres proposés, vue de dessus (a) et vue de dessous (b) du filtre d'origine, vue de dessus (c) et vue de dessous (d) du filtre demi-mode proposé.

Deux cellules HDCR ont été gravées sur la couche inférieure ; leurs positions ont été optimisées pour se situer sous les lignes d'alimentation à une distance  $X1$  des bords du filtre. Les dimensions des cellules sont optimisées pour être comme :  $a = b = 0,5$  mm,  $g = 0,4$  mm,  $t = 0,3$  mm et  $r = 0,4$  mm ; et les autres dimensions sont sélectionnées pour être comme suit :

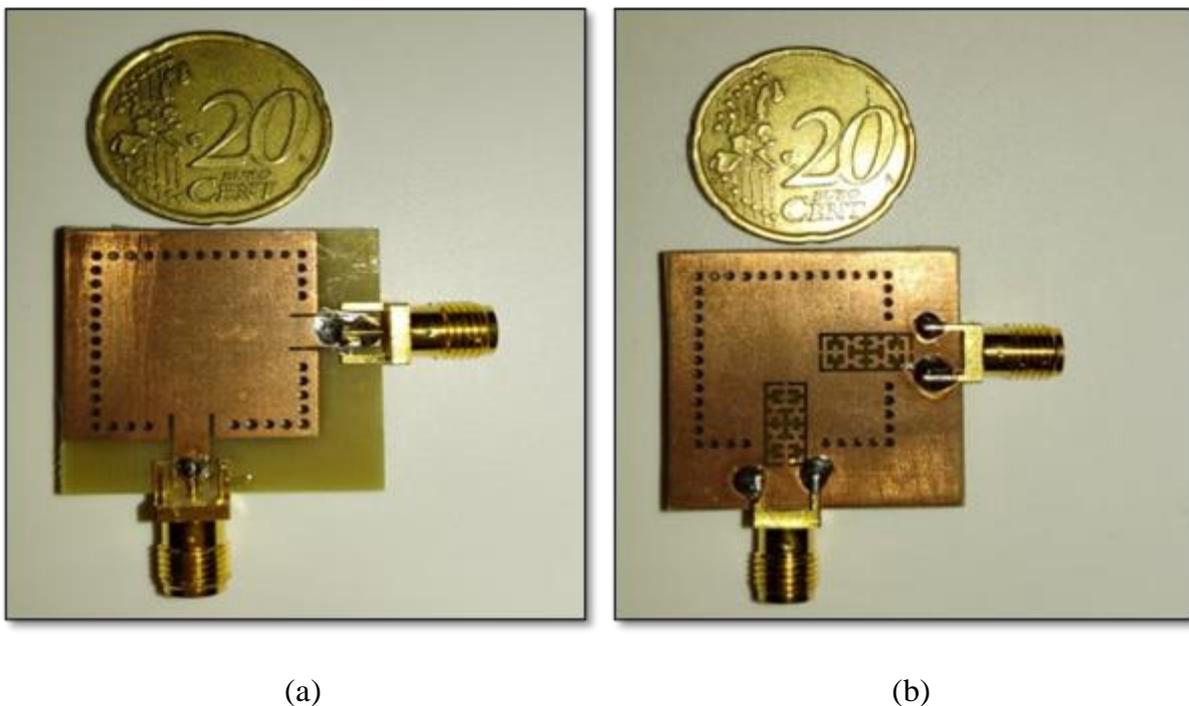
### Chapitre 3 Conception et réalisation des filtres Hybrides SIW-DGS de type Hilbert

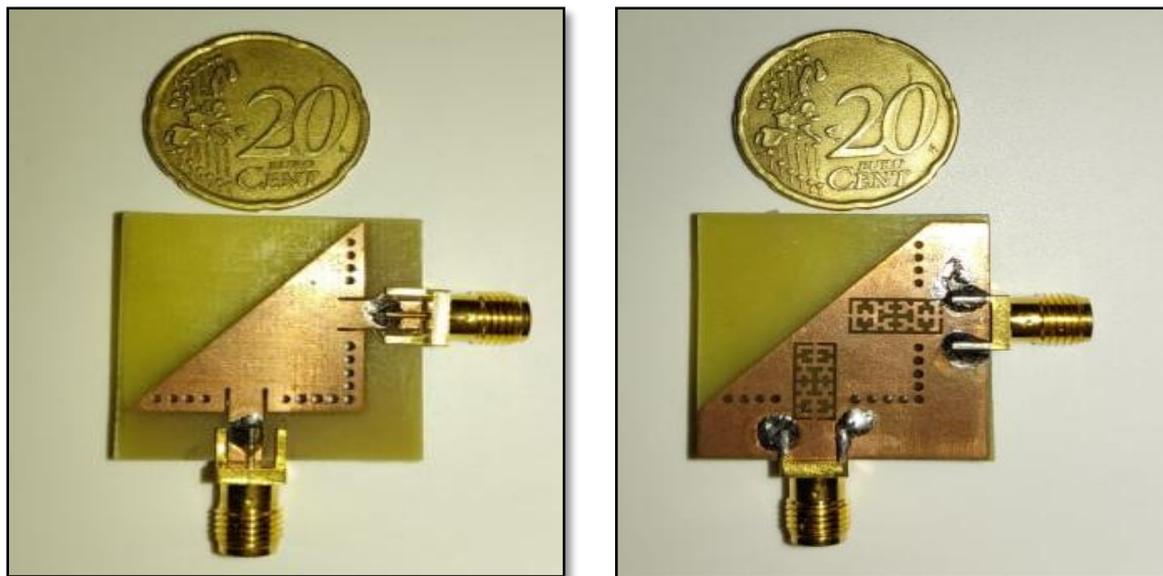
$W_{siw}=19,5$  mm,  $L_1=22$  mm,  $X_1=5,5$  mm,  $L_m=5,5$  mm,  $W_m=3$  mm,  $L_g=4,5$  mm et  $W_g=0,5$  mm.

Comme nous l'avons déjà mentionné dans l'introduction, nous pouvons obtenir presque les mêmes caractéristiques de filtre SIW d'origine simplement en réduisant sa taille d'environ la moitié. Ainsi, comme il est représenté sur la figure III.13.c et la figure III.13.d, la structure demi-mode (Half Mode) est obtenue en coupant en diagonale le filtre d'origine.

#### III.3.2 Fabrication et résultats expérimentaux

Pour démontrer les structures proposées, les prototypes du filtre SIW-DGS et son demi-mode ont été conçus et fabriqués sur un substrat monocouche FR-4 d'une épaisseur de 1,6 mm et d'une permittivité relative de 4,3. Les simulations ont principalement été effectuées avec le logiciel CST et les résultats de mesure ont été obtenus à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel Agilent 8719ES. La comparaison entre les simulations et les résultats des mesures est affichée sur la figure III.15. Les deux filtres ont une taille compacte de 22 mm × 22 mm et 11 mm × 11 mm respectivement (hors lignes d'alimentation), comme on peut clairement le constater sur leurs photographies présentées sur la figure III.14.



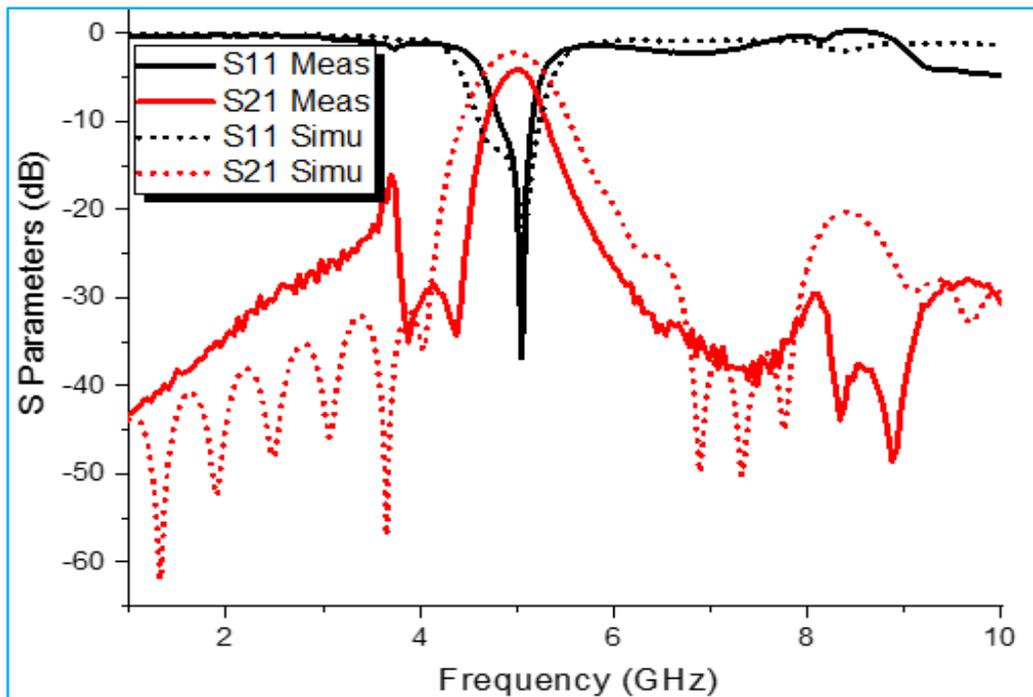


(c)

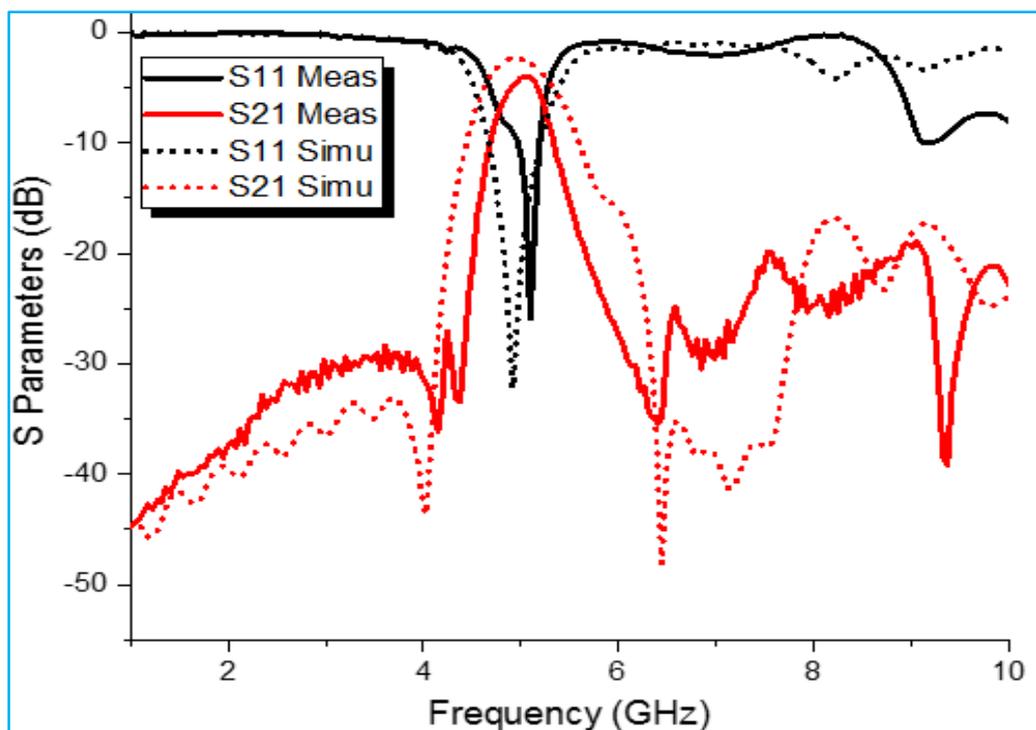
(d)

**Figure III-14:** Photographies des filtres proposés, vue de dessus (a) et vue de dessous (b) du filtre d'origine, vue de dessus (c) et vue de dessous (d) du demi-mode proposé.

Les deux filtres sont centrés sur des fréquences centrales presque identiques, soit 5,09 GHz et 5,05 GHz respectivement. Leur bande passante mesurée à -10 dB est de 220 MHz pour le premier filtre et de 340 MHz pour le second, où les pertes d'insertion/perte de retour mesurée dans ces bandes passantes sont respectivement : -3,9 dB/-26 dB et -4 dB/-37dB. En se basant sur les paramètres de transmission des deux prototypes, une transition abrupte est observée aux bords inférieurs et supérieurs (sharp skirt). Les deux filtres ont une bonne bande d'arrêt inférieure avec un niveau de rejet de -27 dB et -29 dB respectivement. Ces bandes d'arrêt sont associées à deux TZs dans les deux cas, avec l'apparition d'un éperon (spur) à 3,7 GHz dans le filtre à demi-mode. Les emplacements des TZs de bande d'arrêt inférieure pour le premier filtre/son demi-mode sont respectivement : 4,15 GHz/3,88 GHz et 4,37 GHz/4,37 GHz. En ce qui concerne la bande d'arrêt supérieure, trois TZs sont apparues avec des niveaux de rejet atteints de -18,9 dB et -28 dB pour la première structure et la seconde respectivement. Les emplacements des TZs de bande d'arrêt supérieure pour le premier filtre/son demi-mode sont respectivement : 7.5 GHz/6.4 GHz, 8.4 GHz/7 GHz et 8.9 GHz/8 GHz.



(a)



(b)

Figure III-15: Résultats des paramètres S simulés et mesurés du filtre proposé à l'origine (a) et de son demi-mode (b).

### **Chapitre 3 Conception et réalisation des filtres Hybrides SIW-DGS de type Hilbert**

Certaines divergences entre les résultats de simulation et de mesure, notamment en ce qui concerne la perte d'insertion, pourraient être attribuées à la perte due au connecteur SMA et pourraient également être causées par le substrat utilisé. Enfin, le tableau III.3 récapitule les performances des deux filtres proposés par rapport aux autres filtres présentés précédemment.

**Tableau III-3:** Comparaison des performances des deux filtres avec d'autres travaux.

	$f_0$ [GHz]	IL [dB]	RL [dB]	FBW [%]	Taille [ $\lambda^2$ ]
[22]	9	2.1	12	5.5	3.22
[23]	15	1.7	12	4.3	3.23
<b>Ce travail (1)</b>	5.05	3.9	26	4.3	0.92
[24]	5.52	1.67	15	22	0.56
[15]	3.7	1.1	18	16	1.34
[25]	35	1.8	20	15	0.90
<b>Ce travail (2)</b>	5.09	4	37	6.7	0.63

### III.4 Application 3 : Filtre Large-bande basé sur un guide d'onde intégré au substrat(SIW) chargé par des cellules HCR périodiques (optimisation).

---

Dans ce travail, on présente une nouvelle structure de guide d'onde intégrée au substrat(SIW), qui est basée sur l'utilisation d'une structure périodique inspirée des structures métamatériaux basées sur le couplage des résonateurs complémentaires en anneau fendu (CSRR). Seulement ici on utilise les cellules d'anneau de courbe d'Hilbert (HCR : Hilbert Curve ring) au lieu des résonateurs CSRR.

Ces cellules sont gravées périodiquement dans le plan de masse pour avoir une structure DGS qui nous permette d'avoir un comportement coupe bande, pour cela plusieurs optimisations ont été faites pour bien choisir principalement la période horizontale, la période verticale et le nombre des cellules adéquates. Finalement on a obtenu un filtre large bande basé sur cinq paires des cellules HCR, dont chaque paire est constituée de deux cellules placées face-à-face.

Le design de filtre est basé sur le substrat Rogers Duroid 5880 d'épaisseur  $h=0.508$  mm et de permittivité de 2.2, ce qui ne nous a pas autorisé à faire la réalisation en raison de son indisponibilité sur le marché. Ce filtre a une taille compacte de  $43.5 \text{ mm} \times 22 \text{ mm}$ , et il est centré sur une fréquence centrale de 4.8 GHz avec une bande passante mesurée à -10 dB de 1.25 GHz. La perte d'insertion et la perte de retour obtenues dans cette bande passante sont respectivement : -0.5 dB et -40 dB.

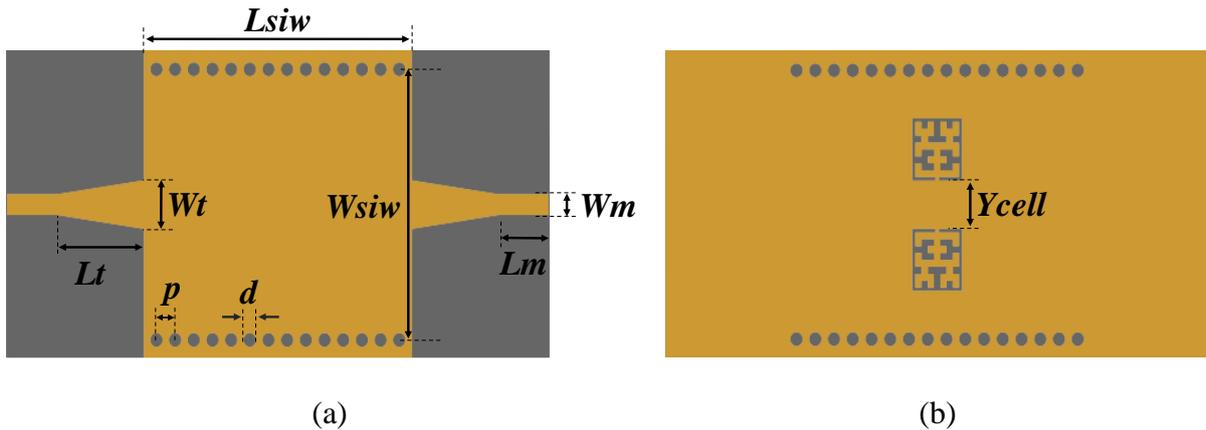
La structure présente des bonnes bandes d'arrêt inférieur et supérieur avec des niveaux de rejet au tour de -40 dB pour les deux côtés.

La largeur relative (FBW) de ce filtre est 26 %, ce qui lui permet de classer comme un filtre large bande.

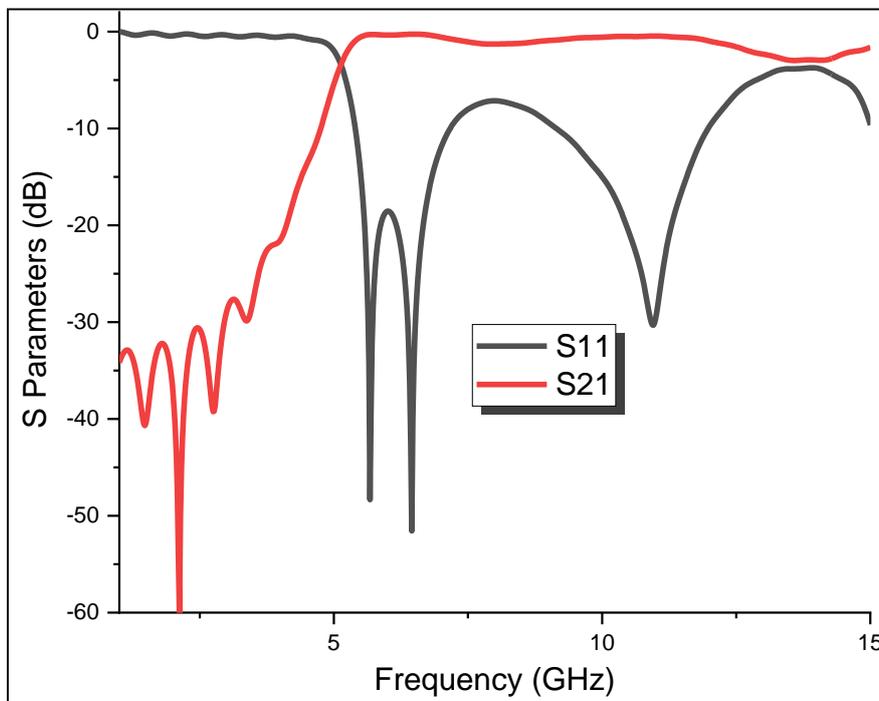
---

### Chapitre 3 Conception et réalisation des filtres Hybrides SIW-DGS de type Hilbert

La structure DGS proposée est basée principalement sur une paire de cellules HCR placées face à face, dont la sélection de distance adéquate entre eux va être considérée comme une optimisation primaire. Pour ce faire, on a gravé les deux cellules sur le plan de masse d'un guide d'onde SIW à base de substrat Roger avec une permittivité de 2.2 et une épaisseur  $h=0.508\text{mm}$  (Figure III.16). La réponse fréquentielle de cette guide d'onde est représentée sur la figure III.17. Il est à noter que la cellule HCR utilisée a les dimensions suivantes :  $a= b= 0.5\text{mm}$ ,  $t= g= 0.24\text{mm}$ .

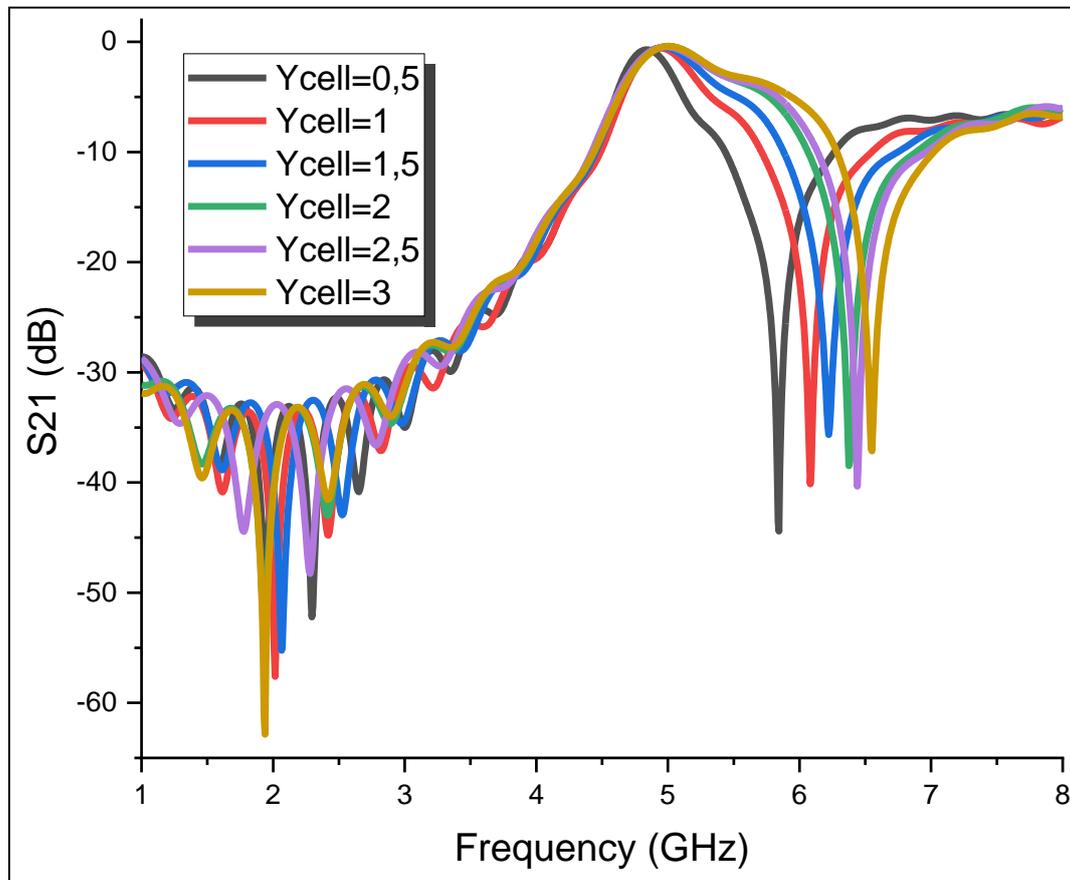


**Figure III-16:** Schéma du filtre à base d'une seule paire de cellules HCR, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.  $W_t = 3.5\text{mm}$ ,  $L_t = 7\text{mm}$ ,  $W_m = 1.5\text{mm}$ ,  $L_m = 4\text{mm}$ ,  $p = 1.5\text{mm}$ ,  $d = 1\text{mm}$ ,  $W_{siw} = 19.4\text{mm}$  et  $L_{siw} = 21.5\text{mm}$ .



**Figure III-17:** Paramètres S de guide d'onde SIW utilisé dans la conception du filtre.

Alors l'optimisation de la distance en question nous conduit à choisir une valeur de ( $Y_{cell}=0.5\text{mm}$ ), Cela concorde avec la valeur optimale de TZ, telle qu'illustrée dans la réponse de transmission sur la figure III.18.



**Figure III-18:** Perte d'insertion en fonction de la variation de la distance verticale ( $Y_{cell}$ ) qui sépare les deux cellules HCR.

Dans le but d'améliorer la réponse fréquentielle de notre filtre, deux paires de la même cellule HCR ont été gravées autour des deux cellules précédentes (Figure III.19) ce qui nous va guider de faire une deuxième optimisation sur la distance qui les sépare horizontalement ( $X_{cell}$ ).

La figure III.20 représente la réponse de transmission  $S_{21}$  en fonction de la distance optimisée  $X_{cell}$ , Alors plus cette distance augmente plus la réponse des pertes d'insertion s'aplatit. Donc il est clair que la valeur adéquate est  $X_{cell}=1.5\text{mm}$  qui est permet d'obtenir une réponse appropriée.

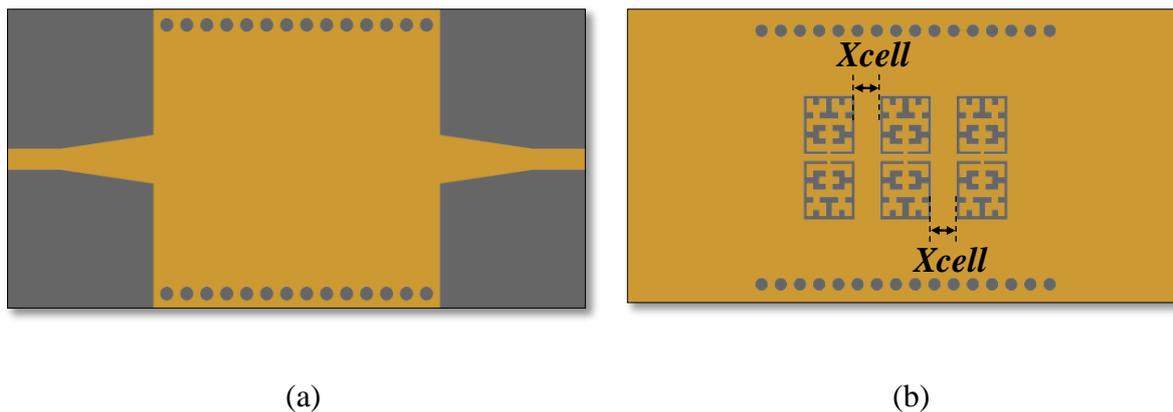


Figure III-19: Schéma du filtre à base du trois paires de cellules HCR, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

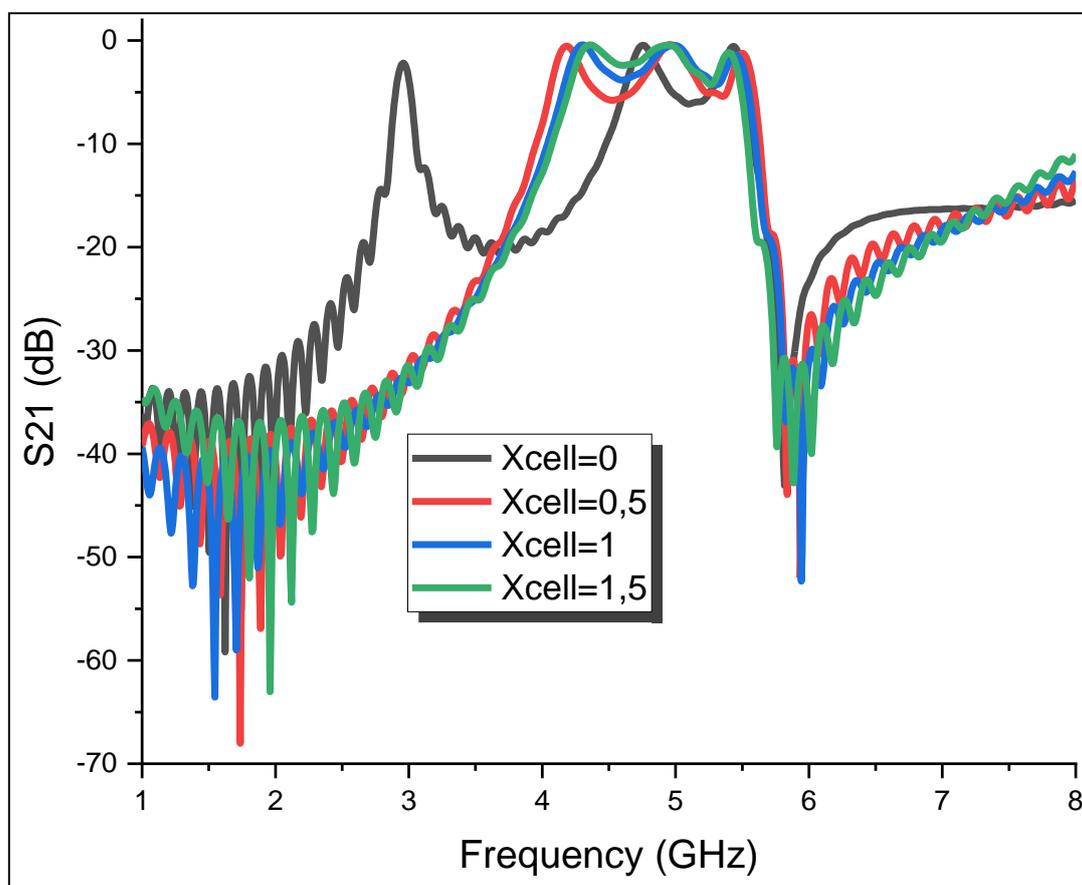
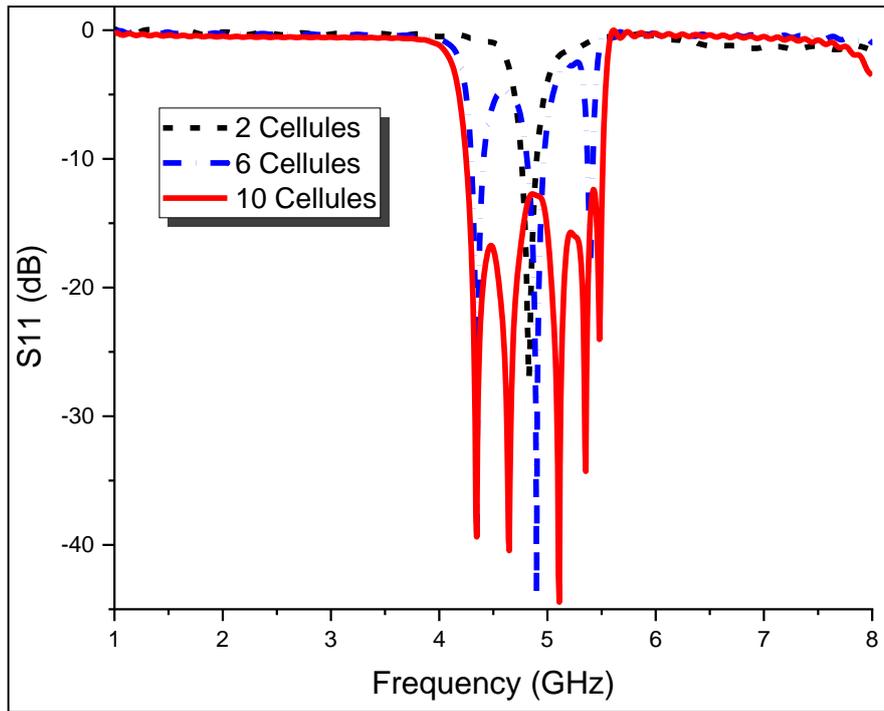
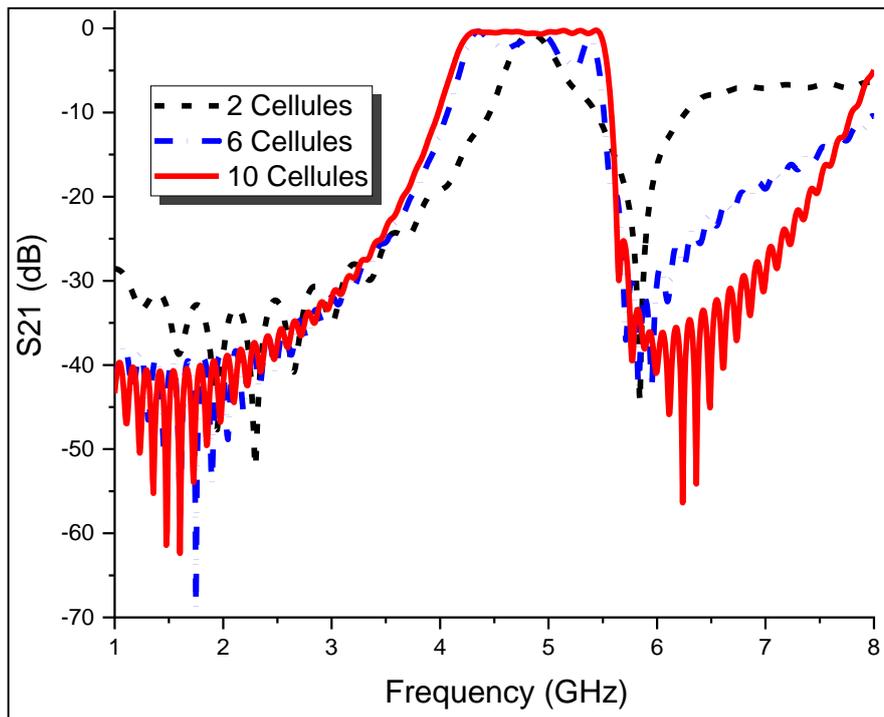


Figure III-20: Perte d'insertion en fonction de la variation de la distance horizontale ( $X_{cell}$ ) qui sépare chaque deux cellules HCR adjacentes.

Comme étape finale et afin d'améliorer les performances de filtre sachant que le choix de nombre des cellules est un paramètre important, pour cela une comparaison en fonction de nombre des cellules utilisées a été faite (Figure III.21) ce qui nous incite à élaborer la configuration finale du filtre en utilisant cinq paires des cellules HCR (Figure III.22).



(a)



(b)

Figure III-21: Effet de nombre de cellules sur les paramètres S de filtre. (a) réflexion, (b) transmission.

III.4.1 Discussion des résultats de simulations :

La Figure III.23 montre les résultats finaux de simulation qui été effectuées avec le logiciel CST, dont un comportement passe bande est apparu. Ce filtre a une taille compacte de 43.5 mm  $\times$  22 mm, et il est centré sur une fréquence centrale de 4.8 GHz avec une bande passante mesurée à -10 dB de 1.25 GHz. La perte d'insertion et la perte de retour obtenues dans cette bande passante sont respectivement : -0.5 dB et -40 dB.

La structure présente des bonnes bandes d'arrêt inférieur et supérieur avec des niveaux de rejet au tour de -40 dB pour les deux côtés.

La largeur relative (FBW) de ce filtre est 26%, ce qui lui permet de classer comme un filtre large bande.

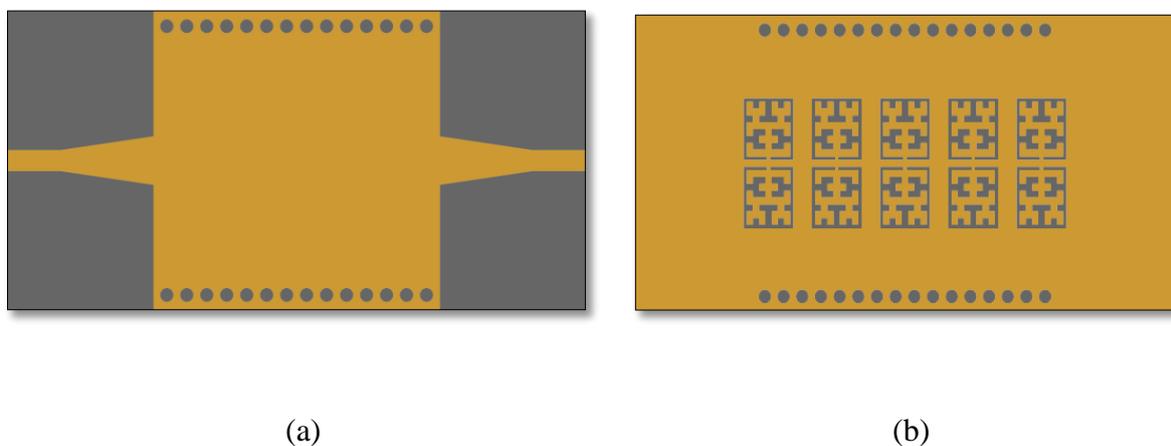


Figure III-22: Schéma du filtre final à base du cinq paires de cellules HCR, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

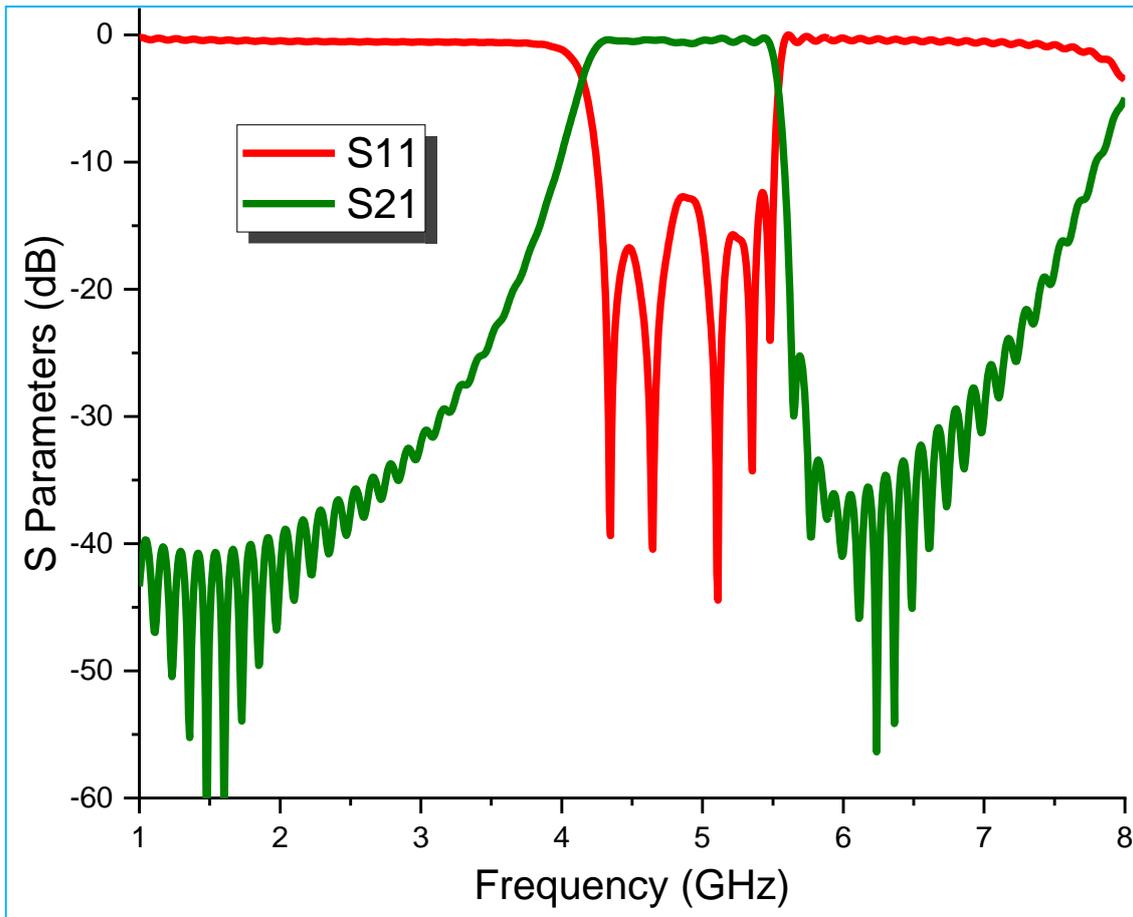


Figure III-23: Résultats des paramètres S simulés du filtre final.

**III.5 Application 4 : Optimisation et réalisation d'un filtre HMSIW-Hilbert DGS à l'aide de technique de propagation de mode évanescent.**

---

Ce travail présente une nouvelle configuration du filtre sélectif passe-bande demi-mode intégré au substrat (HMSIW) basé sur des cellules d'Hilbert comme structure DGS. Deux lignes microruban classiques de 50 ohms sont utilisées comme alimentation.

Le filtre est conçu et optimisé à l'aide du logiciel CST, où une étude paramétrique est utilisée pour optimiser ses dimensions géométriques. Dans notre conception, six cellules périodiques d'Hilbert sont utilisées, qui fonctionnent collectivement avec trois fentes transversales pour générer la fréquence de résonance désirée. Le substrat diélectrique utilisé est FR4 avec une permittivité relative de 4,3.

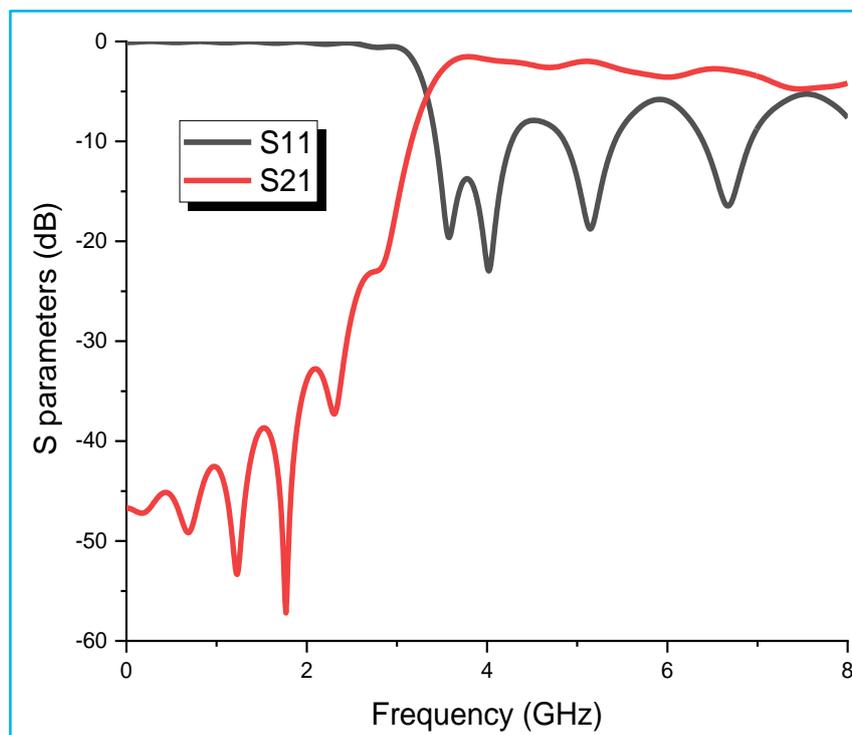
Le filtre proposé fonctionne à la fréquence de 3,25 GHz avec une perte d'insertion d'environ -2 dB et un rejet étendu de 1 GHz à 3,2 GHz et de 3,4 GHz à 7 GHz respectivement pour les côtés inférieure et supérieure avec un niveau supérieur à -35 dB. Le filtre est fabriqué et mesuré, où les mesures obtenues montrent une similitude claire avec les résultats simulés. Le filtre proposé est envisagé pour les applications LTE TD.

---

#### III.5.1 Conception du filtre

Sur la base des équations susmentionnées (eq. III.8), le guide d'onde SIW utilisé pour la conception de filtre proposée est choisi pour avoir une fréquence de coupure  $f_c=3,3$  GHz. La figure III.24 montre les paramètres S obtenus de ce SIW, où  $d=1$ mm,  $p=1,5$ mm et  $W_{siw}=22,5$ mm, le substrat est FR4 de constante diélectrique de 4,3 avec une épaisseur de 1,6 mm.

La conception de ce filtre est principalement basée sur le demi-mode de guide d'onde intégré au substrat précédemment décrit, qui est bien connu qu'il fournit une réponse de passe-haut [26]. Ainsi, pour obtenir un comportement de passe bande, la technique de propagation du mode évanescent est exploitée en tant que solution. Cette technique produit une zéro de transmission (TZ) dans la partie supérieure de la réponse de transmission (S21) et permet d'obtenir une bande passante inférieure à la fréquence de coupure du guide d'onde [12].



**Figure III-24:** Paramètres S de guide d'onde SIW utilisé dans la conception du filtre.

Trois fentes transversales ont été gravées dans la couche supérieure du HMSIW proposé, qui ont la même ouverture de gap  $g = 0,5$  mm et elles sont équitablement séparées les unes des autres par une distance  $l_2 = 9,4$  mm. À droite et à gauche de chaque fente transversale, une cellule de Hilbert d'ordre 2 est gravée avec un espacement horizontal et vertical de  $l_3 = 0,4$  mm,  $y_3 = 0,65$  mm respectivement. Les cellules d'Hilbert utilisées ont une dimension de  $3,5$  mm  $\times$

3,5 mm.

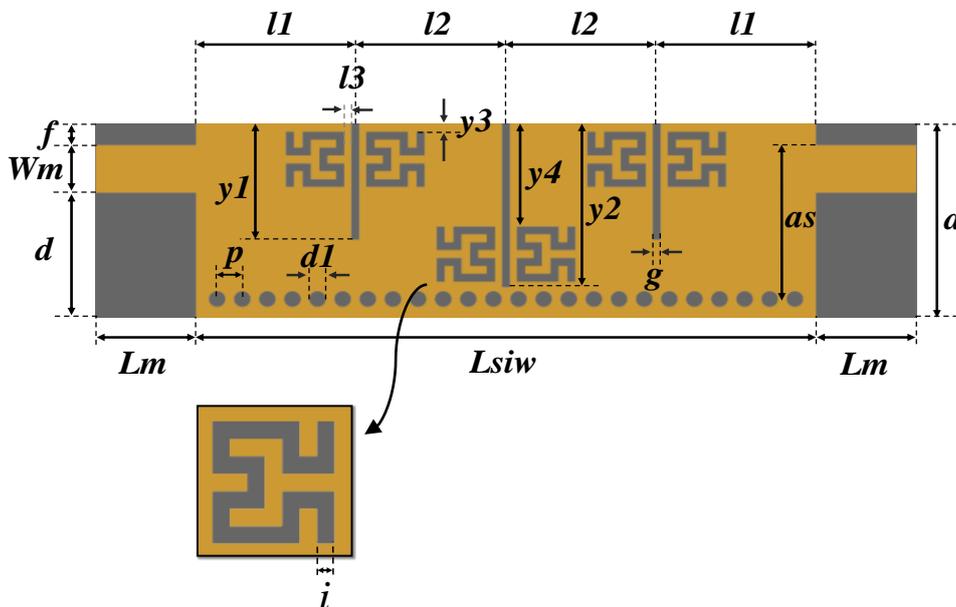
Tout d'abord, une optimisation a été effectuée pour sélectionner la longueur optimale des fentes transversales. L'application de cette optimisation à toutes les fentes ensemble conduit à définir la valeur appropriée pour la bonne rejection (et la localisation des TZs), la figure III.26 représente la perte d'insertion en fonction de la variation de toutes les longueurs de fentes transversales ( $y_1=y_2=l_g$ ).

Pour améliorer la perte de retour dans la bande, une autre optimisation a été appliquée sur la position des deux cellules de Hilbert médianes entourant la fente transversale médiane à laquelle on donne une longueur maximale de  $y_2 = 10.5$  mm.

La figure III.27 présente la perte de retour en fonction de la variation de la position verticale des cellules d'Hilbert médianes.

Finalement, la longueur des fentes transversales latérales a été choisie pour être  $y_1 = 7,4$  mm et les cellules d'Hilbert autour de la fente médiane ont été choisies pour être à une distance verticale  $y_4 = 4,65$  mm du bord du filtre.

Le prototype final est illustré dans la figure III.25. Le filtre est alimenté par une ligne microruban conventionnelle de  $50 \Omega$  ( $L_m \times W_m$ ) et les dimensions détaillées utilisées pour la conception sont répertoriées dans le tableau III.4.



**Figure III-25:** Conception du filtre HMSIW proposé.

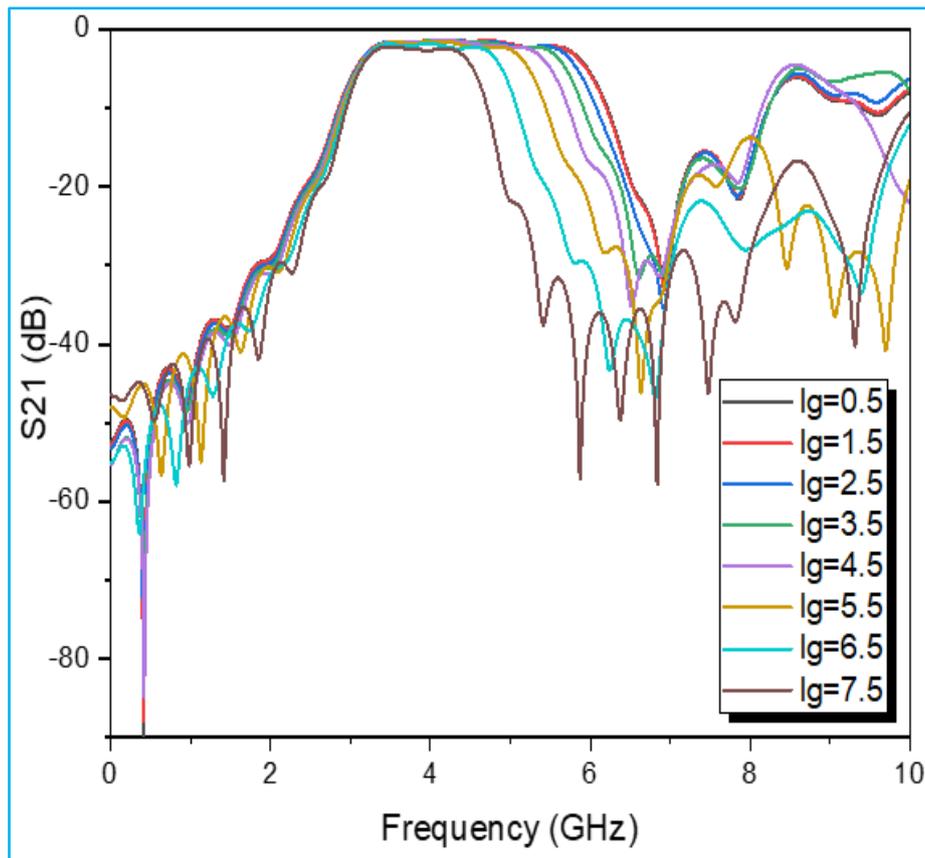


Figure III-26: Perte d'insertion en fonction de la variation de toutes les longueurs de fentes transversales ensemble.

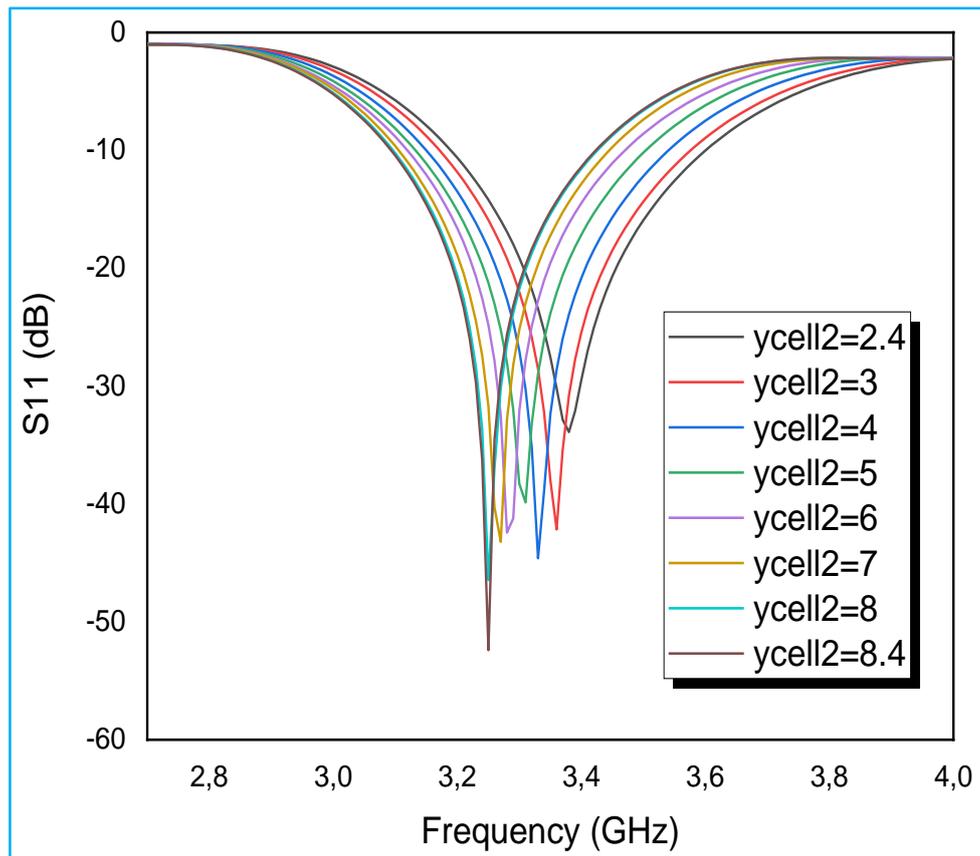


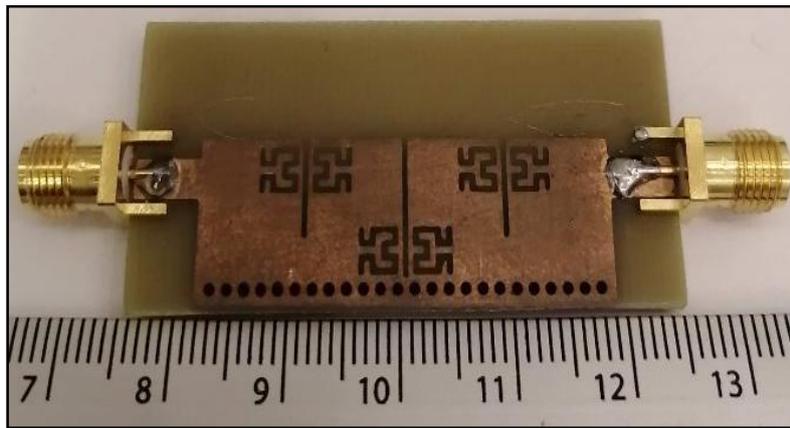
Figure III-27: Return loss en fonction de la variation de la position verticale des cellules d’Hilbert médianes.

Tableau III-4: Les paramètres optimisés du filtre proposé

Paramètres	Valeur	Paramètres	Valeur
a	22	f	1,5
Lm	6	y1	7,4
Lsiw	37	y2	10,5
d	8	l1	9,1
Wm	3	l2	9,4
as	9,75	p	1,5
l3	0,4	d1	1
y3	0,65	i	0,5
y4	4,65	g	0,5

### III.5.2 Résultats expérimentaux

Pour démontrer les structures proposées, le filtre prototype a été fabriqué sur un substrat FR-4 monocouche d'une épaisseur de 1,6 mm et d'une permittivité relative de 4,3. La photographie du filtre fabriqué obtenue est présentée dans la figure III.28, il est fabriqué à l'aide d'un processus PCB et mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA).

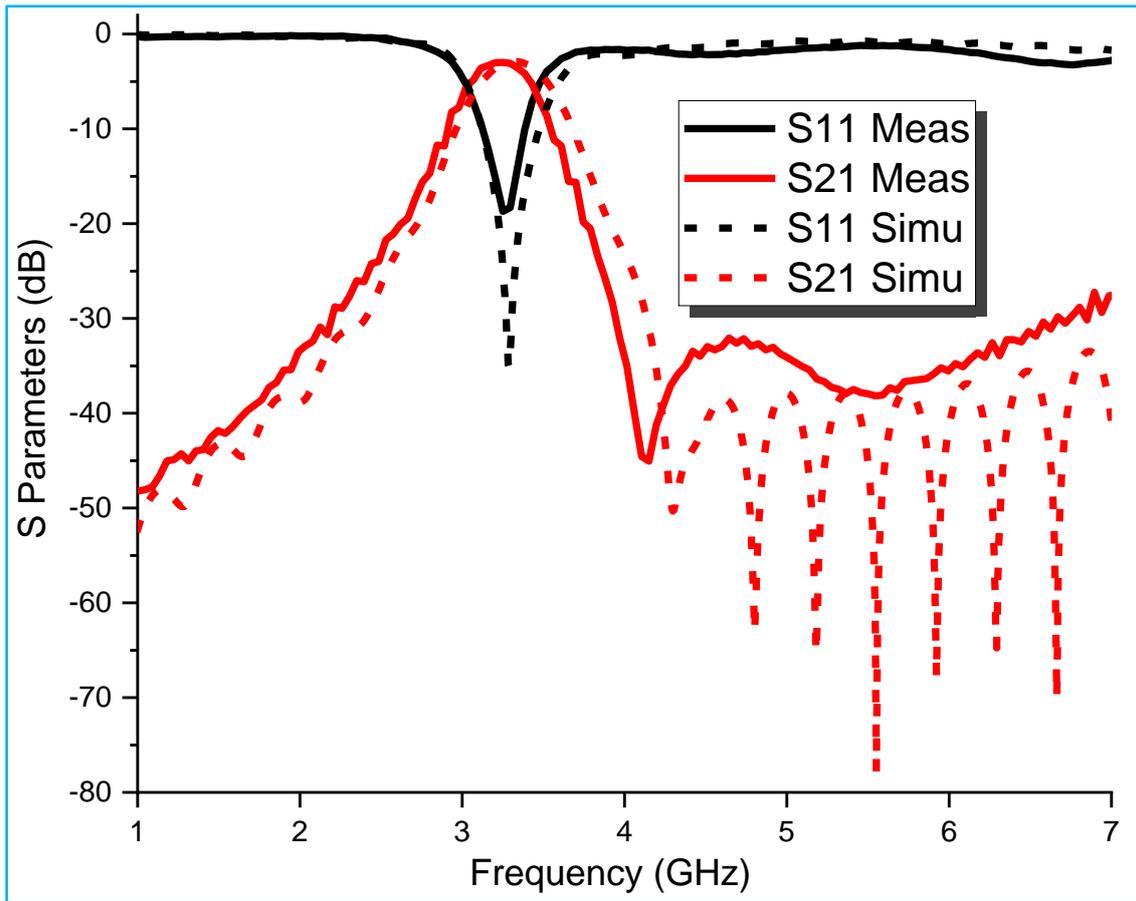


(a)



(b)

**Figure III-28:** La photographie du filtre fabriqué.



**Figure III-29:** Résultats des paramètres S simulés et mesurés du filtre proposé.

La figure III.29 montre la comparaison entre les résultats de simulation et les résultats de mesures des paramètres S. Le filtre est centré sur une fréquence centrale de 3,25 GHz et présente une bande passante mesurée à -10 dB de 200 MHz s'étendant de 3,15 GHz à 3,35 GHz. Les pertes d'insertion et les pertes de retour mesurées dans cette bande passante sont respectivement de -2 dB/-20 dB. Il est évident que le filtre a une bonne réjection allant de 1 GHz à 3,1 GHz et de 3,4 GHz à 7 GHz pour les côtés inférieur et supérieur respectivement, Ce rejet est supérieur à -30 dB. La bande d'arrêt supérieure est associée à deux TZs situées respectivement à 4,15 GHz et 5,54 GHz. De plus, il existe une certaine disparité entre la simulation et les résultats des mesures, ce qui peut être causé par divers problèmes, notamment l'étalonnage de l'analyseur de réseau et les problèmes de soudure.

**Tableau III-5:** Comparaison des performances du filtre proposé avec d'autres travaux

Réf	Fréquence de résonance (GHz)	S <sub>21</sub>   (dB)	Pic à la résonance (dB)	La taille (mm <sup>2</sup> )
[26] cas C	3,5	1,88	16,6	70×40
[14]	3,4	1,7	45	106×21
[27]	3,7	4,4	25	38 × 13
<b>Notre travail</b>	3,5	2	40	50×12

### III.6 Conclusion

Ce chapitre était consacré pour la conception des filtres passe bandes à base d'hybridation des deux technologies SIW et DGS, dont on a essayé d'exploiter le maximum des concepts théoriques mentionnés dans les deux chapitres précédentes.

Pour cela, on a focalisé sur la miniaturisation dont on a exploité la technique demi-mode pour la technologie SIW ; tandis que plusieurs cellules d'Hilbert ont été utilisées pour la technique DGS, citant celle de 1<sup>er</sup> ordre, de 2<sup>ème</sup> ordre et la cellule HDCR.

Afin d'avoir une diversité de designs, plusieurs types de transitions ont été inclus : transition conventionnelle (50ohm), en taper et en pallier.

Toutes les structures proposées ont été pratiquement fabriquées et mesurées dont les résultats de comparaisons ont montrés une satisfaction, ce qui encourage d'élargir la vision vers l'exploitation d'autres techniques en combinaison avec la technologie SIW dans le but d'avoir des améliorations concrètes.

### **Références Bibliographiques**

- [1] Fellah, B., N. Cherif, M. Abri, and H. Badaoui, "CSRR-DGS bandpass filter based on half mode substrate integrated waveguide for X-band applications," *Advanced Electromagnetics*, Vol. 10, No. 3, 39-42, Nov. 2021.
- [2] Noura, A., M. Benaissa, M. Abri, H. Badaoui, T. Vuong, and J. Tao, "Miniaturized half-mode SIW band-pass filter design integrating dumbbell DGS cells," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 61, 1473-1477, 2019.
- [3] Chen, J., Z.-B. Weng, Y.-C. Jiao, and F.-S. Zhang, "Lowpass filter design of Hilbert curve ring defected ground structure," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 70, 269-280, 2007.
- [4] Bozzi, M., A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 5, No. 8, 909-920, Jun. 2011.
- [5] Pozar, D. M., "Microwave Engineering," *Wiley*, Amherst, MA, 1998.
- [6] Deslandes, D. and K. Wu, "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components," *The 32nd European Microwave Conference (EUMA 2002)*, 881-884, Milan, Italy, Oct. 4-6, 2002.
- [7] Cassivi, Y., L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 12, No. 9, 333-335, Sep. 2002.
- [8] Xu, F. and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, Vol. 53, No. 1, 66-73, Jan. 2005.
- [9] Mahant, K. and H. Mewada, "Substrate integrated waveguide based dual-band bandpass filter using split ring resonator and defected ground structure for SFCW Radar applications," *Int. J. RF Microw. Comput. Aided Eng.*, Vol. 28, No. 9, Oct. 2018.
- [10] Ahn, D., J.-S. Park, C.-S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, No. 1, 86-93, Jan. 2001.
- [11] Nouri, K., K. Haddadi, O. Benzaim, T. Lasri, and M. Feham, "Substrate integrated

waveguide (SIW) inductive window band-pass filter based on post-wall irises,” *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* Vol. 53, No. 3, 2011.

[12] Dong, Y. D., T. Yang, and T. Itoh, “Substrate integrated waveguide loaded by complementary split ring resonators and its application to miniaturized waveguide filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 57, No. 9, 2211-2223, Sep. 2009.

[13] Kordiboroujeni, Z. and J. Bornemann, “New wideband transition from microstrip line to substrate integrated waveguide,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 62, No. 12, 2983-2989, Nov. 20, 2014.

[14] De Dios Ruiz, J., F. L. Martinez-Viviente, A. Alvarez-Melcon, and J. Hinojosa, “Substrate integrated waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 25, No. 3, 160-162, Mar. 2015.

[15] Wong, S.-W., R.-S. Chen, J.-Y. Lin, L. Zhu, and Q.-X. Chu, “Substrate integrated waveguide quasi-elliptic filter using slot-coupled and microstrip-line cross-coupled structures,” *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, Vol. 6, No. 12, 1881-1888, Dec. 2016.

[16] Moitra, S. and P. S. Bhowmik, “Analyse of combined DSRR and EBG structure over SIW and HMSIW for obtaining band pass response,” *Wireless Personal Communications*, Vol. 111, No. 2, 1207-1218, 2019.

[17] Liu C. and X. An, “A SIW-DGS wideband band-pass filter with a shape roll-off at upper stop band,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 59, 789-792, 2017.

[18] Jin, J.-D. and D.-H. Yu, “Substrate integrated waveguide band-pass filter with coupled complementary split ring resonators,” *General Assembly and Scientific Symposium, IEEE*, 1-4, 2014.

[19] Yao, H. Y., L. W. Li, Q. Wu, et al., “Macroscopic performance analysis of metamaterials synthesized from macroscopic 2-D isotropic cross split-ring resonator array,” *Progress in Electromagnetics Research, PIER*, Vol. 51, 197-217, 2005.

[20] M. A. Rabah, M. Abri and H. Badaoui “Compact Miniaturized Half-Mode Waveguide/High Pass-Filter Design Based on SIW Technology Screens Transmit-IEEE C-Band Signals,” *Microw Opt Technol Lett*, Vol. 58, 414-418, 2016.

- [21] Y. Cassivi, L. Perregrini, K. Wu and G. Conciauro, “Low-Cost and High-Q Millimeter-Wave Resonator Using Substrate Integrated Waveguide Technique,” *32nd European Microwave Conference*, Milan, Italy, Sept. 23-26, 2002.
- [22] Zhang P-J, Li M-Q., “Cascaded trisection substrate-integrated waveguide filter with high selectivity”, *Electron Lett.*, Vol. 50, No.23, 1717-1719, 2014.
- [23] Chu P, Hong W, Tuo M, et al. “Dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible response,” *IEEE Trans Microw Theory Tech.*, Vol.65, No.3, 824-830, 2017.
- [24] Li, M., Ji, Q., Chen, C., et al., “A triple-mode bandpass filter with controllable bandwidth using QMSIW cavity,” *Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Vol. 28, No.8, 654-656, 2018.
- [25] Rezaee, M., and Attari, A.R., “Realisation of new single-layer triple mode substrate integrated waveguide and dual-mode half-mode substrate-integrated waveguide filters using a circular shape perturbation,” *Microw. Antennas Propag.*, Vol.7, No.14, 1120-1127, 2013.
- [26] R. C. Caleffo, F. S. Corraera, “A novel and compact 3.5 GHz tunable bandpass filter in SIW technology with shuntinductive discontinuities switched by pin diode switches,” *Microw Opt TechnolLett*, Vol. 63, Iss. 2 February 2021 pp. 471-479.
- [27] Nabil Cherif1, MehadjiAbri, Sarosh Ahmad, Adnan Ghaffar, ChahiraKhial, Fellah Benzerga, Mohammed El Amine Chaib, Hadjira Badaoui and Bouabdallah Roumeiça “Miniaturizing Bandpass Filter Based on Half-Mode SIW for Sub-mm 5G Applications,” *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Vol. 104, 155–160, 2022

# **Conclusion Générale**

## Conclusion Générale

---

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont porté sur l'optimisation et la réalisation de nouvelle topologie des filtres Hyper-fréquences à base de la technologie SIW à plan de masse DGS de type Hilbert.

Tous les filtres réalisés sont de type passe bande, dont nous nous sommes principalement intéressés à l'amélioration des performances de ces dispositifs comme : le coût bas, les faibles pertes d'insertion, la facilité d'intégration,...

Dans une première étape, on a présenté l'histoire de la technologie SIW, leur principe de fonctionnement et les directives de conception des structures de ce type ainsi que les techniques basées pour la miniaturisation comme le demi-mode (HMSIW).

Dans une deuxième étape, on a vu l'évolution de la technologie de structures au sol déféctueuses (DGS) dont on a détaillé leurs classifications et leurs caractéristiques comme la propagation des ondes lentes et la caractéristique de coupe bande. Par la suite, on a présenté les courbes de remplissage de l'espace et courbes fractales comme la forme d'Hilbert, de Sierpinski et de Koch. Ces trois dernières formes ont été comparées de point de vue des caractéristiques de transmission, ce qui favorise la sélection de la forme d'Hilbert et nous nous sommes focalisés sur une étude paramétrique d'une ligne micro ruban à plan de masse DGS de type Hilbert. Finalement on a présenté la cellule HCR (Hilbert Curve Ring) qui va être utilisée aussi dans le troisième chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous avons exposé les résultats des filtres passe-bandes conçus, dont plusieurs techniques de miniaturisations ont été basées dans ce contexte.

Dans un premier temps, deux nouveaux filtres BPF basés sur une structure hybride de guide d'onde intégré au substrat (SIW) et de structure DGS de type d'Hilbert (HDGS) sont conçus et réalisés pour fonctionner en bande C. Les deux conceptions utilisent la même structure SIW, mais leur principale différence réside dans le nombre, le type, l'orientation et l'emplacement des cellules d'Hilbert gravées dans la structure DGS, ainsi que dans les transitions utilisées pour relier la structure SIW au circuit micro ruban.

Par la suite, une nouvelle cellule HDCR (Hilbert Double Curve ring) était proposée, cette dernière est exploitée dans la conception et la réalisation d'un filtre sélectif de type SIW-DGS et son demi-mode (HMSIW).

Pour la troisième Application : Une structure DGS périodique à base des cellules HCR est

## Conclusion Générale

---

combinée avec un guide d'onde SIW pour avoir un filtre large bande, les résultats de ce dernier ont été obtenus via des optimisations. Malheureusement que l'indisponibilité de matériaux diélectriques dans cette structure nous empêche de confirmer l'excellent résultat de simulation.

La dernière application présente un filtre sélectif HMSIW basé la technique de propagation évanescente obtenu par l'insertion de trois fentes transversales dans le plan conducteur supérieur, chacune associant deux cellules d'Hilbert. Les dimensions des fentes et l'emplacement des cellules d'Hilbert ont été choisis via optimisation.

Le filtre a été fabriqué, et les résultats des mesures montrent une très bonne concordance avec la simulation.

Alors pour récapituler les applications mentionnées dans cette thèse, on a principalement basé sur les trois points suivants :

***Pour la technologie DGS :*** on a exploité les formes d'Hilbert de premier et de deuxième Ordre ainsi que cellule HDCR avec l'insertion de la technique de propagation évanescente.

***Pour la technologie SIW :*** des structures SIW complètes et deux types des HMSIW (diagonale et transversale) ont été utilisées.

***Pour les transitions et les couplages :*** trois types des transitions ont été exploitées (conventionnelle, en taper et en pallier) et on a utilisé aussi le couplage en quadrature.

Finalement et dans le but d'améliorer la recherche dans cet axe, il est conseillé de prendre en considération les perspectives suivantes :

- Intégrer la technologie de reconfigurable pour des fonctionnalités multi bandes.
- Etendre l'étude vers l'exploitation d'autre technique de miniaturisation comme : QSIW, ESIW, SIFW, SSIW, SIRW,...

## Les travaux scientifiques

### *Les Publications internationales*

- Mohammed El Amine Chaib, Nabil Cherif, Mehadji Abri & Hadjira Badaoui, “Miniaturized and optimized half mode SIW bandpass filter design integrating Hilbert cells as DGS” *Electromagnetics*, Volume 43, 2023 - Issue 3.
  
- Mohammed El Amine Chaib, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, and Nabil Cherif, “ Bandpass Filters Based on Hybrid Structure of Substrate Integrated Waveguide (SIW) and Hilbert DefectedGround Structure (HDGS) ”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 104, 27-35, 2022.

DOI: 10.2528/PIERL22032503

- Nabil Cherif, Mehadji Abri, Sarosh Ahmad, Adnan Ghafar, Chahira Khial, Fellah Benzerga, Mohammed El Amine Chaib, Hadjira Badaoui, and Bouabdallah Roumeica, “A miniaturized half-mode substrate-integrated-waveguide (HMSIW) based bandpass filter with defected ground surface (DGS) for sub-5G applications”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 104, 155–160, 2022.  
DOI:10.2528/PIERL22032303

### Résumé :

Le progrès rapide des systèmes de télécommunications a favorisé la création et l'innovation de diverses technologies. Parmi celles-ci, le domaine de la conception des circuits à micro-ondes et à ondes millimétriques occupe une place importante. Dans ce domaine, les tendances les plus demandées sont la performance, la compacité et le coût réduit. Plusieurs technologies sont apparues ces dernières années pour répondre à ces besoins citant les deux technologies DGS et SIW. Dans le but de profiter des avantages du guide d'onde conventionnel tout en le rendant plus compacte, la technologie SIW vient de l'intégrer sous forme planaire. Afin de réduire encore davantage sa taille, plusieurs techniques de miniaturisation ont été appliquées, parmi lesquelles l'incorporation de la DGS fait partie des stratégies employées.

Dans cette étude, nous avons mis l'accent sur la combinaison des structures DGS à base des formes fractales de type Hilbert avec la technologie SIW pour élaborer des filtres passe-bande. Quatre applications ont fait l'objet de simulations, de réalisations et de mesures, impliquant le demi-mode du guide d'onde intégré au substrat (HMSIW) ainsi que plusieurs variantes de formes d'Hilbert (1er ordre, 2e ordre, HCR).

### Mots clés :

Filtres passe-bande, Guide d'onde intégré au substrat (SIW), Demi-mode du guide d'onde intégré au substrat (HMSIW), Structure à plan de masse déformé (DGS), Hilbert, Fractal, propagation de mode évanescent, CST, Fabrication et mesure.

### Abstract:

The rapid advancement of telecommunications systems has fostered the creation and innovation of various technologies. Among these, the field of microwave and millimeter wave circuit design occupies an important place. In this area, the most demanded trends are performance, compactness and reduced cost. Several technologies have emerged in recent years to meet these needs citing both DGS and SIW technologies. In order to take advantage of the benefits of the conventional waveguide while making it more compact, SIW technology has just integrated it in planar form. To further reduce its size, several miniaturization techniques have been applied, among which the incorporation of DGS is one of the strategies employed.

In this study, we focused on the combination of DGS structures based on Hilbert-type fractal shapes with SIW technology to develop band-pass filters. Four applications were the subject of simulations, realizations and measurements, involving the Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) as well as several variants of Hilbert shapes (1st order, 2nd order, HCR).

### Keywords:

Bandpass Filter, Substrate Integrated Waveguide (SIW), Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW), Defected Ground Structure (DGS), Hilbert, Fractal, Evanescent mode propagation, CST, Fabrication and measurement.

### ملخص:

أدى التقدم السريع في أنظمة الاتصالات إلى تعزيز إنشاء وابتكار تقنيات مختلفة. من بين هذه المجالات، يحتل مجال تصميم دارات الموجات الميكروية والمليمترية مكاناً مهماً. الاتجاهات الأكثر طلباً في هذا المجال هي الأداء، الحجم والتكلفة المنخفضة. لقد ظهرت عدة تقنيات في السنوات الأخيرة لتلبية هذه الاحتياجات مستشهدة بتكنولوجيا DGS و SIW. من أجل الاستفادة من مزايا الموجه الموجي التقليدي مع جعله أقل حجماً، قامت تقنية SIW بدمجها في شكل مسطح. ومن أجل تقليل حجمها بشكل أكبر، تم تطبيق العديد من التقنيات، من بينها دمج DGS وهو أحد الاستراتيجيات المستخدمة.

في هذه الدراسة، ركزنا على الجمع بين تقنية DGS القائمة على الأشكال الكسورية (الفركتالية) من نوع هيلبرت مع تقنية SIW لتطوير مرشحات تمرير النطاق. أربعة تطبيقات كانت موضوعاً لعمليات المحاكاة والإنجازات والقياسات، بما في ذلك النمط النصف للموجه الموجي المدمج في الركيزة (HMSIW) بالإضافة إلى العديد من الأشكال المختلفة لأشكال هيلبرت (الترتيب الأول، الترتيب الثاني، HCR).

### الكلمات المفتاحية:

مرشح تمرير النطاق، الموجه الموجي المدمج في الركيزة (SIW)، النمط النصف للموجه الموجي المدمج في الركيزة (HMSIW)، تقنية DGS، هيلبرت، الأشكال الكسورية (الفركتالية)، انتشار الوضع التلاشي، CST، التصنيع والقياس.