



Mémoire
A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCCEN
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS DE TLEMCCEN LTT

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : " Réseaux et Systèmes de télécommunications "

THEME

Structures Originales Des Filtres SIW Passe Bande à Cavités Couplées

Présenté par :

ARBOUCHE Henane

SENOUSSAOUI Nisrine

Soutenu en juin 2017 devant le Jury :

MELIANI Maghnia	Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Présidente
ABRI née BADAOUI Hadjira	Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Examinatrice
ABRI Mehadji	Professeur à l'université de Tlemcen	Encadreur

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

Aux êtres qui me sont les plus chers

« MES PARENTS »

*Pour leur AMOUR, leur EDUCATION et leurs
SACRIFICES.*

A mes SOEURS et mes FRERES.

A toute ma FAMILLE.

A tous mes AMIS.

A tous ceux qui m'ont aidé à faire ce travail.

HENANE

Dédicaces

En premier lieu, je remercie ALLAH le tout puissant pour son aide et sa grâce infinie.

A celle qui m'a soutenue et encouragée durant toute ma vie. A celle qui m'a laissée manquer de rien. A elle qui avec son sourire, sa générosité et son énorme bon cœur, m'a toujours aidé à avancer vers le droit chemin. Nulle dédicace ne peut exprimer mon amour pour elle, ma maman chérie.

A ma chère sœur HANANE, tout spécialement, qui sans elle je ne serais pas arrivée aussi loin dans mes études, Pour son immense générosité, son aide, ses conseils...Un grand merci.

A mon grand frère MOUFFOK.

A ma sœur chérie CHAHINEZ.

A ma petite sœur RAHIMA.

A mon petit frère ABD ENOUR.

A mon amie et binôme HENANE pour sa générosité, sa persévérance, l'aide et le courage qu'elle m'a donné tout au long de cette année.

C'est à vous tous, mes chers, que je dédie ce travail.

Nisrine

SOMMAIRE

Remerciements	I
Liste des figures	II
Liste des tableaux	VIII
Liste des abréviations et acronymes	IX
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Généralités sur la technologie SIW

I.1. Introduction.....	3
I.2. Guides d'ondes et modes de propagation	3
I.2.1. Guide d'onde rectangulaire	4
I.2.2. Modes de propagation.....	5
I.2. Technologies planaire et volumique	7
I.2.1. Technologie volumique	7
I.2.1.1. Les filtres à résonateurs diélectriques	8
I.2.1.2. Les filtres à cavités métalliques	9
I.2.1.3. Les filtres à guides d'ondes.....	10
I.2.2. Technologie planaire.....	11
I.2.2.1. La technologie microruban	12
I.2.2.2. Technologie coplanaire	14
I.2.2.3. Technologie triplaque	15
I.2.2.4. Technologie LTCC	15
I.3. Technologie SIW	16
I.3.1. Filtres hybrides SIW	16
I.3.2. Principe de fonctionnement	18
I.3.3. Règles de conception	19
I.3.4. Dimensions et fréquence de résonance	20
I.3.5. Cavité en technologie SIW	24
I.3.6. Couplages.....	25
I.3.6.1. Couplages d'accès.....	26

I.3.6.2. Couplages horizontaux.....	28
I.3.6.3. Couplages verticaux.....	29
I.4. Transition de guides d'onde - ligne micro ruban.....	31
I.5. Applications en bandes C et S	34
I.5.1. La bande C	34
I.5.2. La bande S.....	34
I.6. Conclusion	35

Chapitre II : Les filtres passe-bande

II.1. Introduction	36
II.2. Rôle du filtre.....	37
II.3. Théorie des filtres	37
II.3.1. Classification des filtres.....	37
a. Par fonctions	37
b. Par gabarits	40
c. Par ordres	40
d. Actifs/Passifs	41
II.3.2. Matrice S du quadripôle	41
II.3.3. Fonction de transfert.....	43
II.4. Principes de filtrage micro-onde.....	44
II.4.1. Exemple de filtre microonde dans un système de téléphonie mobile.....	46
II.5. Filtre passe-bande	47
II.5.1. Caractéristiques	47
II.6. Exemples d'application de filtres passe-bande (de la littérature).....	48
II.6.1. Nouveaux filtres passe-bande SIW utilisant des poteaux chargés pour une application dans un système WLAN de 5,8 GHz	48
II.6.2. Comparaison des filtres classiques et des filtres de guides d'ondes intégrés pour la communication par satellite	50
II.6.3. Un filtre passe-bande double bande basé sur la structure hybride du guide d'onde intégré au substrat et de la ligne coaxiale intégrée.....	53

II.6.4. Utilisation de la méthode des éléments finis à deux dimensions	55
II.6.5. Filtre passe-bande intégré au substrat double-mode (SIW)	58
II.6.5.1. Cavité à double mode	58
II.6.5.2. Conception de filtre d'ordre quatre à deux modes	59
II.7. Outils de simulation.....	61
II.7.1. Méthodes temporelles.....	61
II.7.1.1. Méthode d'intégration finie (FIT)	62
II.7.1.2. Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM)	63
II.7.2. Méthodes fréquentielles.....	64
II.7.2.1. Méthode des éléments finis (FEM)	64
II.7.2.2. Méthode des moments (MoM)	65
II.7.3. Remarques	65
II.8. Conclusion	66

Chapitre III : Présentation des résultats de simulation

III.1. Introduction	67
III.2. Conception du guide SIW opérant en bande C	67
III.3. Adaptation du guide d'ondes en technologie SIW	70
III.4. Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande C.....	74
III.5. Conception du guide SIW opérant en bande S.....	76
III.6. Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande S	82
III.7. Conception du premier filtre SIW passe-bande à cavités couplées	84
III.7.1. Etude de la première structure du filtre SIW passe-bande	84
III.7.1.1. Filtre SIW d'ordre 3	85
III.7.1.2. Filtre passe-bande d'ordre 5	86
III.7.1.3. Filtre passe-bande d'ordre 7	88
III.7.2. La première structure du filtre HMSIW	90
III.8. Conception du second filtre SIW passe-bande à cavités couplées.....	92
III.8.1. Etude de la deuxième structure du filtre SIW passe-bande.....	93
III.8.1.1. Filtre SIW d'ordre 3	93

III.8.1.2. Filtre SIW d'ordre 5	94
III.8.1.3. Filtre SIW d'ordre 7	96
III.8.2. La deuxième structure du filtre HMSIW.....	98
III.9. Etude comparative des différentes structures conçues de filtre	100
III.10. Conclusion.....	101
Conclusion générale	102
Bibliographie.....	104

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord, le bon DIEU, le tout puissant, qui nous a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Ce mémoire a été réalisé sous la direction de Monsieur ABRI Mehadji Professeur à l'université de Tlemcen. Nous tenons à le remercier pour nous avoir encadrées et guidées, merci pour la liberté qu'il nous a laissé ainsi que la confiance dont il a toujours fait preuve à notre égard.

Nos remerciements vont également à Madame MELIANI Maghnia Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen, pour l'honneur qu'elle nous a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Nous remercions également Madame ABRI née BADAOUI Hadjira Maître de conférences (A) à l'université de Tlemcen, qui a bien voulu accepter de faire partie du jury. Ses remarques pertinentes vont certainement contribuer à l'amélioration de ce document.

Nous remercions les enseignants qui ont contribué à notre formation au cours de notre parcours universitaire et en particulier ceux du département de télécommunication.

Liste des figures

Figure I.1. Propagation de l'onde électromagnétique dans l'espace libre	4
Figure I.2. Guide d'onde rectangulaire homogène.....	4
Figure I.3. (a) Transmission dans un guide d'onde de section rectangulaire régime TE_{01}	6
(b) Représentation des lignes du champ électrique E en mode TE_{10}	6
Figure I.4. Filtres à résonateurs diélectriques	8
Figure I.5. (a) Modèle HFSS, (b) Photos du filtre, (c) Réponse du filtre.....	9
Figure I.6. (a) Filtres à cavités métalliques	10
(b) Photographies d'un filtre à cavités métalliques cylindriques d'ordre 6	10
Figure I.7. Filtres à guide d'ondes.....	11
Figure I.8. Vue tridimensionnelle d'une ligne microruban	12
Figure I.9. Exemples de filtres microruban : filtres à stubs (a), filtres à lignes couplées (b), filtres hairpin (c)	12
Figure I.10. Exemple de filtre Dual Behavior Resonators (DBR)	13
Figure I.11. Représentation des champs électromagnétiques d'un mode quasi TEM	13
Figure I.12. Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.....	14
Figure I.13. Représentation des champs électromagnétiques du mode quasi TEM.....	14
Figure I.14. Vue tridimensionnelle d'une ligne triplaque	15
Figure I.15. Principe de fabrication d'un circuit LTCC	16
Figure I.16. Similitudes entre un guide d'onde volumique classique et un guide d'onde SIW...17	
Figure I.17. Exemples de filtre SIW à cavité rectangulaire(a), et circulaire (b)	17
Figure I.18. Géométrie SIW	18
Figure I.19. Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW	19
Figure I.20. Exemples de cavités SIW à section rectangulaire, circulaire et triangulaire.....	20
Figure I.21. Une cavité peut être vue comme un tronçon de guide d'onde	21

Figure I.22. (a) Les différents modes de propagation en fonction de la longueur d'onde	23
(b) Abaque des modes de résonance pour une cavité rectangulaire avec $a=2b$.	23
Figure I.23. (a) Vue du dessus de cavités SIW illustrant quatre différents couplages avec des sondes de courant de type ligne microruban	24
(b) Vue du dessus d'une cavité SIW réalisée avec deux rangées de trous métallisés et couplée avec une ligne coplanaire avec des sondes de courants.....	25
Figure I.24. Vue schématisée d'un filtre SIW d'ordre 6 à plat et ses dimensions	25
Figure I.25. Topologie du filtre SIW d'ordre 6.....	26
Figure I.26. Vue schématique des accès coplanaires sur une cavité SIW	27
Figure I.27. Répartition des champs dans les fentes de couplage	27
Figure I.28. Exemples d'iris réalisés entre deux cavités SIW	28
Figure I.29. Plage de réglage d'un iris '6 vias' pour une cavité de largeur de 3,3mm	29
Figure I.30. Fente de couplage vertical entre deux cavités empilées	30
Figure I.31. Répartition des champs électrique (a) et magnétique (b) dans une cavité SIW rectangulaire	30
Figure I.32. Transition d'un SIW vers un microruban avec ses paramètres.....	31
Figure I.33. Répartition du champ électrique dans une cavité SIW	33
Figure I.34. Bandes de fréquences allouées par l'UIT	35
Figure II.1. Gabarits des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d)	38
Figure II.2. Gabarits des filtres réels : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d)	39
Figure II.3. Filtre passe-bas prototype	39
Figure II.4. Graphique comparant les réponses en amplitude des trois plus importants types de filtres.....	40
Figure II.5. Représentation du filtre par un quadripôle.....	41
Figure II.6. Graphe de fluence d'un quadripôle	41
Figure II.7. Principes de filtrage passe bande	45
Figure II.8. Synoptique d'un module d'émission / réception de la norme UTRA/UMTS	46
Figure II.9. Réponse d'un filtre passe-bande avec ses principales caractéristiques.....	44
Figure II.10. Dispositions des deux filtres SIW proposés : Type-A et Type-B	49
Figure II.11. Photographies, résultats mesurés et simulés. (a) Filtre de type A.....	49

(b) Filtre de type B	50
Figure II.12. Photo des deux structures de filtres réalisés (a) WG, (b) SIW	51
Figure II.13. (a) Simulation et mesure du filtre SIW	52
(b) WG (diamond) S_{21} vs SIW (triangle) S_{21}	52
Figure II.14. Disposition géométrique du filtre proposé	54
Figure II.15. Paramètres S mesurés et simulés du filtre passe-bande proposé	54
Figure II.16. (a) Guide d'ondes SIW en diélectrique	55
(b) Maillage bidimensionnel du domaine complet avec mur p.e.c (conducteur électrique parfait)	55
Figure II.17. (a) Guide d'onde SIW à bande X	56
(b) Le maillage du guide SIW fonctionne dans la bande X générée par la méthode des éléments finis	56
Figure II.18. (a) Guide d'onde SIW à bande Ku	56
(b) Structure de maillage générée par la méthode des éléments finis dans la bande Ku	56
Figure II.19. Guide d'onde SIW à bande X	57
Figure II.20. Guide d'onde SIW à bande Ku	57
Figure II.21. Coefficient de réflexion(a) et coefficient de transmission(b) en bande X	57
Figure II.22. Coefficient de réflexion(a) et coefficient de transmission(b) en bande Ku	58
Figure II.23. Distribution de champs électriques simulés : (a) Mode 1 (b) Mode 2	59
Figure II.24. Structure 3D du résonateur bimode	59
Figure II.25. Structure 3D du filtre proposé	60
Figure II.26. Vue de dessus du filtre proposé	60
Figure II.27. Réponses en fréquence du filtre SIW à double mode proposé	61
Figure II.28. Principe de la FIT	62
Figure II.29. Schéma de principe de la TLM	63
Figure II.30. (a) Cellule de maillage de la FEM	64
(b) Maillage d'une ligne microruban avec la méthode FEM	64
Figure III.1. Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C (a) vue de face, (b) vue en perspective	68
Figure III.2. Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande C	69

Figure III.3. Distribution du champ électrique dans le guide SIW à $f=4.36$ GHz.....	69
Figure III.4. Structure générale du taper du guide SIW utilisé en bande C	71
Figure III.5. La topologie du guide d'onde intégré au substrat en bande C avec transition (a) vue de face, (b) vue en perspective	71
Figure III.6. Résultats de simulation du guide SIW avec taper opérant dans la bande C	72
Figure III.7. Vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=7.27$ GHz	73
Figure III.8. Structure du HMSIW opérant dans la bande C (a) vue de face, (b) vue en perspective.....	75
Figure III.9. Résultats de simulation du guide HMSIW opérant dans la bande C	75
Figure III.10. Vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide HMSIW à la fréquence $f=7.16$ GHz.....	76
Figure III.11. Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande S (a) vue de face , (b) vue en perspective.....	77
Figure III.12. Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande S.....	78
Figure III.13. Distribution du champ électrique dans le guide SIW à $f=3.03$ GHz.....	78
Figure III.14. Structure générale du taper du guide SIW utilisé en bande S.....	79
Figure III.15. La topologie du guide d'onde intégré au substrat en bande S avec transition (a) vue de face.....	79
(b) vue en perspective.....	80
Figure III.16. Résultats de simulation du guide SIW avec taper opérant dans la bande S.....	80
Figure III.17. Vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=3.09$ GHz	82
Figure III.18. Structure du HMSIW opérant dans la bande S (a) vue de face.....	82
(b) vue en perspective	83
Figure III.19. Résultats de simulation du guide HMSIW opérant dans la bande S	83
Figure III.20. Vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide HMSIW à la fréquence $f=2.48$ GHz.....	84

Figure III.40. Vue en perspective de la distribution du champ électrique du deuxième filtre
HMSIW à la fréquence $f=4.5$ GHz..... 99

Liste des tableaux

Tableau 1 : Etude comparative des différentes structures de filtres conçues.....	100
--	-----

Liste des abréviations et des acronymes

SIW : Substrate Integrated Waveguide.

Q_0 : Coefficient de qualité.

ε : Permittivité relative.

μ : Perméabilité magnétique.

ω : La pulsation de l'onde.

K : est la constante de propagation.

\vec{E} : Vecteur d'intensité du champ électrique.

\vec{H} : Vecteur d'intensité du champ magnétique.

C : La vitesse de la lumière.

f_c : La fréquence de coupure.

λ : La longueur d'onde.

λ_g : La longueur d'onde du guide.

λ_c : La longueur d'onde correspond à la fréquence de coupure.

EM : Électromagnétique.

$\tan\delta$: la tangente de pertes.

CST : Computer Simulation Technology.

FIT : Finite Integration Technique.

FEM : Finite Element Method.

MOM : Method of Moment.

FDTM : Finite Difference Time Domaine.

TLM : Transmission Ligne Matrix.

LTCC : Low Temperature Cofired Ceramics.

La réduction du temps et des coûts de conception et de fabrication est généralement un point clef dans le cadre d'un processus industriel pour les équipements supportant des systèmes de télécommunication, on peut aussi ajouter des contraintes fortes de poids et d'encombrement. La conception d'équipements électriques performants satisfaisant l'ensemble de ces contraintes s'appuie donc sur des approches de conception avancées, à la fois rapides et précises.

Sans oublier que le nombre sans cesse grandissant d'utilisateurs du spectre de fréquence a engendré de nouvelles contraintes sur les éléments des systèmes de télécommunication. Les filtres micro-ondes passifs représentent une partie très importante des systèmes de télécommunications modernes : systèmes embarqués sur satellite, systèmes de téléphonie mobile, etc...

Au cœur de ces systèmes, les filtres ont une importance grandissante. Ils sont nécessaires à la quasi-totalité des étages d'un système de transmission de données, de l'émission à la réception, en passant par les traitements. Chaque domaine utilisant des télécommunications nécessite inmanquablement l'usage de filtres.

Des performances électriques sans cesse améliorées, une sélectivité accrue, un moindre encombrement et un coût de production réduit constituent les contraintes principales devant lesquelles la conception des filtres radiofréquences et micro-ondes constitue un grand défi. Dans ce contexte, le développement de filtres très sélectifs, possédant de faibles niveaux de pertes et peu encombrants, est à l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental.

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude des structures hybrides, appelée Substrate Integrated Waveguide (SIW). Les circuits SIW qui ont récemment subi d'importants développements technologiques, sont très attractifs pour leurs faibles coûts de réalisation, leur faible poids et dimensions et leur facilité d'intégration avec les circuits actifs.

Introduction Générale

Dans ce contexte, les travaux que nous présentons dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche de mise en œuvre de structures originales des filtres SIW à cavités couplées.

Le premier chapitre sera consacré à une présentation générale des technologies volumique, planaire et SIW. Ainsi que la théorie de couplages des cavités SIW et leur transition vers une ligne microruban.

Dans la première partie du second chapitre, nous présenterons quelques notions de filtrage ensuite on s'intéressera à l'étude des filtres passe-bandes tout en citant quelques exemples de la littérature. Dans la deuxième partie, nous donnerons les différentes méthodes de calcul utilisées par les outils de simulation ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Le dernier chapitre sera réservé à la présentation des résultats de simulation des guides d'ondes en technologie SIW et HMSIW ainsi qu'aux structures de filtre passe-bande réalisés avec combinaison des deux guides fonctionnant dans les bandes de fréquence désirées C et S.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion dressera un bilan sur les différents travaux réalisés au cours de cette thèse.

I.1. Introduction :

La réduction des coûts de fabrication et l'amélioration des propriétés électriques sont des paramètres fondamentaux qui préoccupent les chercheurs depuis des années. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour répondre à ces critères.

Nous nous intéressons, dans ce chapitre, aux technologies planaires et volumiques qui sont les plus couramment utilisées dans la conception de filtre hyperfréquence. Ce sera pour nous l'occasion de présenter les modèles, les méthodes de conception et les outils utilisés, ainsi que les grandes lignes du processus de fabrication de l'une ces technologies (LTCC). Les avantages et inconvénients de chacune de ces technologies seront détaillés.

Dans le but de profiter des avantages de chacune de ces technologies classiques, une nouvelle technologie hybride, appelée Substrate Integrated Waveguide (SIW), a été récemment introduite. C'est une "association" des deux technologies précédemment décrites. Nous décrirons la méthode de réalisation ainsi que les modèles et outils utilisés dans le cas des filtres SIW.

Avant d'entamer tout cela, en premier temps, nous allons introduire des notions sur les guides d'ondes et les modes de propagation. Ensuite, nous allons citer les différents modes de couplage de cavités SIW ainsi que leur transition vers une ligne microruban. Finalement, et pour conclure ce chapitre, nous allons donner les applications actuelles qui occupent les bandes de fréquences qui nous intéressent qui sont les deux bandes C et S.

I.2. Guide d'onde et modes de propagation :

Les ondes électromagnétiques peuvent être émises dans l'espace libre au moyen d'une antenne, on parle alors de propagation libre des ondes (figure I-1), procédé qui est largement utilisé pour les systèmes de télécommunication [1]. Lorsque la fréquence et/ou la puissance augmente l'emploi de lignes de transmission devient très limité par l'apparition des modes d'ordre supérieurs qui se manifestent dès que les dimensions transversales des structures utilisées ne sont plus négligeables devant la longueur d'onde, et aussi par l'accroissement des pertes diélectriques dans les isolants qui provoquent également des atténuations souvent importantes [2]. Dans ce cas, il devient nécessaire d'utiliser des structures appelées de façon générale « guide d'onde » pour la transmission de cette énergie électromagnétique. Il s'agit de

structures conductrices creuses dans lesquelles se propagent des ondes électromagnétiques par réflexions successives sur les parois internes.

Les guides d'ondes métalliques sont aussi à la base de la conception de nombreux dispositifs micro-ondes tels que les filtres, transformateurs, adaptateurs, polariseurs.... Vu l'intérêt que présente l'emploi des guides d'ondes, nous estimons qu'il est nécessaire de caractériser précisément le comportement d'ondes électromagnétiques qui s'y propagent.

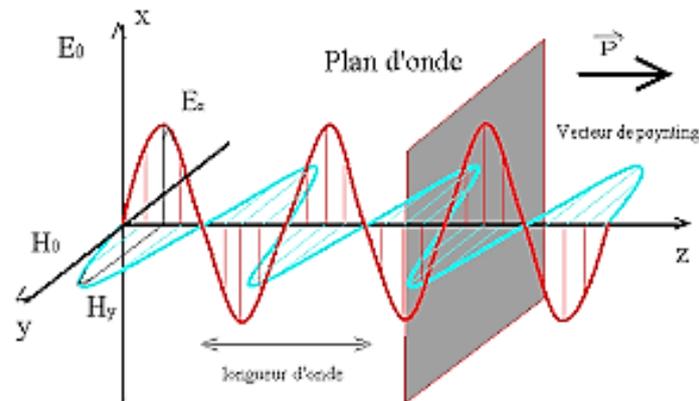


Figure I-1 : Propagation de l'onde électromagnétique dans l'espace libre.

I.2.1. Guide d'onde rectangulaire :

On appelle guide d'onde rectangulaire un système de guidage réalisé sous forme de tube métallique de section droite rectangulaire (figure I-2). Pour construire un modèle mathématique du guide d'onde, supposant d'abord que son enveloppe soit parfaitement conductrice, et que la constante diélectrique ϵ , la perméabilité μ , et la conductivité σ ne dépendent ni de la position considérée dans le guide, ni de l'amplitude des signaux.

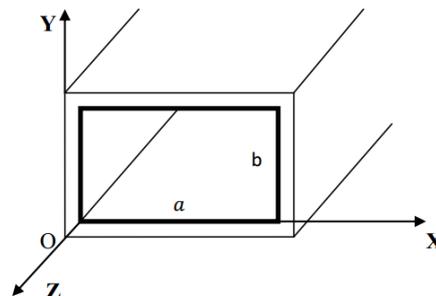


Figure I-2 : Guide d'onde rectangulaire homogène.

I.2.2. Modes de propagation :

Les champs électromagnétiques à l'intérieur de guide peuvent se décomposer en modes transverses électriques TE et transverses magnétiques TM . Les expressions classiques des fonctions de base de ces modes sont analytiques et sont disponibles dans la littérature. Nous les rappelons ici pour le cas d'un guide de largeur a et de hauteur b dont l'origine des axes coïncide avec un coin de la section droite du rectangle.

➤ Modes $TE_{m,n}$:

$$\vec{E} = \begin{cases} e_x = \frac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n} n\pi}{K_{mn}} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ e_y = -\frac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n} m\pi}{K_{mn}} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ e_z = 0 \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\vec{H} = \begin{cases} h_x = y_{mn} \frac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n} m\pi}{a K_{mn}} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ h_y = y_{mn} \frac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n} n\pi}{b K_{mn}} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ h_z = -\gamma_{mn} \frac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n}}{K_{mn}} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \end{cases} \quad (I.2)$$

$$m = 0, 1, \dots \quad \varepsilon_m = \begin{cases} 1 & \text{si } m = 0 \\ 2 & \text{si } m \neq 0 \end{cases}$$

m et n ne pouvant être tous les deux nuls à la fois.

$$\text{Avec :} \quad \gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} - K_0^2 \quad (I.3)$$

$$\text{Et :} \quad y_{mn} = \frac{\gamma_{mn}}{K_0} \quad (I.4)$$

k_0 est la constante de propagation dans l'espace libre, γ_{mn} la constante de propagation et y_{mn} l'admittance réduite associées au mode (m,n) dans le guide et K_{mn} est la constante de normalisation des champs du mode (m,n) définie par :

$$K_{mn} = \sqrt{\left[\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2\right]} \quad (I.5)$$

➤ Modes TM_{mn} :

$$\vec{E} = \begin{cases} e_x = -\frac{2m\pi}{aK_{mn}} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ e_y = -\frac{2n\pi}{K_{mn}} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ e_z = -\frac{K_{mn}}{ab\gamma_{mn}} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \end{cases} \quad (I.6)$$

$$\vec{H} = \begin{cases} h_x = y_{mn} \frac{2}{K_{mn}} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ h_y = y_{mn} \frac{2}{K_{mn}} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ h_z = 0 \end{cases} \quad (I.7)$$

$$m = 1, 2, \dots \quad n = 1, 2, \dots$$

$$y_{mn} = \frac{K_0}{\gamma_{mn}} \quad (I.8)$$

y_{mn} est l'admittance du mode (m, n) [3].

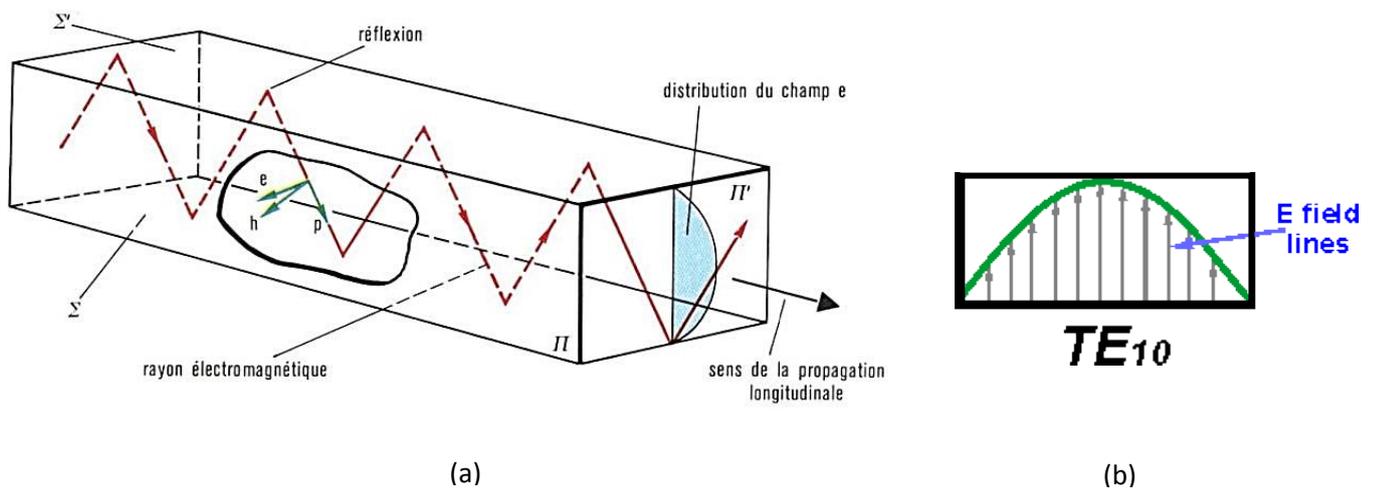


Figure I-3 : (a) Transmission dans un guide d'onde de section rectangulaire régime TE_{01} .

(b) Représentation des lignes du champ électrique E en mode TE_{10} .

I.2. Technologies planaire et volumique :

De nombreuses technologies et techniques sont utilisées pour la réalisation de filtres. Nous pouvons distinguer deux grandes familles de technologie : volumique et planaire. Après les avoir succinctement détaillées, nous verrons qu'il en déroule une troisième famille, que nous appellerons hybride puisqu'elle regroupe certaines caractéristiques des deux premières. En d'autres termes, il s'agit de la technologie SIW que nous décrirons plus en détails puisqu'elle est utilisée dans le cadre de ces travaux de thèse.

I.2.1. Technologie volumique :

Les filtres volumiques utilisent les propriétés des champs se propageant à l'intérieur de guides ou s'établissent dans des cavités grâce aux modes de résonances. Grâce à leurs modifications et interactions, des fonctions de filtrage passe-bande sont réalisées. La fréquence de résonance dépend de la taille des cavités ou des résonateurs alors que la bande passante est contrôlée grâce aux couplages inter-cavités ou inter-résonateurs pour le cas des filtres à résonateurs diélectriques.

Les technologies volumiques se basent sur l'utilisation de guides d'ondes pour réaliser les filtres (guides d'ondes rectangulaires ou circulaires, coaxiaux, résonateurs diélectriques ou cavités métalliques). De plus, ils présentent une meilleure stabilité thermique si on les compare aux filtres planaires et tolèrent les signaux de fortes puissances. Grâce à un fort coefficient de qualité à vide, leur réponse, en plus d'être très sélective dans la bande et avec de fortes réjections en dehors, présente très peu de pertes d'insertion.

Les filtres volumiques sont classés en trois catégories : les filtres à résonateurs diélectriques, à guides ou à cavités métalliques.

Il existe différentes techniques pour exciter de tels filtres :

- lignes microrubans.
- sondes magnétiques ou électriques.
- guides d'ondes [4].

I.2.1.1. Les filtres à résonateurs diélectriques :

Cette technologie est apparue vers la fin des années 60 avec l'utilisation de résonateurs en oxyde de Titane (TiO_2) avec de très forts Q_0 (10 000) [5]. De plus, la tangente de pertes présentée était très faible ($\tan\delta = 10^{-4}$).

De nos jours grâce aux progrès technologiques sur les matériaux, des coefficients de qualité proches de 200 000 peuvent être atteints à la température ambiante [6] sur des résonateurs à géométrie particulière en l'occurrence à réflecteur de Bragg en saphir. Pour la réalisation d'un filtre, un cylindre métallique est utilisé autour des résonateurs pour assurer un blindage et éviter les pertes par rayonnement. Un tel filtre est présenté (figure I-4). Les différents résonateurs sont couplés entre eux par des iris de couplage.

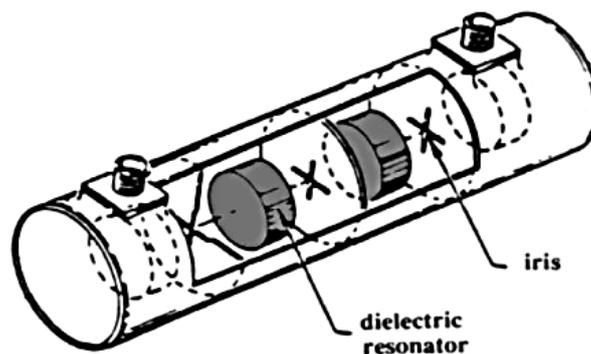


Figure I-4 : Filtres à résonateurs diélectriques.

De nombreux articles sont disponibles dans la littérature [7]-[8]. Cependant, avec la montée en fréquence des circuits, ces filtres sont pénalisés par les pertes de leurs systèmes d'excitation. De plus, leurs faibles dimensions les rendent difficilement usinables. C'est pourquoi, aux fréquences millimétriques, ils sont utilisés sur leur mode de galeries conduisant à des volumes plus gros [9] avec de meilleures performances.

Une autre solution consiste à utiliser des résonateurs à modes duaux pour diminuer l'encombrement total en diminuant le nombre de résonateurs. C'est le cas du filtre [10] que nous pouvons observer sur la figure I-5. Le filtre 4 pôles est composé de deux résonateurs cylindriques en NGK/NTK-F31 avec une permittivité $\epsilon_r = 3.4$ et une tangente de perte

$\tan\delta=5.10^{-5}$. Les résonateurs fonctionnent sur un mode TM dual à 4.35 GHz. Ils sont insérés dans une cavité et excités par des sondes et le couplage est réalisé par un champ magnétique.

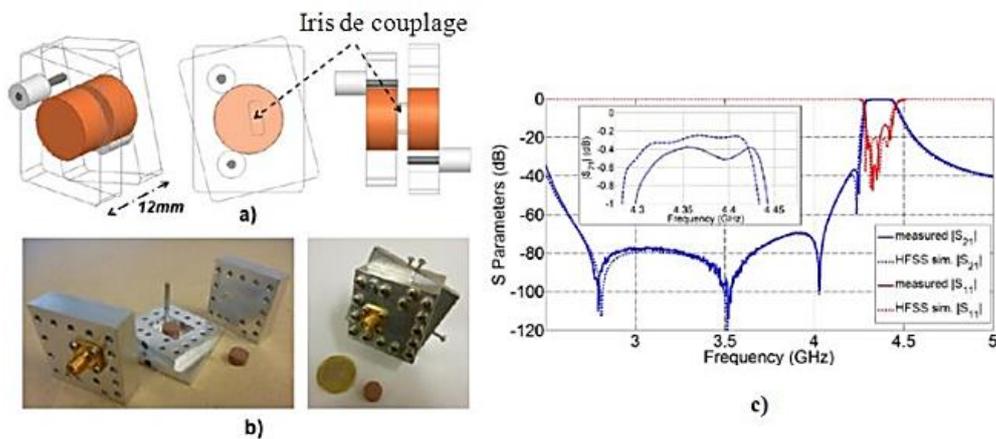


Figure I-5 : (a) Modèle HFSS, (b) Photos du filtre, (c) Réponse du filtre.

Ce filtre possède un facteur de qualité à vide proche de 1750, des pertes d'insertion de 0.38dB et le niveau de réflexion dans la bande est de -14 dB autour de 4.3 GHz.

I.2.1.2. Les filtres à cavités métalliques :

Leur apparition date du début des années 40. De forts coefficients de qualité peuvent être atteints (supérieurs à 20 000) conduisant à des bandes passantes relatives de l'ordre de 0.1 % avec peu de pertes.

Afin de diminuer leur poids et leur encombrement, ils sont généralement utilisés suivant des modes duaux, grâce à l'utilisation des cavités hyperfréquences bi-modes. Ces modes duaux ont la particularité de présenter deux polarisations orthogonales à la même fréquence. On peut alors créer des filtres à $2N$ pôles avec N résonateurs. Les polarisations du mode dual sont couplées entre elles par l'introduction d'une discontinuité à 45° des axes d'excitation. L'orthogonalité entre ces deux polarisations est alors rompue. Généralement, des vis sont utilisés pour réaliser cette discontinuité [11]-[12].

La figure I-6 présente un tel filtre :

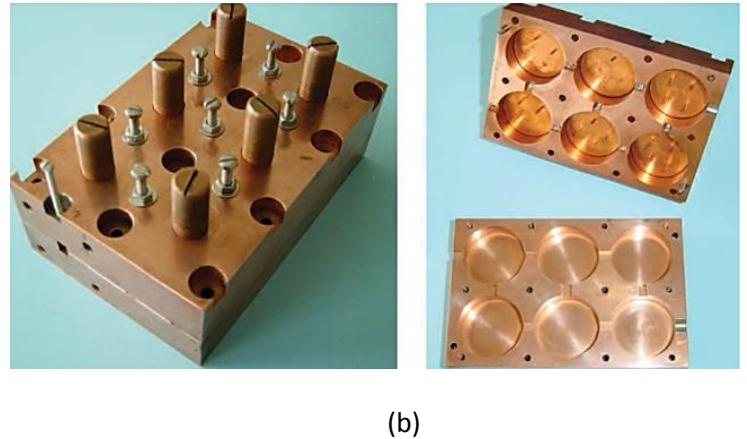
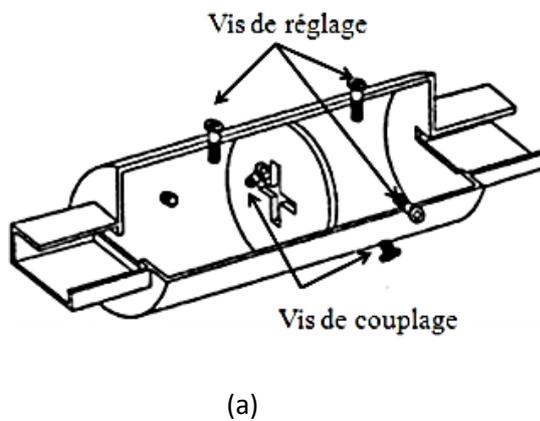


Figure I-6 : (a) Filtres à cavités métalliques, (b) Photographies d'un filtre à cavité métalliques cylindriques d'ordre 6.

Les limitations de ce type de structures sont principalement liées à l'encombrement, au poids, au coût, ainsi qu'à la difficulté à reproduire en grande série ce genre d'équipement. En effet, ces filtres nécessitent un réglage post réalisation important. Celui-ci est effectué grâce à des vis permettant de modifier non seulement le couplage mais aussi les fréquences de résonance des cavités tout en permettant de compenser les imprécisions de réalisation. Le réglage se faisant individuellement pour chaque cavité, cette phase peut être assez longue.

I.2.1.3. Les filtres à guides d'ondes :

Pour des questions d'encombrement, ils sont généralement utilisés pour des fréquences supérieures à 10 GHz. Leur utilisation se situe en tête ou en queue des chaînes de réception des satellites car ils présentent peu de pertes [13] et permettant de traiter des bandes passantes relatives adéquates pour cette application. Les fonctions les plus simples à réaliser sont de type Tchebychev ou Butterworth. La figure I-7 présente un filtre à guide d'onde :

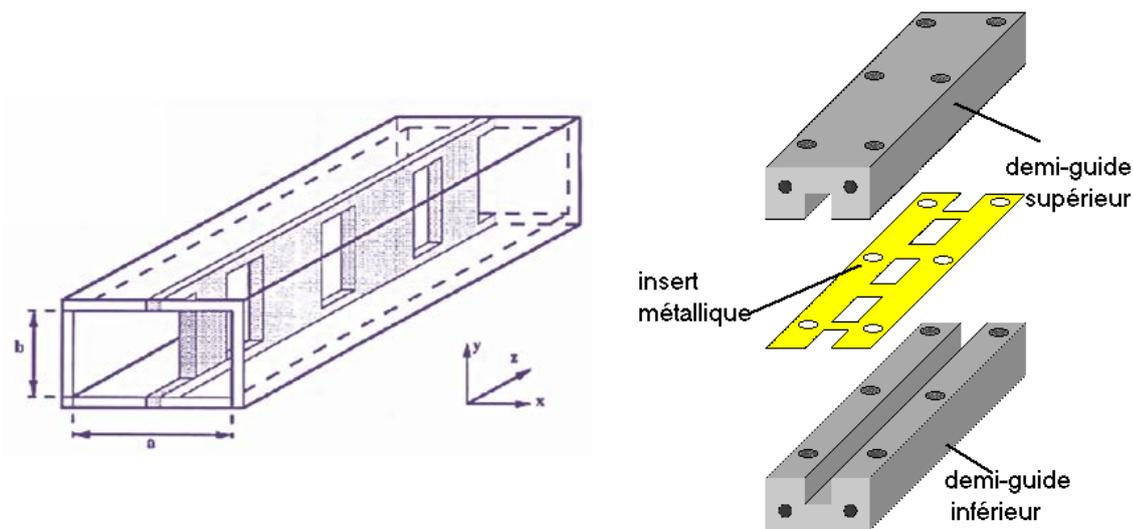


Figure I-7 : Filtres à guide d'ondes.

Les inserts métalliques placés dans le sens parallèle au champ électrique du mode fondamental assurent la fonction de filtrage. Au niveau des fentes de la lamelle métallique, des réflexions vont se produire, permettant ainsi de sélectionner une bande fréquentielle. L'absence de diélectrique et le recours à de bons conducteurs permettent de limiter les pertes. Un des inconvénients avec cette structure est la difficulté à réaliser des fonctions de filtrage plus complexes comme les gabarits elliptiques.

I.2.2. Technologie planaire :

Les technologies planaires sont complémentaires des technologies volumiques. Là où ces dernières peinent à cause de leur encombrement et poids trop important, ou à cause de leur mauvaise connectivité, les technologies planaires répondent favorablement à ces critères. Elles sont par ailleurs adaptées aux productions de masse, et donc à la réduction des coûts. Ces qualités ont un prix qui se paye par des coefficients de qualité bien plus faibles (de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines), et des puissances admissibles limitées au Watt.

Le principe est basé sur l'utilisation du substrat diélectrique sous forme de plaques métallisées sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par exemple le microruban, le coplanaire ou le triplaque.

I.2.2.1. La technologie microruban :

La technologie microruban consiste en un ruban métallique réalisé sur l'une des faces du substrat, et un plan de masse sur l'autre face, comme le montre la figure I-8. Les variations de formes (longueur et largeur) données à ce ruban et leur agencement, permettent de réaliser des fonctions de filtrage.

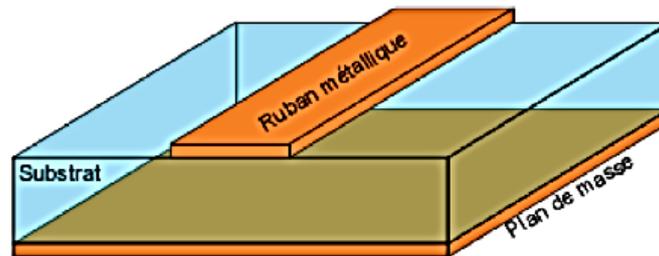


Figure I-8 : Vue tridimensionnelle d'une ligne microruban.

Cette technologie est probablement la plus utilisée aujourd'hui, c'est pourquoi de nombreux ouvrages la décrivent en détails, ainsi que les différentes topologies utilisées pour la réalisation de filtres [14]. Nous pouvons par exemple citer les filtres à stubs, les filtres à lignes couplées, et les filtres hairpin, illustrés par la figure I-9 ou les filtres Dual Behavior Resonators (DBR) [15], dont la figure I-10 montre un exemple. Le microruban, toutes topologies confondues, est largement répandu dans le domaine spatial. La maîtrise de sa conception et de sa réalisation, et ce à des coûts beaucoup plus bas que pour les technologies volumiques, ainsi que sa bonne connectivité et son faible encombrement en font un candidat idéal pour être inclus dans des modules de réception de charge utile du satellite sur des substrats appropriés.

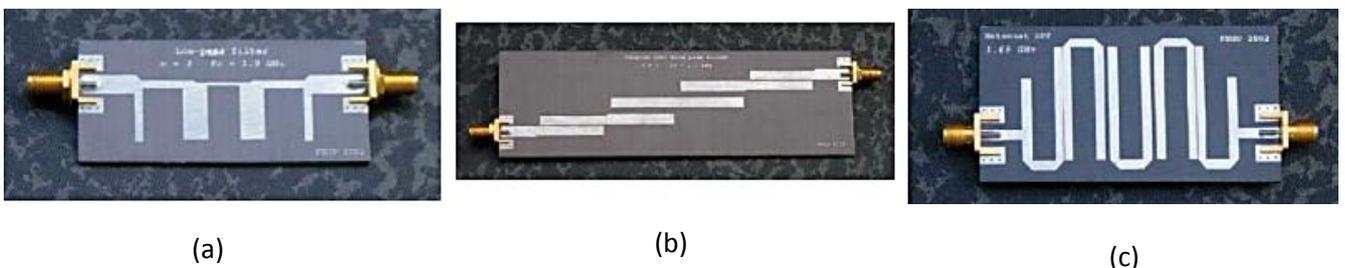


Figure I-9 : Exemples de filtres microruban : filtres à stubs (a), filtres à lignes couplées (b), filtres hairpin (c) [16].

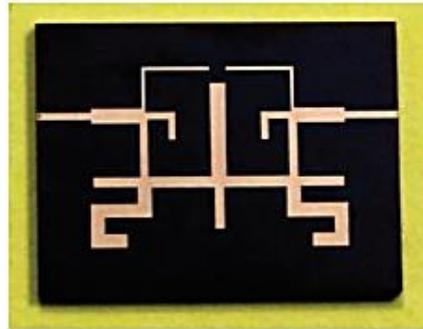


Figure I-10 : Exemple de filtre Dual Behavior Resonators (DBR) [17].

La propagation des champs électromagnétiques sur une ligne microruban n'est pas purement transverse électromagnétique (TEM) à cause de la différence de milieu de part et d'autre de la ligne (substrat et air). La répartition des champs électromagnétiques sur une telle ligne est représentée sur la (figure I-11).

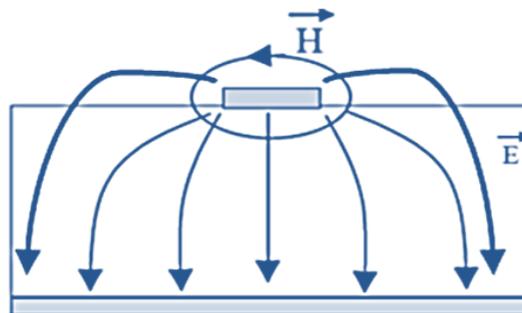


Figure I-11 : Représentation des champs électromagnétiques d'un mode quasi TEM.

Un des paramètres à prendre en compte afin de concevoir un filtre avec cette technologie concerne les pertes engendrées par la ligne elle-même. Pour une ligne microruban, les pertes peuvent avoir trois origines, les pertes diélectriques, les pertes métalliques et les pertes par rayonnement.

I.2.2.2. Technologie coplanaire :

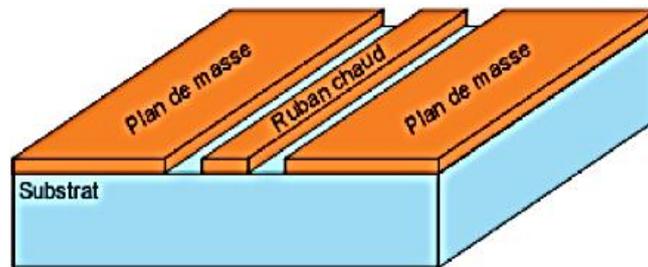


Figure I-12 : Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.

La technologie coplanaire se matérialise par une métallisation sur une seule face du substrat. La ligne est alors matérialisée par deux fentes gravées dans le métal comme le montre la figure I-12. Cette technologie a pour avantage de réduire encore les coûts de fabrication puisque tout est réalisé sur une seule face. On s'affranchit ainsi des perçages et de dépôts métalliques supplémentaires. Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèle rend la propagation possible selon deux modes fondamentaux. Le premier qui est celui recherché est le mode quasi-TEM, et le second, parasite, est le mode TE. Ce dernier apparaît notamment avec la présence de discontinuités. La solution pour s'affranchir du mode TE consiste à mettre au même potentiel les deux plans métalliques extérieurs à la ligne, et ce, régulièrement tout au long de la ligne. Mais en pratique, cela reste difficile et coûteux à réaliser. Pour cette raison, le coplanaire reste peu utilisé [18].

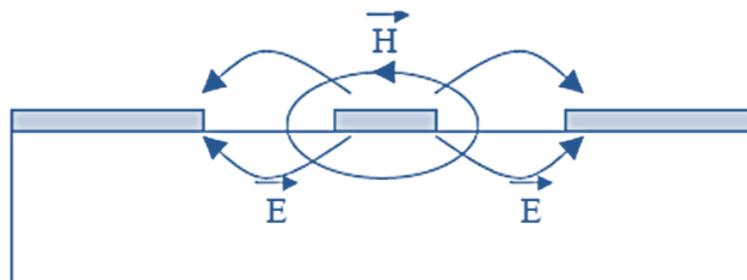


Figure I-13 : Représentation des champs électromagnétiques du mode quasi TEM.

I.2.2.3. Technologie triplaque :

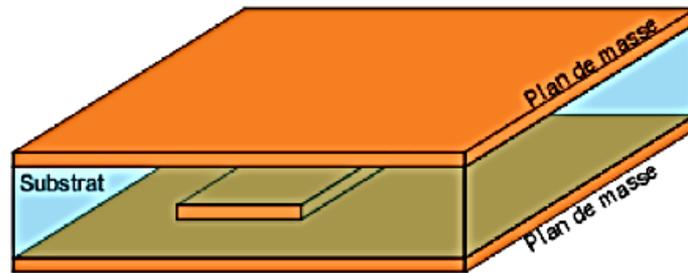


Figure I-14 : Vue tridimensionnelle d'une ligne triplaque.

La technologie triplaque revient à noyer un ruban métallique dans un substrat, dont les deux faces ont été métallisées. Nous retrouvons donc, comme pour le coplanaire, trois conducteurs en parallèle (figure I-14), avec deux modes de propagation possibles. Mais contrairement au coplanaire, le mode parasite peut être facilement éliminé en ajoutant des vias métallisés tout au long de la ligne, pour relier les deux faces métallisées et les maintenir au même potentiel électrique. De plus, le fait de noyer la ligne dans le substrat permet de réduire considérablement les dimensions grâce à la permittivité relative plus élevée. Par ailleurs, la métallisation des deux faces protège des pertes par rayonnement. Les inconvénients du triplaque sont d'avoir des coûts de réalisation plus élevés que les autres techniques planaires, et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser [18].

I.2.2.4. Technologie LTCC :

La technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics) est dérivée de la technologie multicouche. Le LTCC repose sur l'empilement et la cuisson sous contraintes de céramiques crues [19]. Le procédé de fabrication est détaillé sur la figure I-15. Le matériau du substrat, de l'alumine crue, se présente sous la forme d'un rouleau. Des feuilles de pâte crue (green tapes) sont découpées, percées puis sérigraphiées séparément. Elles sont ensuite superposées, laminées et cuites ensemble. La cuisson dure entre 2 et 5 heures et la température maximale atteinte est de 895°C. Le nombre maximal de couches est en général de 8, l'épaisseur typique de chacune d'entre elles étant de 100 μm . Ce procédé permet d'obtenir des circuits présentant des performances mécaniques et électriques intéressantes, en effet, la

structure réalisée est compacte, robuste et homogène du point de vue de la permittivité puisque aucune colle n'est utilisée.

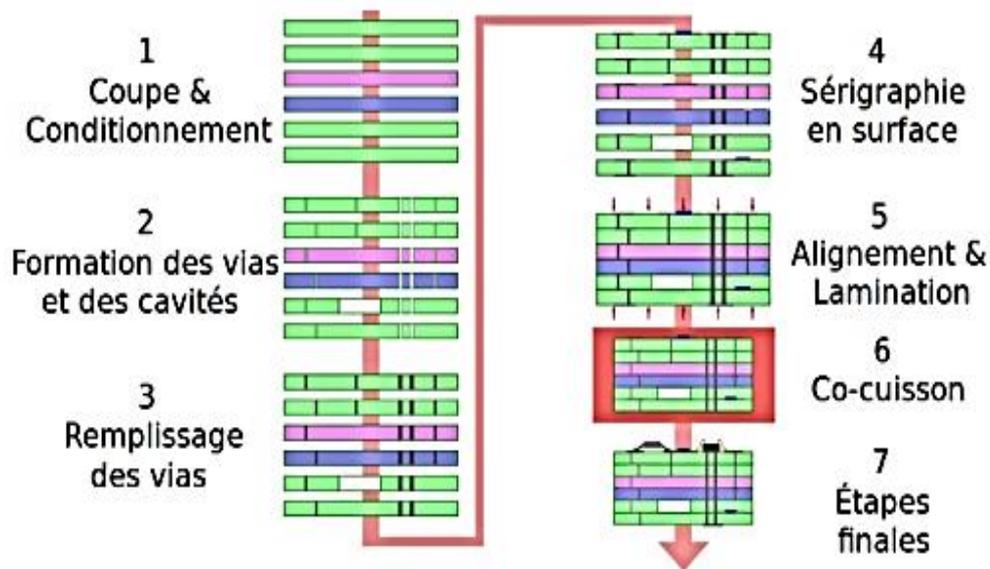


Figure I-15 : Principe de fabrication d'un circuit LTCC [20].

Cette technologie permet de réaliser des structures dont les topologies sont planaires multicouches avec tous les avantages que cela comporte (gamme de couplages et d'impédances caractéristiques élargies, compatibilité conservée...). Les principales difficultés rencontrées avec ce procédé sont essentiellement liées aux phénomènes de rétrécissement des couches et de dilatation thermique inter-couches qui se répercutent sur les précisions d'alignement et de superposition. L'équipement nécessaire pour la fabrication est très coûteux, en conséquence, la technologie LTCC est plutôt destinée à la production de grandes séries.

I.3. Technologie SIW :

I.3.1. Filtres hybrides SIW :

Les technologies planaires présentent un grand intérêt en raison de leur capacité et leur coût de réalisation. Elles pâtissent malheureusement de facteurs de qualité et de performances électriques limités. Le problème est inverse dans le cas des technologies volumiques, qui présentent d'excellentes performances électriques, mais restent très encombrantes et lourdes. Par ailleurs, les filtres volumiques restent indispensables dans les modules à forte puissance (émission). Les technologies planaires quant à elles, sont largement utilisées pour les autres

systèmes. De plus, le problème de transition entre ces deux technologies reste un point critique. C'est ce qui a conduit, en 2001, D.Deslandes et K.Wu à développer une nouvelle technique de guide d'onde utilisant les modes de propagation volumiques au sein d'un substrat, tout en préservant des procédés de réalisation planaire [21].

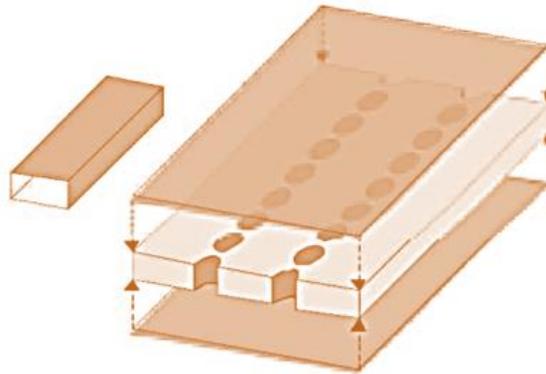
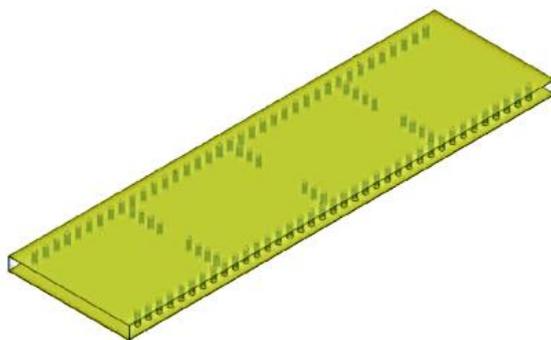
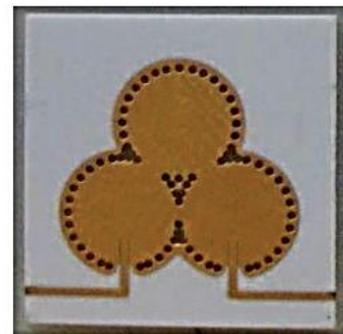


Figure I-16 : Similitudes entre un guide d'onde volumique classique et un guide d'onde SIW [22].

La figure I-17 (a) donne un exemple de filtre SIW à cavité rectangulaire, il est aussi possible de disposer les vias des parois latérales, de telle façon à réaliser des cavités cylindriques (figure I-17 (b)) ou de forme quelconque.



(a)



(b)

Figure I-17 : Exemples de filtre SIW à cavité rectangulaire (a), et circulaire (b) [23].

I.3.2. Principe de fonctionnement :

La réalisation de circuits à base de cavités enterrées dans des substrats planaires a été appelée Substrate Integrated Waveguide (SIW). Celle-ci a été introduite en 2001[24]. Ce concept SIW associe l'utilisation d'une technologie de réalisation planaire de type microruban et le fonctionnement de cavités dans lesquelles vont exister des modes volumiques. Techniquement, les cavités sont incluses dans le substrat et sont délimitées pour les faces supérieures et inférieures par des plans métalliques et pour les faces latérales par des rangées de trous métallisés. Ces vias doivent avoir un diamètre et un espacement suffisamment faibles pour apparaître comme des murs électriques parfaits ou quasi parfaits à la fréquence de résonance du mode considéré [25]. Cependant, la substitution de murs électriques réels par des trous métallisés implique que certains modes ne peuvent pas résonner.

Les modes qui ne peuvent pas s'établir sont ceux dont les lignes de courant sont perpendiculaires aux vias [26]. Les guides SIW propagent uniquement des modes TE_{10} dans l'épaisseur du substrat [27]. Le mode de résonance fondamental associé est le TE_{101} . Le coefficient de qualité à vide associé à ces structures est de l'ordre de 280.

L'alimentation des cavités se fait grâce à une transition propre au mode excité [24]. Ainsi, le circuit peut facilement être connecté aux autres éléments de façon planaire.

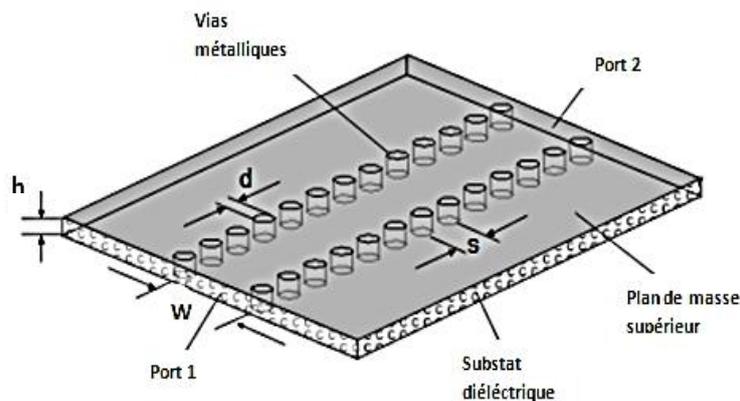


Figure I-18 : Géométrie du guide SIW.

Les outils utilisés pour le développement de ces structures sont les mêmes que ceux utilisés dans le cas de technologies volumiques. En effet, ces structures peuvent être assimilées à des structures volumiques dont les couplages d'entrée-sortie et les processus de

fabrication sont planaires. Au cours de l'étude de filtres SIW, les logiciels utilisés sont donc des simulateurs électromagnétiques tridimensionnels.

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

La technologie SIW associe donc la fabrication et l'intégration aisée et faibles coûts des structures planaires aux performances des filtres volumiques. Elle constitue donc un très bon compromis entre intégration et performance. Ces dernières dépendent cependant des pertes du substrat diélectrique utilisé.

I.3.3. Règles de conception :

Une cavité SIW n'est pas une cavité idéale puisque les murs électriques, habituellement matérialisés par des plans métalliques en technologie volumique classique, sont réalisés ici par des rangées de vias en SIW. La figure I-19 donne une vue tridimensionnelle d'un tel guide d'onde.

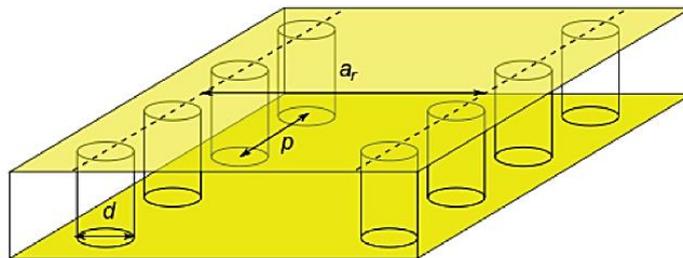


Figure I-19 : Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW.

La dimension d correspond au diamètre des vias, et p à la distance entre deux vias adjacents centre à centre. L'écartement réel a_r entre les deux rangées de vias (centre à centre) ne correspond pas à la largeur effective du guide d'onde. D'un point de vue électromagnétique, la frontière électrique créée par les rangées de vias est sensiblement différente de la frontière physique et géométrique que l'on peut attribuer à la ligne imaginaire formée par les centres des vias. Une première équation empirique a été proposée dans [28] pour obtenir une valeur approchée de la largeur effective du guide d'onde. En pratique, cette valeur correspond à la largeur d'un guide d'onde rectangulaire en technologie volumique classique (avec de vrais murs électriques latéraux) dont la fréquence de coupure est identique

au guide SIW considéré. Cette équation (I.9) est donnée avec une précision $\pm 5\%$ et n'est valide que dans le cas où l'écartement p entre deux vias est inférieur à la largeur a_r , et que $b < 4d$ (où b est la hauteur de la cavité).

$$a_{eff} = a_r - \frac{d^2}{0.95 p} \quad (I.9)$$

L'équation (I.9) apporte une amélioration, elle aussi empirique, sur la précision de calcul de la largeur effective a_{eff} d'un guide SIW [29]. Pour cette équation (I.10), les conditions sont $p/d < 3$ et $d/a_r < 1/5$.

$$a_{eff} = a_r - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{a_r} \quad (I.10)$$

I.3.4. Dimensions et fréquence de résonance :

Le concept SIW impose les deux parois métalliques parallèles que sont les métallisations inférieure et supérieure du substrat planaire. Le concepteur est ensuite libre de choisir la forme de ce qui matérialisera la (les) paroi(s) perpendiculaire(s) à ces plans métalliques.

La figure I-20 montre des exemples de cavités SIW aux formes variées.

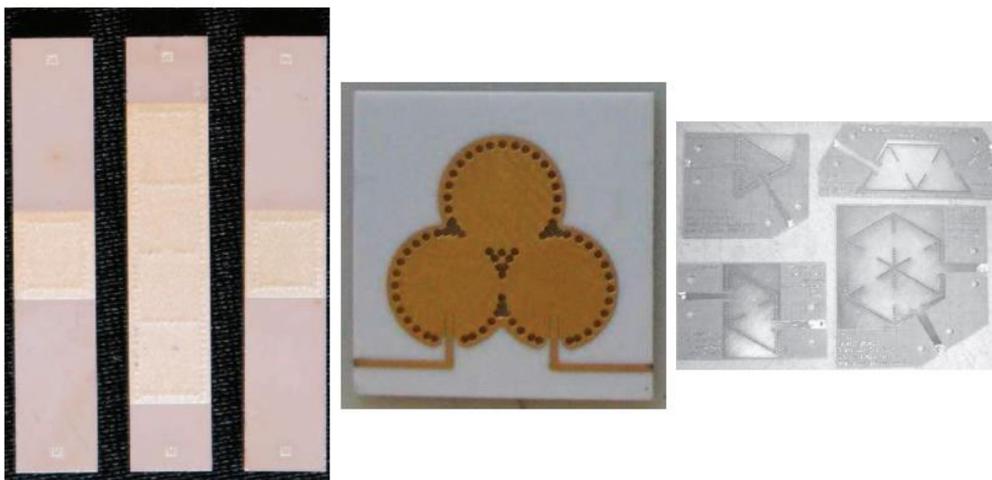


Figure I-20 : Exemples de cavités SIW à section rectangulaire, circulaire [30] et triangulaire [31].

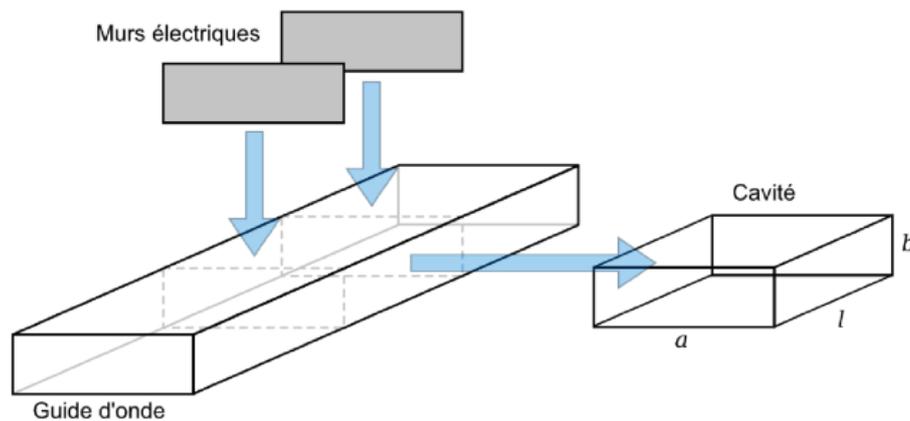


Figure I-21 : Une cavité peut être vue comme un tronçon de guide d'onde.

La figure I-21 montre une cavité SIW parallélépipédique peut être vue comme un tronçon de guide d'onde rectangulaire fermé par deux murs électriques, où a , b et l sont respectivement les largeurs, hauteur et longueur de la cavité. Dans un premier temps, il faut dimensionner la section du guide dans laquelle sera délimitée la cavité. Cela revient à déterminer les deux dimensions que sont la largeur a et la hauteur b de la cavité.

La largeur du tronçon du guide d'onde ne doit pas être choisie au hasard. Cette dimension conditionne la fréquence de coupure du guide, au-dessus de laquelle l'affaiblissement des champs devient exponentiel au fur et à mesure de la propagation [32]. Autrement dit, un tel guide d'onde peut être considéré comme un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est fixée entre autre par la largeur.

$$f_c = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon_r} \lambda_c} = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon_r} 2a} \quad (\text{I.11})$$

L'équation (I.11) donne la relation qui lie ces deux valeurs, où f_c est la fréquence de coupure du guide, λ_c est la longueur d'onde qui lui correspond dans le diélectrique, ε_r est la permittivité relative du milieu qui remplit le guide et C est la vitesse de la lumière dans le vide. On peut remarquer que la largeur du guide a est une demi longueur d'onde qui correspond à la fréquence de coupure.

Le fait de conditionner les champs électromagnétiques entre ces deux murs électriques espacés de a va modifier la longueur d'onde qui se propage dans l'axe du guide. Nous aurons

donc à considérer la longueur d'onde de propagation guidée λ_g , dont la relation avec la longueur d'onde en espace libre λ et la longueur d'onde correspondant à la fréquence de coupure λ_c est donnée par l'équation (I.12) (pour un mode TE₁₀).

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \quad (\text{I.12})$$

Il convient de faire remarquer que λ est la longueur d'onde en espace libre dans le milieu qui remplit le guide d'onde. Ainsi, dans le guide d'onde rempli de diélectrique dont la permittivité relative ϵ_r , l'équation (I.12) peut aussi s'écrire :

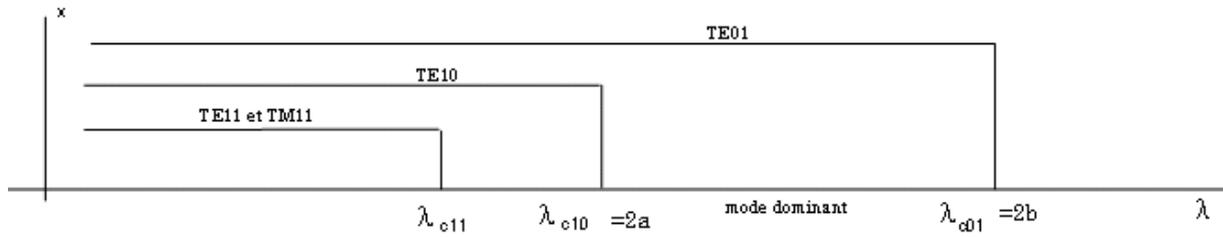
$$\left(\frac{\sqrt{\epsilon_r} f}{c} \right)^2 = \frac{1}{(2a)^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \quad (\text{I.13})$$

Pour obtenir un phénomène de résonance, deux plans métalliques faisant office de murs électriques sont placés en travers du guide, et perpendiculairement à celui-ci, comme illustre la figure I-21. La distance l entre ces deux parois va fixer la fréquence de résonance f_r selon l'équation (I.14) (pour un mode TE₁₀₁).

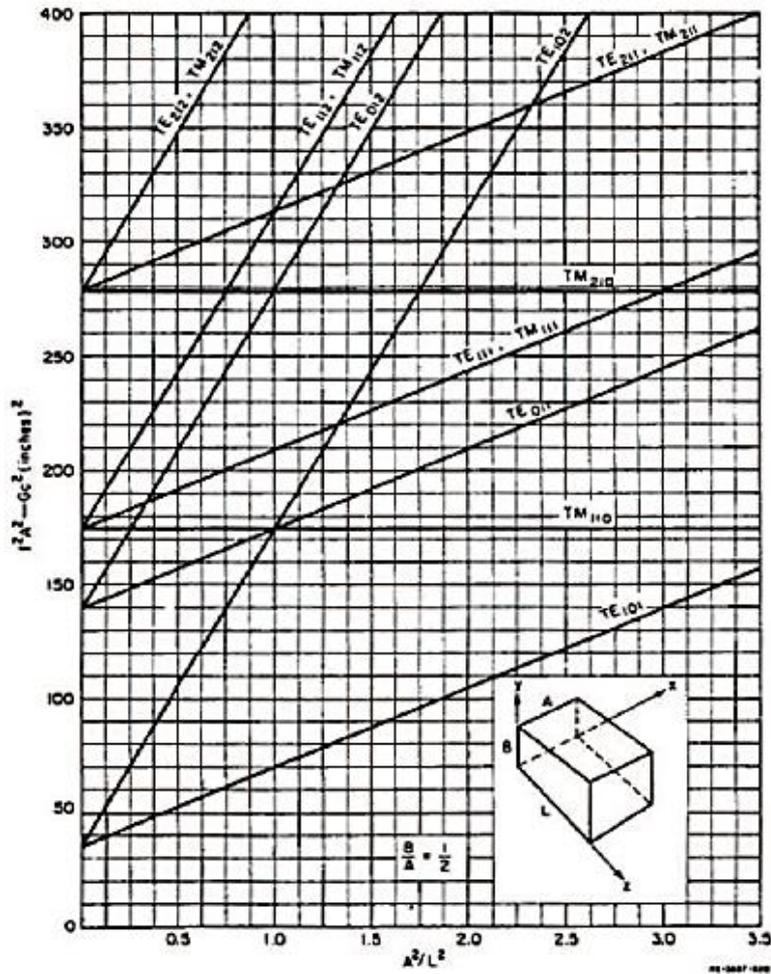
$$f_r = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{(2a)^2} + \frac{1}{(2l)^2}} \quad (\text{I.14})$$

La permittivité relative du milieu qui remplit le guide étant généralement figée, cette équation (I.14) montre que la fréquence de résonance dépend uniquement de la largeur et de la longueur de la cavité. Il est intéressant l'effet de rapport entre ces deux dimensions sur les modes parasites que sont les modes TE supérieurs et les modes TM.

La figure I-22 (b) [33] est un abaque permettant de prédire la fréquence de ces modes en fonction de la largeur et de la longueur d'une cavité rectangulaire, dont la hauteur fait la moitié de la largeur ($b = a/2$). On peut remarquer qu'en mode fondamental TE₁₀₁, avoir une base de cavité carrée ($a^2/l^2 = 1$) permet d'éloigner au mieux les modes parasites dans le spectre.



(a)



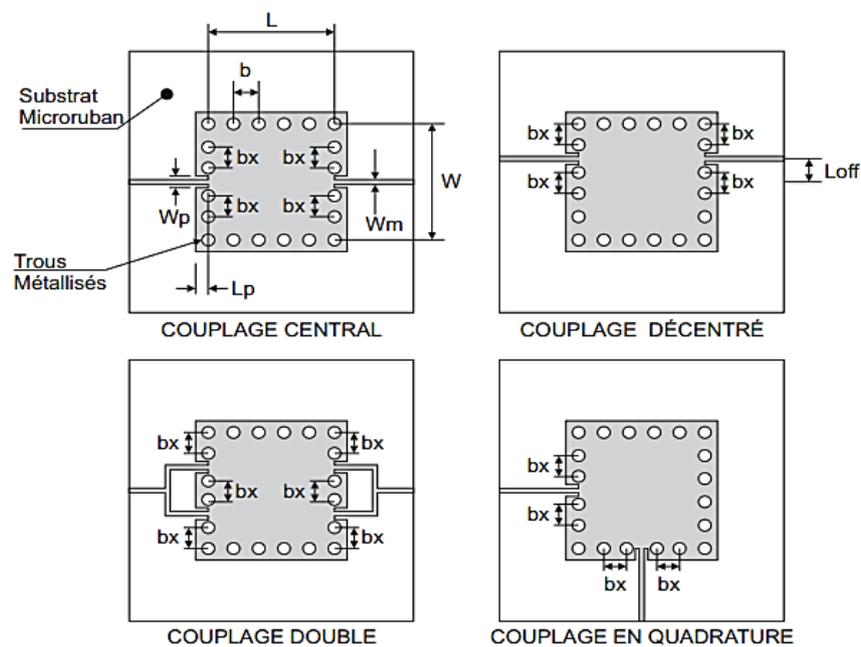
(b)

Figure I-22 : (a) les différents modes de propagation en fonction de la longueur d'onde.

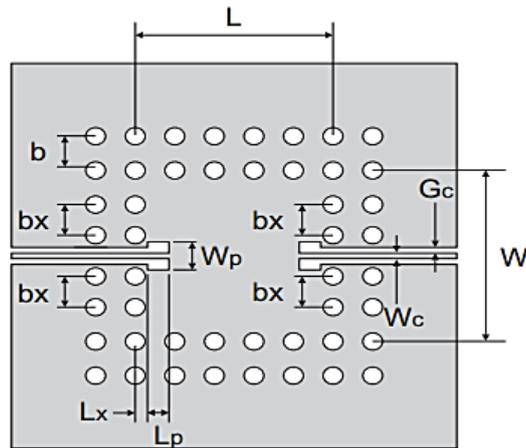
(b) Abaque des modes de résonance pour une cavité rectangulaire avec $a=2b$.

I.3.5. Cavité en technologie SIW :

Un composant SIW très utile est la cavité résonnante, qui peut être utilisée dans la conception de filtre et d'oscillateur. Un premier exemple de ce composant a été proposé (Hill, Ziolkowski et Papapolymerou 2001), où la cavité est réalisée avec plusieurs rangées de trous métallisés. Cette cavité a été excitée avec une ligne microruban réalisée sur un autre substrat diélectrique et a été couplée avec la cavité à travers une ouverture dans le plan métallique commun aux deux substrats diélectriques. L'ouverture se trouve au centre de la cavité. Ici cette méthode d'excitation multi-couches est remplacée par une approche faible coût où la cavité résonnante et le circuit planaire sont réalisés sur un même substrat. Pour ce faire, de nouvelles méthodes de couplage sont proposées entre une cavité résonnante SIW et un circuit planaire qui peut être une ligne microruban (MLINE) ou une ligne coplanaire (CPW), comme illustré à la figure I-23. Ces circuits de couplage entre la cavité SIW et la MLINE ou la CPW sont équivalents à des sondes de courant dont le positionnement peut être utilisé pour exciter un mode résonnant spécifique [34].



(a)



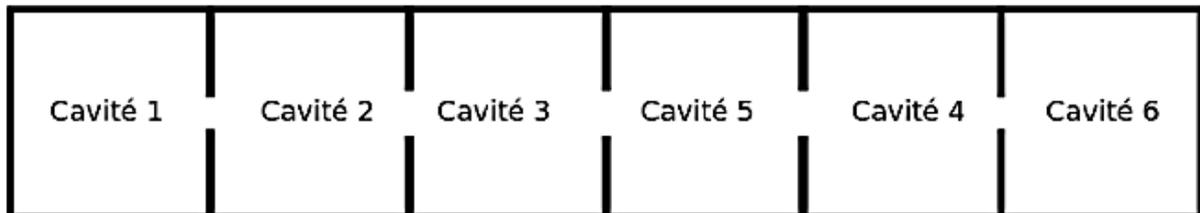
(b)

Figure I-23 : (a) Vue du dessus de cavités SIW illustrant quatre différents couplages avec des sondes de courant de type ligne microruban.

(b) Vue du dessus d'une cavité SIW réalisée avec deux rangées de trous métallisés et couplée avec une ligne coplanaire avec des sondes de courants.

I.3.6. Couplages :

A titre d'exemple, l'ordre du filtre est fixé à 6, cela signifie qu'il est composé de six résonateurs, autrement dit, six cavités SIW (figure I-24).



Vue du dessus



Vue en coupe

Figure I-24 : Vue schématisée d'un filtre SIW d'ordre 6 à plat et ses dimensions.

La topologie de ce filtre a la particularité d'utiliser les trois dimensions pour la disposition des cavités. Comme le montre la figure I-25.

Il existe trois sortes de couplages :

- Les couplages d'accès, situés sur les cavités d'accès 1 et 6.
- Les couplages horizontaux, entre deux cavités situées sur un même plan (ou d'un même étage).
- Les couplages verticaux, entre deux cavités superposées.

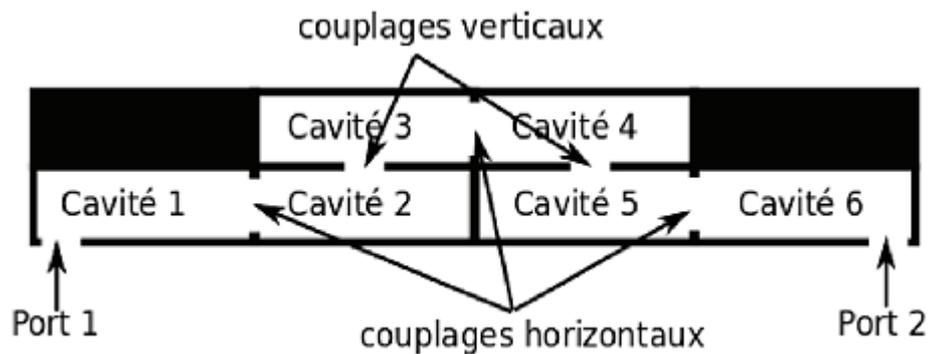


Figure I-25 : Topologie du filtre SIW d'ordre 6.

I.3.6.1. Couplages d'accès :

Plusieurs solutions existent pour réaliser l'accès d'un filtre SIW, l'utilisation du microruban étant probablement la plus répandue [24]. Cependant, pour avoir une compacité plus importante, l'utilisation des accès coplanaires est plus avantageuse [35] car :

- Leur intégration n'implique pas d'augmentation significative de la surface du dispositif puisqu'ils pourront être intégrés aux cavités d'accès (cavité 1 et 6).
- La ligne coplaire permet d'utiliser une station sous pointe pour mesurer les performances électriques du filtre.
- La ligne coplaire permet aussi un report du dispositif dans un boîtier par des fils de bonding si son extrémité est placée suffisamment proche du bord du substrat.

La figure I-26 montre une vue schématique des accès coplanaires. Les pointes de mesure sont posées là où la ligne CPW (Co-Planar Waveguide) prend naissance (en circuit ouvert). Les deux plans de masse (droit et gauche) sont ramenés au même potentiel au départ de la ligne CPW. Celle-ci est terminée par deux fentes perpendiculaires, assurant le couplage entre elle-même et la cavité sur laquelle elle est gravée.

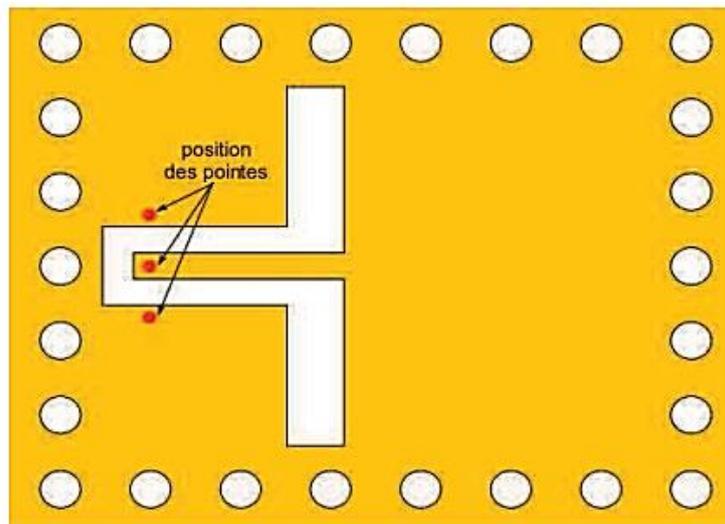


Figure I-26 : Vue schématique des accès coplanaires sur une cavité SIW.

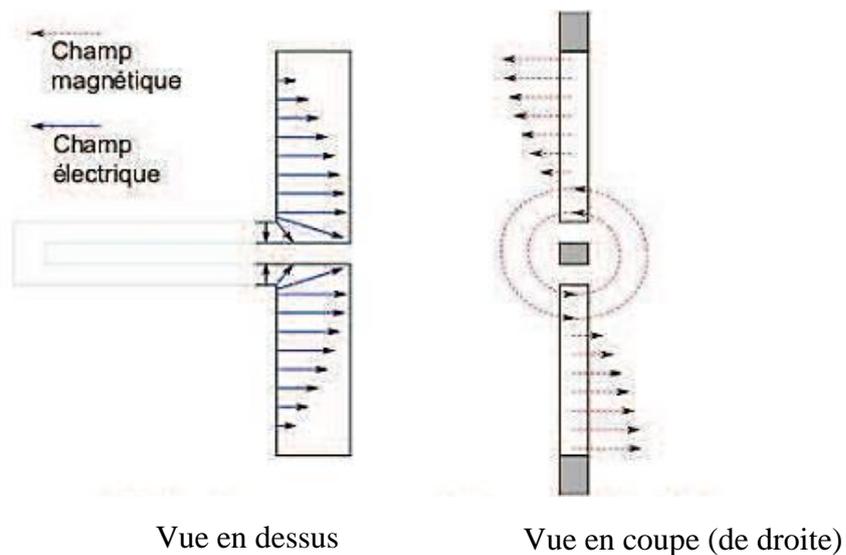


Figure I-27 : Répartition des champs dans les fentes de couplage.

Les fentes de couplages à 90° se terminent par un court-circuit où le champ électrique est nul et le champ magnétique élevé, comme le montre la figure I-27. Or ces extrémités se trouvent à l'endroit où, dans la cavité, le champ magnétique est le plus fort et le champ

électrique est le plus faible. De plus, la jonction à 90° entre la ligne CPW et les fentes de couplages est située vers le centre de la cavité, là où le champ électrique est le plus fort, à la fois pour la ligne CPW et pour la cavité. La position de ces fentes est donc très importante et influera directement sur la qualité et/ou l'intensité de couplage.

I.3.6.2. Couplages horizontaux :

Les cavités adjacentes situées sur un même étage seront couplés horizontalement. La manière la plus simple d'effectuer un tel couplage est de créer une ouverture dans la paroi qui les sépare. Ce type d'ouverture est appelé iris. En SIW, cela revient à retirer un ou plusieurs vias de la rangée qui sépare les deux cavités, et à ajuster l'écart entre les vias qui encadrent l'ouverture ainsi créée. La figure I-28 donne des exemples d'iris réalisés entre des cavités SIW [14].

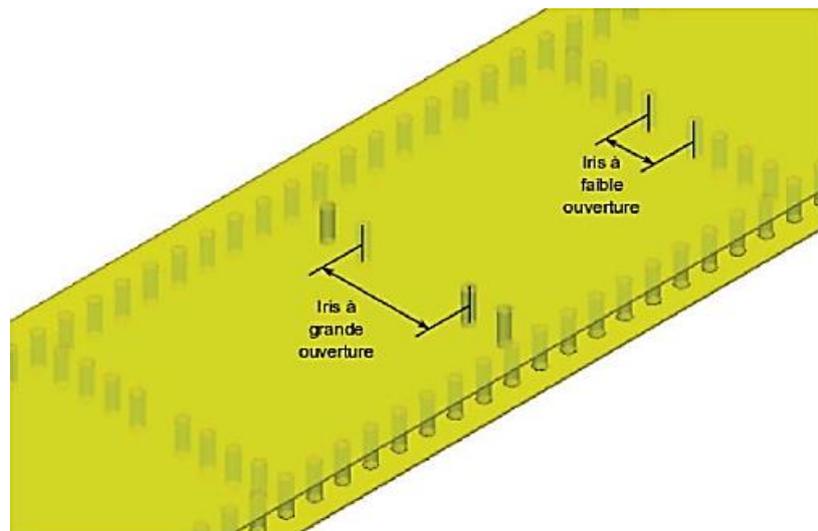


Figure I-28 : Exemples d'iris réalisés entre deux cavités SIW.

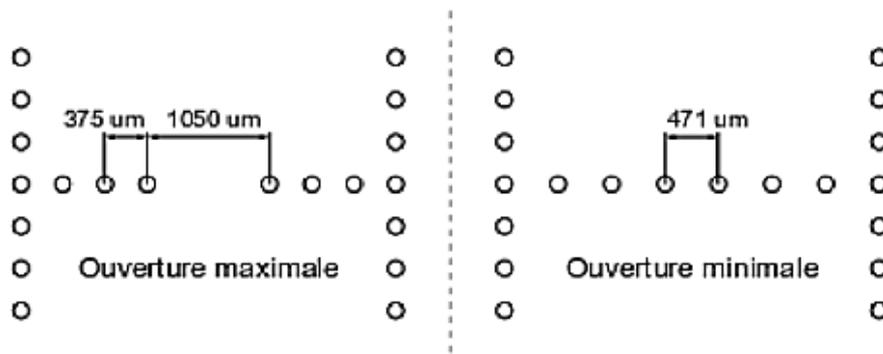


Figure I-29 : Plage de réglage d'un iris '6 vias' pour une cavité de largeur de 3,3mm.

I.3.6.3. Couplages verticaux :

Selon la topologie illustrée par la figure I-25, les cavités 3 et 4 empilées sur les cavités 2 et 5 respectivement. Elles sont donc couplées verticalement. Ces cavités sont séparées par un plan métallique. Le moyen le plus simple de réaliser un couplage est de graver une fente dans ce plan métallique. Afin d'obtenir un couplage à forte dominante magnétique, comme c'est le cas pour les couplages horizontaux, la fente devra être placée le long de bord des cavités, comme on peut le voir sur la figure I-30. Nous avons donc le choix entre quatre localisations correspondant aux quatre côtés des cavités. Nous pouvons cependant en éliminer deux en raison de leur proximité avec les éléments de couplages horizontaux. En effet, la présence de l'iris entre les cavités 1 et 2 (ou 5 et 6) rend inapproprié la localisation de la fente de couplage verticale sur ce côté de la cavité 2 (ou 5). De même, la présence de l'iris entre les cavités 3 et 4 inapproprié la localisation de la fente de couplage vertical sur ce côté de la cavité 3 (ou 4).

La proximité entre ces deux moyens de couplage impliquerait un couplage croisé non désiré entre cavités non adjacentes (entre les cavités 1 et 3 par exemple). Il faut donc limiter tout couplage croisé en éloignant au maximum les éléments de couplages les uns des autres. Les fentes doivent donc être placées le long des parois des cavités qui ne sont pas pourvues d'iris, comme illustré dans la figure I-30.

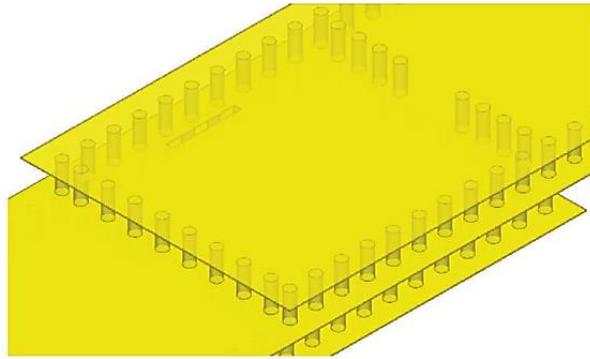


Figure I-30 : Fente de couplage vertical entre deux cavités empilées.

Afin de fournir un couplage à dominante magnétique forte, la fente doit être placée au plus près du bord des cavités. Mais il est recommandé de laisser une marge d'environ $50\mu\text{m}$ entre le contour d'un via et le bord d'une fente.

Dans une cavité rectangulaire SIW résonnant en mode TE_{101} , le champ électrique est concentré au centre de la cavité et est orienté verticalement, comme illustré sur la figure I-31(a). Le champ magnétique quant à lui est orienté horizontalement et tourne le long des bords intérieurs de la cavité, comme illustré sur la figure I-31(b).

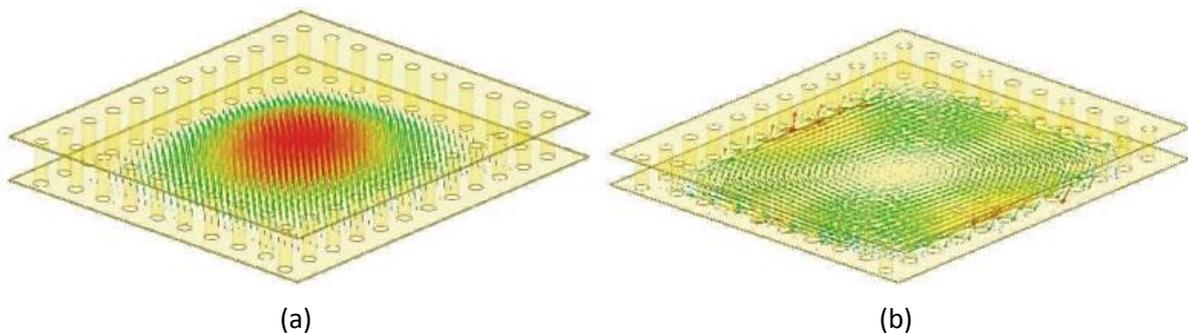


Figure I-31 : Répartition des champs électrique (a) et magnétique (b) dans une cavité SIW rectangulaire.

L'iris se situe donc au niveau d'un maximum de champ magnétique des cavités qu'il couple, il semble donc évident que la nature de ce type de couplage soit à forte dominante magnétique. Il est donc important de conserver un couplage de nature magnétique dans l'ensemble de filtre. Cette information est importante pour la réalisation des couplages verticaux décrits précédemment [14].

I.4. Transition de guides d'onde - ligne microruban :

Une fois le SIW fabriqué, on doit le tester. Il faut donc obligatoirement avoir une transition vers une ligne de transmission qui est reliée à un analyseur de réseau. La ligne microruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes. Une transition du SIW vers une ligne microruban a été proposée par Deslandes [36]. La topologie de la structure est donnée dans la figure I-32.

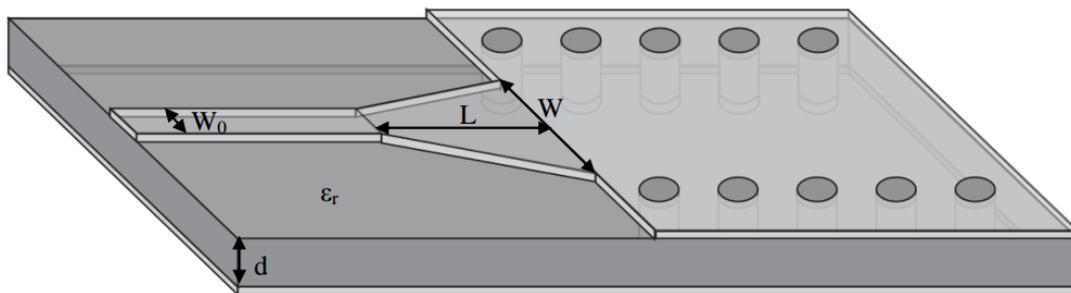


Figure I-32 : Transition d'un SIW vers un microruban avec ses paramètres.

Cette transition contient trois principaux paramètres, soit la largeur initiale W_0 , la largeur finale W ainsi que la longueur L de la ligne profilée. La largeur initiale de la ligne microruban W_0 doit être calculée pour obtenir l'impédance caractéristique désirée. Cette largeur est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω . D'après [37], on calcule le ratio W_0/d par la formule suivante :

$$\frac{W_0}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } W/d > 2 \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Où :

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

Et :

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

Ainsi, comme d est connu, il devient facile de calculer la valeur de W_0 . Il reste maintenant la valeur des deux autres paramètres de la transition à calculer. Le W doit être calculé selon [36] en égalant les deux parties de droite des équations suivantes et en itérant sur le W (W_e est la largeur d'un guide équivalent qui modélise le microruban) :

$$\frac{1}{W_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta d} \ln \left(8 \frac{d}{w} + 0.25 \frac{w}{d} \right) \\ \frac{120\pi}{\eta d \left[\frac{w}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{d} + 1.444 \right) \right]} \end{cases} \quad (I.16)$$

$$\frac{1}{W_e} = \frac{4.38}{a_e} e^{-0.627 \frac{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r+1} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{d}{w}}}}{2}} \quad (I.17)$$

Pour ce qui est du paramètre L , la longueur optimum peut être obtenue d'après [38], mais une méthode plus simple peut être utilisée. En choisissant la largeur médiane entre la ligne microruban et la fin de la transition, donc en prenant un $W_{milieu} = (W+W_0)/2$, il suffit de calculer la longueur d'onde pour cette largeur et de fixer la longueur à un quart de longueur d'onde. Il faut commencer par trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne microruban :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/w_{milieu}}} \quad (I.18)$$

Il faut calculer par la suite le λ_c avec l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_e}} \quad (I.19)$$

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

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

Les lignes de champs du mode TE_{10} et ceux quasi-TEM d'une ligne microruban sont représentés par la figure I-33, il est apparent que les champs sont les deux capolarisés de la même façon. Par contre, les champs du guide d'onde couvrent une région plus grande par rapport à ceux de la ligne microruban qui sont plus concentrés entre le plan de masse et le conducteur. Une des manières pour remédier à cela consisterait donc à forcer les lignes de champ du guide à se concentrer de façon continue ou périodique.

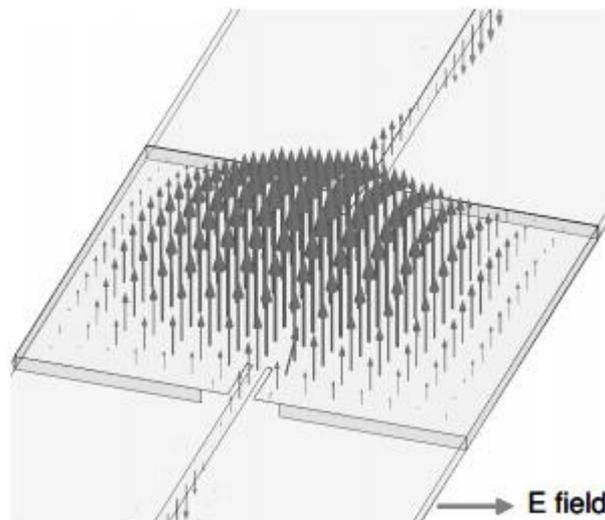


Figure I-33 : Répartition du champ électrique dans une cavité SIW.

I.5. Applications en bandes C et S :**I.5.1. La bande C :**

La bande C est la partie du spectre électromagnétique définie par les fréquences :

- De 3.4 à 4.2 GHz en réception et de 5.725 et 7.075 GHz en émission attribué au service de Radiodiffusion par Satellite (Broadcasting) particulièrement utilisée sur les zones tropicales et faiblement sur les autres zones.
- De 4 à 8 GHz pour des usages comme les radars météorologiques.

La puissance d'émission, qui lui est généralement associée, est relativement faible, en comparaison avec la bande Ku par exemple. Elle nécessite donc des paraboles de grande taille pour sa réception (de 2.5 à 3 mètres de diamètre). Cependant la bande C est moins sensible à la pluie que la bande Ku.

Les radars bande C sont aussi utilisés en trajectographie. En France le BEM Monge (bâtiment d'essais et de mesures) possède deux radars bande C : Armor conçus par Thales.

I.5.2. La bande S :

La bande S est une bande de fréquences définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 2 à 4 GHz.

La bande S est notamment utilisée dans les applications suivantes :

- Radars météorologiques et certains radars militaires de surveillance aérienne (exemple AN/SPY-1 ou SAMPSON).
- Quelques satellites de communication, spécialement ceux que la NASA emploie pour communiquer avec leurs navettes spatiales et la Station spatiale internationale.
- Certains transmetteurs audio/vidéo de puissance maximale 20 mW.
- Les réseaux sans fil utilisant le protocole Wi-Fi (2400 à 2485 MHz).
- Les réseaux mobiles LTE (2500 à 2690 MHz).

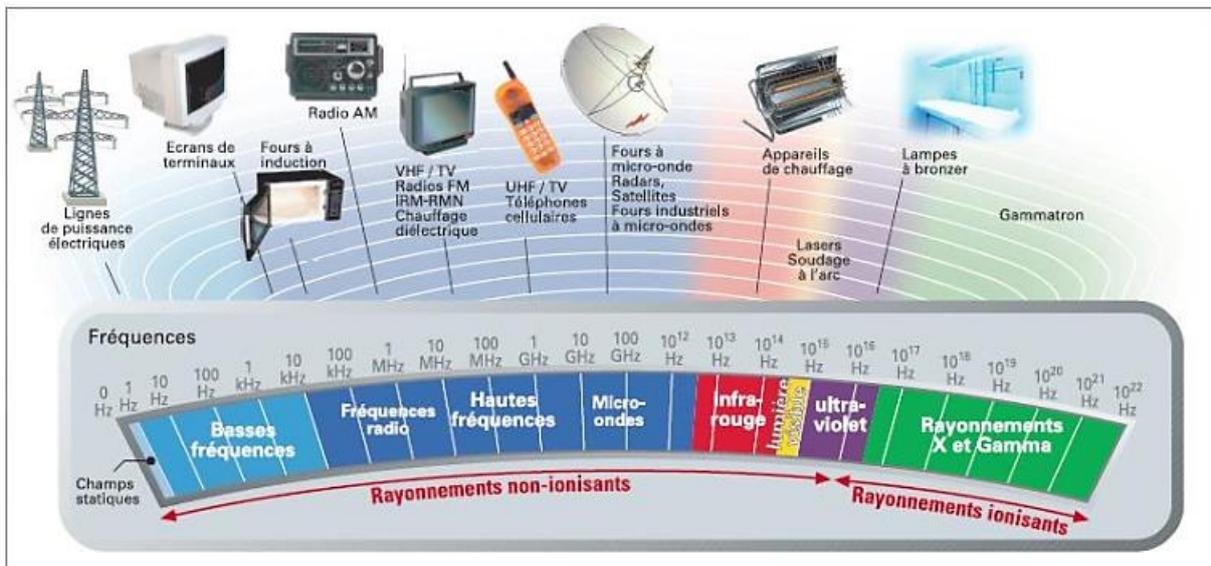


Figure I-34 : Bandes de fréquences allouées par l'UIT.

I.6. Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les technologies volumique, planaire et SIW ainsi que la théorie de couplages de ses cavités.

La technologie SIW « Substrate Integrated Waveguide » se base sur une technologie planaire de type microruban à laquelle on associe des faces latérales métallisées, formant ainsi des cavités intégrées au substrat, dans lesquelles se propagent des modes volumiques. Elle constitue donc un très bon compromis entre intégration des microrubans et performance des filtres volumiques. En vue des nombreux avantages que présente la technologie SIW, cette dernière répond aux exigences actuelles du domaine spatial.

Le chapitre suivant sera entièrement consacré à l'étude des filtres passe-bande.

II.1. Introduction :

Les filtres micro-ondes sont des dispositifs qui ont un rôle prépondérant dans le domaine des télécommunications. Ils ont pour fonction de séparer les signaux utiles des autres. Ils sont omniprésents et apparaissent dans presque tous les équipements (hormis les amplificateurs), dans toutes les opérations de multiplexage/démultiplexage et pour séparer les signaux émis et reçus lorsque l'antenne est commune aux voies émission et réception.

Avec l'avancement technologique et l'arrivée d'ordinateur suffisamment puissant, des logiciels de simulation ont envahis le marché avec une certaine diversité de méthodes numériques exploitées par ces derniers. Le choix de logiciel de simulation dépend donc de la problématique à résoudre. Parmi ces outils, on peut citer : CST Microwave Studio, HFSS, Momentum, et ADS qui se sont imposés dans le domaine de simulation et de conception de dispositifs micro-ondes, et cela par les valeurs obtenues grâce à ces derniers ainsi que leur facilité d'utilisation et leur temps de développement et de calcul.

Dans ce contexte et dans une première partie de ce chapitre, nous présentons quelques notions de filtrage ensuite nous nous intéressons à l'étude des filtres passe-bandes tout en citant quelques exemples liés à ce type de filtre de la littérature.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous présentons les différentes méthodes de calcul utilisées par les outils de simulation ainsi que leurs avantages et inconvénients suivie d'une conclusion.

II.2. Rôle du filtre :

Les filtres sont largement utilisés dans les circuits électroniques de traitement de signal. Ils sont particulièrement utilisés dans les systèmes de télécommunication et leur rôle est fondamental puisqu'il s'agit d'éliminer toutes les composantes parasites du signal utile, qui peuvent être assimilées à du bruit.

Le bruit peut provenir de sources diverses : il peut être externe, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal sur bruit qui désigne la qualité d'une transmission d'information et qui définit ce rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. De plus, la séparation des parasites des signaux utiles est nécessaire car les signaux émis et reçus sont parasites les uns par rapport aux autres.

Enfin, selon l'architecture retenue pour le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est aussi un problème.

Dans tous ces cas, on fait appel à des techniques de filtrage [40].

II.3. Théorie des filtres :

Le filtrage est l'action qui sert à éliminer ou sélectionner le signal sur une bande de fréquences. Autrement dit c'est l'action de séparer les composantes utiles (bande passante) des composantes parasites (bandes atténuées) dans le spectre d'un signal.

II.3.1. Classification des filtres :**a. Par fonctions :**

On distingue quatre familles de filtres en fonction de la position de la bande passante et des bandes atténuées :

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

- les filtres coupe bande (figure II-1-(d)) qui sont les circuits duaux des filtres passe bande.

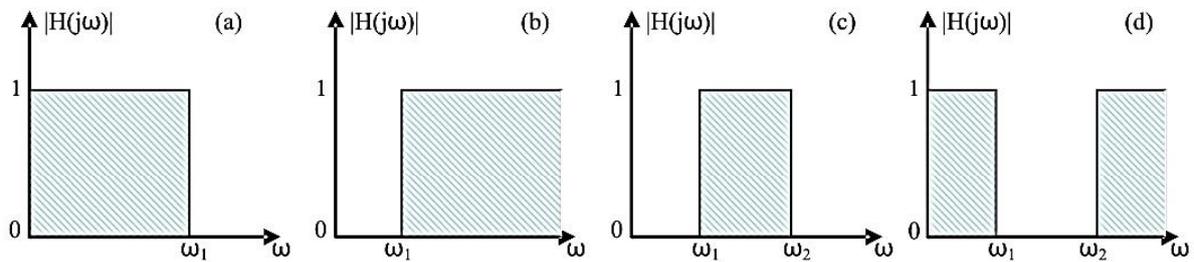


Figure II-1 : Gabarits des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d).

La caractéristique d'un filtre passe-bas idéal est qu'il possède un affaiblissement nul dans la bande passante afin de préserver la puissance du signal utile et infini dans la bande atténuée dans le but d'éliminer les signaux parasites. Le temps de propagation de groupe (TPG) d'un filtre passe-bas idéal est identique pour toutes les composantes spectrales, autrement dit afin d'éviter toute distorsion du signal transmis, le déphasage dans la bande passante est linéaire.

Un tel filtre dont le gabarit en fréquence est présenté sur la figure II-1 (a) est pratiquement irréalisable [41], [42]. En effet, la réalisation d'un tel filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [43]. De plus, l'amplitude et la phase ne sont pas liées par la relation de Bayard-Bode [44]. Cette relation, liant la phase et l'amplitude d'un filtre, implique une variation plus importante du temps de propagation de groupe lorsque la réjection est améliorée.

Plusieurs approximations mathématiques ont été développées pour approcher au mieux le module ou la phase de la fonction de transfert du filtre passe-bas idéal. Pour atteindre une fonction de filtrage réalisable, un certain niveau d'atténuation (respectivement de transmission) dans les bandes passantes (respectivement stoppées), ainsi qu'une bande de transition entre les bandes passantes et stoppées sont tolérées pour les approximations en amplitude. La figure II-2 présente les gabarits en amplitude pour les différentes familles de filtres réels.

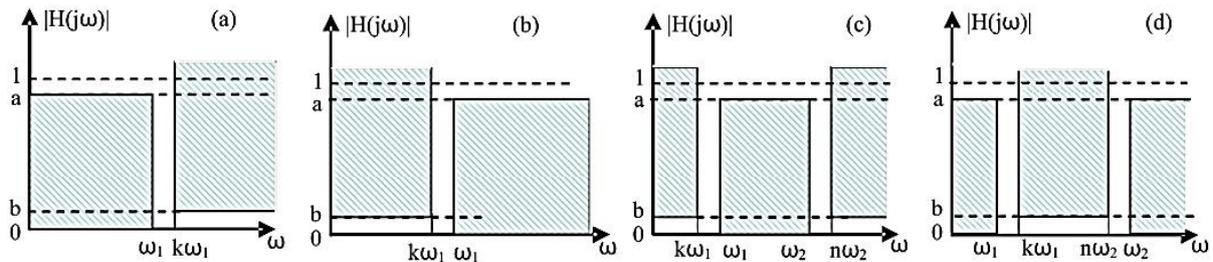


Figure II-2 : Gabarits des filtres réels : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d).

Quel que soit le type du filtre (passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande), le calcul de la fonction de transfert se fera sur un filtre passe bas représentatif du filtre à construire : c'est son prototype passe-bas. Le prototype passe-bas d'un filtre est normalisé par rapport à sa pulsation de coupure comme le présente la figure II-3. La pulsation de coupure du prototype passe-bas est égale à 1 rad/s.

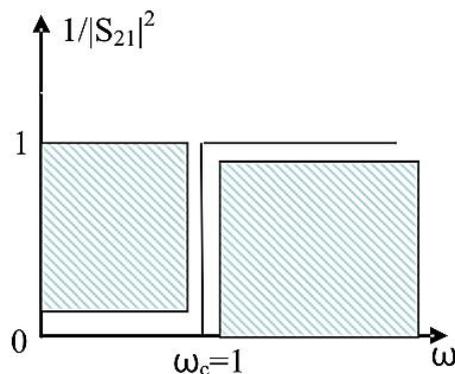


Figure II-3 : Filtre passe-bas prototype.

Les transpositions vers les différents types de filtres, sont effectuées par un changement de variable à partir du prototype passe-bas.

Les fonctions de filtrage couramment utilisées pour satisfaire les gabarits de filtre réels seront détaillées dans la partie suivante de ce chapitre.

b. Par gabarits :

La connaissance du spectre de fréquences composant le signal utile permet de définir le gabarit du filtre idéal. Ainsi le dispositif filtrant est défini par son gabarit :

- Les filtres Butterworth, qui sont caractérisés par une réponse en phase non linéaire, une coupure lente, une réponse en amplitude lisse dans la bande passante, et une atténuation lisse.
- Les filtres Chebyshev, qui sont caractérisés par une réponse en phase distordue, une coupure rapide, et des ondulations dans la bande passante.
- Les filtres de Bessel, qui sont caractérisés par une réponse en phase linéaire (le déphasage augmente de façon linéaire avec la fréquence), une coupure très lente, et une bande passante lisse.

Ci-dessous, un graphique comparant les réponses en amplitude des trois plus importants types de filtres :

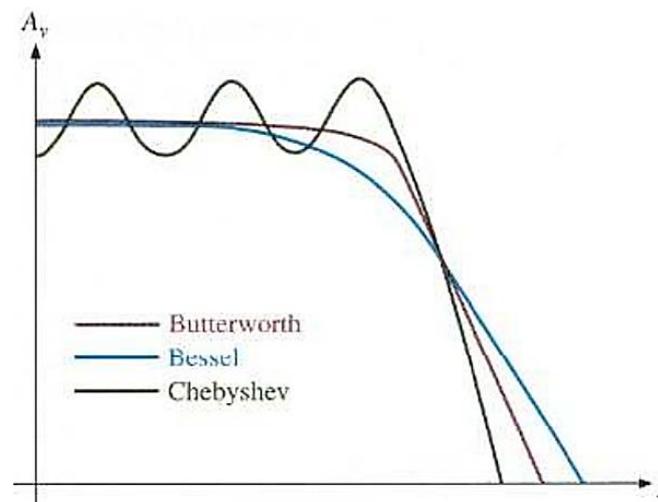


Figure II-4 : Graphique comparant les réponses en amplitude des trois plus importants types de filtres.

c. Par ordres :

L'ordre du filtre détermine sa sélectivité, plus l'ordre est élevé plus le filtre est sélectif. En pratique, l'ordre du filtre est déterminé par la pente (en dB) du filtre dans un diagramme de Bode. La pente est égale à : $n \cdot 6$ dB/octave ou $n \cdot 20$ dB/décade, où n représente l'ordre du filtre.

d. Actifs/Passifs :

Selon que l'on fournisse ou non de l'énergie au filtre pour qu'il fonctionne, on dit que le filtre est soit "actif", soit "passif". Les filtres passifs n'utilisent que des résistances, des bobines et des capacités ; alors que les filtres actifs peuvent utiliser : des transistors, des amplis-op, ...etc [45].

II.3.2. Matrice S du quadripôle :

Un filtre peut être représenté par un quadripôle passif (pas de source auxiliaire de puissance électrique) décrit sur la figure II-5.

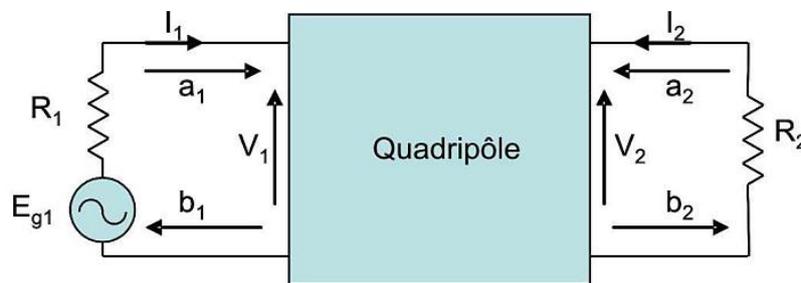


Figure II-5 : Représentation du filtre par un quadripôle.

Le fonctionnement électrique du quadripôle est caractérisé par :

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

Dans le domaine des hyperfréquences, un quadripôle est généralement défini par ses paramètres S (Scattering Parameters : paramètres de répartition) qui permettent de définir complètement les caractéristiques d'un multi-pôle linéaire ne comportant pas de sources d'énergie internes et en particulier d'un quadripôle linéaire passif tel qu'un filtre (passif). Le graphe de fluence des paramètres S est présenté sur la figure II-6.

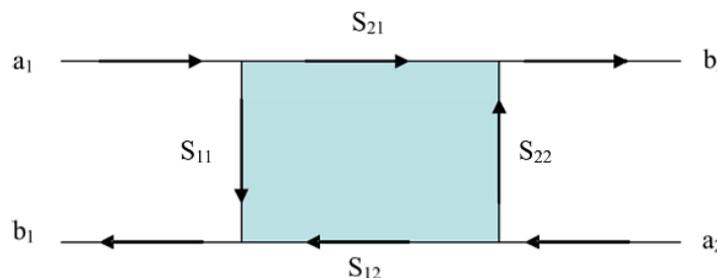


Figure II-6 : Graphe de fluence d'un quadripôle.

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

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

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

Un quadripôle est dit linéaire lorsqu'il est constitué uniquement de dipôles et éléments linéaires. On peut ainsi définir différents paramètres comme suit [46]-[47] :

La puissance disponible du générateur P_A :

$$P_A = \frac{|E_{g1}|^2}{8R_1} \quad (\text{II.2})$$

La puissance réfléchiée en entrée P_1 :

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

La puissance délivrée à la charge P_2 :

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

V_1 , V_2 , E_{g1} sont respectivement les tensions en entrée et en sortie du quadripôle et la tension délivrée par le générateur.

Les pertes d'insertions sont définies par :

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

Avec ω est la pulsation du signal.

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

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

Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{4 \frac{|V_1|^2}{|E_{g1}|^2}} = \frac{1}{|T(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.7})$$

$H(j\omega)$ et $T(j\omega)$ sont respectivement la fonction de transfert et la fonction de réflexion du quadripôle. Lorsque le quadripôle est purement réactif (puissance dissipée dans le quadripôle P_L nulle), on a [40] :

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

II.3.3. Fonction de transfert :

En général une fonction de transfert peut se mettre sous une forme polynomiale en fonction de la pulsation ω (ou $p = j\omega$) :

$$H(p) = \frac{a_0 + a_1p + a_2p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1p + b_2p^2 + \dots + b_n p^n}$$

Ou encore : (II.9)

$$H(p) = \frac{1}{1 + |D(p)|^2}$$

Où la fonction discriminante du filtre $D(p)$ est définie par : $D(p) = \frac{T(p)}{H(p)}$

La fonction de transfert $T(p)$, la fonction de réflexion $H(p)$ et la fonction discriminante $D(p)$ peuvent se mettre sous forme rationnelle, telle que :

$$T(p) = \frac{R(p)}{Q(p)} \quad \text{et} \quad H(p) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(p)}{Q(p)}$$

d'où :

$$D(p) = \varepsilon \frac{R(p)}{p(p)} \quad (\text{II.10})$$

La relation de conservativité (II.8) implique ensuite :

$$|Q(p)|^2 = |P(p)|^2 + |R(p)|^2 \quad (\text{II.11})$$

où ε est l'ondulation dans la bande et $P(p)$, $Q(p)$ et $R(p)$ sont des polynômes à coefficients réels avec un coefficient égal à 1 pour le terme de plus haut degré. La fonction discriminante $D(p)$ peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$D(p) = \varepsilon \frac{\prod_{i=1}^N (p - Z_{Ri})}{\prod_{i=1}^{N_z} (p - Z_{Pi})} \quad (\text{II.12})$$

où Z_{Ri} (les zéros de R) et Z_{Pi} (les zéros de P), sont respectivement les zéros de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}). N et N_z sont respectivement l'ordre de la fonction de transfert et le nombre de zéros de transmission. Connaissant la fonction discriminante $D(p)$, il est possible d'en déduire le coefficient ε et les polynômes $R(p)$ et $P(p)$.

Le type de la fonction de transfert est déterminé par le type de polynôme utilisé pour $D(p)$. En revanche, l'obtention d'un passe-bande, stop-bande ou passe-haut est réalisée par transformation de la variable fréquentielle ω . Les fonctions de transfert les plus couramment utilisées sont :

- Les fonctions de Butterworth.
- Les fonctions de Chebychev.
- Les fonctions pseudo elliptiques [48] – [49].

II.4. Principes de filtrage micro-onde :

Aux hautes fréquences, les éléments localisés classiques (R, L, C) ne sont plus utilisés à cause des effets de propagation et de pertes. Les composants et circuits réalisant les fonctions de traitement du signal sont alors souvent constitués d'éléments distribués.

Des accès d'entrée/sortie des signaux ainsi qu'un ou plusieurs éléments résonants en série ou en réflexion constituent un filtre passe-bande hyperfréquence tout en permettant sélection fréquentielle du signal.

Le principe des filtres passe-bandes constitués d'éléments résonants en série est basé sur la transmission de l'énergie du signal présenté à un des accès de la structure, d'élément en élément, jusqu'à un autre accès, si la fréquence du signal correspond à la fréquence de résonance de ces éléments (figure II-7(a)). Les filtres constitués d'éléments résonants en réflexion (figure II-7(b)), sélectionnent le signal par réflexions partielles successives de l'énergie du signal, sur les éléments du dispositif. La combinaison en phase des signaux réfléchis est constructive ou destructive en fonction de leur longueur d'onde. Une autre approche consiste à associer des sections de guides d'ondes propageantes et évanescentes (figure II-7(c)), ce principe est généralement utilisé pour des filtres large bandes. Ces principes sont présentés sur la figure II-7 [40].

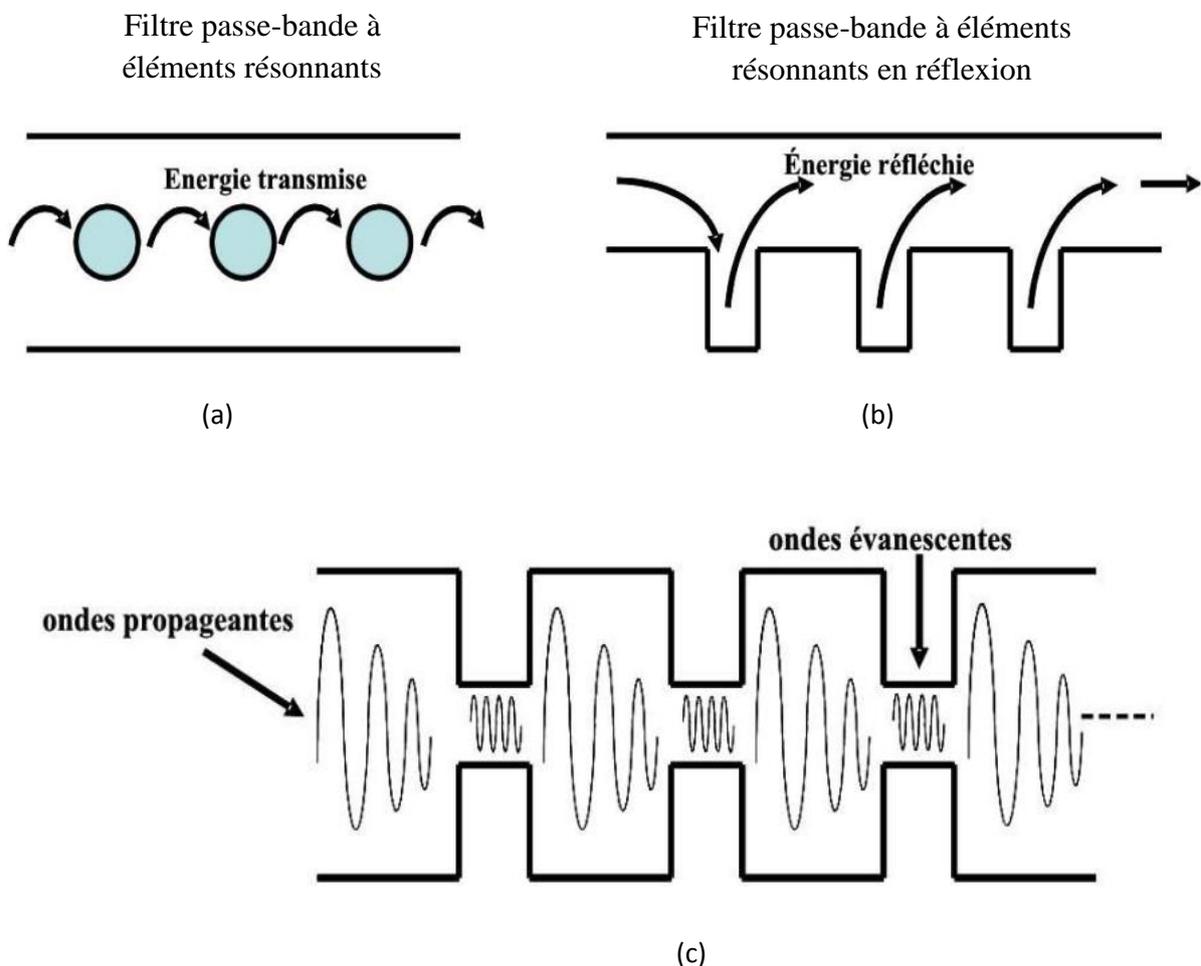


Figure II-7 : Principes de filtrage passe bande.

II.4.1. Exemple de filtre microonde dans un système de téléphonie mobile :

Dans ce paragraphe, un exemple d'architecture d'émetteurs/récepteurs pour un terminal mobile intégrant des filtres micro-ondes est présenté.

L'exemple présenté dans [50] illustre le rôle du filtre dans les terminaux mobiles fonctionnant sur le standard UMTS avec une bande de transmission (Tx) sur 1920-1980 MHz et une bande de réception (Rx) sur 2110 - 2170 MHz.

Le synoptique d'un module d'émission/réception est présenté en figure II-8.

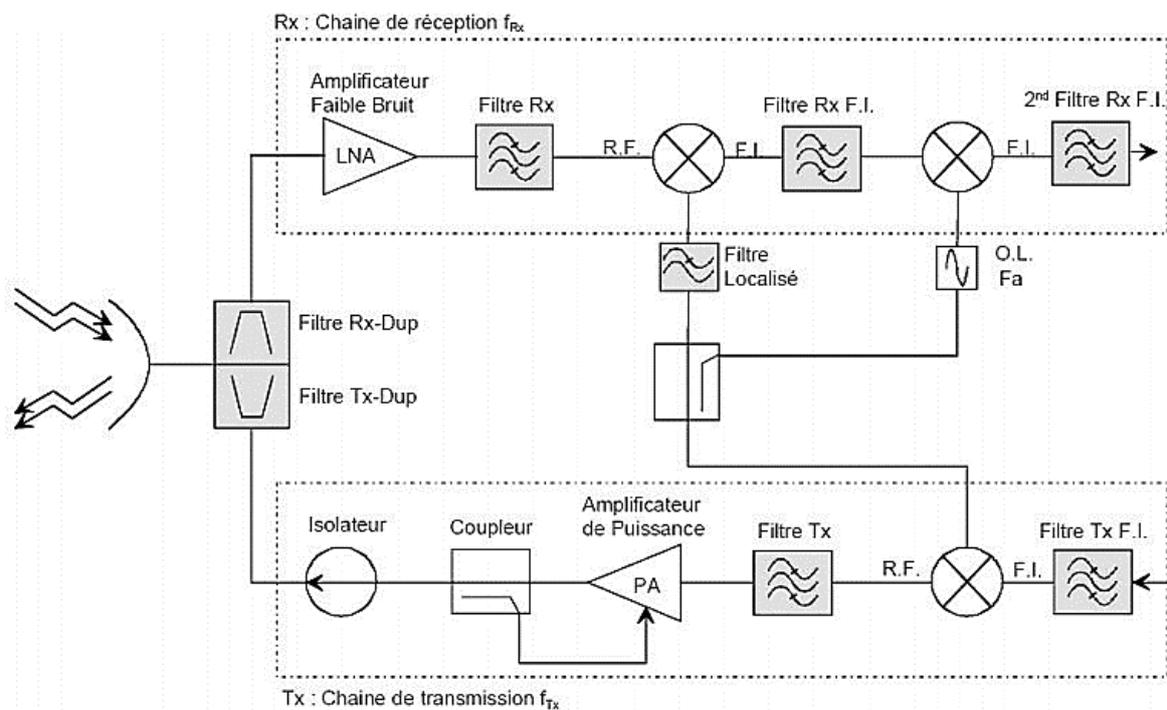


Figure II-8 : Synoptique d'un module d'émission / réception de la norme UTRA/UMTS.

Le rôle du filtrage paraît essentiel. En effet nous pouvons le retrouver à plusieurs niveaux :

- Tout d'abord dans le duplexeur où des fonctions passe-bandes permettent d'assurer l'isolation entre les voies d'émission et de réception.

- Puis au niveau de la chaîne de réception, le filtre de réception du duplexeur permet de sélectionner le signal désiré tout en atténuant les fréquences parasites qui lui sont adjacentes. Le filtre Rx est chargé quant à lui d'éliminer la fréquence image avant la transposition en fréquence intermédiaire.

II.5. Filtre passe-bande :

II.5.1. Caractéristiques :

Les filtres passe-bande ont quelques caractéristiques additionnelles comparativement aux filtres passe-bas et passe-haut. Ces paramètres sont :

- **Fréquence centrale ω_o** : C'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du filtre est purement réelle. On l'appelle aussi la fréquence de résonance. La fréquence centrale est la moyenne géométrique des fréquences de coupure basse (ω_{c1}), et haute (ω_{c2}); $\omega_o = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}$. Pour un filtre passe-bande, l'amplitude de la fonction de transfert est maximale à la fréquence centrale.
- **Largeur de bande β** : C'est la largeur de la bande passante.
- **Facteur de qualité Q** : C'est le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de bande. Le facteur de qualité est une mesure de la largeur de la bande passante indépendamment de la fréquence centrale et représente la sélectivité du filtre [51].

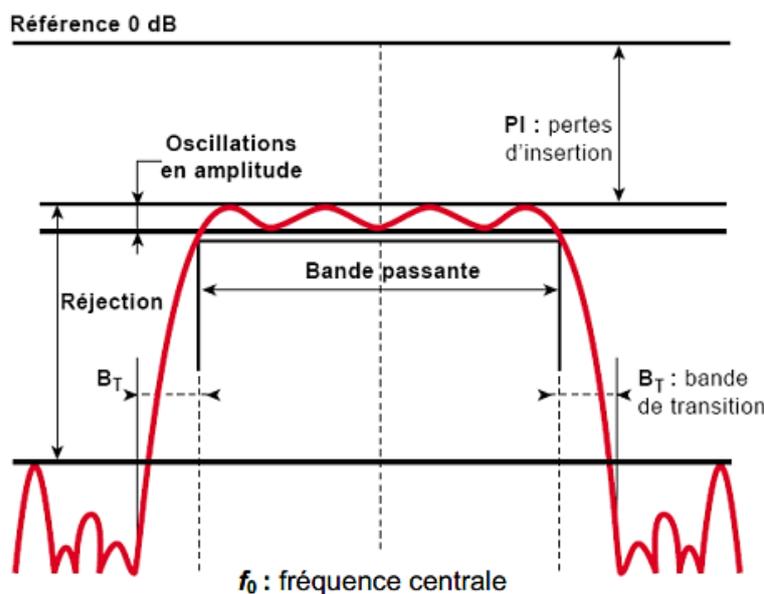


Figure II-9 : Réponse d'un filtre passe-bande avec ses principales caractéristiques.

Les ondulations dans la bande passante (figure II-9) ou en anglais « band ripple », sont aussi un paramètre critique qui ne doit pas dépasser 0.5 dB pour garantir un niveau de puissance quasi-homogène du signal à la sortie du filtre.

La réjection ou le niveau d'atténuation hors bande est un troisième facteur important dans la notion de filtrage qui évite les interférences entre deux canaux adjacents de communication surtout pour des cas critiques où les bandes de séparation sont faibles. En conséquence, les bandes de transition (figure II-9) doivent être les plus étroites possibles ramenant à des facteurs de qualité élevés [52].

II.6. Exemples d'application de filtres passe-bande (de la littérature) :

II.6.1. Nouveaux filtres passe-bande SIW utilisant des poteaux chargés pour une application dans un système WLAN de 5.8 GHz :

Deux filtres passe-bande SIW (BPFs : BandPass Filters) sont présentés en utilisant des cavités rectangulaires et des poteaux chargés pour un système WLAN de 5.8 GHz. Sauf que les deux utilisent deux cavités rectangulaires pour créer une bande passante, ils sont différents dans le réglage des emplacements de ligne d'alimentation. En conception, deux poteaux chargés sont introduits comme éléments de couplage inductifs pour limiter le mode résonant fondamental dans la cavité SIW à 5.8 GHz pour le système WLAN.

Dans le BPF de type A, le mode TE_{102} est utilisé pour générer le zéro de transmission (TZ) à une fréquence spécifique hors de la bande passante désirée.

Dans le BPF de type B, le couplage croisé charge-source est en outre introduit pour améliorer le rejet hors bande. En effet, deux prototypes de bande passante SIW sont fabriqués pour prouver les réponses de fréquence prédites en expérience.

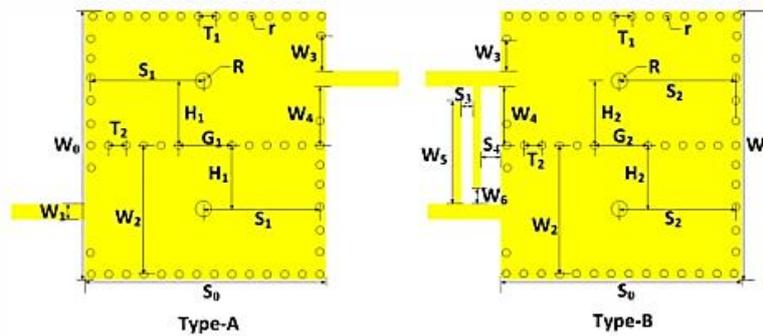
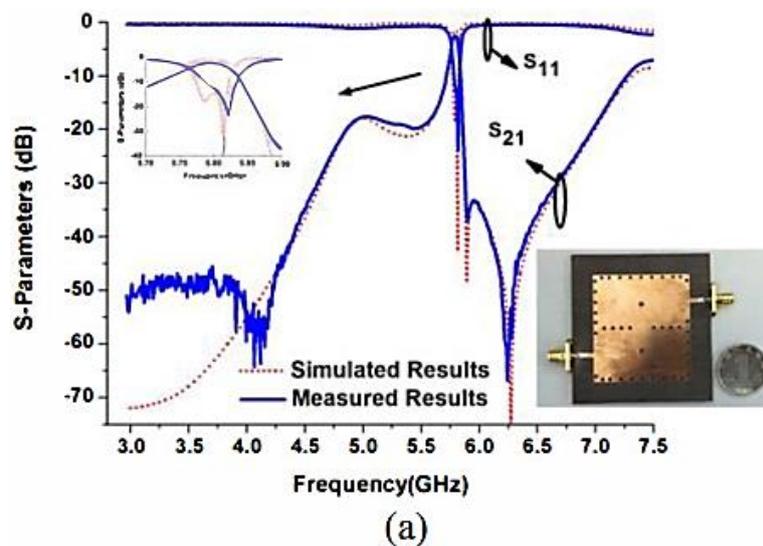


Figure II-10 : Dispositions des deux filtres SIW proposés : Type-A et Type-B.

Afin de prouver la validité, les filtres proposés sont fabriqués sur un substrat ayant une constante diélectrique relative de 2.55 et une épaisseur de 0.8mm. Les dimensions globales du circuit sont déterminées :

$$W_0 = 50, W_1 = 2, W_2 = 23.8, W_3 = 8.7, W_4 = 11.5, S_0 = 20.7, W_6 = 2.3, S_0 = 45.2, S_1 = 21.5,$$

$S_2 = 21.3, S_3 = 0.6, S_4 = 5, G_1 = 11, G_2 = 12.2, T_1 = 5, T_2 = 4, H_1 = 11, H_2 = 10, R = 1.2, r = 0.8$ (toutes en mm) et toutes les simulations sont basées sur le simulateur CST. Les photographies des fragments fabriqués et les comparaisons des paramètres S simulés et mesurés des filtres sont représentés sur la Figure II-11 (a) et (b).



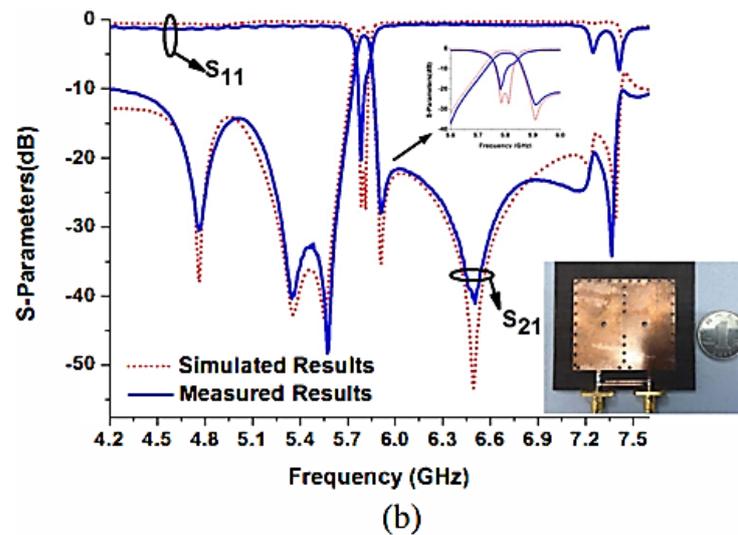


Figure II-11 : Photographies, résultats mesurés et simulés. (a) Filtre de type A (b) Filtre de type B.

La bande passante désirée est atteinte. L'affaiblissement dans la bande d'arrêt mesurée est supérieur à 14dB de 4.68 à 7.4 GHz. Tous les types de filtres ont obtenu un bon accord entre la simulation et la mesure [53].

II.6.2. Comparaison des filtres classiques et des filtres de guides d'ondes intégrés pour la communication par satellite :

Cet exemple traite de la conception et de la comparaison entre les filtres guide d'onde à 5ème ordre (WG) et guide d'onde intégré au substrat (SIW) pour satcom Applications, par ex. de très petites ouvertures (VSAT). Les filtres sont conçus pour la bande passante de 13.75 GHz à 14.5 GHz et réalisés à l'aide d'iris inductifs non symétriques. Le substrat RO4003c de Rogers a été utilisé pour la structure SIW. Une perte d'insertion (IL) inférieure à 0.8 dB dans la bande passante souhaitée est atteinte pour le filtre WG et de 3.3 dB pour le filtre SIW.

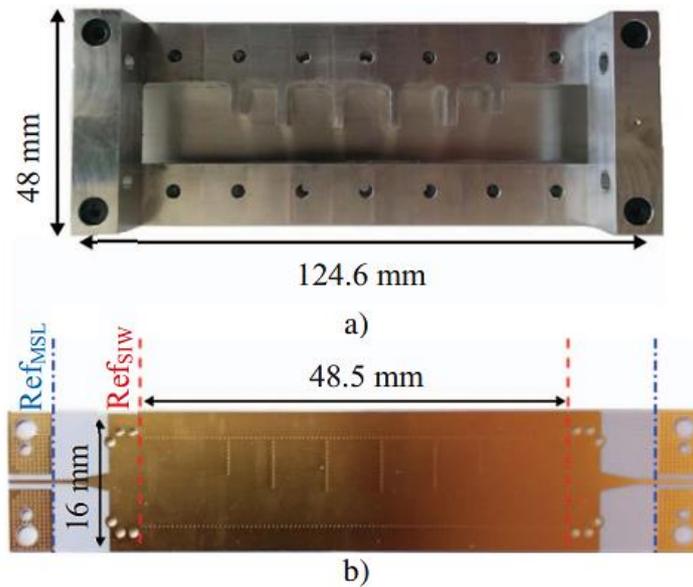


Figure II-12 : Photo des deux structures de filtres réalisés (a) WG, (b) SIW.

A. Filtre de guide d'ondes :

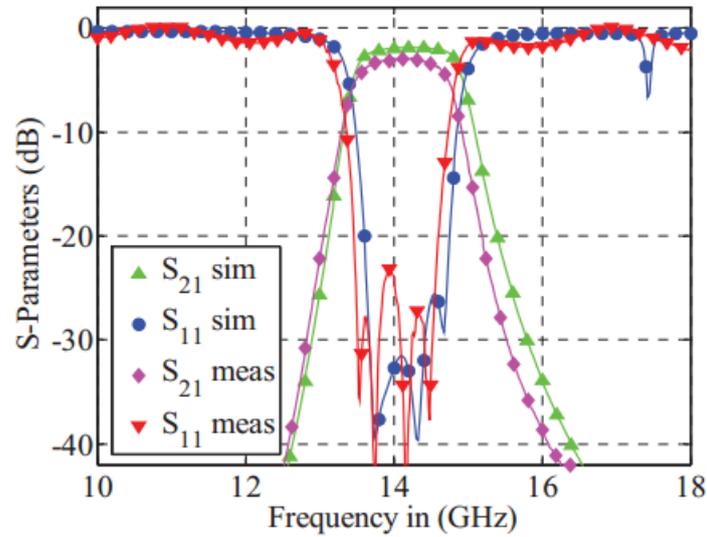
En raison de la facilité de fabrication, une topologie iris non symétrique a été choisie pour le filtre. En outre, cette structure peut être réalisée ainsi dans le SIW. La fréquence de coupure du guide d'ondes est définie comme f_c et f_0 la fréquence centrale du filtre. Les paramètres a et λ_0 définissent la largeur du guide d'ondes et la longueur d'onde libre pour f_0 respectivement. Enfin, β représente la constante de phase pour des fréquences supérieures à f_c et λ_{g0} est la longueur d'onde de l'onde guidée.

B. Filtre SIW :

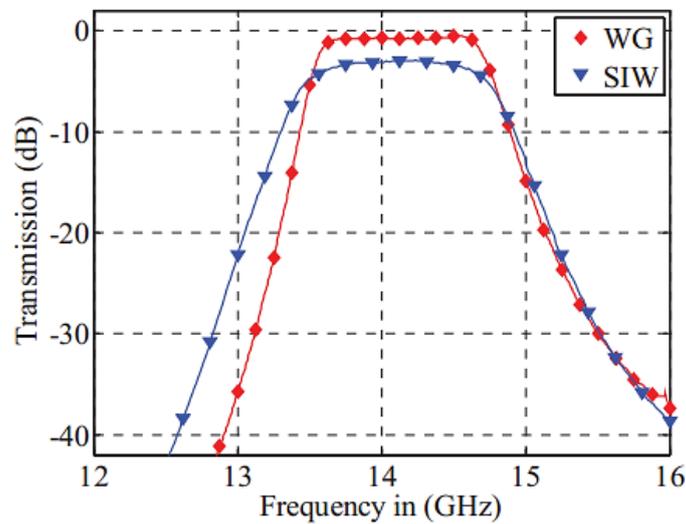
Dans le cas du filtre SIW, on a utilisé du substrat Rogers RO4003c avec une épaisseur de $203 \mu\text{m}$ et une métallisation de cuivre et de fond en cuivre doré de $35 \mu\text{m}$. La tangente de perte est donnée par 0.0027 à 10 GHz avec une permittivité relative de $\epsilon_r=3.55$.

Le diamètre de la voie est représenté par d et p par la distance entre les vias. Tous les diamètres de passage ont été réglés à 0.2 mm avec un espacement de 0.5 mm entre eux. La transition est réalisée avec des lignes microruban (MSL : MicroStrip Line).

Les résultats simulés et mesurés sont schématisés par la figure II-13 (a) et (b) qui représente le coefficient de perte S_{11} et le coefficient de transmission S_{21} des deux filtres SIW et WG [54].



(a)



(b)

Figure II-13 : (a) Simulation et mesure du filtre SIW.

(b) WG (diamond) S_{21} vs SIW (triangle) S_{21} .

II.6.3. Un filtre passe-bande double bande basé sur la structure hybride du guide d'onde intégré au substrat et de la ligne coaxiale intégrée :

Cet exemple présente une nouvelle conception de filtre passe-bande double bande basé sur la structure hybride du guide d'ondes intégré au substrat (SIW) et de la ligne coaxiale intégrée au substrat (SICL), qui est implémentée par un processus de carte de circuit imprimé multicouches. La structure hybride est réalisée en insérant le résonateur SICL dans le volume de la cavité SIW qui permet à la structure hybride de supporter la co-transmission de deux modes de transmission orthogonaux (TE_{10} dans SIW et TEM dans SICL). En exploitant les deux modes de transmission, le filtre avec caractéristique de transmission à double bande peut être réalisé avec la bande de fréquence supérieure déterminée par les résonateurs à cavité SIW couplés et la bande de fréquence inférieure commandée par les résonateurs SICL. Par conséquent, cela offre une grande souplesse pour concevoir des filtres double bande car les deux bandes passantes peuvent être indépendamment conçues. Afin de valider le concept proposé, un prototype pour l'application du service local de distribution multipoint (LMDS) Ka est conçu, fabriqué et mesuré. De bons accords peuvent être observés entre la simulation et la mesure.

La figure II-14 montre la disposition géométrique du filtre proposé. Pour le filtre SIW couplé à la fenêtre inductive de 3ème ordre, les coefficients de couplage et le facteur de qualité externe peuvent être obtenus en utilisant les valeurs des éléments prototypes Chebychev passe-bas $g_0 = g_4 = 1$, $g_1 = g_3 = 0.6292$, $g_2 = 0.9703$ avec ondulation de 0.01dB. Les coefficients de couplage sont calculés comme suit :

$k_{12} = k_{23} = 0.0538$, $Q_{e1} = Q_{e3} = 14.98$. Et les dimensions initiales du filtre SIW peuvent être obtenues en fonction de la relation entre les paramètres de conception et les dimensions physiques du filtre. Pour le filtre SICL à double mode, la bande passante est formée par les modes impair et pair du résonateur. Pour exprimer efficacement les deux modes, les deux extrémités ouvertes du résonateur à boucle ouverte sont en outre pliées pour réaliser un schéma de couplage parallèle. La longueur initiale du résonateur à boucle ouverte est la moitié de la longueur d'onde à la fréquence centrale de la bande passante inférieure. Et les deux modes sont générés en chargeant centralement le résonateur à boucle ouverte avec un tronçon d'impédance à gradins ouverts. Et la largeur de bande est déterminée principalement par

II.6.4. Utilisation de la méthode des éléments finis à deux dimensions :

Dans cet exemple, on applique une méthode d'éléments finis 2D-FEM de modélisation numérique bidimensionnelle rigoureuse et précise à l'analyse et à la conception de composants de guide d'ondes intégrés au substrat. La méthode des éléments finis représente un excellent outil pour l'analyse et la conception puisqu'elle permet aisément de prendre en compte tous les détails de chaque dispositif. Les avantages de cette méthode ont été démontrés grâce à la conception réussie de deux topologies de guide d'onde SIW fonctionnant dans [8-12] GHz et [10.7-12.75] GHz respectivement pour les applications de bandes X et Ku utilisées dans les communications par satellite. Afin de valider la méthode proposée, une comparaison est faite entre la méthode FEM mise en œuvre dans Matlab et le logiciel CST Microwave Studio ° R. Des accords entre les données de la méthode des éléments finis et les résultats du logiciel CST ont été obtenus. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette méthode pour analyser ces types de guides.

Le guide d'onde SIW considéré pour cette étude doit être conçu sur un substrat à pertes Arlon Cu 233LX qui a une permittivité relative ϵ_r de 2.2, une épaisseur diélectrique h de 0.508 mm, une tangente de perte d'environ 0.0013 et 0.05 mm d'épaisseur de conducteur. Ce guide d'onde est conçu pour fonctionner sur la gamme de fréquences [8-12] GHz et [10.7-12.75] GHz respectivement pour les applications de bandes X et Ku. Comme l'impédance d'entrée du guide d'ondes SIW sur ses bords est généralement trop élevée pour des connexions à la ligne d'alimentation, dont l'impédance standard est de 50 Ohms. L'adaptation du guide SIW est nécessaire, dans ce cas, une transition microruban peut être conçue pour obtenir une perte de retour satisfaisante à la fréquence de bande de fonctionnement.

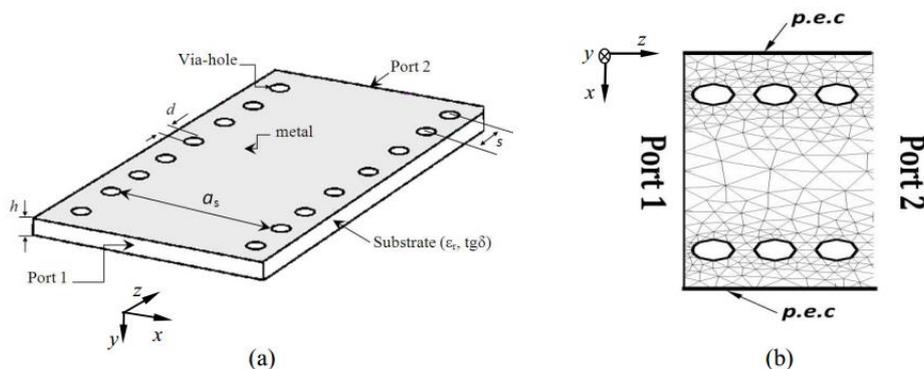


Figure II-16 : (a) Guide d'ondes SIW en diélectrique. (b) Maillage bidimensionnel du domaine complet avec mur p.e.c (conducteur électrique parfait).

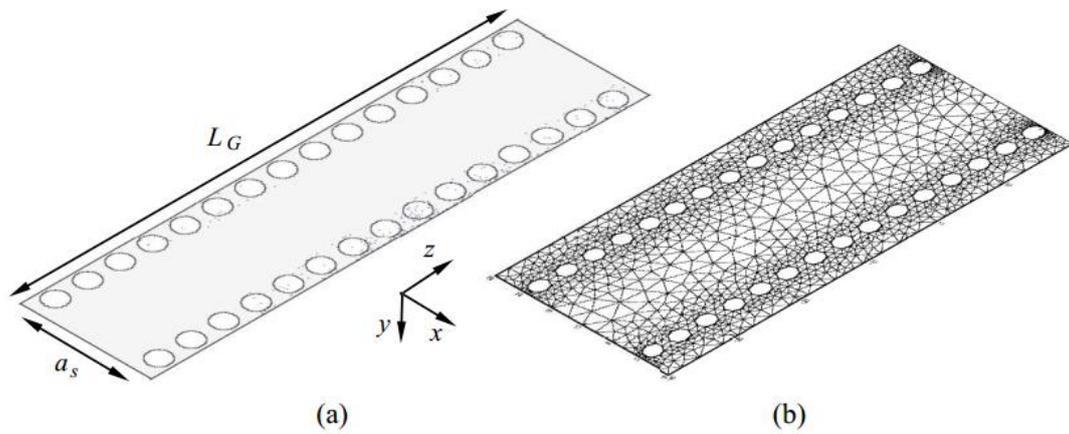


Figure II-17 : (a) Guide d'onde SIW à bande X. (b) Le maillage du guide SIW fonctionnant dans la bande X générée par la méthode des éléments finis.

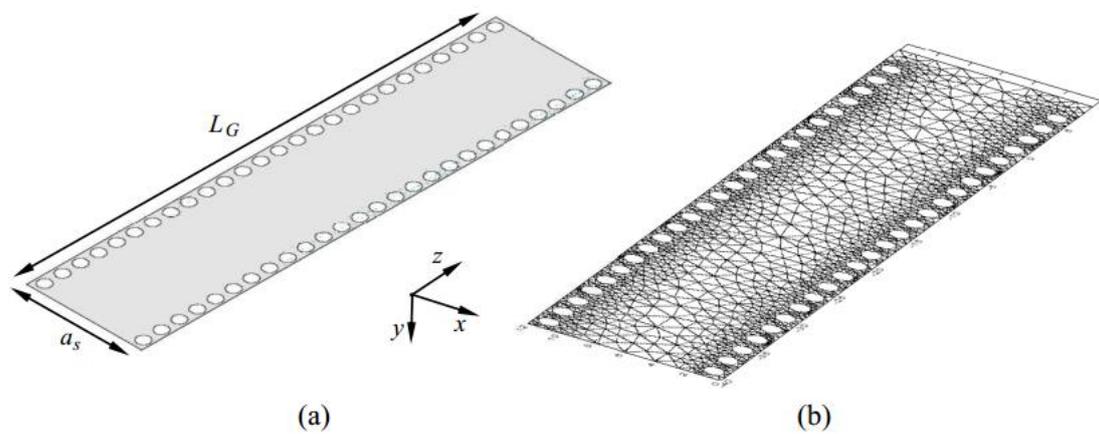


Figure II-18 : (a) Guide d'onde SIW à bande Ku. (b) Structure de maillage générée par la méthode des éléments finis dans la bande Ku.

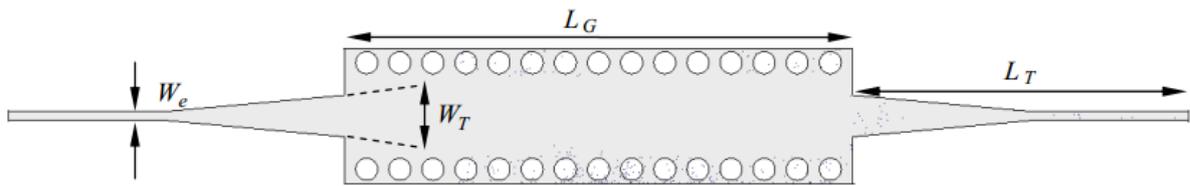


Figure II-19 : Guide d'onde SIW à bande X. Les paramètres de ce guide d'ondes sont définis par :

$W_e = 1.3 \text{ mm}$, $W_T = 6.16 \text{ mm}$, $L_T = 50.14 \text{ mm}$, $a_s = 17.73 \text{ mm}$, $d = 3.30 \text{ mm}$, $s = 4.95 \text{ mm}$, $L_G = 76 \text{ mm}$

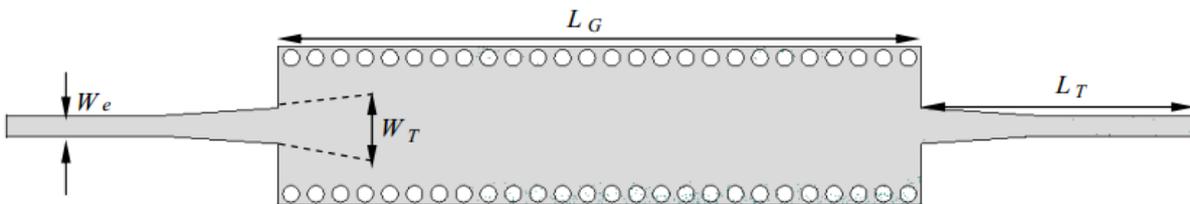


Figure II-20 : Guide d'onde SIW à bande Ku. Les paramètres de ce guide d'ondes sont définis par :

$a_s = 10.32 \text{ mm}$, $d = 1.25 \text{ mm}$, $s = 1.88 \text{ mm}$, $W_e = 1.59 \text{ mm}$, $W_T = 2.71 \text{ mm}$, $L_T = 20.72 \text{ mm}$, $L_G = 49 \text{ mm}$

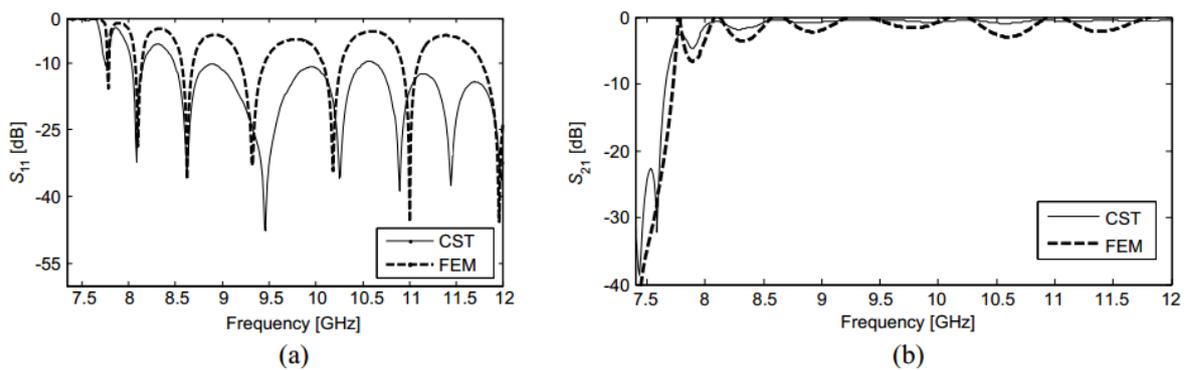


Figure II-21 : coefficient de réflexion(a) et coefficient de transmission(b) en bande X.

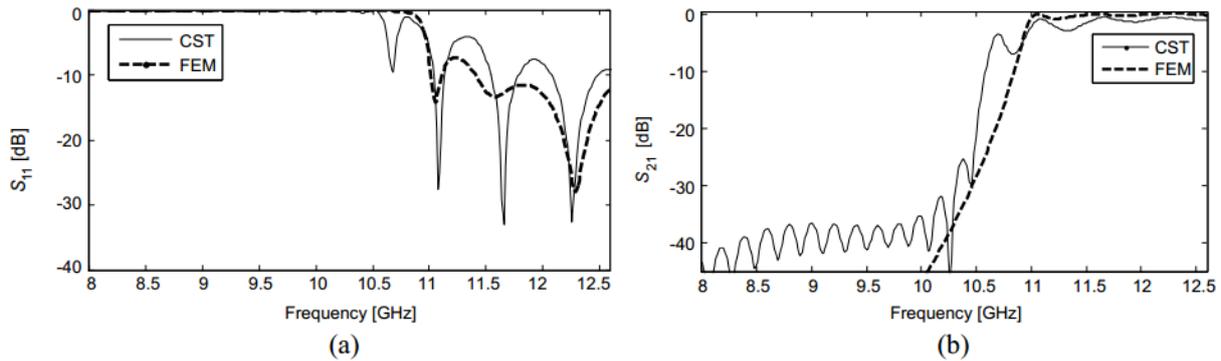


Figure II-22 : Coefficient de réflexion(a) et coefficient de transmission(b) en bande Ku.

Les figures II-21 et II-22 montrent une comparaison entre la méthode des éléments finis et la CST Microwave pour X et Ku respectivement. Notons à partir des figures II-21 (a) et II-22 (a) que, en dessous des fréquences de coupure respectivement $f_c = 7.75$ GHz pour le guide d'onde à bande X et $f_c = 10.70$ GHz pour le guide d'onde en bande Ku, la perte de retour est maximum, environ 0 dB. La transmission correspondante est minimale comme représenté sur les figures II-21 (b) et II-22 (b).

Les résultats de la comparaison montrent l'effectivité de la méthode des éléments finis bidimensionnels dans l'étude des performances des guides d'ondes SIW [56].

II.6.5. Filtre passe-bande intégré au substrat double-mode (SIW) :

Dans cet exemple, un nouveau résonateur à guide d'ondes intégré au substrat bi-mode qui est une cavité SIW carrée perturbée par un plan métallique rectangle inséré au milieu du substrat. Avec ce type de cavité de guide d'ondes intégrée à un substrat bimode, un nouveau filtre passe-bande de quatrième ordre est présenté. Le filtre a été fabriqué et mesuré avec une sélectivité élevée et une taille compacte, et la réduction de taille de moins de 50% est obtenue. Le filtre expérimental présente une bande passante qui est centrée à 11.2 GHz avec une perte d'insertion < 0.5 dB. Les résultats mesurés sont en bon accord avec ceux simulés.

II.6.5.1. Cavité à double mode :

Comme le montre la figure II-23, les distributions de champ électrique simulées de deux modes de résonance sont illustrées. De toute évidence, les distributions de champs électriques de deux modes dégénérés sont orthogonales les unes aux autres. La figure II-24 montre la

structure 3D du résonateur bimode qui est une cavité SIW carrée perturbée par un plan métallique rectangle inséré au milieu du substrat.

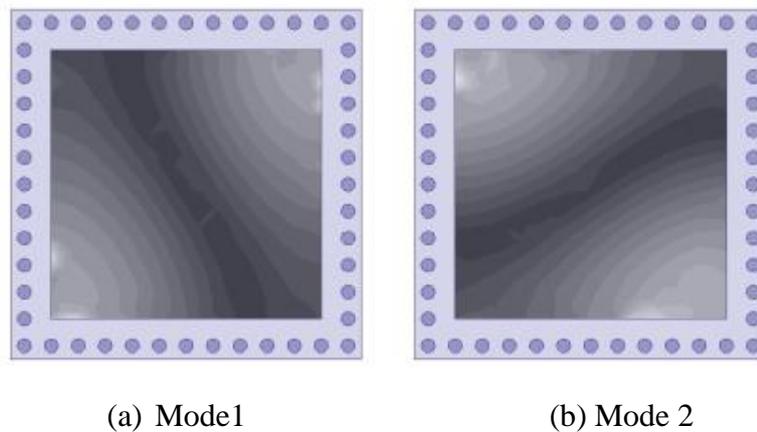


Figure II-23 : Distribution de champs électriques simulés : (a) Mode 1 (b) Mode 2.

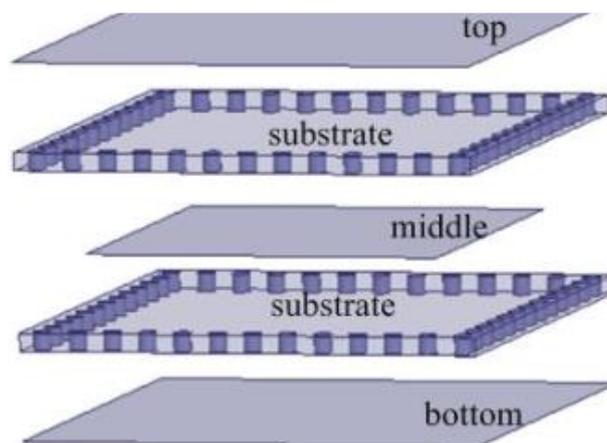


Figure II-24 : Structure 3D du résonateur bimode.

II.6.5.2. Conception de filtre d'ordre quatre à deux modes :

Comme le montre la figure II-25, le filtre est construit sur le substrat diélectrique à double couche en céramique. La figure II-26 montre la vue de dessus du filtre SIW à double régime proposé alimenté par deux lignes microruban de 50Ω . Une ouverture de largeur w_3 sur la paroi commune de ces deux cavités est utilisée pour réaliser le couplage entre deux résonateurs SIW carrés adjacents.

Le filtre est conçu et mis en œuvre sur le substrat de Rogers RT / Duroid 5880 avec $\epsilon_r = 2.2$ et la hauteur $h = 0.25$ mm en utilisant des réseaux circulaires de trous métallisés ayant un diamètre de 0.5 mm. Les dimensions finales optimisées sont les suivantes :

$h = 0.25$ mm, $D = 0,5$ mm, $p = 1$ mm, $a_0 = 12$ mm, $a_1 = 10$ mm, $w_0 = 0.93$ mm, $w_1 = 1.73$ mm, $w_2 = 5.9$ mm, $w_3 = 6.4$ mm, $w_4 = 3.55$ mm, $w_5 = 4.05$ mm, $L_0 = 2.6$ mm.

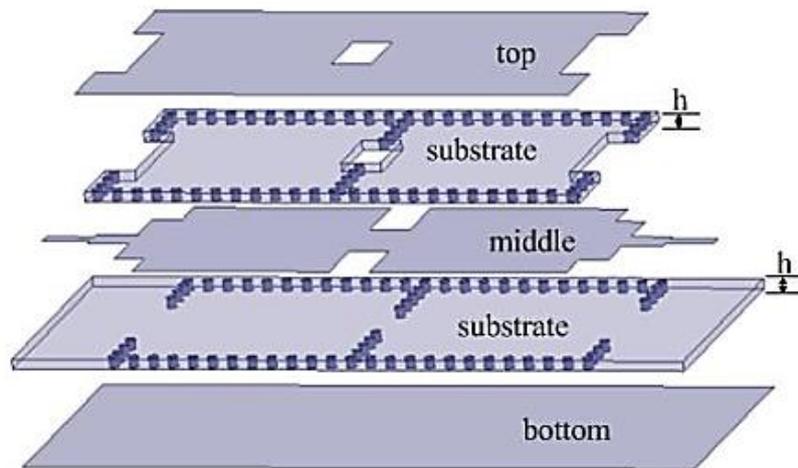


Figure II-25 : Structure 3D du filtre proposé.

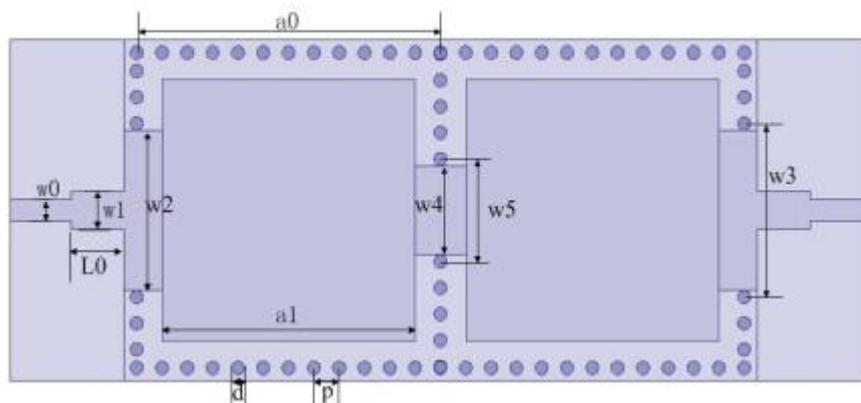


Figure II-26 : Vue de dessus du filtre proposé.

Les résultats de simulation du filtre SIW à double mode proposé obtenu sont illustrés dans la figure II-27.

La perte simulée de retour dans la bande simulée est inférieure à 0.5 dB, tandis que la perte d'insertion minimale simulée dans la bande est inférieure à -20 dB. Les résultats mesurés sont en bon accord avec ceux simulés [57].

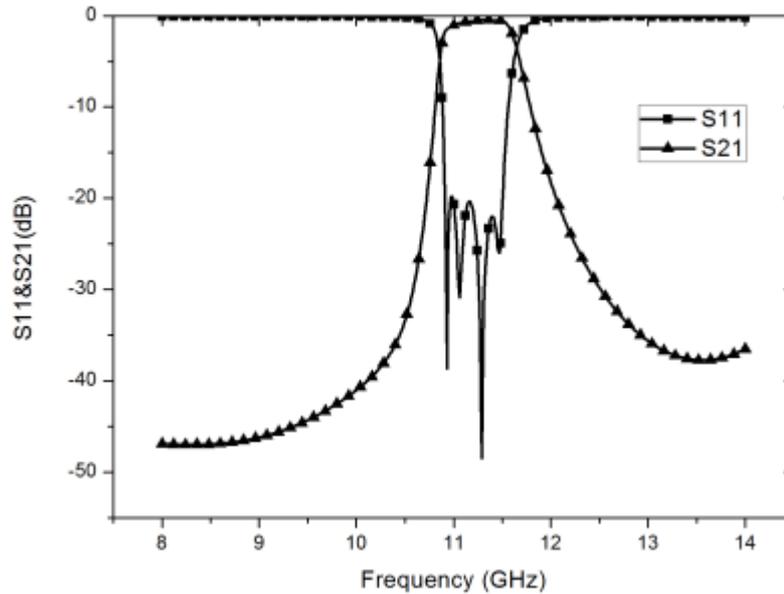


Figure II-27 : Réponses en fréquence du filtre SIW à double mode proposé.

II.7. Outils de simulation :

L'avènement de l'informatique a contribué au développement de méthodes numériques visant à prédire le comportement des dispositifs hyperfréquences en résolvant les équations de Maxwell. Dans la phase de conception, l'utilisation de simulateur électromagnétique se révèle primordiale pour réduire les coûts liés aux maquetages et aux mesures.

Il existe plusieurs logiciels commerciaux complémentaires : CST Microwave Studio (CST MWS), CST MicroStripes (CST MS), HFSS et ADS Momentum. L'objectif de ce paragraphe est de présenter brièvement les avantages et les inconvénients des différentes méthodes numériques mises en jeu.

II.7.1. Méthodes temporelles :

Les méthodes temporelles sont en général bien adaptées aux problèmes large bande. En effet, les résultats de calcul sont obtenus sur toute la bande de fréquence en une seule simulation. Un signal d'excitation est transmis à l'entrée de la structure, la réponse fréquentielle s'obtient par transformée de Fourier des signaux aux accès de la structure. La réponse du dispositif simulée est obtenue par conservation de l'énergie globale sur toute la durée d'impulsion considérée.

II.7.1.1. Méthode d'intégration finie (FIT) :

CST Microwave Studio utilise la méthode d'intégration finie (FIT : Finite Integration Technique) introduite par Weiland en 1977 [58]. Elle consiste en une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell dans une formulation intégrale. Le domaine de calcul est décomposé en cellules élémentaires cubiques.

La figure II-28 illustre le principe de la méthode pour la loi de Faraday. On exprime dans le maillage primaire la circulation du champ électrique e le long des arêtes du cube et le flux magnétique b à travers la face délimitée par le contour équivalent. Le maillage secondaire ou dual fait intervenir de façon analogue la circulation du champ magnétique h ainsi que le flux du vecteur déplacement d . On obtient ainsi une somme algébrique que l'on réécrit sous forme matricielle dans une base de vecteurs permettant de décrire de façon explicite la propagation du champ électromagnétique.

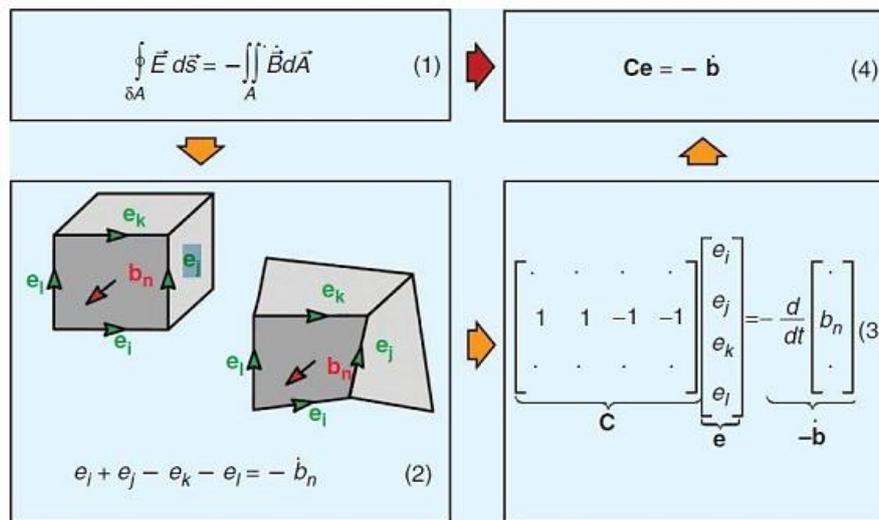


Figure II-28 : Principe de la FIT.

La FIT est une généralisation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD : Finite-Difference Time-Domain) [59]. La résolution des équations se fait dans une discrétisation cartésienne pouvant caractériser jusqu'à deux matériaux distincts dans la même maille, offrant un avantage considérable sur les méthodes FDTD, permettant entre autre de réduire le nombre de cellules global pour une précision équivalente. Cette approche

est appelée technique PBA (Perfect Boundary Approximation) et permet donc de restreindre les ressources machines à utiliser tout en limitant les temps de calcul.

II.7.1.2. Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM) :

CST MicroStripes utilise la méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM : Transmission Lines Matrix) dans l'espace et dans le temps. Cette méthode a été introduite par Johns and Beurlen en 1971 [60]. Elle utilise le principe de Huygens qui assimile la propagation des ondes électromagnétiques à la propagation de tensions/courants dans un réseau équivalent tridimensionnel de lignes de transmission.

La figure II-29 illustre la cellule de maillage employée par la TLM. Il s'agit d'un nœud symétrique condensé à six accès constitué de 12 lignes de transmission modélisant le milieu de propagation [61]. Chaque nœud du réseau reçoit deux tensions incidentes et orthogonales au niveau de ses faces. Les composantes du champ électrique et du champ magnétique sont calculées au centre de la cellule. Les tensions réfléchies sont ensuite transmises aux nœuds adjacents du réseau.

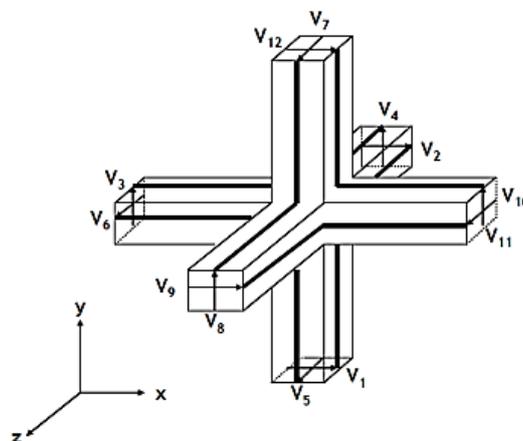


Figure II-29 : Schéma de principe de la TLM.

Cette représentation sous forme de circuits de la propagation des ondes électromagnétiques autorise le remplacement de certaines géométries comme des fentes, fils ou panneaux perforés par des modèles électriques équivalents. De plus l'utilisation d'une technique de sous maillage extrêmement stable, appelée maillage « octree », permet également d'accélérer les calculs.

II.7.2. Méthodes fréquentielles :

Contrairement aux méthodes temporelles, les méthodes fréquentielles résolvent le problème électromagnétique fréquence par fréquence grâce à un processus matriciel implicite. Elles sont, entre autres, particulièrement bien appropriées pour le calcul de structures résonantes. De plus, elles offrent la possibilité d'appliquer des conditions de Floquet pour l'étude de structures périodiques.

II.7.2.1. Méthode des éléments finis (FEM) :

La méthode des éléments finis (FEM : Finite Element Method), utilisée par HFSS, est une technique largement répandue dans de nombreux domaines de la physique pour résoudre des problèmes décrits par des équations aux dérivées partielles. Mathématiquement, elle utilise une approche variationnelle qui consiste à rechercher une solution approchée de la solution exacte sous la forme d'un champ défini par morceaux sur des sous-domaines.

Les cellules de maillage sont généralement des tétraèdres (figure II-30(a)) dans lesquels on suppose une variation linéaire des champs. Les champs sont déterminés à chaque nœud ou éléments nodaux par la résolution d'un système d'équations aux valeurs propres.

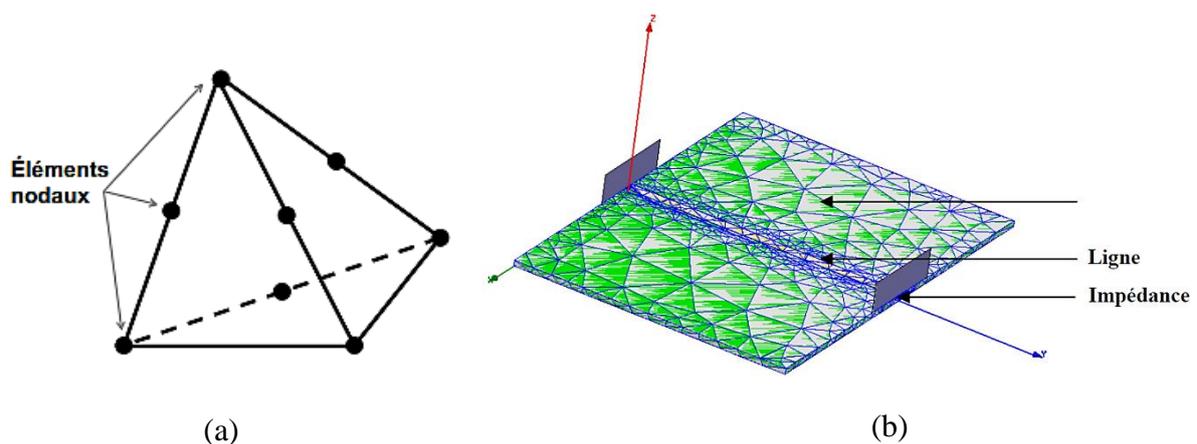


Figure II-30 : (a) Cellule de maillage de la FEM.

(b) Maillage d'une ligne microruban avec la méthode FEM

II.7.2.2. Méthode des moments (MoM) :

ADS Momentum utilise la méthode des moments (MoM : Method of Moments) qui résout les fonctions de Green [62]. Elle consiste à calculer le champ diffracté (E_d, H_d) par un conducteur parfait lorsqu'il est illuminé par une onde incidente (E_i, H_i). Les conditions aux limites à la surface permettent d'écrire l'équation intégrale du champ électrique reliant les composantes du champ diffracté aux potentiels vecteur et scalaire :

$$\vec{E}_d = -j\omega\vec{A}_d - \nabla\Phi_d$$

La détermination de la distribution des courants de surface permet de remonter à la description du champ électromagnétique global via les fonctions de Green. Le maillage est surfacique et les cellules élémentaires sont en général des triangles. Cette méthode est très employée pour le calcul de structures planaires ainsi que pour celles grandes devant la longueur d'onde de travail. La méthode de résolution surfacique permet de gagner en nombre d'inconnus et en degrés de libertés.

II.7.3. Remarques :

Bien que les méthodes numériques partagent le même but, résoudre les équations de Maxwell, il n'existe pas une méthode « parfaite » se détachant des autres. Le choix de la méthode dépend de la nature du problème.

Par nature, les méthodes temporelles sont plus appropriées au calcul de structure large bande. Les résultats présentés dans ce mémoire seront essentiellement issus du logiciel CST MWS. La TLM offre une approche circuit alors que la FIT adopte une démarche basée sur la description du champ électromagnétique. Néanmoins, ces méthodes donnent des résultats très proches. De plus, leur fonctionnement itératif requiert peu de ressource mémoire.

En revanche, ces méthodes sont moins appropriées pour traiter les structures à haut facteur de qualité.

A l'inverse, les méthodes fréquentielles sont plus propices à l'étude des structures à bande étroite. Les cellules de maillage conviennent particulièrement aux géométries complexes. De plus, les paramètres constitutifs possédant une dépendance fréquentielle, ces

méthodes se prêtent bien à l'analyse des milieux dispersifs. Cependant, de part leurs algorithmes de résolution, elles sont très gourmandes en ressource mémoire.

II.8. Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation générale sur les dispositifs de filtrage. Nous avons focalisé cette étude sur les différents types des filtres, plus particulièrement sur les filtres passe-bande. Puis nous avons discuté les différentes méthodes numériques qu'utilisent les logiciels de simulation, nous avons retenu la méthode d'intégration finie utilisée par le logiciel commercial CST Microwave Studio qui nous permettra de réaliser au mieux notre travail que sera présenté dans le prochain chapitre.

III.1. Introduction :

Ce dernier chapitre sera réservé à la présentation des résultats de simulation des guides d'ondes en technologie SIW ainsi que nos deux filtres passe bande issus de la combinaison de ces derniers fonctionnant dans les deux bandes de fréquence désirées C et S qui s'étalent sur [4-8] GHz et [2-4] GHz respectivement. La conception a été effectuée à l'aide du simulateur CST MICROWAVE STUDIO (Computer Simulation Technology).

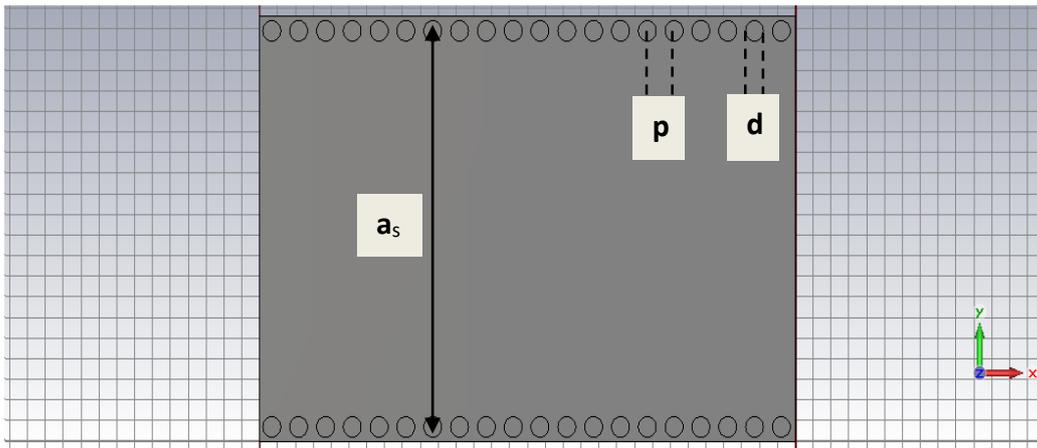
III.2. Conception du guide SIW opérant en bande C :

La conception du guide d'onde intégré au substrat SIW opérant dans la bande C [4-8] GHz a été basée sur les équations mentionnées dans le chapitre I. Pour le mode TE_{10} , la fréquence de coupure prise est $f_c = 4\text{GHz}$, l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

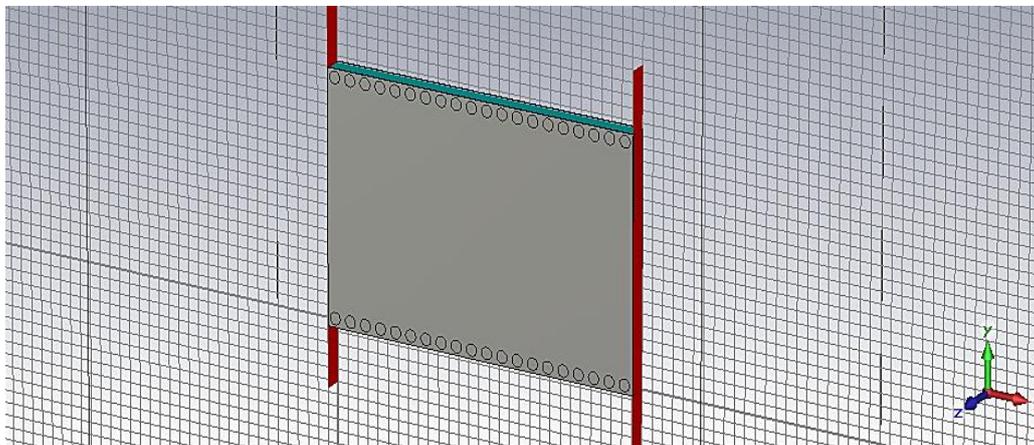
- La permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$.
- Les pertes tangentielles $tg\delta = 0.018$.
- La hauteur du substrat $h = 1.54$ mm.

La figure III-1 représente la structure de ce guide d'onde SIW vue de face et en perspective fonctionnant dans la bande C. Les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace $a_s = 19.4$ mm.
- Le diamètre des vias $d = 1$ mm.
- La distance entre les vias centre à centre $p = 1.5$ mm.
- La longueur totale du guide d'onde $L = 30$ mm.
- La largeur totale du guide d'onde $L_I = 20.6$ mm.



(a)



(b)

Figure III-1 : Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation de ce guide SIW, à l'aide du logiciel CST, donnent les coefficients de transmission et de réflexion illustrés dans la figure III-2 :

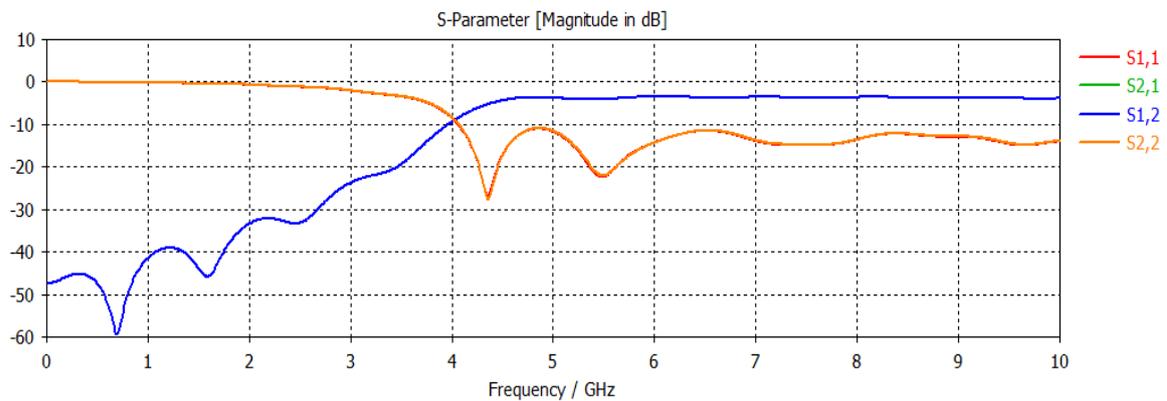


Figure III-2 : Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande C.

D'après la figure III-2, nous observons que dans la plage [0 – 4] GHz la transmission est pratiquement nulle et la réflexion est presque totale. Nous remarquons ainsi qu'on ne peut avoir une transmission qu'à partir de la fréquence de coupure $f_c=4$ GHz. À partir de la fréquence de coupure, nous remarquons qu'il y a une légère stabilité du coefficient de transmission d'une part, d'autre part le coefficient de réflexion présente deux pics donnant des valeurs minimales égales à -26.82 dB et -22.38 dB aux fréquences 4.36 GHz et 5.48 GHz respectivement. La fréquence de coupure représente un coefficient de réflexion égal à -8.48 dB et un coefficient de transmission égal à -9.37dB. Cette analyse nous permet de dire que ce guide est bien adapté mais le résultat obtenu peut être encore amélioré.

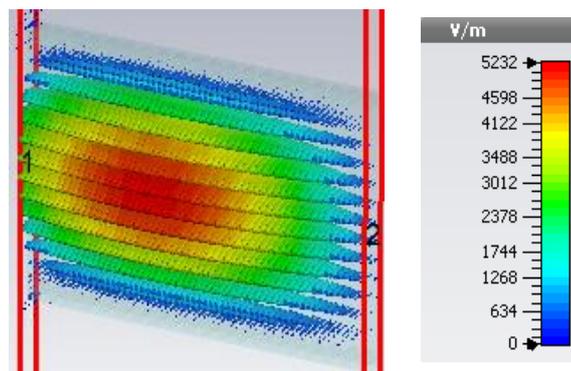


Figure III-3 : Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=4.36$ GHz.

III.3. Adaptation du guide d'ondes en technologie SIW :

Afin d'améliorer l'adaptation de notre guide d'onde SIW, nous nous proposons d'ajouter un taper à l'ancien guide SIW que nous avons déjà simulé. Le Taper constitue un dispositif qui transforme le mode quasi-TEM de la ligne microruban en mode TE₁₀ dans le guide d'ondes et par conséquent ramène l'impédance caractéristique de la ligne à celle du guide SIW. En effet, une transition microruban (taper) permet d'interconnecter SIW aux lignes de transmission planaires. Il existe une section conique qui est utilisée pour faire correspondre l'impédance caractéristique entre une ligne microruban de 50 Ω et celle du guide SIW. Cette ligne, dans laquelle le mode dominant est quasi-TEM, peut bel et bien exciter le mode dominant TE₁₀ du SIW, car leurs distributions de champs électriques sont approximatives dans le profil de la structure. Il doit donc assurer une bonne adaptation d'impédance dans la bande de fréquence monomodale du guide SIW.

Il est indispensable de connaître les impédances d'entrée et de sortie (Z_p , Z_{TE}). De ce fait nous avons fixé l'impédance d'entrée 50 ohm et calculer l'impédance de sortie Z_p avec :

$$Z_p = Z_{TE} \left[\frac{\pi^2 h}{8a_s} \right] \quad (\text{III.1})$$

$$Z_{TE} = 120\pi \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_r}} \quad (\text{III.2})$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}} \quad (\text{III.3})$$

Pour simplifier la procédure, nous avons conçus des structures sous l'outil ADS permettant de calculer les dimensions du taper W_{in} , W_{out} , L_{in} , L_{out} qui seront intégrées au guide d'onde SIW en utilisant l'environnement de simulation CST.

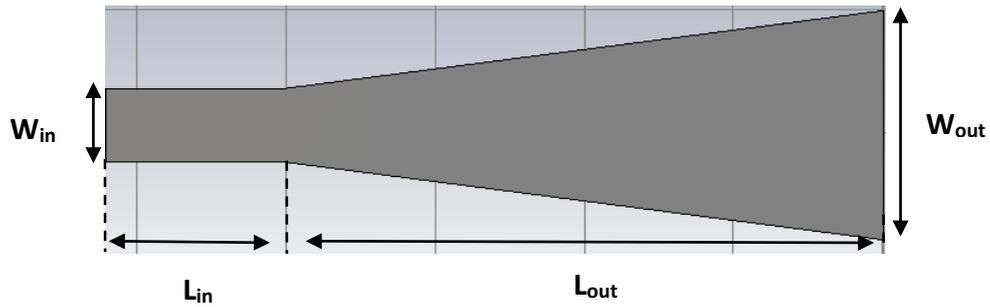
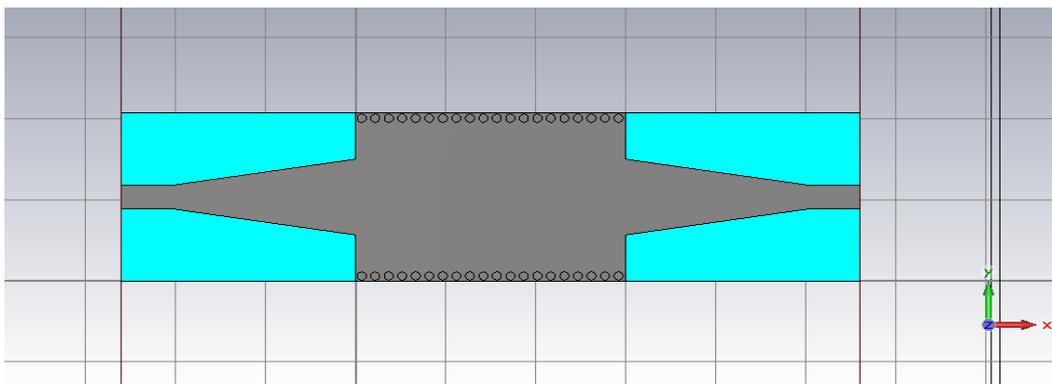


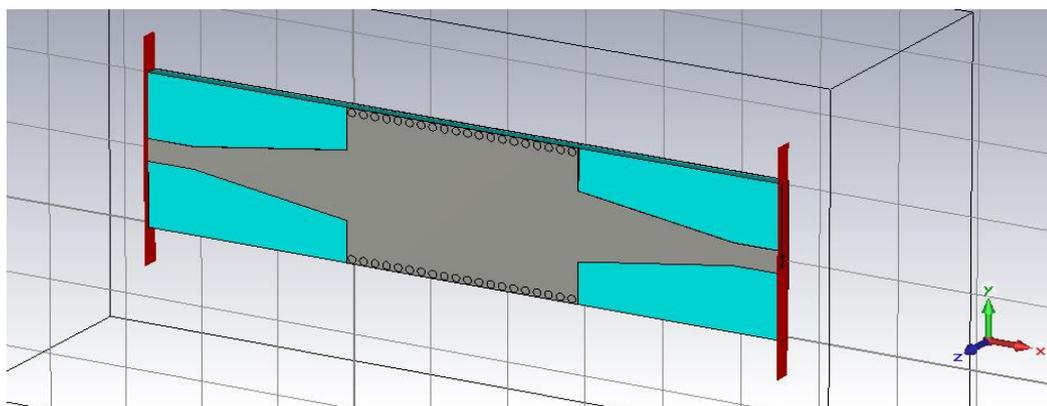
Figure III-4 : Structure générale du taper du guide SIW utilisé en bande C.

Après les calculs, les valeurs obtenus de l'impédance de sortie Z_p ainsi que les dimensions du taper pour la bande C sont :

$$Z_{TE} = 50 \, \Omega ; Z_p = 26.64 \, \Omega ; L_{in} = 6 \, \text{mm} ; L_{out} = 20 \, \text{mm} ; W_{in} = 3 \, \text{mm} ; W_{out} = 9.32 \, \text{mm}.$$



(a)



(b)

Figure III-5 : La topologie du guide d'onde intégré au substrat en bande C avec transition (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW après adaptation sont illustrés dans la figure III-6 :

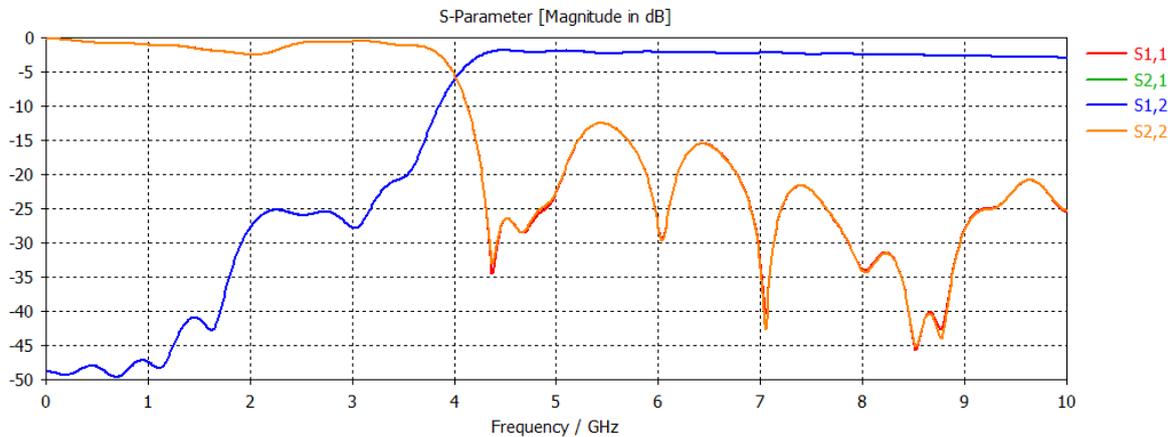


Figure III-6 : Résultats de simulation du guide SIW avec taper opérant dans la bande C.

D'après la figure III-6, nous observons que dans la plage [0 – 3.7] GHz la transmission est pratiquement nulle et la réflexion est presque totale. La fréquence de coupure marque un coefficient de transmission de -6.19 dB et un coefficient de réflexion de -5.1 dB. Au-delà de la fréquence de 4 GHz, nous observons une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -1.9 dB, ainsi qu'un coefficient de réflexion présentant quatre pics à des valeurs minimales égales à -34.53 dB, -29.31 dB, -43.01 dB et -33.87 dB aux fréquences 4.38 GHz, 6.04 GHz, 7.05 GHz et 8 GHz respectivement .

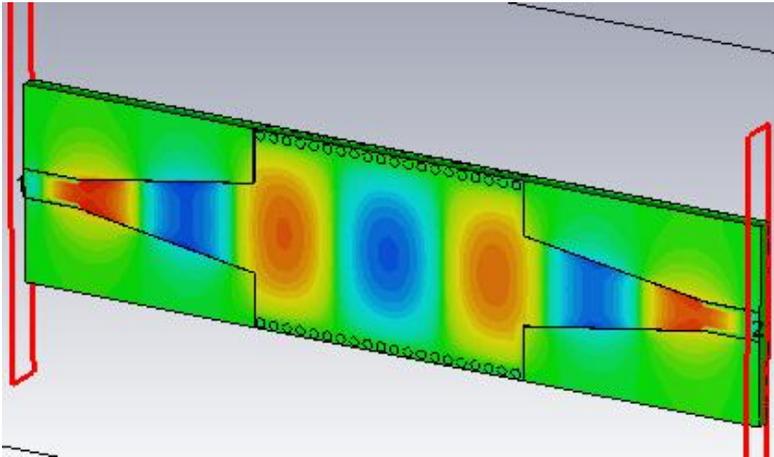
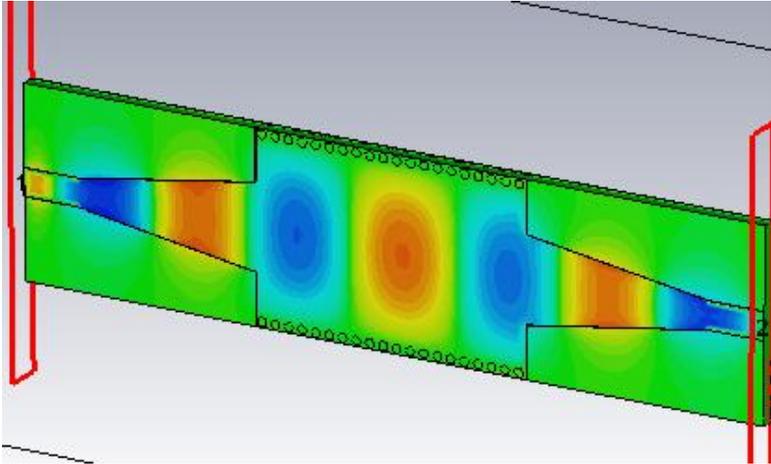
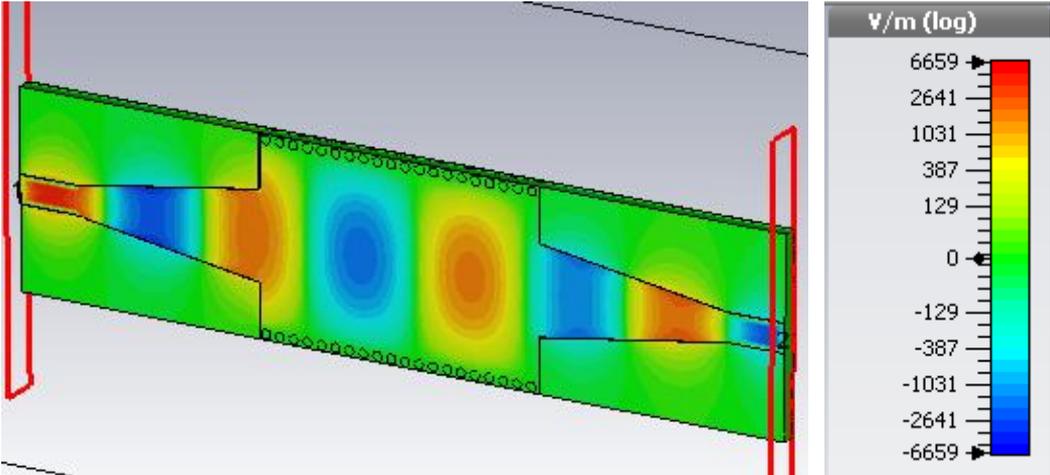
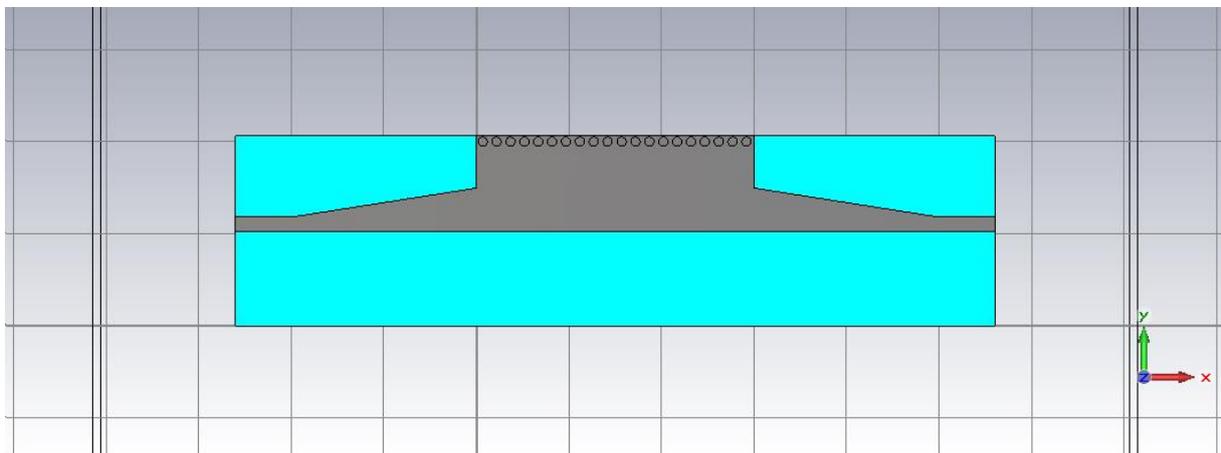


Figure III-7 : Vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=7.27$ GHz.

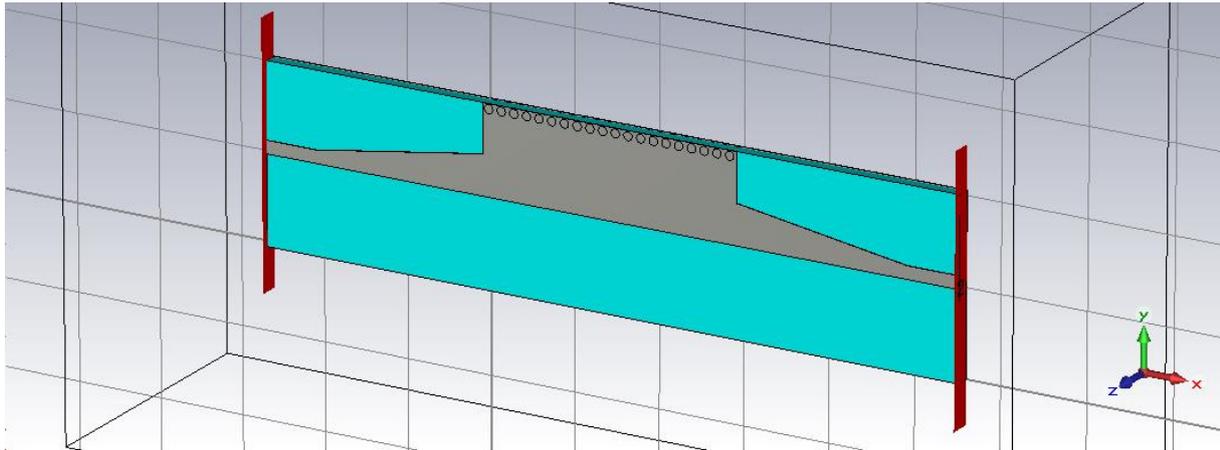
D'après la figure III-7, nous remarquons que le phénomène de propagation du champ électrique est bien présent, donc notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique. Le champ électrique est bien localisé et délimité par les deux rangées des via-métalliques.

III.4. Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande C :

Maintenant nous allons essayer de concevoir une nouvelle structure guide d'onde appelée HMSIW «Half Mode Substrate Integrated Waveguide ». Un HMSIW peut être considéré comme étant la moitié d'un SIW ce qui peut réduire sa taille de près de 50 % sans détériorer la performance. De ce fait, nous avons coupé notre guide précédent en gardant seulement la moitié. La figure ci-dessous représente la nouvelle structure réalisée du guide HMSIW dans la bande C.



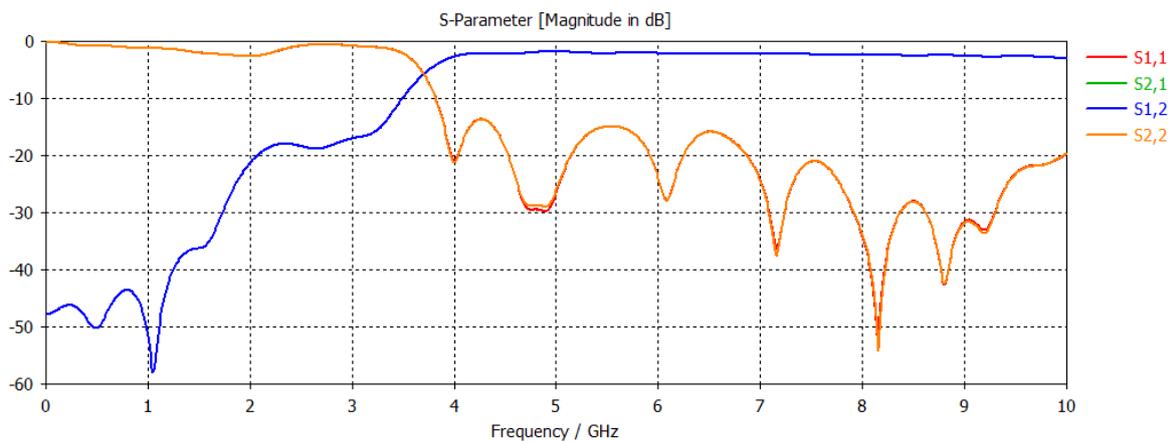
(a)



(b)

Figure III-8 : Structure du HMSIW opérant dans la bande C

(a) vue de face, (b) vue en perspective.

**Figure III-9** : Résultats de simulation du guide HMSIW opérant dans la bande C.

D'après la figure III-9, il apparaît clairement que les résultats sont presque identiques à ceux du guide SIW complet.

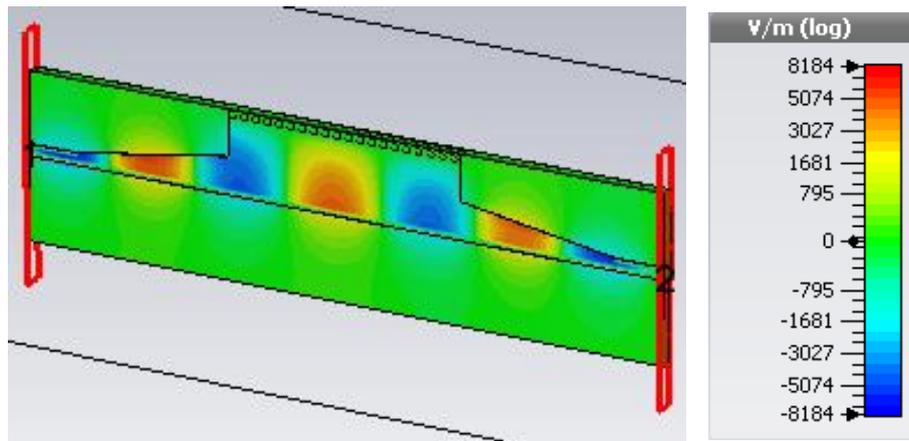


Figure III-10 : Vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide HMSIW à la fréquence $f=7.16$ GHz.

Dans la figure III-10, nous observons une bonne distribution du champ au niveau de la moitié du guide d'onde, donc la propagation guidée est inchangée lors de la coupe à travers la paroi magnétique (le demi-mode).

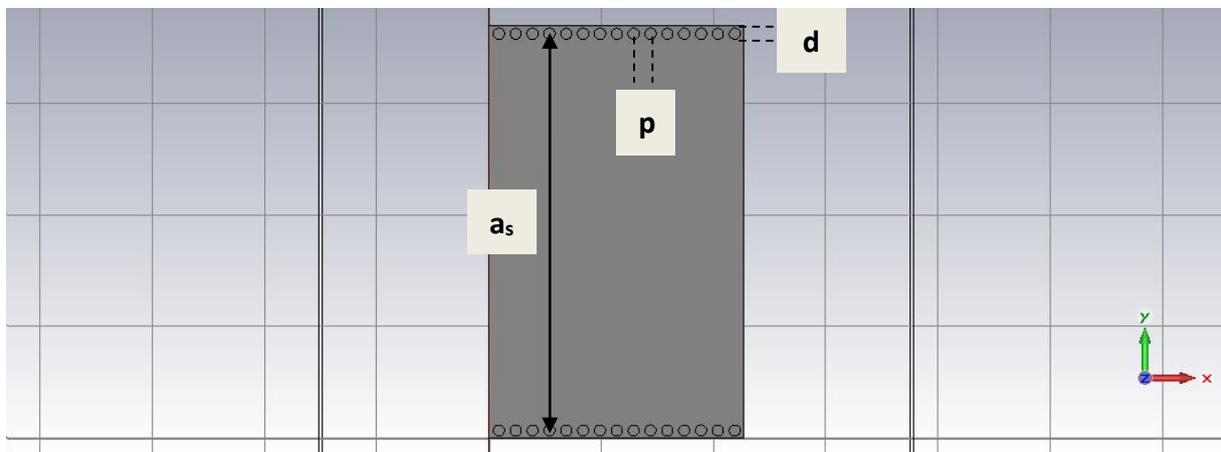
III.5. Conception du guide SIW opérant en bande S :

La conception du guide d'onde intégré au substrat SIW opérant dans la bande S [2-4]GHz a été basée sur les équations mentionnées dans le chapitre I. Pour le mode TE_{10} , la fréquence de coupure prise est $f_c = 2$ GHz, l'épaisseur du conducteur est de 0.05 mm. Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

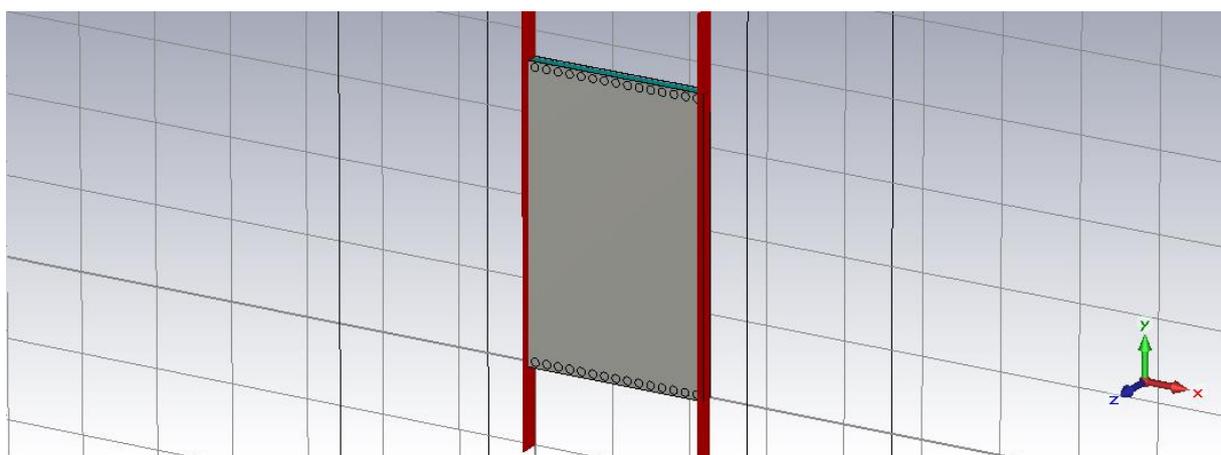
- La permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$.
- Les pertes tangentielles $tg\delta = 0.018$.
- La hauteur du substrat $h = 1.54$ mm.

La figure III-11 représente la structure du guide d'onde SIW vue de face et en perspective fonctionnant dans la bande S. Les dimensions de notre guide sont :

- La largeur efficace $a_s = 36.2$ mm.
- Le diamètre des vias $d = 1$ mm.
- La distance entre les vias centre à centre $p = 1.5$ mm.
- La longueur totale du guide d'onde $L = 22.7$ mm.
- La largeur totale du guide d'onde $L_I = 36.9$ mm.



(a)



(b)

Figure III-11 : Structure du guide SIW fonctionnant dans la bande S (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de la simulation du guide SIW en bande S sont représentés dans la figure ci-dessous :

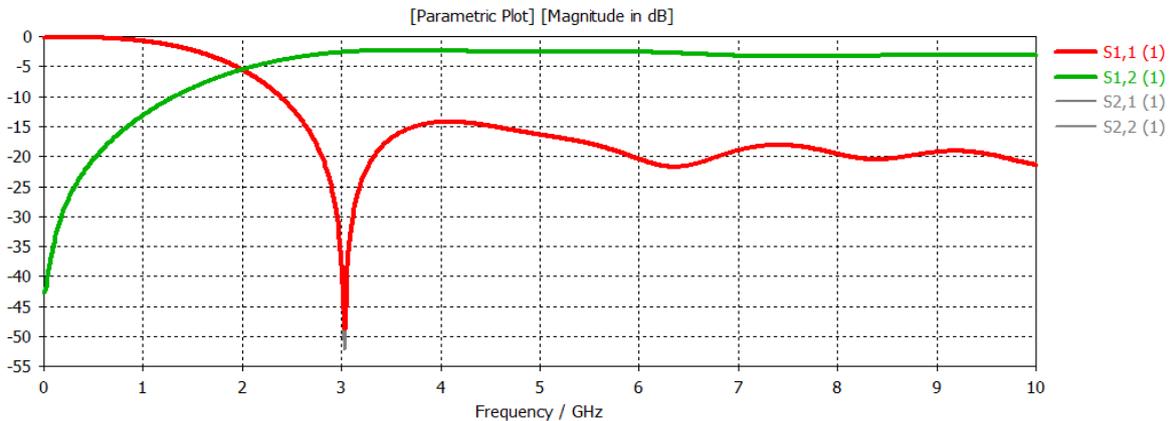


Figure III-12 : Résultats de simulation du guide SIW opérant dans la bande S.

D'après la figure III-12, nous observons que dans la plage [0 – 2] GHz la transmission est pratiquement nulle et la réflexion est presque totale. Nous remarquons ainsi qu'on ne peut avoir une transmission qu'à partir de la fréquence de coupure $f_c=2$ GHz. À partir de la fréquence de coupure, nous remarquons qu'il y a une légère stabilité du coefficient de transmission d'une part, d'autre part le coefficient de réflexion présente un pic à une valeur minimale égale à -48.68dB à la fréquence 3.02 GHz. La fréquence de coupure représente un coefficient de réflexion égal à -5.48 dB et un coefficient de transmission égal à -5.45dB.

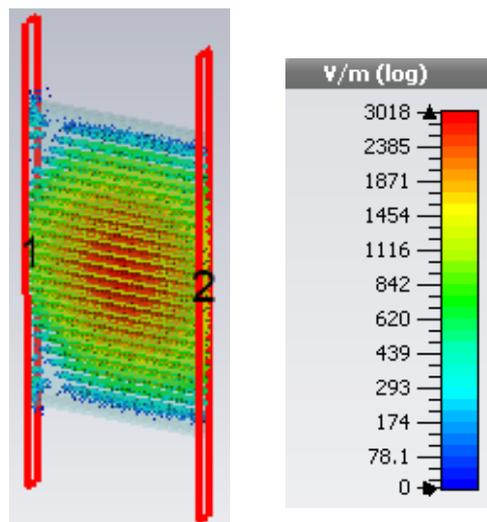


Figure III-13 : Distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=3.03$ GHz.

Comme constaté précédemment, ce résultat peut être amélioré après adaptation du guide (ajout du taper).

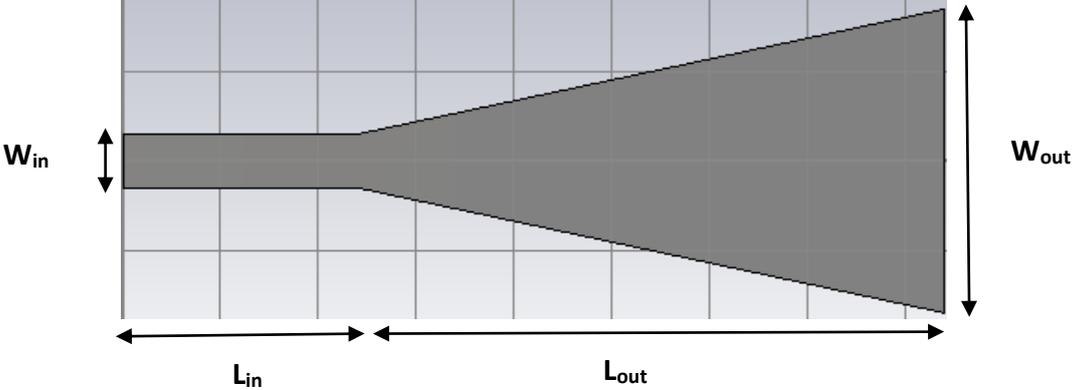
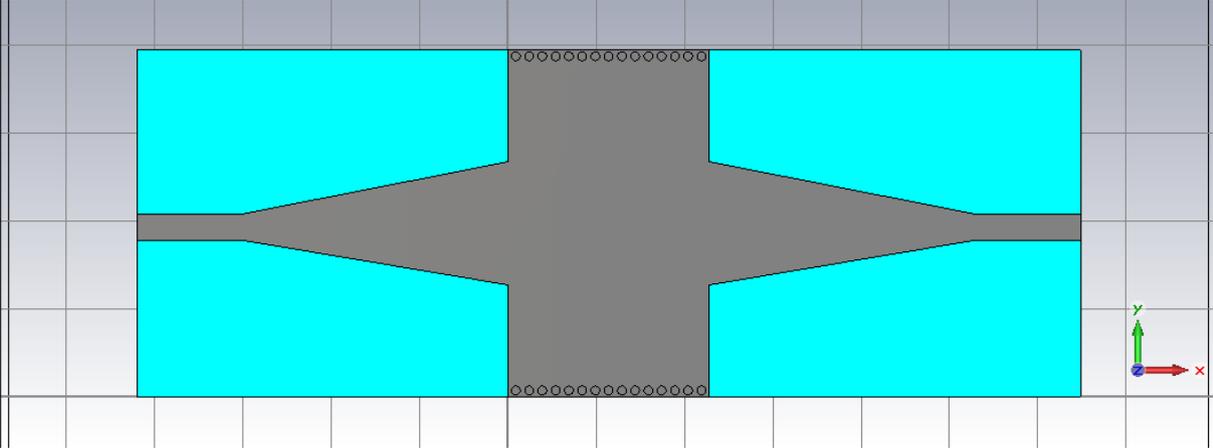
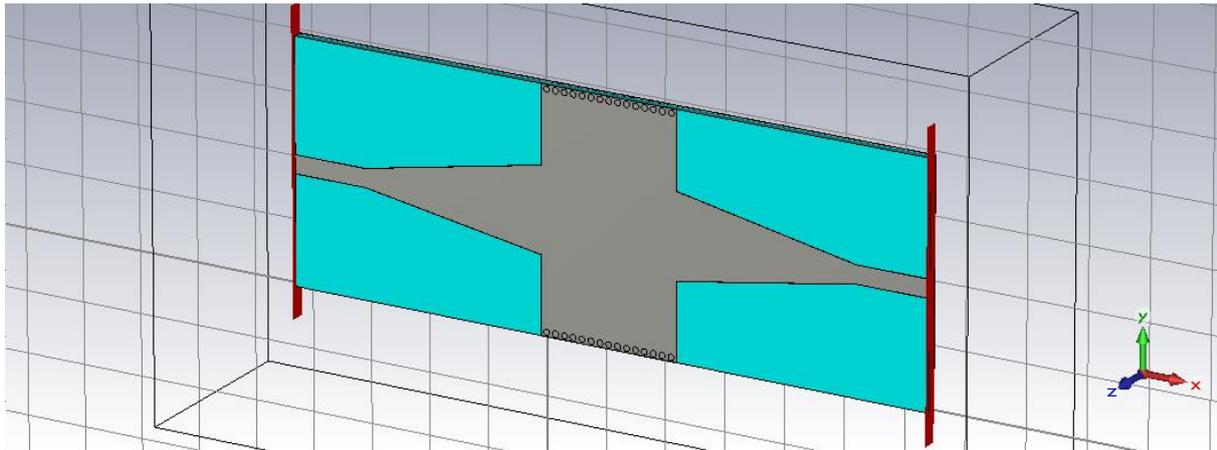


Figure III-14 : Structure générale du taper du guide SIW utilisé en bande S.

$Z_{TE} = 50 \Omega$; $Z_p = 12.58 \Omega$; $L_{in} = 12 \text{ mm}$; $L_{out} = 30.33 \text{ mm}$; $W_{in} = 3 \text{ mm}$; $W_{out} = 15 \text{ mm}$.



(a)



(b)

Figure III-15 : La topologie du guide d'onde intégré au substrat en bande S avec transition (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW après adaptation sont illustrés dans la figure III-16 :

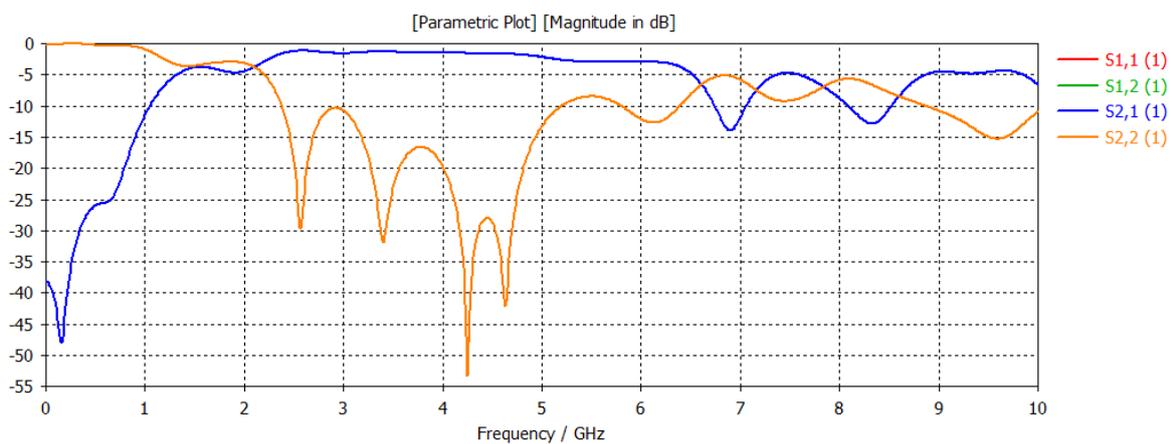
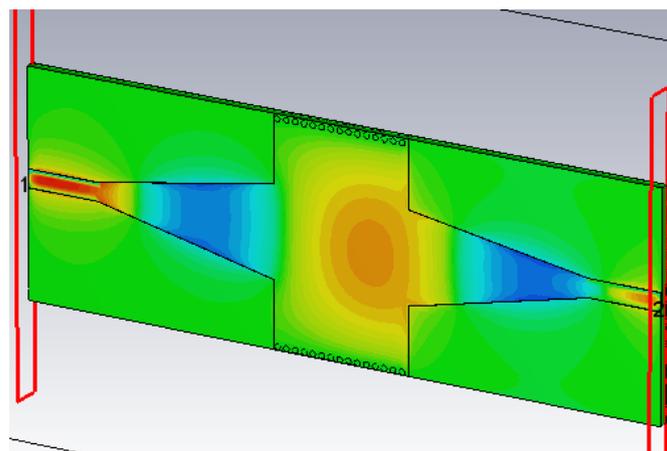
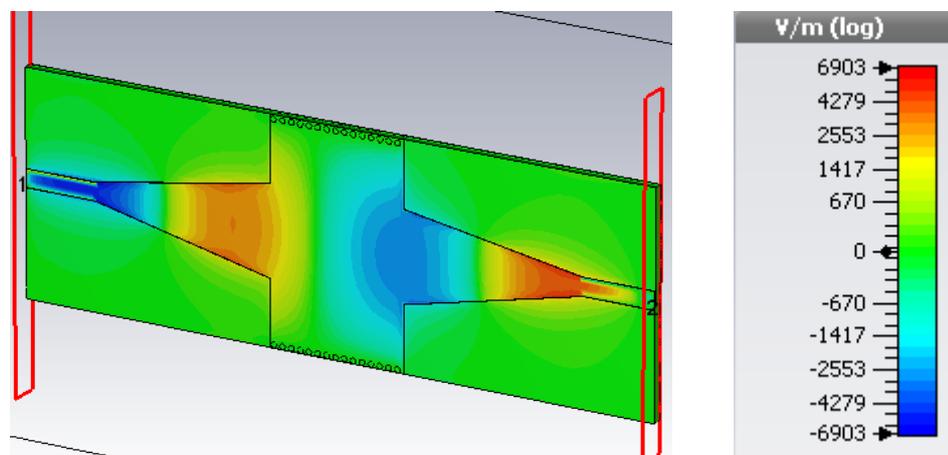


Figure III-16 : Résultats de simulation du guide SIW avec taper opérant dans la bande S.

D'après la figure III-16, nous observons que le résultat obtenu après l'ajout du taper est amélioré. En effet, le coefficient de réflexion présente deux pics donnant des valeurs minimales égales à -29.71 dB et -31.93 dB aux fréquences 2.57 GHz et 3.4 GHz respectivement. On constate alors que notre guide est bien adapté.



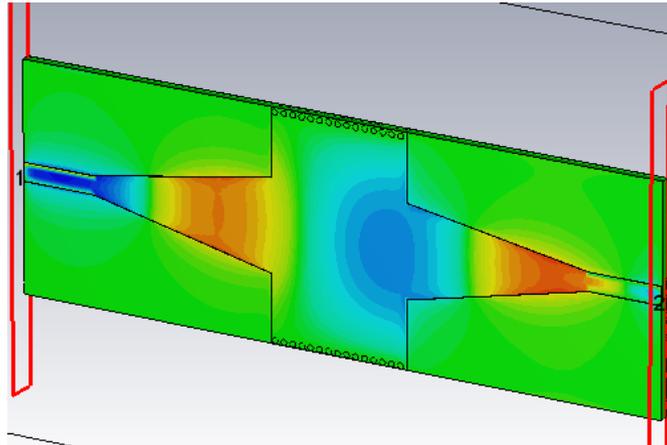
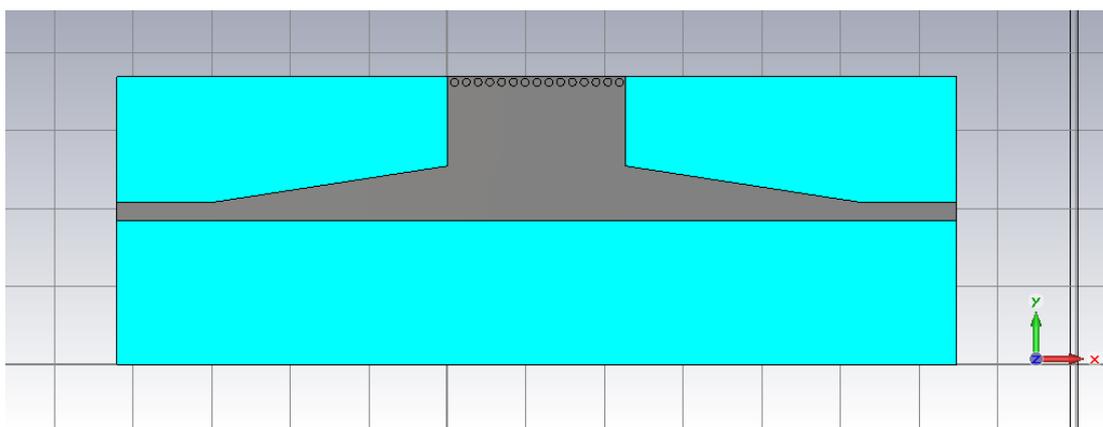


Figure III-17 : Vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=3.09$ GHz.

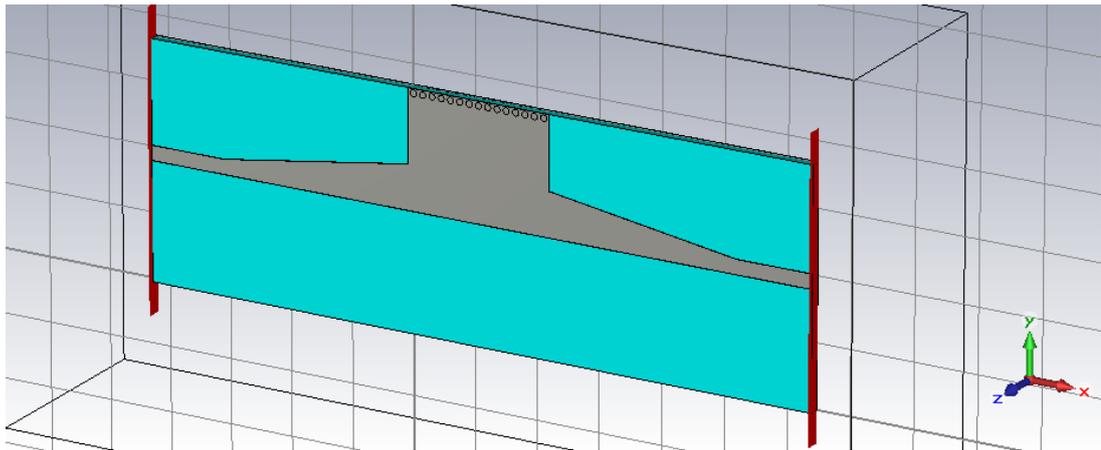
D'après la figure III-17, nous remarquons que le phénomène de propagation du champ électrique est bien présent, donc notre structure assure bien le guidage d'une onde électromagnétique. Nous observons que le champ est bien localisé et délimité par les deux rangées des via-métalliques.

III.6. Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande S :

La figure ci-dessous représente la nouvelle structure réalisée du guide HMSIW dans la bande S :



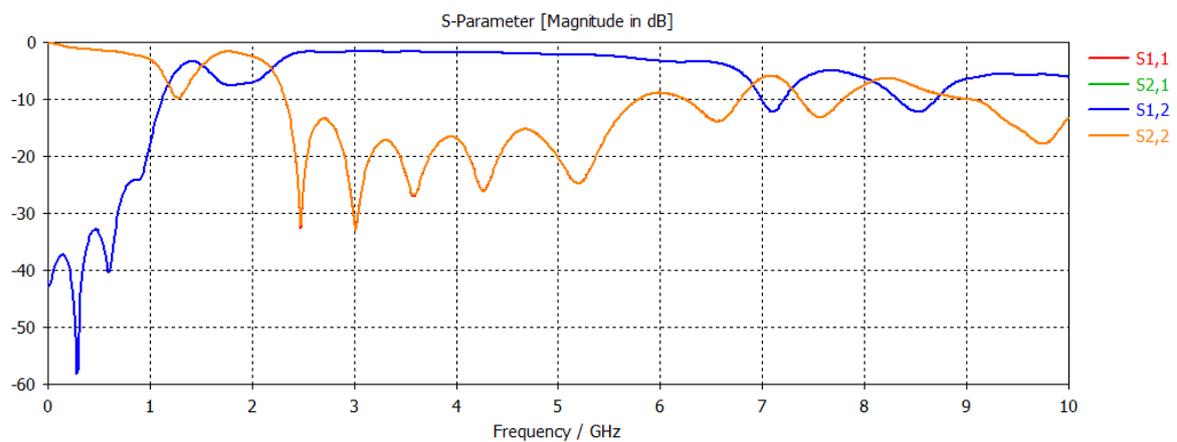
(a)



(b)

Figure III-18 : Structure du HMSIW opérant dans la bande S

(a) vue de face, (b) vue en perspective.

**Figure III-19** : Résultats de simulation du guide HMSIW opérant dans la bande S.

D'après la figure III-19, il apparaît clairement que les résultats obtenus à partir du guide HMSIW sont presque identiques à ceux du guide SIW complet.

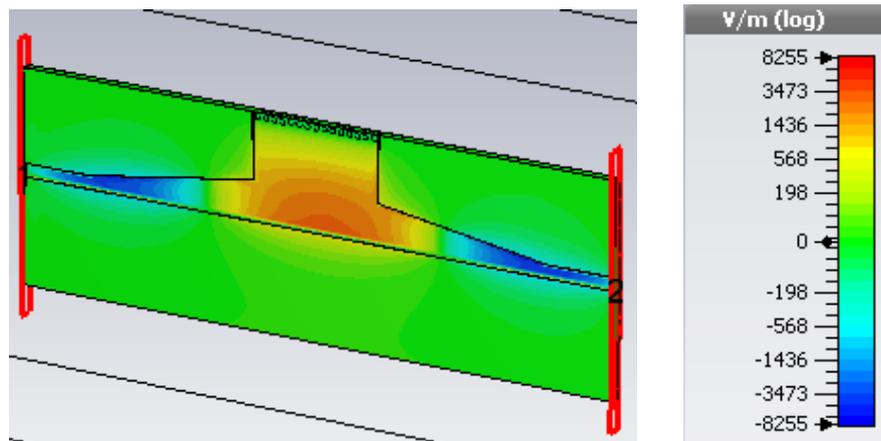


Figure III-20 : Vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide HMSIW à la fréquence $f=2.48$ GHz.

D'après la figure III-20, nous observons que le champ électrique est bien distribué le long de la moitié du guide d'onde.

III.7. Conception du premier filtre SIW passe-bande à cavités couplées :

En ce qui concerne notre application, nous avons proposé de combiner les deux guides SIW conçus précédemment de telle sorte à avoir un filtre SIW passe-bande à cavités couplées. Afin de réaliser notre filtre, plusieurs études ont été effectuées principalement sur le nombre de cavités.

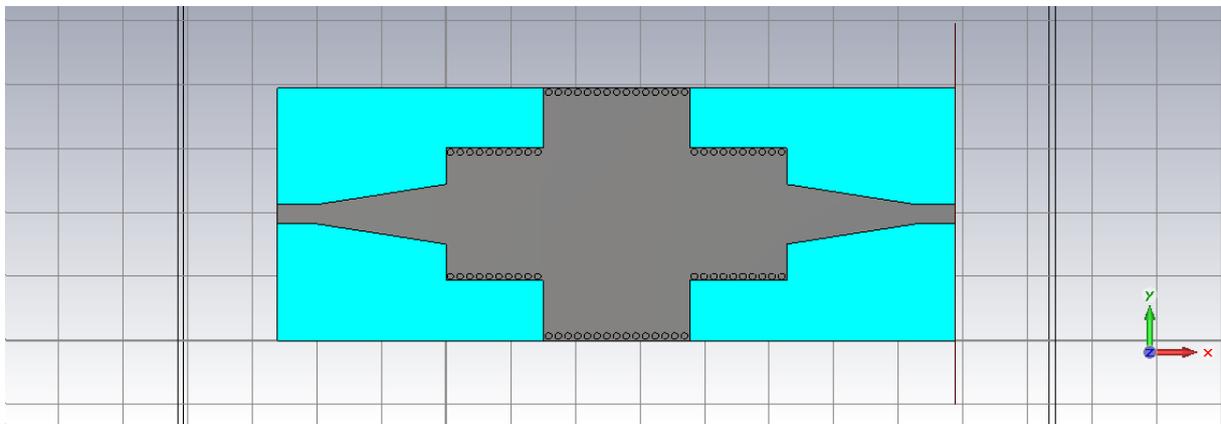
III.7.1. Etude de la première structure du filtre SIW passe-bande :

Comme il a été mentionné précédemment, l'idée initiale était de placer N (ordre) cavités SIW en cascade ; la première et la nième cavités représentent des guides SIW opérant dans la bande C couplées de sorte que chaque deux guides C soient interconnectées entre eux par le biais d'un autre guide SIW fonctionnant en bande S. Notre étude s'est portée sur le nombre de cavités formant le filtre SIW passe-bande jusqu'à obtention de la topologie idéale ayant les résultats désirés.

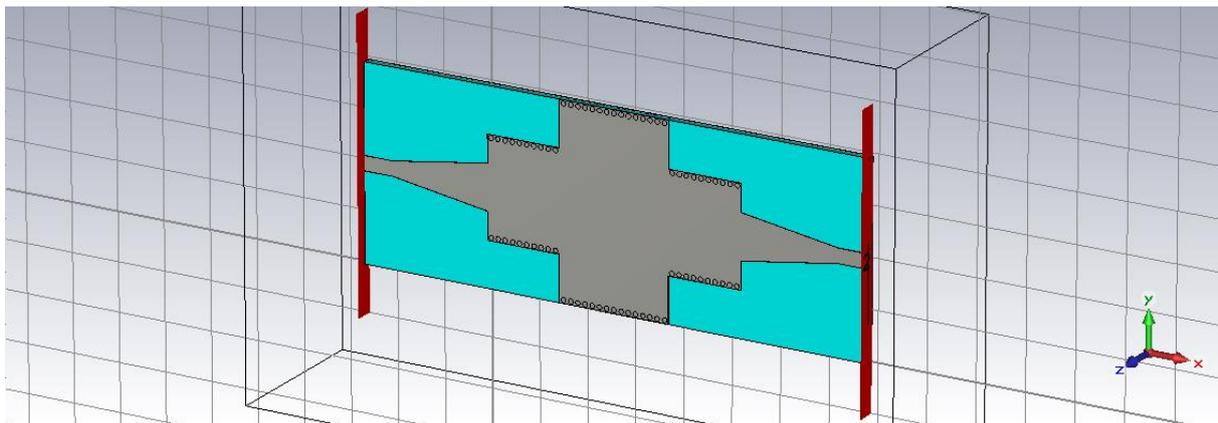
Afin de respecter l'une des conditions de la technologie SIW qui est la réduction de la taille des composants, nous avons réduit le nombre de vias de guide C à sa moitié ne gardant que 10 vias seulement.

III.7.1.1. Filtre SIW d'ordre 3 :

En premier lieu, nous allons étudier un filtre SIW passe-bande d'ordre 3 formé de trois cavités représentées par deux guides SIW en C liées entre eux par un autre guide SIW fonctionnant en bande S. L'excitation se fait au moyen d'une ligne microruban qui génère le mode TE_{10} . Le filtre considéré est représenté sur la figure III-21.



(a)



(b)

Figure III-21 : Structure du filtre d'ordre 3 (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation sont représentés dans la figure suivante :

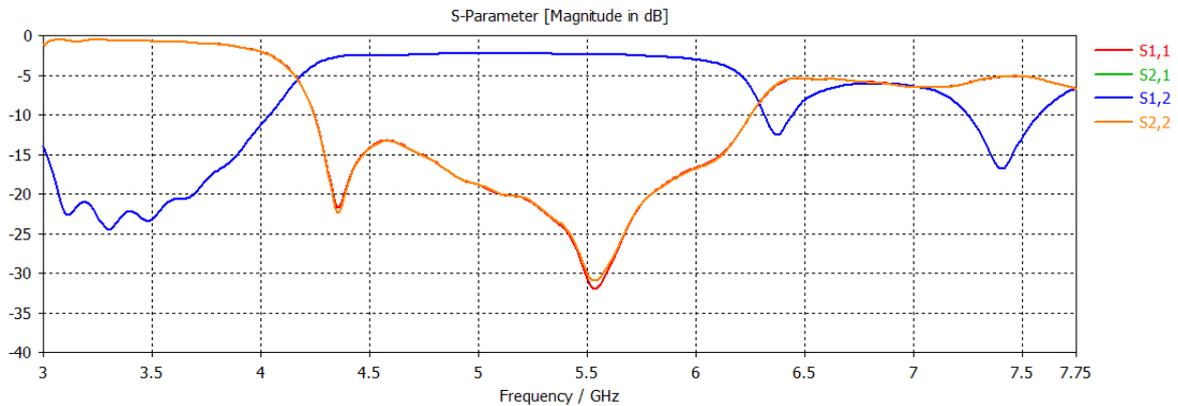
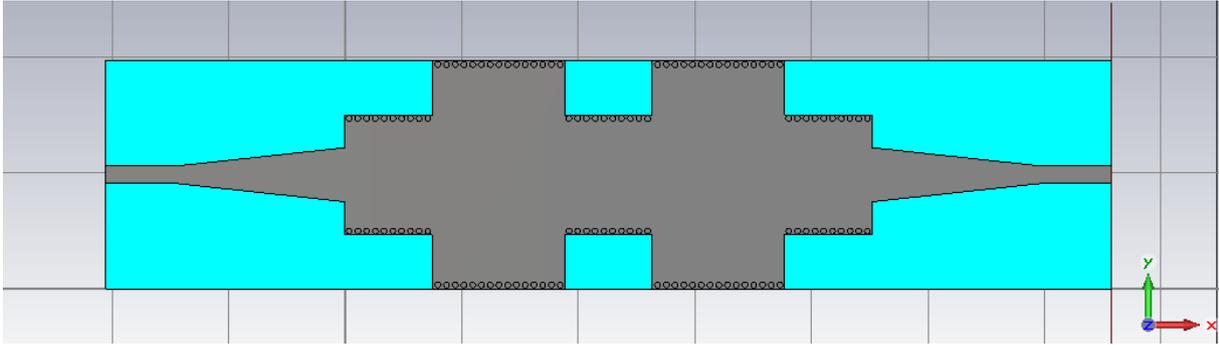


Figure III-22 : Résultats de simulation du filtre SIW d'ordre 3.

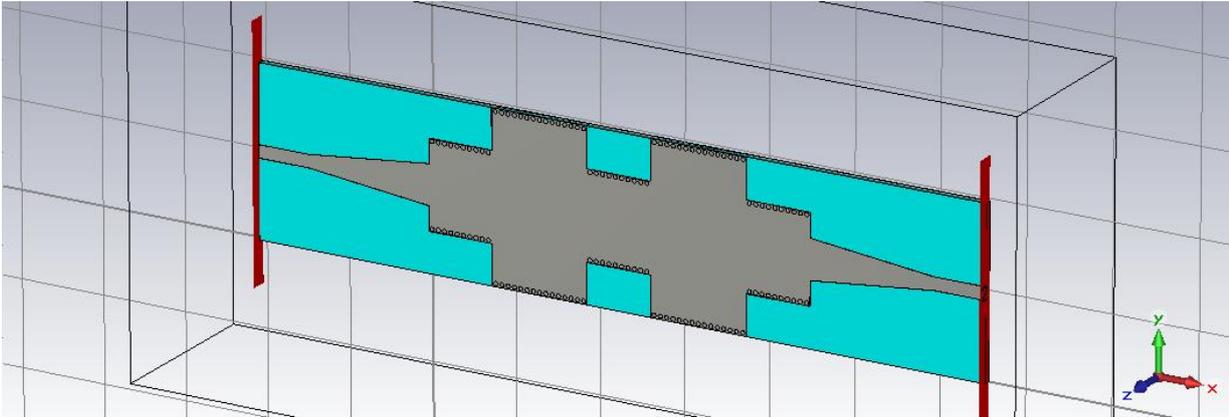
D'après la figure ci-dessus, nous observons que la réponse fréquentielle correspond à celle d'un filtre passe-bande sauf que la réjection est de -12.48dB seulement ce qui n'est pas assez satisfaisant. Pour cette raison et dans le but d'améliorer ces résultats, nous avons proposé d'ajouter deux autres cavités S et C respectivement obtenant ainsi la seconde topologie de notre filtres SIW étudiée dans la section qui suit.

III.7.1.2. Filtre passe-bande d'ordre 5 :

La figure III-23 illustre la nouvelle structure du filtre SIW passe-bande après ajout des deux autres cavités :



(a)



(b)

Figure III-23 : Structure du filtre d'ordre 5 (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation sont représentés dans la figure III-24 :

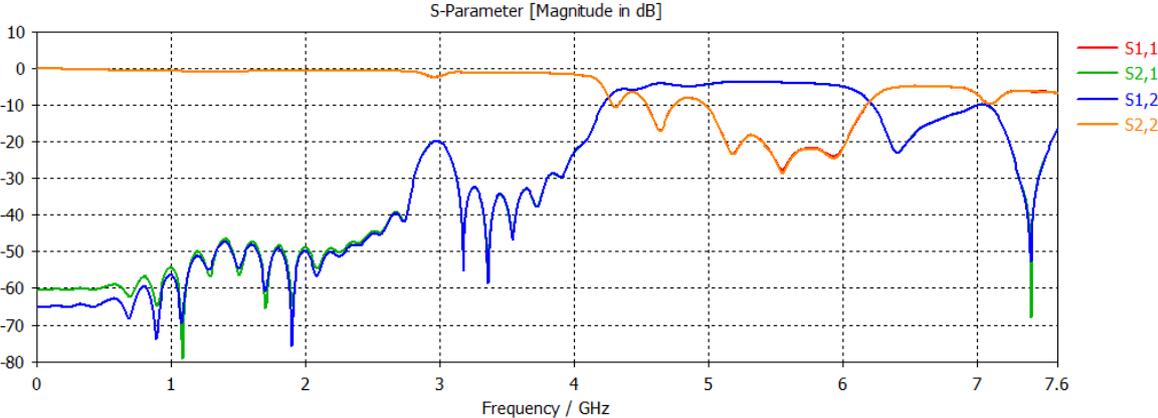


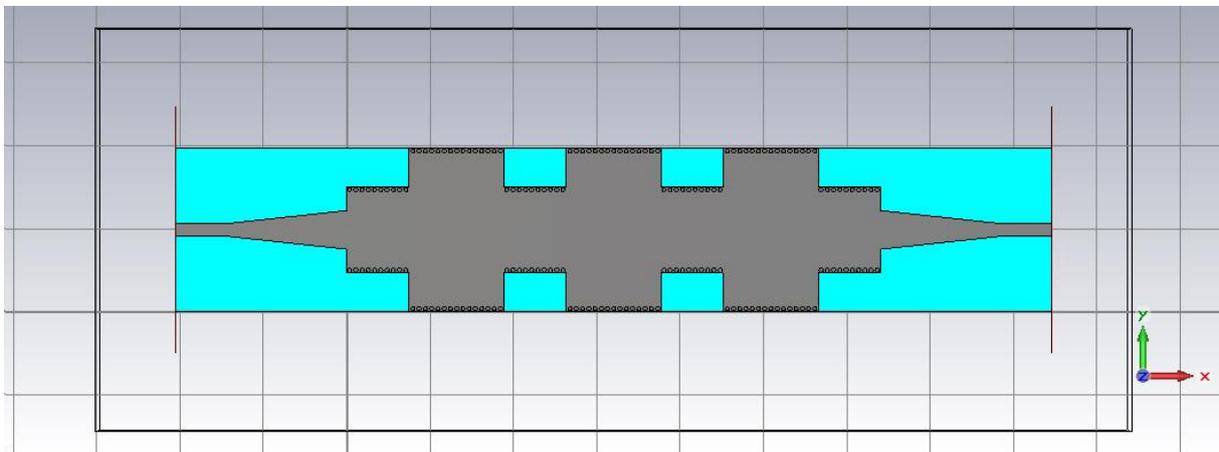
Figure III-24 : Résultats de simulation du filtre d'ordre 5.

D'après la figure ci-dessus, nous observons qu'il y a une amélioration dans la réjection qui atteint -22 dB à la fréquence 6.42 GHz. On constate donc que l'ajout de cavité porte des modifications positives aux performances de notre filtre.

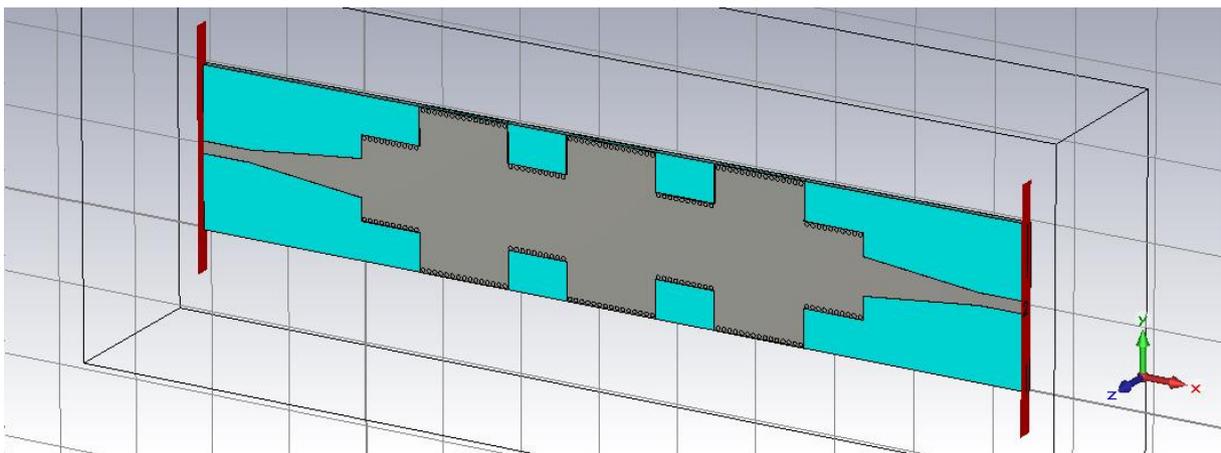
III.7.1.3. Filtre passe-bande d'ordre 7 :

Pour améliorer encore plus nos résultats de filtrage et afin d'obtenir une meilleure réjection, nous avons suivi le même principe de sorte à obtenir, cette fois ci, la structure du filtre SIW illustrée dans la figure suivante. Les dimensions de ce filtre sont :

$L_{in}=16$ mm ; $L_{out}=28$ mm ; $W_{in}=3$ mm ; $W_{out}=10$ mm ; $L=216.1$ mm ; $b=36.9$ mm.



(a)



(b)

Figure III-25 : Structure du filtre d'ordre 7 (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation sont représentés dans la figure suivante :

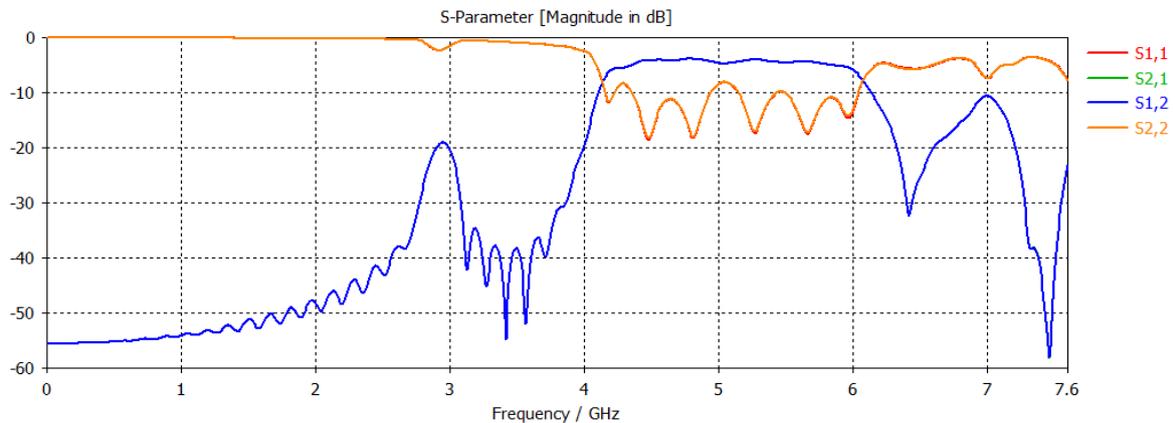


Figure III-26 : Résultats de simulation du filtre d'ordre 7.

Le coefficient S_{11} présente des minimas dans la bande [4.2-6] GHz donnant naissance à un filtre stop-bande en réflexion. Le coefficient S_{21} présente un maximum dans cette même bande, indiquant ainsi le caractère passe-bande en transmission de ce filtre. La réponse fréquentielle de ce filtre (Figure III-26) conçu en technologie SIW a été comparée à celles trouvées dans les sections [III.7.1.1 et III.7.1.2], où nous observons une nette amélioration des performances de filtrage. Au-delà de la bande transmise, la puissance réfléchi est presque nulle et une bonne réjection dépasse -32 dB à la fréquence de 6.42 GHz.

D'après les derniers résultats obtenus et qui sont clairement assez convaincants, nous allons ainsi conserver cette structure comme étant la structure finale de notre premier filtre SIW passe-bande.

La figure III-27 illustre le module du champ électrique parcourant le filtre. Nous observons clairement que l'onde qui se propage à l'intérieur du filtre s'atténue progressivement après chaque passage par une cavité de bande C.

D'après ces deux figures (III-26 et III-27), on peut dire que notre premier filtre couvre une partie de la bande C qui s'étale sur la bande de fréquence de 4.2 à 6 GHz.

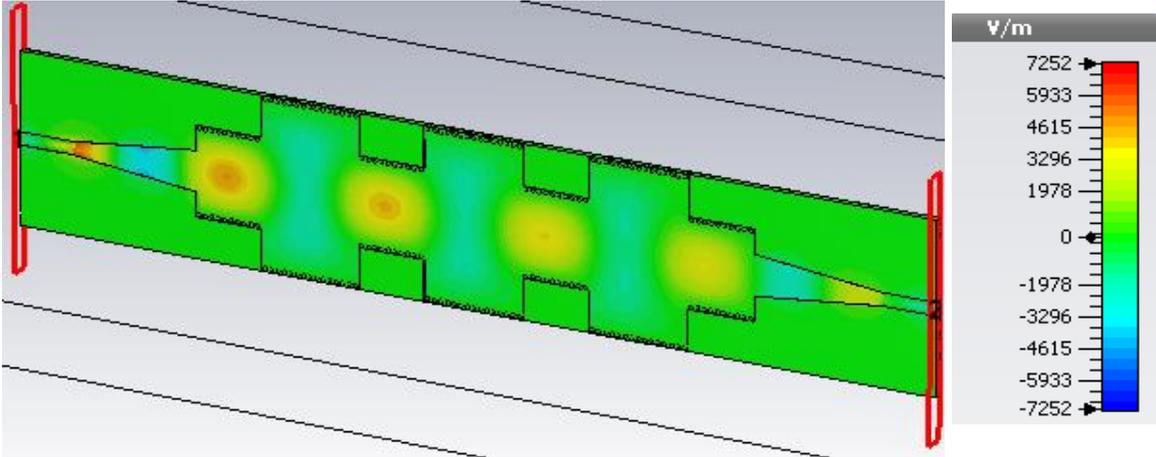
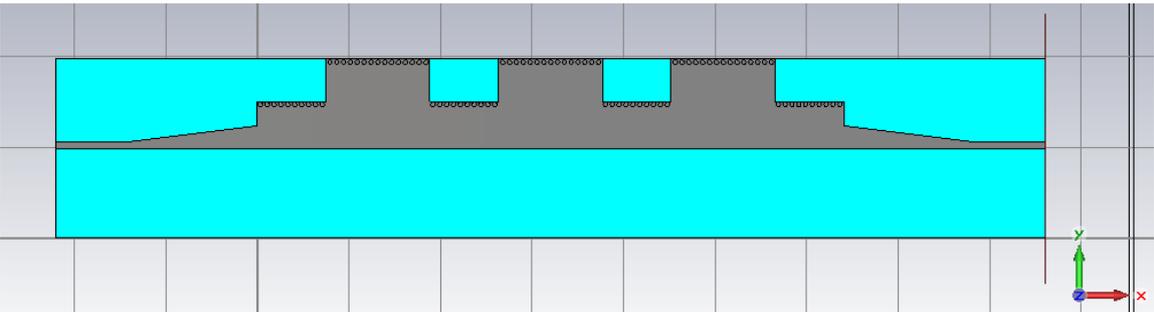


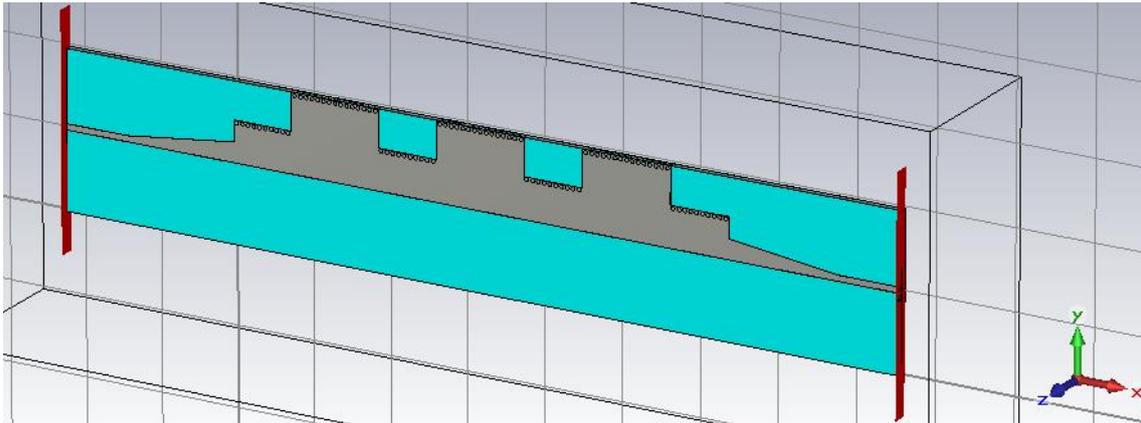
Figure III-27 : Vue en perspective de la distribution du champ électrique du premier filtre SIW finale à la fréquence $f=4.3$ GHz.

III.7.2. La première structure du filtre HMSIW :

Dans cette partie, nous allons étudier le comportement du filtre passe-bande en demi-mode (HMSIW).



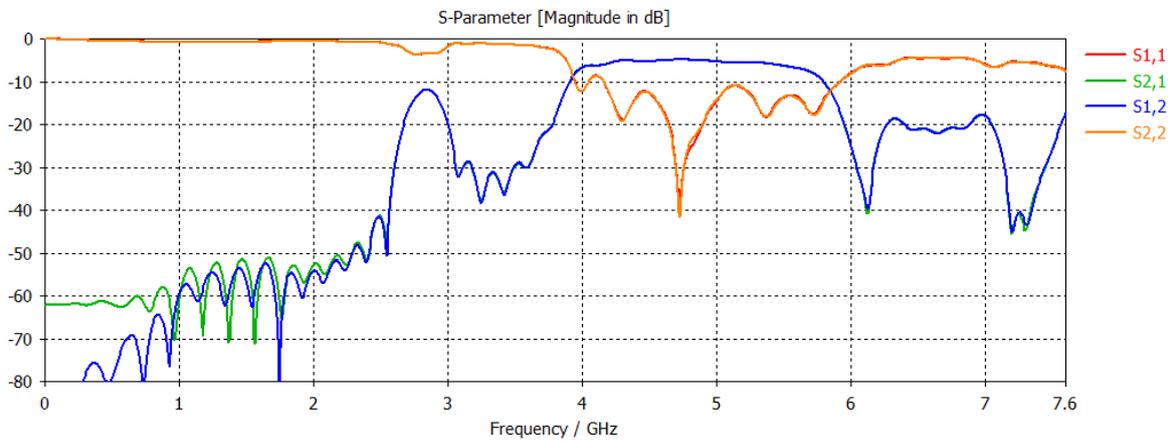
(a)



(b)

Figure III-28 : Structure du filtre HMSIW (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure suivante :

**Figure III-29** : Résultats de simulation du premier filtre HMSIW.

D'après les résultats de la figure III-29, nous observons que les performances du filtre SIW passe-bande sont conservées avec un léger décalage de la bande passante de 0.2 GHz. Le module S_{11} présente un minimum dans la bande [4-5.8] GHz égal à -37.91 dB à la fréquence 4.72 GHz. Le module S_{21} présente un maximum dans cette même bande, indiquant ainsi le caractère passe-bande en transmission de ce filtre HMSIW suivi d'une bonne réjection qui atteint -40.71 dB à la fréquence 6.12 GHz. La réponse fréquentielle de ce filtre HMSIW a été comparée avec celle obtenue du même filtre SIW, où nous observons que cette dernière est plus satisfaisante en terme de filtrage en plus des avantages qu'elle présente en terme de réduction de taille et de coût.

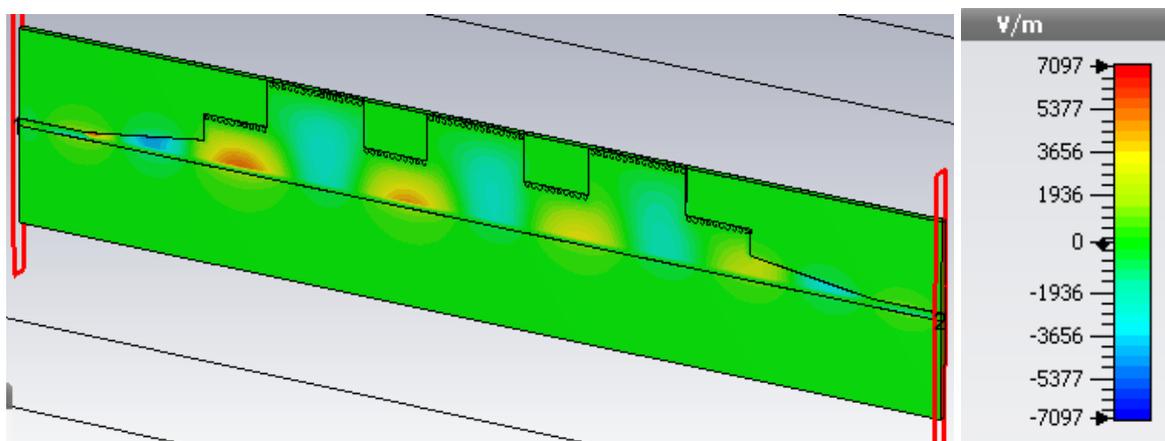


Figure III-30 : Vue en perspective de la distribution du champ électrique du premier filtre HMSIW à la fréquence $f=4.72$ GHz.

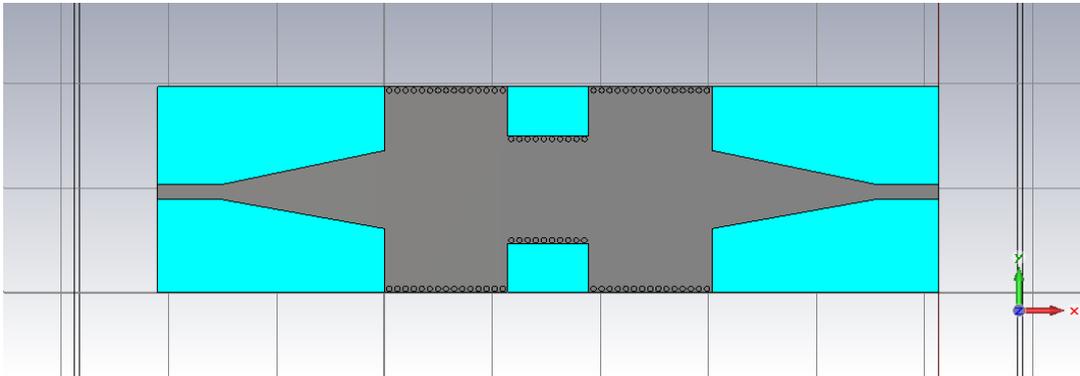
D'après la figure III-30, nous pouvons voir que la propagation du champ électrique au niveau du filtre HMSIW est semblable à celle du filtre SIW complet.

III.8. Conception du second filtre SIW passe-bande à cavités couplées :

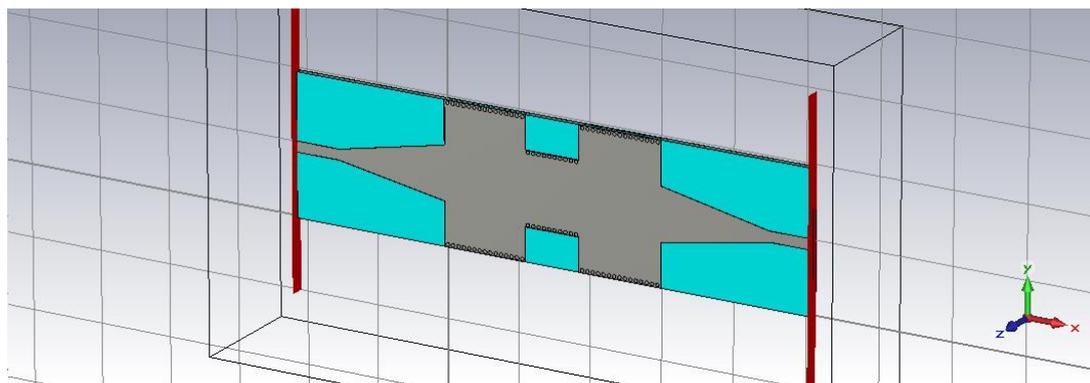
Cette deuxième structure de filtre ressemble à la première sauf que nous avons proposé d'inverser les positions des guides en commençant cette fois-ci avec un guide SIW fonctionnant en bande S. Les mêmes étapes de conception de filtre appliquées précédemment seront suivies dans cette étude de deuxième structure.

III.8.1. Etude de la deuxième structure du filtre SIW passe-bande :**III.8.1.1. Filtre SIW d'ordre 3 :**

Les dimensions de ce filtre sont : Longueur=142.4 mm Largeur=36.9 mm.



(a)



(b)

Figure III-31 : Structure du filtre d'ordre 3 (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation sont représentés dans la figure III-32 :

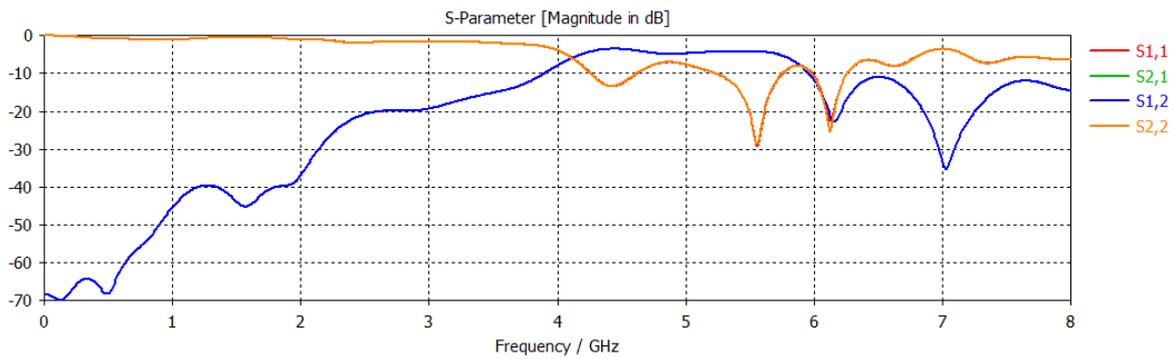


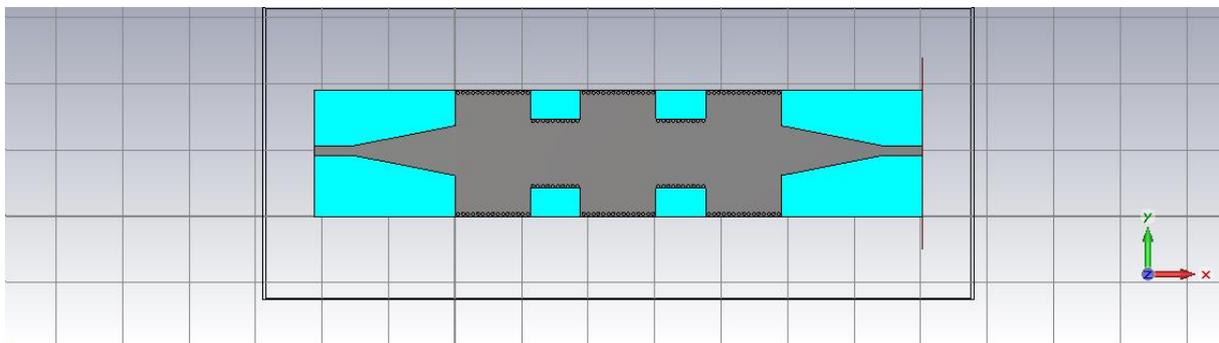
Figure III-32 : Résultats de simulation du filtre d'ordre 3.

De première vue, nous constatons que ce filtre couvre presque la même bande de transmission que le filtre précédent. Le coefficient de transmission atteint -3 dB le long de la bande [4.2-5.9] GHz. Le coefficient de réflexion donne un minimum de -30 dB à la fréquence 5.6GHz. En revanche, la réjection atteint seulement -22 dB.

Ce résultat peut être encore plus amélioré, pour cela nous avons ajouté deux cavités C et S respectivement.

III.8.1.2. Filtre SIW d'ordre 5 :

Les dimensions de ce filtre sont : Longueur=195.1 mm Largeur=36.9 mm.



(a)

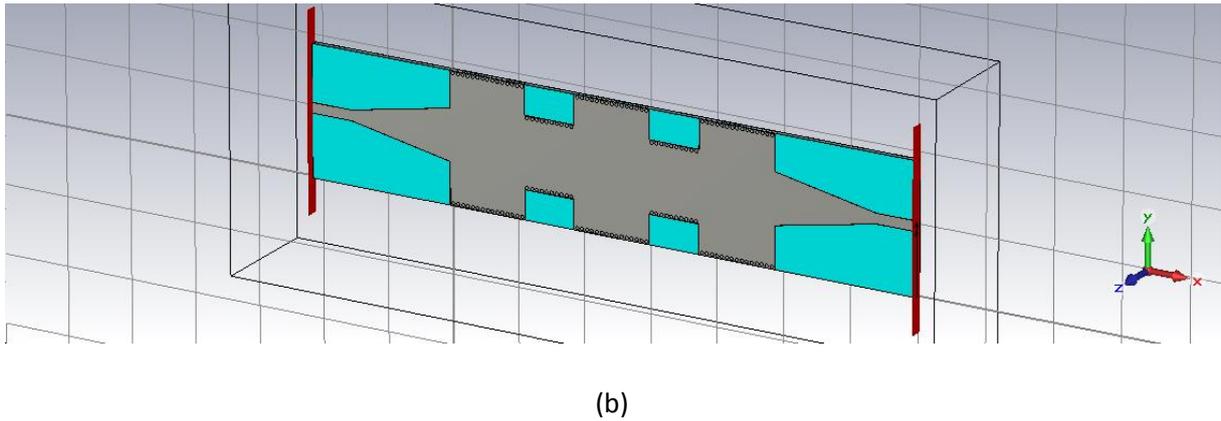


Figure III-33 : Structure du filtre d'ordre 5 (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation sont représentés dans la figure III-34 :

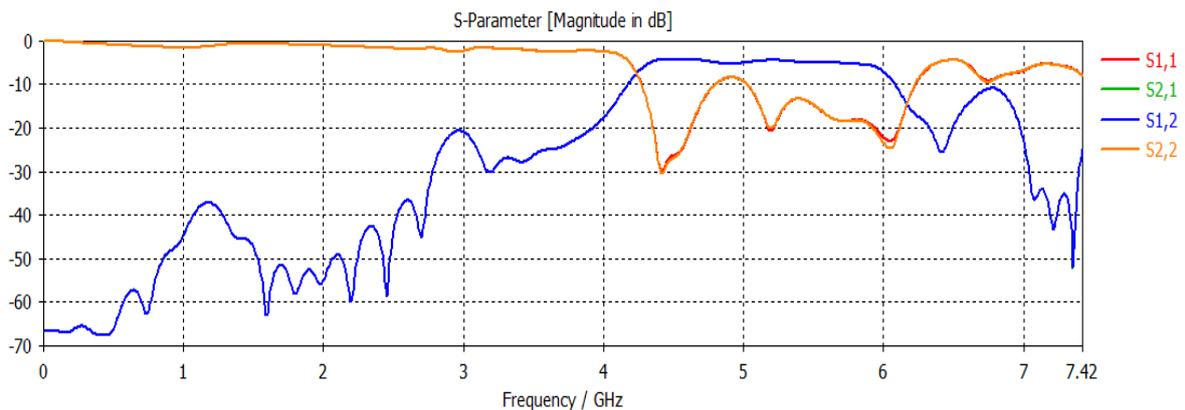
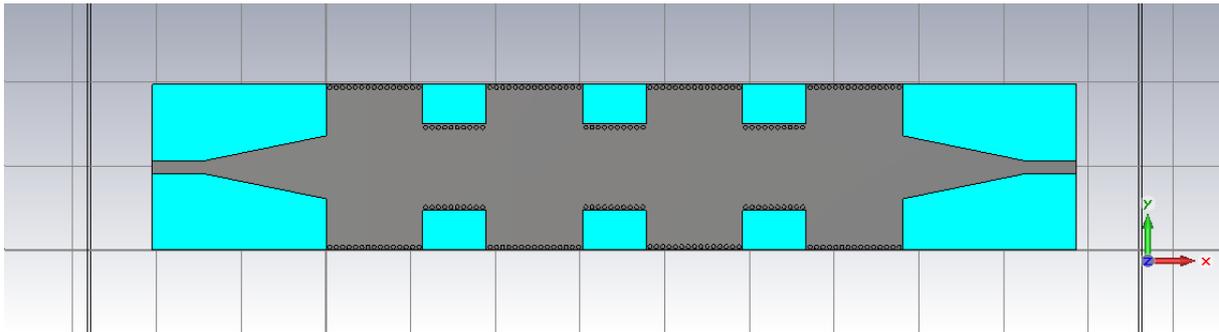


Figure III-34 : Résultats de simulation du filtre d'ordre 5.

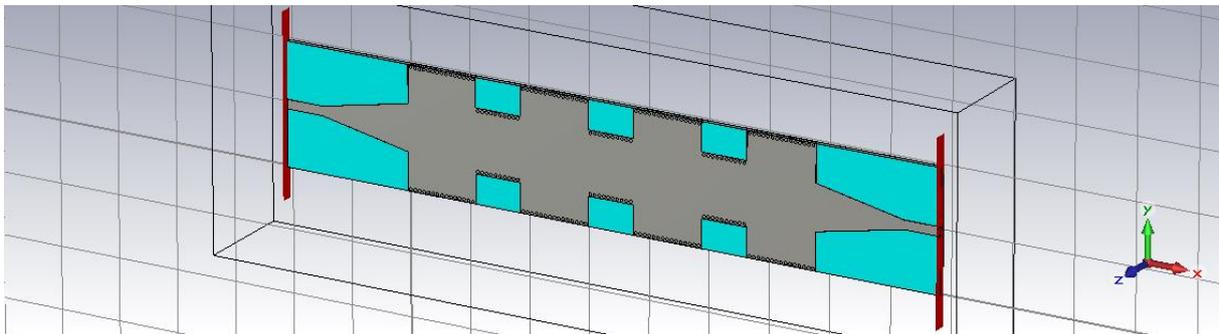
Nous constatons que la bande passante est mieux démarquée avec une transmission qui atteint -3 dB et une rejection de -25.66 dB à la fréquence 6.42 GHz. Le coefficient de réflexion représente trois minimums inférieurs à -20 dB. Comme le résultat s'est amélioré après l'ajout des deux cavités, nous allons encore ajouter deux autres cavités dans le but de converger vers le résultat de filtre désiré.

III.8.1.3. Filtre SIW d'ordre 7 :

Les dimensions de ce filtre sont : $L_{in}=12$ mm ; $L_{out}=29$ mm ; $W_{in}=3$ mm ; $W_{out}=15$ mm ; $L=217.8$ mm ; $b=36.9$ mm.



(a)



(b)

Figure III-35 : Structure du filtre d'ordre 7 (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure III-36 :

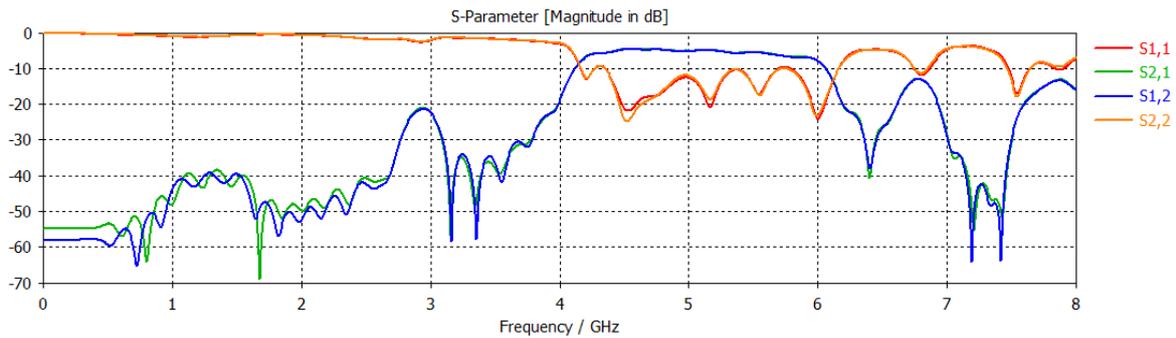


Figure III-36 : Résultats de simulation du filtre d'ordre 7.

D'après les résultats de simulation obtenus après avoir conçu le filtre d'ordre 7, on peut dire que nous avons aboutis vers une structure performante. Le coefficient de transmission tend vers -3 dB et assure une bonne couverture dans la bande [4.1-6] GHz. Le coefficient de réflexion dépasse -25 dB autour de la fréquence de 6 GHz. En ce qui concerne la réjection, elle dépasse -40 dB à la fréquence de 6.39 GHz.

Nous pouvons dire que notre deuxième structure fonctionne autant qu'un filtre SIW passe-bande en bande C et plus précisément couvrant la bande passante [4.3-1] GHz.

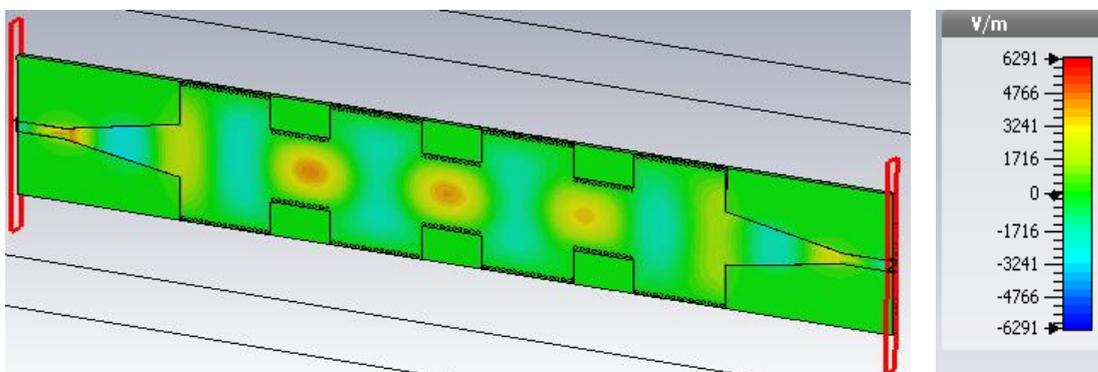
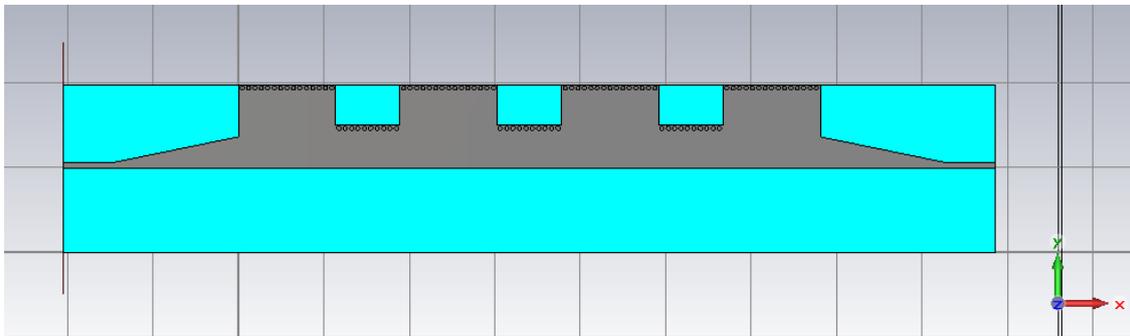


Figure III-37 : Vue en perspective de la distribution du champ électrique du deuxième filtre SIW à la fréquence $f=5$ GHz.

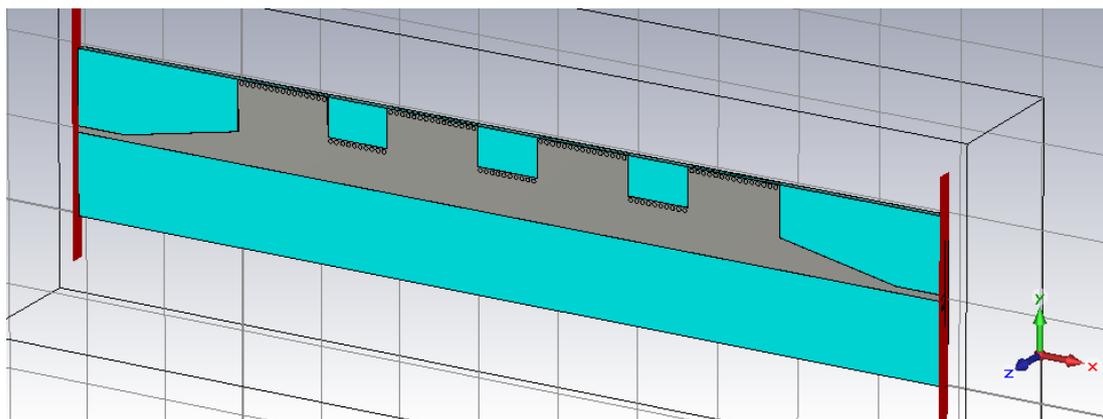
La figure III-37 illustre le phénomène de propagation du champ électrique, nous remarquons que son trajet est bien délimité par l'ensemble des cavités résonantes avec une atténuation en puissance. Donc notre structure de filtre assure bien le guidage et le filtrage d'une onde électromagnétique.

III.8.2. La deuxième structure du filtre HMSIW :

La figure suivante représente la structure HMSIW du dernier filtre conçu précédemment :



(a)



(b)

Figure III-38 : Structure du deuxième filtre HMSIW (a) vue de face, (b) vue en perspective.

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure III-39 :

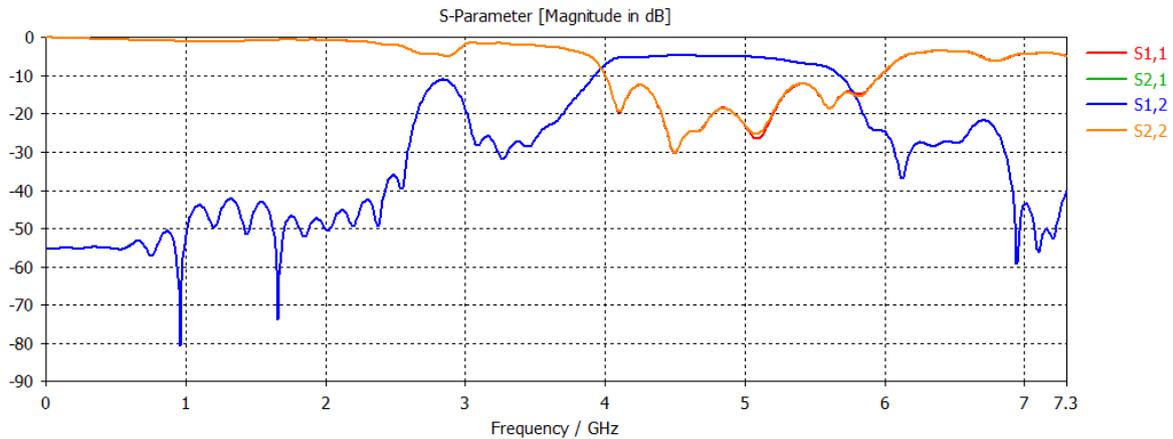


Figure III-39 : Résultats de simulation du deuxième filtre HMSIW.

D'après les résultats de la figure III-39, nous observons que les performances du filtre SIW passe-bande sont conservées avec un léger décalage de la bande passante de 1.7 GHz. Le module S_{11} présente un minimum dans la bande [4.04-5.7] GHz égal à -30.41 dB à la fréquence 4.5 GHz. Le module S_{21} présente un maximum dans cette même bande, indiquant ainsi le caractère passe-bande en transmission de ce filtre HMSIW suivi d'une bonne réjection qui atteint -36.91 dB à la fréquence 6.12 GHz.

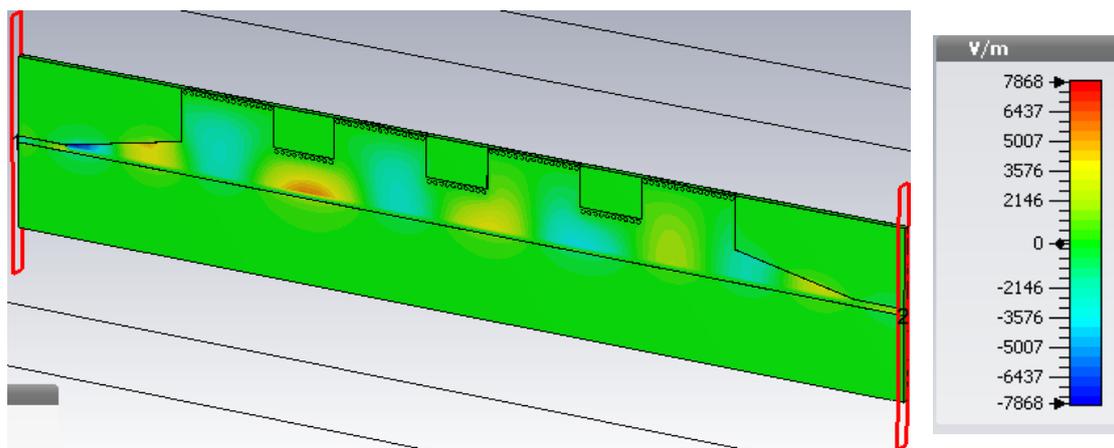


Figure III-40 : Vue en perspective de la distribution du champ électrique du deuxième filtre HMSIW à la fréquence $f=4.5$ GHz.

D'après la figure III-40, nous pouvons voir que la propagation du champ électrique au niveau du deuxième filtre HMSIW est semblable à celle du filtre SIW complet.

Cette étude nous a permis de concevoir deux structures de filtres SIW passe-bande et leurs demi-mode opérant dans la bande [4-6] GHz dans une partie de la bande C.

III.9. Etude comparative des différentes structures conçues de filtre :

La structure de filtre SIW passe-bande		Bande passante (GHz)	Taux de réjection	
			dB	Fréq(GHz)
Les premières structures	3 ^{ème} ordre	[4.29-6.19]	-12.48	6.38
	5 ^{ème} ordre	[4.3-6.1]	-22	6.42
	7 ^{ème} ordre	[4.2-6]	-32	6.42
	HMSIW	[4-5.8]	-40.71	6.12
Les deuxièmes structures	3 ^{ème} ordre	[4.2-5.9]	-22	6.2
	5 ^{ème} ordre	[4.35-6]	-25.66	6.42
	7 ^{ème} ordre	[4.1-6]	-40	6.39
	HMSIW	[4.04-5.7]	-36.91	6.12

Tableau 1 : Etude comparative des différentes structures de filtres conçues.

D'après le tableau ci-dessus, nous remarquons que :

- Les différentes structures de filtre couvrent approximativement la même bande de fréquence allant généralement de 4 GHz à 6 GHz.
- Les réjections s'améliorent proportionnellement avec l'ajout des cavités.

- Les résultats obtenus sont satisfaisants en terme de filtrage, principalement ceux obtenus grâce à la topologie demi- mode HMSIW du premier filtre qui marque une meilleure réjection avec une bande passante de largeur égale à 1.8 GHz allant de 4 à 5.8 GHz ;ce qui le rend le filtre le plus performant sans oublier les avantages qu'il présente selon son faible coût et sa taille réduite.

III.10. Conclusion :

Notre étude s'est portée sur la conception des structures originales de filtres SIW à cavités couplées représentées par des guides d'ondes SIW opérant dans les bandes C et S ainsi que leur demi-mode HMSIW. Ces structures ont été conçues et optimisées sous le logiciel de simulation CST Microwave Studio. Les résultats obtenus sont convaincants en terme de filtrage.

Conclusion Générale

Le présent mémoire s'intéresse aux hyperfréquences et plus précisément à une nouvelle technologie en émergence depuis plusieurs années qui se nomme les guides d'ondes intégrés au substrat. Cette nouvelle technologie est très prometteuse grâce à son faible coût de production et aussi à sa grande densité d'intégration. En effet, il devient possible d'utiliser des guides d'ondes sans même sortir du substrat. Cette technologie est très intéressante lorsqu'on parle de miniaturisation des circuits et de réduction des coûts.

Dans le cadre de notre projet de fin d'étude, les travaux menés dans ce mémoire sont consistés autour de la simulation de structures originales de filtres SIW à cavités couplées.

Au cours du premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur les guides d'ondes, les modes de propagation et les technologies volumique et planaire qui ont donné naissance à la technologie SIW. Nous avons ensuite abordé la théorie de couplages des cavités SIW et leur transition aux lignes de transmission.

La technologie SIW « Substrate Integrated Waveguide » se base sur une technologie planaire de type microruban à laquelle on associe des faces latérales métallisées, formant ainsi des cavités intégrées au substrat, dans lesquelles se propagent des modes volumiques. Elle constitue donc un très bon compromis entre intégration des microrubans et performance des filtres volumiques. En vue des nombreux avantages que présente la technologie SIW, cette dernière répond aux exigences actuelles du domaine spatial.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation de la théorie des filtres en se basant sur les filtres basse-bande. Nous avons ensuite présentés quelques exemples détaillés de filtres SIW trouvés dans la littérature.

Le troisième chapitre a été consacré aux aspects plus pratiques de la conception des guides SIW et HMSIW en bandes S et C. Deux filtres passe-bande à cavités couplées en SIW et HMSIW issus de la combinaison des guides opérant dans les bandes S et C ont été conçus et

Conclusion Générale

les résultats obtenus sont présentés en employant le simulateur commercial disponible au niveau du laboratoire de Télécommunication CST Microwave Studio.

Pour conclure, les travaux réalisés au cours de cette thèse ont ainsi permis d'apporter de nouvelles solutions dans le cadre de la conception de filtres passe-bande et ont mis en évidence l'efficacité de la technologie SIW. Nous pouvons dire que nous avons aboutis à des résultats convaincants pour nos structures et cela en terme de filtrage, de transmission et d'adaptation. Ces différents dispositifs peuvent être employés pour les applications de télécommunication.

Bibliographie

- [1] Tan-phu Voung, "Contribution à l'Etude des Discontinuités dans les Guides d'Ondes Métalliques Creux. Applications aux Antennes et aux Filtres," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1999.
- [2] Paul-François Combes, "Micro-ondes-Tome 1, Lignes, Guides et Cavités," Editions Dunod, Collection Sciences Sup, 1996.
- [3] BOUHOUCHE ABDELLAH, "Etude de Filtres à Cavités Bi-modes en Guides d'Ondes Rectangulaires Métalliques Creux ", Thèse de magister, Université Mentouri de Constantine, Décembre 2012.
- [4] Ludovic CARPENTIER, "Filtres céramiques microondes par stéréolithographie 3D", Thèse de doctorat, Université De LIMOGES, Décembre 2012.
- [5] O. Piquet, D. Cros et al, «New design of high Q sapphire resonator with distributed bragg reflector», IEEE Symposium on Microwave Theory and Techniques, Seattle, vol.3, pp. 1993-1996.2002.
- [6] Y.C.M. Lim, R.F. Mostafau and D. Mirshekar-Syahkal, «Unloaded Q factor of slotted cylindrical ring resonator», European Microwave Conference, 2001.
- [7] L. Pelliccia, F. Cacciamani, C. Tomassoni, R. Sorrentino, «Ultra-compact Filters using TM Dual-Mode Dielectric-Loaded Cavities with Asymmetric Transmission Zeros», International Microwave Symposium, Montréal, 2012.
- [8] F. Branca, S. Sobrino, «Single Mode Dielectric Resonator C-Band Channel», International Workshop on Microwave Filters, Octobre 2012.
- [9] L. Accatino, G. Bertin, M. Mongiardo and G. Resnati, «Dual mode filters with grooved dielectric resonators for cellular radio base stations», IEEE Symposium Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002.
- [10] L. Pelliccia, F. Cacciamani, C. Tomassoni, R. Sorrentino, «Ultra-compact Filters using TM Dual-Mode Dielectric-Loaded Cavities with Asymmetric Transmission Zeros», International Microwave Symposium, Montréal, 2012.

- [11] P.R. Karmel, «TE011 mode sectorial circular cylindrical cavities filters», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.28, n°7, pp.695-699, July 1980.
- [12] K.A. Zaki, C. Chen and A.E. Atia, «A circuit model of probes in dual mode cavities» IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques, vol.36, n°12, pp.1740-1746, December 1988.
- [13] F. Alessandri, M. Comparini, F. Vitulli, «Low loss in rectangular waveguide with rigorous control of spurious responses through a smart modal filter», IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, Cd-Rom, 2001.
- [14] J.-S. Hong et M.J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Application", John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [15] C. Quendo, E. Rius, C. Person, "An original topology of dual-band filter with transmission zeros" Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, 2003, 2, 1093-1096 vol.2.
- [16] H. Miranda, Cours en ligne à l'université de Porto, Portugal : <http://paginas.fe.up.pt/~hmiranda/etele/microstrip/>
- [17] M. Le Coq, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, J.-F. Favennec, L. Estagerie, P. Moroni, Y. Clavet et A. Manchec, "Miniature microstrip filter using high-permittivity ceramic substrates ($\epsilon_r = 90$)" Microwave Symposium Digest (MTT), 2011, IEEE MTT-S International, 2011.
- [18] Jonathan Garreau, "Etude de filtres hyperfréquences SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC", Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2012.
- [19] Site Internet de l'école polytechnique de Lausanne. <http://lpm.epfl.ch/>
- [20] R. Valois, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Lahti, T. Jaakola "High Performances of Shielded LTCC Vertical Transitions From DC up to 50 GHz" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 53, Issue 6, pp 2026-2032, juin 2005.
- [21] D. Deslandes, K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2001, 11, pp.68-70.
- [22] D. Deslandes, K. Wu, & Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics", Telecommunications in modern satellite, Cable

and Broadcasting Service, 2003. TELSIXS 2003. 6th International Conference on, 2003, P-III-P-X vol.1.

[23] B. Potelon, J. -C. Bohorquez, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius & C. Person, "Design of Ku-Band filter based on substrate-integrated circular cavities (SICCs)", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 2006, pp.1237-1240.

[24] D. Deslandes, K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form" IEEE Microwave and Wireless Components Letters Vol. 11, Issue 2, pp 68–70, February 2001.

[25] D. Deslandes, K. Wu, "Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 51, Issue 2, pp 593-596, février 2003.

[26] F. Xu, K. Wu "Guided wave and leakage characteristics of Substrate Integrated Waveguide" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 53, Issue 1, pp : 66-73, janvier 2005.

[27] X. Chen, W. Hong, T. Cui, J.Chen, K.Wu, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 15, Issue 11, pp 787-789, novembre 2005.

[28] Y. Cassivi, I. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan and K.Wu, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 12(9) : 333-335, september 2002.

[29] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide", IEEE Trans. On Microwave Theory and Technics, vol.53, NO.1, january 2005.

[30] B. Potelon, J.-C. Bohorquez, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius & C. Person, "Design of Ku-Band Filter based on Substrate-Integrated Circular Cavities (SICCs)", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 2006, pp.1237-1240.

[31] Y. L. Zhang, W. Hong, K. Wu, J. X. Chen and Z.C. Hao, "Development of compact bandpass filters with SIW triangular cavités", Asia-Pacific Microwave Conference 2005,

pp.1-4.

- [32] Paul F. Combes, "Micro-ondes Vol.1 : Lignes, guides et cavités", Chap.12.Dunod Paris, avril 1997.
- [33] G. L. Matthaei, Y. Young & E. M. T. Jones, "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures ", M. A. Artech House, 1980.
- [34] Étude et développement de la technologie hybride circuit planaire/guide NRD dans le contexte d'un émetteur/récepteur onde millimétrique yves cassivi novembre 2004 pages 183-184.
- [35] J. C. Bohorquez, B. Potelon, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanne et E. Fourn, "Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol., no, pp.947 -950,11-16 June 2006.
- [36] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," in 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010, pp. 704-707.
- [37] D. M. Pozar, Microwave Engineering : J. Wiley, 2005.
- [38] L. Ke, "An efficient method for analysis of arbitrary nonuniform transmission lines," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, pp. 9-14, 1997.
- [39] https://fr.wikipedia.org/wiki/Bande_C, https://fr.wikipedia.org/wiki/Bande_S
- [40] A. Nasser, " Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples ", Université de Limoges, thèse 2008 Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2008/nasser-abdallah/nasserabdallah.pdf>.
- [41] J.D. RHODES, Theory on electrical filters, Wiley Interscience, John Wiley & Sons 1976.
- [42] Ian Hunter, Theory and design of microwave filters, IEEE Electromagnetic waves series 45.London UK.2001
- [43] J. ORTUSI, Etude Mathématique des circuits de l'électronique, Tome II : Synthèse des circuits, Ed. Masson, 1967.
- [44] M. HASLER, J. NIERYNCK, Traité d'électricité : Filtres électriques, volume XIV, Ecole polytechnique de Lausanne, Ed. Georgi.
- [45] Rapport de projet : Réalisation d'un filtre passe bande à 1GHz, ABIDAT Zaki Nabil & SILES Gustavo, UNIVERSITE MONTPELLIER II, Sciences et techniques de Languedoc.

[46] S. Moraud, “ Etude et conception de nouvelles topologies de filtres destinés à être intégrés aux différents niveaux de la charge utile d'un satellite de télécommunications”, Université de Limoges, thèse 1998.

[47] E. Hanna, “Synthèse et Réalisations avec des Zéros de Transmission de Filtres Planaires Miniaturisés à Topologies Fractales en Substrat Suspendu”, thèse à l’Université de Bordeaux 1, Juillet 2006.

[48] P. Lenoir, “ Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes”, Université de Limoges, thèse 2005 Disponible sur <http://epublications.unilim.fr/theses/2005/lenoir-philippe/lenoir-philippe.pdf>.

[49] A. Périgaud, “Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l’aide des technologies multicouches”, Université de Limoges, thèse 2009 Disponible sur <http://epublications.unilim.fr/theses/2009/perigaud>

[50] Geëtan PRIGENT, Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique, Thèse de doctorat de l’Université de Bretagne Occidentale décembre 2002.

[51] Chapitre3 : Filtres et analyse fréquentielle. Site web: http://www8.umoncton.ca/umcm-cormier_gabriel/TCircuits/GELE3132_Ch3.pdf

[52] Walaa Sahyoun. Modélisation et caractérisation linéaire et non linéaire des filtres RF en technologie BAW et CRF et méthode pseudo-temporelle de test industriel. Autre. Université Grenoble Alpes, 2011.pdf pp14.

[53] Kai Wang, Zai-Cheng Guo, Sai-Wai Wong , Zhi-Ha Chen , Lei Zhu Rui-Sen Chenl and Qing-Xin Chul, Novel SIW Bandpass Filters Using Loaded Posts for Application in 5.8GHz WLAN System South, Wireless Symposium (IWS), 2015 IEEE International , 30 March-1 April 2015, pp :1-3.

[54] Felix Rautschke, Daniel Maassen, Orkun Konc, Georg Boeck, Comparison of Conventional and Substrate Integrated Waveguide Filters for Satellite Communication, Microwave Symposium (IMS), 2016 IEEE MTT-S International, May 2016, pp : 1-4.

[55] Zhaosheng He, Zhenhai Shao, Xiang Li and Mengkui Shen, A Dual-Band Bandpass Filter Based on Hybrid Structure of Substrate Integrated Waveguide and Substrate Integrated

Coaxial Line, 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS) , year : 2016, pp: 1 – 4.

[56] Mohammed A. Rabah, Mehadji Abri, *, Jun Wu Tao, and Tan-Hoa Vuong. Substrate Integrated Waveguide Design Using the Two Dimensional Finite Element Method Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 35, 21-30, 2014.

[57] Shen Technology (ICMMT), 2016 IEEE International Conference on g Zhang1, Hai-Ting Wang, Xue-Dong Fu, Jia-Yu Rao, and Fa-Lin Liu, Novel Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter, Microwave and Millimeter Wave june 2016, vol. 1, pp : 422 – 424.

[58] T. Weiland, \A discretization method for the solution of maxwell's equations for sixcomponent fields," Electronics and Communications AEUE, vol. 31, no. 3, pp. 116-120,1977.

[59] K. Yee, \Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, pp. 302-307, may. 1966.

[60] P. Johns and R. Beurle, \Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix," Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 118, pp. 1203-1208, sep. 1971.

[61] P. Johns, \A symmetrical condensed node for the tlm method," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 35, pp. 370-377, apr. 1987.

[62] R. F. Harrington, Field Computation by Moment Methods. Wiley-IEEE Press, 1993.

[63] CST 1998-2010 CST – Computer Simulation Technology AG All rights reserved.

Annexe

I.1. Présentation de l'outil de simulation CST :

I.1.1. Description du logiciel de simulation CST Studio Suite :

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique.

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur.

CST Microwave Studio fait partie de CST DESIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré.

I.1.2. Modules de CST :

L'outil CST est constitué d'un certain nombre de modules appelés « solveurs ».

a) Un solveur transitoire



Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps.

b) Un solveur fréquentiel



Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Le type de maillage change selon la structure étudiée.

c) Un solveur intégral

Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques. Afin de réduire la complexité numérique l'approche MLFMM (Multi Level Fast Multipole Method) est utilisée.

d) Un solveur modal

Ce solveur est dédié à la simulation des structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure [64].

CST nous permet donc de décrire nos dispositifs hyperfréquences tel qu'ils sont réalisés en pratique. Dans Microwave Studio, chaque cellule du maillage est cubique.

L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles $\frac{\partial}{\partial t}$ par des différentielles Δt .

Nous avons choisis ce logiciel car son utilisation est très avantageuse en termes de temps de calcul pour notre simulation.

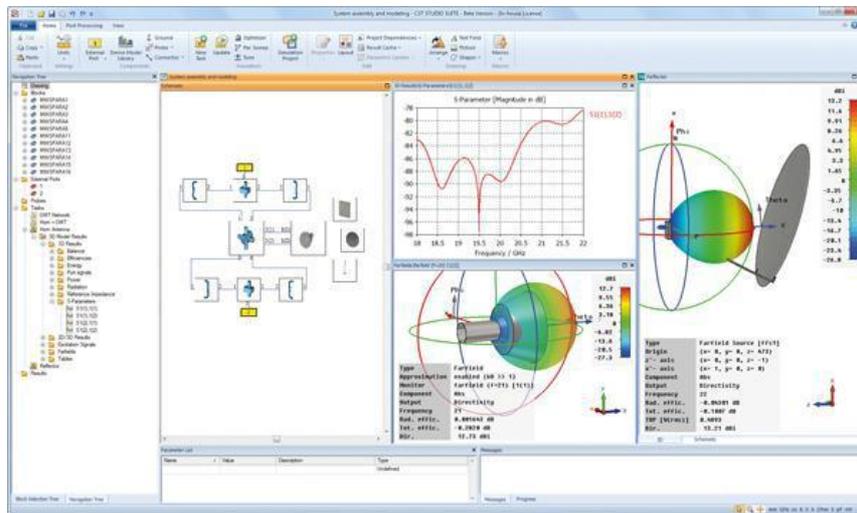


Figure 1 : Illustration de l'interface de l'outil CST.

I.1.3. La méthode FIT utilisée par le logiciel CST :

La FIT est utilisée par le logiciel d'analyse électromagnétique 3D Microwave Studio de CST qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale, elle est appliquée dans le domaine temporel.

La discrétisation des dérivées temporelles est faite par le schéma leap-frog. L'utilisation ici de la forme intégrale locale permet d'appliquer la technique des PBA (Perfect Boundary Approximation).

Cette technique découpe une cellule élémentaire en deux et assigne à chacune des parties un matériau différent. La frontière entre les deux matériaux peut être une surface de forme quelconque. Pour des structures relativement complexes géométriquement ou contenant des singularités, la technique PBA diminue significativement le nombre de mailles nécessaires. Grâce à cette technique de maillage, Microwave Studio peut prendre par exemple en compte les épaisseurs des feuilles métalliques sans avoir besoin de les mailler directement et ce qui nous fait gagner du temps en termes de calcul.

Comme il a déjà été cité le principe de la technique d'intégration finie FIT repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales :

- $\oint_c E \cdot d\vec{L} = - \iint_s \frac{\partial B}{\partial t} \cdot d\vec{s}$
- $\oint_c H \cdot d\vec{L} = \iint_s \left(\frac{\partial B}{\partial t} + \vec{j} \right) \cdot d\vec{s}$
- $\iint_s D \cdot d\vec{s} = \iiint_v \rho \cdot dv$
- $\iint_s B \cdot d\vec{s} = 0$

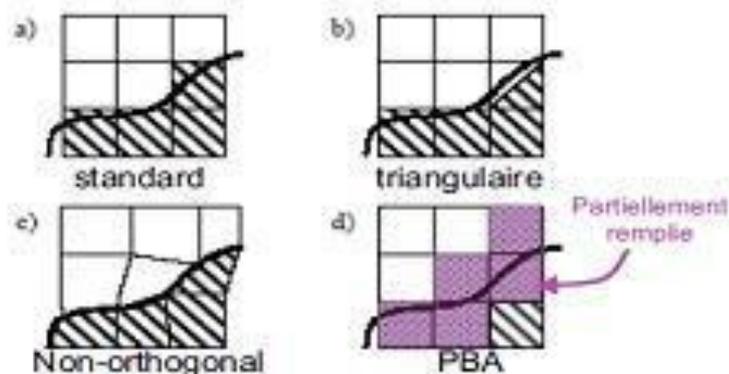


Figure 2 : Différents maillages et approximations.

I.1.4. D'autres méthodes numériques utilisées par CST :

En plus de la méthode FIT utilisé par CST ce dernier utilise aussi les méthodes d'analyse numérique suivantes :

- Méthode des différences finies (FEM).
- Méthode des moments (MoM).
- Méthode de domaine de temps de différence finie (FDTD).
- Méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisqu'aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexe et des temps de calcul plus importants.

I.1.5. Les modules d'exécution :

Le logiciel CST possède plusieurs modules d'exécution, qu'on va survoler brièvement.

CST EM Studio :



C'est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences. Les applications incluent : les actionneurs, les freins EMS, EMC, générateurs, de mesure, moteurs, capteurs et le blindage.

CST Particle Studio :



Particle CST Studio est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D et les tubes cathodiques.

CST Mphysics Studio :



Cet outil permet d'analyser les contraintes thermiques et structurales, et des problèmes de mécanique.

CST Design Studio :



C'est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous-systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.

CST PCB Studio :



Cet outil permet l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnetic Compatibility/ Electromagnetique Interférence) sur cartes de circuits imprimés.

CST câble Studio :



CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils uniques, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.

CST Micro Stripes :



Il analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résout les problèmes EMC/EMI.

CST Microwave Studio :



Ce dernier est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes en haute fréquence avec un large champ d'application [64].

I.1.6. La méthode qui décrit la structure :

Les méthodes qui décrivent la structure sont :

- Modélisation du diélectrique.
- Modélisation du conducteur interne à l'intérieur de la partie diélectrique.

Après démarrage de l'environnement CST de conception et la création d'un nouveau projet CST Microwave Studio, la sélection du modèle de base doit être le plus proche possible du diélectrique à concevoir.

I.1.7. Etapes à suivre pour une simulation réussie :

Voici les étapes nécessaires pour la réussite d'une simulation :

- Définition des unités.
- Définition des matériaux de base.
- Modélisation de la structure.
- Définition de la gamme de fréquence.
- Définition des ports et des conditions aux limites.
- Début de la simulation.

Après avoir défini ces paramètres, la simulation est apte à débiter.

Résumé

Les développements technologiques en télécommunication et microondes tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits, une réduction des coûts, des masses et des pertes dans ces dispositifs. Les circuits SIW (Substrate Integrated Waveguide) s'inscrivent tout à fait dans cette mouvance et font à l'heure actuelle l'objet de nombreux sujets de recherche avec des applications directes dans l'industrie.

Ce mémoire a été consacré à la conception de structures originales des filtres SIW (Substrate Integrated Waveguide) à cavités couplées opérant en bande C et S qui s'étalent sur [4-8 GHz] et [2-4GHz] respectivement. Des résultats performants ont été obtenus en termes de filtrage, d'adaptation et de rejection. Les différentes simulations ont été achevées en employant le simulateur CST Microwave Studio.

Mots clés : SIW (Substrate Integrated Waveguide), filtre, cavités couplées, transition micro-ruban (taper).

Abstract

For several years, technological developments in telecommunications and microwave circuit tend to miniaturization, low cost and mass reduction, in these devices. SIW Circuits (Substrate Integrated Waveguide) are developed in this manner and are currently the subject of numerous research topics with direct applications in industry.

This study has been devoted to the design of original structures of SIW (Substrate Integrated Waveguide) filters operating in C-band and S-band, which are spread over [4-8 GHz] and [2-4 GHz] respectively. Effective results have been obtained in terms of filtering, adaptation and rejection. The various simulations were completed using the CST Microwave Studio simulator.

Key words : SIW (Substrate Integrated Waveguide), filter, coupled cavities, microstrip line transition (taper).

ملخص

التطورات التكنولوجية في مجال الاتصالات والميكروويف تميل، لعدة سنوات، نحو تصغير الدارات، وخفض التكاليف، الكتل والخسائر في هذه الأجهزة. الدارات SIW (الركيزة المدمجة للدليل الموجي) تناسب تماما هذا الاتجاه، وتشكل حاليا موضوع العديد من الابحاث مع تطبيقات مباشرة في مجال الصناعة.

وقد كرسنا هذه المذكرة لتصميم هياكل جديدة من المرشحات SIW (الركيزة المتكاملة للدليل الموجي) إلى جانب التجايف العاملة في النطاق-C والنطاق-S، والتي تنتشر على [4-8 GHz] و [2-4 GHz] ، على التوالي. وقد تم الحصول على نتائج مرضية من حيث الترشيح والتكيف والرفض. تمت المحاكاة باستخدام CST ميكروويف ستوديو محاكاة.

كلمات البحث: SIW (الركيزة المتكاملة للدليل الموجي)، التصفية، التجايف المزدوجة، مغير الانتقال.

Chapitre I

Généralités sur la technologie SIW

Chapitre II

Les filtres passe-bande

Chapitre III

Présentation des résultats de simulation