

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور موالى الطاهر سعيدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Projet de recherche présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes et Télécommunications

Par : BOUKHARI Ahlem

Sujet

Modélisation électromagnétique d'un filtre Passe-bande à base de la Technique
DMS
« DMS : Defected Microstrip structure »

Soutenue publiquement le ..., devant le jury composé de :

Dr. TAMI ABDELKADER	MCA	Univ. Saida	Président
Dr . CHETIOUI MOHAMED	MCA	Univ. Saida	Examineur
Dr. DAMOU MEHDI	MCA	Univ. saida	Rapporteur
Mr. GOUNI SLIMANE	Doctorant	Univ. saida	Co- rapporteur

Remerciement

Ce jour marque la fin de longue période d'étude e, je tiens à adresser mes vifs Remerciement à :

Mon Dieu le tout puissant de nous avoir donné durant toutes ces années la santé, le courage ,la foi la force et la volonté d'arriver au bout de notre travail

❖ Mes très chers parents pour le soutien inconditionnel dont ils ont fait preuve depuis que mon projet professionnel est défini. Merci pour le soutien financier, moral, psychologique et matériel.
Si je suis ici aujourd'hui, c'est grâce à vous !

❖ Mon encadrant Mr DAMOU.M qui m'avoir accompagné tout au long de ce travail.

❖ Mon Co-encadrant Mr. GOUNI.S qui me guide et me soutiens durant cet période.

❖ Aux nombre de jury qui nous ont Fait l'honneur d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, je tiens également à remercier du fond de cœur toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail

Un grand merci du fond de cœur à tout le monde

Didicaces



Je dédie ce travail :

A mes très chère parent qui m'ont guide durant les moments les plus pénibles de ce long chemin, ma mère qui a été a mes cotes par son amour , son soutien , tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils , pour toute son assistance et sa présence dans ma vie . que dieu la procure bonne santé et longue vie .

Mon père qui a sacrifié toute sa vie afin de m'avoir devenir ce qui je suis, merci infiniment mes parent.

A mes chères frères et sœurs

A mes chères cousins et cousines

A mes chers oncles et tantes

A mes grands-parents que dieu leur fasse miséricorde

A toutes la famille BOUKHARI et CHADLI

A mes chères amies HIBA, KHADIDJA ET NAWEL

A mon encadrant bien sûr : Mr DAMOU.M Qui a fait le plus possible pour m'aider et m'orienter dans l'élaboration de cet mémoire

BOUKHARI AHLEM

Sommaire

Théorie des filtres Hyperfréquences

introduction	1
I.1.1.La théorie des filtres :	1
I.1.2.Catégorie des filtres :	2
I.1.3 Filtre idéal et filtre réel :	2
I.1.4 Grandeur du gabarit d'un filtre :	3
I.2.1.Utilisation des filtres électriques	3
I.2.2.Les Caractéristiques D'un Filtre:	4
I.2.3.Ordre Des Filtrés :	4
I.2.4.Facteur De Qualité:	5
I.2.5.Le Rôle Du Filtre:	5
I.3.Définition Du Filtrage :	5
I.4. Caractéristiques des filtres passe-bande	6
I.4.1 Fréquence centrale f_c	6
I.4.2. Largeur de bande β :	6
I.4.3 Facteur de qualité Q	6
I.4.4 .Filtre coupe-bande :	6
I.5. Caractéristiques de base d'un filtre	6
I.5.1.1. Bande passante :	7
I.5.1.2 Bande atténuée	7
I.5.1.3. Fréquence de coupure:	7
I.5.1.4. Les Fonctions De Filtrage:	8
I.5.2.1. L'approximation de Butterworth	8
I.5.2.2.L'approximation de Tchebychev:	9
I.5.2.3.L'approximation de cauer ou Elliptique	10
I.5.2.4. Calcul des paramètres g_i :	11
I.5.2.5. Gabarit d'un filtre	12
I.6.1.Généralités sur les filtres passe bande :	12
I. 6.2.Synthèse de filtre passe-bande	13

I. 6.3.Transposition en impédance	13
I. 6.4.Transformation en fréquence : passe-bas →passe-haut :	15
I. 6.4.Transformation en fréquence : passe-bas →coupe-bande :	16
I. 6.5.Calcul du degré de filtre passe-bande de Tchebychev :	17
I. 7.Différentes technologies de filtres passifs	17
I.8.1.1.Les guides d'ondes :	18
I.8.1.2 Les types des guides d'ondes	18
I.8.1.3 Guide d'ondes rectangulaire:	19
I.8.1.4 Les guides d'ondes circulaires :	19
I.8.2 Définition de technologies planaires :	20
I.8.2.1 La ligne coplanaire	20
I.8.2.2 La ligne tri-plaque	20
I.8.2.3.La ligne micro-ruban :	21
II.8.3 Définition de technologie volumique:	22
I.9 Résonateurs	23
I.9.1 Circuits résonants Série et Parallèle :	23
I.9.1.1. Circuit Résonant Série :	23
I.9.1.2 Circuit Résonant Parallèle	25
I.9.3 Court-circuit / circuit ouvert du résonateur de la ligne de transmission	27
I.10 Conclusion :	28

la technologie SIW

Introduction :	30
II.1. Historique :	31
II.2. La Matrice de Répartition:	32
II.2.1. Signification des paramètres S:	33
II.3. Définition de la technologie SIW :	33
I.6. principe de fonctionnement	34
II.7. Conception d'une structure SIW:	35
II.2.6 Impédance caractéristique	37
II.7.1. La géométrie d'une structure SIW :	39
II.7.2. Constante de propagation	40
II.7.3. l'adaptation d'un guide onde SIW	41
II.7.3.1 la ligne micro-ruban:	41
II.8. Quelques exemples de circuits :	42
II .8.1. Les circuits passifs SIW	42
II.8.2. Les circuits actifs SIW :	43

II.10. Les désavantages de la technologie SIW	45
II.4 Conclusion :	45

Conception d'un filtre avec la technologie SIW-DMS

Introduction:	47
III.1.Domaine d'utilisation de la bande C :	47
III.2.Modélisation d'un filtre Passe-bande à élément localisée :	48
III.2.1. Eléments de la Matrice de Couplage du filtre idéale :	49
III.2.2. Schéma équivalent du filtre:	50
III.3 Extraction de coefficient de couplage	51
III.3.1 Configuration d'un filtre SIW-DMS en bande C	51
III.3.2 Définition de cellule DMS	51
III.3.3.Dimensionnement d'un filtre passe-bande sans cellule DMS	52
III.3.4.Retard de groupe et facteur de qualité d'un résonateur	54
III.4.Conception d'un filtre passe-bande à ouvertures en Technologie SIW	55
III.4.1. La mise en œuvre de ce filtre :	56
III.5 Extraction de coefficient de couplage :	56
III.5.1 Le coefficient de couplage entre les résonateurs	56
III.6. Simulation d'un filtre passe-bande avec cellule DMS :	57
III.7- Influence des paramètres géométriques :	
III.7.1. Variation du diamètre de via hole « g »	58
III.7.2.l'influence de l'espacement wgap :	60
III.7.3.l'influence de l'espacement ifeed :	60
III.8. Distribution de champ :	61
III.9. Conclusion :	63

Tableau de figure

Théorie des filtres Hyperfréquences

Figure I.1: Schéma de filtre simplifié	1
Figure I.2 : Réponse d'un filtre passe bande réelle	2
Figure I.3.: Gabarit des filtres idéaux	7
Figure I.4: Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour Différents ordres n.	8
Figure I.5: Réponse de la fonction Tchebychev pour différents ordres n	10
Figure I.6 Réponse du prototype passe bas elliptique	11
Figure I.7 Réponse en fréquence d'un filtre passe-bande [6]	13
Figure I.8: Transformation en impédance	13
Figure I.9: Transformation passe-bas $\rightarrow$ passe-bande.	15
Figure.I.10 Transformation passe-bas $\rightarrow$ passe-haut.	16
Figure I.11 : Transformation passe-bas $\rightarrow$ coupe-bande	17
Figure I.12 :Exemple des guides d'onde. (a) guide d'onde rectangulaire, (b) guide d'onde circulaire	18
Figure I.13 : Guide d'onde a section rectangulaire	19
Figure I.14 : Guide d'onde circulaire.	19
Figure I.15: Ligne coplanaire et ses lignes de champs	20
Figure I.16: Lignetri-plaque	21
Figure I.17 : Ligne micro-ruban et ses lignes de champs	21
Figure I.18:Topologie d'un guide d'ondes rectangulaire	22
Figure I.19 : Circuit RLC série	23
Figure (I.20) – Circuit RLC parallèle.	25
Figure I.21 : Ligne $\lambda_0/2$ court-circuitée	27
Figure I.22 : Ligne $\lambda_0/4$ court-circuitée.	27
Figure I.23 : Ligne $\lambda_0/2$ court-ouvert	27
Figure I.24: Ligne $\lambda_0/4$ court-ouvert	28

la technologie SIW

Figure II. 1 :Guide SIW	30
Figure II. 2 : La structure multicouche	30
Figure II.3:Jonction multiports	32
Figure II.4 : Topologie d'un guide SIW.	34
Figure II.6: Topologie d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW)	34
Figure II.7 : Structure de guide d'onde intégré au substrat	35

Figure II.8 : paramètre géométrique des Lignes Micro-rubans	37
Figure II.9: La géométrie d'une structure SIW	39
Figure II .10 Répartition du champ Électrique (a) et magnétique (b) dans une cavité SIW rectangulaire	40
Figure II. 11amplitudes du champ électrique en mode dans une structure mode fondamental dans SIW	40
Figure II.12: Structure de la ligne microruban	41
Figure I.13 : Exemples des circuits passifs SIW, a)Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.	43
Figure II.14 : Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW.	44

Conception d'un filtre avec la technologie SIW-DMS

Figure III.1 : Circuit équivalent du filtre passe bande.	50
Figure III.2 : Réponse fréquentielle du filtre passe bande en schématique sous AWR	50
Figure III.3 : Structure du filtre passe bande SIW	51
Figure III.4 : (a) Vue de dessus de la cellule SIW-DMS proposée, (b) Circuit équivalent	51
Figure III.5 : Structure du filtre SIW (un résonateur).	53
Figure III.6 : Simulation du SIW en bande L sans DMS de premier résonateur	54
Figure III.7 : Retard de groupe d'un résonateur SIW alimenté par Microstrip	54
Figure III.8:Topologie de filtre passe bande SIW à 2 pôles	58
Figure III.9: Structure du filtre SIW avec deux résonateurs	56
Figure III.10 :Les paramètres géométriques du filtre passe-bande.	56
Figure II.11 : Résultats de simulation du filtre passe-bande avec les cellules DMS.	57
Figure III.12 : Coefficient de couplage en fonction de $g_{12}(\text{mm})$	59
Figure III.13: la largeur sur les réponses g du filtre SIW en HFSS.	60
Figure III.14:Résultats de simulation de la cellule SIW-DGS proposées avec différentes valeurs de ϵ_{feed}	61
Figure III.15 : Comparaison entre les réponses fréquentielles simulées du filtre obtenue Avec CM et HFSS	62
Figure III.16 la distribution du champ électrique du filtre GIS	62

Liste des abréviations et symboles

"h" : Épaisseur du substrat.

"P" : Espacement entre deux vias du centre au centre (pitch).

"w_{eq}" : Largeur du guide d'onde rectangulaire équivalent.

"w_{siw}" : Largeur entre deux rangées de vias du centre au centre.

ϵ_{eff} : Le constant diélectrique effectif

μ : Perméabilité magnétique.

BW : bandwidth

C : La vitesse de la lumière.

d" : Diamètre d'un via.

DMS : Defected Microstrip Structures

EM : Électromagnétique.

F₀ : Fréquence centrale

f_c : la fréquence de coupure

GIS : Guides Intégrés aux Substrats

HFSS : high-frequency simulation software

M_{i,i+1} : coefficient de couplage

Q_e : facteur de qualité

S : la distance entre les slots

SIW : Substrate Integrated Waveguide

Z_G : l'impédance du guide

ϵ : Permittivité relative.

λ : La longueur d'onde.

λ_c : La longueur d'onde de coupure

λ_g : La longueur d'onde du guide

η : L'impédance d'onde.

π : 3.14

Introduction générale

La télécommunication est un domaine en constante évolution qui repose sur des technologies avancées pour assurer la transmission rapide et fiable de l'information. Les filtres jouent un rôle clé dans le traitement des signaux, tandis que la technologie des Guides Intégrés aux Substrats offre des solutions innovantes pour la gestion des signaux optiques et micro-ondes. Ces éléments convergent pour créer les infrastructures de communication qui alimentent notre monde interconnecté. Dans les sections suivantes, nous explorerons plus en détail les filtres et la technologie des GIS, ainsi que leur importance dans les systèmes de télécommunication contemporain

Les filtres sont des composants essentiels dans les systèmes de télécommunication. Ils sont conçus pour sélectionner, amplifier ou atténuer des fréquences spécifiques dans un signal électrique ou électronique. Les filtres peuvent être utilisés pour éliminer le bruit, séparer les canaux de communication, ou moduler des signaux. Ils sont présents dans une variété d'applications, des réseaux de téléphonie mobile aux équipements de transmission par fibre optique. Les filtres sont essentiels pour garantir la qualité des communications en éliminant les interférences indésirables.

Les Guides Intégrés aux Substrats sont une technologie avancée utilisée dans la conception de composants optiques et micro-ondes. Ces guides sont constitués de matériaux diélectriques intégrés à un substrat, tels que le silicium. Ils permettent de guider et de manipuler les signaux lumineux ou micro-ondes de manière efficace. Les GIS offrent des avantages considérables en termes de miniaturisation, de faible perte de signal et de performances élevées, ce qui en fait un choix précieux dans les systèmes de télécommunication modernes

Nous avons entamé un projet de recherche qui vise principalement la modélisation électromagnétique d'un filtre passe-bande à base de la technique DMS, en vue d'être utilisés dans les systèmes de télécommunications spatiales. Pour atteindre nos objectifs, nous avons proposé des nouvelles technologies opérants dans le domaine C, notre mémoire sera organisé en trois chapitres et de la façon suivante :

Dans le premier chapitre nous allons introduire par quelques notions sur les filtres hyperfréquences micro-ondes. Nous avons présente en fin de ce chapitre la description des technologies planaires.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation détaillé de la technologie SIW (Substrat Integrated Waveguide), nous avons présente les différentes structures des filtres SIW , principe de fonctionnement et leurs avantages ainsi que leurs les différentes topologies. En fin une description des guides d'ondes et des exemples sur les circuits.

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception d'un filtre passe-bande basé sur Technologie SIW-DMS fonctionnant dans la bande C à l'aide du simulateur HFSS. Pour obtenir des résultats satisfaisants en termes d'adaptation, notre travail s'effectuera à l'aide d'une étude paramétrique.

Ce projet de fin de cycle sera enfin clôturé par une conclusion générale et des références bibliographiques.

INTRODUCTION

Un filtre est utilisé dans les systèmes de communication pour sélectionner les signaux souhaités. La fonction de filtrage est la conséquence du phénomène de résonance à une fréquence fixe. En associant plusieurs résonateurs une réjection plus importante est obtenue hors de la bande passante du filtre. Les filtres sont utilisés dans une vaste gamme d'applications en particulier dans les chaînes de transmission et de réception des satellites de télécommunication [1].

Dans ce chapitre, nous présentons les filtres en général, puis nous montrons leur évolution historique, et mettons en évidence leurs applications et leurs caractéristiques dans le domaine des systèmes électroniques et de télécommunications, en passant par leurs types, en plus de quelques exemples et équations présentant ses avantages et ses inconvénients.

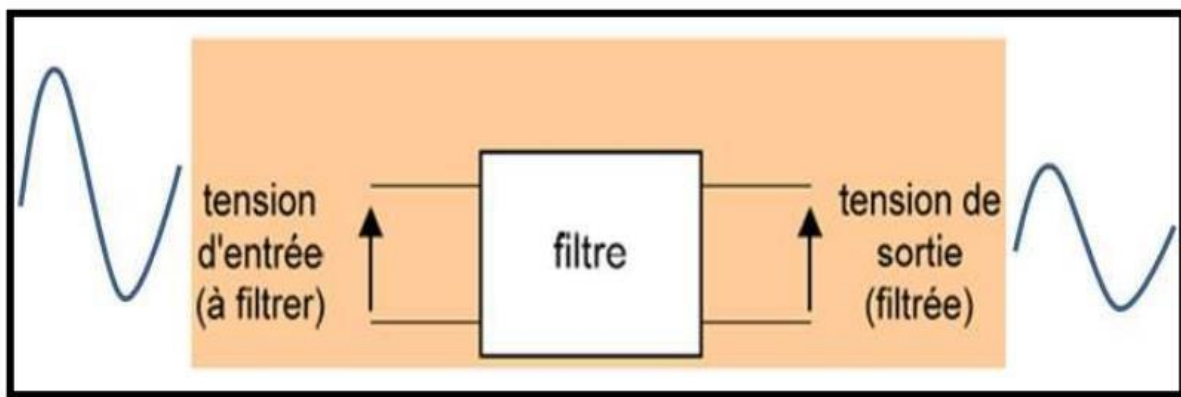


Figure I.1: Schéma de filtre simplifié

I .1.1.La théorie des filtres :

La théorie des filtres électroniques se base sur leur capacité à sélectionner des bandes de fréquences spécifiques tout en atténuant d'autres. Ces composants jouent un rôle crucial dans de nombreuses applications, des télécommunications à l'audio et à la vidéo, en permettant de contrôler le spectre des signaux électriques.

Les caractéristiques clés des filtres comprennent le facteur de qualité (Q), qui mesure leur sélectivité, la bande passante, qui définit la plage de fréquences autorisées, et les pertes, qui indiquent l'atténuation du signal. La théorie des filtres peut impliquer la conception de filtres à partir de résonateurs interconnectés, avec des couplages pour obtenir le comportement de filtrage souhaité.

I.1.2.Catégorie des filtres :

Les filtres peuvent être divisés en deux grandes catégories principales :

Filtres passifs : Ces filtres sont composés d'éléments passifs tels que des selfs, des résistances et des capacités. Ils exploitent les propriétés électriques de ces composants pour atténuer ou laisser passer certaines fréquences. Les filtres passifs sont largement utilisés dans de nombreux domaines de l'électronique et des télécommunications.

Filtres actifs : Ces filtres sont composés à la fois d'éléments actifs tels que des amplificateurs, des opérationnels, des transistors, etc., et de réseaux passifs. Les éléments actifs permettent d'amplifier ou de modifier le signal, tandis que les réseaux passifs fournissent les éléments de filtrage. Les filtres actifs offrent une plus grande flexibilité dans la conception et permettent une meilleure sélectivité et un contrôle plus précis des caractéristiques du filtre [2].

I.1.3 Filtre idéal et filtre réel :

La réalisation d'un filtre nécessite de connaître le spectre des fréquences composant le signal utile, le filtre idéal transmettra toutes les composantes du spectre sans déformation en éliminant complètement les signaux indésirables.[2]

En pratique, nous ne pouvons pas réaliser des filtres répondant aux courbes idéales mais il est possible de les rapprocher en admettant trois imperfections :

- L'atténuation en bande passante n'est pas nulle
- L'atténuation en bande coupée représente une valeur infinie
- La transition entre les bandes passante et les bandes coupées ne se fait pas d'une manière brusque mais d'une manière progressive.

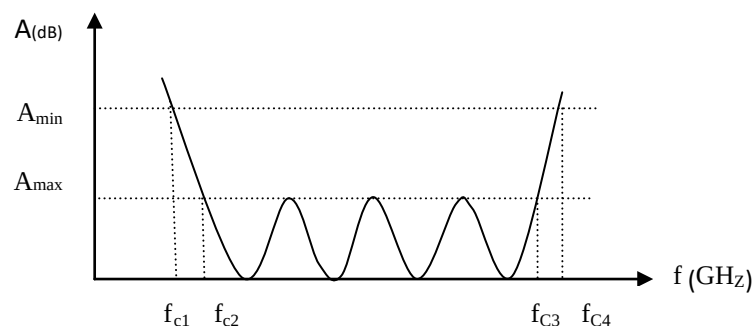


Figure I.2 : Réponse d'un filtre passe bande réelle

I.1.4 Grandeur du gabarit d'un filtre :

En effet, pour les filtres passe-bande (ou coupe-bande), la définition nécessite l'utilisation de quatre fréquences et deux atténuations en raison de leur symétrie par rapport à la fréquence centrale.

Les quatre fréquences utilisées sont les suivantes :

fc1 : la fréquence de coupure inférieure du filtre, qui détermine la limite inférieure de la bande passante ou de la bande atténuée.

fc2 : la fréquence de coupure supérieure du filtre, qui détermine la limite supérieure de la bande passante ou de la bande atténuée.

fc3 : la fréquence de coupure inférieure du filtre, qui est la fréquence à laquelle le filtre commence à atténuer le signal (dans le cas d'un filtre passe-bande) ou à laquelle le filtre commence à transmettre le signal (dans le cas d'un filtre coupe-bande).

fc4 : la fréquence de coupure supérieure du filtre, qui est la fréquence à laquelle le filtre atteint son niveau d'atténuation maximal (dans le cas d'un filtre passe-bande) ou à laquelle le filtre cesse d'atténuer le signal (dans le cas d'un filtre coupe-bande).

Les deux atténuations utilisées sont les suivantes :

Amax : l'atténuation maximale admissible dans la bande passante du filtre (pour un filtre passe-bande) ou en dehors de la bande atténuée (pour un filtre coupe-bande).

Amin : l'atténuation minimale admissible dans la bande passante du filtre (pour un filtre passe-bande) ou en dehors de la bande atténuée (pour un filtre coupe-bande).

En connaissant ces six grandeurs (f_{s1} , f_{s2} , f_{c1} , f_{c2} , A_{max} , A_{min}), on peut définir complètement le comportement du filtre passe-bande ou coupe-bande et concevoir sa réponse en fréquence correspondante. Ces filtres vérifient la relation :

$$f_{c1} \cdot f_{c2} = f_{c3} \cdot f_{c4} = f_0^2 \quad (\text{I. 1})$$

F_0 : étant la fréquence centrale du filtre.

I.2.1. Utilisation des filtres électriques :

Les filtres électriques sont largement utilisés dans divers domaines. Voici quelques exemples d'applications : Dans le domaine des communications radio, les filtres sont utilisés dans les récepteurs pour sélectionner une bande de fréquences spécifique, en éliminant les signaux indésirables situés en dehors de cette bande.

Les filtres de modulation et de démodulation jouent un rôle essentiel dans les systèmes de transmission. Ils permettent de limiter le spectre des fréquences émises lors de la modulation du signal, afin de ne pas encombrer le support de transmission. De même, lors de la réception, ces filtres ne laissent passer que la bande de fréquences correspondant au signal émis, en rejetant les autres fréquences indésirables.

Les filtres d'analyse spectrale sont utilisés pour étudier et analyser les caractéristiques d'un signal noyé dans le bruit. Ils peuvent prendre la forme de filtres en peigne, qui laissent passer des bandes très étroites de fréquences pour une analyse plus précise.

Dans les applications où la qualité du signal est cruciale, tels que les systèmes de traitement du signal et de l'imagerie médicale, les filtres sont utilisés pour améliorer le rapport signal/bruit. En connaissant les fréquences du signal d'intérêt, un filtre approprié peut être utilisé pour atténuer le bruit et améliorer la qualité du signal

I.2.2. Les Caractéristiques d'un Filtre:

- Filtre de bassel ou filtre de Thompson, offre un délai constant en bande passante.
- Filtre de Butterworth—gain aussi constant que possible dans la bande passante
- Filtre de Tchebychev— meilleure sélectivité que le filtre de Buttherworth, mais ondulation soit dans la bande passante, soit dans la bande rejetée, soit dans les deux (filtre elliptique).

Filtre de Legendre conçu pour une atténuation strictement monotone (pas d'ondulation) et une raideur maximale au voisinage de la fréquence de coupure des méthodes évitent ou simplifient les calculs pour approcher le fonctionnement des filtre: diagramme de Bode pour évaluer la réponse en fréquence, diagramme de Nyquist pour vérifier la stabilité.

I.2.3. Ordre des Filtres :

Les filtres électriques peuvent être caractérisés par leur ordre, qui correspond au nombre d'éléments réactifs indépendants les composant. L'ordre d'un filtre est également lié à l'équation de sa fonction de transfert. En électronique analogique, plus l'ordre du filtre est élevé, plus la pente de transition entre les régions d'atténuation et d'amplification est raide.

Un filtre du premier ordre, qui est composé d'une seule cellule réactive, présente une pente maximale de 6 dB/octave. Cela signifie que l'atténuation du filtre par rapport à la fréquence de coupure augmente de 6 décibels par octave.

En général, les filtres d'ordre supérieur offrent une meilleure sélectivité et une plus grande capacité d'atténuation des fréquences indésirables. La pente de transition d'un filtre augmente généralement de 6 dB/octave pour chaque ordre supplémentaire. Par conséquent, un filtre du deuxième ordre présente une pente maximale de 12 dB/octave, un filtre du troisième ordre présente une pente maximale de 18 dB/octave, et ainsi de suite

I.2.4. Facteur De Qualité:

Le facteur de qualité décrit la capacité d'un filtre à sélectionner une fréquence. Il représente le rapport de la largeur de la bande passante à la fréquence centrale. La bande passante est celle entre la fréquence pour lesquelles la puissance du signal est divisée par deux, par rapport au maximum.

Soit un filtre de fréquence centrale f_0 ses fréquences de coupure (définies comme celles où le niveau diffère de 3dB de celui de la fréquence centrale) f_1 et f_2

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (I.2)$$

La réponse pulsionnelle, le facteur de qualité Q exprime l'amortissement de la réponse. Plus Q est élevé, plus la sortie aura d'oscillations après l'impulsion sur l'entrée.

I.2.5. Le Rôle Du Filtre :

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

I.3. Définition Du Filtrage :

Le filtrage est le processus par lequel on élimine certaines fréquences ou bandes de fréquences d'un signal, ou inversement, on favorise certaines fréquences ou bandes de fréquences. En d'autres termes, il s'agit de modifier les composantes spectrales d'un signal électrique.[3]

On peut classer les filtres en quatre familles en fonction de la manière dont ils influencent les composantes spectrales d'un signal dans une bande de fréquences :

- Les filtres passe-bas qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence, appelée fréquence de coupure.
- Les filtres passe-haut qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure.
- Les filtres passe-bande qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limitent f_1 et f_2 .
- Les filtres coupe-bande qui représente des filtres duaux des filtres passe bande.

I.4. Caractéristiques des filtres passe-bande :

I.4.1 Fréquence centrale f_c :

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.

$$f_c = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} \quad (I. 3)$$

Pour un filtre passe-bande, l'amplitude de la fonction de transfert est maximale à la Fréquence centrale.

I.4.2. Largeur de bande β :

C'est la largeur de la bande passante.

I.4.3 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.

I.4.4 .Filtre coupe-bande :

Un filtre coupe-bande aussi appelé filtre éjecteur de bande c'est un filtre qui empêche le passage d'un intervalle de fréquences, composé d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas, La bande passante $BP = [0, f_{c1}] \cup [f_{c2}, \infty]$.

I.5. Caractéristiques de base d'un filtre :

On présente ici certaines caractéristiques de base des filtres. Pour accomplir ceci, on se sert de la fonction de transfert du circuit, où on considère l'entrée et la sortie comme étant des tensions.

I.5.1.1. Bande passante :

C'est l'étendue des fréquences entre lesquelles un signal à l'entrée passe à la sortie.

I.5.1.2 Bande atténuée :

C'est l'étendue de fréquences où l'amplitude d'un signal est atténuée de sorte qu'il n'apparaît pas à la sortie.

I.5.1.3. Fréquence de coupure:

Les points de limite de bande passante et d'arrêt dans le filtre Les caractéristiques de transmission sont définies par la fréquence de coupure. Le -3dB a Coupé les fréquences choisies sont 3.1GHz et 10.6 GHz

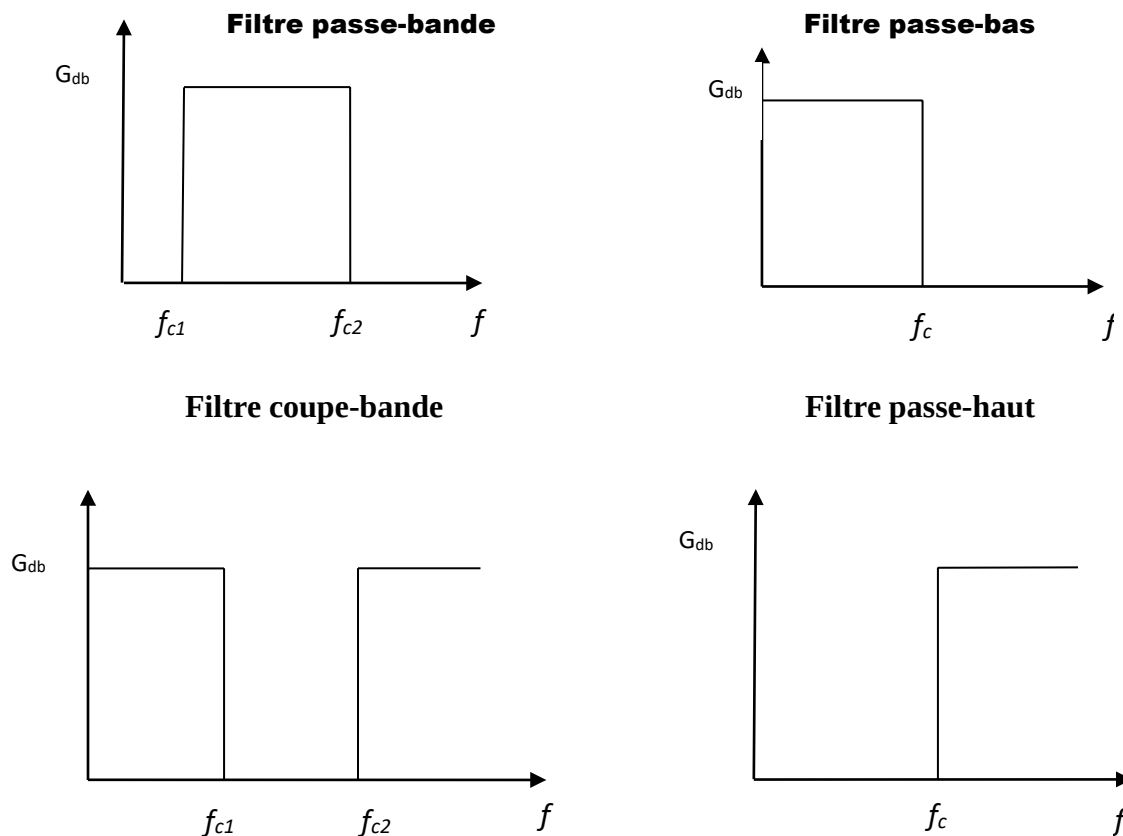


Figure I.3.: Gabarit des filtres idéaux

I.5.1.4. Les Fonctions De Filtrage:

Les fonctions de filtrage sont des lois mathématiques qui décrivent la caractéristique d'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence. Elles sont utilisées pour concevoir et réaliser des filtres avec des performances spécifiques. Voici quelques approximations couramment utilisées pour les fonctions de filtrage :

- approximation de Butterworth (maximally flat)
- L'approximation de Tchebychev (equalripple) et tchebycheff généralisé
- L'approximation de Cauer ou elliptique et quasi-elliptique
- L'approximation de Bessel ou phase linéaire [3]

I.5.2.1. L'approximation de Butterworth :

L'approximation de Butterworth est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB):

$$\alpha(dB) = 10 \log_{10} \left| 1 + \left(\frac{w}{w_c} \right)^{2n} \right| \quad (I. 4)$$

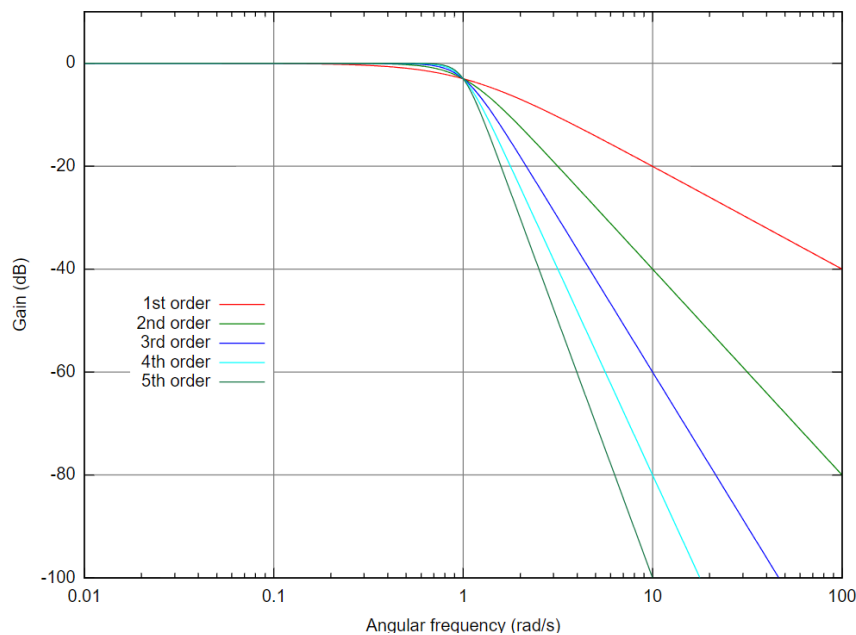


Figure I.4: Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour Différents ordres n.

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.6902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

Tableau I.1 : Paramètres g_i en fonction de l'ordre n pour un filtre de type Butterworth.

($g_0=1.0$, $\omega_c=1$, $A_{\max}=3.01\text{dB}$ pour ω_c).

I.5.2.2.L'approximation de Tchebychev:

L'approximation de Tchebychev est définie par la fonction d'atténuation suivante (en f_B):

$$\alpha(\text{dB}) = 10 \log_{10} [1 + \varepsilon^2 T_n^2(\frac{w}{w_c})] \quad (\text{I. 5})$$

Avec : T_n est le polynome de Tchebychev défini par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos(x)) & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \arg \cosh(x)) & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (\text{I. 6})$$

Et ε est définie par le choix du niveau d'ondulation r par :

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{r}{10^{10} - 1}} \quad (\text{I.7})$$

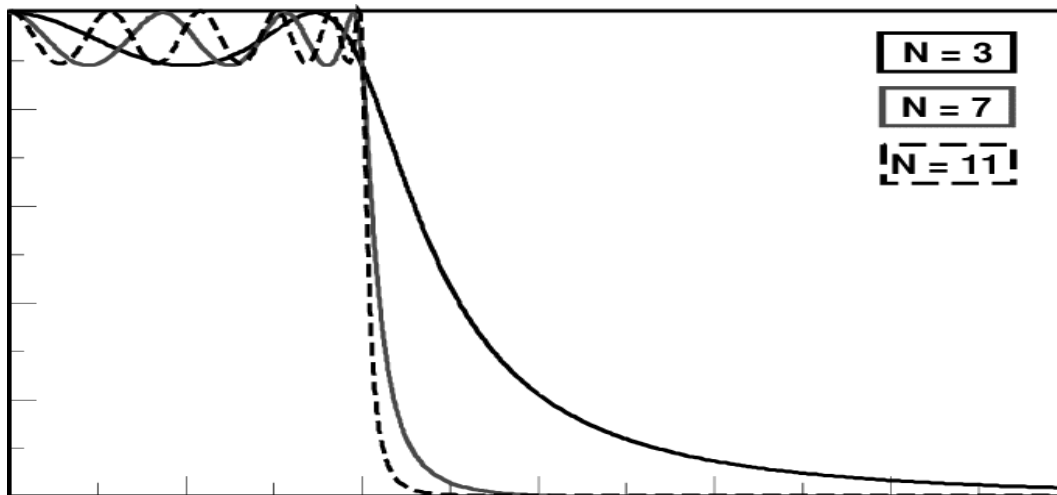


Figure I.5: Réponse de la fonction Tchebychev pour différents ordres n

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

Tableau I.2: Paramètres g_i en fonction de l'ordre n pour un filtre de type Tchebychev.

($g_0=1.0$, $\omega_c=1$, $A_{\max}=3.01\text{dB}$ pour ω_c).

I.5.2.3. L'approximation de cauer ou Elliptique :

L'approximation d'Elliptique, également connue sous le nom d'approximation de Cauer, présente une caractéristique d'équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée d'un filtre. Cela signifie que les variations d'amplitude sont équivalentes dans ces deux régions. De plus, cette approximation possède des zéros de transmission dans sa réponse

électrique, ce qui lui permet d'obtenir une bonne sélectivité malgré un ordre de filtre relativement faible. La fonction d'atténuation d'un filtre elliptique est définie par l'équation (I.8) :

$$a(\text{dB}) = 10 \log_{10}[1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)] \quad (\text{I.8})$$

Dans cette équation, la fonction C_n est une fonction elliptique d'ordre n , et ε est un paramètre qui détermine l'amplitude des ondulations dans la bande passante par rapport à la pulsation de coupure ω_c

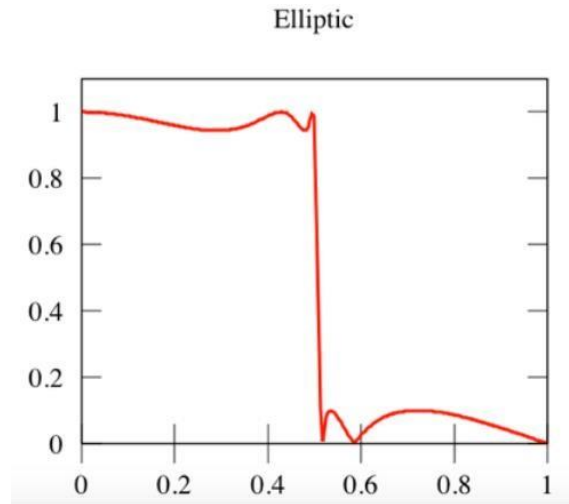


Figure I.6 Réponse du prototype passe bas elliptique

I.5.2.4. Calcul des paramètres g_i :

Cas des filtres de Butterworth : [4]

$$g_i = 2 \sin \left[\frac{(2i-1)}{2n} \pi \right] \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{I. 9})$$

Cas des filtres de Tchebychev [I.8]:

$$g_i = \begin{cases} \frac{4a_i}{y} & \text{pour } i = 1 \\ \frac{4a_{i-1}a_i}{b_{i-1}g_{i-1}} & \text{pour } i = 2, 3, \dots, n \end{cases} \quad (\text{I. 10})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} a_i = \sin \left[\frac{(2i-1)}{2n} \pi \right] \\ b_i = y^2 + \sin^2 \left(\frac{\pi}{n} \right) \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{I. 11})$$

$$\gamma = \sinh \left[\frac{\ln[\cotg(\frac{A_{max}}{17.37})]}{2n} \right] \quad (I. 12)$$

Où : n est l'ordre du filtre

I.5.2.5. Gabarit d'un filtre

Plus un filtre se rapproche du filtre idéal, plus les bandes de transition deviennent raides (A_{max} faible A_{min} élevée) et plus il nécessite de composants.

Donc la réalisation d'un filtre consiste à rechercher un compromis performances- nombre de composants. Pour parvenir à ce but on définit un gabarit à l'intérieur duquel, la courbe d'affaiblissement doit se situer. [5]

I.6.1. Généralités sur les filtres passe bande :

Un filtre passe-bande est caractérisé par sa capacité à laisser passer une gamme spécifique de fréquences, appelée bande passante, centrée autour d'une fréquence centrale, f_0 . Il présente également deux bandes atténuées de part et d'autre de la bande passante. Les principales caractéristiques électriques qui définissent son fonctionnement sont :

1. .Fréquence centrale (f_0) : La fréquence au centre de la bande passante.
2. .Largeur de bande : La plage de fréquences sur laquelle le filtre permet un passage significatif du signal.
3. Niveau de rejet des bandes atténuées : L'atténuation des fréquences situées en dehors de la bande passante.
4. Pertes d'insertion : L'affaiblissement du signal à travers le filtre dans la bande passante.
5. Planéité : La variation maximale autorisée de l'amplitude du signal à travers la bande passante.

Ces spécifications sont définies dans un gabarit électrique, qui établit les caractéristiques de réponse que le filtre doit respecter. Les paramètres couramment utilisés pour mesurer les performances électriques d'un filtre passe-bande sont les pertes d'insertion et de retour dans la bande passante, l'atténuation de la bande rejetée et la planéité. La figure (II.6) illustre la réponse en fréquence d'un filtre passe-bande, son gabarit électrique et ses caractéristiques électriques.

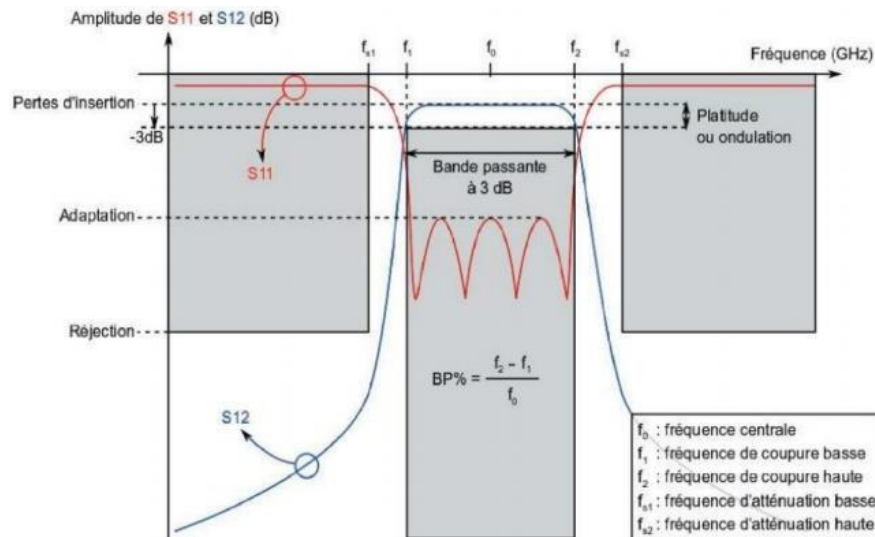


Figure I.7 Réponse en fréquence d'un filtre passe-bande [6]

I. 6.2. Synthèse de filtre passe-bande :

La méthode de synthèse d'un filtre passe-bande consiste à déterminer dans un premier temps, le prototype passe-bas équivalent au filtre que l'on désire synthétiser. On commence par le choix de topologie qui dépend des propriétés électriques et des caractéristiques réunies dans un cahier de charge, telles que : la fréquence centrale, largeur de bande, pertes d'insertion. Ensuite, il faut choisir le type de réponse de filtre (Tchebychev, Butterworth, elliptique ou pseudo-elliptique). [6]

I. 6.3. Transposition en impédance

Comme le prototype passe bas est normalisé par rapport à l'impédance et en fréquence pour tous ses éléments g_k , on doit dénormaliser ses éléments. La dénormalisation en impédance se fait tout simplement en multipliant les g_k représentant les selfs en série par la résistance de charge g_0 et en divisant les g_k représentant des capacités parallèles par g_0 . Cette dénormalisation en impédance est illustrée par la figure 1.8

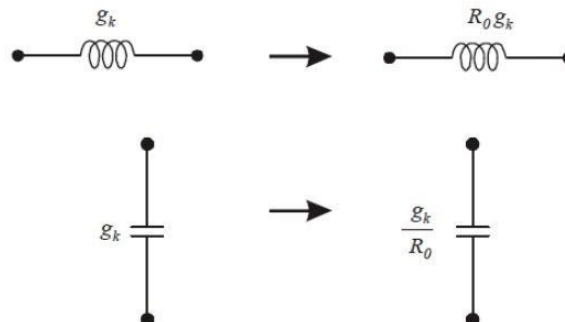


Figure I.8: Transformation en impédance

Pour pouvoir créer des filtres passe haut, passe bande ou coupe bande à partir du prototype passe bas, on doit effectuer la transformation de fréquence.

Pour réaliser la transformation d'un filtre passe-bas en un filtre passe-bande, les paramètres du gabarit doivent être convertis en termes de pulsations. Les caractéristiques du gabarit d'un filtre passe-bande sont définies par :

Pulsation centrale (ω_0) : Il s'agit de la pulsation autour de laquelle la bande passante est centrée. Elle correspond à la fréquence centrale f_0 convertie en pulsation.

Pulsation de coupure basse (ω_{c1}) : C'est la pulsation à laquelle le filtre commence à atténuer les fréquences en dessous de la bande passante.

Pulsation de coupure haute (ω_{c2}) : C'est la pulsation à laquelle le filtre commence à atténuer les fréquences au-dessus de la bande passante

Soit

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}} \quad (I. 13)$$

$$\Delta = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_0} \quad (I. 14)$$

Où Δ est la largeur relative de la bande passante. La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-bande (ω') est définie par :

$$\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega_0}{\omega'} - \frac{\omega'}{\omega_0} \right) \quad (I. 15)$$

L'obtention du filtre passe-bande à partir du prototype passe-bas se fait en deux étapes. Premièrement, les inductances en série doivent être remplacées par un circuit résonant LC en série, avec les valeurs des éléments définies comme suit :

$$C'_i = \frac{\Delta}{\omega_0 g_i Z_0} \quad (I. 16)$$

$$L'_i = \frac{g_i Z_0}{\Delta \omega_0} \quad (I. 17)$$

La deuxième étape consiste à remplacer les capacités en parallèles par un circuit résonant parallèle, dont les valeurs sont les suivantes :

$$C'_i = \frac{g_i}{\Delta \omega_0 Z_0} \quad (I. 18)$$

$$L'_i = \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_i} \quad (\text{I. 19})$$

Cette transformation en fréquence du filtre passe-bas vers le filtre passe-bande est résumée par la figure I.9 pour le cas d'un filtre d'ordre 3.

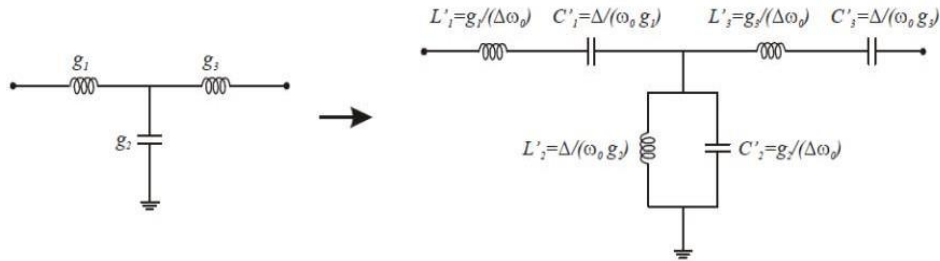


Figure I.9: Transformation passe-bas → passe-bande.

I. 6.4. Transformation en fréquence : passe-bas → passe-haut :

La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-haut (ω') est définie par:

$$\omega \rightarrow -\frac{\omega_0}{\omega'} \quad (\text{I. 20})$$

Dans ces conditions le prototype passe-haut se déduit facilement de celui du passe-bas. Pour cela, il faut remplacer chaque self par une capacité et réciproquement. Soient les capacités C_i et inductances L_i du prototype passe-bas, alors les valeurs (dénormalisées en fréquence) pour les capacités C'_i et inductances L'_i du filtre passe-haut sont calculées par : [7]

$$C'_i = \frac{1}{\omega_c L_i} = \frac{1}{\omega_c g_i} \quad (\text{I. 21})$$

$$L'_i = \frac{1}{\omega_c C_i} = \frac{1}{\omega_c g_i} \quad (\text{I. 22})$$

Cette transformation est illustrée dans la figure I.10 :

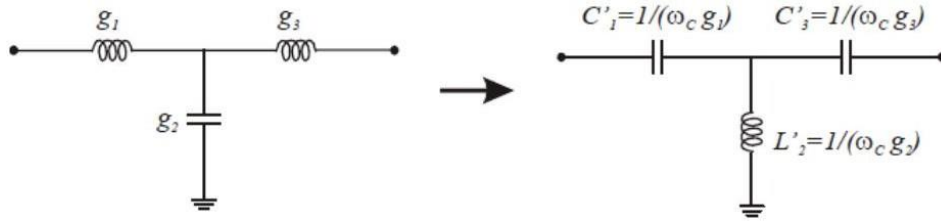


Figure.I.10 Transformation passe-bas →passe-haut.

I. 6.4. Transformation en fréquence : passe-bas →coupe-bande :

Pour le cas de la transformation en fréquence pour le filtre coupe-bande, nous utilisons la transformation suivante :

$$\omega \rightarrow -\Delta \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'} \right)^{-1} \quad (\text{I. 23})$$

Il suffit alors pour obtenir le filtre coupe-bande, de faire l'inverse du cas du filtre passe-bande, où il faut remplacer les inductances par le circuit LC parallèle défini par :

$$C'_i = \frac{1}{\Delta L_i \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_i \omega_0} \quad (\text{I. 24})$$

$$L'_i = \frac{\Delta L_i}{\omega_0} = \frac{\Delta g_i}{\omega_0} \quad (\text{I. 25})$$

Et remplacer les capacités par le circuit LC série défini par :

$$C'_i = \frac{\Delta C_i}{\omega_0} = \frac{\Delta g_i}{\omega_0} \quad (\text{I. 26})$$

$$L'_i = \frac{1}{\Delta C_i \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_i \omega_0} \quad (\text{I. 27})$$

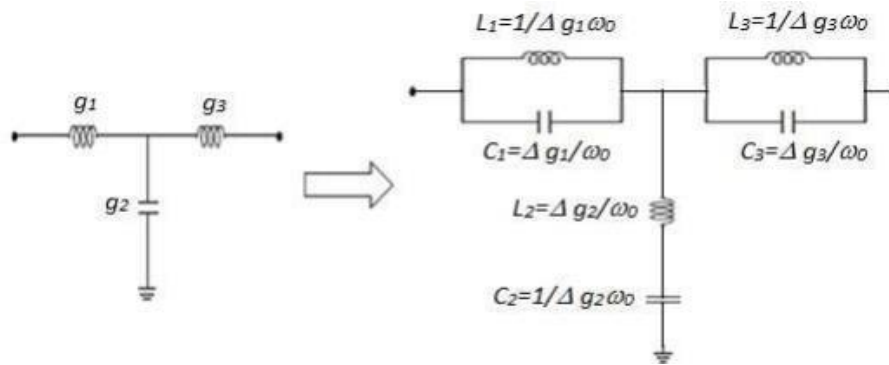


Figure I.11 : Transformation passe-bas → coupe-bande.

I. 6.5. Calcul du degré de filtre passe-bande de Tchebychev :

Le nombre d'ondulation (ordre du filtre) est le nombre de cellules, ce nombre est donné par l'approximation de Tchebychev

$$N \geq \frac{10 \log_{10} \left(10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1 \right) \log_{10} \left(10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1 \right) + 0.6}{0.6 + 2 \cdot \log \left(\frac{F_{c2} - F_{c1}}{F_{s2} - F_{s1}} \right)} \quad (\text{I. 28})$$

I. 7. Différentes technologies de filtres passifs :

Il existe différentes technologies de filtres passifs hyperfréquences qui ne nécessitent pas de source d'alimentation pour fonctionner.

Voici une brève description des avantages et de inconvénients de chacune de ces technologies

Filtres LC (Inductance-Capacité) : Les filtres LC sont largement utilisés en raison de leur simplicité de conception et de leur faible coût. Ils sont capables de fournir des niveaux élevés de réjection des fréquences indésirables. Cependant, ils peuvent présenter des pertes d'insertion plus élevées et sont généralement limités en termes de sélectivité.

Filtres Céramiques : Les filtres céramiques sont compacts et offrent une bonne sélectivité ainsi qu'une stabilité thermique élevée. Ils sont souvent utilisés dans des applications nécessitant une petite taille et une haute performance. Cependant, leur bande passante peut être limitée et leur réjection des fréquences indésirables peut être moins élevée que celle d'autres technologies

Filtres Quartz : Les filtres à quartz offrent une excellente stabilité en fréquence, une faible perte d'insertion et une large bande passante. Ils sont couramment utilisés dans les applications nécessitant une haute sélectivité et une précision de fréquence élevée. Cependant, Ils peuvent être coûteux à fabriquer et sont généralement plus volumineux que d'autres technologies.

Filtres à Cavité : Les filtres à cavité sont utilisés dans les applications nécessitant une réjection élevée des fréquences indésirables et une sélectivité élevée. Ils offrent de bonnes performances en termes de perte d'insertion et de puissance manipulable. Cependant, ils sont plus volumineux et plus coûteux que d'autres technologies de filtres passifs.

Filtres à Ondes Acoustiques de Surface (SAW) :

Les filtres SAW offrent une petite taille, une faible perte d'insertion et une bonne sélectivité. Ils sont souvent utilisés dans les applications mobiles et sans fil en raison de leur faible consommation d'énergie. Cependant, leur bande passante peut être limitée et leur réjection des fréquences indésirables peut être moins élevée que celle d'autres technologies.

Le choix de la technologie d'implémentation d'un filtre passif dépend des besoins spécifiques du système dans lequel il sera utilisé, tels que l'application cible, la fréquence de travail, la réjection et les sélectivités requises, ainsi que des contraintes de taille de coût et de puissance.

I.8.1.1. Les guides d'ondes :

Un guide d'ondes est une ligne de transmission employée pour guider l'énergie électromagnétique d'un point (générateur) à un autre (charge) utilisée dans les installations de communication par micro-ondes, de radiodiffusion et de radar. Un guide d'ondes est constitué d'un tube ou d'un tuyau métallique rectangulaire ou cylindrique... En mode TE, les lignes de flux électriques sont perpendiculaires à l'axe du guide d'ondes. Nous pouvons distinguer deux grandes familles de technologie de fabrication des guides d'ondes : la technologie volumique et la technologie planaire.[8]

I.8.1.2 Les types des guides d'ondes :

On distingue deux types de guides d'ondes :

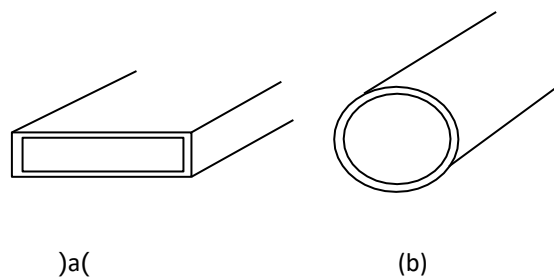


Figure I.12 : Exemple des guides d'onde. (a) guide d'onde rectangulaire, (b) guide d'onde circulaire

I.8.1.3 Guide d'ondes rectangulaire:

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

Le guide rectangulaire est un guide ayant un seul conducteur, et donc il ne peut pas supporter de mode TEM. Les modes TE et TM ayant des fréquences de coupure, ce type de guide a une fréquence minimale d'opérations.[9]

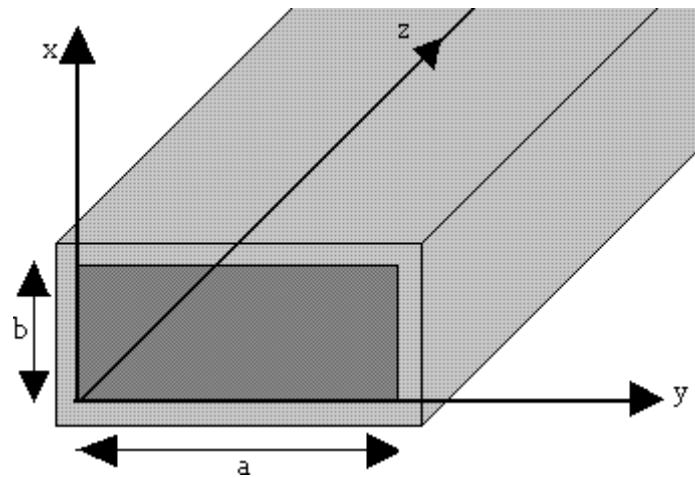


Figure I.13 : Guide d'onde a section rectangulaire.

I.8.1.4 Les guides d'ondes circulaires :

La figure I.14 représente un guide d'ondes circulaire. Les modes se propageant à travers ce type de guide peuvent être le mode *TE* ou le mode *TM*. Le mode de fonctionnement est le même du guide rectangulaire.[10]

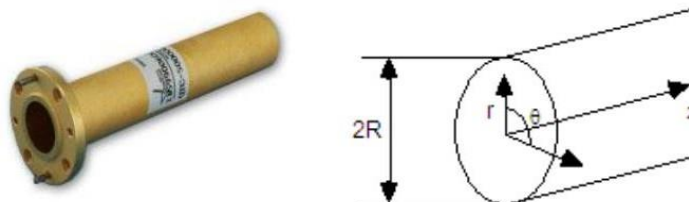


Figure I.14 : Guide d'onde circulaire.

I.8.2 Définition de technologies planaires :

Les technologies planaires consistent à utiliser un substrat qui se présente sous la forme d'une plaque de diélectrique et des fines couches métalliques déposées sur l'une ou les deux faces du substrat. Le circuit en entier peut être produit en grand nombre à faible coût par photolithographie. Les critères de choix du substrat sont principalement les caractéristiques électriques du diélectrique (tangente de perte et permittivité), les caractéristiques thermiques et mécaniques (conductivité thermique, coefficient de dilatation thermique), le coût et la technologie de fabrication utilisée (procédé de dépôt des couches métalliques).[11]

I.8.2.1 La ligne coplanaire :

La structure de la ligne coplanaire est un type de guide d'onde utilisée pour les circuits intégrés. La ligne d'onde coplanaire représentée sur la figure (I.15), a une ligne de bande centrale séparée de deux plans de masse par deux intervalles. Cette technologie présente plus de flexibilité dans la conception en ajustant les espaces à la largeur de la ligne de signal. De plus, tous les conducteurs sont situés sur la même couche et les connexions à la terre par des trous traversant sont éliminées.[11]

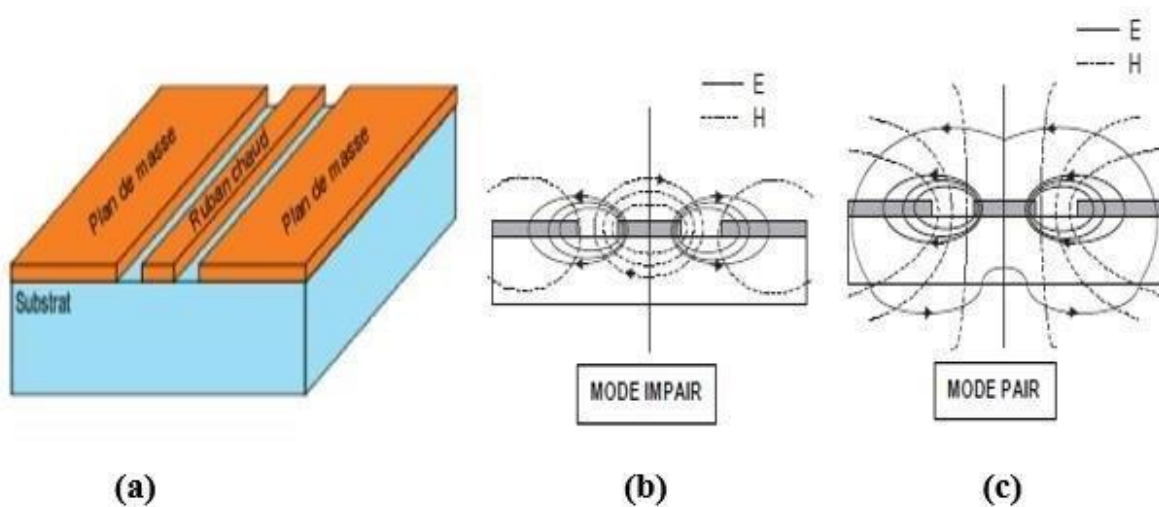


Figure I.15: Ligne coplanaire et ses lignes de champs

I.8.2.2 La ligne tri-plaque :

La ligne tri-plaque consiste à utiliser un ruban métallique noyé dans un substrat dont les deux faces ont été métallisées (Figure I.16). Cette technologie tri-plaque peut être symétrique (la ligne de transmission est située à égale distance des deux plan de masse) ou asymétrique (le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre). Cette technologie permet de réaliser des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure. Comme dans le cas de la technologie coplanaire[11].

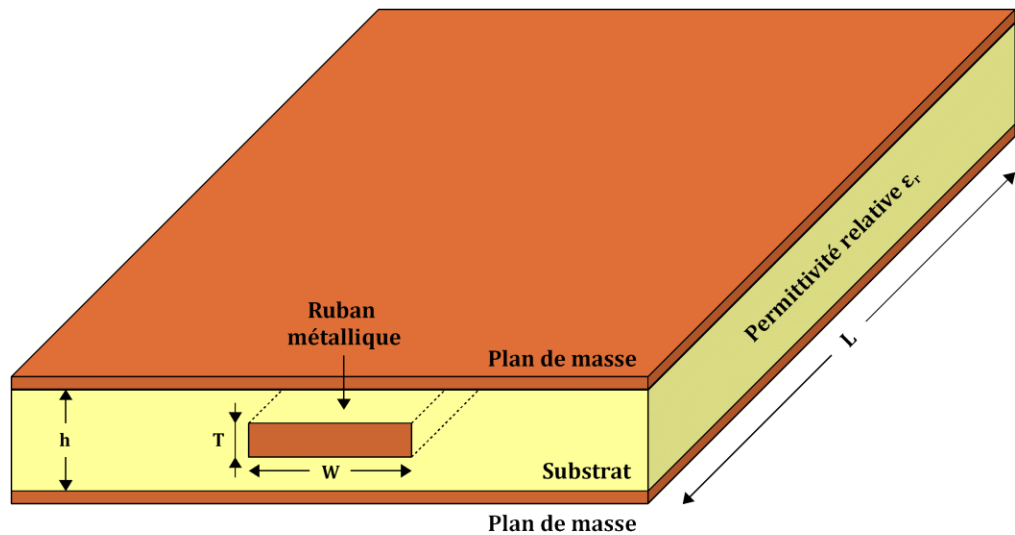


Figure I.16: Ligne tri-plaque

I.8.2.3. La ligne micro-ruban :

La ligne micro ruban comporte un substrat diélectrique métallisé sur toute sa largeur en face inférieure et couvert d'une bande métallique étroite en face supérieure. La géométrie d'une ligne micro ruban est illustrée par la figure (I.17) [11] .

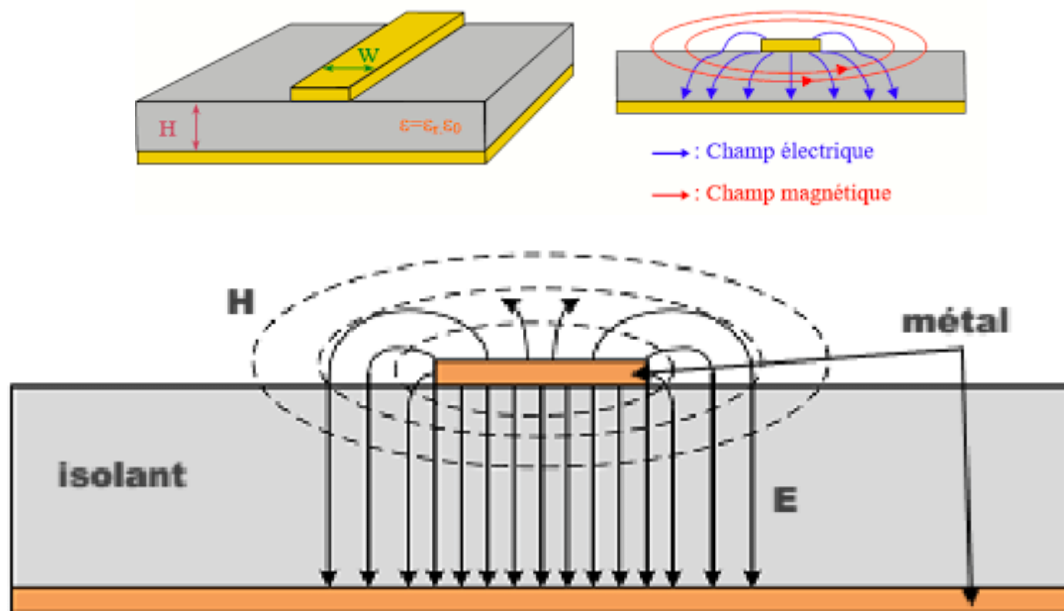


Figure I.17 : Ligne micro-ruban et ses lignes de champs

Tableau. I. 3 : Comparaison des lignes de transmission et des guides d'ondes les plus utilisées.

Caractéristique	 Ligne coaxiale	 Guide d'onde rectangulaire	 Guide d'onde SIW	 Ligne bande outriplaque	 Ligne microruban	 Ligne coplanaire
Mode de propagation le plus utilisé	TEM	TE ₁₀	TE ₁₀	TEM	Quasi-TEM	CPW/ Quasi-TEM
Dispersion de mode	Très faible	Moyenne	Basse	Très faible	Basse	Moyenne
Largeur de bande	Haute	Basse	Haute	Haute	Haute	Moyenne
Tenue en puissance	Moyenne	Haute	Moyenne	Basse	Basse	Faible
Taille physique	Haute	Très haute	Moyenne	Moyenne	Basse	Moyenne
Facilité de fabrication	Moyenne	Moyenne	Très basse	Basse	Très basse	Très Basse
Intégration avec les composants	Faible	Faible	Haute	Moyenne	Haute	Haute

II.8.3 Définition de technologie volumique:

La technologie volumique est l'une des méthodes les plus anciennes utilisées pour la réalisation de filtres hyperfréquences. Elle repose sur l'utilisation d'une onde stationnaire se propageant à l'intérieur d'une cavité, qui agit comme un résonateur.



Figure I.18: Topologie d'un guide d'ondes rectangulaire

I.9 Résonateurs :

Les résonateurs hyperfréquences sont des composants clés dans de nombreuses applications à haute fréquence. Ils permettent de réaliser des fonctions de filtrage, d'oscillation, de mesure de fréquence et d'amplification. Ces résonateurs sont basés sur les principes des circuits résonants RLC série et parallèle, mais sont adaptés pour fonctionner efficacement dans les domaines de fréquences plus élevées propres aux hyperfréquences.

I.9.1 Circuits résonants Série et Parallèle :

A la résonance, un circuit hyperfréquences peut généralement être modélisé par un circuit RLC série ou parallèle. Les propriétés de base de ce type de circuit est étudié ici.

I.9.1.1. Circuit Résonant Série :

L'impédance d'entrée de ce circuit est :

$$Z_{in} = R + jX(\omega) \text{ ou } X(\omega) = \omega \cdot L - \frac{1}{\omega C} \quad (\text{I. 29})$$

et la puissance complexe fournie au résonateur est :

$$P_{in} = \frac{1}{2} V \cdot I = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} Z_{in} \left| \frac{V}{Z_{in}} \right|^2 \quad (\text{I. 30})$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 \left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right) \quad (\text{I. 31})$$

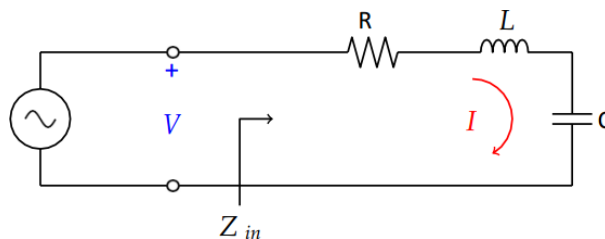


Figure I.19 : Circuit RLC série

La puissance dissipée par la résistance est :

$$P_{pertes} = \frac{1}{2} R |I|^2 \quad (\text{I. 32})$$

et l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance est :

$$w_m = \frac{1}{4} L |I|^2 \quad (\text{I. 33})$$

et l'énergie électrique emmagasinée dans la capacitance est :

$$w_e = \frac{1}{4} C |V_c|^2 = \frac{1}{4} \frac{1}{\omega^2 C} |I|^2 \quad (\text{I. 34})$$

Où V_c est la tension aux bornes du condensateur. L'équation de la puissance complexe peut alors être réécrite :

$$P_{in} = \frac{1}{2} V \cdot I^* = \frac{1}{2} Z_{in} \cdot |I|^2 \quad (\text{I. 35})$$

$$P_{in} = P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (\text{I. 36})$$

Et l'impédance d'entrée devient :

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e)}{0.5|I|^2} \quad (\text{I. 37})$$

La résonance a lieu lorsque $W_m = W_e$, ce qui donne une impédance d'entrée à la résonance de :

$$Z_{in} = \frac{P_{pertes}}{0.5|I|^2} = R \quad (\text{I. 38})$$

Ce qui est purement réel. La fréquence à la résonance est :

$$X(\omega_0) = \omega_0 \cdot L - \frac{1}{C\omega_0} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{I. 39})$$

Un paramètre important des résonateurs est le facteur de qualité Q, qui est défini par

$$Q = \omega \frac{\text{Energie moyenne emmagasine}}{\text{Energie perdue / seconde}} = \omega \frac{W_m + W_e}{R} \quad (\text{I. 40})$$

Le facteur de qualité est une indication des pertes dans un circuit : un facteur de qualité plus élevé implique moins de pertes. Pour le circuit série, le facteur de qualité donne :

$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{pertes}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{RC\omega_0} \quad (\text{I. 41})$$

Ce qui montre que Q augmente si R diminue.

I.9.1.2 Circuit Résonant Parallèle :

Le circuit RLC parallèle de la figure (I.20) est le dual du circuit RLC série.[12]

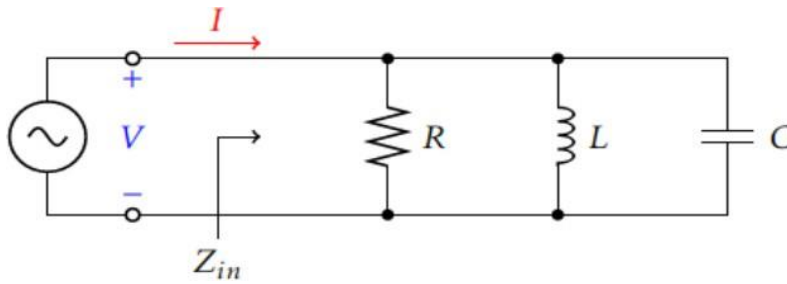


Figure (I.20) – Circuit RLC parallèle.

L'impédance d'entrée est :

$$Z_{in} = \left[\frac{1}{R} + jB(\omega) \right]^{-1} \quad \text{OUB}(\omega) = \omega \cdot C \frac{1}{\omega L} \quad (\text{I. 42})$$

$$Z_{in} = \left[\frac{1}{R} - \frac{j}{\omega L} + j\omega C \right]^{-1} \quad (\text{I. 43})$$

La puissance complexe fournie au résonateur est:

$$P_{in} = \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} |V|^2 \frac{1}{Z_{in}} \quad (\text{I. 44})$$

La puissance dissipée par la résistance est :

$$P_{pertes} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \quad (\text{I. 45})$$

Et l'énergie électrique emmagasinée dans la capacitance est :

$$W_e = \frac{1}{4} C |V|^2 \quad (\text{I. 46})$$

Et l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance est :

$$W_m = \frac{1}{4} |L_L|^2 = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (\text{I. 47})$$

Où I_L est le courant dans l'inductance.

La puissance complexe est

$$P_{in} = \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 \quad (I. 48)$$

$$P_{in} = P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (I. 49)$$

Ce qui est identique à l'équation (A.7). De façon similaire, l'impédance d'entrée est:

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e)}{0.5|I|^2} \quad (I. 50)$$

La résonance a lieu lorsque $W_m = W_e$, ce qui donne :

$$Z_{in} = R \quad (I. 51)$$

Comme dans le cas série. La fréquence de résonance est la même :

$$B(\omega_0) = \omega_0 C - \frac{1}{L\omega_0} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (I. 52)$$

Le facteur de qualité, pour le cas parallèle, est :

$$Q = \omega_0 \frac{2E_m}{P_{pertes}} = \frac{R}{\omega_0 L} = RC\omega_0 \quad (I. 53)$$

Dans ce cas-ci, le facteur de qualité augmente si la résistance augmente. Près de la résonance, l'impédance d'entrée peut être simplifiée en utilisant l'approximation

$$Q = \omega_0 \frac{2E_m}{P_{pertes}} = \frac{R}{\omega_0 L} = RC\omega_0 \quad (I. 54)$$

Si on définit $\omega = \omega_0 \Delta + \omega_0$, OU $\Delta \omega$ est petit, l'impédance d'entrée peut être écrite selon :

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1 - \Delta\omega/\omega_0}{j\omega_0} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C \right)^{-1} \quad (I. 55)$$

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + 2j\Delta\omega RC} = \left(1 + \frac{2jQ\Delta\omega}{\omega_0} \right)^{-1} \quad (I. 56)$$

en utilisant le fait que $\omega_0 = 1/LC$. lorsque $R = \infty$, l'équation dévient :

$$\omega_0 \left(1 + \frac{j}{2Q}\right) \rightarrow \omega_0 \quad (\text{I. 57})$$

I.9.3 Court-circuit / circuit ouvert du résonateur de la ligne de transmission

a) Ligne $\lambda_0/2$ court-circuitée :

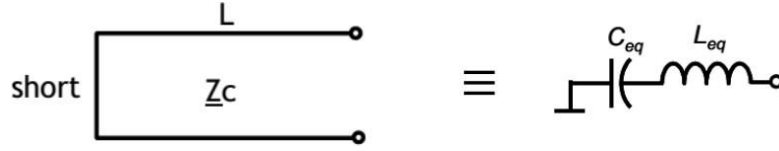


Figure I.21 : Ligne $\lambda_0/2$ court-circuitée

$$L = \frac{\lambda_0}{2}, L_{eq} = \frac{\pi Z_c}{2 m_0} \quad (\text{I. 58})$$

b) Ligne $\lambda_0/4$ court-circuitée :

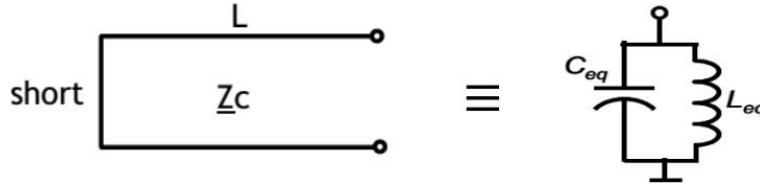


Figure I.22 : Ligne $\lambda_0/4$ court-circuitée.

$$L = \frac{\lambda_0}{4}, C_{eq} = \frac{\pi Y_c}{4 m_0} \quad (\text{I. 59})$$

c) Ligne $\lambda_0/2$ en circuit ouvert :

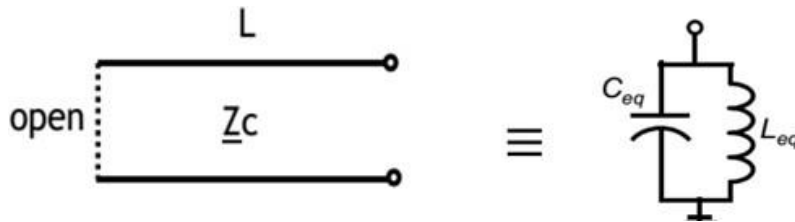
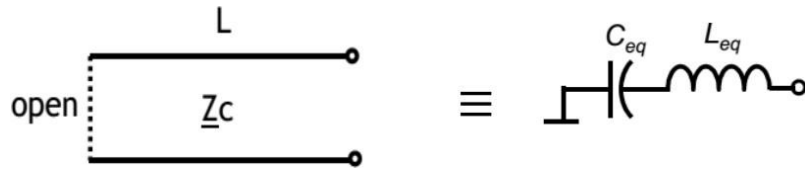


Figure (I.23) : Ligne $\lambda_0/2$ court-ouvert

$$L = \frac{\lambda_0}{2}, C_{eq} = \frac{\pi Y_c}{2 m_0} \quad (\text{I. 60})$$

c) Ligne $\lambda_0/4$ en circuit ouvert :

Figure (I.24) : Ligne $\lambda_0/4$ court-ouvert

$$L = \frac{\lambda_0}{4}, L_{eq} = \frac{\pi Z_c}{4 m_0}$$

I.10 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons effectué une présentation générale sur les filtres hyperfréquences. Nous avons abordé la théorie des filtres et leur rôle, en discutant des différents types de filtres, des caractéristiques importantes d'un filtre et des différentes technologies de filtres passifs. Nous avons également examiné les fonctions de filtrage telles que l'approximation de Butterworth, Tchebychev et Elliptique, ainsi que la transformation en fréquence à partir du prototype passe-bas

En outre, nous avons également présenté la synthèse d'un filtre, en expliquant comment concevoir un filtre en fonction des spécifications requises et des contraintes techniques. Ce chapitre a donc permis d'acquérir une compréhension générale des filtres hyperfréquences et des principes fondamentaux qui les sous-tendent

Dans le prochain chapitre, nous aborderons une généralité sur les SIW (Substrate Integrated Waveguide), qui est une technologie prometteuse pour la réalisation de composants hyperfréquences intégrées.

Introduction :

Depuis de nombreuses années, les chercheurs se sont préoccupés de la réduction des coûts de fabrication et de l'amélioration des propriétés électriques. Dans cette optique, plusieurs études de recherche ont été menées. Au cours de la dernière décennie, on a assisté à l'émergence de composants innovants utilisant la technologie des guides d'ondes rectangulaires intégrés au substrat, également connue sous le nom de Substrat Integrated Waveguide (SIW). Cette technologie a suscité un vif intérêt dans le développement de circuits intégrés micro-ondes.

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) se distingue des autres types traditionnels de lignes de transmission planaires, tels que le microstrip et le stripline. Il présente des avantages significatifs, tels que la réalisation de composants hyperfréquences entièrement blindées, à faible coût et à faibles pertes. Depuis son introduction au début des années 2000, cette technologie a été largement appliquée dans divers domaines, allant des capteurs aux antennes, en passant par les amplificateurs et les oscillateurs.

Cependant, il convient de noter que l'inconvénient majeur de la technologie SIW réside dans l'occupation de la surface du substrat, comparée aux autres technologies planaires. Comme pour tout dispositif de télécommunication dans le domaine des micro-ondes, les caractéristiques des filtres varient en fonction de la gamme de fréquences de fonctionnement.

La dénomination usuelle des bandes micro-ondes est donnée dans le **tableau II.1**.

Band	Fréquence	Applications
L	1 à 2 GHz	Communications mobile
S	2 à 4 GHz	
C	4 à 8 GHz	Service fixe
X	8 à 12.5 GHz	Application militaires
Ku	12.5 à 18 GHz	Service fixe
K	18 à 26 GHz	
Ka	26 à 40 GHz	

Tableau II.1 : Répartition et utilisations des bandes en télécommunication spatiale.

II.1. Historique :

La technologie SIW est basée sur la réalisation de guide d'ondes dans un substrat diélectrique. Les métallisations supérieure et inférieure du substrat sont utilisées comme des parois (plaques métalliques) de la structure de guide d'ondes. Tandis que, le substrat contient des rangées de vias métalliques soudées aux deux plaques pour assurer les parois latérales comme représenté sur la Figure II-1. La structure résultante possède un profil plat et propose de bonnes performances de guides d'ondes métalliques.

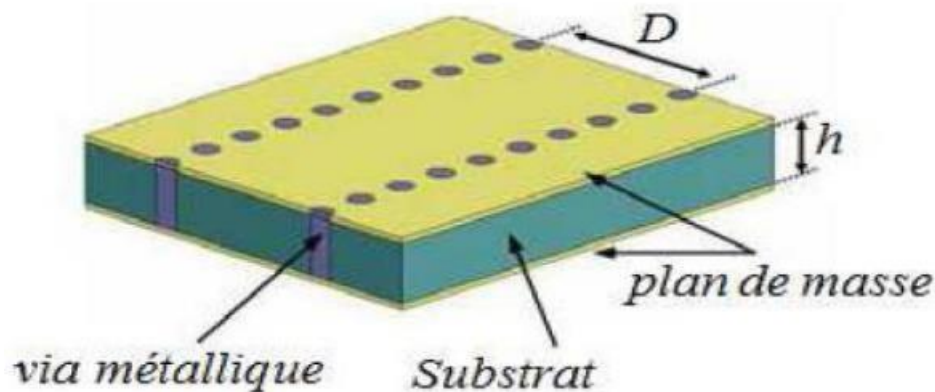


Figure II.1 Guide SIW

Depuis le début des années 1990, diverses tentatives ont été proposées pour la mise en œuvre de structures de guides d'ondes planaires. La première référence dans la littérature est un brevet japonais en 1994 où un nouveau guide d'onde diélectrique-chargé est proposé sous la forme de deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique. Plus tard en 1995, un brevet américain propose un guide d'onde avec un processus LTCC (Low Temperature Co Ceramics) aussi appelé structure diélectrique multicouche[13].

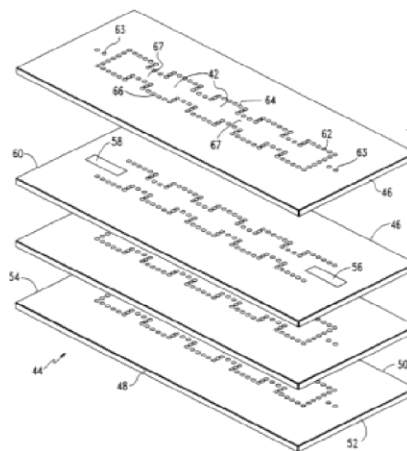


Figure II. 2 : La structure multicouche

En 1997, une première application de la technologie SIW apparaît pour les antennes millimétriques [14].

Suivie par d'autres études connexes, puis l'utilisation des composants SIW en LTCC. Depuis le début des années 2000, l'intérêt pour la technologie SIW et l'intégration des composants est intensivement menée par l'équipe dirigée par le professeur Ke Wu au Centre de recherche Polygames. L'excitation par ligne micro ruban comme transition vers une topologie SIW a fait l'objet d'un rapport en 2001, cette excitation est devenue, la référence des excitations de circuits SIW[13].

La plupart des fonctions électroniques micro-ondes ont été reprises avec une technologie SIW. Par exemple, les différentes transitions planaires, les filtres, les coupleurs, les duplexeurs, les hexapôles les circulateurs et les antennes. Grâce à sa facilité d'intégration, plusieurs fonctions actives ont été mise en œuvre avec les technologies SIW, comme les oscillateurs, les mélangeurs et les amplificateurs.

II.2. La Matrice de Répartition :

Les multiports ou jonctions sont des dispositifs qui permettent la convergence de plusieurs supports de transmission, tels que les guides d'ondes rectangulaires. Ainsi, tout dispositif linéaire micro-ondes peut être caractérisé par une matrice spécifique appelée matrice de répartition en puissance, également connue sous le nom de matrice [S]. Cette matrice est obtenue en décomposant les tensions et courants aux ports d'accès de la jonction en ondes incidentes et réfléchies (voir Figure II.3). Chaque accès, délimité par un plan de référence Γ , est traversé par une onde entrante a_i qui se propage vers la jonction, ainsi que par une onde sortante b_i se propageant dans le sens inverse [17].

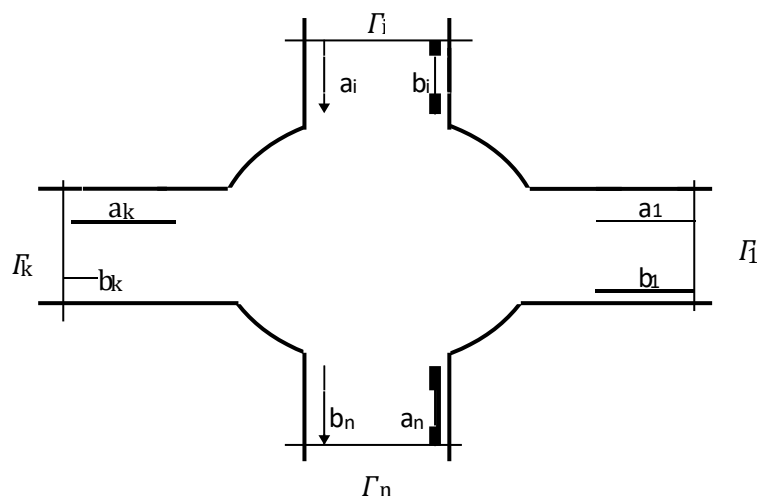


Figure II.3:Jonction multiports

La popularité de la matrice de répartition pour la caractérisation des réseaux linéaires provient du fait que les termes de cette matrice sont plus facilement mesurables aux hyperfréquences.

II.2.1. Signification des paramètres S:

Pour un dispositif microondes linéaire à n accès, sa matrice $[S]$ traduit n équations reliant les ondes a_i et b_i des différents accès. Été mise en œuvre avec les technologies SIW, comme les oscillateurs, les mélangeurs et les amplificateurs.

II.3. Définition de la technologie SIW :

La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) permet d'intégrer un guide d'onde de technologie volumique dans un substrat diélectrique de technologie planaire. Dans la technologie planaire, le substrat diélectrique est métallisé par des plans de masse sur les parois inférieure et supérieure. Afin de transformer ce substrat en un guide d'onde de technologie volumique classique, les parois latérales conductrices de ce dernier sont remplacées par des rangées de vias métalliques, qui agissent comme des murs réflecteurs lors de la propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur du guide. Ainsi, la technologie SIW combine les avantages des deux technologies précédentes.

Les dimensions des vias intégrés au substrat jouent un rôle crucial dans la conception d'une structure basée sur la technologie SIW. Les technologies traditionnelles, qu'elles soient planaires ou non, ne parviennent pas à fournir simultanément des caractéristiques telles que faible coût et faibles pertes. Les guides d'ondes rectangulaires présentent de faibles pertes, mais sont coûteux à fabriquer et leur intégration avec des circuits planaires est difficile. Les circuits planaires, quant à eux, ont un faible facteur de qualité, mais sont légers et peu coûteux à produire. Face à ces contraintes contradictoires, l'utilisation de la technologie SIW s'avère judicieuse, car elle permet de combiner les avantages des technologies précédemment mentionnées

Ce concept associe l'utilisation de la technologie de fabrication planaire avec celle de guides d'ondes ou de cavités. Ces structures peuvent être réalisées à l'aide de processus planaires classiques tels que les PCB (Printed Circuit Boards) ou les LTCC (Low-Temperature Co-Fired Ceramics). Techniquement, les guides d'ondes sont intégrés dans le substrat, et les parois latérales sont remplacées par des rangées de trous métallisés qui relient les faces supérieure et inférieure du substrat, comme illustré dans la Figure II.4.

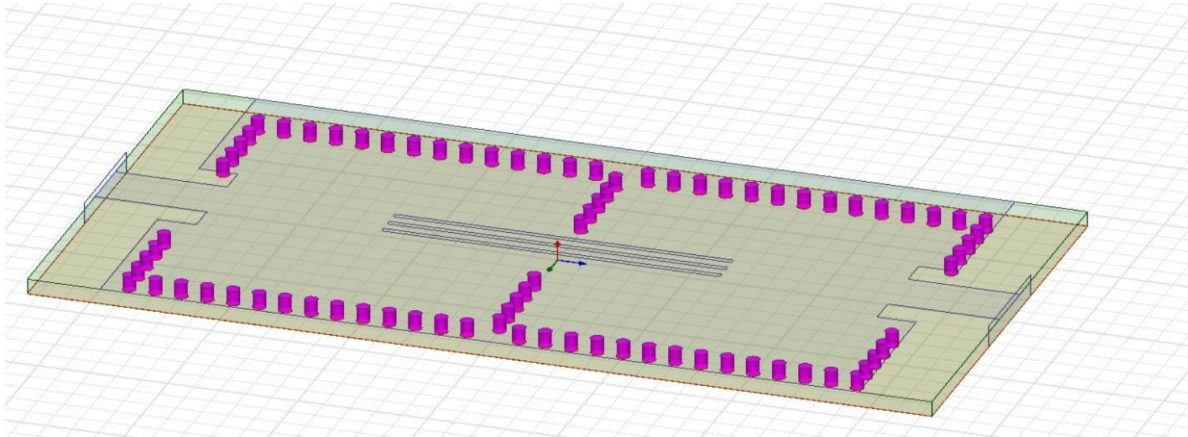


Figure II.4 : Topologie d'un guide SIW.

I.4. Principe de fonctionnement :

La technologie SIW repose sur la création de guides d'ondes à l'intérieur d'un substrat diélectrique. Les parties supérieure et inférieure du substrat sont métallisées pour former les parois du guide d'ondes. Le substrat lui-même contient des rangées de vias métalliques qui relient les deux parois, formant ainsi les parois latérales de la structure du guide d'ondes. Cette configuration est illustrée dans la **Figure II.6**.

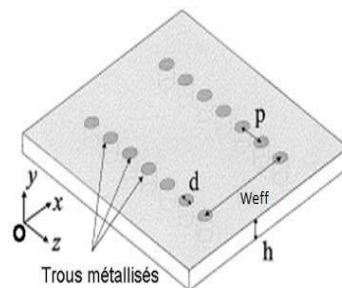


Figure II.6: Topologie d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW)

La structure obtenue grâce à cette configuration présente un profil plat et offre de bonnes performances en tant que guide d'ondes métallique. Les rangées de trous métallisés délimitent une cavité où des modes de cavité se développent. Ces modes de cavité sont caractérisés par des coefficients de qualité qui dépendent directement des performances électriques du substrat (pertes diélectriques), du matériau métallique (pertes conductrices), ainsi que de la forme et des dimensions de la cavité elle-même. En effet, en fonction de sa forme et de ses dimensions, la cavité peut induire l'apparition de modes TE ou TM, et les coefficients de qualité peuvent varier de manière significative.

II.7. Conception d'une structure SIW :

La conception d'une structure SIW nécessite de suivre plusieurs étapes. La réalisation d'un guide SIW, tel qu'illustré dans la Figure II.7, repose sur l'utilisation d'un substrat diélectrique contenant des vias métalliques soudés aux couches conductrices supérieure et inférieure, afin de confiner le champ électrique à l'intérieur du guide d'ondes. Les paramètres clés de cette conception sont le diamètre des vias métalliques (d) et la distance entre les vias (s).

La première étape consiste à déterminer l'emplacement des vias métalliques, en veillant à éviter tout chevauchement entre eux. Pour éviter cela, la distance s doit être supérieure au diamètre d . Les vias métalliques jouent le rôle de parois métalliques, donc ils doivent être rapprochés autant que possible. Cependant, si les vias sont trop proches les uns des autres, le circuit devient fragile et peut se briser mécaniquement. À l'inverse, s'ils sont trop espacés, les pertes par rayonnement peuvent devenir excessives.

Le diamètre d a également un impact sur les pertes et doit être optimisé en fonction de s . Des études ont montré que le rapport s/d a une relation directe avec les pertes, et il doit être considéré comme un paramètre de conception pour le guide SIW. Selon Deslandes, lorsque $s = 2 \times d$, on peut considérer que les pertes par rayonnement sont négligeables par rapport aux autres pertes.

Il est donc essentiel de trouver un équilibre entre la distance entre les vias et leur diamètre afin de minimiser les pertes et d'obtenir une structure SIW efficace :

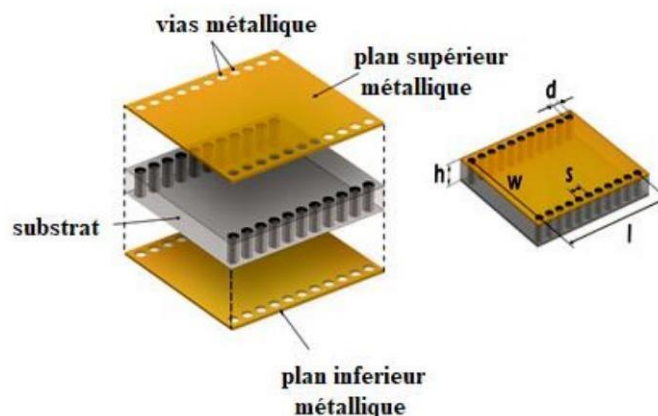


Figure II.7 : Structure de guide d'onde intégré au substrat

$$S \leq 2d \quad (\text{II.1})$$

$$d < \frac{\lambda_g}{s} \quad (\text{II.2})$$

Où: λ_g est la longueur d'onde guidée donnée par:

$$\lambda_g = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{II.3})$$

Un autre paramètre important est la distance entre les deux rangées de via, ce qui définit la largeur du guide SIW. Cette distance est représentée par le paramètre a_s dans la figure I.1. Ce

Paramètre est déterminé à partir des équations de conception d'un guide d'onde rectangulaire. Où la fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire du mode fondamental est la même que celle d'un guide d'onde intégrée au substrat, elle est donnée par:

$$f_{cmn} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{II.4})$$

Où:

c : La vitesse de la lumière.

m, n : Le nombre de mode.

a, b : Les dimensions du guide d'ondes.

Pour Un guide d'onde intégrée au substrat est considéré comme un guide d'ondes conventionnel rempli par un diélectrique RWG la dimension a_d du guide d'ondes est calculé par l'équation (II.6) et avec la même fréquence de coupure du mode fondamental TE_{10} :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{II.5})$$

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.6})$$

D'après [11], la largeur du guide d'onde SIW est donnée par :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95s} \quad (\text{II.7})$$

II.4.1 Impédance caractéristique :

Comme le montre la figure II.8, cette transition nécessite le calcul des trois paramètres suivants :

- 1- la largeur initiale de la ligne micro-ruban W
- 2- La hauteur de Substrat h
- 3- l'épaisseur de ruban métallique t .

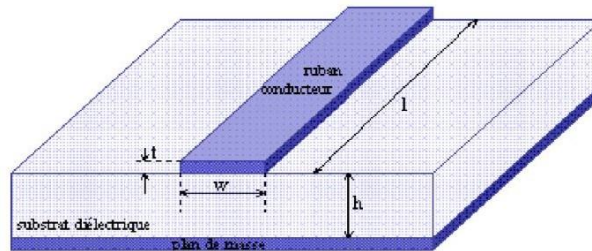


Figure II.8 : paramètre géométrique des Lignes Micro-rubans

W est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω .

D'après, on calcule le rapport W/h par l'équation suivante

$$\frac{w}{h} \quad (II.8)$$

$$= \begin{cases} \frac{8e^A}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{e^{A-2}}{2\varepsilon_r} \right] \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} & \text{pour } \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{0.61}{\varepsilon_r} & \text{pour } \frac{w}{h} \geq 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{s_r+1}{2}} + \frac{s_r-1}{s_r+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{s_r} \right) \text{ et } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{s_r}} \quad (II.9)$$

Avec

Z_0 : Impédance caractéristique de la ligne micro ruban.

h : Epaisseur du substrat.

ε_r : Permittivité relative du substrat.

Après le calcul de rapport W_1/h on peut déduire la valeur de W puisque on a la valeur de h . D'après, on calcule la valeur de W en égalant les deux équations (II.10) et (II.11)

$$\frac{1}{w} = \frac{\frac{60}{\eta h} \ln \left(8 \frac{h}{w_2} + 0.25 \frac{w}{h} \right)}{120\pi} \quad (\text{II.10})$$

$$\frac{1}{w} = \frac{\eta h \left[\frac{w_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]}{\varepsilon_r - 0.627 \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}}} \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{1}{w} = \frac{4.38}{a} e$$

Avec

w : La largeur d'un guide d'onde qui modélise la ligne micro-ruban a .

e : La largeur d'un guide d'onde rectangulaire qui fournit la même fréquence de coupure.

η : L'impédance d'onde.

Pour déterminer la longueur L_2 on calcule la largeur médiane entre la ligne micro ruban et la fin de la transition d'après :

$$W_{milieu} = \frac{w_1 + w_2}{2} \quad (\text{II.12})$$

Ensuite, on calcule la longueur d'onde pour cette largeur et on fixe la longueur à un quart de

la longueur d'onde. Donc il faut trouver la constante diélectrique effectif correspond à cette largeur de la ligne micro-ruban par l'équation (II.13):

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{r+1}}{2} + \frac{\varepsilon_{r-1}}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W_{milieu}}}} \quad (\text{II.13})$$

La longueur d'onde de coupure est donnée par l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} \quad (\text{II.14})$$

Après le calcul de la longueur L_2 , nous devons adapter notre structure pour que la ligne d'alimentation soit adaptée au guide d'ondes SIW afin d'obtenir une meilleure transmission. Pour cela, il est nécessaire de calculer l'impédance du guide SIW qui est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8a_s} \quad (\text{II.15})$$

λ_g est la longueur d'onde guidée. Elle est donnée par la formule suivante :

$$\lambda_g = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{II.16})$$

Où, Z_{TE} représente l'impédance de l'onde. Pour le mode TE_{10} , cela donne :

$$Z_{TE} = j \frac{\omega}{\gamma} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \times \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (\text{II.17})$$

II.7.1. La géométrie d'une structure SIW :

La géométrie d'une structure SIW comprend plusieurs dimensions. En plus des dimensions des tiges cylindriques en métal, il existe une nouvelle dimension appelée "largeur entre les deux rangées de vias du centre au centre des cylindres métalliques". Cette dimension est représentée par la largeur du guide SIW, comme illustré dans la figure (II.9) ci-dessous. Les dimensions suivantes sont donc nécessaires pour décrire cette géométrie :

"d" : Diamètre d'un via.

"P" : Espacement entre deux vias du centre au centre (pitch).

"w_siw" : Largeur entre deux rangées de vias du centre au centre.

"w_eq" : Largeur du guide d'onde rectangulaire équivalent.

"h" : Épaisseur du substrat.

En résumé, la géométrie d'une structure SIW comprend les dimensions des tiges cylindriques en métal, ainsi que la largeur entre les deux rangées de vias du centre au centre des cylindres métalliques, représentant la largeur du guide SIW.

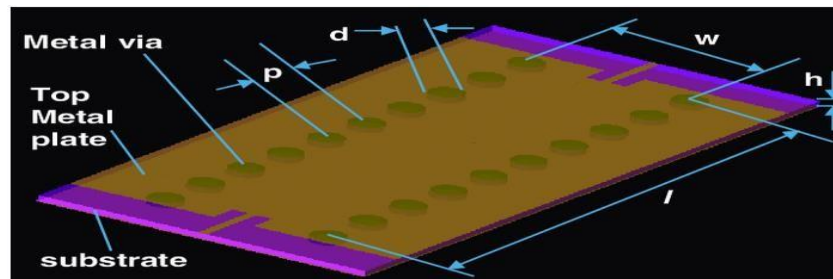


Figure II.9: La géométrie d'une structure SIW

II.7.2. Constante de propagation :

La constante de propagation est une mesure de l'atténuation et du déphasage d'une onde électromagnétique lors de sa propagation dans un milieu. Elle joue un rôle essentiel dans la conception des circuits d'adaptation, car elle permet de déterminer la longueur électrique de la ligne et son impédance. Plusieurs travaux ont été réalisés pour analyser la constante de propagation de l'onde, et certains ont été publiés. Différentes méthodes ont été identifiées et regroupées en trois catégories. Voici quelques exemples :

- Une méthode basée sur la méthode des moments.
- Une méthode basée sur un système matriciel utilisant les valeurs propres.
- Une méthode basée sur l'impédance de surface.

Ces méthodes offrent différentes approches pour calculer la constante de propagation et sont utilisées en fonction des besoins spécifiques de chaque cas.

Toutes ces méthodes sont basées sur l'analogie de l'analyse du guide d'onde rectangulaire standard. En 2002, ont étudié les propriétés de dispersion du SIW avec le cas d'un guide d'onde rectangulaire en utilisant les intégrales de frontière- Résonant Mode Expansion (BI-RME). Ils ont combiné cette méthode avec le théorème de Floquet [15].

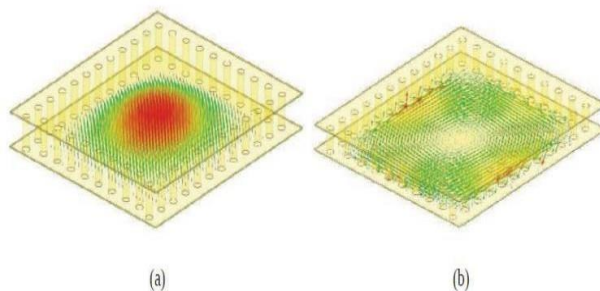


Figure II .10 Répartition du champ
Électrique (a) et magnétique (b)
Dans une cavité SIW rectangulaire

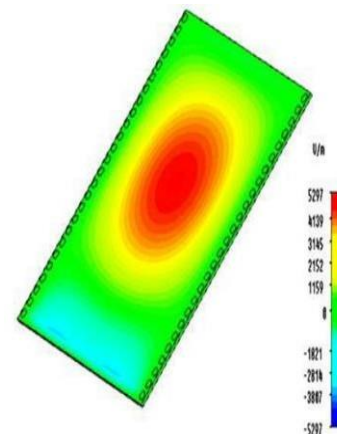


Figure II.11 amplitude du champ
électrique en mode dans une structure
mode fondamental dans SIW

II.7.3. L'adaptation d'un guide onde SIW :

II.7.3.1 la ligne micro-ruban :

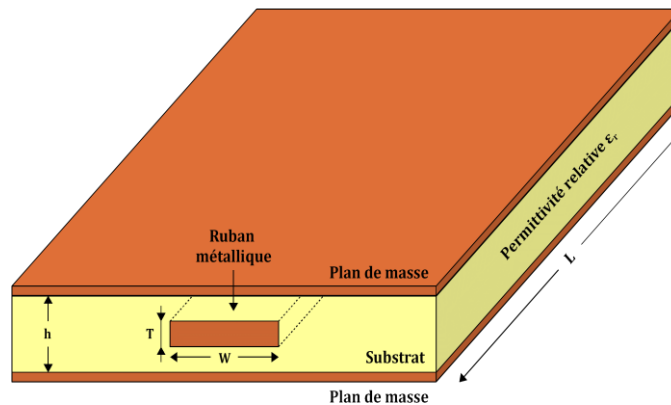


Figure II.12: Structure de la ligne microruban

La structure de guide d'onde considérée comprend un substrat entre un plan de masse et une ligne conductrice. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure ne permet pas la propagation d'une onde électromagnétique purement transverse (TEM) en raison de la présence de lignes de champ entre les deux couches conductrices qui se perdent également dans l'air (composante longitudinale non nulle). Par conséquent, des modes hybrides se forment. Le mode fondamental de cette structure est un mode hybride qui, dans la plage des basses fréquences, peut être assimilé à un mode TEM. Il est appelé mode quasi-TEM [16].

Poursimplifier l'étude de cette structure, le concept de ligne effective a été introduit. Il s'agit d'une modélisation équivalente de la structure réelle sous la forme d'une ligne à diélectrique homogène infini, dont la permittivité effective est liée aux différents milieux constituant la ligne. L'analyse des lignes microrubans consiste à déterminer la permittivité effective et la largeur effective à partir des paramètres physiques tels que les dimensions et la permittivité du substrat. Ces valeurs sont nécessaires pour calculer l'impédance caractéristique de la ligne. Ainsi, la structure réelle peut être remplacée par un diélectrique homogène de permittivité (selon la relation (II.18)) et la largeur du ruban peut être remplacée par une largeur effective (selon la relation (II.19)).

Le constant diélectrique effectif:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \quad (II.18)$$

$$\frac{w_{eff}}{h} = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{w}{h}\right) + \left(\frac{1.25}{\pi}\right) * \left(\frac{t}{h}\right) \left(1 + \ln\left(\frac{4\pi w}{t}\right)\right) \text{ si } \left(\frac{w}{h}\right) < \left(\frac{1}{2n}\right) \\ \left(\frac{w}{h}\right) + \left(\frac{1.25}{\pi}\right) * \left(\frac{t}{h}\right) \left(1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right)\right) \text{ si } \left(\frac{w}{h}\right) > \left(\frac{1}{2\pi}\right) \end{array} \right. \quad (II.19)$$

La synthèse de la ligne microruban par la méthode de Wheeler[17], permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne (relation (II.20)) pour une impédance caractéristique donnée.

$$\left(\frac{w}{h}\right) = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{4}{0.0 k_1}\right) (e^{-k_1}) \quad \text{si } \frac{w}{h} \leq 2 \\ \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\pi \varepsilon_r}\right) \left(\ln(k_2 - 1 + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}) + \frac{2}{n}\right) ((k_2) - 1 - \ln((2k_2) - 1) \text{ si } \frac{w}{h} > 2 \end{array} \right. \quad (II.20)$$

$$k_1 = \pi \sqrt{2(\varepsilon_r + 1)} \frac{z_c}{z_0} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right)$$

$$k_2 = \frac{\pi z_0}{2\sqrt{\varepsilon_r} z_c}$$

II.8. Quelques exemples de circuits :

Les SICs (Substrate Integrated Circuits) peuvent être construits en utilisant les structures synthétisées mentionnées ci-dessus intégrées avec les autres circuits planaires comme la ligne microruban ou autres sur le même substrat diélectrique. Divers SICs passifs et actifs sont rappelés dans cette partie.[16]

II .8.1. Les circuits passifs SIW :

Concernant les circuits passifs, la plupart des composants hyperfréquences classiques ont été mis en œuvre dans les technologies SIW. Cette solution permet généralement d'obtenir des composants avec une taille réduite par comparaison avec les fonctions de guide d'ondes classiques. Parmi les composants passifs, les filtres ont reçu une attention particulière. Quelques exemples sont reportés sur les Figures II-13, comme le filtre passe-bande, la cavité rectangulaire, le coupleur et le duplexeur SIW, ..

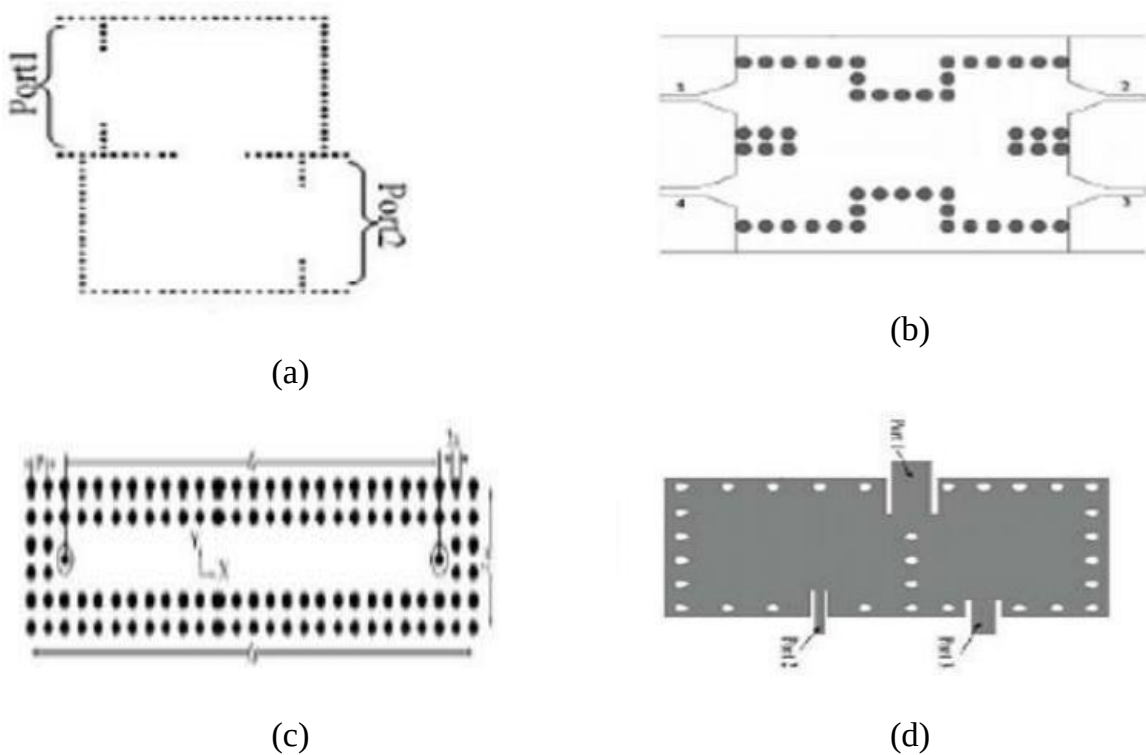


Figure I.13: Exemples des circuits passifs SIW, a)Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.

II.8.2. Les circuits actifs SIW :

L'implémentation de composants actifs dans la technologie SIW a attiré moins d'attention comparée à celle des circuits passifs. Néanmoins, de nouvelles possibilités de conception vers une intégration complète SoS (System-on-Substrate) sont ouvertes. Essentiellement, la conception et l'optimisation des circuits actifs consistent à intégrer des dispositifs actifs dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de la technologie tels que, par exemple, les faibles pertes, l'isolation élevée et une taille compacte pour obtenir de bonnes performances à faible coût. Généralement l'une des faces conductrices du SIW est utilisée pour reporter la fonction active, la connexion étant assurée par des lignes micro ruban. Les développements récents d'oscillateurs en 2012, de mélangeurset d'amplificateurs sont notables. Quelques exemples sont reportés sur les Figures :

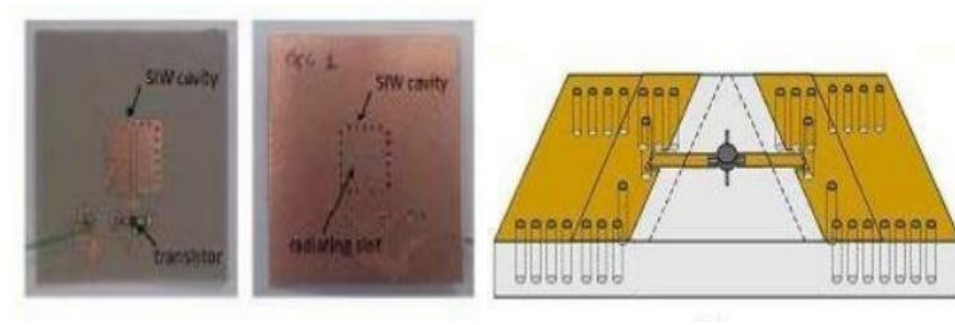


Figure II.14 : Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW, b) amplificateur SIW.

II.9. Les avantages de la technologie SIW :

Voici un tableau comparatif résumant les caractéristiques des technologies volumique et planaire, ainsi que les avantages offerts par la technologie SIW :

Caractéristique	Technologievolumique	Technologieplanaire	Technologie SIW
Complexitéde fabrication	Plus complexe, nécessite des procédés de fabrication en volume(usinage, assemblage)	Moins complexe, basé sur des processus planaires (photolithographie, dépôts)	Intermédiaire, nécessite des étapes de fabrication planaires et volumiques
Encombrement	Généralement plus encombrant en raison de structures tridimensionnelles	Plus compact grâce à des structures planes	Compact, bénéficie des avantages de la planarité avec une certaine flexibilité en termes de structure
Coût de fabrication	Plus élevé en raison de la complexité des processus de fabrication	Moins élevé grâce à l'utilisation de processus planaires standardisés	Relativement abordable, avec des avantages de coût grâce à

			la planarité
Performances	Bonnes performances en termes de puissance et de bande passante	Performances limitées en termes de puissance et de bande passante	Performances améliorées grâce aux avantages combinés des deux technologies
Isolation électromagnétique	Isolation élevée entre les composants en raison de la nature volumique	Isolation limitée entre les composants en raison de la proximité planaire	Isolation élevée grâce à la combinaison de structures volumiques et planaires
Flexibilité de conception	Limitée en raison de la nature volumique	Plus grande flexibilité en termes de conception grâce à la planarité	Flexibilité accrue grâce à la combinaison des deux approches

La technologie SIW combine les avantages des technologies volumiques et planaire, résolvant ainsi les problèmes qui se posent dans chacune de ces technologies. Elle offre une alternative très prometteuse en termes de qualité-prix, en fournissant des performances améliorées, une compacité accrue, une isolation électromagnétique élevée et une certaine flexibilité de conception. La technologie SIW est capable de répondre à un large éventail d'applications en offrant des solutions efficaces et économiques.

II.10. Les désavantages de la technologie SIW:

la difficulté de modélisation, et donc les temps de réglages importants sont des points faibles de ces structures de point de vue de la conception. Celle-ci est d'autant plus difficile que les structures SIW présentent une faible flexibilité. En effet, les possibilités de couplage et la flexibilité topologique sont peu importantes, ce qui rend le travail de conception difficile. La fragilité mécanique due à la multitude de trous métallisés restreint les domaines d'application possibles pour ces structures.

II.4 Conclusion :

En conclusion, ce travail a présenté plusieurs topologies de filtres passe-bande en technologie Guides Intégrés aux Substrats (GIS). L'analyse et la conception de ces filtres en SIW ont été abordées en utilisant différentes formes de cavités résonnantes, adaptées à diverses applications de télécommunications.

Nous avons commencé par présenter les deux familles de technologies, volumique et planaire, pour mettre en contexte la technologie SIW. Ensuite, une synthèse détaillée basée sur des équations analytiques a été présentée pour extraire les dimensions initiales des filtres SIW.

La technologie SIW présente de nombreux avantages, tels qu'un faible coût de réalisation et une facilité d'intégration avec d'autres circuits intégrés. Elle est très prometteuse pour le développement de filtres et d'autres composants en raison de sa compacité, de ses performances élevées, de son isolation électromagnétique et de sa flexibilité de conception.

Enfin, elle offre une alternative intéressante pour la réalisation de filtres passe-bande, et elle présente un fort potentiel pour les applications de télécommunications grâce à ses nombreux avantages.

Introduction:

La simulation est une étape importante et nécessaire qui permet de se rapprocher des résultats réels afin de choisir les bons et meilleurs paramètres avant la production. Ainsi, afin de créer un objet (circuit de filtre passif, antenne imprimée, élément, circuit imprimé, etc.), trois étapes nécessaires doivent nécessairement être réalisées, à savoir les suivantes :

- Modélisation du filtre avec des éléments localisés à l'aide du logiciel AWR.
- Simulation avec le logiciel Ansoft HFSS correspondant.

La première partie de ce chapitre est dédiée à la modélisation d'un filtre passe-bande avec des éléments en bande C à l'aide de l'outil AWR. La deuxième partie est dédiée à la conception et à la simulation d'un filtre passe-bande par HFSS basé sur la technologie SIW combinée au DMS (Defected Microstrip Structure) pour les applications en bande C.

Par conséquent, HFSS effectue une modélisation électromagnétique en résolvant les équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis.

Domaine d'utilisation de la bande C :

La bande C s'étend de 4 à 8 GHz. Selon le Tableau national de répartition des bandes de fréquences (TNRBF) édité par l'Agence nationale française des fréquences (ANFR).

On a essentiellement dans cette bande des :

- La bande C fait référence à une gamme de fréquences de radio qui est utilisée dans divers domaines. Voici quelques-uns des principaux domaines d'utilisation de la bande C :
- Communications par satellite : La bande C est largement utilisée pour les communications par satellite, y compris les communications internationales, les liaisons montantes (de la Terre vers le satellite) et les liaisons descendantes (du satellite vers la Terre). Elle est utilisée pour la diffusion de programmes de télévision par satellite, les liaisons Internet à haut débit par satellite, les communications militaires par satellite, et bien d'autres applications.
- Télédétection : La bande C est utilisée dans la télédétection par satellite pour des applications telles que la surveillance de la Terre, l'observation des océans, la surveillance des catastrophes naturelles, la cartographie topographique et la surveillance agricole.
- Radar : La bande C est également utilisée dans les systèmes radar pour la détection et la surveillance. Elle est utilisée dans les radars météorologiques, les

radars aéroportuaires, les radars de surveillance maritime, les radars de défense aérienne, et d'autres applications de surveillance et de détection.

- Communications terrestres : Bien que la bande C soit principalement utilisée pour les communications par satellite, elle peut également être utilisée pour des communications terrestres point-à-point, en particulier dans les régions éloignées ou difficiles d'accès.
- Recherche scientifique : La bande C est utilisée dans la recherche scientifique pour des applications telles que la télédétection de la Terre, l'étude des changements climatiques, l'observation de la planète Mars et d'autres missions spatiales.
- Défense et sécurité : Les forces armées utilisent la bande C pour les communications militaires par satellite, la surveillance radar, la détection d'aéronefs et de missiles, ainsi que d'autres applications de défense et de sécurité.

La bande C couvre généralement des fréquences dans la gamme d'environ 4 à 8 GHz (gigahertz). Elle offre un équilibre entre la capacité de pénétration atmosphérique et la résolution spatiale, ce qui la rend adaptée à une variété d'applications. Elle est particulièrement importante dans le domaine des communications par satellite en raison de sa capacité à fournir une large bande passante et une couverture géographique étendue.[18]

Modélisation d'un filtre Passe-bande à élément localisée :

Nous allons aborder dans cette partie, la modélisation d'un filtre passe-bande à élément localisée à base de la technique de la matrice de couplage. Ce filtre est de type Tchebychev et il doit satisfaire à certaines contraintes de filtrage, donnés par le cahier de charge suivant :

Fréquence centrale: 5.8 GHz	La bande passante :300MHz
La largeur de bande (FBW) : 33.26%	Ondulation maximale : 3.01 dB
Adaptation : -20 dB	Type du filtre : Tchebychev d'ordre 2

Tableau III.1: Cahier de charge du filtre passe bande

Eléments de la Matrice de Couplage du filtre idéale :

Une fois que l'ordre du filtre est déterminé, connaissant l'ondulation maximale de 0.04321 dB fixée par le cahier de charge, nous obtenons les coefficients de prototype passe-bas du filtre de type Tchebychev [4] :

g_0	g_1	g_2	g_3
1	0.6648	0.5445	1.2212

En utilisant les spécifications définies dans le cahier de charge, la matrice et les facteurs de qualités externes pour les résonateurs couplés sont calculés à partir de :

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad \text{Et} \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (\text{III. 1})$$

Le filtre d'ordre 2 est conçu maintenant, puisque les deux cavités résonnantes ont les mêmes dimensions géométriques. Les deux résonateurs sont couplés ensemble à travers des ouvertures. Ces ouvertures permettent le chargement inductif nécessaire pour coupler les résonateurs de la même manière qu'un filtre multi-résonateurs planaire micro ruban. Le réglage des dimensions de ces ouvertures de couplage dans les cavités SIW est effectué par le calcul de coefficient de couplage et les facteurs de qualité externe extraits de la simulation de filtre.

Pour trouver les dimensions le coefficient de couplage $M_{1,2}$ et les facteurs de qualité externe Q_{e1} et Q_{e2} sont d'abord calculés [19] :

$$M_{1,2} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 \cdot g_2}} = \frac{0.3326}{\sqrt{0.6648 \cdot 0.544}} = 0.055 \quad (\text{III. 2})$$

$$Q_{e1} = \frac{g_0 \cdot g_1}{FBW} = \frac{1 \cdot 0.6648}{0.3326} = 2 \quad (\text{III. 3})$$

La normalisation de la matrice de couplage [M] et les facteurs de qualité extérieures Q_e du filtre pour une largeur de bande fractionnaire $FBW = 0.3326$ sont les suivants:

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{Pour } i=1 \text{ à } n-1 \quad (\text{III. 4})$$

Synthèse de ce cahier charge donne un ordre de deux (2) de la matrice de couplage suivante :

$$M = \begin{bmatrix} M_{1,1} & M_{1,2} \\ M_{2,1} & M_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.055 \\ 0.055 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans notre cas, les facteurs de qualité du filtre d'ordre 2 sont donnés par :

$$\text{Facteur de qualité} \quad Q_{ext_e} = Q_{ext_s} = 2$$

Schéma équivalent du filtre:

Le circuit équivalent employé pour la modélisation du filtre avec leur couplage magnétique entre résonateurs est présenté sur la figure III.1.

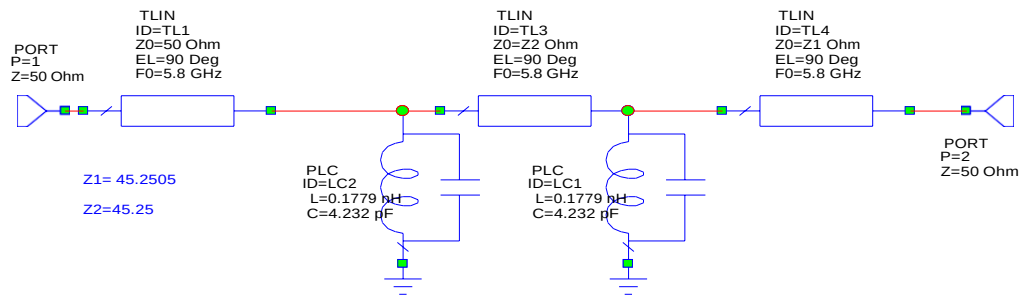


Figure III.1 : Circuit équivalent du filtre passe bande

Les réponses idéales en transmission et en réflexion du circuit équivalent en éléments localisés analysé avec le logiciel AWR sont représentées sur la figure III.2.

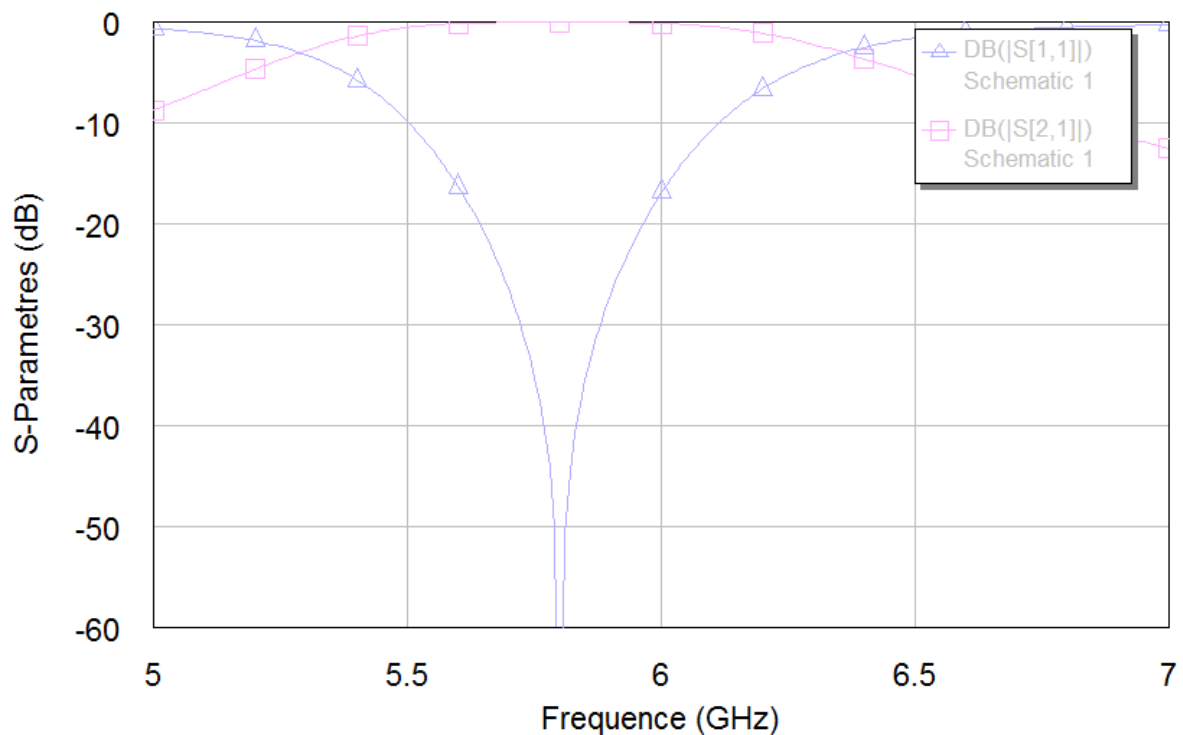


Figure III.2 : Réponse fréquentielle du filtre passe bande en schématique sous AWR

III.3 Extraction de coefficient de couplage :

Configuration d'un filtre SIW-DMS en bande C :

Dans cette section, nous présentons la conception du filtre SIW qui fonctionne dans la bande de fréquence C [4-8] GHz. Le filtre passe bande en technologie SIW est conçu sur un substrat à base de Ro6006h ayant une permittivité relative de 6.15, une tangente de perte d'environ 0,0019, une épaisseur h de 0.017mm et une hauteur du conducteur $h_s = 0,508$ mm.

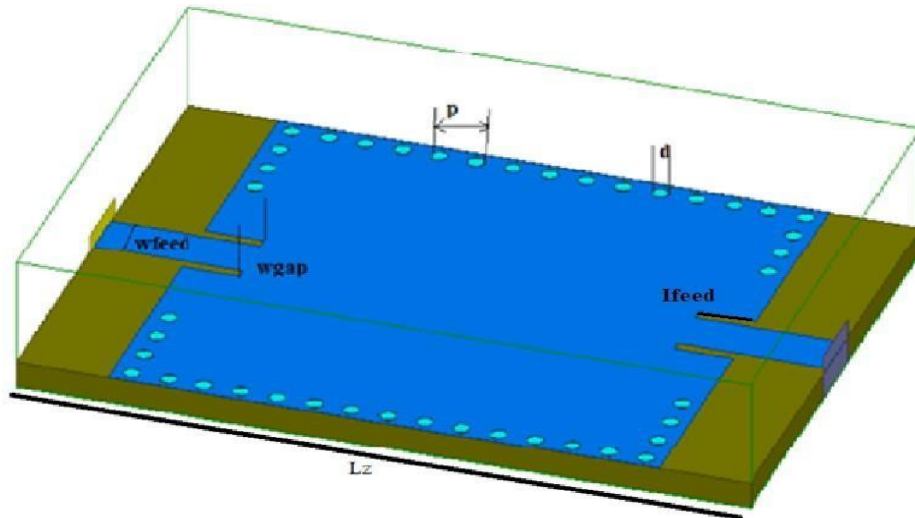


Figure III.3 : Structure du filtre passe bande SIW

Définition de cellule DMS :

Le DMS (DefectedMicrostrip Structures) est gravé dans le niveau supérieur du SIW et crée un résonateur multimode lorsqu'il est excité via la connexion externe. Pour la cellule SIW-DMS proposée, ces caractéristiques de propagation sont une combinaison de la fonction passe-haut de l'onde guidée SIW et de la fonction de bande interdite DMS. Ceci peut être déterminé à l'aide d'un circuit LC parallèle comme indiqué.[20]

La cellule SIW-DMS proposée est représentée sur la figure III.4.(a).(b)

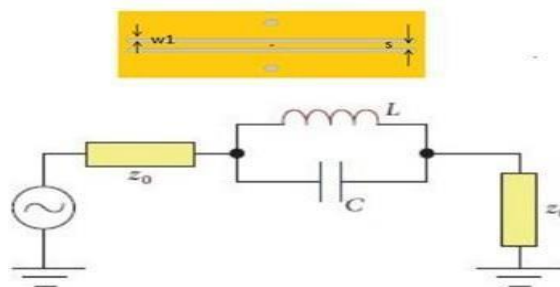


Figure III.4 : (a) Vue de dessus de la cellule SIW-DMS proposée, (b) Circuit équivalent.

A- Avantages DMS :

Les caractéristiques les plus importantes du DMS sont les suivantes :

- améliorer la performance du stop-bande.
- dérangement des champs de blindage sur le plan de masse.
- Plus faciles à modéliser et donc à utiliser dans des structures plus complexes.

B- Inconvénients de DMS :

- Les radiations.
- Le rayonnement dans les circuits hyperfréquences fermés peut être difficile à inclure dans la simulation.

Dimensionnement d'un filtre passe-bande sans cellule DMS :

En utilisant les équations de la longueur approximative L_{eff} et la largeur W_{eff} pour une seule cavité carrée SIW sont calculés comme suit :

1. Fréquence centrale :

$$F_0 = \frac{C}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad (III.5)$$

$$F_0 = 5.8 \text{ GHz}$$

$$5.8 = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{6.15}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L_{eff}}\right)^2}$$

$$L_{eff} = W_{eff}$$

$$W_{eff} = \frac{0.3}{2\pi\sqrt{6.15}} \times \left(\frac{2}{5.8}\right) = 4.694 \text{ mm}$$

$$L_{eff} = W_{eff} = 4.694 \text{ mm}$$

$$W_{siw} = W_{eff} + \frac{d^2}{0.95p}$$

$$W_{siw} = 6.165$$

2. Longueur de coupure :

$$\lambda_c = \frac{C}{F_0 \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{5.8 \times 10^9 \sqrt{6.15}} \quad (III.6)$$

$$\lambda_c = 20.85 \text{ mm}$$

3. Diamètre de via :

$$\text{Donc } \frac{d}{\lambda_c} \approx 0.1 \Rightarrow d = 2.085 \text{ mm} \quad (\text{III.7})$$

4. Pas entre deux via :

$$\frac{d}{p} = 0.67 \Rightarrow p = \frac{d}{0.67} = 3.11 \text{ mm} \quad (\text{III.8})$$

5. Largeur de Substrate Integrated Wave guide SIW :

$$L_z = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \frac{\mu'}{2\pi f_r} \quad (\text{III.9})$$

$$L_z = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{6.15}} \times \frac{2.54}{2 \times 3.14 \times 5.8 \times 10^9} = 8.4 \text{ mm}$$

Les dimensions en (mm) de la structure initiale du filtre sont présentées dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	d	P	I _{feed}	W _{feed}	W _{gap}	L _z	W _{siw}
Valeurs en (mm)	2.085	3.11	2.9	2.6	1.5	8.4	15.98

Tableau III.2 Dimensions initiale d'un filtre SIW

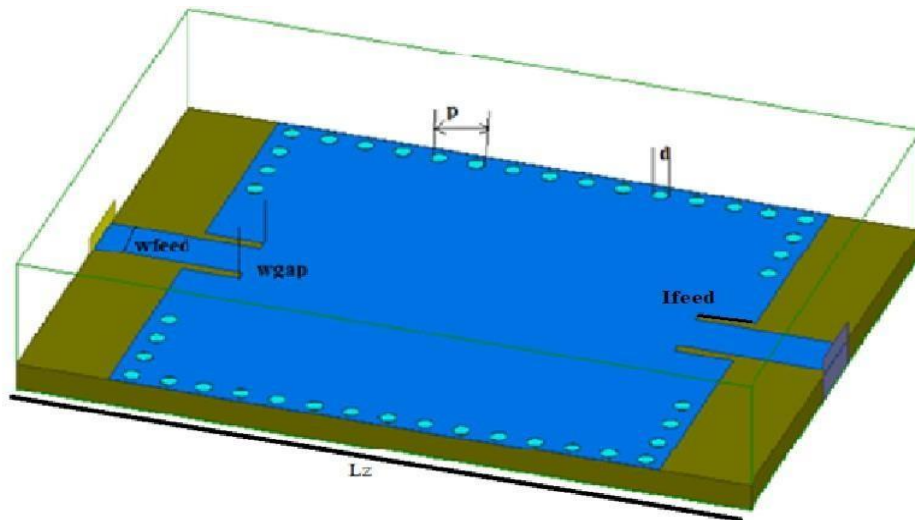


Figure III.5 : Structure du filtre SIW (un résonateur).

A l'aide de l'logiciel HFSS, on obtient la courbe de premier résonateur suivante :

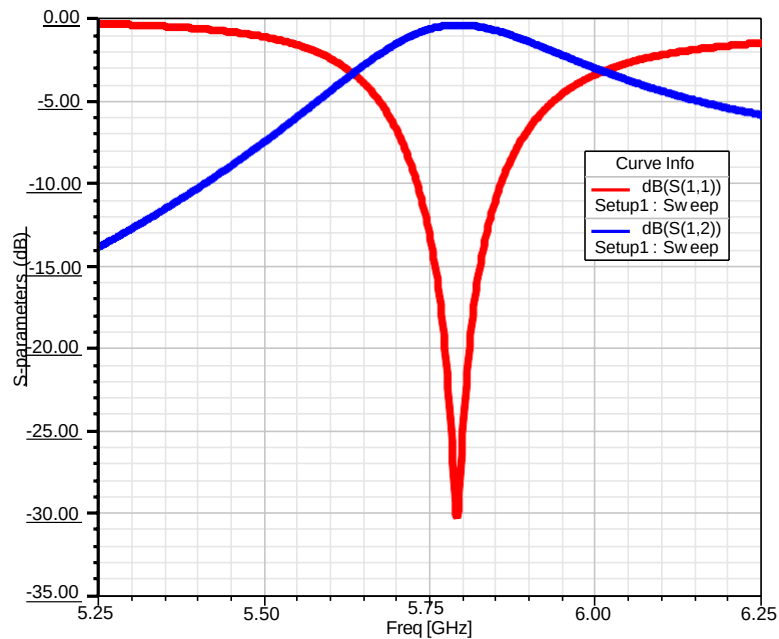


Figure III.6 : Simulation du SIW sans DMS de premier résonateur

III.3.4. Retard de groupe et facteur de qualité d'un résonateur :

On a déterminé le facteur de qualité par le retard de groupe de coefficient de réflexion S_{11} le résultat de retard de groupe est illustré dans la figure III.7.

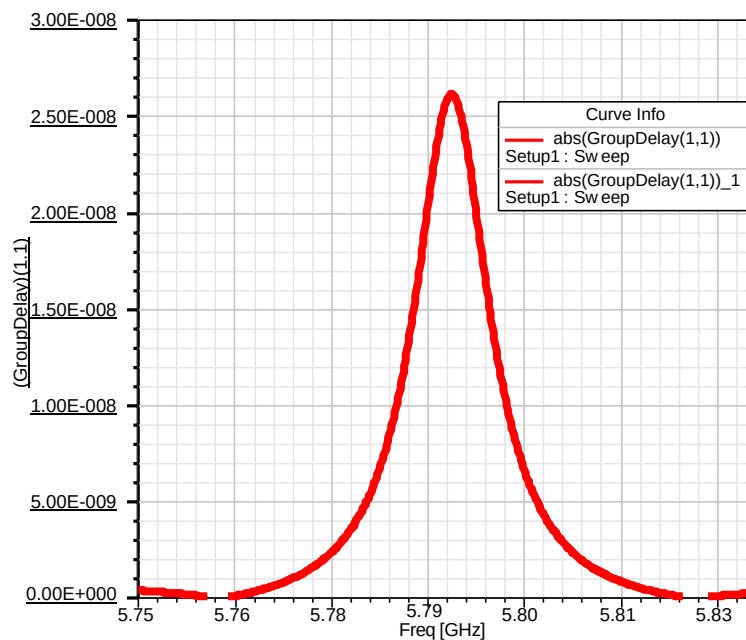


Figure III.7 : Retard de groupe d'un résonateur SIW alimenté par Microstrip.

La valeur du retard de groupe et de coefficient de qualité à la fréquence de résonance sont calculés à partir de la courbe de la figure et sont estimés à :

$$r_{s21} = 2.53 \times 10^{-8} S$$

$$Q_e = \frac{\omega_0 \times c}{4} = \frac{2\pi F_{0.0} \times c}{4} \quad (\text{III. 11})$$

Conception d'un filtre passe-bande à ouvertures en Technologie SIW Nous avons, dans un premier temps, conçu un filtre passe-bande en SIW d'ordre 2 excité par le mode TE_{10} . Ce filtre considéré est constitué de deux cavités couplées l'une à l'autre par une iris comme représenté sur la figure III.8. L'excitation se fait au moyen d'une ligne microrubanconique (Port1 et Port2 sur la Figure).

Le gabarit du filtre passe bande est défini par une fréquence centrale 5.8 GHz (particulier Tchebychev), largeur de bande de 300MHz, et la perte de réflexion 20 dB au niveau de la bande passante.

Ce filtre à deux pôles comporte une ouverture g.

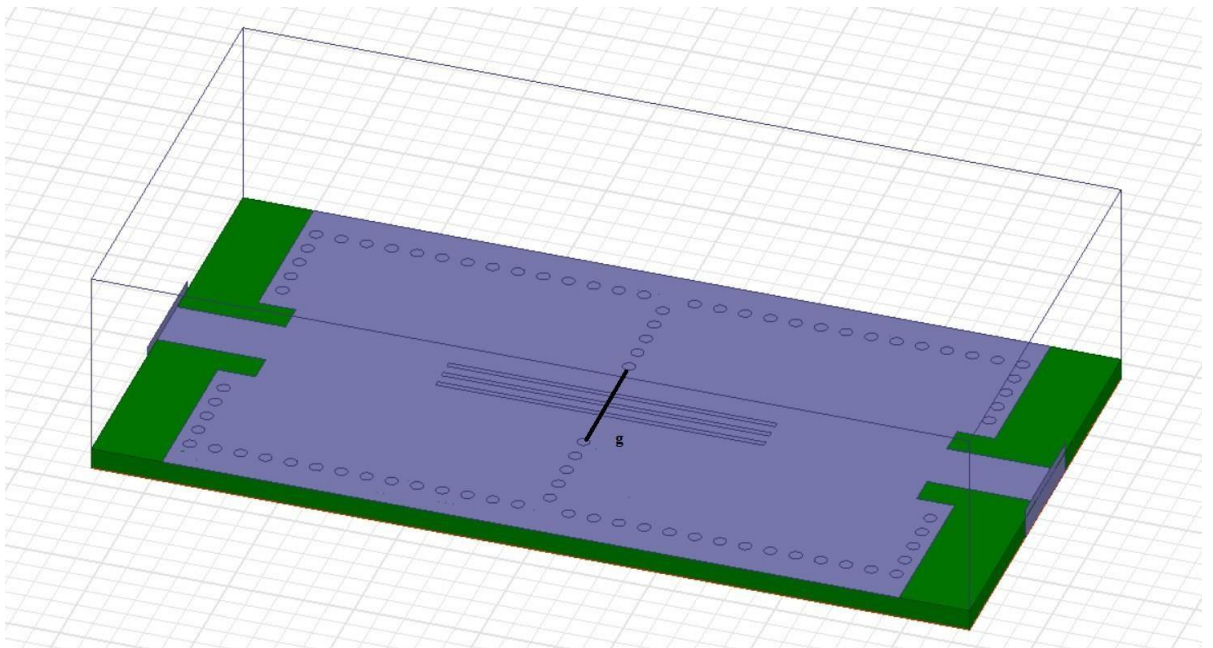


Figure III.8: Topologie de filtre passe bande SIW à 2 pôles

La mise en œuvre de ce filtre :

Pour accomplir la conception du filtre passe bande en SIW, une fois une seule cavité résonante SIW est créée pour un mode de résonance particulier, la méthodologie de conception ressemble beaucoup à la conception des filtres micro-ruban basée sur la simulation conventionnelle [7]. Les coefficients de couplage et les facteurs de qualité externes sont calculés à partir des expressions

décrites au troisième chapitre à partir des paramètres du prototype 0passe-bas [8]

Ces valeurs sont ensuite comparées aux coefficients de couplage et les facteurs de qualité externes simulés et extraits pour une géométrie particulière de la cavité, les critères donnés dans le tableau III.1 constituent le filtre passe-bande SIW mis en œuvre pour l'analyse ultérieure

Extraction de coefficient de couplage :

Le coefficient de couplage entre les résonateurs.

Pour l'extraction du coefficient de couplage entre les deux résonateurs des entrées d'excitation et de charge sont couplées aux deux résonateurs pour obtenir les deux pics de résonance, la structure de couplage est montrée sur la figure suivante :

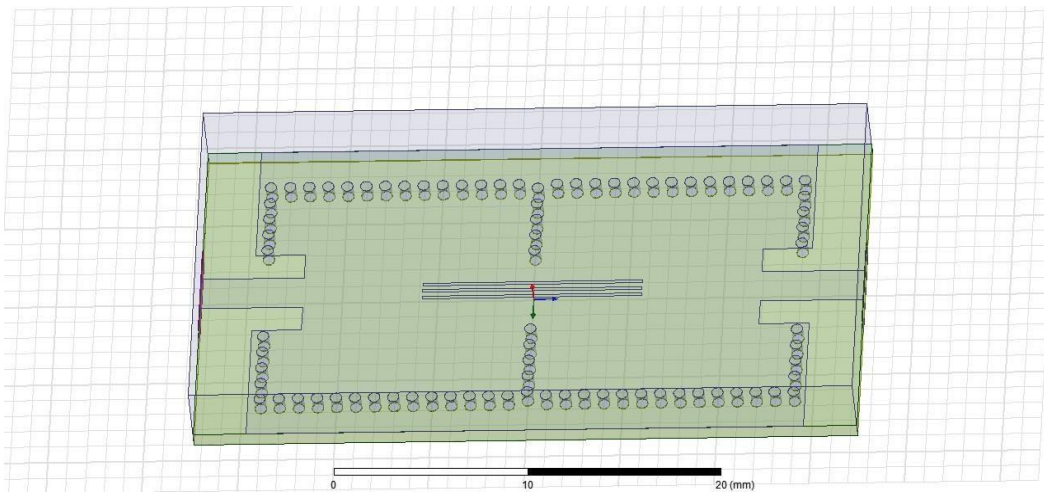


Figure III.9: Structure du filtre SIW avec deux résonateurs.

Simulation d'un filtre passe-bande avec cellule DMS :

Le filtre SIW proposé est conçu pour fonctionner dans les applications en bande C, Les paramètres géométriques du filtre sont illustrés à la figure III.9 et la figure III.11 illustre les résultats de la simulation de paramètres S_{11} et S_{21} de la cellule proposée.

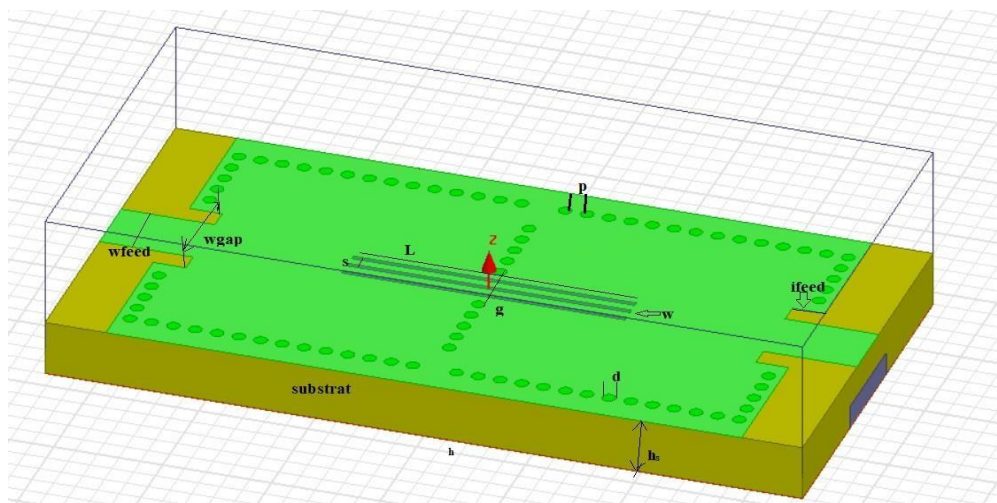


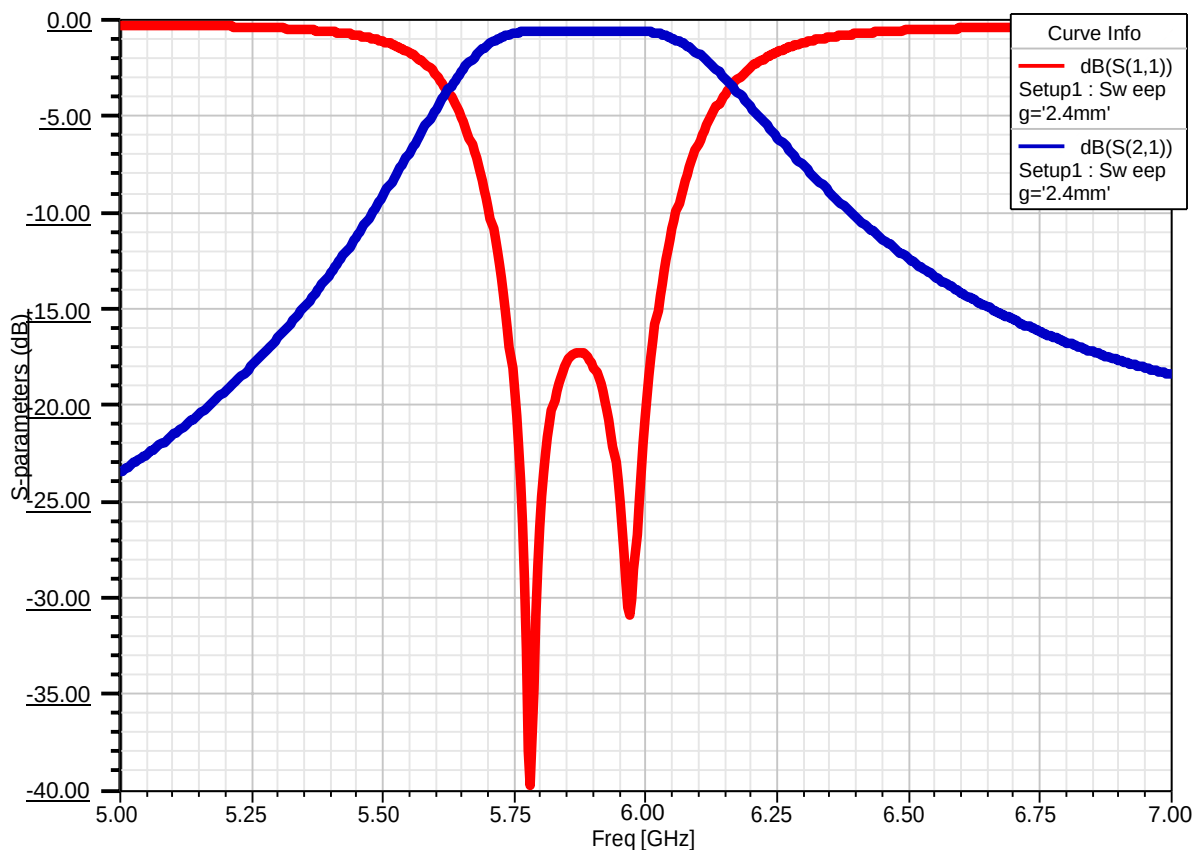
Figure III.10 : Les paramètres géométriques du filtre passe-bande.

Les valeurs des différents paramètres filtre passe bande SIW avec DMS proposé sont représentées dans le tableau suivant :

Paramètres	d	P	i_{feed}	W_{feed}	W_{gap}	G	W	S	L
Valeurs en (mm)	0.56	1	0.45	2.3	5.8	5.2	0.35	0.45	16

Tableau III.3 Dimensions du filtre passe bande SIW avec DMS

Sur la figure III.11, nous pouvons remarquer que le filtre proposé a atteint une bande passante filtrée de 4 GHz à 8 GHz avec une fréquence centrale de 5.8 GHz. Dans la bande passante, l'affaiblissement d'insertion est d'environ -3dB, une bonne réjection est obtenue avec une atténuation inférieure à -30.20dB et la réjection maximale est atteinte à -28.78 dB à la fréquence de 8 GHz.



2

Figure II.11: Résultats de simulation du filtre passe-bande avec les cellules DMS.

Le tableau ci-dessus présente les valeurs de plusieurs itérations pour calculer le coefficient de couplage en variant la longueur d'iris (g) :

g(mm)	$f_1(\text{GHz})$	$f_2(\text{GHz})$	f_1^2	f_2^2	$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}$
2.4	5.6854	6.0180	32.3237	36.2163	0.0567

Tableau (III-4) : Calcul de coefficient de couplage pour une itérations.

Ensuite nous allons étudier l'influence du changement de la largeur de l'iris g sur le coefficient de couplage. Le coefficient de couplage entre les cavités est donné par l'équation (III.12):

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} = \frac{(6.0180)^2 - (5.6854)^2}{(6.0180)^2 + (5.6854)^2} = 0.0567 \quad (\text{III. 12})$$

Le tableau III.6 donne le dimension de l'iris et les valeurs de couplage associés.

$M_{i,i+1}$	K	$g_{ij}(\text{mm})$
$M_{12} = M_{21}(0.055)$	0.0567	$g = (2.4)$

Tableau III.5: Couplage et la largeur d'iris du filtre passe-bande à deux-Pole.

III.7- Influence des paramètres géométriques :

III.7.1. Variation de distance de l'ouverture « g » :

Les courbes suivantes présentent l'influence de quelques paramètres géométriques sur la réponse fréquentielle des paramètres S. La figure III.12 montre les variations de coefficient de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence en prenant l'ouverture (g) comme paramètres à varier. Dans notre simulation on a choisi cinq valeurs de (g) (c'est le modèle de référence),

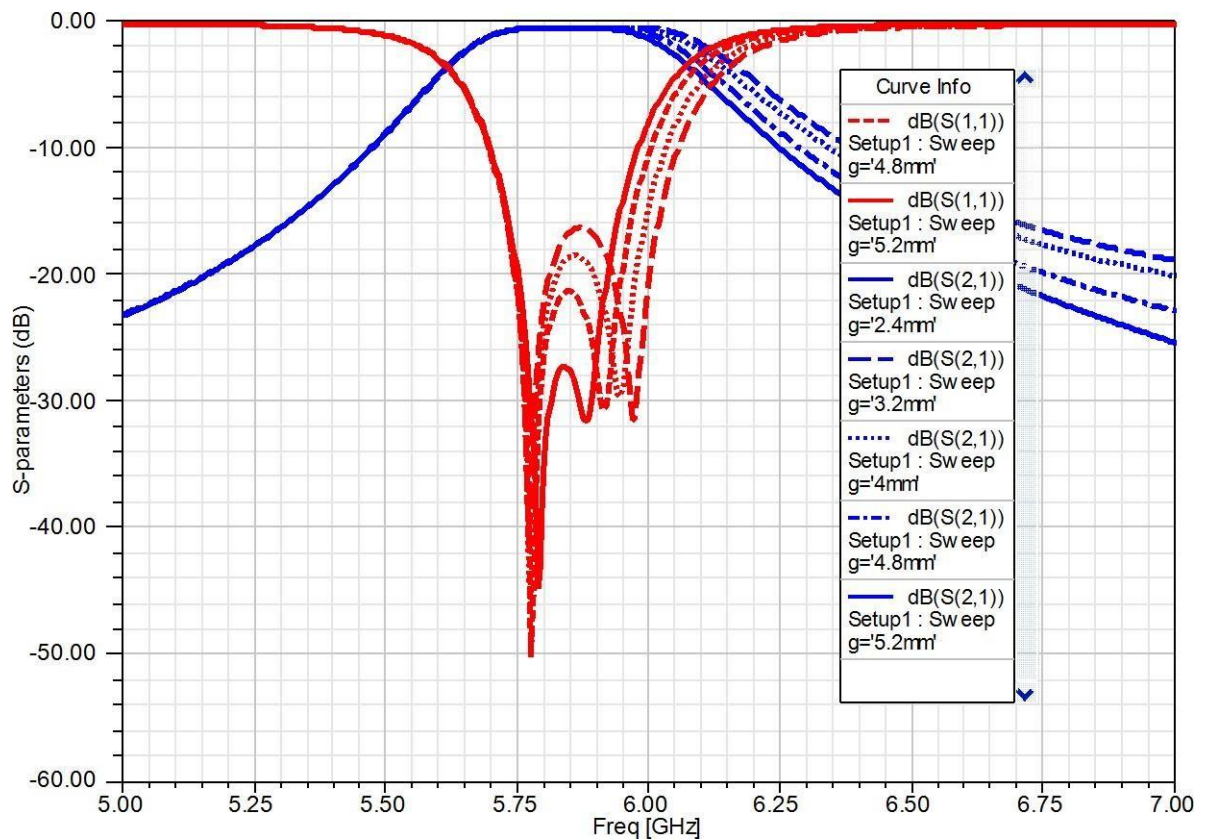


Figure III.12: la largeur sur les réponses g du filtre SIW en HFSS.

Sur la figure III.12 on remarque l'influence de la distance de l'ouverture (g) sur la largeur de bande passante alors que si on augmente la distance de l'ouverture holes la fréquence de résonance décalé. Nous avons remarquons un décalage des réponses fréquentielles en changeant les valeurs de (g).

Les diamètres d optimales obtenues pour une bande passante comprise entre 5.759GHz et 6 GHz, au-dessous de -20dB de pertes de réflexion, et la valeur $g = 2.4\text{mm}$, qui correspond à la fréquence central 5.759 GHz. Ceci prouve encore une fois qu'une bonne réjection des ondes incidentes et réfléchies est réalisée quand $g = 2.4\text{ mm}$

Paramètres de $g(\text{mm})$	2.4	3.2	4	4.8	5.2
La fréquence centrale GHz	5.756	5.757	5.758	5.759	5.76
Adaptation (db)	-27.5748	-16.9999	-18.1250	-21.9912	-27.9817

Tableau III.6: Les valeurs de la largeur de la ligne d'alimentation secondaire.

III.7.2. l'influence de l'espacement wgap :

La figure III.13 montre les résultats de simulation d'une cellule SIW-DMS proposée avec différentes valeurs de 'wgap'. Cette deuxième étude paramétrique montre l'influence de l'espacement 'wgap' entre deux fentes. Lorsque 'wgap' augmente, la fréquence de coupure inférieure reste la même et la fréquence de coupure supérieure se déplace plus haut. Par conséquent, 'wgap' est le troisième paramètre qui a affecté la proposition de SIW-DMS : lorsque 'wgap' augmente, la bande passante augmente vers le haut, ce qui signifie une bande passante plus large.

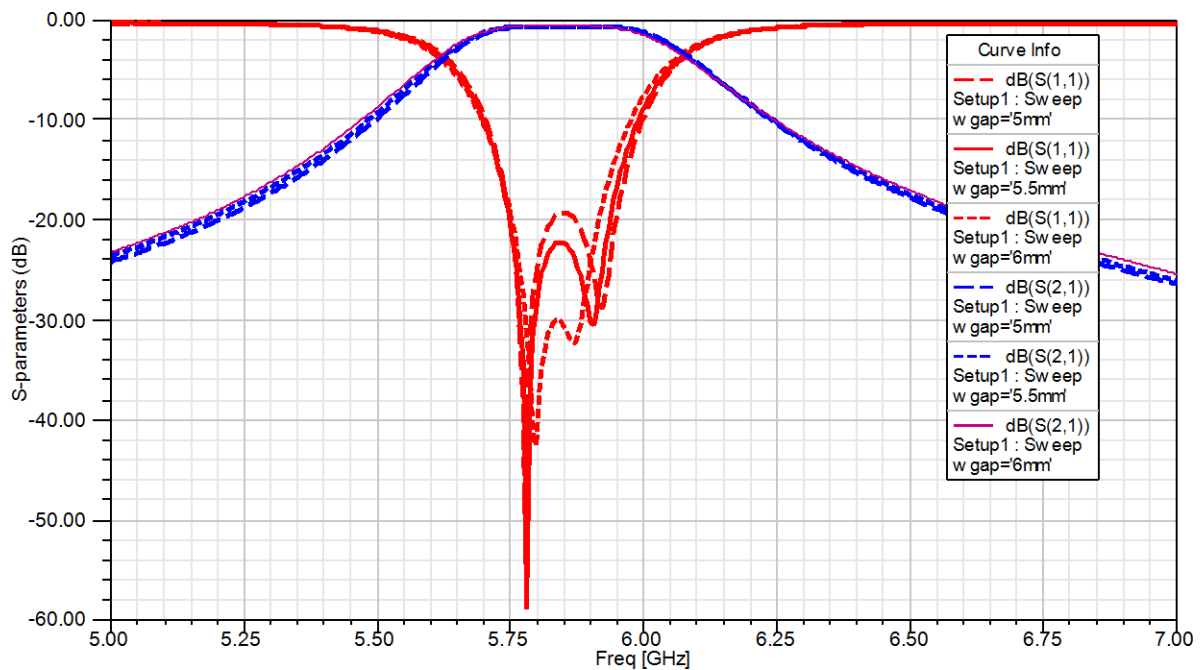


Figure III.13: la largeur sur les réponses wgap du filtre SIW en HFSS

III.7.3. l'influence de l'espacement ifeed :

La figure III.14 montre les résultats de simulation de la cellule SIW-DMS proposée avec différentes valeurs « ifeed ». Cette troisième étude paramétrique montre l'effet de la distance d'entrée entre deux fissures. À mesure que l'alimentation électrique augmente, la fréquence limite inférieure reste la même et la fréquence limite supérieure augmente. Par conséquent, « ifeed » est le deuxième paramètre qui a influencé la proposition SIW-DMS : à mesure que « ifeed » augmente, la bande passante augmente vers le haut, ce qui signifie une bande passante plus

grande.

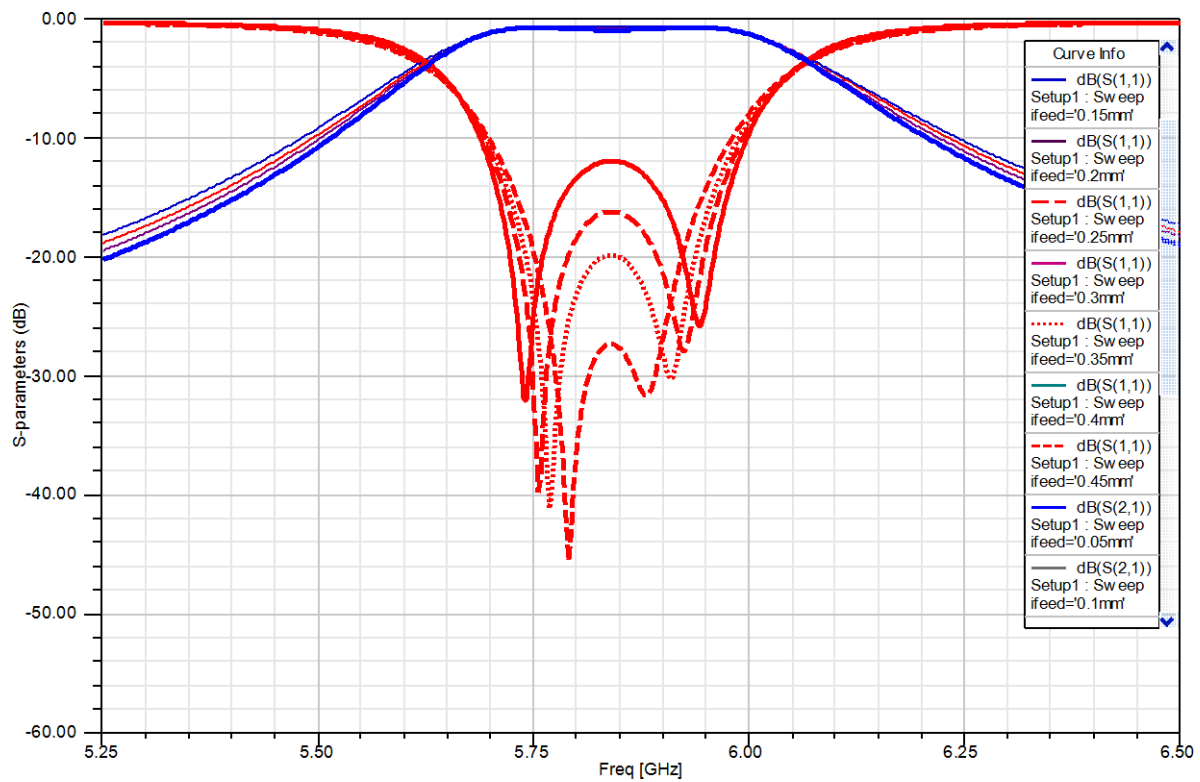


Figure III.14 Résultats de simulation de la cellule SIW-DGS proposées avec différentes valeurs de ifeed

Valeur de ifeed(mm)	0.05	0.15	0.2	0.25	0.30	0.35	0.45
La fréquence centrale(GHz)	5.692	5.75	5.752	5.754	5.756	5.76	5.765
Adaptation(db)	-27.92	- 12.60	-26	- 16.992	- 14.698	-20	-27.99

Tableau III.7 Les valeurs de la largeur de la ligne d'alimentation secondaire.

III..8. Distribution de champ :

Une analyse fréquentielle dans la bande [4-8] GHz, de cette structure a été menée avec le logiciel HFSS. Les figures III.15et III.16 illustrent respectivement la répartition des lignes du champ électriqueet magnétique du filtre passe-bandeet la cartographie du champ électrique du mode TE_{10} et le champ magnétique du filtre SIW-DMS pour la fréquence 5.8GHz.

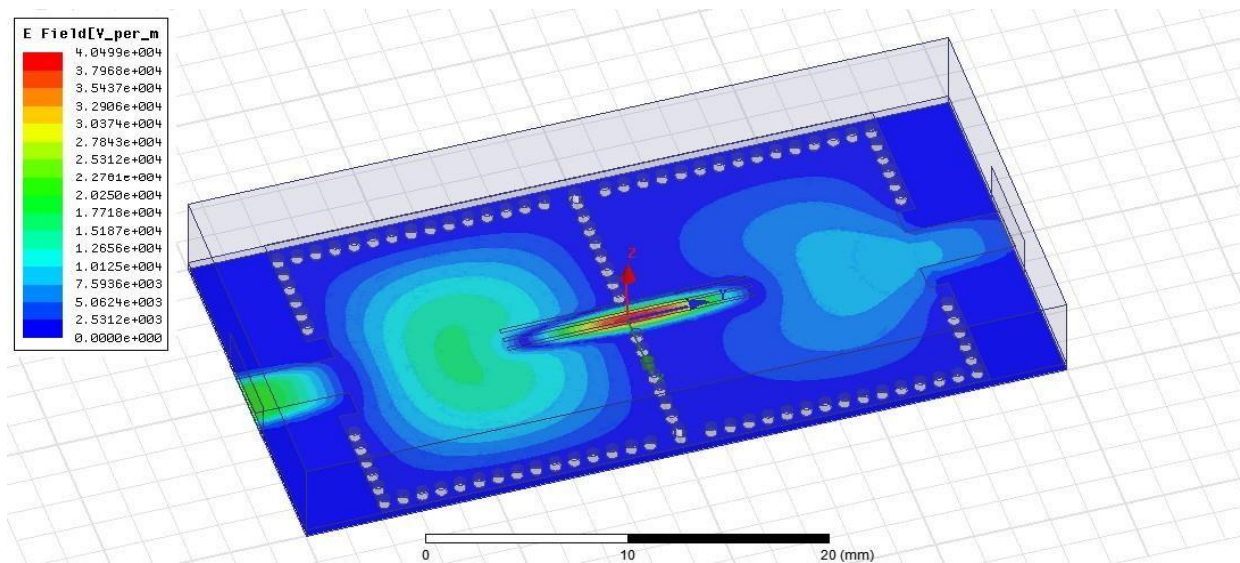


Figure III.15 la distribution du champ électrique du filtre SIW

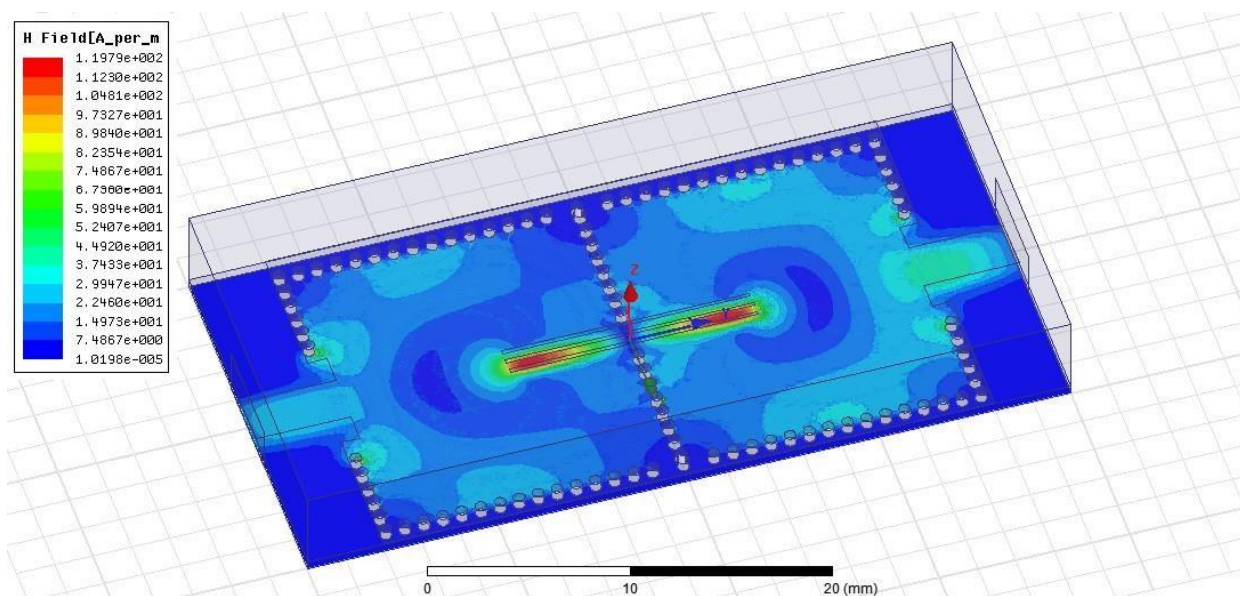


Figure III.16 la distribution du champ magnétique du filtre SIW

III.9. Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet d'une présentation de quelques prototypes originaux du filtre passe-bande compact utilisant le DMS. Nous avons basé sur les équations analytiques permettant de calculer les différents paramètres de synthèse d'un filtre passe bande (Matrice de couplage, coefficients de qualités et les dimensions géométriques initiale). La réponse fréquentielle idéale de ce filtre a été obtenue grâce au circuit équivalent à éléments localisés tracé avec AWR Design Microwave Office. Nous avons remarqué que les résultats de simulation des filtres passe bande proposées sont satisfaisants avec une bande filtrée allant de 4 GHz à 8 GHz avec une fréquence centrale de 5.8GHz. Nous avons constaté une bonne cohérence entre les courbes de simulation par HFSS et ceux de AWR. Les résultats présentés dans ce chapitre sont encourageants. La technologie SIW permet de réaliser des filtres SIW avec de bonnes performances.

Conclusion générale

Dans le cadre de notre projet de fin de cycle, les travaux menés dans ce mémoire sont consistés autour de la simulation d'un filtre passe-bande réalisé par la technologie SIW et basé sur la technique DMS. Nous avons exposé, dans le premier chapitre une généralité sur les filtres hyperfréquences, la technologie planaires détaillé avec ses applications et leurs avantages ainsi que leurs inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, nous avons donné un bref rappel sur la technologie SIW Substrate-integrated waveguide, sur le comportement des champs électrique à l'intérieur de ces derniers. Les notions de synthèse de filtres SIW seront rappelées (inverseurs). Ensuite, nous nous intéressons par l'étude de cavités résonantes (série et parallèle). Les modèles des équations analytiques seront aussi exposés, ces modèles seront utilisés pour la conception des filtres passe bande à base de la technologie SIW-DMS.

Dans le chapitre trois, la première étape de la démarche nous permet d'établir la matrice de couplage idéale du filtre, c'est-à-dire les valeurs des couplages entre les différents éléments résonants et des couplages d'entrée et sortie. Le deuxième volet de cette partie est dédié tout d'abord à la modélisation des filtres passe-bande à iris en technologies SIW dans la bande de fréquence (C). Nous allons exploités des topologies particulières mettront à l'épreuve l'association de la technologie SIW et les motifs DMS, pour concevoir un filtre au moyen de la matrice de couplage, et avec les deux logiciels HFSS et AWR qui tenteront de répondre aux spécifications imposées dans la bande C.

En fin, nous passerons par l'optimisation de ces filtres par l'utilisation de logiciel HFSS en se basant sur les paramètres initiaux trouvés par le calcul analytique, et pour terminer nous espérons que la simulation réalisée puisse être bénéfique pour les promotions futures lors de l'étude des fonctions bien particulières en cette technologie SIW ainsi que d'élargir le sujet vers d'autres perspectives.

Liste des références

- [1] : 4RT INSA Toulouse cours méthode de synthèse de filtre.
- [2] : cours en ligne http://gilles.berthome.free.fr/02-Syntheses/A-Traitement_signaux_analogiques/02-Synthese_filtrage.pdf
- [3] <https://www.mccours.net/cours/pdf/leilcllc3/leilcllc674.pdf>
- [4] cours en ligne filtrage analogique <https://moodle1.u-bordeaux.fr/mod/resource/view.php?id=134971&redirect=1>
- [5] :mémoire en ligne <http://pagesperso-orange.fr/F4DXU/>
- [6] A.ANTONIOU, "Digital filters: analysis and design", McGRAW HILL, New York, 1979.
- [7]: <http://www.elektronique.fr/cours/filtre/filtres.php>
- [8] SEGHIER Salima, "Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications", thèse pour l'obtention du doctorat de l'université de Tlemcen, 2013. [9] F. Shigeki « Waveguide line », Japanes patent: JP 06 053711, 1994
- [10] :mémoire en ligne <https://www.clicours.com/generalites-sur-la-technologie-des-guides-dondes-integres-au-substrat-siw/>
- [11] : K. Leahy, B. Flanick, K. A. Zak, A. Piloto « Waveguide filters having a layered dielectric structures », Jan 1995.
- [12] : <https://philipperoux.nexgate.ch/Resources/RLC1.pdf> et
- [14] : F. Shigeki, "Waveguide line," Japanes patent: JP 06 053711, 1994
- [13] : K. Leahy, B. Flanick, K. A. Zak, A. Piloto, "Waveguide filters having a layered dielectric structures," Jan 1995
- [18]: Daniels, R.C., Heath, R.W.: '60 GHz wireless communications:emerging requirements and design recommendations ', IEEE V eh. Technol. Mag., 2007, 2,(3), pp. 41 -50.
- [15] Paul F. Combes« Lignes, guides et cavités », édition Dunod 2006, collection sciences sup.
- [16] : Stéphane PINON, "Etude de la reconfigurabilité de circuit R par des réseau fluidiques. Conception et fabrication de microsystèmes intégrés sur substrat souple. », Thèse de doctorat, université de Toulouse, Décembre 2012.
- [17]: J. Reed, G. Wheeler, "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks, IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 4, pp. 246-252, Oct. 1956.
- [18] José Albuquerque, Directeur principal, Ingénierie du spectre, Intelsat, Les opérateurs de satellites contestent l'utilisation de la bande C par le service mobile , Conférence mondiale des Radio communications (CMR-07), Union Internationale des télécommunications, Avril 2015
- [19] http://tmms.co.jp/Nearfield/approche_pedagogique/Les_coefficients_de_couplage.htm
- [19.] Asanee Suntives "High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide Type Interconnects", Thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Quebec, Canada, February 2009
- [20] Y.-C. Shih, T.-N. Ton, L.Q. Bui "Waveguide-to-Micro strip Transitions for Millimeter Wave Applications", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol.1, pp. 473-475, 1988. [26] A. Suntives, R. Abhari "Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Vol.17, No. 10, pp.697-699, 2007.

Résumé

Les développements technologiques en télécommunication tendent dans les dernières années basés sur les guides d'onde intégrés au substrat (GIS), ou bien SIW (Substrate Integrated Waveguide) est une nouvelle technologie qui ont connu l'importance des chercheurs grâce à leurs faibles pertes, leurs dimensions réduites et leurs faibles coûts, elle est utilisée pour les filtres. Dans notre mémoire des guides d'ondes et des filtres sont conçus, analysés et simulés en utilisant (Roger/RT duroid 606/606LM TM) avec $h=0.017\text{mm}$ pour fonctionner dans la bande C [4-8GHz]. Les différentes simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel HFSS. Les résultats de simulation montrent qu'il y a une bonne réponse des guides d'ondes.

Dans ce travail de mémoire, la conception de filtre passe bande à base de la technologie SIW opérant en bande C est été conçue avec succès. Les résultats obtenus ont montrés de bonnes performances en terme d'adaptation. Les différentes simulations ont été achevées en utilisant le logiciel HFSS (high-frequency simulation software)

Mots clé :

Bande C, technologie SIW, HFSS (high-frequency simulation software)
HFSS (high-frequency simulation software)

ملخص

اتجهت التطورات التكنولوجية في مجال الاتصالات في السنوات الأخيرة إلى الاعتماد على الأدلة الموجية المدمجة في الركيزة (GIS)، أو SIW (Substrate Integrated Waveguide) وهي تقنية جديدة اكتسبت أهمية بين الباحثين بفضل انخفاض خسائرها وانخفاض أبعادها وانخفاض تكلفتها، فهي تستخدم للمرشحات. تم تصميم وتحليل ومحاكاة الأدلة الموجية والمرشحات في ذاكرتنا باستخدام (Roger/RT duroid 606/606LM TM) مع $h = 0.017\text{mm}$ للعمل في النطاق C [4-8 جيجا هرتز]. تم إجراء عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام برنامج HFSS، وأظهرت نتائج المحاكاة أن هناك استجابة جيدة من الأدلة الموجية. في هذه الأطروحة، تم بنجاح تصميم مرشح تمرير النطاق المعتمد على تقنية SIW العاملة في النطاق C. وأظهرت النتائج المتحصل عليها أداء جيد من حيث التكيف. تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام HFSS برنامج المحاكاة عالي التردد الكلمات الدالة:

النطاق C، تقنية SIW، HFSS برنامج محاكاة عالي التردد)
(HFSS برنامج محاكاة عالي التردد)

Summary

Technological developments in telecommunications have tended in recent years based on waveguides integrated into the substrate (GIS), or SIW (Substrate Integrated Waveguide) is a new technology which has gained importance among researchers thanks to their low losses, their dimensions reduced and low cost, it is used for filters. In our memory waveguides and filters are designed, analyzed and simulated using (Roger/RT duroid 606/606LM TM) with $h=0.017\text{mm}$ to operate in the C band [4-8GHz]. The different simulations were carried out using HFSS software. The simulation results show that there is a good response from the waveguides.

In this dissertation work, the design of a bandpass filter based on SIW technology operating in C band has been successfully designed. The results obtained showed good performance in terms of adaptation. The various simulations were completed using HFSS (high-frequency simulation software)

Keywords:

C band, SIW technology, HFSS (high-frequency simulation software)

HFSS (high-frequency simulation software)