

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département Électronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Télécommunication

Spécialité : Système Télécommunication

Par

- **Zaidi Sami**
- **Rabia Abdelwahab**

Intitulé

Analyse et conception des filtres microondes planaires sélectifs

Soutenu le : 03/07/2023

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. BELAZZOUG Massinissa</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. MESSAOUDENE Idris</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mme LAKHLEF Nora</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2022/2023

Remerciement

Nous voudrions très sincèrement remercier Dr. IDRIS MESSAOUDENE pour avoir assuré l'encadrement de ce travail. Sa disponibilité, son expérience, son savoir scientifique et ses qualités humaines ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail.

Nous tenons à exprimer notre gratitude et nos remerciements au président de jury M. BELAZZOUG qui a accepté d'évaluer notre travail.

Nous voudrions très sincèrement remercier Madame N. LAKHLEF qui a accepté d'évaluer notre travail.

Pour terminer, nous adressons nos profondes reconnaissances à toutes celles et tous ceux que nous n'avons pas cités ici et qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

*Ma mère, qui a œuvrée pour ma réussite, de par son
Amour, son Soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux
conseils, Pour toute son assistance et sa présence dans ma vie. Que dieu
la Procure bonne santé et longue vie.*

*Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues
Années de sacrifices Et de privation pour m'aider à avancer dans la
vie.*

*A mes parentes et mes frères, Abdélalim et mayssoune pour leur
soutien inconditionnel dans les moments difficiles leur encouragement
et leur présence toujours à mes cotes*

Aux personnes qui m'ont toujours aidée tan courage, qui étaient

Toujours mes cotes mes cher est antes :

*Zaidi Sami, Segueni Oussama, Benaldjia Abdelmoumen, Lakhdari
marowa*

Abdelwahab

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

*Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son
Amour, son Soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux
conseils, Pour toute son assistance et sa présence dans ma vie. Que dieu
la Procure bonne santé et longue vie.*

*Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues
Années de sacrifices Et de privation pour m'aider à avancer dans la
vie.*

*Puisse Dieu faire en sort que
Travail porte son fruit. Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et Le
soutient Permanent venu de toi.*

*Aux personnes qui m'ont toujours aidée tan courage, qui étaient
Toujours mes cotes mes cher est antes :
Mes parentes et mes amis*

SAMI

Résumé :

Ces dernières années, les chercheurs ont accordé une grande importance aux dispositifs basés sur les guides d'ondes ingérées au substrat en raison de leurs avantages significatifs. Tout d'abord, ces dispositifs présentent des pertes minimales, ce qui les rend extrêmement efficaces pour la transmission d'ondes électromagnétiques. En réduisant les pertes, ils permettent de conserver l'intégrité du signal sur de longues distances. La technologie SIW est utilisée pour les guides d'ondes comme pour les filtres. Dans ce travail, des guides d'ondes et des filtres basés sur la technique SIW sont conçus, analysés et simulés en utilisant (Rogers RT/duroid 5880 (tm)) avec $h = 0.508,2\text{mm}$ pour fonctionner dans les deux bandes respectivement de fréquences : la bande-S [2-4GHz] et la bande-X [8-12GHz]. 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. Ils montrent aussi une bande passante autour les trois fréquences 2.72 GHz et 10.31 GHz respectivement pour les bandes S et X.

Mots clés : Technologie SIW bande S, bande X, HFSS.

Abstract:

In recent years, researchers have given great importance to devices based on substrate-ingested waveguides due to their significant advantages. First of all, these devices have minimal losses, which makes them extremely efficient for the transmission of electromagnetic waves. By reducing losses, they help maintain signal integrity over long distances. SIW technology is used for waveguides as well as filters. In this work, waveguides and filters based on SIW technique are designed, analyzed and simulated using (Rogers RT/duroid 5880 (tm)) with $h = 0.508.2\text{mm}$ to operate in the two frequency bands respectively.: The S-band [2-4GHz] and the X-band [8-12GHz]. The various simulations were performed using HFSS software. The simulation results show that there is a good waveguide response. They also show a bandwidth around the three frequencies 2.72 GHz and 10.31 GHz respectively for the S and X bands.

Keywords: SIW technology, S-band, X-band, HFSS.

ملخص:

في السنوات الأخيرة ، أعطى الباحثون أهمية كبيرة للأجهزة القائمة على أدلة الموجات المبتلعة للركيزة نظراً لمزاياها الهامة. بادئ ذي بدء ، هذه الأجهزة لها خسائر قليلة ، مما يجعلها فعالة للغاية في نقل الموجات الكهرومغناطيسية. من خلال تقليل الخسائر ، فإنها تساعد في الحفاظ على سلامة الإشارة عبر مسافات طويلة. تُستخدم تقنية SIW للأدلة الموجية وكذلك المرشحات. في هذا العمل ، تم تصميم الأدلة الموجية والمرشحات القائمة على تقنية SIW وتحليلها ومحاكاتها باستخدام (Rogers RT / duroid 5880 (tm)) مع $h = 0.508.2\text{mm}$ للعمل في نطاق التردد على التوالي: S-band [2-4 GHz] و X-band [8-12 GHz]. تم إجراء عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام برنامج HFSS. تظهر نتائج المحاكاة أن هناك استجابة جيدة من الدليل الموجي. كما أنها تظهر عرض نطاق حول الترددات الثلاثة 2.72 جيجاهرتز و 10.31 جيجاهرتز على التوالي للنطاق S و X.

الكلمات المفتاحية : SIW S-band, X-band, HFSS.

Table des matières:

<i>Introduction générale</i>	13
<i>Chapitre I : Filtrés en guide d'onde intégré au substrat</i>	15
I.1. Introduction	16
I.2. Généralités sur les filtres micro-ondes	16
I.2.1. Définition	16
I.2.2. Caractéristiques des filtres passe-bandes	17
I.3. Technologie de guide d'onde intégré au substrat (SIW)	21
I.3.2. Avantages et inconvénients de la technologie SIW	22
I.3.2.1. Avantages	22
I.3.2.2. Inconvénients	22
I.4. Paramètres d'un guide d'ondes intégré au substrat	23
I.5. Matrice des coefficients de couplage	23
I.6. Applications des filtres SIW	27
I.7. Quelques travaux réalisés sur les filtres micro-ondes	27
I.7.1. Introduction	27
I.7.2. Conception d'un filtre passe-bande quasi elliptique sur un substrat multicouche compact pour applications en ondes millimétriques	27
I.7.3. Conception d'un filtre SIW avec amélioration des performances de la bande d'arrêt 29	
I.7.4. Conception d'un filtre passe-bande à guide d'onde HMSIW avec résonateurs de forme anneau	30
I.7.5. Conception d'un filtre symétrique à guide d'ondes intégré au substrat miniaturisé avec une haute sélectivité	31
I.7.6. Conception d'un nouveau filtre passe-bande en technologie SIW basé sur résonateurs complémentaires en anneau split (CSRRS)	32
I.7.7. Filtre passe-bande de guide d'ondes intégré au substrat demi-mode compact avec une large réjection hors bande	33
I.7.8. Filtrés SIW compacts chargés par résonateur Strip-line avec une large suppression et réponse flexible	34
I.8. Conclusion	37
<i>Chapitre II : Conception et Simulation des filtres en HMSIW</i>	38
II.1. Introduction	39
II.2. Conception d'un filtre à base de SIW	39
II.3. Filtre SIW demi-mode avec haute Sélectivité pour la bande X :	40
II.3.1. Configuration du filtre avec u avec les résonateurs R1, R3 et R4	41

II.3.1.1.	Résultats de simulation par CST FILTRE DESIGNER 3D.....	42
II.3.2.	Configuration du filtre avec les résonateurs R1, R3 et R4	43
II.3.2.1.	Résultats de simulation par CST FILTRE DESIGNER 3D.....	44
II.3.3.	La configuration du filtre HMSIW multicouche proposé.....	45
II.3.3.1.	Résultats de simulation du filtre finale.....	45
II.3.4.	Comparaison entre HFSS et CST FILTRE DESIGNER 3D	47
II.4.	Conception de Nouveaux filtres passe-bande SIW demi-mode pour la bande S :	47
II.4.1.	Design et conception du filtre A	49
II.4.1.1.	Résultats Numériques	50
II.4.2.	Design et conception du Filtre B	52
II.4.2.1.	Résultats Numériques	53
II.4.3.	Comparaison entre les résultats de simulations HFSS et ADS :	55
II.5.	Filtre reconfigurable.....	56
II.5.1.	Intégration des diodes PIN	57
II.5.1.1.	Résultats numériques par l'intégration des diodes (simulés par HFSS) :	58
II.6.	Conclusion	61
	<i>Conclusion Générale</i>	62
	<i>Bibliographie</i>	64

Liste des figures

Chapitre 01

Figure. I. 1 : la Réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande et ses caractéristiques.....	17
Figure. I. 2 : Bande passante à -3 dB [2]	20
Figure. I. 3 : Guide d'ondes intégré au substrat (SIW)	22
Figure. I. 4 : Guide d'ondes SIW avec ses paramètres.....	23
Figure. I. 5 : application de couplage de matrice optimiser	24
Figure. I. 6 : Visualiser et optimiser la réponse d'une matrice de couplage de filtres.....	25
Figure. I. 7 : S-paramètres et la matrice de couplage par logiciel Coupling Matrix Assembly (CMS).....	26
Figure. I. 8 : S-paramètres par logiciel Coupling Matrix Assembly (CMS).....	26
Figure. I. 9 : Configuration du filtre multicouche proposé en [8]	28
Figure. I. 10 : Résultats simulés et mesurés [8].....	28
Figure. I. 11 : a) SIW / cavité surdimensionnée proposée, (b) SIW / cavité surdimensionnée proposée, (c) Circuit prototype passe-bas de la cavité SIW [9]	29
Figure. I. 12 : Réponse large bande simulée des trois filtres de quatrième ordre avec quatre SIW / cavités surdimensionnées et différentes topologies d'entrée/sortie [9]	29
Figure. I. 13 : (a) Configuration de l'élément du HMSIW avec le CSSRR conventionnel, (b) Configuration de l'élément proposé du HMSIW avec le CSSRR à charge capacitive [10] .	30
Figure. I. 14 : Modèle de circuit équivalent de l'élément proposé du [10].....	30
Figure. I. 15 : Réponses de transmission simulées et mesurées du filtre passe-bande HMSIW proposé avec le CSSRR à charge capacitive [10].....	30
Figure. I. 16 : Vue d'ensemble 3D, configuration géométrique et vue latérale du filtre à cavité LTCC présenté. (a) aperçu 3D, (b) configuration géométrique et (c) vue latérale. [11].....	31
Figure. I. 17 : Résultats simulés et mesurés du filtre fabriqué. [11].....	32
Figure. I. 18 : Configuration du filtre SIW proposé [12]	32
Figure. I. 19 : Comparaison des résultats mesurés avec les résultats de simulation pleine onde pour le filtre proposé. [12].....	33
Figure. I. 20 : (b) Configuration CRLH HMSIW et (a) Configuration du CRLH HMSIW chargé EBG avec une taille de 22,2 9 mm 2[13].....	33
Figure. I. 21 : : Pertes de retour et d'insertion simulées et mesurées du filtre proposé avec (a) DMS et (b) lignes micro ruban coniques à alimentation normale. [13]	34

Figure. I. 22 : Configuration du filtre 1. (a) Vue 3D couche par couche. (b) Modèle de simulation 3D en HFSS. (c) Topologie schématique de couplage. (d) Couche PCB supérieure. (e) Couche PCB inférieure. [14].....	35
Figure. I. 23 : Filtre 3. (a) Configuration (b) Couplage topologie schématique.....	35
Figure. I. 24 : Filtre 2. (a) Configuration. (b) Topologie schématique.....	35
Figure. I. 25 : Paramètres S simulés, mesurés et synthétisés pour le filtre 1 [14].....	36
Figure. I. 26 : Paramètres S simulés, (a)mesurés et synthétisés pour le filtre 2 et (b) pour le filtre 3, avec la photographie du filtre montrée dans l'encart. [14].....	36

Chapitre 02

Figure. II. 1 : La configuration du filtre HMSIW multicouche proposé	40
Figure. II. 2 : la configuration du filtre de troisième ordre avec un résonateur de ligne micro ruban	42
Figure. II. 3 : S-Paramètres de la matrice de couplage du filtre de troisième ordre de ce filtre	42
Figure. II. 4 : La configuration du filtre HMSIW multicouche proposer	43
Figure. II. 5 : S- paramètres obtenus par le filtre HMSIW multicouche pour la matrice de couplage.....	44
Figure. II. 6 : La configuration du filtre HMSIW multicouche proposé (Finale).....	45
Figure. II. 7 : Paramètres S du filtre final proposé.	45
Figure. II. 8:S-Paramètres synthétisés, simulés du filtre proposer (FINALE) avec CST FILTRE.....	46
Figure. II. 9 : Configuration de résonateur à cavité SIW quadri-mode	48
Figure. II. 10 : Configuration de filtre A	49
Figure. II. 11 : Paramètres S du filtre A	50
Figure. II. 12 : Le modèle de circuit équivalent global du filtre A.....	51
Figure. II. 13 : Les paramètres S simulés pour le filtre A	52
Figure. II. 14 : Configuration du filtre B	53
Figure. II. 15 : Les S paramètres de filtre B	53
Figure. II. 16 : Le modèle de circuit équivalent global du filtre B.....	54
Figure. II. 17 : Les paramètres S simulés pour le filtre B.....	55
Figure. II. 18: Les circuits équivalents de la diode PIN ; (a) état ON, (b) état OFF.	57
Figure. II. 19 : Configuration du filtre proposé avec l'ajout de deux diodes	58
Figure. II. 21 : Paramètres S pour le cas D1 (ON) et D2 (ON)	60

Figure. II. 22 : diode D1 (OFF) et D2 (ON)	60
Figure. II. 23 : diode D1OFF) et D2 (OFF).....	61

Liste des équations

Chapitre 01

(Eq.I. 1).....	17
(Eq.I. 2).....	18
(Eq.I. 3).....	18
(Eq.I. 4).....	18
(Eq.I. 5).....	19
(Eq.I. 6).....	20
(Eq.I. 7).....	20

Chapitre 02

(Eq. II.1)	42
(Eq. II.2)	44
(Eq. II.3)	46
(Eq. II.4)	54

Liste des tableaux

Chapitre 01

Tableau. I. 1 : : la matrice de couplage généralisée [M]	24
--	----

Chapitre 02

Tableau. II. 1 : Dimensions et paramètres des matériaux utilisés dans la conception de filtre	41
Tableau. II. 2 : Dimensions de filtre proposer	41
Tableau. II. 3 : Comparaison entre HFSS et CST FILTRE DESIGNER 3D	47
Tableau. II. 4 : Dimensions et paramètres des matériaux utilisés dans la conception de filtre	49
Tableau. II. 5 : Dimensions de filtre	49
Tableau. II. 6 : Dimensions de filtre A	50
Tableau. II. 7 : les valeurs des éléments du circuit pour le filtre A	52
Tableau. II. 8 : : Dimensions de filtre B	53
Tableau. II. 9 : : les valeurs des éléments du circuit pour le filtre B	55
Tableau. II. 10 : : Diode PIN Éléments regroupés	57

Liste des abréviations

R	Résistance.
L	L'inductance.
C	Condensateur.
F_c	Fréquence De Coupure.
SIW	Substrate Integrated Wave Guide.
HFSS	High Frequency Structure Simulator.
TE	Transverse Electrique.
TM	Transverse Magnétique.
TZ	Zéro De Transmission (Transmission Zéro).
HMSIW	Guide D'onde Intégré Au Substrat Demi-Mode (Half-Mode Substrat Integrated
ADS	Advanced Design System
CST	Computer Simulation Technology
S	Parameters S (Scattering Parameters).
GHZ	Giga Hertz.
DB	Decibels.
ε_r	Permittivité Diélectrique.
PCB	Printed Circuit Board.

Introduction générale

Introduction générale

Les télécommunications sont un aspect fondamental de notre vie quotidienne et leur importance ne cesse de croître. Les contraintes imposées par le nombre croissant d'utilisateurs du spectre de fréquence ont motivé des recherches scientifiques pour développer des solutions techniques afin de répondre à ces besoins croissants. Ces dernières années, le domaine des télécommunications a connu des avancées technologiques dans de nombreux appareils électroniques, notamment les filtres.

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

La topologie SIW proposée par Ke Wu et son équipe a constitué une avancée importante dans la fabrication de circuits hyperfréquences. Elle a permis de résoudre plusieurs problèmes liés à l'utilisation de plusieurs substrats, tels que la complexité de fabrication, les pertes de signal et les difficultés d'intégration. Avec cette nouvelle approche, tous les composants peuvent être intégrés dans un seul substrat de section rectangulaire, ce qui réduit l'espace nécessaire et facilite la fabrication de circuits pour les systèmes de télécommunications.

Nous avons implémenté cette étude sous le titre " Analyse et conception des filtres micro-ondes planaires sélectifs".

Le manuscrit de ce mémoire de master est constitué d'une introduction, de deux chapitres et d'une conclusion.

Dans le premier chapitre de ce manuscrit peut être organisé en trois parties. La première partie sera consacrée à la présentation de quelques notions sur les filtrages hyperfréquence en technologie SIW, La deuxième partie de ce chapitre donne un aperçu général des propriétés électromagnétiques et les règles de conception du guide SIW. la troisième partie de ce chapitre consiste en un état de l'art des filtres SIW (Substrate Integrated Waveguide).

Dans le deuxième chapitre de ce manuscrit est réservé à la présentation des différents résultats de simulations et de réalisations des filtres passe-bande en technologie SIW et HMSIW. À la fin, on termine ce travail par une conclusion générale répondant, une annexe sur le simulateur et une référence bibliographique.

***Chapitre I : Filtres en guide d'onde
intégré au substrat***

I.1. Introduction

Au cours de ces dernières années, le développement du domaine des télécommunications a suscité la réalisation des équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées.

Tout d'abord, la technologie de guide d'onde intégré au substrat (SIW) est une structure de type guide d'onde, formé en connectant les plaques métalliques supérieure et inférieure d'un substrat diélectrique à l'aide de deux rangées de trous métallisés. Comme pour les guides d'ondes classiques, nous pouvons obtenir de bonnes performances telles que des faibles pertes d'insertion, un facteur de qualité élevé, les possibilités à transporter des grandes puissances et des faibles pertes de rayonnement.

Dans ce chapitre, nous introduisons quelques définitions sur les généralités des filtres micro-ondes, qui nous avons expliqué leurs caractéristiques et leurs paramètres nécessaire de ces filtres. Tout d'abord nous présentons la technologie SIW. Nous commençons par la définition et les avantages de la technologie de guide SIW puis par les règles de conception de guide SIW et enfin on termine par quelques travaux des chercheurs qui relié de nos projets.

I.2. Généralités sur les filtres micro-ondes

I.2.1. Définition

Les filtres micro-ondes sont des dispositifs qui permettent de sélectionner ou d'atténuer certaines fréquences d'un signal micro-ondes, qui sont souvent intégrés dans des circuits micro-ondes plus complexe.

Il existe plusieurs types de filtre micro-ondes parmi eux le filtre passe bande en haute fréquence qui est souvent utilisé pour la sélection des fréquences et la suppression des signaux indésirables.

I.2.2. Caractéristiques des filtres passe-bandes

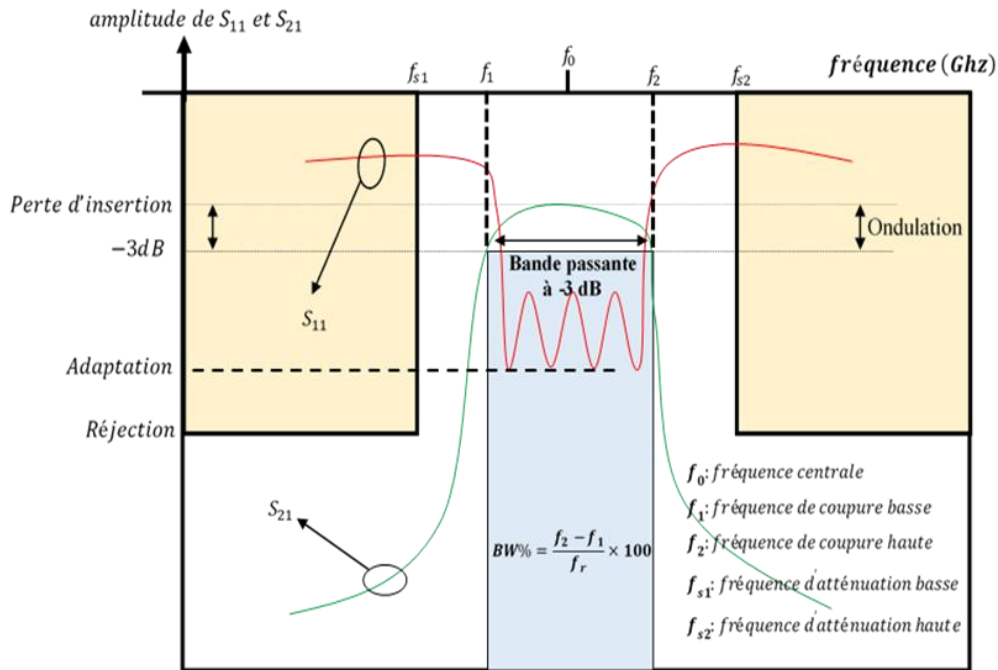


Figure. I. 1 : la Réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande et ses caractéristiques

Un filtre passe-bande se distingue par sa réponse de fréquences d'émission définies comme passe-bande, centrées à une fréquence f_0 , et deux bandes atténuées situées de chaque côté de la bande passante. Les caractéristiques électriques qui déterminent son fonctionnement sont la fréquence centrale, la largeur de bande, le niveau de rejet des bandes atténuées, les pertes d'insertion. La figure I.1 permet de définir les différents critères utiles pour quantifier les performances d'un filtre passe-bande notamment :

- **Fréquence centrale f_0** : est également connu la fréquence de résonance. Elle correspond à la moyenne des fréquences de coupure inférieure (f_1) et supérieure (f_2) du filtre passe-bande, et peut être calculée avec la relation suivante :

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (\text{Eq.I. 1})$$

- **Largeur de bande passante :** correspond à la plage de fréquences définies entre f_2 et f_1 , et elle est donnée par :

$$BW = f_2 - f_1 \quad (\text{Eq.I. 2})$$

- **Largeur de la bande passante relative :** est égale à la bande passante du filtre divisée par sa fréquence centrale, ainsi :

$$FBW(\%) = \frac{BW}{f_0} \times 100 \quad (\text{Eq.I. 3})$$

Les filtres passe-bandes peuvent être classés en filtres passe-bandes à bandes étroites et filtres passe-bandes à bandes larges en fonction de la largeur de bande de leur réponse en fréquence :

- Les filtres passe-bandes à bandes étroites : sont également appelés filtres sélectifs, car ils permettent de sélectionner une plage de fréquences très étroite centrée autour d'une fréquence spécifique, et la bande passante du filtre n'excède pas 20% par rapport la fréquence centrale du filtre.
- Les filtres passe-bandes à bandes larges : ont une large bande passante et ils sont utilisés pour transmettre une gamme plus large de fréquences. Ils sont caractérisés par des bandes passantes comprises entre 20% et 80%.
 - **Perte d'insertion :** La perte d'insertion dans les filtres est l'affaiblissement du signal qui se produit lorsqu'un signal passe à travers un filtre. Elle est mesurée en décibels (dB) et représente la différence de puissance entre le signal d'entrée et le signal de sortie du filtre.
 - **Perte de retour :** La perte de retour est un paramètre de performance qui fournit la quantité relative de puissance réfléchiée par un signal d'entrée à l'intérieur du filtre. Il peut être exprimé en termes de VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) par l'expression suivante :

$$RL(db) = 20 \log \left[\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right] \quad (\text{Eq.I. 4})$$

Où : $VSWR = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|}$

- **Bande passante :** Pour un filtre passe-bande, il s'agit de la différence entre les fréquences supérieures et inférieures.
- **Fréquence de coupure :** la fréquence de coupure est définie comme la fréquence à laquelle le signal d'entrée est atténué de moitié (-3 dB) par rapport au niveau du signal d'entrée.
- **Bande d'arrêt :** La bande d'arrêt est égale à la plage de fréquences dans laquelle l'affaiblissement d'insertion de filtre est supérieur à une valeur spécifiée.
- **Rejet :** le rejet dans les filtres est une mesure de l'atténuation du signal pour une certaine plage de fréquences qui est rejetée ou éliminée par le filtre. Il est important dans la conception et l'utilisation de filtres pour éliminer les interférences et les distorsions indésirables du signal. Les conceptions pratiques spécifient souvent 60 dB comme taux de rejet.
- **Facteur de qualité :** Le facteur de qualité est une mesure de la sélectivité et de l'efficacité d'un filtre à une fréquence spécifique. Le facteur de qualité d'un filtre est consolidé en tant que paramètre important qui définit le degré de qualité d'un tel dispositif [1]. La qualité d'un filtre dépend de la qualité de ses résonateurs, dont la structure est généralement identique ou très similaire. Il existe 3 types de facteurs de qualité, le facteur de qualité non chargé Q_U , le facteur de qualité chargé Q_L et le facteur de qualité externe Q_E . Ils sont décrits comme suit :
- **Facteur de qualité en charge Q_L :** Il caractérise la sélectivité du résonateur à une fréquence de résonance donnée (f_0). Il est déterminé avec l'équation suivante, en employant la réponse du paramètre $|S_{21}|$:

$$Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (\text{Eq.I. 5})$$

Où f_0 est la fréquence de résonance et $BW_{3dB} = f_2 - f_1$ correspondent à la bande passante calculée à -3 dB à partir des pertes d'insertion perçues dans des conditions de résonance, comme on peut le voir à la figure I.2 selon l'équation (I.5).

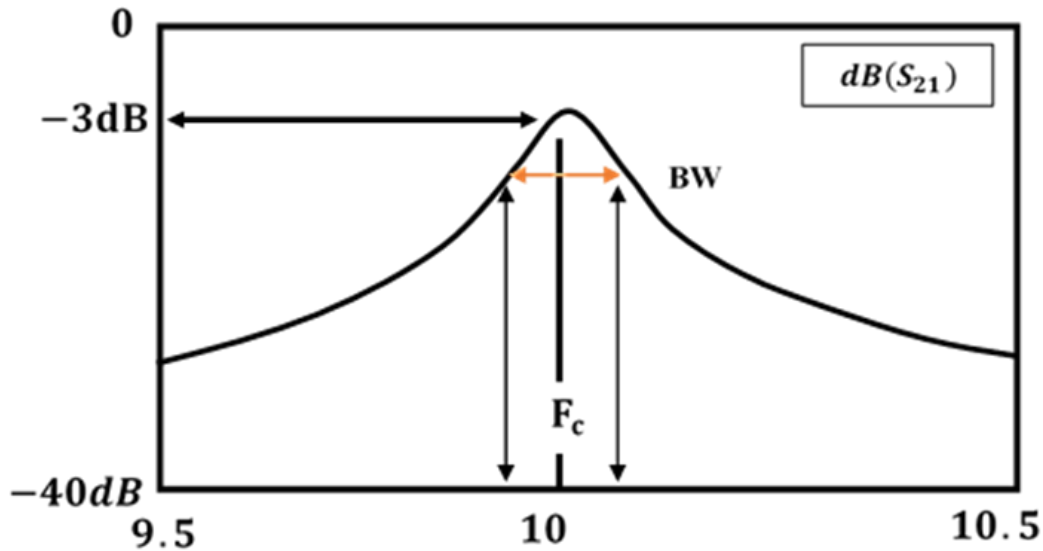


Figure. I. 2 : Bande passante à -3 dB [2]

- **Facteur de qualité externe** : Le facteur de qualité externe caractérise les pertes produites par les structures de couplage externes du résonateur. Il est défini par l'équation suivante [3] :

$$Q_U = w_0 \frac{\text{énergie stockée dans le résonateur par cycle}}{\text{puissance dissipée par la charge externe par cycle}} \quad (\text{Eq.I. 6})$$

On : $w_0 = 2\pi f_0$ correspond à l'impulsion mesurée à la fréquence de résonance.

- **Facteur de qualité non chargé** : est une mesure de la performance d'un circuit résonnant, comme un circuit oscillant ou un filtre résonant. Il représente la quantité d'énergie stockée dans le circuit par rapport à l'énergie dissipée dans le circuit. La valeur de Q_L peut être évaluée à partir d'une expression mettent en relation les valeurs du facteur de qualité chargé Q_L avec le facteur de qualité non chargé Q_u et le facteur de qualité externe Q_E : $\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_E}$.

$$Q_E : \frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_E}. \quad (\text{Eq.I. 7})$$

I.3. Technologie de guide d'onde intégré au substrat (SIW)

Ces derniers temps, le secteur des télécommunications a connu des avancées significatives en matière de miniaturisation et d'intégration, qui ont permis la réalisation d'équipements haut de gamme à faible coût, de petite taille et de faible poids [3]. Dans ce contexte, la fabrication des composants hautes fréquences tels que des filtres, des coupleurs, des guides d'ondes, des antennes et des oscillateurs à haute performance nécessite de réduire considérablement leur volume et leur poids.

Pendant longtemps, les guides d'ondes rectangulaires ont été largement utilisés dans les systèmes à ondes millimétriques et à micro-ondes car ils étaient considérés comme efficaces en tant que lignes de transmission. Cependant, leur structure volumineuse les rendait difficiles à intégrer dans des structures planaires et à produire à faible coût. Heureusement, les chercheurs ont surmonté ce problème grâce aux progrès réalisés dans la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW), qui offre une nouvelle approche pour la conception de guides d'ondes.

La technologie SIW a été utilisée pour la première fois en 1997 pour les antennes millimétriques [4], suivi par d'autres études [5]. Depuis le début des années 2000, l'équipe dirigée par le professeur Ke Wu au Centre de recherche Polygrames a intensivement travaillé sur la technologie SIW et l'intégration des composants [4]. En 2001, un travail sur l'excitation des circuits SIW par une transition depuis une ligne micro-ruban a été publié [6]. Cette méthode d'excitation est devenue la référence pour les excitations de circuits SIW.

I.3.1. Définition des guides d'ondes intégrés au substrat

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est un type de guide d'ondes électromagnétique rectangulaire qui peut être facilement fabriqué en masse à faible coût en utilisant des rangées de cylindres ou de fentes conductrices intégrées dans un substrat, qui est ensuite connecté entre deux plaques métalliques parallèles. Cette technologie est également connue sous le nom de guide d'ondes post-paroi ou guide d'ondes stratifié. La figure I.3 donne un aperçu sur la topologie du guide d'ondes intégré au substrat (SIW).

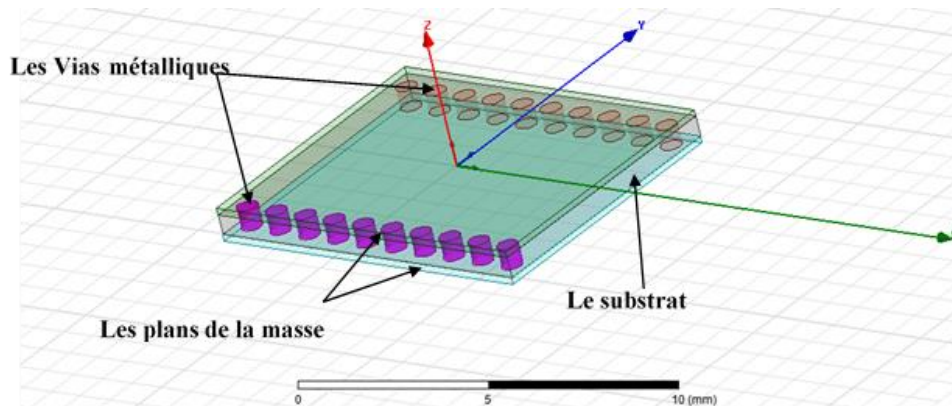


Figure. I. 3 : Guide d'ondes intégré au substrat (SIW)

I.3.2. Avantages et inconvénients de la technologie SIW

I.3.2.1. Avantages

Les filtres SIW offrent plusieurs avantages, notamment :

- Leur structure compacte permet une intégration facile avec d'autres composants sur une même puce,
- Une bande passante plus large et une perte d'insertion plus faible ce qui les rend adaptés à une grande variété d'applications de communication sans fil, radar et navigation.
- Les filtres SIW présentent également une résistance élevée aux perturbations externes, une forte linéarité et une faible distorsion.
- Permet une production en série rentable et une réduction des coûts de fabrication.

I.3.2.2. Inconvénients

Bien que les filtres SIW présentent de nombreux avantages, ils ont également quelques inconvénients :

- Les fuites entraînent des pertes importantes qui dépendent de la séparation entre les trous présents dans la couche supérieure.
- Le châssis SIW offre la possibilité d'une intégration à haute densité des composants discrets.
- Les implémentations mm-Wave de SIW doivent être prises en compte en raison de leur sensibilité à la fréquence.
- Le SIW présente une limite de fréquence de coupure inférieure.

I.4. Paramètres d'un guide d'ondes intégré au substrat

La conception des structures en technologie SIW se fait par plusieurs paramètres qui sont définis comme suit :

- d : Le diamètre des Vias métalliques .
- a_{siw} : L'écartement entre deux rangés de vias (centre à centre) qu'il ne correspond pas à la largeur effective.
- S : La distance entre deux Vias adjacents de centre à centre.
- h : La hauteur du substrat.

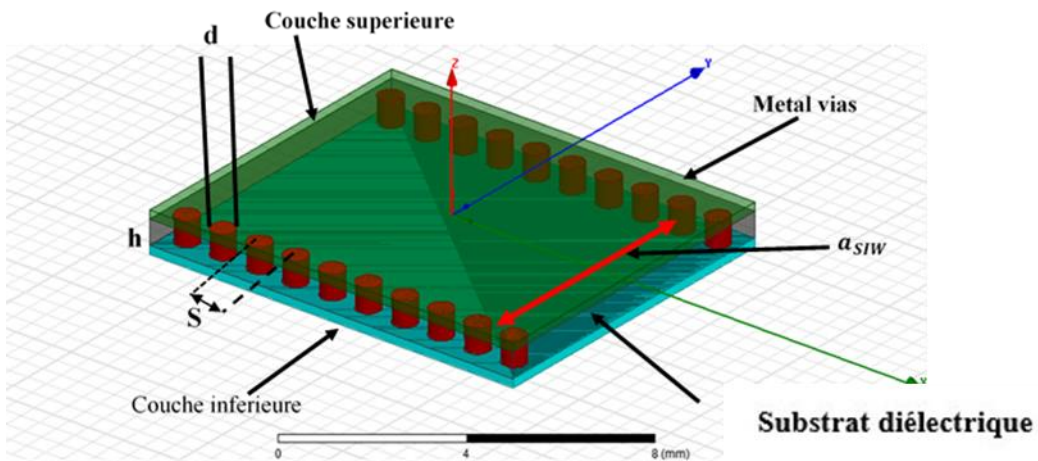


Figure. I. 4 : Guide d'ondes SIW avec ses paramètres

I.5. Matrice des coefficients de couplage

La matrice de couplage est une représentation numérique de couplage entre les résonateurs du filtre.

Le tableau I.1 représente une matrice de couplage avec $N \times N$ éléments où :

- N représente l'ordre du filtre
- Les numéros de lignes et de colonnes sont les numéros de résonateur.
- Les éléments non nuls montrent qu'il existe un couplage entre ces résonateurs.
- Le couplage de la source et de la charge du filtre peut également être inclus, ce qui fait que la matrice a $(N + 2) \times (N + 2)$ éléments.

Tableau. I. 1 : la matrice de couplage généralisée [M]

0	M_{S1}	M_{S2}	M_{S3}	...	M_{Sk}	...	$M_{S,-1}$	$M_{S,N}$	M_{SL}
M_{1S}	M_{11}	M_{12}	M_{13}	...	M_{1k}	...	$M_{1,-1}$	$M_{1,N}$	M_{1L}
M_{2S}	M_{21}	M_{22}	M_{23}	...	M_{2k}	...	$M_{2,-1}$	$M_{2,N}$	M_{2L}
M_{3S}	M_{31}	M_{32}	M_{33}	...	M_{3k}	...	$M_{3,-1}$	$M_{3,N}$	M_{3L}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
M_{kS}	M_{k1}	M_{k2}	M_{k3}	...	M_{kk}	...	$M_{k,-1}$	$M_{k,N}$	M_{kL}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$M_{N-1,S}$	$M_{N-1,1}$	$M_{N-1,2}$	$M_{N-1,3}$...	$M_{N-1,k}$...	$M_{N-1,-1}$	$M_{N-1,N}$	$M_{N-1,L}$
$M_{N,S}$	$M_{N,1}$	$M_{N,2}$	$M_{N,3}$...	$M_{N,k}$...	$M_{N,-1}$	$M_{N,N}$	$M_{N,L}$
M_{LS}	M_{L1}	M_{L2}	M_{L3}	...	M_{Lk}	...	$M_{L,-1}$	$M_{L,N}$	0

On peut extraire les paramètres de dispersions S par deux méthodes :

- **La première méthode :**

On peut extraire les paramètres S du filtre à partir de la matrice de couplage à l'aide de logiciel 'Coupling Matrix Optimizer' inventé par « C. CARCELLER ». C'est une interface graphique simple mais puissante qui permet aux concepteurs de filtres hyperfréquences d'optimiser les matrices de couplage (qui représentent des filtres à résonateurs couplés).

Tout d'abord, on définit le nombre de nœuds dans la matrice CM, la fréquence centrale du filtre et la bande passante. Ensuite, on choisit les cellules de la matrice qu'on souhaite optimiser. Puis, on précise les objectifs du filtre et toute égalité qu'on souhaite appliquer. Enfin, on laisse la boîte à outils d'optimisation de Matlab ajuster la matrice de couplage jusqu'à ce qu'elle fournisse les résultats souhaités[7]. Cette méthode est représentée dans les figures I.5 et I.6.

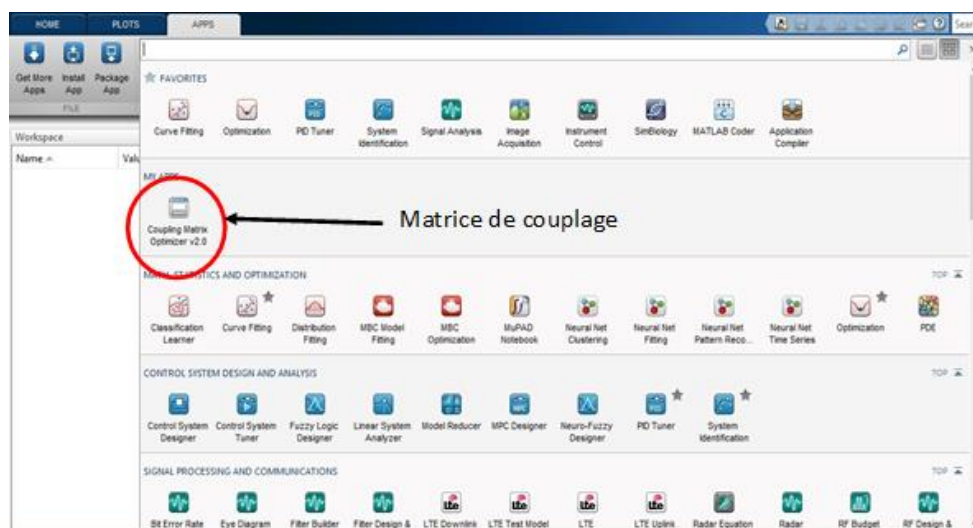


Figure. I. 5 : application de couplage de matrice optimiser

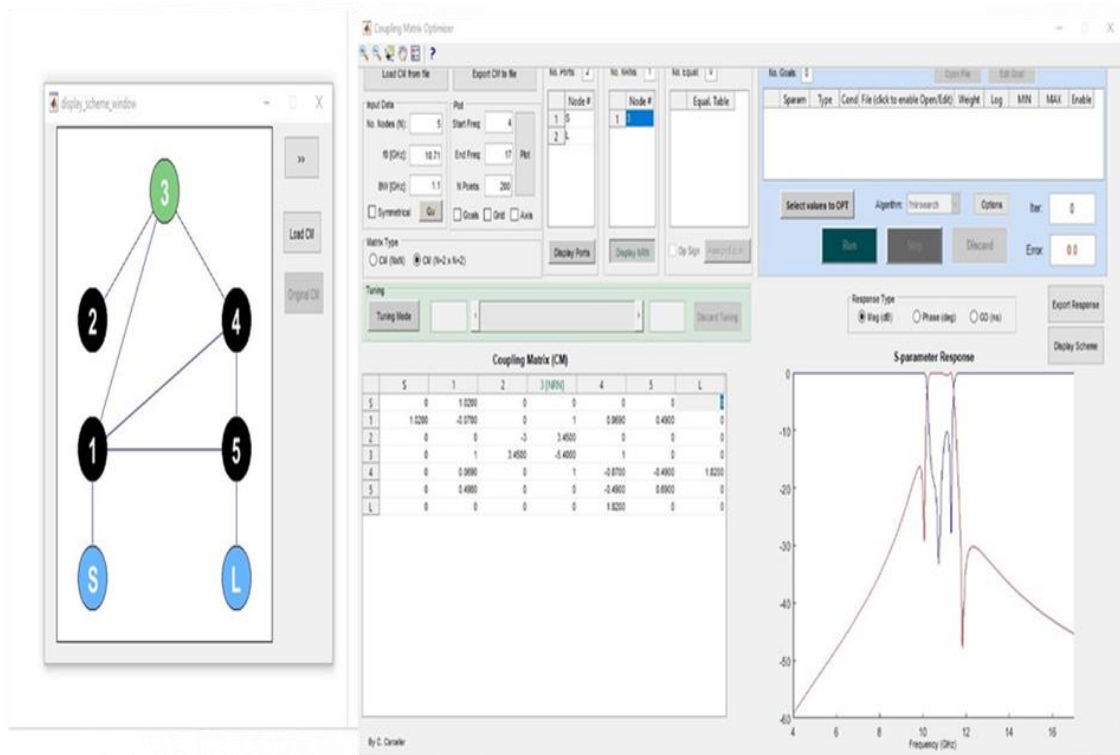


Figure. I. 6 : Visualiser et optimiser la réponse d'une matrice de couplage de filtres

▪ **La deuxième méthode :**

On peut aussi extraire les paramètres S du filtre et la matrice de couplage à partir de logiciel < CMS_Demo.exe >.

Le logiciel Coupling Matrix Assembly (CMS) de Victor Technologie facilite la compilation de matrices de couplage N+2 pour les fonctions de filtrage passe-bande Chebyshev, avec des fonctions de transfert aléatoire à position finie. Cette méthode illustre dans les figures I.7 et I.8.

○ **La première étape pour extraire les paramètres S du filtre :**

Il faut fournir au logiciel toutes les informations liées à la courbe comme ; l'ordre de filtre, la fréquence centrale, la bande passante, la perte de retour, la perte insertion, les transmissions zéros, la gamme de fréquence.

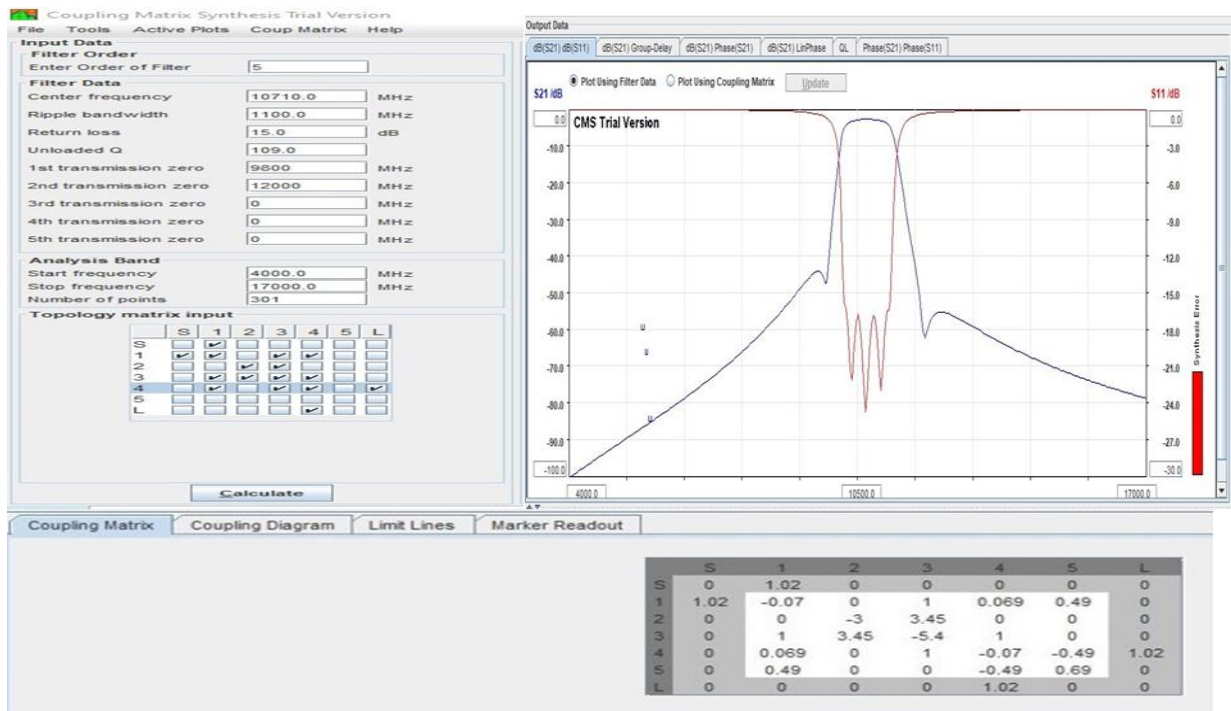


Figure. I. 7 : S-paramètres et la matrice de couplage par logiciel Coupling Matrix Assembly (CMS)

- La deuxième étape pour extraire le S-paramètres du filtre :

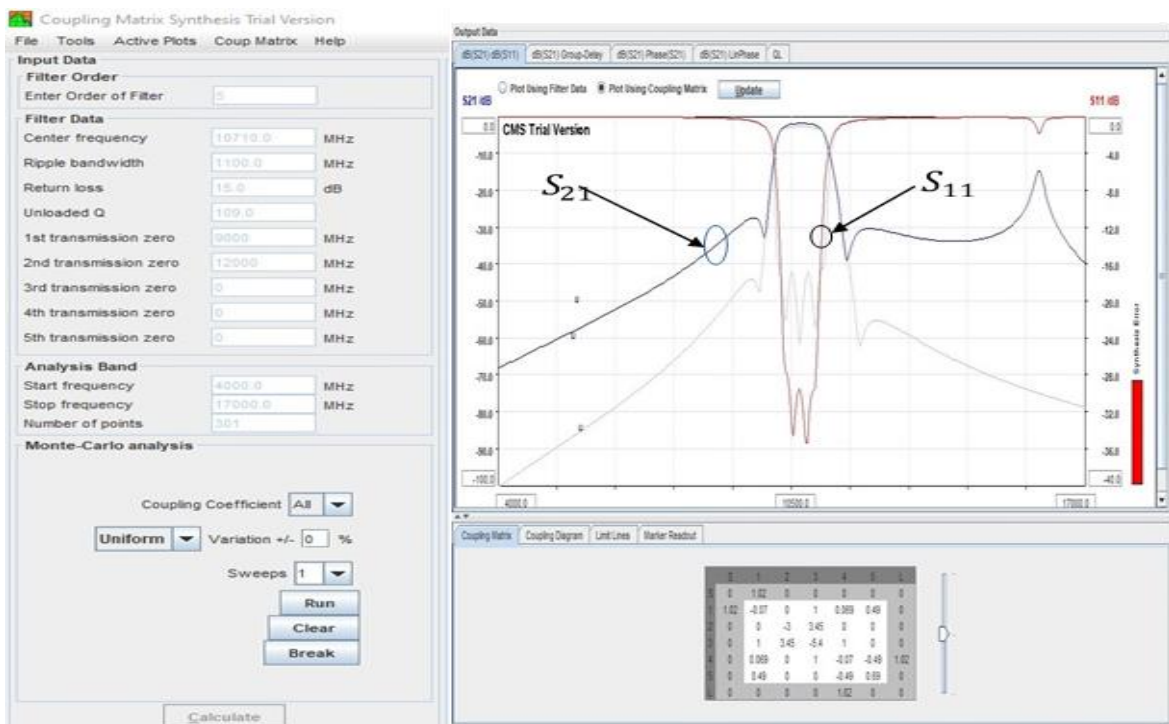


Figure. I. 8 : S-paramètres par logiciel Coupling Matrix Assembly (CMS)

I.6. Applications des filtres SIW

Les filtres SIW sont utilisés dans un large éventail d'applications notamment ; les systèmes de communication sans fil, l'industrie automobile, la sécurité, la navigation et le radar. Les filtres SIW permettent de filtrer les signaux indésirables et parasites, d'améliorer la précision de mesures, d'accroître la sécurité et d'améliorer la qualité des images et des données. Ils sont un élément clé dans de nombreux systèmes électroniques contemporains, offrant une performance de filtrage supérieure à d'autres technologies de filtrage.

I.7. Quelques travaux réalisés sur les filtres micro-ondes

I.7.1. Introduction

Les dernières années ont vu un développement considérable des filtres hyperfréquences. Pour cette raison les chercheurs ont toujours cherché à améliorer leurs performances et à appliquer de nouvelles techniques à leur structure pour les distinguer des autres. Dans cette partie, on s'intéresse à la présentation de quelques travaux et réalisations de chercheurs dans ce domaine.

I.7.2. Conception d'un filtre passe-bande quasi elliptique sur un substrat multicouche compact pour applications en ondes millimétriques

Dans la référence [8], un filtre SIW quasi-elliptique a été proposé par Zhang, en 2021 pour les applications à ondes millimétriques. Ce filtre est composé d'un PCB multicouche avec quatre couches de cuivre, deux couches substrats Taco Nic TLY-5 et une couche Rogers RO4450F, avec des fentes métalliques qui fait le couplage entre les couches comme illustré sur la figure I.9.

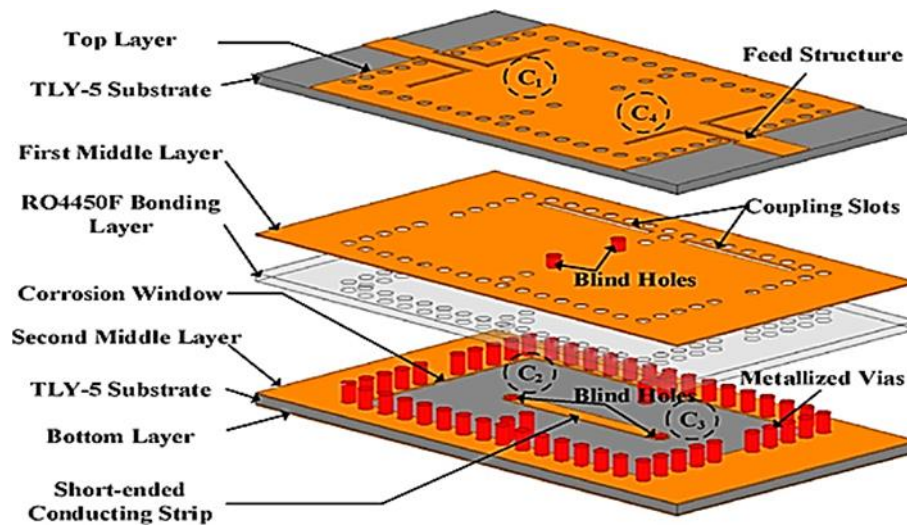


Figure. I. 9 : Configuration du filtre multicouche proposé en [8]

Les résultats de cette conception est donnez dans la figure I.10 comme suivantes :

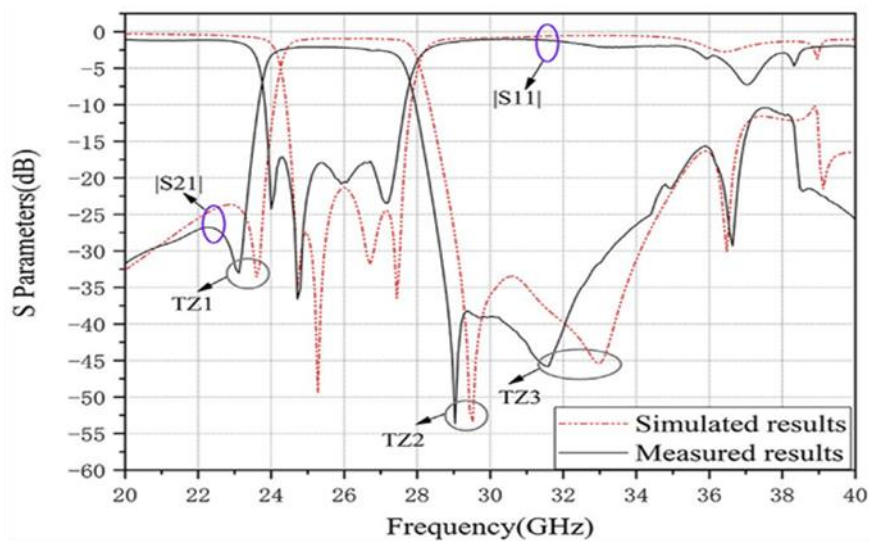


Figure. I. 10 : Résultats simulés et mesurés [8]

Les résultats montrent que la perte d'insertion est de 2,09 dB (la perte d'insertion réelle est d'environ 1,29 dB). Une fréquence centrale de 25,75 GHz, avec une largeur de bande de 15,1% (la bande passante est de 23,8 à 27,7 GHz). Trois transmission zéros sont situées au 23.1 GHz, 29 GHz et 31,6 GHz.

I.7.3. Conception d'un filtre SIW avec amélioration des performances de la bande d'arrêt

Dans la référence [9], Xiao-Ping Chen, Ke Wu and Daniel Drolet ont proposé un filtre SIW en améliorant les performances de la bande d'arrêt. Deux filtres de quatrième ordre, illustré dans la figure I.11, avec une bande passante de 19,2 à 21,2 GHz sont fabriqués sur un substrat monocouche Rogers RT / Duroid 6002 à l'aide de réseaux linéaires de trous d'interconnexion métallisés par un processus de carte de circuit imprimé standard PCB.

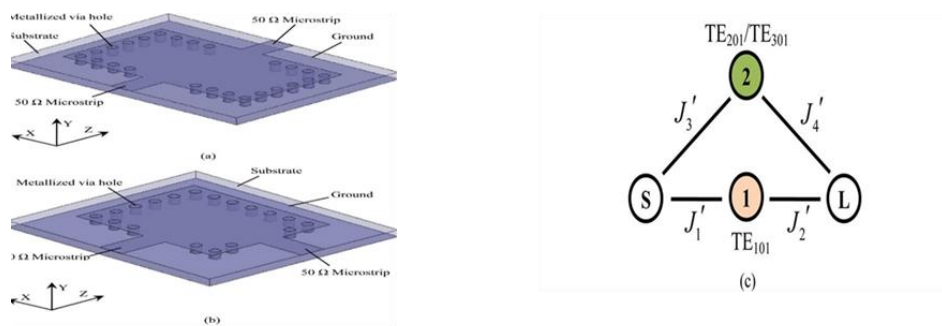


Figure. I. 11 : a) SIW / cavité surdimensionnée proposée, (b) SIW / cavité surdimensionnée proposée, (c) Circuit prototype passe-bas de la cavité SIW [9]

La conception est simulée à l'aide d'un simulateur HFSS. Les résultats mesurés des deux filtres concordent très bien avec les résultats de simulation qui sont tracés dans figure I.12. D'après cette figure, on note que la perte d'insertion dans la bande est de 0,9 dB ou mieux, et que l'atténuation de la bande d'arrêt dans la bande de fréquences de 29,5 à 30 GHz est meilleure que 50 dB.

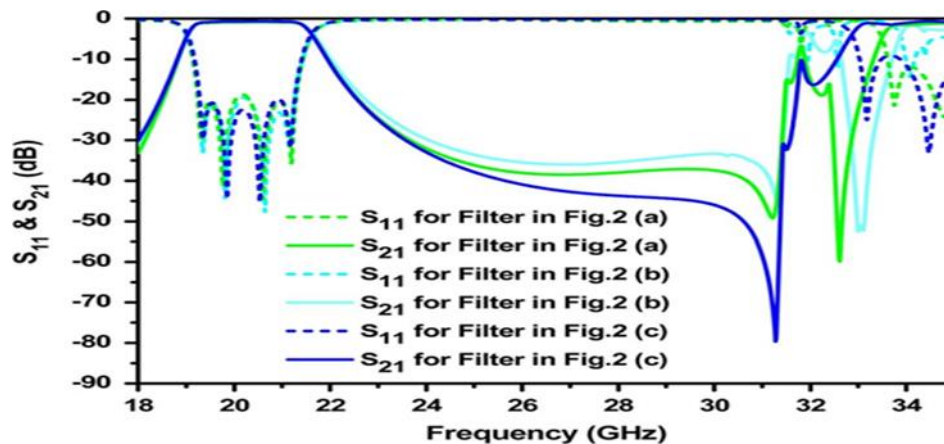


Figure.I. 12 : Réponse large bande simulée des trois filtres de quatrième ordre avec quatre SIW / cavités surdimensionnées et différentes topologies d'entrée/sortie [9]

I.7.4. Conception d'un filtre passe-bande à guide d'onde HMSIW avec résonateurs de forme anneau

Dans la référence [10], un filtre HMSIW a été proposé par Liwen Huang, en 2012. La structure du filtre ainsi que son modèle de circuit équivalent sont respectivement illustrées dans les figures I.13 et I.14 de circuit équivalent de la structure proposée de HMSIW avec CSSRR à charge capacitive a été dérivé, et un filtre de bande passante de second ordre a été conçu et fabriqué avec la structure proposée, fonctionnant à 4,92 GHz.

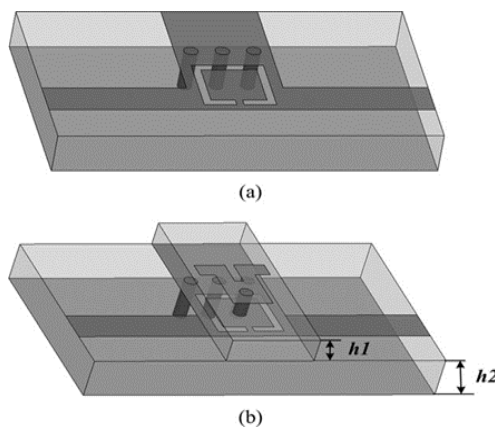


Figure. I. 13 : (a) Configuration de l'élément du HMSIW avec le CSSRR conventionnel, (b) Configuration de l'élément proposé du HMSIW avec le CSSRR à charge capacitive [10]

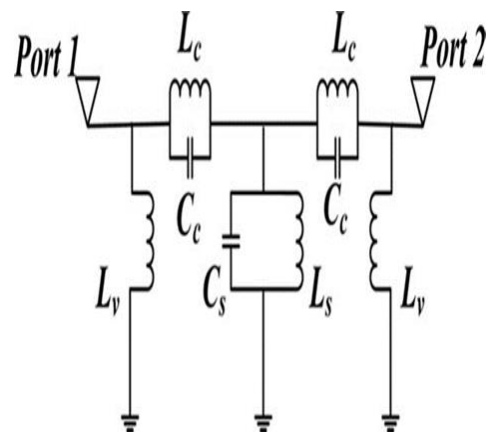


Figure. I. 14 : Modèle de circuit équivalent de l'élément proposé du [10]

Après la simulation de cette configuration nous avons les résultats qui illustre dans la figure I.15. On va voir à partir les résultats sa simulation une fréquence centrale à 4.92 GHz, une perte d'insertion de 1.03 dB avec les avantages d'une taille compacte, de faibles pertes, et bonne sélectivité.

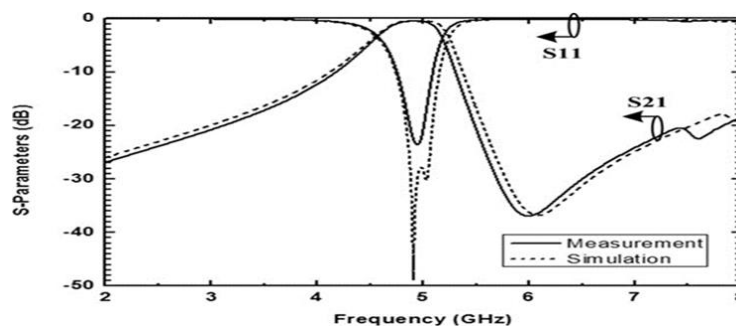


Figure. I. 15 : Réponses de transmission simulées et mesurées du filtre passe-bande HMSIW proposé avec le CSSRR à charge capacitive [10]

I.7.5. Conception d'un filtre symétrique à guide d'ondes intégré au substrat miniaturisé avec une haute sélectivité

Dans la référence [11], un filtre SIW miniaturisé avec une sélectivité élevée a été proposé par Z.Q. Xu, en 2012. Le filtre proposé se compose de deux résonateurs, un SIW d'entrée et un SIW de sortie. Comme mentionné au-dessus, les deux résonateurs au-dessous de l'entrée/sortie SIW sont couplés l'un à l'autre. Les couplages magnétiques et électriques peuvent être réalisés par une fente rectangulaire ou circulaire entre l'entrée/sortie SIW et la cavité résonnante en différentes couches.

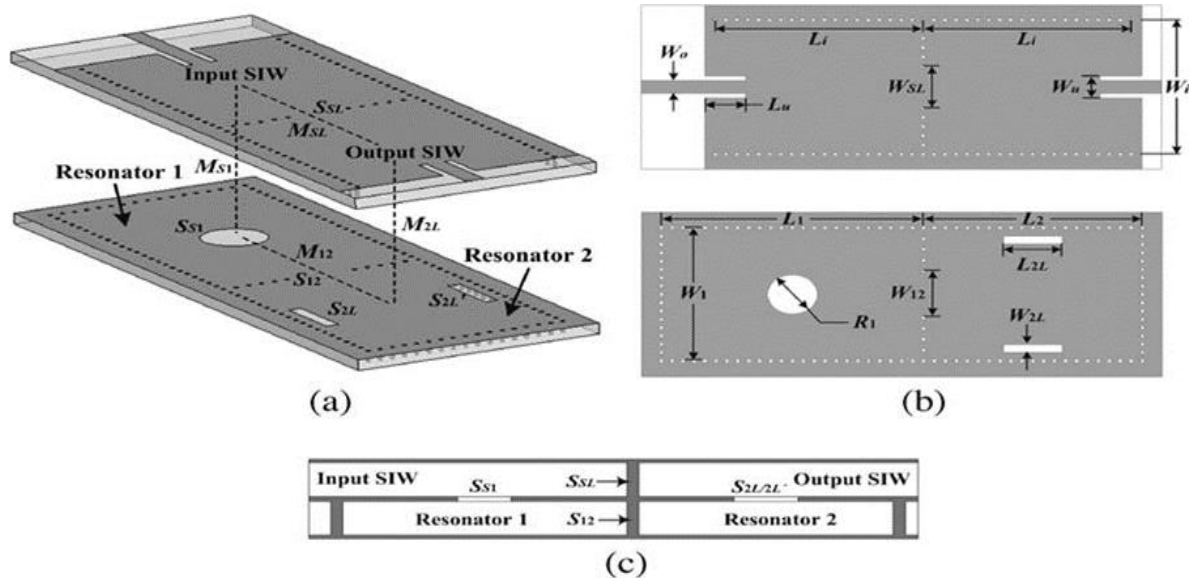


Figure. I. 16 : Vue d'ensemble 3D, configuration géométrique et vue latérale du filtre à cavité LTCC présenté. (a) aperçu 3D, (b) configuration géométrique et (c) vue latérale. [11]

Les réponses en fréquence mesurées et simulées sont tracées à la figure 5. Comme on peut le voir, le filtre présente une fréquence centrale de 9,17 GHz avec une bande passante fractionnaire de 3 dB de 1,88 %, une perte d'insertion de bande passante minimale de 1,92 dB et une perte de retour dans la bande supérieure à 12,6 dB. Deux TZ sont situées à 8,66 et 9,53 GHz. Les résultats mesurés sont en bon accord avec ceux simulés à l'exception d'un petit décalage de fréquence et d'un petit écart dans la perte d'insertion dans la bande

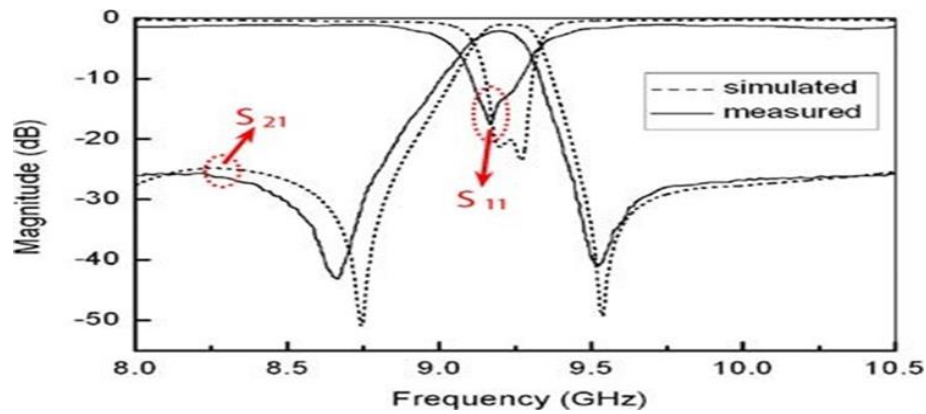


Figure. I. 17 : Résultats simulés et mesurés du filtre fabriqué. [11]

I.7.6. Conception d'un nouveau filtre passe-bande en technologie SIW basé sur résonateurs complémentaires en anneau split (CSRRS)

X.-C. Zhang, et J. Xu ont proposé dans la référence [5] un filtre SIW basé sur trois résonateurs complémentaires en anneau split. Le substrat utilisé dans ce filtre est RT/Duroid 5880 qui a une permittivité de 2,22, une hauteur de 0,254 mm Les paramètres de géométrie optimisés sont illustrés à la Figure I.18.

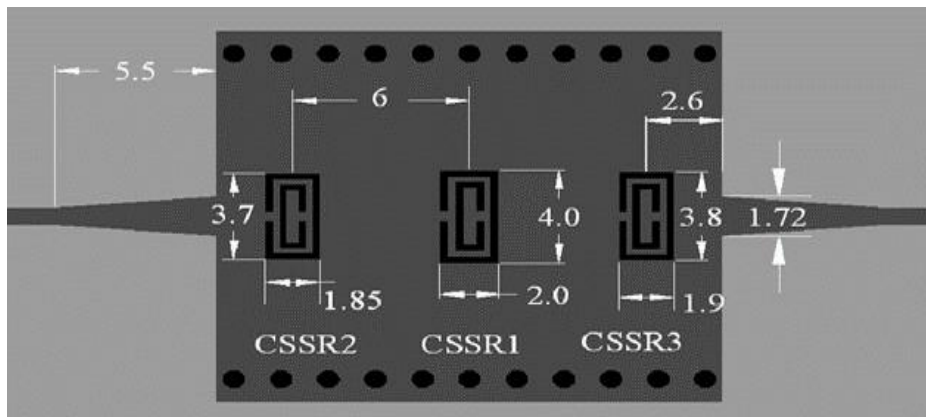


Figure. I. 18 : Configuration du filtre SIW proposé [12]

La figure I.20 montres les résultats de simulation et de mesure du filtre proposé. Le filtre fournit une bande passante de 23 % (7,2 GHz–9,1 GHz), une perte d'insertion d'environ 0,3 dB et une perte de retour d'environ 20 dB à 12 GHz.

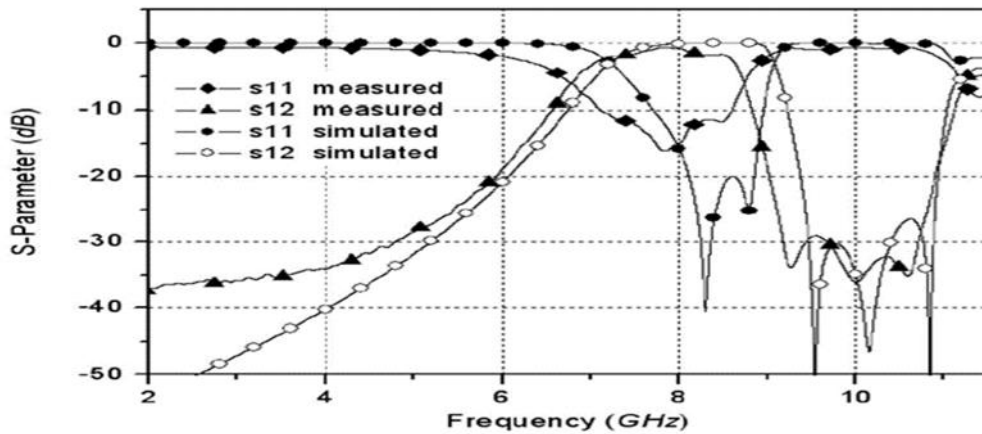


Figure. I. 19 : Comparaison des résultats mesurés avec les résultats de simulation pleine onde pour le filtre proposé. [12]

I.7.7. Filtre passe-bande de guide d'ondes intégré au substrat demi-mode compact avec une large réjection hors bande

Dans la référence [6], un filtre passe-bande de guide d'ondes intégré au substrat demi-mode compact avec une large réjection hors bande est proposé par Qiao-Li Zhang. Le filtre, illustré dans la figure 21, de taille miniaturisée est implémenté avec deux fentes gravées sur le résonateur HMSIW pour réduire les effets de couplage entre les structures EBG et condensateurs interdigitaux.

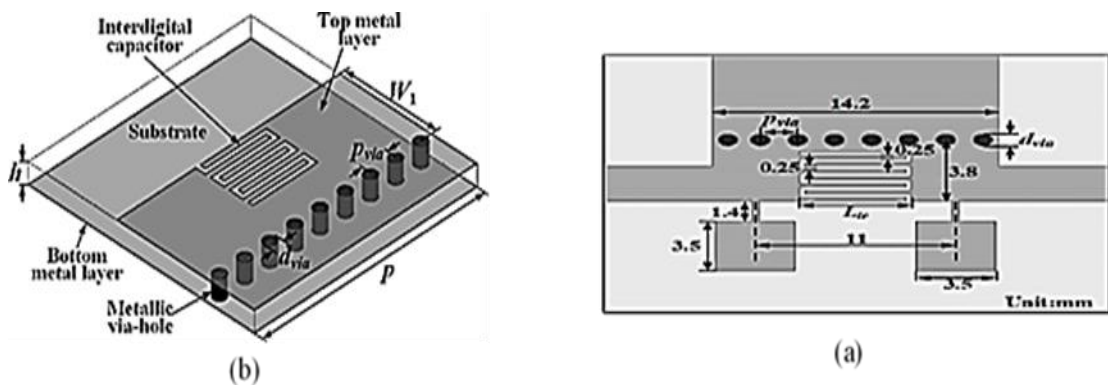


Figure. I. 20 : (b) Configuration CRLH HMSIW et (a) Configuration du CRLH HMSIW chargé EBG avec une taille de $22,29 \text{ mm}^2$ [13]

La figure I.21 représente les résultats simulés et mesurés du filtre étudié. Comme on peut le voir, la bande passante mesurée est centrée sur 5 GHz. La bande passante est de 0,38 GHz. On peut constater que la réponse parasite de 20 GHz à 0 GHz peut être supprimée efficacement par les quatre paires de fentes défectueuses sur les lignes micro ruban effilées sans espace supplémentaire nécessaire.

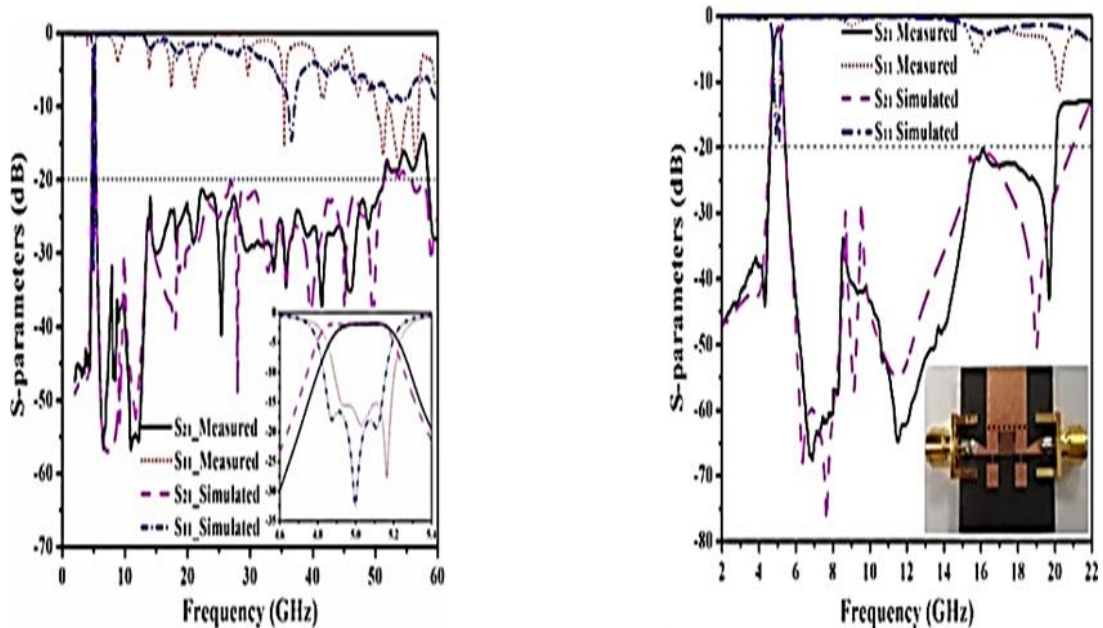


Figure. I. 21 : Pertes de retour et d'insertion simulées et mesurées du filtre proposé avec (a) DMS et (b) lignes micro ruban coniques à alimentation normale. [13]

I.7.8. Filtres SIW compacts chargés par résonateur Strip-line avec une large suppression et réponse flexible

Yilong Zhu a étudié un filtre SIW compacts chargés par résonateur Strip-line avec large suppression et réponse flexible [14]. Ce filtre de troisième ordre entièrement fermé est composé de deux résonateurs SIW et un résonateur tri plaque. Le résonateur strip-line fournit un chemin de couplage pour le mode TE_{101} pour former une bande passante illustrée dans les figures I.22, I.23 et I.24

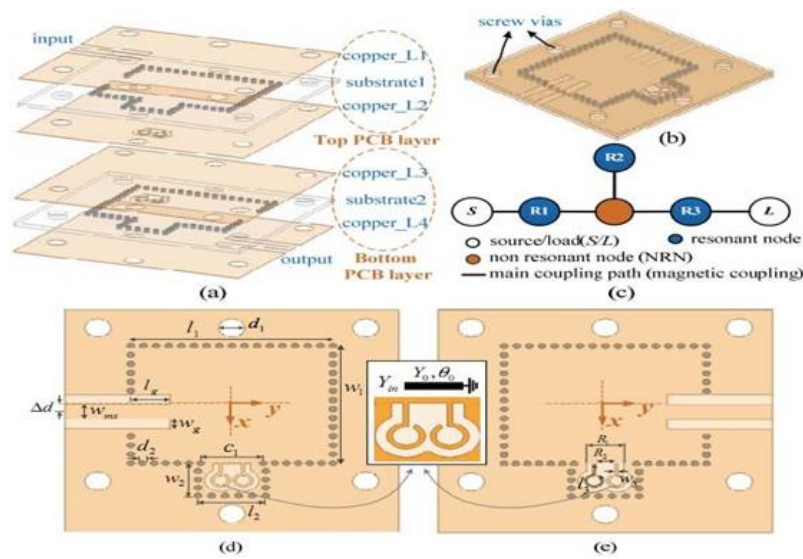


Figure. I. 22 : Configuration du filtre 1. (a) Vue 3D couche par couche. (b) Modèle de simulation 3D en HFSS. (c) Topologie schématique de couplage. (d) Couche PCB supérieure. (e) Couche PCB inférieure. [14]

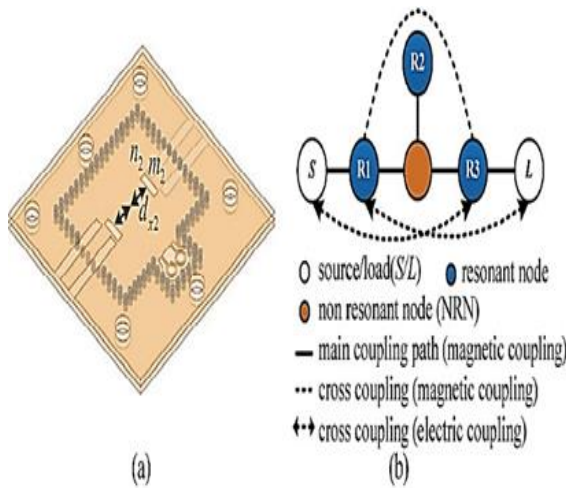


Figure. I. 23 : Filtre 3. (a) Configuration (b) Couplage topologie schématique

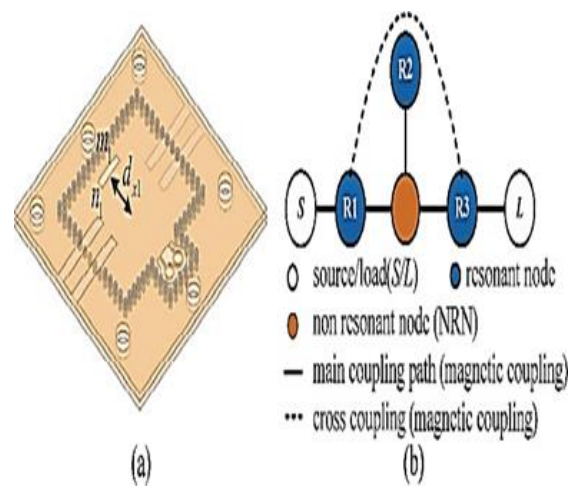


Figure. I. 24 : Filtre 2. (a) Configuration. (b) Topologie schématique

Pour le filtre 1, les résultats montrent une fréquence centrale de 10,07 GHz et 3 dB bande passante de 940 MHz. Le S_{11} mesuré dans la bande est mieux inférieur à $-10,3$ dB, et la perte d'insertion minimale est d'environ 1,19 dB, un peu plus grand que la valeur simulée de 0,68 dB. Bien qu'une bande parasite se produise autour de 16,5 GHz, une bonne réjection hors bande inférieure à -25 dB a été obtenue. Le filtre proposé à une large bande d'arrêt au-delà de 20 GHz.

Pour le filtre 2, comme illustré à la figure I.26 la valeur mesurée dans la bande S_{11} est -11 dB, et la perte d'insertion minimale est 1,05 dB. Une bande supérieure TZ a été introduite, ce qui améliore la sélectivité de la bande supérieure.

Pour le filtre 3, il montre une quasi-elliptique réponse de filtrage avec des TZ au-dessous. Comparé au deuxième filtre, a plus grande sélectivité. Le S_{11} mesuré dans la bande est $-11,1$ dB, et la perte d'insertion minimale est d'environ 1,06 dB. Les résultats obtenus dans la figure I.26.

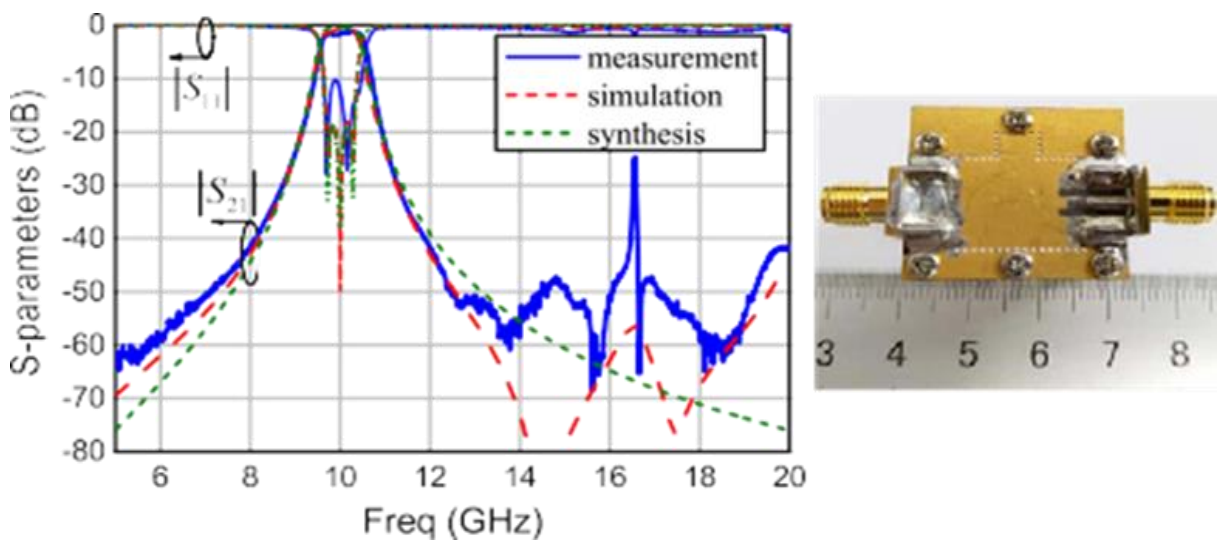


Figure. I. 25 : Paramètres S simulés, mesurés et synthétisés pour le filtre 1 [14]

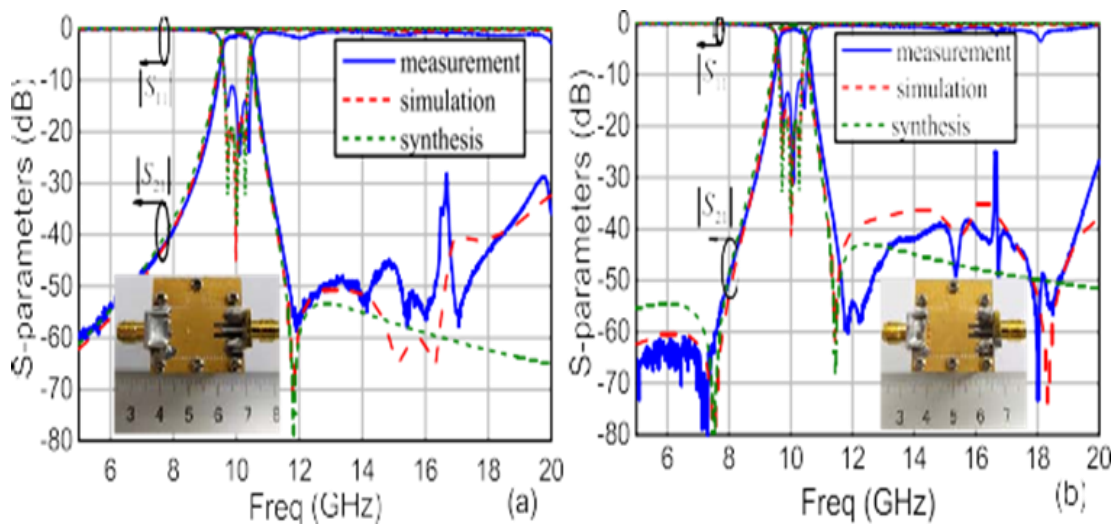


Figure. I. 26 : Paramètres S simulés, (a) mesurés et synthétisés pour le filtre 2 et (b) pour le filtre 3, avec la photographie du filtre montrée dans l'encart. [14]

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les filtres micro-ondes qui sont des éléments essentiels dans de nombreuses applications, notamment les communications sans fil, les radars, les systèmes de détection et bien d'autres. Leur utilisation efficace permet d'améliorer la qualité des signaux, de réduire les interférences et d'optimiser les performances globales des systèmes à micro-ondes.

On a aussi examiné les principes de fonctionnement des filtres SIW, qui exploitent les propriétés des guides d'ondes intégrés dans un substrat diélectrique SIW, permettant ainsi de réaliser des structures compactes sans nécessiter de composants séparés.

En conclusion, les filtres SIW représentent une avancée significative dans le domaine des filtres micro-ondes. Leur utilisation croissante dans de nombreuses applications témoigne de leur efficacité et de leur potentiel. La recherche continue dans ce domaine ouvrira la voie à de nouvelles innovations et à des améliorations constantes des performances des filtres SIW, contribuant ainsi à l'évolution des technologies des micro-ondes.

***Chapitre II : Conception et
Simulation des filtres en HMSIW***

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, on propose deux structures de filtrage microonde en technologie SIW. Concernant la première structure, un résonateur HMSIW rectangulaire est utilisé pour réaliser une topologie de couplage croisé de troisième ordre, qui pourrait introduire un zéro de transmission (TZ) sur le côté gauche de la bande passante. De plus, un résonateur micro-ruban en anneau est ajouté pour former le nouveau bloc suspendu, qui réalise la réponse de quatrième ordre avec un TZ supplémentaire situé sur le côté droit de la bande passante. Ensuite, un filtre passe-bande est composé de deux structures SIW demi-mode et deux fentes en forme de T sur la surface supérieure. Le modèle de circuit équivalent est présenté pour analyser ses performances. Enfin, ce dernier est amélioré pour avoir la fonctionnalité de reconfigurabilité en intégrant deux diodes PIN dans la structure initiale.

II.2. Conception d'un filtre à base de SIW

Le processus de la conception d'un filtre SIW passe par plusieurs étapes :

- Avant de concevoir un filtre résonant, il est primordial de déterminer avec précision les dimensions des cavités résonantes. Cela implique de spécifier le diamètre des Vias, la distance entre les Vias, la longueur et la largeur du filtre, ainsi que l'emplacement de l'entrée et de la sortie du signal. Ces paramètres doivent être soigneusement choisis pour garantir l'efficacité et la précision de la fonction de filtrage.
- Deuxièmement, il est important de déterminer le mode de résonance approprié avant de mettre en place la technique SIW. Dans cette optique, l'alésage rectangulaire doit être placé pour le mode TM et l'alésage cylindrique pour le mode TE.
- Troisièmement, pour valider les formules d'analyse dimensionnelle, on utilise le logiciel HFSS pour effectuer des simulations électromagnétiques. Lors de ces simulations, on prend en compte la hauteur du substrat du filtre SIW, en cherchant à déterminer la hauteur optimale qui réduit les pertes de transmission. On peut affiner les paramètres de conception du filtre qui assurent des performances optimales.
- Afin d'optimiser la réponse du filtre, il est nécessaire d'effectuer plusieurs modifications sur le logiciel de simulation. Ces modifications permettent de mieux adapter le filtre aux spécifications requises, en ajustant les paramètres de conception tels que la fréquence centrale, la largeur de bande et les pertes de transmission. En prenant en compte ces

facteurs, on peut garantir que le filtre sera capable de produire une réponse optimale et répondre aux exigences du cahier des charges.

II.3. Filtre SIW demi-mode avec haute Sélectivité pour la bande X :

Dans la référence [15], Lin Gu et Yuandan Dong ont proposé un filtre HMSIW (Half-mode SIW) avec une haute sélectivité. La structure est composée de quatre résonateurs R_1 , R_3 , R_2 et R_4 ; deux résonateurs HMSIW en ligne (R_1 et R_3) sur la zone de champ électrique la plus intense du substrat supérieur. Cette configuration est basée sur le couplage entre les quatre résonateurs. Entre R_1 et R_3 , l'extrémité ouverte de couplage est reliée au résonateur micro-ruban en anneau (R_2). Afin de créer des couplages entre les résonateurs R_1 et R_3 avec le résonateur HMSIW parallèle (R_4), deux fentes sont gravées sur la face inférieure du substrat, comme illustré sur la figure II.1. Tous les résonateurs forment ensemble une réponse de quatrième ordre.

Dans cette conception, on utilise un substrat multicouche hybride intégré au guide d'onde (HMSIW), avec le matériau "Rogers RT/duroid 5880 (tm)" de permittivité relative 2.2 et d'épaisseur de 0.508 mm. Il est à noter que les paramètres de substrat sont donnés par le fabricant.

La conception et la simulation du filtre sont effectuées par le logiciel de modélisation électromagnétique HFSS.

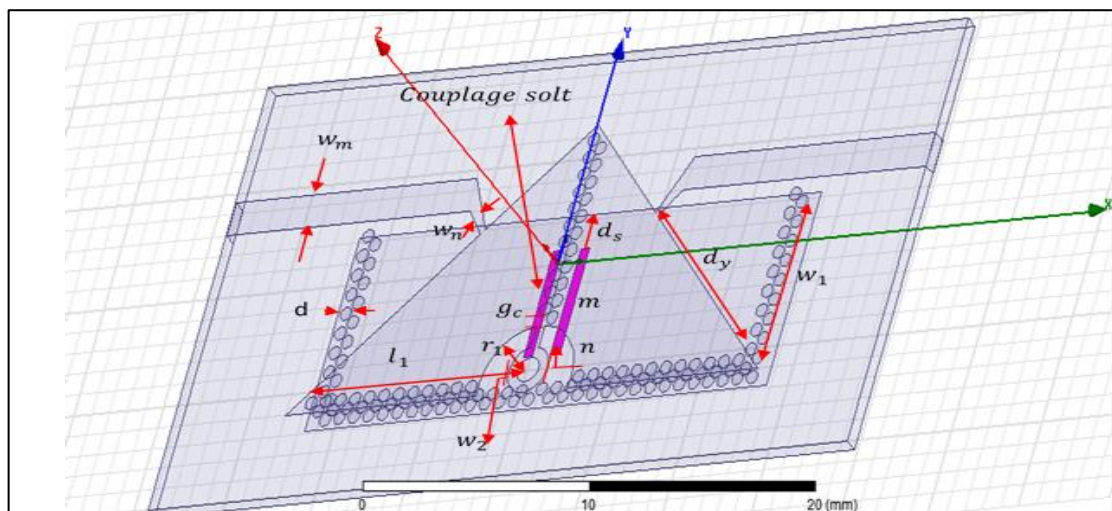


Figure. II. 1 : La configuration du filtre HMSIW multicouche proposé

Pour obtenir les performances souhaitées du filtre proposer on a précisé les dimensions et les matériaux utilisés lors de la conception de ces filtres sont listés dans les tableaux II.1 et II.2.

Tableau. II. 1 : Dimensions et paramètres des matériaux utilisés dans la conception de filtre

Couche	Type du Matériaux	Permittivité	Longueur (mm)	Largeur (mm)	Hauteur (mm)
Substrat supérieur	Rogers RT/duroid 5880 (tm)	2.2	38.5	40	0.508
Substrat inférieur	Rogers RT/duroid 5880 (tm)	2.2	28.26	40	0.508
GND de substrat supérieur	Cuivre	1	43.2	14.3	0.017
GND de substrat inférieur	Cuivre	1	43.2	14.3	0.017
Via	Cuivre	1.0006	0.6	/	-0.508

Tableau. II. 2 : Dimensions de filtre proposer

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
w_n	0.3	g_c	0.8
w_m	1.57	d_s	1.8
w_1	8.3	w_2	0.5
d	0.6	r_1	2.5
d_y	11.3	l_1	11.75
m	5	n	0.5

II.3.1. Configuration du filtre avec u avec les résonateurs R_1 , R_3 et R_4

Dans ce cas on a une conception de deux résonateurs en ligne R_1 et R_3 . L'extrémité ouverte de couplage est connectée au résonateur micro ruban R_2 entre R_1 et R_3 pour crée des couplages à travers les fentes métalliques.

La figure II.2 représente la configuration du filtre de troisième ordre avec un résonateur de ligne micro ruban en anneau en utilisant le logiciel HFSS.

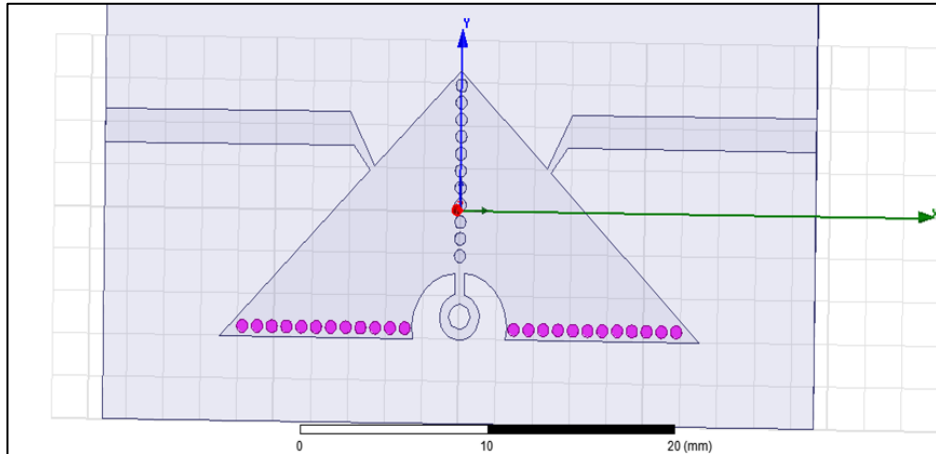


Figure. II. 2 : la configuration du filtre de troisième ordre avec un résonateur de ligne micro ruban

II.3.1.1. Résultats de simulation par CST FILTRE DESIGNER 3D

La structure est simulée par la matrice de couplage (donnée à l'équation II.1) à partir du logiciel «CST FILTRE DESIGNER 3D ». Les résultats du coefficient de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} du filtre de la référence [15], sont représentés sur la figure II.3.

$$[M] = \begin{bmatrix} S & 1 & 2 & N & 3 & L \\ S & 0 & 0.95 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0.95 & -0.11 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & -3.35 & 3.1 & 0 & 0 \\ N & 0 & 1 & 3.1 & -3.1 & 1 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0 & 1 & -0.11 & 0.95 \\ L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.95 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.1})$$

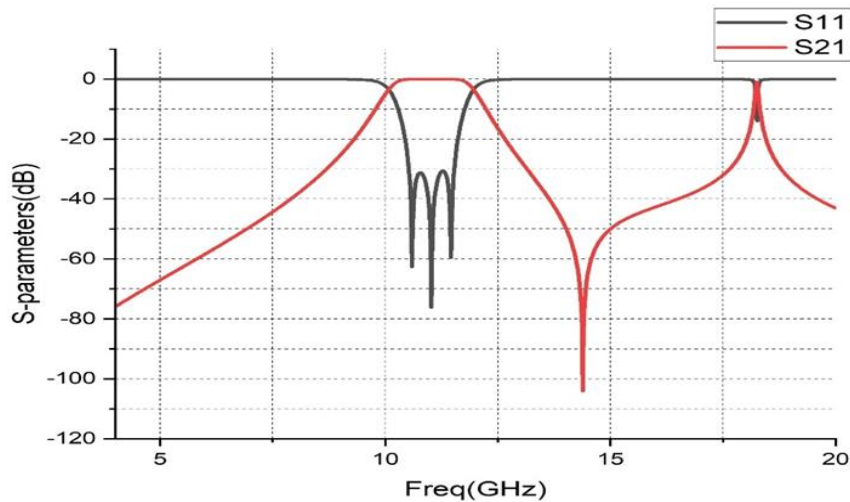


Figure. II. 3 : S-Paramètres de la matrice de couplage du filtre de troisième ordre de ce filtre

D'après les courbes de cette figure, on peut extraire la fréquence centrale $f_0=10.92$ GHz et la bande passante relative de 17.6%. Le filtre proposé donne des pertes de retour de l'envron de -26.62 dB et des pertes d'insertion inférieures à -0.017 dB. De plus, un zéro de transmission est clairement observé à la fréquence 14.28 GHz.

II.3.2. Configuration du filtre avec les résonateurs R_1 , R_3 et R_4

Pour la deuxième structure, le filtre contient deux substrat ; le substrat supérieur composé de deux résonateurs R_1 et R_3 reliés via des fentes avec un autre résonateur parallèle R_4 situé sur le substrat inférieur.

La configuration du filtre HMSIW multicouche est illustrée sur la figure II.4. Le résonateur rectangulaire HMSIW est couplé avec les deux résonateurs HMSIW triangulaires par des fentes de couplage. Le mode $TE_{2/0/0.5}$ de R_4 est le mode résonant et introduit un couplage négatif au chemin de couplage principal. Simultanément, son mode $TE_{2/0/0.5} N_2$ fournit un croisement parasite couplage. Cette topologie peut introduire un TZ sur le côté gauche de la bande passante.

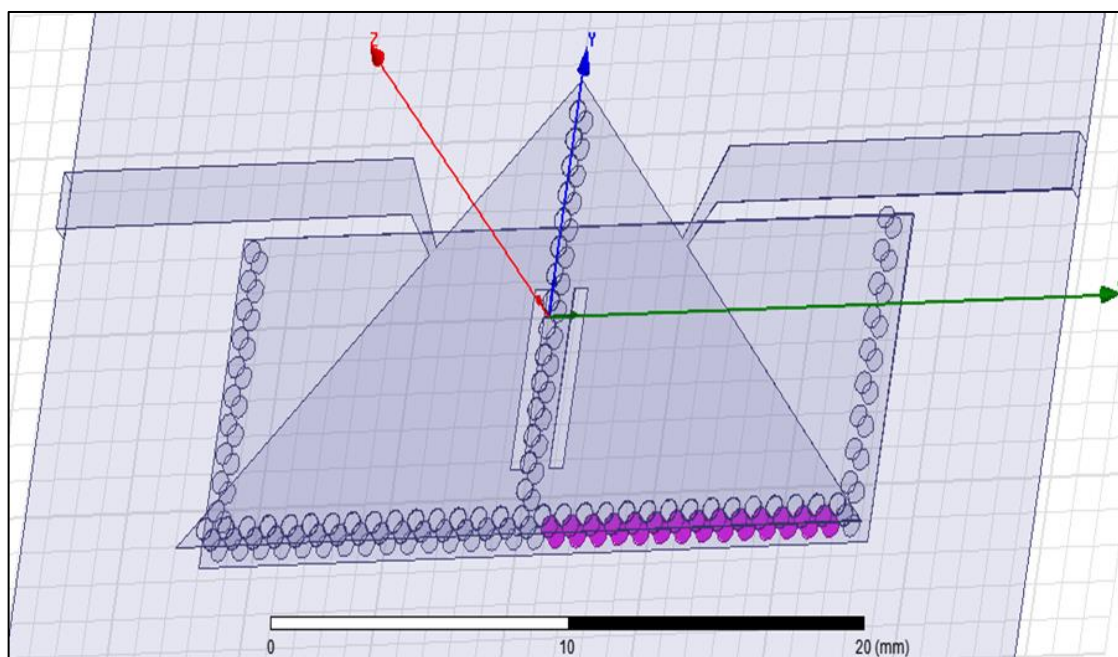


Figure. II. 4 : La configuration du filtre HMSIW multicouche proposer

II.3.2.1. Résultats de simulation par CST FILTRE DESIGNER 3D

Cette conception est simulée à l'aide de « CST FILTRE DESIGNER 3D » pour les matrice de couplages (donnée à l'équation II.2), les resultats defini comme dans la figure II.5.

$$[M] = \begin{bmatrix} S & 1 & 4 & 3 & L \\ S & 0 & 1.1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1.1 & -0.09 & 0.97 & 0.4 & 0 \\ 4 & 0 & 0.97 & 0.39 & -0.97 & 0 \\ 3 & 0 & 0.4 & -0.97 & -0.09 & 1.1 \\ L & 0 & 0 & 0 & 1.1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.2})$$

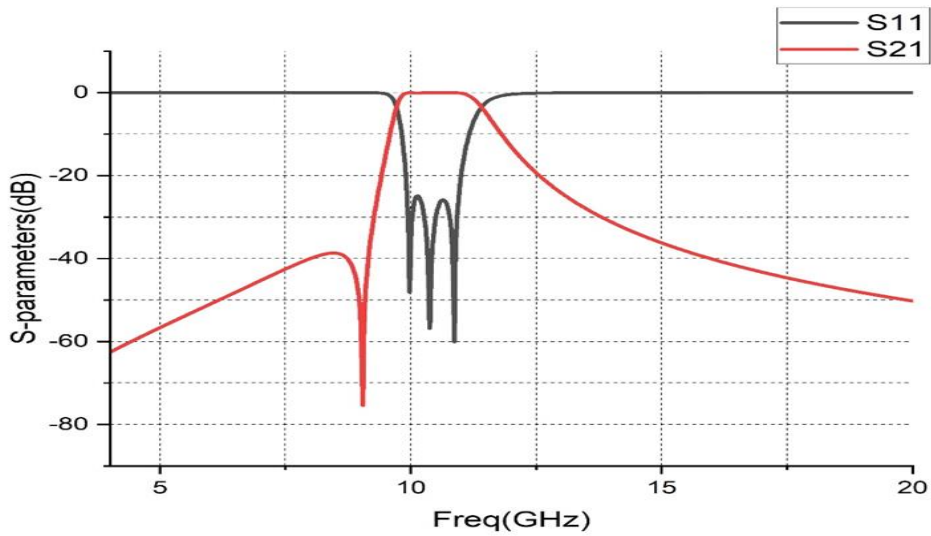


Figure. II. 5 : S- paramètres obtenus par le filtre HMSIW multicouche pour la matrice de couplage

Les coefficients de réflexions S_{11} et de transmissions S_{21} sont donnés dans la figure II.5.

Après avoir éliminé le résonateur R_2 et ajouté un autre résonateur R_4 en bas des résonateurs R_1 et R_3 avec l'ajout des fentes de couplage, on observe que la transmission est possible à partir d'une fréquence 9.7 GHz jusqu'à 12.6 GHz avec la mise en forme d'une transmission zéro à gauche à la fréquence 9.44 GHz.

II.3.3. La configuration du filtre HMSIW multicouche proposé

A partir des conceptions précédentes dans les figures II.2 et II.4, on a collecté la conception finale de filtre proposé qui est représenté dans la figure II.6. La structure est composée de quatre résonateur R_1 , R_3 , R_2 et R_4 . La figure II.6 représente la configuration du filtre de quatrième ordre avec un résonateur de ligne micro-ruban en anneau.

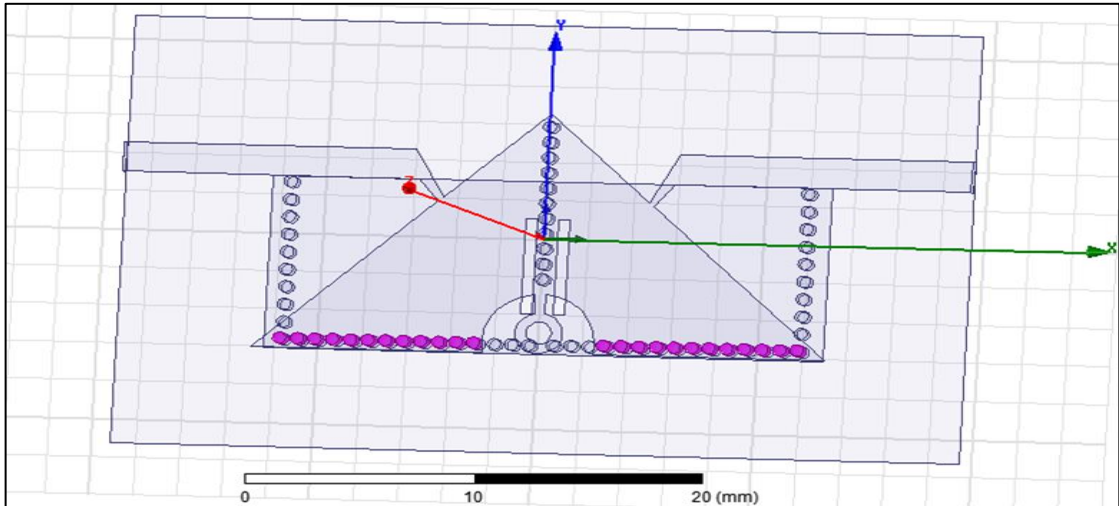


Figure. II. 6 : La configuration du filtre HMSIW multicouche proposé (Finale)

II.3.3.1. Résultats de simulation du filtre finale

Le filtre proposer dans la référence [15] été simuler par deux simulateurs :

- **Simulation par (HFSS) :**

La structure est simulée par logiciel HFSS. Les résultats de cette simulation sont représentés dans la figure II.7.

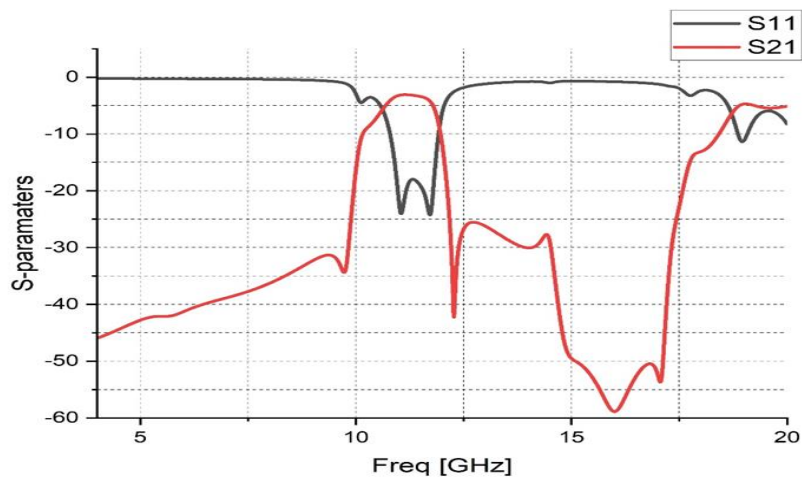


Figure. II. 7 : Paramètres S du filtre final proposé.

D'après les résultats de figure II.7, on note qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission S_{21} dans la plage 10.24 GHz à 11.94 GHz avec fréquence centrale $f_0=11.20$ GHz avec une bande passante relative de 11.32%. Cette conception qui se compose des résonateurs R1, R3, R2 et R4 donne deux transmissions zéro, à gauche alentour de 9.71 GHz et à droite vers 12.27 GHz.

• **Simulation par CST FILTRE DESIGNER 3D**

Le logiciel « CST Filter Designer 3D » est un outil développé par CST (Computer Simulation Technology) pour la conception et l'analyse des filtres. Il est utilisé pour optimiser les filtres à partir des matrices de couplages.

La structure a été simulée en utilisant le logiciel «CST FILTRE DESIGNER 3D » à partir de la matrice de couplage (donnée à l'équation II.3), les résultats sont illustrés dans la figure II.8. En analysant les courbes de cette figure, on peut conclure que les résultats de simulation de la matrice de couplage des coefficients S_{11} et S_{21} sont presque identiques aux résultats obtenus de la simulation par le logiciel HFSS avec une petite variation dans les paramètres y compris ; une bande passante relative de 10.9%, fréquence centrale $f_0 = 10.90$ GHz et la création de deux transmissions zéro le premier autour 10.03GHz et la deuxième à 11.98 GHz.

$$[M] = \begin{bmatrix} S & 1 & 2 & N & 3 & 4 & L \\ S & 0 & 1.02 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1.02 & -0.07 & 0 & 1 & 0.0691 & 0.49 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & -3 & 3.45 & 0 & 0 & 0 \\ N & 0 & 1 & 3.45 & -5.4 & 1 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0.069 & 0 & 1 & -0.07 & -0.49 & 1.02 \\ 4 & 0 & 0.49 & 0 & 0 & -0.49 & 0.69 & 0 \\ L & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.02 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II.3})$$

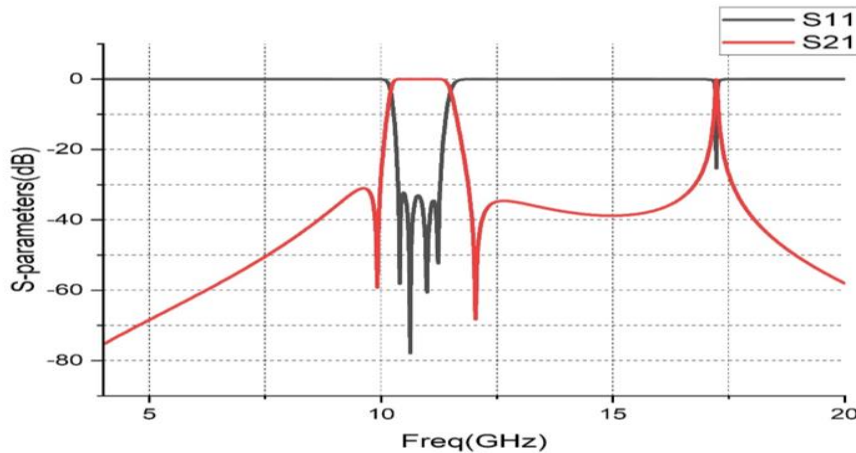


Figure. II. 8:S-Paramètres synthétisés, simulés du filtre proposer (FINALE) avec CST FILTRE

II.3.4. Comparaison entre HFSS et CST FILTRE DESIGNER 3D

Le tableau II.3 donne les résultats simulés par deux simulateurs (HFSS et CST FILTRE DESIGNER 3D).

Tableau. II. 3 : Comparaison entre HFSS et CST FILTRE DESIGNER 3D

Simulateur	Bande passante %	Fréquence centrale f_0 (GHz)	Perte de retour (dB)	Perte d'insertion (dB)	Nombre de Transmission zéro
HFSS	11.32	11.20	-17.68	-3.07	2
CST FILTRE DESIGNER 3D	10.9	10.90	-28.5	-0.60	2

Le tableau II.3 résume les principaux résultats obtenus par les deux logiciels HFSS et CST FILTRE DESIGNER 3D. D'après ce tableau, la comparaison est faite en termes de la bande passante, perte de retour, perte d'insertion ainsi que le nombre de transmission zéro. On peut clairement voir une petite différence dans la bande passante et la fréquence centrale f_0 que la bande passante dans HFSS est environ 11.32 % inversement le CST est 10.9% et la fréquence centrale dans HFSS est 11.20 GHz et pour le CST environ 10.90 GHz. Alors que la différence pour les valeurs de la perte de retour et la perte d'insertion dans les deux simulateurs sont un peu plus différentes, mais en générant le même nombre de transmission zéro (2 TZ).

II.4. Conception de Nouveaux filtres passe-bande SIW demi-mode pour la bande S :

Dans cette partie, un nouveau filtre passe-bande demi-mode (filtre A) à large bande et avec un zéro de transmission (TZ) est conçu en utilisant un résonateur à cavité SIW quadri-mode.

De plus, en insérant deux lignes micro ruban dans la première conception, deux TZ sont générés pour créer la deuxième structure (filtre B).

Les filtres proposés utilisent des fentes sur la plaque métallique supérieure pour contrôler les fréquences de résonance des modes, ce qui peut réduire la taille du filtre, ce qui est bénéfique pour être appliqué en intégration dans les systèmes de communications.

Le filtre étudié dans cette section consiste en un dispositif qui se compose des éléments de base suivants : une plaque de cuivre, un plan de masse et des fentes. Le premier élément est imprimé sur la face supérieure d'un substrat de type "R4BM220" avec une permittivité

relative 2.2 et une épaisseur de 2 mm et tangente de perte diélectrique de 0,0015. Tandis que le plan de masse est partiellement imprimé sur la face inférieure du ce substrat. Par la suite deux fentes sont gravées dans une structure qui permettent de générer des transitions et des couplages.

La structure et ses dimensions sont présentées dans la figure II.9 et les tableaux II.4 et II.5, qui représente le résonateur proposé. Les fentes de la plaque métallique supérieure sont symétriques par rapport à la ligne en pointillé au centre du résonateur (mur magnétique).

La conception et la simulation du filtre sont effectuées par le logiciel de modélisation électromagnétique HFSS. Les dimensions et les matériaux utilisés lors de la conception de ce filtre sont listés dans les tableaux II.4 et II.5. La structure et ses dimensions sont présentées dans la figure II.9 et les tableaux II.4 et II.5, qui représente le résonateur proposé. Les fentes de la plaque métallique supérieure sont symétriques par rapport au ligne pointillée rouge (mur magnétique).

La conception et la simulation du filtre sont effectuées par le logiciel de modélisation électromagnétique HFSS.

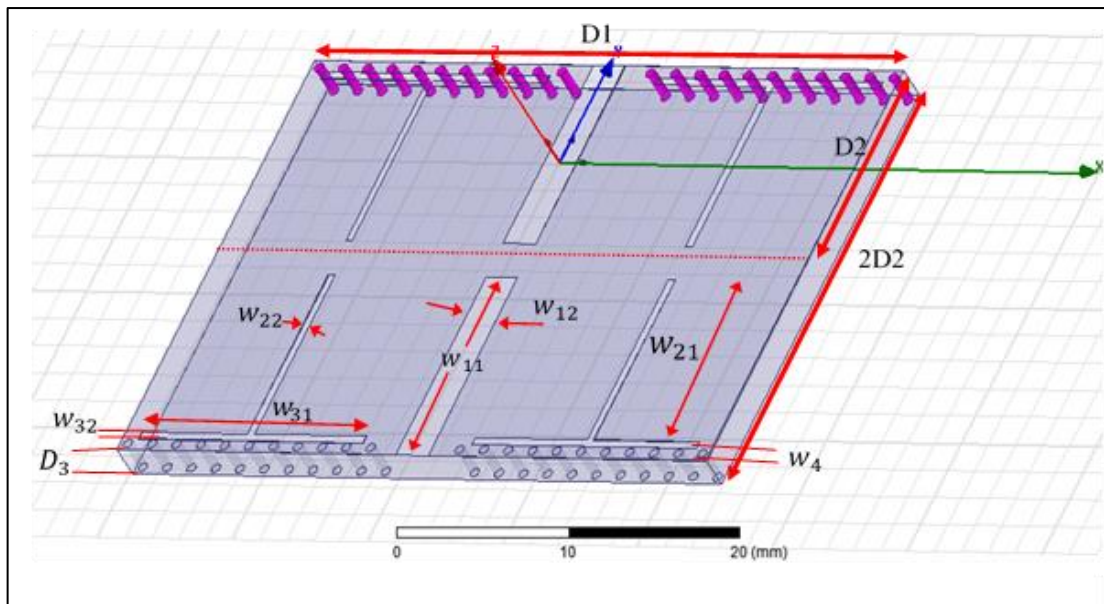


Figure. II. 9 : Configuration de résonateur à cavité SIW quadri-mode

Tableau. II. 4 : Dimensions et paramètres des matériaux utilisés dans la conception de filtre

Couche	Type du Matériau	Permittivité	Longueur (mm)	Largeur (mm)	Hauteur (mm)
Substrat	R4BM220	2.2	43.2	14.3	2
GND sur la face supérieure	Cuivre	1	43.2	14.3	0.017
GND sur la face inférieure	Cuivre	1	43.2	14.3	0.017
Via	Cuivre	1	0.3		2

Tableau. II. 5 : Dimensions de filtre

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
D_1	43.2	W_{22}	00.50
D_2	14.3	W_{32}	00.50
D_3	02.00	W_{31}	16.68
W_{11}	13.15	W_{21}	11.80
W_{12}	02.40	W_4	01.50

II.4.1.Design et conception du filtre A

Dans la référence [16], le filtre proposé par Xinhui Wu et al. (Voir la figure II.10) est une configuration de base du filtre passe-bande basé sur le résonateur de cavité SIW demi-coupé (représenté sur la figure II.9). La structure est imprimée sur un substrat de permittivité relative 2.2 et d'épaisseur de 2 mm et une tangente de perte de 0.015. Elle est alimentée par une ligne de transmission micros trip avec une impédance de 50 ohms. La conception et la simulation de ce filtre sont effectuées par logiciel HFSS.

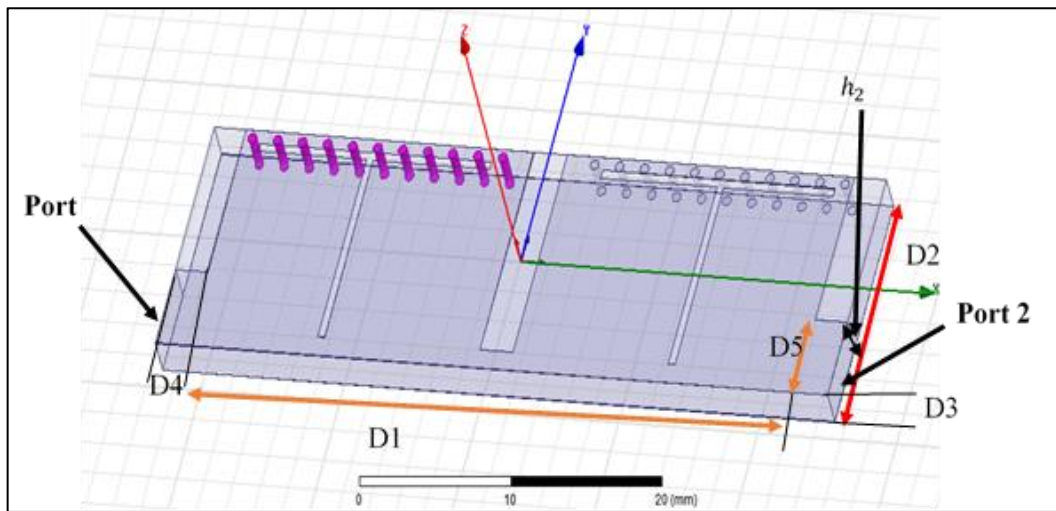


Figure. II. 10 : Configuration de filtre A

Les dimensions globales de le filtre A proposé sont répertoriés dans le tableau II.6.

Tableau. II. 6 : Dimensions de filtre A

Paramètres	Valeurs (mm)
D_4	43.2
D_5	14.3
h_2	02.00

II.4.1.1. Résultats Numériques

Le filtre de la section précédente a été étudié et simulé par deux logiciels de modélisation électromagnétique HFSS et ADS. Les résultats numériques issus de ces deux simulations sont donnés comme suit ;

- **Modélisation électromagnétique par HFSS :**

Dans la Figure II.11, on peut observer les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} du filtre A. Cette représentation graphique met en évidence la fréquence centrale du filtre, qui est de 3,85 GHz. De plus, les résultats des simulations révèlent une perte d'insertion d'environ -3,0755 dB, ainsi qu'une perte de retour mesurée inférieure à -13,46 dB dans la bande filtrée, atteignant même -44,14 dB à la fréquence de 5,56 GHz et une transmission zéro à droite de la même fréquence.

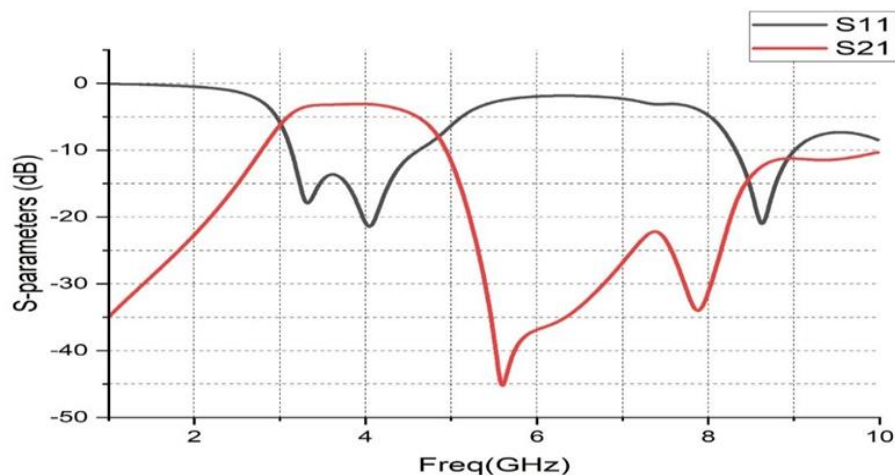


Figure. II. 11 : Paramètres S du filtre A

• **Circuit équivalent & ADS :**

Les composants du circuit équivalent dépendent du type de système que l'on souhaite modéliser. Pour un circuit équivalent du filtre, les composants passifs couramment utilisés sont :

- **Résistance (R) :** mesure la capacité d'un composant à s'opposer au passage du courant électrique.
- **Inductance (L) :** mesure la capacité d'un composant à stocker de l'énergie magnétique.
- **Capacité (C) :** mesure la capacité d'un composant à stocker de l'énergie électrique sous forme de charge électrique.

Le circuit équivalent du filtre A est un modèle simplifié qui représente les caractéristiques du filtre de manière abstraite. La figure II.12 est le modèle de circuit équivalent du filtre proposé. Il est utilisé pour caractériser les performances globales de ce filtre. On peut voir que l'inductance L_d et la capacité C_d représente les trous métalliques, alors que L_c et C_c représentent le patch de SIW, L_r et C_r désignent la fente de forme en T, L_x est la ligne de connexion métallique entre les deux SIW, et C_x présente le couplage capacitif mutuel entre les deux résonateurs SIW. Ce circuit est implémenté sous le logiciel Keysight ADS. Les valeurs des composants utilisées de ce circuit équivalent global (filtre A) sont listées dans le tableau II.7.

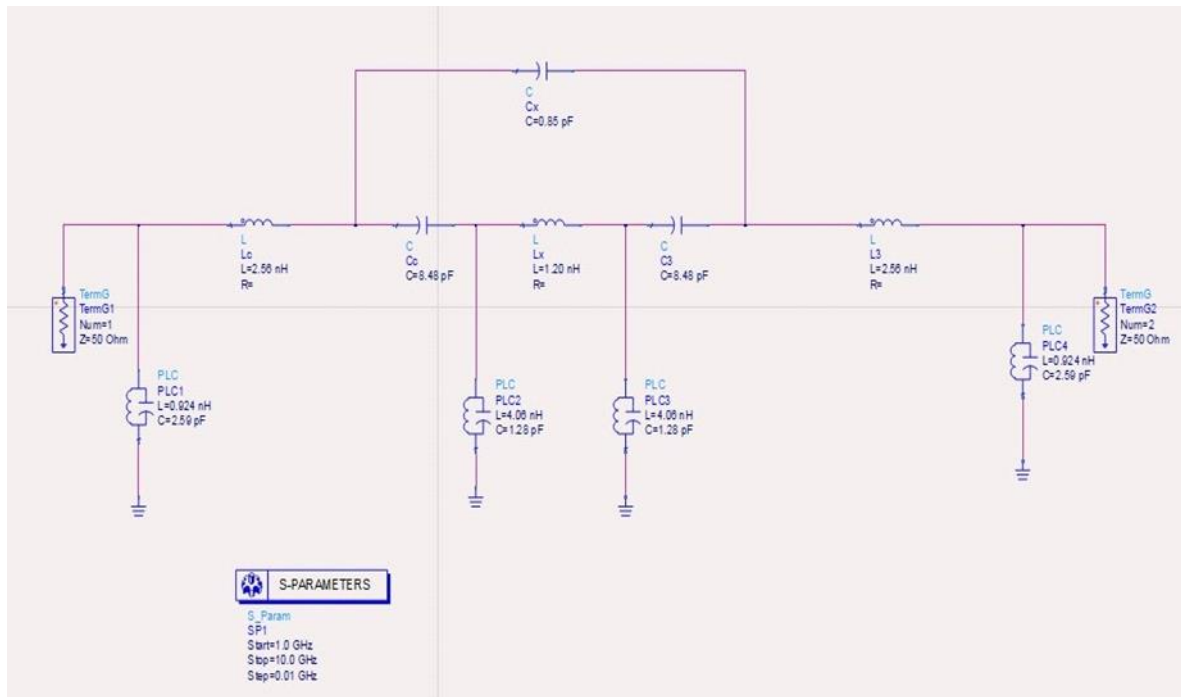


Figure. II. 12 : Le modèle de circuit équivalent global du filtre A.

Tableau. II. 7 : les valeurs des éléments du circuit pour le filtre A

Elément	L_d	C_d	L_r	C_r	L_c	C_c	L_x	C_x
Valeur	0.924nH	2.59pF	4.06nH	1.28pF	2.56nH	8.48pF	1.20nH	0.85pF

La Figure II.13 montre les résultats obtenus à partir de l'implémentation du circuit équivalent du filtre A par logiciel **Keysight ADS**, en terme du coefficient de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} . La figure montre clairement que le filtre a une fréquence centrale de 3.725 GHz. De plus, les simulations montrent une perte d'insertion d'environ -0.009 dB et une perte de retour enregistrée inférieure à -9.407 dB en bande filtrée et elle atteint -62.156 dB à la fréquence 4.240 GHz.

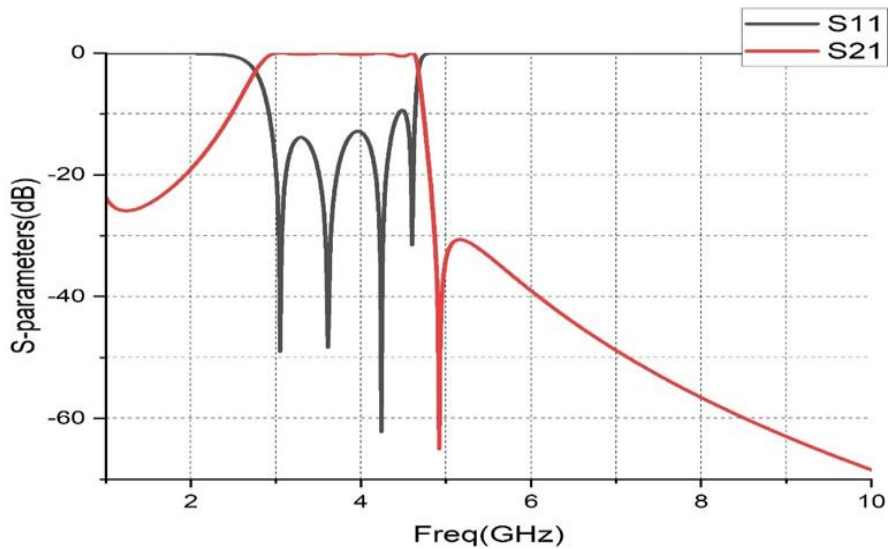


Figure. II. 13 : Les paramètres S simulés pour le filtre A

II.4.2.Design et conception du Filtre B

Afin de créer un deuxième TZ dans la réponse du filtre A (à gauche), on a inséré deux stubs dans les côtés des résonateurs SIW, comme l'illustre la figure II.14 représente les fréquences des zéros de transmission augmenteront lorsque les longueurs de B1 et B2 seront réduites. Les amplitudes encochées aux zéros de transmission seront plus profondes avec l'augmentation des largeurs de B1 et B2. Il est à noter que B1 et B2 ont une grande influence sur les performances dans la bande du filtre, de sorte que la taille globale doit être encore optimisée pour répondre à l'exigence.

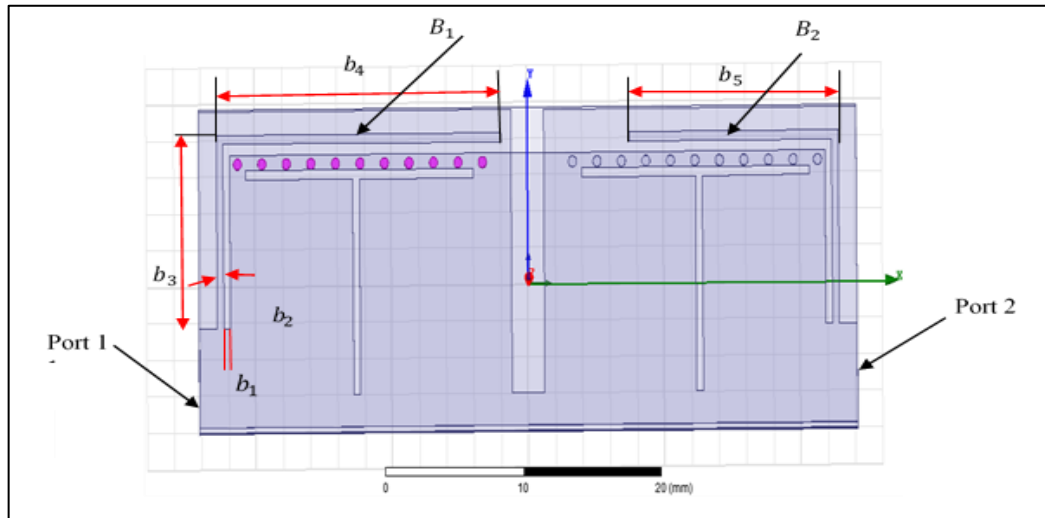


Figure. II. 14 : Configuration du filtre B

Les dimensions globales du filtre B proposé sont représentées dans le tableau II.8.

Tableau. II. 8 : : Dimensions de filtre B

Paramètres	Valeurs (mm)
b_1	0.5
b_2	0.5
b_3	10.6
b_4	20.9
b_5	15.4

II.4.2.1. Résultats Numériques

- **Modélisation électromagnétique par HFSS :**

Les résultats numériques en termes du coefficient de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} , issus des simulations effectuées par le logiciel HFSS, sont tracés dans la figure II.15.

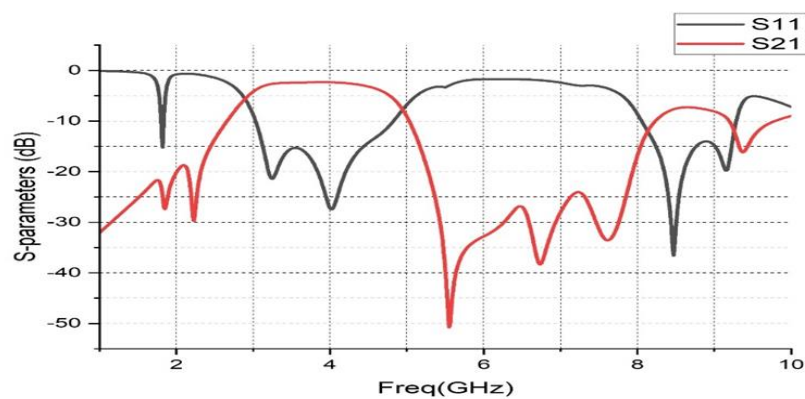


Figure. II. 15 : Les S paramètres de filtre B

On peut remarquer que le filtre proposé a atteint une bande passante filtrée de 2.90 GHz à 4,97 GHz avec une fréquence centrale de 3.935 GHz et une perte d'insertion est d'environ - 2.28dB. La perte de retour est inférieure à -14.59 dB et peut atteindre -25.0188 dB à la fréquence de 4.02 GHz.

• **Circuit équivalent & ADS :**

Le modèle du circuit équivalent du filtre B est représenté dans la figure II.16. Par rapport le premier filtre (A), on peut voir que les composants parallèles L_1C_1 et L_2C_2 sont également introduits. Dans le modèle de circuit, les deux TZ sont générés à des fréquences données par l'équation :

$$f_{TZ(i+1)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_iC_i}}, \quad i = 1,2 \quad (Eq. II.4)$$

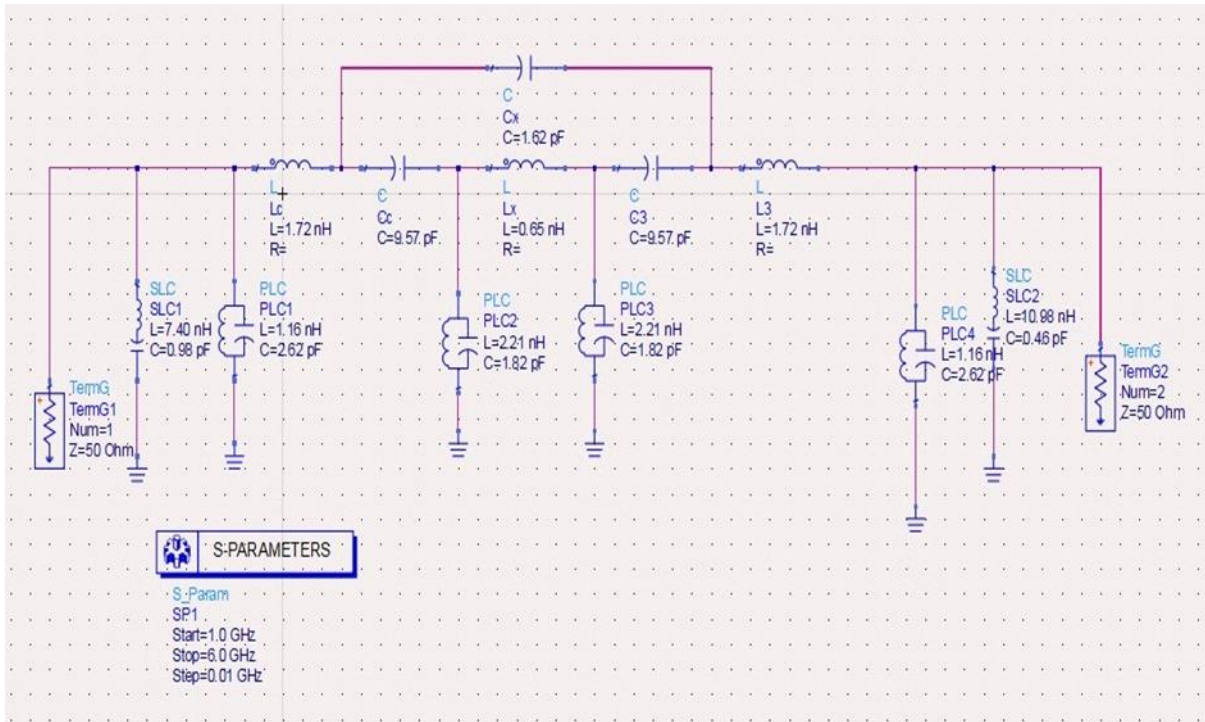


Figure. II. 16 : Le modèle de circuit équivalent global du filtre B.

Les dimensions utilisées lors de la conception de cette circuit équivalent global (filtre B) sont listés dans le tableaux II.9.

Tableau. II. 9 : les valeurs des éléments du circuit pour le filtre B

Paramètres	L_d	C_d	L_r	C_r	L_c	C_c	L_x	C_x
Valeurs	1.16nH	2.62pF	2.21nH	1.82pF	1.72nH	9.57pF	0.65nH	1.62pF
Paramètres	L_1	C_1	L_2	C_2				
Valeurs	7.40nH	0.98pF	10.98nH	0.46pF				

La figure II.17 montre les résultats en termes de coefficient de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} , issus de l'implémentation du circuit équivalent via le logiciel **Keysight ADS**.

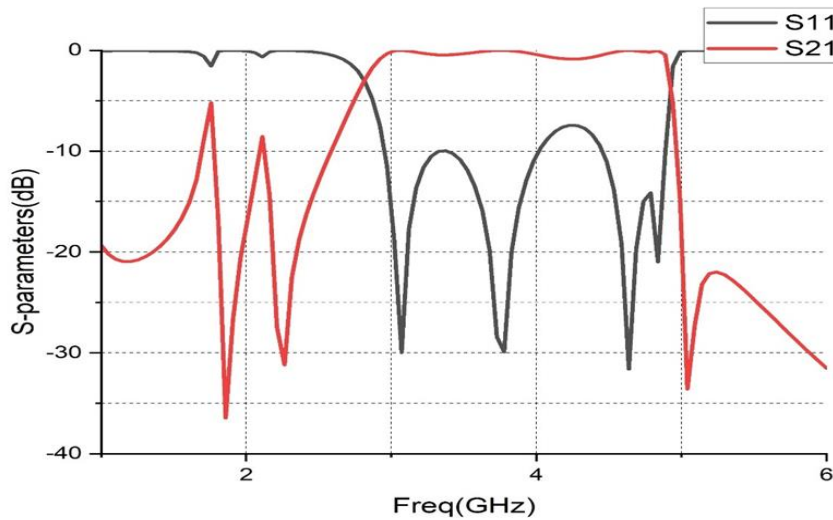


Figure. II. 17 : Les paramètres S simulés pour le filtre B

La fréquence centrale du filtre est d'environ 3.87 GHz et la largeur de bande fractionnelle FBW est de 54.26 % de 2.82 GHz à 4.92 GHz. La perte d'insertion mesurée est d'environ -0.034 dB et la perte de retour mesurée est inférieure à -7.415 dB, atteignant -39.231 dB à 3.75 GHz.

II.4.3. Comparaison entre les résultats de simulations HFSS et ADS :

Les structures proposées sont simulées à l'aide de Ansoft High Frequency Structural Simulator (HFSS) et Advanced design système (ADS) pour valider les performances de ce concept des deux filtres.

La comparaison entre les deux simulateurs, HFSS et ADS de le filtre A et B est rapportée respectivement dans les tableaux II.11 et II.12.

Tableau II. 1: Comparaison entre les simulations HFSS et ADS du filtre A.

Simulateurs	f_0 (GHz)	FBW (%)	Nombre de transmission zéro	Perte Insertion (dB)	Perte de Retour(dB)
HFSS	3.85	45.61	01	-3.10	-13.59
ADS	3.72	50.61	01	-0.009	-9.40

Tableau II. 2: Comparaison entre les simulations HFSS et ADS de filtre B.

Simulateurs	f_0 (GHz)	FBW (%)	Nombre de transmission zéro	Perte Insertion (dB)	Perte de Retour(dB)
HFSS	3.86	50.77	03	-2.30	-15.20
ADS	3.865	54.59	03	-0.552	-7.420

D'après les tableaux de comparaison précédents, on remarque que les résultats des simulations des logiciel HFSS et ADS manifeste à une différence dans la perte insertion. De plus, on note que la différence entre une perte d'insertion de -3,10 dB et -0,009 dB réside dans l'ampleur de la perte de signal mesurée, la première étant beaucoup plus élevée que la seconde et une perte de retour de -15,20 dB (HFSS) est plus importante qu'une perte de retour de -7,420 dB (ADS). En d'autres termes, un signal subissant une perte de retour de -15,20 dB est plus affaibli qu'un signal subissant une perte de retour de -7,420 dB. Par ailleurs, les autres paramètres sont presque les mêmes dans les deux simulations.

II.5. Filtre reconfigurable

Cette partie représente le cœur de notre contribution dans ce mémoire de master. Pour assurer la reconfigurabilité en fréquence du filtre final (B), on a intégré des diodes PIN au niveau des stubs micros trips. Le changement de la polarisation des diodes (directe 'ON' ou inverse 'OFF') conduit à une variation dans la longueur des stubs micro-ruban ce qui induit un déplacement des fréquences des TZ_s . Cette technique permet un filtre à deux comportements en fréquence notamment ; large bande et bi-bande.

II.5.1.Intégration des diodes PIN

La diode PIN se comporte comme une résistance variable dont la valeur dépend de la polarisation de la diode. La polarisation en direct fournit des valeurs faibles de résistance (état passant). La polarisation en inverse engendre une valeur élevée de résistance (état bloqué) et surtout une très faible capacité en parallèle. La figure II.18 montre les circuits équivalents de la diode dans les deux états.

En simulation par HFSS, on place simplement de petites bandes rectangulaires à l'endroit où on souhaite insérer une diode PIN. Ensuite, on choisit comme condition de limite éléments localisés RLC. Puis, on déclare la valeur de la résistance "R" pour l'état "ON" et on déclare la valeur de "C" pour l'état "OFF".

En cas de mise hors tension, il aura une certaine capacité. Les valeurs de R et C dépendent des différentes diodes PIN. Ils sont généralement donnés dans les fiches techniques des commutateurs particuliers.

Les diodes PIN utilisées dans l'antenne simulée ont été modélisées selon les deux cas. Pour l'état 'ON', un circuit RL série est utilisé, tandis que l'état 'OFF' est modélisé en utilisant des circuits RC parallèles en série avec l'élément L. Pour les deux états, les es valeurs des différents éléments localisés sont résumées dans le tableau II.10.

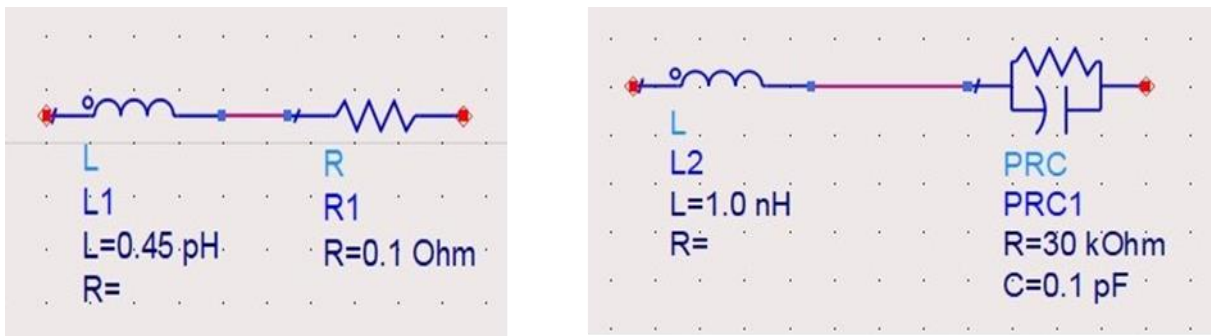


Figure. II. 18: Les circuits équivalents de la diode PIN ; (a) état ON, (b) état OFF.

Tableau. II. 10 : : Diode PIN Éléments regroupés

Paramètres	R	L	C
Diode (ON)	0,1 Ω	0,45 nH	
Diode (OFF)	30 KΩ	0,45 nH	0,1 pF

II.5.1.1. Résultats numériques par l'intégration des diodes (simulés par HFSS) :

Sous HFSS, lors de la modélisation d'un circuit ou d'un dispositif contenant une diode, il est important de définir correctement les propriétés de la diode pour refléter son comportement ON/OFF. Lorsqu'une diode est "ON" (conduction directe), elle permet le passage du courant dans le sens direct sans grande résistance. En revanche, lorsqu'elle est "OFF" (conduction inverse), elle bloque efficacement le courant dans le sens inverse.

Pour réaliser la reconfiguration de la bande passante du filtre, deux diodes PIN sont intégrées au niveau des stubs, comme illustré à la figure II.21. Les diodes D_1 et D_2 sont positionnées à l'extrémité de la longueur des créneaux B_1 et B_2 , respectivement.

La figure II.21 représente la configuration du filtre proposer avec ajouter deux diodes PIN (D_1 et D_2) dans etat OFF/ON utilisant le logiciel HFSS.

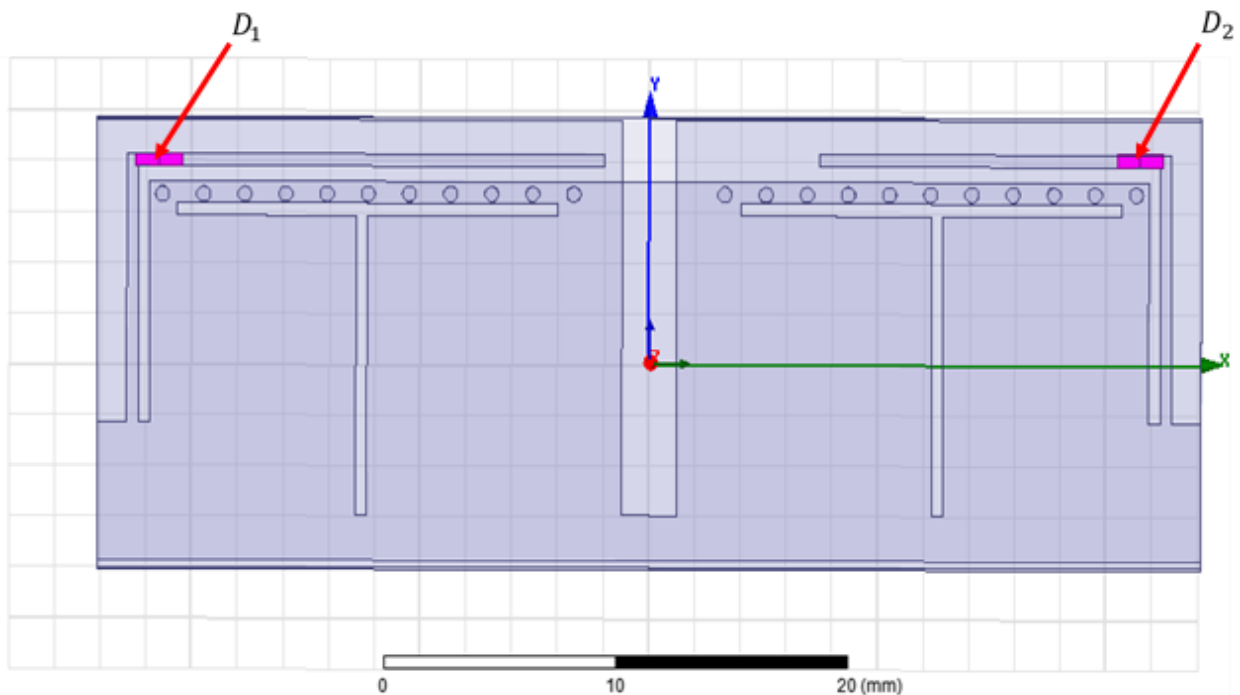


Figure. II. 19 : Configuration du filtre proposé avec l'ajout de deux diodes

- Cas D_1 (ON) et D_2 (OFF) :

Dans le premier, la diode D_1 est polarisée en direct et la diode D_2 est polarisée en inverse. Après la simulation de cette structure, on obtient les résultats indiqués sur la figure II.22.

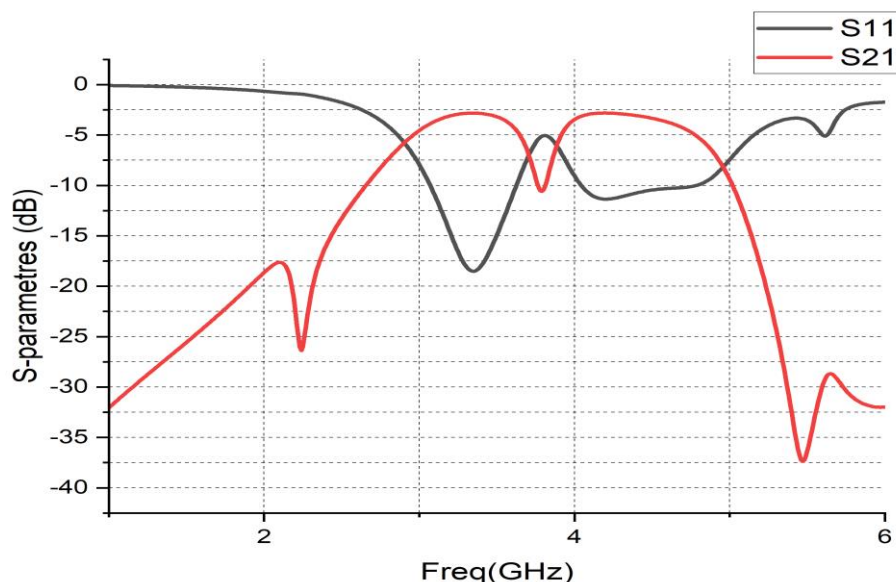


Figure II. 1: Paramètres S pour le cas D_1 (ON) et D_2 (OFF)

La figure II.20 montre les coefficients de réflexion et de transmission pour le filtre proposé. Ces résultats montrent que ce filtre proposé avec deux modes de fonctionnements. On observe deux bandes passantes ; la première est comprise entre 2.9 à 3.7 GHz et la deuxième de 3.88 à 4.97 GHz avec une perte d'insertion d'environ -2.8 dB dans la largeur de bande transmise et une perte de retour enregistrée inférieure à -5 dB, elle atteint -18.63 dB à la fréquence 3.34 GHz. On peut également noter que les bandes de réjection vont de 1 à 2.9 GHz et de 4.97 à 6 GHz avec une atténuation inférieure à -17.39 dB, et que la réjection maximale qui peut atteindre -25.91 et -36.66 dB aux fréquences 2,27 et 5.52 GHz, respectivement. La troisième bande rejetée par l'effet des diodes est allée de 3.775 à 3.88 GHz.

- Cas D_1 (ON) et D_2 (ON) :

Les paramètres de diffusion S du cas où les deux diodes sont passantes, sont tracés sur la figure II.23. L'analyse des résultats de cette figure conduit à la conclusion que lorsque les diodes sont en mode ON, revient au cas du filtre B (de la section II.4.2), avec une fréquence centrale de 3.86 GHz dans la bande [2.88 a 4.84 GHz] et une bande passante relative égale à 50.77%. Le filtre proposé donne des pertes de retour d'environ de -15.20 dB et des pertes

d'insertion inférieure à -2.30 dB, Trois zéros de transmission sont observés aux fréquences 1.84 GHz ,2.27 GHz et 5.46 GHz.

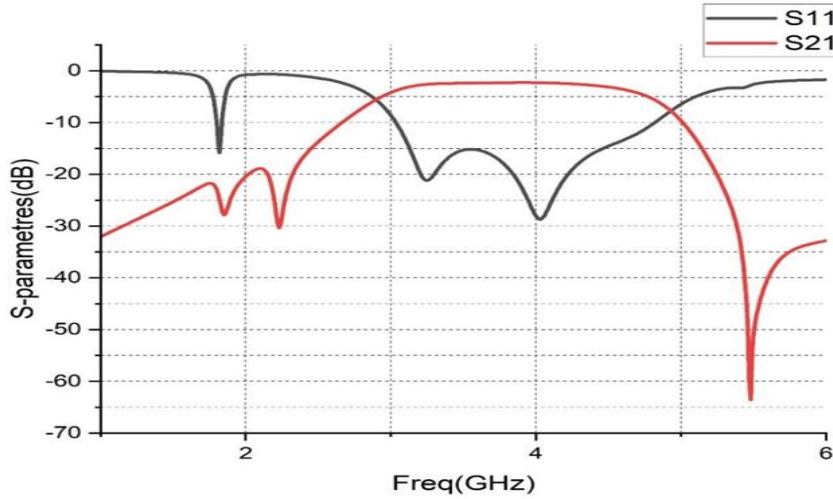


Figure. II. 20 : Paramètres S pour le cas D_1 (ON) et D_2 (ON)

- Cas D_1 (OFF) et D_2 (ON) :

La figure II.22 représente les résultats de simulation du filtre proposé avec les diodes D_1 en état (OFF) et D_2 en état (ON). Ce cas est similaire de celui du premier cas avec une fréquence centrale de 3.85 GHz, une bande passante allant de 2.67 GHz jusqu'à 5.03 GHz et une perte d'insertion supérieurs à -2.81 dB. En outre, suivant l'allure du coefficient de réflexion, on de remarquons l'apparition de deux fréquences de résonances 2.89 GHz et 4.70 GHz. En outre, le filtre proposé donne des pertes de retour de l'environ de -4.94 dB. La troisième bande rejetée par l'effet des diodes est allée de 3.775 à 3.88 GHz.

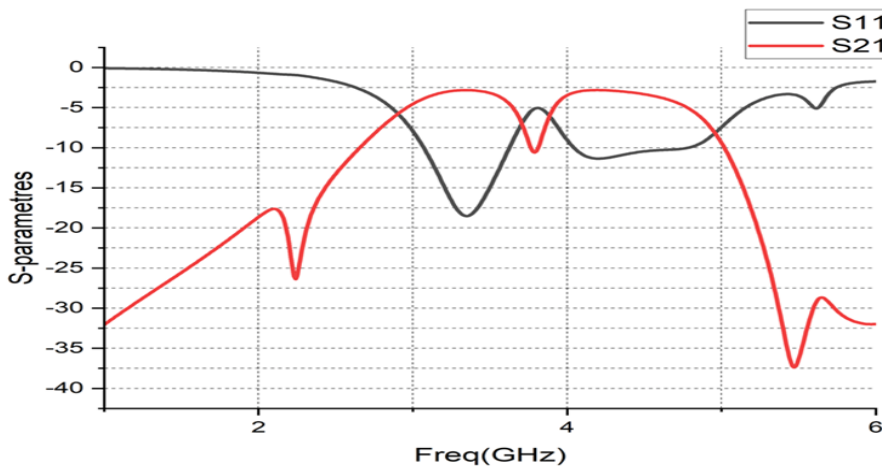


Figure. II. 21 : diode D_1 (OFF) et D_2 (ON)

• Cas D_1 (OFF) et D_2 (OFF) :

La figure II.23 montre les résultats de coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} du filtre pour le dernier cas où les deux diodes sont polarisées en inverse.

Les performances obtenues de ce mode de fonctionnement sont les suivantes :

- La perte d'insertion minimale est inférieure à -3.31 dB.
- La perte de retour est de l'ordre de -5.64 dB.
- Deux bandes passantes de 2.86 à 3.61 GHz et de 3.91 à 4.91 GHz La bande passante relative est de l'environ de 52.76 % à la fréquence centrale de 3.885 GHz.
- Deux zéros de transmission sont observés à 3.76 GHz et 5.51 GHz de -18.70dB et -36.72 dB.

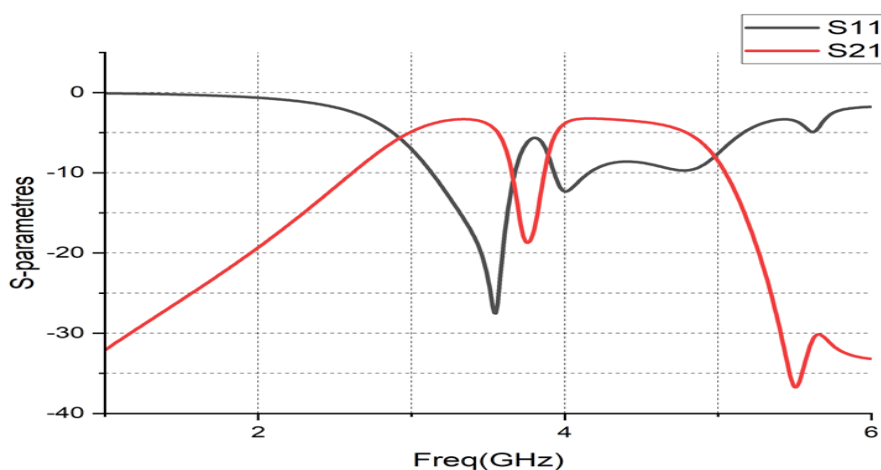


Figure. II. 22 : diode D_1 (OFF) et D_2 (OFF)

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a concentré sur les filtres HMSIW hybride compact à double couche en focalisant sur leurs conceptions et les paramètres qui affectent positivement leurs performances.

L'étude des performances des filtres HMSIW proposés est faite en simulant et analysant les résultats de ces filtres en termes de coefficient de réflexion S_{11} , coefficient de transmission S_{21} , bandes passante, fréquence centrale, pertes d'insertion et de retour, matrice de couplage et modèle du circuit équivalent, en utilisant trois différents simulateurs notamment ; HFSS, ADS et CST FILTRE DESIGNER 3D.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans notre projet de fin d'étude, les travaux réalisés ont été consacrés à la conception des filtres micro-ondes à base de la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW). A cette fin, on a utilisé plusieurs logiciels pour la simulation de ces conceptions notamment ; HFSS, ADS, CST FILTRE DESIGN.

Ce travail comprend deux sections principales organisées comme suit :

Le premier chapitre donne un aperçu sur les filtres micro-ondes en générale et les filtres de guides d'ondes intégré au substrat (SIW) en particulier avec leurs caractéristiques, avantages et inconvénients et leur domaine d'application. De plus, on a mentionné quelques travaux des chercheurs liés à ce projet.

Le deuxième chapitre est le fruit de notre projet, qui présente de nouveaux filtres passe-bande SIW demi-mode. Ces filtres reposent sur un résonateur à cavité quadri-mode et sont proposés dans ce mémoire. La topologie de la matrice de couplage ainsi que le modèle de circuit équivalent sont décrites, et les paramètres S simulés montrent une bonne concordance. Le filtre A proposé utilise un couplage capacitif mutuel pour générer TZ1 dans la bande d'arrêt supérieure. De son côté, le filtre B introduit deux circuits résonnants LC parallèles pour produire TZ2 et TZ3 dans la bande d'arrêt inférieure

Enfin, on met en évidence les structures candidates étudiées et analysées dans ce projet, parce que c'est le sujet de nombreux chercheurs à travers le monde.

On espère que dans un proche avenir, cette étude inspirera d'autres étudiants à poursuivre ce travail, à améliorer nos résultats et à atteindre de meilleures performances des filtres microondes.

Bibliographie

Bibliography

- [1] a. soltani, " conception d'un filtre volumique a la base de la technologie siw «, mémoire, université dr. tahar moulay – saida, p18 p79, septembre 2014.
- [2] m. cherifi, l. miraoui, " conception des nouvelles configurations des filtres hyperfréquences par technologie siw", p18 p26 p15 p53 p20, juin 2017.
- [3] m. a. rabah, m. abri, h. a. badaoui, j. tao, t-h. vuong. (2016, february). compact miniaturized half-mode waveguide/high pass-filter design based on siw technologiescreens transmit-ieee c-band signals. microwave and optical technology letters. volume.58, issue. 2, pp. 414–418.
- [4] m.casaletti, g.valerio, r.sauleau, m.albani. (2016). mode-matchinganalysis of lossy siw devices. ieee transactions on microwavetheory and techniques. issue. 99
- [5] t.r.jones, m.daneshmand.(2016).the characterization of a ridgedhalf-mode substrate-integrated waveguide and its application in coupler design.ieee transactions on microwave theory and techniques. issue. 99.
- [6] o.konc, d.maassen , f.rautschke , g.boeck,"widebandsubstrateintegratedwaveguide ku-band coupler," 21st international conference on microwave, radar and wireless communications (mikon), 2016.
- [7] z.liu, studentmember, l.zhu and gaobiaoxiao. (2016, july). a novel micro wave attenuator on multilayered substrate integrated waveguide. ieee transactions on components, packaging and manufacturing technology. vol. 6, no. 7.
- [8] d.jia, q.feng, q. xiang, k.wu. (2016). multilayer substrate integrated waveguide (siw) filters withhigher-order mode suppression. ieee microwave and wireless components letters. vol. 26, issue: 9, pp. 678 – 680.
- [9] k.zhou, w.kang, w.wu. (2016). compact dual-band balanced band pass filter based on double-layer siw structure electronics letters. vol. 52, issue: 18, pp. 1537 – 1539.
- [10] noura,a. (2020) . Contribution à la conception et à la réalisation des configurations compactes des filtres siw dgs pour les applications de télécommunications spatiales. [thèse de doctorat, centre universitaire belhadj bouchaib-ain témouchent].
- [11] h. louazene, "design, development and optimization ultra-wideband - pass filters bands for wireless communication systems,"magister thesis, faculty of new technologies of information and communication, ukmo, algeria, 94p.8, 2014.
- [12] j. garreau "étude de filtreshyperfréquence siw ethybride-planaire siw enttechnologie ltcc,"ph.d dissertation, université de bretagne occidentale - brest, 2012.

- [13] j. garreau "étude de filtres hyperfréquence siw hybride-planaire siw entechnologie ltcc," ph.d dissertation, université de bretagne occidentale - brest, 2012.
- [14] a. khanna and y. garault.(1983). determination of loaded, unloaded, and external quality factors of a dielectric resonator coupled to a microstrip line. *ieeetransactions on microwave theory and techniques*. vol. 31, no. 3. pp. 261–264.
- [15] c. g. someda, electromagnetic waves, 2nd ed. crc press, 2006.
- [16] j.s hong, "microstrip filters for rf / microwave applications," 2nd edition 2nd ed. new york: wiley and sons, 2011.
- [17] w. hong, b et al., "half mode substrate integrated waveguide: a new guided wave structure for microwave and millimeter wave application," in proc. joint 31st int. infrared millimeter wave conf./14th int. terahertz electron. conf., shanghai, china, pp. 18–22, sep. 2006.
- [18] e. massoni, n. delmonte, g. macchiarella, l. perregrini, and m. bozzi, "half-mode siw filters with resonant couplings implementing transmission zeros," in *iee mtt-s int. microw. symp. dig.*, chengdu, china, jun. 2018, pp. 701–703.
- [19] o. glubokov and d. budimir, "extraction of generalized coupling coefficients for inline extracted pole filters with nonresonating nodes," *iee trans. microw. theory techn.*, vol. 59, no. 12, pp. 3023–3029, dec. 2011
- [20] lin gu , yuandan dong.<< compact half-mode siw filter with high selectivity and improved stopband performance>>, *iee microwave and wireless components letters*, vol. 32, no. 9, september 2022 , p.1039-1042.
- [21] b.-g. liu, y.-p. lyu, l. zhu, and c.-h. cheng, "compact single and dual-band filters on hexa-modes half-mode substrate integrated waveguide resonator with loaded h-shaped slot," *iee microw. wireless compon. lett.*, vol. 30, no. 12, pp. 1129–1132, dec. 2020.
- [22] x. wang, x.-w. zhu, z. jiang, z.-c. hao, y.-w. wu, and w. hong, "analysis of eighth-mode substrate-integrated waveguide cavity and flexible filter design," *iee trans. microw. theory techn.*, vol. 67, no. 7, pp. 2701–2712, jul. 2019.
- [23] w. shen and h.-r. zhu, "vertically stacked trisection siw filter with controllable transmission zeros," *iee microw. wireless compon. lett.*, vol. 30, no. 3, pp. 237–240, mar. 2020.

[24] f. zhu, g. q. lu, z. liao, x. w. dai, and k. wu, “compact dual-mode bandpass filters based on half-mode substrate-integrated waveguide cavities,”*ieee microw. wireless compon. lett.*, vol. 31, no. 5, pp. 441–444, may 2021.