



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Frères Mentouri Constantine 1
Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electronique



N° d'ordre: 90/D3C/2021

Série : 07/Ele/2021

Thèse

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat 3^{ème} cycle en **Électronique**

Option : **Hyperfréquences et Télécommunications**

Par:

Halima AMMARI

Thème

Contribution à la conception de structures et dispositifs passifs en guide d'onde intégré au substrat

Soutenue le : **20/10/2021**

Devant le jury :

Président:	Mr. Mohamed BOUCHEMAT	Prof. Université des Frères Mentouri, Constantine 1
Rapporteur:	Mr. Mohamed Lahdi RIABI	Prof. Université des Frères Mentouri, Constantine 1
Examineurs:	Mr. Khaled BELARBI	Prof. Ecole Nationale Polytechnique Constantine
	Mr. Djamel BENATIA	Prof. Université de Batna 2
	Mlle. Ouarda BARKAT	Prof. Université des Frères Mentouri, Constantine 1

A Mes parents

Mes frères et ma sœur

Ma famille

Tous mes amis

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein de l'équipe de recherche en modélisation électromagnétique du laboratoire d'Electromagnétisme et de Télécommunications (LET) de l'université des Frères Mentouri de Constantine.

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

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

Mes remerciements vont également à Monsieur BOUCHEMAT Mohamed, professeur à l'université des Frère Mentouri Constantine I, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je remercie sincèrement Monsieur BELARBI Khaled, professeur à l'Ecole Nationale polytechnique de Constantine, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Que Monsieur BENATIA Djamel, professeur à l'université Batna 2, reçoive mes sincères remerciements pour avoir accepté de faire partie du jury.

Je suis profondément reconnaissante à Mlle BARKAT Ouarda, professeur à l'université des Frères Mentouri Constantine I, d'avoir accepté de juger mon travail.

Je dois reconnaissance et respect pour le professeur BENHABILES Mohamed Toufik, chef d'équipe de recherche au sein de notre Laboratoire LET pour ses conseils judicieux.

Que Monsieur le Dr. GRINE Farouk, membre de notre équipe de recherche soit vivement remercié pour son aide précieuse pour la réalisation de ce modeste travail.

Que tous mes collègues et les membres du Labo qui m'ont toujours soutenu tout au long de ce travail, en citant particulièrement les Drs : THABET Rawdha, KHALEF Rostom et ERREDIR Chahrazed, les doctorants BOUOUDEN Ali, YKHLEF Yasmina, CHRAIET Zineb et GHORAB Khawla, soient cordialement remerciés.

J'exprime également ma profonde gratitude à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Pour conclure, je remercie du fond du cœur tous ceux qui m'ont toujours soutenu et qui représentent le support de ma vie: ma famille, mes amis.

Résumé :

Ces dernières années, les avancées technologiques modernes dans le domaine des télécommunications et l'utilisation de fréquences de plus en plus élevées entraînant la conception de circuits et dispositifs de plus en plus miniaturisés pour les applications grand public incitent au développement de nouvelles technologies plus performantes.

La technologie GIS (Guide d'onde Intégré au Substrat) ou SIW en anglais (Substrate Integrated Waveguide) est actuellement la voie la plus prometteuse comme alternative aux dispositifs passifs planaires. Les SIWs offrent l'avantage d'éliminer les pertes par rayonnement, et de réduire sensiblement les pertes d'insertion et d'améliorer le facteur de qualité. Les coûts de réalisation sont faibles, les substrats grand public tels que les plaquettes de circuits imprimés FR4 ou LTCC conviennent à l'implémentation des SIWs qui présentent donc de meilleurs rapports qualité / prix.

Dans cette thèse, les travaux s'orientent vers la proposition de nouvelles techniques efficaces pour la conception, l'optimisation, la réalisation et le réglage de filtres micro-ondes qui surmontent les limitations des techniques existantes. De façon plus concrète, nos contributions vont s'intituler autour de deux volets :

Dans le premier volet, nous nous sommes intéressés à la conception de filtres SIW à larges bandes passantes compacts et performants, pour des applications hautes débit, notamment pour les applications 4 G et 5 G. S'appuyant sur la technique des résonateurs multimodes, de nouveaux filtres SIW large bande ont été développées. Cette technique permet de résoudre les problèmes d'encombrement et d'intégration des filtres actuels tout en gardant des performances électriques équivalentes.

Dans le deuxième volet, dans le but de réduire le volume des systèmes de communication, une nouvelle approche pour concevoir un filtre SIW accordable en fréquence centrale et en bande passante avec un bon facteur de qualité, une intégration aisée et une large plage d'accord est proposée.

Mots-clés : Guide d'onde intégré au substrat (GIS), résonateur à anneau fendu complémentaires (en anglais CSRR), cavité, ferrite, quintuple-mode, filtres large bande, filtres accordables.

Abstract:

In recent years, modern technological developments in the field of telecommunications and the use of increasingly high frequencies leading to the design of increasingly miniaturized circuits and devices have prompted investigations for more and more efficient technologies.

The substrate integrated waveguide technology is currently the most promising avenue as an alternative to passive planar devices. SIWs offer the advantage of eliminating radiation losses, and significantly reducing insertion losses, and improving the quality factor. The production costs are low, consumer substrates such as FR4 or LTCC printed circuit boards are suitable for the implementation of SIWs, which therefore have better quality/price ratios.

In this thesis, the work is directed towards the proposal of new efficient techniques for the design, optimization, realization and adjustment of microwave filters that overcome the limitations of existing techniques. More concretely, our contributions will revolve around two components:

In the first part, we were interested in the design of compact and high-performance SIW wide-bandpass filters, for high-speed applications, in particular for 5G applications. Based on the technique of multimode resonators, new SIW filters broadband have been developed. This technique solves the size and integration problems of current filters while maintaining equivalent electrical performance.

In the second part, to reduce the volume of communication systems, a new approach to design a SIW filter tunable in central frequency and bandwidth with a good quality factor, easy integration and a wide tuning range is proposed.

Keywords: Substrate integrated waveguide, complementary split ring resonator (CSRR), cavity, ferrite, quintuple-mode, broadband filter, tunable filters.

ملخص :

في السنوات الأخيرة، أدت التطورات التكنولوجية الحديثة في مجال الاتصالات واستخدام الترددات العالية إلى تصميم الدارات والأجهزة المصغرة بشكل متزايد ومنه إجراء تحقيقات في تقنيات أكثر كفاءة.

تعد تقنية SIW (الدليل الموجي المدمج في الركيزة) حاليًا أكثر الطرق الواعدة كبديل للدوائر والمكونات المستوية. تقدم SIWs ميزة القضاء على خسائر الإشعاع، وتقليل خسائر الإدخال بشكل كبير وتحسين عامل الجودة. كما تعتبر تكاليف الإنتاج منخفضة، والركيزة متوفرة مثل لوحات الدارات المطبوعة FR4 أو LTCC وهي بالتالي جد مناسبة لتنفيذ مكونات SIWs التي تتمتع بنسبة جودة / سعر أفضل.

في هذه الأطروحة ، يتم توجيه العمل نحو اقتراح تقنيات فعالة جديدة لتصميم وتحسين وإنجاز وتعديل مرشحات الميكروويف التي تتغلب على قيود التقنيات الحالية. بشكل ملموس ، ستنحور مساهماتنا حول عنصرين:

في الجزء الأول ، نهتم بتصميم مرشحات SIW ذات النطاق العريض مدمجة وعالية الأداء ، للتطبيقات عالية السرعة ، لا سيما لتطبيقات G4 و G5. بناءً على تقنية الرنانات متعددة الأوضاع ، تم تطوير مرشحات SIW جديدة ذات نطاق عريض. تعمل هذه التقنية على حل مشكلات حجم وتكامل المرشحات الحالية مع الحفاظ على الأداء الكهربائي المكافئ.

في الجزء الثاني، بهدف تقليل حجم أنظمة الاتصالات، نقتراح طريقة جديدة لتصميم مرشح SIW قابل للضبط في التردد المركزي وعرض النطاق مع عامل جودة جيد، وتكامل سهل ونطاق ضبط واسع.

كلمات مفتاحية: الدليل الموجي مدمج في الركيزة، مرنان حلقة الانقسام التكميلي (باللغة الإنجليزية CSRR)، المرنان، الفيريت، خماسي الأوضاع ، مرشح النطاق العريض، المرشحات القابلة للضبط.

Table de matières

Introduction Générale

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : La technologie guide d'onde intégré au substrat

1. Introduction.....	4
2. Guide d'onde rectangulaire.....	6
3. Guide d'onde intégré au substrat (SIW).....	10
3.1. Equivalence entre guide d'onde métallique et RSIW	10
3.2. Modes existant dans le RSIW	12
3.3. Guide d'onde intégré au substrat demi-mode (HMSIW)	13
3.4. La transition des lignes planaires aux guides SIW.....	15
4. Les cavités résonnantes SIW.....	16
4.1. Cavité SIW rectangulaire.....	17
4.2. Cavité SIW circulaire.....	17
4.3. Cavité SIW à mode partiel.....	19
4.4. Facteur de qualité d'une cavité résonnante	20
4.5. Excitation d'une cavité SIW	21
5. Circuits SIW.....	22
5.1. Les circuits passifs SIW.....	22
5.2. Les circuits actifs SIW	25
5.3. Les antennes SIW	26
6. Conclusion.....	27

Chapitre II : Filtres en guide d'onde intégré au substrat

1. Introduction.....	29
2. Généralités sur les filtres passe bande.....	30
3. Matrice de couplage de filtres micro-ondes	34
3.1. La matrice des coefficients de couplage	34
3.2. La matrice de couplage transversal (N +2)	37
3.4. Filtres avec nœuds non résonants.....	38
4. Filtres SIW Passe bande.....	39
4.1. Filtres SIW à cavités à couplage direct et à couplage croisé	39
4.2. Filtres SIW à cavités multi-mode.....	41

4.3. Filtres SIW à résonateurs diélectriques.....	44
4.4. Filtres SIW avec CSRR	45
4.4. Filtres SIW-ligne-planaire hybrides.....	46
5. Les filtres accordables.....	48
5.1. Technologies utilisées pour réaliser l'accord.....	50
5.2. Méthodes de conception de filtres SIW accordables	55
6. Conclusion	61

Chapitre III : Conception de filtres SIW large bande

1. Introduction.....	63
2. Applications.....	66
Application 1 : Conception de filtres multimodes large bande en cavité HMSIW conique	66
Application 2 : Conception de filtres passe bande large bande et d'un diviseur de puissance à la base d'une cavité SIW quintuple-mode chargée par un trou métallisé de forme elliptique.....	74
Application 3 : Conception d'un filtre passe bande à bande large en cavité SIW quintuple-Mode chargée par un résonateur diélectrique de forme elliptique	82
Application 4 : Conception d'un filtre SIW multi-mode large bande avec une large bande d'arrêt en utilisant des CSRRs et des DGS.....	91
3. Conclusion.....	101

Chapitre IV : Conception d'un filtre SIW accordable

1. Introduction.....	104
2. Application : Conception d'un filtre SIW accordable simultanément en fréquence centrale et en bande passante en utilisant un matériau ferrimagnétique.....	105
3. Conclusion.....	117

Conclusion Générale

Conclusion générale.....	119
--------------------------	-----

Liste des abréviations

CPW: guide d'onde coplanaire (Coplanar Waveguide).

CSRR: résonateur en anneau fendu complémentaire (Complementary Split Ring Resonator).

DGS: (Defected Ground Structures).

DR: résonateur diélectrique (Dielectric Resonator).

EDR: résonateur diélectrique de forme elliptique (Elliptic Dielectric Resonator)

HMSIW: guide d'onde intégré au substrat demi-mode (Half-mode Substrate Integrated Waveguide).

FIR: (Frequency Invariant Reactance).

FPD: diviseur de puissance de filtrage (Filtering Power Divider).

LTCC: (Low-Temperature Cofired Ceramic)

ML: ligne microruban (Microstrip Line)

NRN: nœud non résonnant (Non Resonating Node).

PCB: (Printed Circuit Board).

PD: diviseur de puissance (Power Divider).

QMSIW: guide d'onde intégré au substrat quart-mode (Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide).

RSIW: guide d'onde intégré au substrat rectangulaire (Rectangular Substrate Integrated Waveguide).

SIW : guide d'onde intégré au substrat (Substrate Integrated Waveguide).

SRR: résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator).

SOS: (System-on-Substrate).

TE: Transverse électrique.

TM: Transverse magnétique.

TZ: zéro de transmission (Transmission Zero).

Liste des figures

Figure I.1 : Guide d'onde rectangulaire intégré au substrat (RSIW).....	5
Figure I.2 : Guide d'onde rectangulaire.....	6
Figure I.3 : (a) RSIW, (b) guide d'onde rectangulaire équivalent.....	10
Figure I.4 : Caractéristiques de dispersion.....	11
Figure I.5 : Distribution du champ électrique du mode TE_{10} : (a) dans le RSIW, (b) dans le guide d'onde rectangulaire équivalent.....	12
Figure I.6 : Courant de surface du mode TE_{10} d'un guide d'onde rectangulaire avec des fentes sur ses parois latérales.....	13
Figure I.7: (a) RSIW complet. (b) RSIW demi-mode (HMSIW).....	14
Figure I.8 : Répartition du champ électrique dans : (a) le RSIW, (b) le HMSIW.....	14
Figure I.9 : (a) transition microruban-SIW, (b) transition CPW-SIW.....	16
Figure I.10 : Cavités SIW: (a) rectangulaire, (b) circulaire.....	16
Figure I.11 : Répartition du champ électromagnétique ((a) magnétique, (b) électrique) dans une cavité SIW rectangulaire.....	17
Figure I.12 : Répartition du champ électromagnétique ((a) magnétique, (b) électrique) dans une cavité SIW circulaire.....	18
Figure I.13 : Distribution du champ électrique pour le mode fondamental à l'intérieure d'une cavité SIW circulaire: complète (a), demi-mode (b), quart de mode (c), et huitième de mode (d).....	19
Figure I.14 : Quatre différents couplages avec des sondes de courant de type ligne micro-ruban.....	21
Figure I.15 : (a) Filtre à cavités SIW à couplage direct [34], (b) Filtre à cavités SIW à couplage croisé [35], (c) filtre SIW multicouches [36].....	22
Figure I.16 : (a) Coupleur HMSIW multicouche, (b) Répartition du champ électrique dans différentes couches du coupleur HMSIW [39].....	23
Figure I.17 : (a) Diviseur de puissance SIW avec dix voies. (b) Amplitude du champ électrique [42].....	24
Figure I.18 : (a) Duplexeur SIW à cavité multi-mode, (b) sa réponse fréquentielle [21].....	24
Figure I.19 : Déphaseurs SIW : (a) déphaseur miniaturisé basé sur un guide d'onde intégré au substrat demi-mode [46], (b) déphaseur accordable chargé de diodes varactor [47], (c) déphaseur SIW à base de la technologie LTCC chargé de ferrite [48].....	25
Figure I.20 : Exemples des circuits actifs SIW, (a) oscillateur SIW [49] (b) mélangeur SIW [50], (c) amplificateur SIW [51].....	26
Figure I.21: Antennes SIW : (a) antenne omnidirectionnelle [52], (b) antenne Corne [53], (c) réseaux d'antenne [53].....	27

Figure II.1: Gabarit des filtres idéaux. (a) Filtre passe-bas, (b) Filtre passe-haut, (c) Filtre passe-bande, (d) Filtre coupe-bande.....	30
Figure II.2 : Réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande et ses paramètres électriques.	30
Figure II.3 : Calcul de facteur de qualité externe Q_E en utilisant la réponse du paramètre $ S_{21} $ d'un résonateur.	32
Figure II.4: Schéma équivalent électrique pour un filtre passe-bande sans pertes à bande étroite, et faisant apparaître tous les couplages possibles [59].	34
Figure II.5: Réseau transversal: (a) Circuit d'ordre N avec des couplages directs source-charge; (b) Représentation de la même branche dans le réseau transversal [61].	37
Figure II.6 : (a) Filtre à iris inductifs à quatre résonateurs en guide d'onde métallique, (b) Filtre à iris inductifs à quatre résonateurs SIW équivalent.	39
Figure II.7 : (a) Filtre à iris inductifs à cinq résonateurs à couplage direct, (b) la réponse fréquentielle du filtre SIW [34].	40
Figure II.8 : (a) Structure et topologie d'un filtre à cavités à couplage croisé, (c) la réponse fréquentielle du filtre SIW à couplage croisé d'ordre quatre [67].	40
Figure II.9 : (a) Structure et topologie d'un filtre passe-bande bi-mode en technologie SIW (b) réponse fréquentielle du filtre [70].	42
Figure II.10 : (a) Structure et topologie d'un filtre SIW triple-mode, (b) Réponse fréquentielle du filtre [73].	42
Figure II.11 : (a) Photographie et topologie d'un filtre quadruple mode, (b) Paramètres S du filtre [75].	43
Figure II.12 : (a) Structure et topologie d'un filtre quintuple-mode, (b) réponse fréquentielle du filtre [77].	43
Figure II.13 : Filtres à cavité SIW triple-mode chargé par des résonateurs diélectriques. (a) Photographie et la topologie du filtre. (b) Paramètres S du filtre [83].	44
Figure II.14 : (a) Structure d'un RSIW chargé par un CSRR, (b) Circuit équivalent [89].	45
Figure II.15 : (a) Structure d'un filtre chargé de CSRRs, (b) Réponse fréquentielle du filtre [92].	46
Figure II.16 : (a) Structure et topologie d'un filtre SIW-CPW hybride, (b) paramètres S du filtre [94].	47
Figure II.17 : (a) Structure et topologie d'un filtre SIW-ML hybride, (b) paramètres S du filtre [96].	47
Figure II.18: (a) Schéma bloc d'un système de téléphonie mobile, (b) Exemple de chaînes d'émission- réception de téléphonie mobile accordable [99].	49
Figure I.19 : Circuit équivalent de la diode PIN : (a) en direct, (b) en inverse.	50
Figure II.20 : Schéma équivalent d'une diode varactor.	51
Figure II.21 : Configuration typiques de MEMS analogiques : (a) ohmique et (b) capacitif.	52

Figure II.22 : Changement d'anisotropie des cristaux liquides en fonction de la tension de polarisation.....	53
Figure II.23 : (a) Cavité SIW mécaniquement accordable, (b) vue de dessus du mécanisme de réglage, (c) vue de côté [108].....	56
Figure II.24 : (a) Filtre accordable avec des vis de réglage et la variation de la bande passante, (b) Filtre accordable avec vis de réglage et la variation de la fréquence centrale [109]......	57
Figure II.25 : (a) Filtre SIW accordable avec des diodes PIN, (a) résultat de mesure [110]......	58
Figure II.26 : (a) Cavité SIW chargée d'une diode flottante [100], (b) Photographie du filtre accordable chargé par des diodes varactor et Paramètres S mesurés du filtre fabriqué [113].	59
Figure II.27 : (a) Cavité chargée par des diodes varactor (c) filtre à trois pôles accordable fabriqué avec les résultats de mesure (S_{21} et S_{11}) [114]......	59
Figure II.28 : Filtre passe-bande de deuxième ordre avec les éléments d'accord: (a) une vue de dessus (diodes varactor) et (b) une vue de dessous, (c) paramètre S mesuré du filtre accordable en fréquence centrale, (c) paramètre S mesuré du filtre accordable en bande passante [117]......	60
Figure III.1: Processus de conception / simulation d'HFSS.....	65
Figure III.1.1 : Cavités SIW : (a) circulaire, (b) triangulaire, (c) conique.....	67
Figure III.1.2 : (a) Résonateur SIW conique, (b) cavité HMSIW conique.....	69
Figure III.1.3 : Résonateur HMSIW conique perturbé par un trou métallisé.	70
Figure III.1.4 : Variation des quatre premières fréquences de résonance dans la cavité HMSIW conique perturbée en fonction de la position du trou de perturbation (t, θ).	70
Figure III.1.5 : Distribution du champ électrique de quatre premiers modes de résonance dans le résonateur HMSIW perturbé.	71
Figure III.1.6 : (a) Structure du filtre à cavité HMSIW conique bi-mode, (b) sa topologie, (c) sa réponse fréquentielle.	72
Figure III.1.7 : (a) Structure du filtre à cavité HMSIW conique triple-mode, (b) son diagramme de couplage, (c) sa réponse fréquentielle.	72
Figure III.1.8: Structure des filtres à double cavité multimode.....	73
Figure III.1.9: Résultats de simulation pour les deux filtres multimodes à double cavité.....	73
Figure III.2.1 : Le résonateur SIW quintuple-mode chargé par un trou métallisé proposé.....	75
Figure III.2.2: Distribution du champ électrique pour les cinq premiers modes résonnants: (a) dans une cavité SIW rectangulaire, (b) dans une cavité SIW rectangulaire chargée par un trou métallisé.	75
Figure III.2.3: Coefficient de transmission $ S_{21} $ simulé d'une cavité SIW sans/avec perturbation. .	76
Figure III.2.4: (a) Cavité SIW quintuple-mode, (b) résonateur HMSIW quintuple-mode.....	77

Figure III.2.5: Distribution du champ électrique pour les cinq premiers modes dans le résonateur HMSIW.	77
Figure III.2.6: (a) Filtre SIW quintuple-mode, (b) Filtre HMSIW quintuple-mode, (c) Diagramme de couplage des deux filtres.	77
Figure III.2.7: Paramètres S simulés du filtre SIW avec et sans fentes inductives.	78
Figure III.2.8: Paramètres S simulés des filtres quintuple-mode SIW et HMSIW.	78
Figure III.2.9: (a) Cavité SIW quintuple-mode, (b) Structure du diviseur de puissance proposé.	79
Figure III.2.10: Distribution du champ électrique dans le diviseur de puissance pour les cinq modes distincts: (a) TE_{101} , (b) TE_{201} , (c) TE_{301} , TE_{203} and (e) TE_{303}	80
Figure III.2.11: (a) Structure du FPD SIW proposé, (b) diagramme de couplage du FPD SIW quintuple-mode.	80
Figure III.2.12: Paramètres S simulés du FPD SIW quintuple-mode.	80
Figure III.2.13: Déséquilibres de phase et d'amplitude du FPD.	81
Figure III.3.1 : Résonateur SIW quintuple-mode : (a) Cavité SIW circulaire chargée par quatre trous métallisés et de l'EDR, (b) Géométrie de l'EDR.	83
Figure III.3.2: Distribution de champ électrique pour cinq modes consécutifs dans un résonateur SIW circulaire chargé par quatre trous métallisés, qui sont: (a): TM_{110}^1 , (b): TM_{110}^2 , (c): TM_{210} , (d): TM_{020}^1 , (e): TM_{020}^2	83
Figure III.3.3 : Variation de fréquences de résonance des cinq modes en fonction : (a) du rayon de l'EDR (R_{major}). (b) de la permittivité de l'EDR.	84
Figure III.3.4 : Distribution du champ électrique dans un résonateur SIW circulaire chargé par quatre trous métallisés et de l'EDR pour cinq modes consécutifs: (a): TM_{110}^1 , (b): TM_{110}^2 , (c): TM_{210} , (d): TM_{020}^2 , (e): TM_{020}^1	85
Figure III.3.5 : Coefficient de transmission simulé $ S_{21} $ du résonateur quintuple-mode proposé avec et sans EDR.	86
Figure III.3.6 : Coefficient de transmission simulé $ S_{21} $ de la cavité quintuple-modes proposé avec différents valeurs de t.	86
Figure III.3.7 : Structure du filtre à cavité SIW quintuple-mode proposé.	87
Figure III.3.9 : Configuration du filtre proposé avec le gap d'air.	89
Figure III.3.10 : Variation des paramètres S du filtre proposé en fonction de différent valeurs de : (a) g, (b) g et R_{major}	89
Figure III.3.11 : (a) photographies du filtre fabriqué. (b) Résultats de mesure et de simulation.	90
Figure III.4.1 : (a) Résonateur SIW quintuple-mode, (b) Configuration de CSRR.	92
Figure III.4.2: Coefficient de transmission $ S_{21} $ simulé du résonateur quintuple-mode proposé sans et avec CSRRs.	92

Figure III.4.3 : Distribution du champ électrique pour les premiers modes résonants dans une cavité SIW rectangulaire : (a) perturbée par deux trous métallisés, (b) perturbée par deux trous métallisés et une paire de CSRRs.	93
Figure III.4.4: Variation des fréquences de résonance par rapport à d_1	94
Figure III.4.5: Amplitude de $ S_{21} $ simulée en fonction des différentes dimensions de CSRRs, (a) par rapport au rayon R_1 , (b) en fonction de R_4	94
Figure III.4.6: Filtre à cavité SIW quintuple-mode unique proposé.	95
Figure III.4.7: Facteur de qualité externe (Q_e) extrait en fonction de t_2	96
Figure III.4.8: Répartition du champ électrique du mode fondamental TE_{101} dans le résonateur proposé, (a) sans CSRRs, (b) avec CSRRs.	96
Figure III.4.9: (a) Topologie du filtre, (b) Paramètres S du filtre synthétisé par la matrice [M] et simulé par HFSS.	98
Figure III.4.10: Structure du filtre multi-mode hybride. (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.....	99
Figure III.4.11: Les réponses fréquentielles de : filtre SIW quintuple-mode, DGS-LPF micro ruban, et le filtre hybride SIW- DGS-LPF.	99
Figure III.4.12: Photographies des filtres fabriqués (a) filtre quintuple-mode, (b) filtre d'ordre sept.	100
Figure III.4.13: Paramètres S mesurés et simulés des filtres proposés et le retard de groupe du filtre à sept pôles.	101
Figure IV.1: (a) Champ électrique du mode dominant TE_{101} , (b) champ magnétique du mode dominant TE_{101}	106
Figure IV.2 : Cavité SIW chargée par deux plaques de ferrite sur les parois latérales (a) plaques de ferrite couvertes par un ruban conducteur (b) plaques de ferrite sans ruban conducteur [115].	107
Figure IV.3 : Résultats de mesures d'une cavité SIW chargée par une seule plaque de ferrite [115].	107
Figure IV.4 : Résultats de mesures dans le cas d'une cavité SIW chargée par deux plaques de ferrite [115].	108
Figure IV.5 : Cavité SIW chargée d'éléments d'accord électriques et magnétique [116].	109
Figure IV.6 : Résultats de mesures pour différentes valeurs du condensateur localisé C et du champ magnétique externe appliqué H_0 [116].	109
Figure IV.7 : Résultats de mesures pour un résonateur SIW accordé en utilisant une plaque de ferrite, une diode varactor, et deux condensateurs [116].	110
Figure IV.8 : Répartition du champ magnétique à l'intérieur d'une cavité SIW vide, (a) mode TE_{101} , (b) mode TE_{102}	111
Figure IV.9 : Répartition du champ électrique à l'intérieur d'une cavité SIW vide, (a) mode TE_{101} , (b) mode TE_{102}	111
Figure IV.10 : Cavité SIW rectangulaire chargée par une plaque de ferrite.	112

Figure IV.11 : Variation de la fréquence de résonance du résonateur SIW proposé en fonction de l'amplitude du champ H_0 ($\theta = 35^\circ$).....	112
Figure IV.12 : Champ électrique (a) et champ magnétique (b) dans une cavité SIW chargée par une plaque de ferrite ($\theta=0^\circ$).	113
Figure IV.13 : champ électrique (a) et champ magnétique (b) dans une cavité SIW chargée par une plaque de ferrite ($\theta=45^\circ$).	113
Figure IV.14 : champ électrique (a) et champ magnétique (b) dans une cavité SIW chargée par une plaque de ferrite ($\theta=0^\circ$).	113
Figure IV.15 : Paramètres S simulés du résonateur SIW chargée par un ferrite en fonction de différentes valeurs de θ (quand $H_0=0$ T).	114
Figure IV.16 : Structure du filtre SIW accordable en fréquence centrale et en bande passante d'ordre deux.	115
Figure IV.17 : Réponse fréquentielle du filtre nominal ($\theta=35^\circ, H_0=0$ T).	115
Figure IV.18 : Performances du filtre accordable en fréquence centrale obtenues en fonction de l'amplitude du champ externe H_0 ($\theta=35^\circ$).	116
Figure IV.19 : Performances du filtre accordable en bande passante obtenues en fonction de θ ($H_0=0$ T).	116

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Comparaison des propriétés entre les lignes de transmission planaires, le guide d'onde rectangulaire, et le SIW.	5
Tableau II.1: la matrice de couplage généralisée [M].....	35
Tableau II.2: Matrice de couplage M pour un réseau transversal.....	38
Tableau II.3 : Comparaison des caractéristiques des différentes technologies d'accord.	54
Tableau III.1.1 : Distribution du champ électrique de quelques premiers modes de résonance dans les résonateurs : SIW circulaire, SIW triangulaire, et SIW conique.....	68
Tableau III.1.2 : Distribution du champ électrique de quelques premiers modes de résonance dans les résonateurs SIW et HMSIW coniques.	69
Tableau III.2.1 : Paramètres géométriques des filtres SIW et HMSIW quintuple-mode (en mm)..	79
Tableau III.3.1: Paramètres géométriques du filtre à cavité quintuple-mode.	90
Tableau III.4.1: Facteurs Q et IL de la cavité SIW proposée avec \ sans CSRRs.....	96
Tableau III.4.2: Paramètres géométriques du filtre d'ordre cinq.....	100
Tableau III.4.3: Paramètres géométriques du filtre d'ordre sept.	100
Tableau III.1 : Comparaison entre les filtres multi-mode à large bande passante proposés et des filtres multi-mode SIW de références.....	101
Tableau IV.1 : Comparaison entre le résonateur SIW chargé de ferrite proposé et des résonateurs SIWs chargé de ferrite de références.	114
Tableau IV.2: Comparaison entre le filtre proposé et des filtres SIWs reconfigurables en fréquence centrale et en bande passante de références.....	117

| *Introduction Générale*

Introduction générale

Le succès commercial de l'industrie des télécommunications a stimulé le développement rapide des technologies modernes de communication sans fil. La croissance rapide de l'Internet sans fil, des systèmes à ultra large bande, des communications personnelles mobiles et à large bande, de la navigation par satellites et des systèmes de télédétection a créé une demande massive de nouveaux composants micro-ondes et en ondes submillimétriques capables de répondre à des exigences plus strictes.

Les filtres, duplexeurs et multiplexeurs responsables de la sélectivité en fréquence, jouent un rôle crucial dans ces systèmes. Le problème de l'utilisation efficace du spectre électromagnétique pose de nouveaux défis pour la conception et la réalisation de filtres micro-ondes et submillimétriques. De nouvelles solutions et techniques pour la conception de filtres passe-bande compacts avec une faible perte d'insertion, une sélectivité élevée et une large bande d'arrêt sont nécessaires pour le développement de la prochaine génération de systèmes sans fil et par satellite.

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude de structures et dispositifs RF en guide d'onde intégré au substrat (SIW). Les circuits SIW qui ont récemment subi d'importants développements technologiques, sont très attractifs pour leurs faibles coûts de réalisation, leur faible poids et dimensions et leur facilité d'intégration avec les circuits actifs [1], [2].

Dans ce contexte, les travaux que nous présentons dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche de la conception et de la mise en œuvre de nouveaux filtres SIW de taille compacte et de performances améliorées.

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

Le premier chapitre de ce manuscrit donne un aperçu général des propriétés électromagnétiques et les règles de conception du guide SIW. Plusieurs configurations SIW modifiées, à savoir le SIW demi-mode, les cavités SIW et les cavités SIW à mode partiel sont examinés pour établir le contexte de recherche et l'importance de cette étude. Puis, différents exemples de circuits utilisant cette technologie sont décrits.

Le deuxième chapitre de ce manuscrit peut être organisé en trois parties. La première partie est consacrée à l'introduction de la notion du filtrage. La deuxième partie donne un aperçu général des études actuelles sur les filtres hyperfréquences à la base de la technologie SIW. Les techniques de développement de filtres SIW accordables les plus courantes dans le domaine des micro-ondes sont également décrites dans la dernière partie.

Le troisième chapitre est dédié à la conception de nouveaux filtres large bande miniaturisés à la base de résonateurs SIW multimode. Quatre cavités SIW multimode principales seront présentées pour la mise en œuvre de ces filtres. La première cavité est la cavité SIW conique demi-mode chargée par un trou métallisé qui sera utilisée pour la conception de filtres dual-mode et triple-mode. Puis, la cavité SIW quintuple-mode chargée par une tige métallique de forme elliptique. Un filtre SIW quintuple-mode, un filtre HMSIW quintuple-mode, et un diviseur de puissance seront réalisés à la base de cette cavité. Ensuite, la cavité SIW quintuple-mode chargée par un résonateur diélectrique qui aide à réaliser un filtre large bande avec une bonne sélectivité et une faible perte d'insertion. La dernière cavité est la cavité SIW quintuple-mode chargée de CSRRs est utilisée pour la réalisation d'un filtre d'ordre cinq et d'un autre filtre d'ordre sept avec une taille compacte et de hautes performances.

Le dernier chapitre traite une nouvelle approche pour la conception d'un filtre passe-bande SIW accordable simultanément en fréquence centrale et en bande passante en utilisant un matériau ferrimagnétique. L'accord de la fréquence centrale du résonateur est obtenu magnétiquement en variant l'amplitude du champ d'excitation du ferrite et l'accord de la bande passante du filtre est réalisé mécaniquement par changement de l'emplacement de ferrite dans les résonateurs SIW. Les résultats de la simulation d'un filtre d'ordre deux dans la bande Ku sont également présentés.

Les conclusions de ce travail sont abordées dans la conclusion générale de cette thèse.

*Chapitre I : La technologie guide d'onde
intégré au substrat*

1. Introduction

Lors de la construction d'un système RF complet, les dispositifs en lignes de transmission planaires et les dispositifs à base des guides d'ondes métalliques conventionnels rencontrent le même problème d'intégration. Généralement, les composants actifs, les composants passifs et les composants de transmission sont fabriqués par techniques de fabrication différentes et avec différentes interfaces, de sorte que des pertes supplémentaires sont encourues pendant les processus d'insertion, de transition et de transmission. Par conséquent, les performances de conception idéales pour chaque composant du système ne peuvent pas être atteintes. Afin d'optimiser l'intégration du système, une nouvelle structure guidée appelée guide d'onde intégré au substrat (SIW) a été proposée [1] [2].

Le 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 le montre la figure I.1. Ainsi, les structures et dispositifs à la base de SIW ont non seulement la caractéristique physique favorable des lignes de transmission planaires, mais possèdent également les excellentes performances d'un guide d'onde métallique. 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. Et comme les lignes de transmission planaires nous pouvons en faire la fabrication avec une taille compacte et un faible coût [3]. Par contre, des inconvénients ne peuvent pas être négligés comme la difficulté dans la modélisation et les temps de réglages importants sont des points faibles de ces structures du point de vue de la conception. De plus, la fragilité mécanique due à la multitude de trous métallisés restreint les domaines d'application possible pour ces structures.

Le tableau I.1 résume les avantages et les inconvénients des lignes de transmissions planaires, guide d'onde métallique et guide d'onde intégré au substrat.

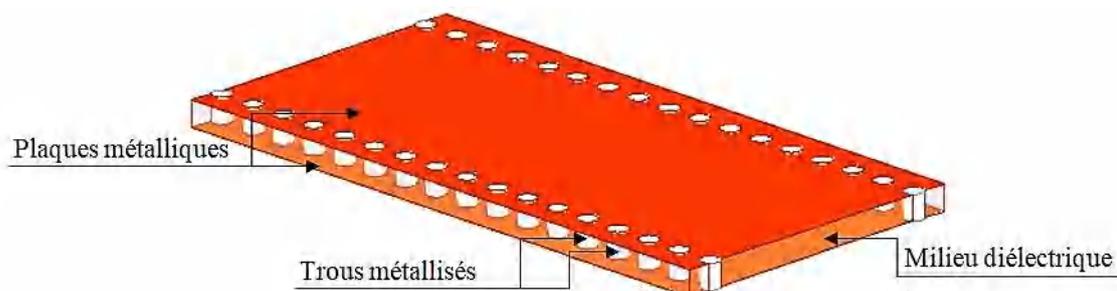


Figure I.1 : Guide d'onde rectangulaire intégré au substrat (RSIW).

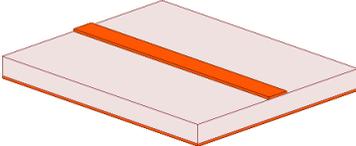
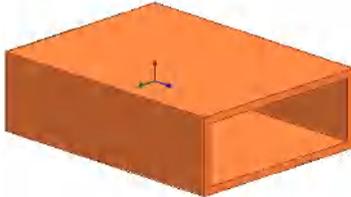
Lignes de transmission planaires	Guide d'onde métallique	Guide d'onde intégré au substrat
		
<ul style="list-style-type: none"> ☺ Faible coût ☺ Haute densité d'intégration ☺ Faible poids ☹ Pertes d'insertion élevées ☹ Facteur de qualité faible ☹ Faible tenue en puissance ☹ Le blindage est nécessaire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

Tableau I.1 : Comparaison des propriétés entre les lignes de transmission planaires, le guide d'onde rectangulaire, et le SIW.

Dans ce chapitre, nous exposons les formules de fonctionnement du guide d'onde rectangulaire conventionnel et de son analogue SIW. Ensuite, nous présentons quelques configurations SIW modifiées telles que le guide SIW demi-mode et les cavités SIW. Ainsi, leurs applications dans le domaine micro-ondes.

2. Guide d'onde rectangulaire

Le guide d'onde rectangulaire est l'un des premiers types de lignes de transmission utilisées pour transporter des signaux hyperfréquences (voir figure I.2). Plusieurs composants, tels que des coupleurs, déphaseurs, ou atténuateurs sont disponibles commercialement pour des fréquences de 1GHz à plus de 220 GHz [4]. Bien que les circuits hyperfréquences soient de plus en plus miniaturisés ; les guides rectangulaires sont encore utilisés à cause de leur capacité à transporter des grandes puissances. Le champ électromagnétique qui se propage dans un guide d'onde rectangulaire peut être obtenu en résolvant les équations de Maxwell sous les conditions aux limites du guide d'onde [5].

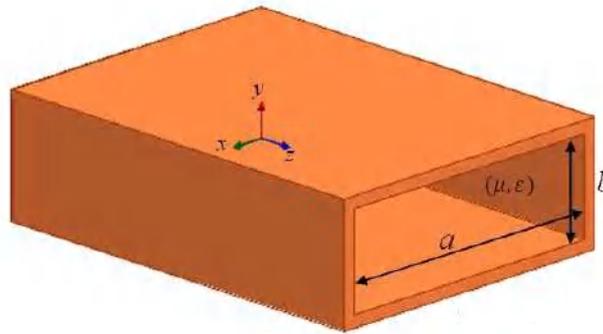


Figure I.2 : Guide d'onde rectangulaire.

Le champ électromagnétique dans un guide d'onde métallique homogène est considéré comme la superposition de deux ondes: celles de type transverse électrique, ou mode TE, et celles de type transverse magnétique, ou mode TM. Les modes TE et TM peuvent être décrits sous la forme du mode TE_{mn} et du mode TM_{mn} , où m et n représentent les numéros de mode [1].

➤ Pour les modes TE_{mn} , les composantes du champ s'écrivent:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (I.1)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} H_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (I.2)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} H_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (I.3)$$

$$H_y = \frac{j\beta}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.4})$$

$$H_z = H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.5})$$

➤ Pour les modes TM_{mn} , les composantes du champ électromagnétique s'écrivent:

$$E_x = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} E_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.6})$$

$$E_y = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} E_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.7})$$

$$E_z = E_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.8})$$

$$H_x = \frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} E_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.9})$$

$$H_y = \frac{-j\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} E_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.10})$$

Où E_{mn} et H_{mn} sont des constantes d'amplitude pour les modes TE_{mn} et les modes TM_{mn} , respectivement; a et b sont respectivement la largeur et la hauteur du guide d'onde (voir figure I.2).

k_c est le nombre d'onde de coupure, qui peut être exprimé en fonction de la constante de propagation γ comme:

$$k_c^2 = \gamma^2 + k^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.11})$$

Où β est la constante de phase, donnée par:

$$\beta = -j\gamma = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{\omega^2\mu\varepsilon - \left(\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2\right)} \quad (\text{I.12})$$

Les ondes électromagnétiques se propagent dans un guide d'onde rectangulaire seulement lorsque β est réel, ce qui se produit seulement lorsque $k_c < k$. Ainsi, si la constante de propagation γ ($\gamma = \alpha + j\beta$) est un nombre imaginaire ($\gamma = j\beta$), les modes TE et

TM peuvent se propager dans un guide d'onde sans perte. Par contre, si, γ est réel ($\gamma = \alpha$), les ondes s'atténuent avec un facteur d'atténuation égale à $e^{-\alpha z}$ le long de la direction z (modes évanescents) [1].

Les modes TE et TM possèdent une fréquence de coupure f_c , au-dessous de laquelle ces modes ne peuvent pas se propager. Elle peut être obtenue à partir de (I.12) en définissant la constante de propagation $\beta = 0$.

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{I.13})$$

La constante de propagation γ peut être exprimée en fonction de la fréquence de coupure f_c comme suit:

$$\gamma = \begin{cases} j\beta = j2\pi f\sqrt{\mu\varepsilon} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} & f > f_c \\ \alpha = 2\pi f_c\sqrt{\mu\varepsilon} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} & f < f_c \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Pour chaque mode propagatif, la longueur d'onde de coupure associée est:

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}} \quad (\text{I.15})$$

La constante de propagation associée β peut être exprimée en fonction de la fréquence de coupure f_c comme:

$$\beta_c = 2\pi f\sqrt{\mu\varepsilon} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (\text{I.16})$$

En supposant que $a > b$ dans un guide d'onde rectangulaire (voir figure I.2), le mode fondamental est le mode TE₁₀. Les champs électromagnétiques pour le mode TE₁₀ sont:

$$E_y = \frac{-j\omega\mu\pi}{k_c^2} \frac{\pi}{a} H_{10} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.17})$$

$$H_x = \frac{j\beta}{k_c^2} \frac{\pi}{a} H_{10} \sin\left(\frac{1\pi}{a} x\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.18})$$

$$H_z = H_{10} \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta z} \quad (\text{I.19})$$

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (\text{I.20})$$

La fréquence de coupure f_c , la longueur d'onde de coupure λ_c et la constante de propagation β pour le mode TE_{10} s'écrivent:

$$f_c = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (\text{I.21})$$

$$\lambda_c = 2a \quad (\text{I.22})$$

$$\beta_c = \sqrt{(2\pi f)^2 \mu\varepsilon - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (\text{I.23})$$

A Partir des équations (I.17) à (I.23), on peut voir que le seul paramètre impliqué qui affecte le champ et la propagation du mode TE_{10} est la largeur du guide d'onde « a ». Tandis que la hauteur du guide d'onde « b » n'a aucun effet sur la configuration du champ. Cela indique qu'il est possible de réduire la hauteur b pour obtenir une structure du guide d'onde plus compacte mais avec seulement un effet limité sur la propagation en mode TE_{10} , c'est-à-dire un guide d'onde intégré au substrat.

3. Guide d'onde intégré au substrat (SIW)

3.1. Equivalence entre guide d'onde métallique et RSIW

Un guide SIW peut être caractérisé par une constante de propagation, un mode de propagation et une fréquence de coupure, ces paramètres sont déterminés comme dans le cas d'un guide d'onde rectangulaire, en prenant en considération qu'un guide SIW a quelque caractéristique physique particulier par rapport au guide d'onde conventionnel.

Pour un guide SIW, la constante de propagation du mode fondamental est déterminée par la largeur entre les deux rangées de trous métallisés (W_{SIW}). Les paramètres de tiges métallisées d et p sont fermement résolus à minimiser les pertes de rayonnement et le coefficient de réflexion (voir figure I.3 (a)).

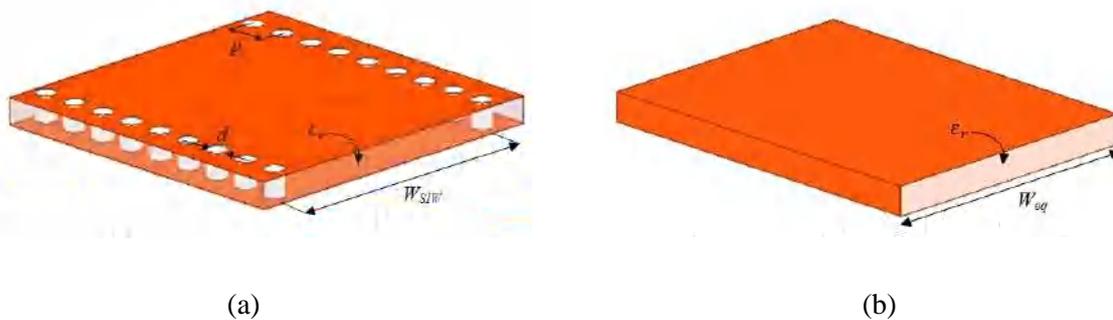


Figure I.3 : (a) RSIW, (b) guide d'onde rectangulaire équivalent.

Il est montré que le guide RSIW est presque identique à un guide d'onde rectangulaire de largeur similaire W_{eq} [6]. En 2002, une équation expérimentale pour calculer W_{eq} est donnée à partir des travaux de Cassivi pour atteindre les mêmes caractéristiques d'un guide SIW [6]:

$$W_{eq} = W_{SIW} - \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.24)$$

Où W_{SIW} et W_{eq} sont respectivement les largeurs du RSIW et de son guide d'onde métallique équivalent, d est le diamètre des trous métallisés et p est la distance entre deux cylindres adjacents.

En 2004, Yan [7] a mis en évidence des formules plus précises donnant la largeur du guide d'onde équivalent au guide SIW, soit :

$$W_{eq} = W_{SIW} \left(\xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right) \quad (I.25)$$

Avec

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{W_{SIW}}{d} - 1.0684} \quad (I.26)$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{W_{SIW}}{d} - 1.2010} \quad (I.27)$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{W_{SIW}}{d} + 0.2052} \quad (I.28)$$

L'erreur relative des équations (I.26), (I.27) et (I.28) est estimée au-dessous de 1%. Cette formule est généralement utilisée pour obtenir les valeurs initiales de W_{eq} . Ces valeurs sont optimisées par des logiciels commerciaux de simulation afin d'avoir le diagramme de dispersion du guide d'onde équivalent similaire à celui du RSIW, comme le montre la figure I.4.

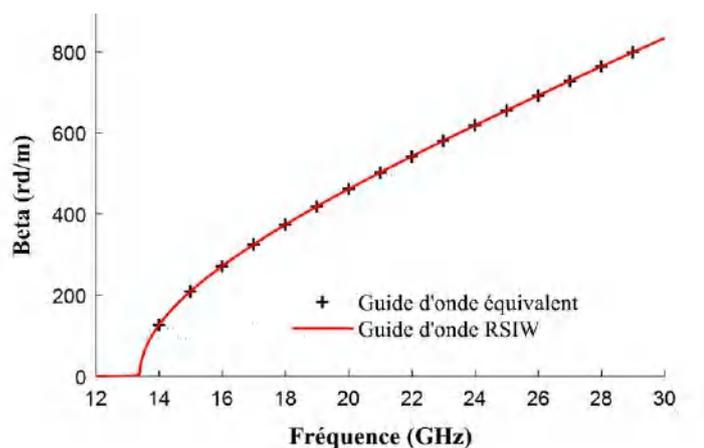


Figure I.4 : Caractéristiques de dispersion.

La figure I.5 illustre la répartition du champ électrique pour un mode transverse électrique fondamental TE_{10} dans le RSIW et le guide d'onde rectangulaire équivalent. comme nous pouvons l'observer les deux champs sont identiques.

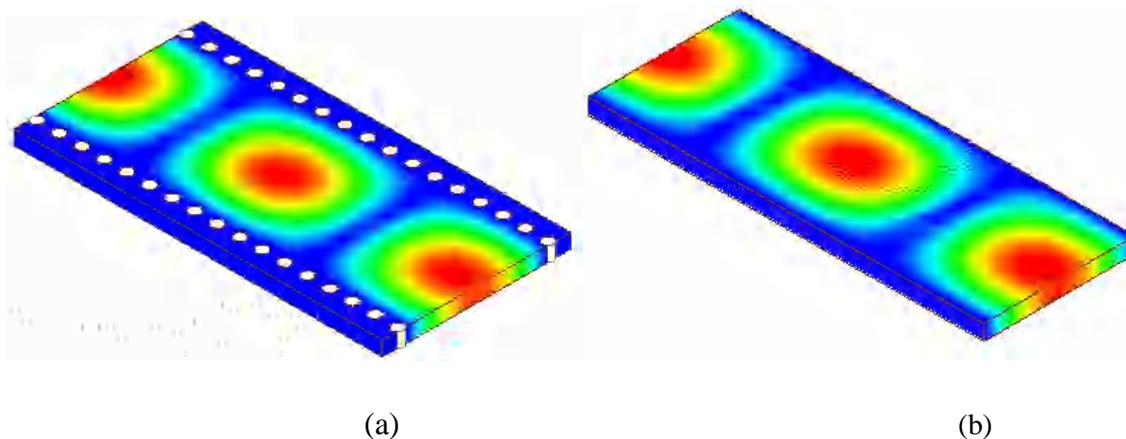


Figure I.5 : Distribution du champ électrique du mode TE_{10} : (a) dans le RSIW, (b) dans le guide d'onde rectangulaire équivalent.

Pour les dispositifs SIW avec des formes plus généralisées, deux règles de conception de base liées au diamètre d des trous métallisés et à la taille du pas p , sont utilisés pour négliger les pertes par rayonnement. Ces deux règles sont suffisantes mais pas toujours nécessaires, les deux conditions sont données par :

$$p < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{I. 29})$$

Et

$$p \leq 2d \quad (\text{I. 30})$$

Où λ_g est la longueur d'onde guidée.

3.2. Modes existant dans le RSIW

F. Xu et Ke Wu dans [8] ont montré que le SIW présente des propriétés similaires au guide d'onde rectangulaire. En effet, seuls les modes TE_{m0} peuvent exciter dans le SIW où le mode TE_{10} est le mode dominant. Cependant, les modes TM et TE_{mn} (avec $n \neq 0$) (modes existant dans un guide d'onde rectangulaire classique) ne peuvent pas se propager dans le SIW en raison de la discontinuation des parois latérales du SIW [8].

Une explication physique claire des modes existant dans le SIW est donnée dans [8], du point de vue du courant de surface. La figure I.6 présente le courant de surface du mode TE_{10} dans un guide d'onde rectangulaire avec des fentes sur ses parois latérales. On peut

voir que les fentes ne coupent pas le courant de surface, et donc le mode TE_{10} peut se propager le long du guide SIW. Ainsi, les autres modes TE_{m0} peuvent également se propager le long du SIW, car ils ont des courants de surface similaires sur les parois latérales. Cependant, lorsque le courant de surface est longitudinal le long des parois latérales du guide d'onde (modes TM et TE_{mn} (avec $n \neq 0$)), les fentes verticales coupent ces courants et provoquent une grande quantité de rayonnement hors des parois latérales. Par conséquent, les modes TM et TE_{mn} (avec $n \neq 0$) ne peuvent pas se propager le long du SIW.

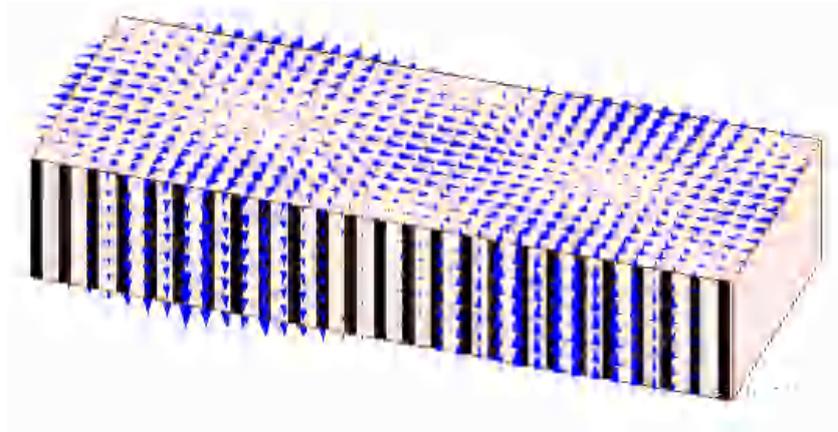


Figure I.6 : Courant de surface du mode TE_{10} d'un guide d'onde rectangulaire avec des fentes sur ses parois latérales.

La fréquence de coupure d'un guide RSIW peut être extraite à partir des équations (I.13) et (I.25) :

$$f_{c10} = \frac{c}{2 W_{eq} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c}{2 W_{SIW} \left(\xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right) \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (I.31)$$

3.3. Guide d'onde intégré au substrat demi-mode (HMSIW)

La configuration du guide d'onde intégré au substrat demi-mode (HMSIW) est illustrée à la figure I.7. La structure du HMSIW est similaire à celle du SIW, mais avec la moitié de la largeur du RSIW conventionnel [9].

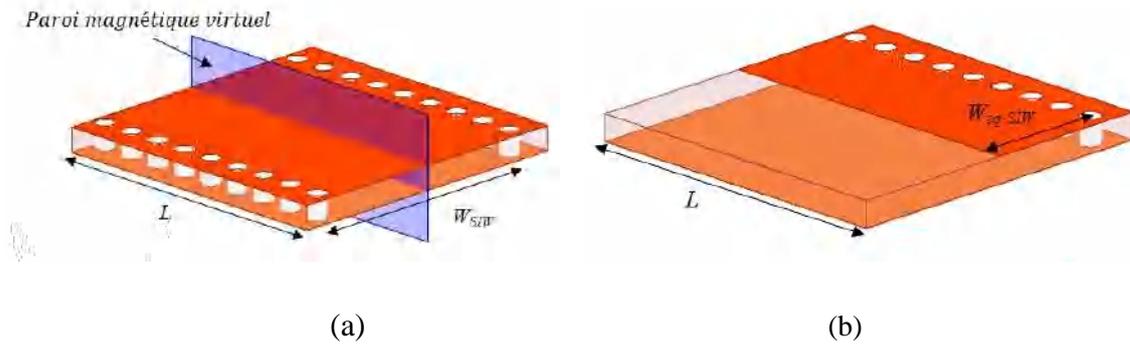


Figure I.7: (a) RSIW complet. (b) RSIW demi-mode (HMSIW).

Comme le montre la figure I.8, le champ électrique du mode fondamental d'un guide RSIW présente un maximum d'amplitude au niveau du plan central vertical le long de la direction de propagation. Par conséquent, ce plan vertical peut être considéré comme un mur magnétique équivalent. Étant donné que la moitié du guide d'onde gardera la distribution du demi-champ inchangée si le plan de coupure est une paroi magnétique. Alors, le SIW peut être divisé en deux avec ce plan central vertical pour obtenir une taille plus compacte. En effet, l'ouverture latérale du HMSIW est presque équivalente à une paroi magnétique parfaite en raison du rapport élevé entre la largeur et la hauteur du guide d'onde. Donc, le HMSIW est capable de réaliser une réduction de taille près de 50% par rapport au SIW complet, tout en conservant les propriétés principales du RSIW [9].

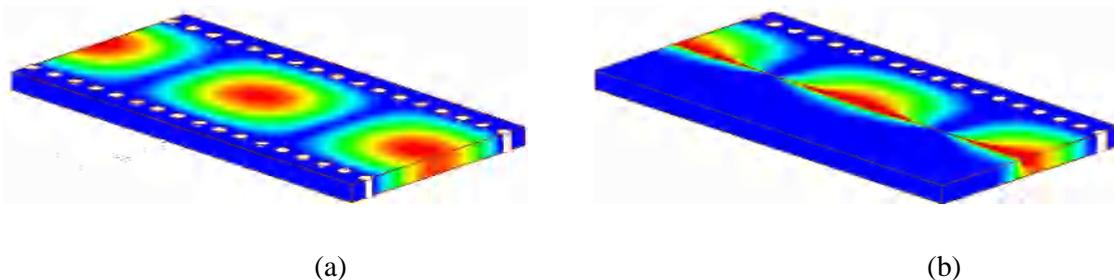


Figure I.8 : Répartition du champ électrique dans : (a) le RSIW, (b) le HMSIW.

Les propriétés de propagation du HMSIW ont été étudiées dans [10]. Il est montré que seuls les modes $TE_{p*0.5,0}$ ($p = 1, 2, \dots$) peuvent s'y propager, en raison du grand rapport largeur / hauteur du HMSIW et de l'arrangement discret des trous métallisés. Le mode dominant dans le HMSIW est le mode $TE_{0.5,0}$ (voir figure I.8 (b)).

La fréquence de coupure du mode dominant du HMSIW (mode $TE_{0.5,0}$) est donnée par [10]:

$$f_c = \frac{c}{4\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} W_{eq.HMSIW}} \quad (I. 32)$$

Avec $W_{eq.HMSIW}$ représente la largeur équivalente du HMSIW, qui est défini comme suit:

$$W_{eq.HMSIW} = W'_{eq.HMSIW} + \Delta W \quad (I. 33)$$

$$W'_{eq.HMSIW} = w - 0.54 \frac{d^2}{p} + 0.05 \frac{d^2}{2w} \quad (I. 34)$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \left(0.05 + \frac{0.3}{\varepsilon_r}\right) \cdot \ln \left(0.79 \frac{W'^2_{eq.HMSIW}}{h^3} + \frac{104W'_{eq.HMSIW} - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77\right) \quad (I. 35)$$

Où w est la largeur du HMSIW, h est la hauteur du HMSIW, d est le diamètre des cylindres et p est la distance entre deux trous adjacents.

3.4. La transition des lignes planaires aux guides SIW

Les transitions SIW-lignes-planaires jouent un rôle important dans l'intégration des composants SIW avec d'autres dispositifs micro-ondes. La conception et la mise en œuvre de structures de transition entre des guides d'ondes rectangulaires conventionnels et des circuits planaires ont été largement étudiées [11]-[14]. Beaucoup de ces structures peuvent être adoptées pour la transition entre les structures SIW et les circuits planaires directement ou avec peu de modifications, mais avec un coût inférieur et un processus de fabrication plus fiable. Depuis que les composants SIW et les circuits planaires peuvent être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides SIW avec d'autres circuits planaires [15]-[19].

La transition micro-ruban-SIW [15] est l'une des structures de transition les plus couramment utilisées. Comme le montre la figure I.9 (a), une ligne micro ruban est connectée directement à la paroi supérieure du SIW via une section micro ruban conique (taper). La transition micro ruban conique est une structure à large bande qui couvre toute la largeur de la bande utile du SIW. Cependant, si un substrat plus épais est utilisé les pertes de conducteur sont plus petites, par contre, les pertes de rayonnement augmenteront dans la ligne micro ruban. Ainsi, la transition micro ruban conique n'est pas adaptée à l'intégration de composants actifs, en particulier pour ceux qui fonctionnent aux fréquences d'ondes millimétriques [16].

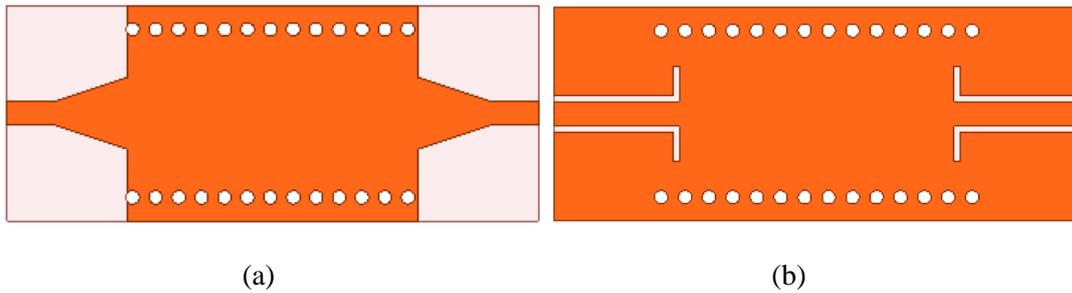


Figure I.9 : (a) transition microruban-SIW, (b) transition CPW-SIW.

Une structure alternative pour la transition entre les circuits planaires et les SIW est le guide d'onde coplanaire (CPW) [17], [18]. Comme le montre la figure I.9 (b), la transition CPW-SIW utilise une section du guide d'onde coplanaire pour exciter le SIW. Cette transition est moins sensible à l'épaisseur du substrat et présente donc de meilleures performances que la transition micro-ruban dans les fréquences relativement élevées, en particulier dans les fréquences des ondes millimétriques. Cependant, la transition CPW-SIW a une bande passante plus étroite par rapport à la transition micro-ruban-SIW.

4. Les cavités résonnantes SIW

Dans le cadre de cette thèse, la plupart des conceptions proposées sont basées sur des résonateurs réalisés par la technologie du guide d'onde intégré au substrat (SIW). Ainsi, une étude détaillée sur les cavités SIW sera présentée dans cette partie.

La conception d'une cavité résonnante SIW a d'abord été présentée dans [20], avant d'être optimisée plus tard dans [21]. La flexibilité de la technologie SIW permet de construire des cavités avec diverses formes, telles que la forme rectangulaire, circulaire (voir figure I.10), triangulaire, conique, hexagonale,... [21]- [25].

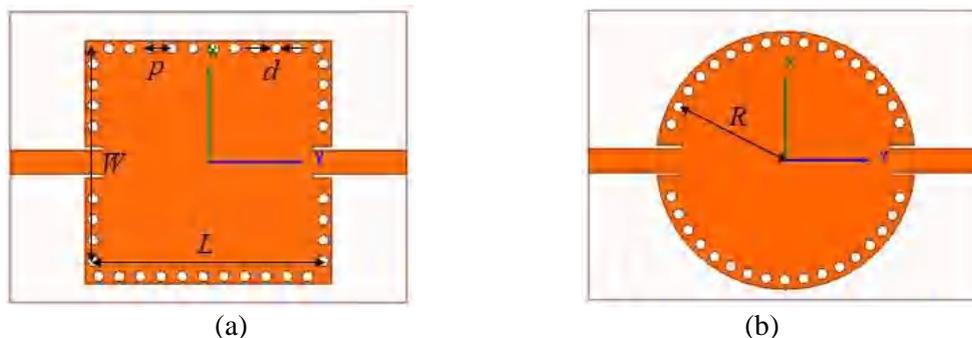


Figure I.10 : Cavités SIW: (a) rectangulaire, (b) circulaire.

4.1. Cavité SIW rectangulaire

Comme nous l'avons mentionné précédemment, seuls les modes TE_{m0} peuvent exister dans le guide SIW en raison de son épaisseur électriquement mince. Ainsi, le mode TE_{101} peut être considéré comme le mode fondamental dans une cavité SIW rectangulaire. Les répartitions du champ électrique et du champ magnétique dans une cavité SIW rectangulaire classique sont illustrées dans la figure I.11. Nous pouvons observer que le champ magnétique forme une boucle circulaire dans le plan du substrat et le champ électrique est vertical [6].

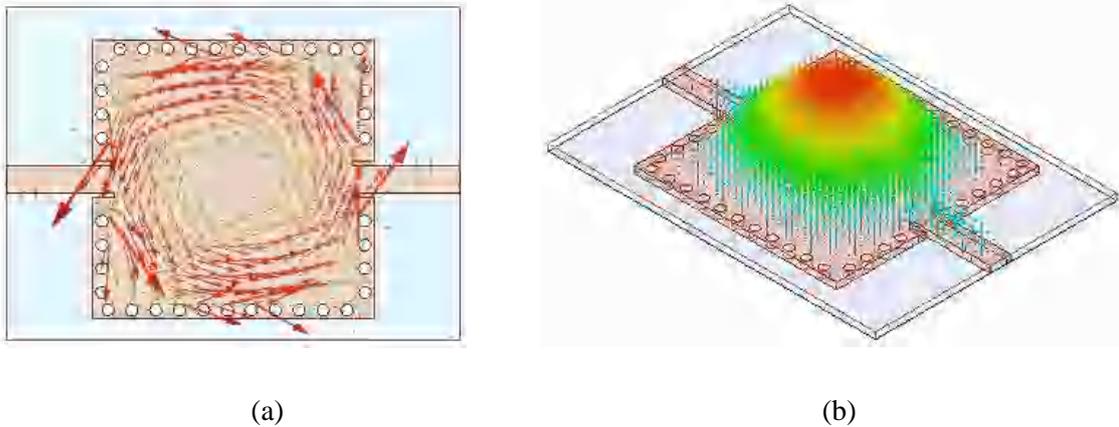


Figure I.11 : Répartition du champ électromagnétique ((a) magnétique, (b) électrique) dans une cavité SIW rectangulaire.

L'équation (I.36) représente la fréquence de coupure d'une cavité SIW rectangulaire, avec des ajustements effectués pour la largeur et la longueur de la cavité.

$$f_{m0n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eq}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_{eq}}\right)^2} \quad (I.36)$$

$$L_{eq} = L - \frac{d^2}{0.95p}, \quad W_{eq} = W - \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.37)$$

4.2. Cavité SIW circulaire

La structure de la cavité SIW circulaire est décrite sur la figure I.10 (b). Elle est constituée de deux couches métalliques (supérieure et inférieure), et une rangée de trous métallisés reliant ces deux couches.

Il est démontré que seuls les modes TM_{mn0} peuvent propager dans une cavité SIW circulaire si l'épaisseur du substrat est inférieure à deux fois le rayon de la cavité ($H < 2.1 \cdot R$, cas habituel), car la composante du champ électrique en mode TE_{mnk} ($k \neq 0$) selon la direction z ne peut pas être prise en charge en raison de la discontinuité de la paroi latérale du résonateur SIW [26].

La fréquence de résonance d'une cavité SIW circulaire est donnée par [26]:

$$f_{nm0} = \frac{c p_{nm}}{2\pi R_{eq} \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (I.38)$$

Où

$$R_{eq} = R - \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.39)$$

Les valeurs des coefficients P_{nm} sont $n^{\text{ème}}$ racines de $m^{\text{ème}}$ fonction de Bessel du premier type.

Donc, la fréquence de résonance du mode fondamentale TM_{010} est :

$$f_{010} = \frac{p_{01} c}{R_{eq} \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (I.40)$$

Les champs électromagnétiques H et E dans une cavité SIW circulaire sont présentés sur la figure I.12. Les répartitions des champs dans une cavité SIW rectangulaire et une cavité SIW circulaire sont similaires, malgré la différence d'appellation du mode.

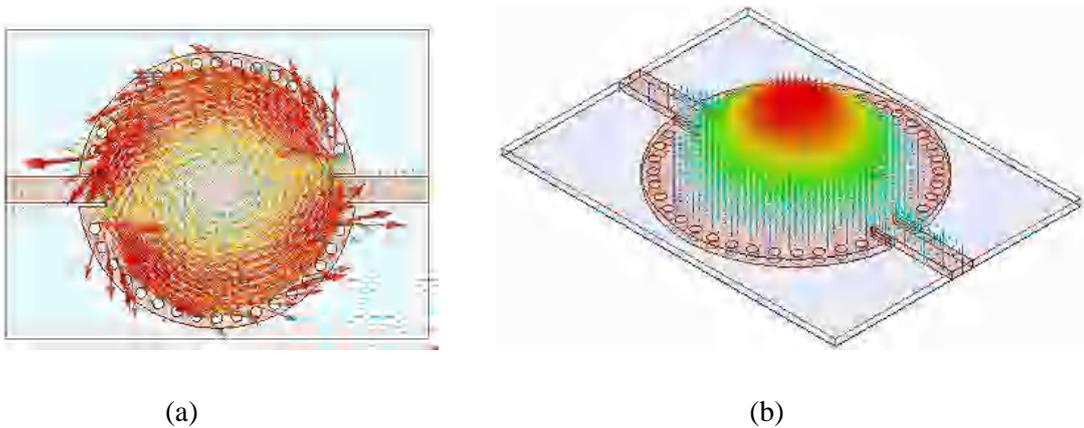


Figure I.12 : Répartition du champ électromagnétique ((a) magnétique, (b) électrique) dans une cavité SIW circulaire.

4.3. Cavité SIW   Mode partiel

Comme le montre la figure I.13, le mode fondamental d'une cavité SIW dispose d'une symétrie magnétique verticale. Cette propriété permet de venir placer une découpe dans ses axes de symétrie sans venir perturber outre mesure de la propagation du champ. Par conséquent, une réduction de la taille du résonateur d'un facteur allant de deux à seize peut être obtenue [27]-[32].

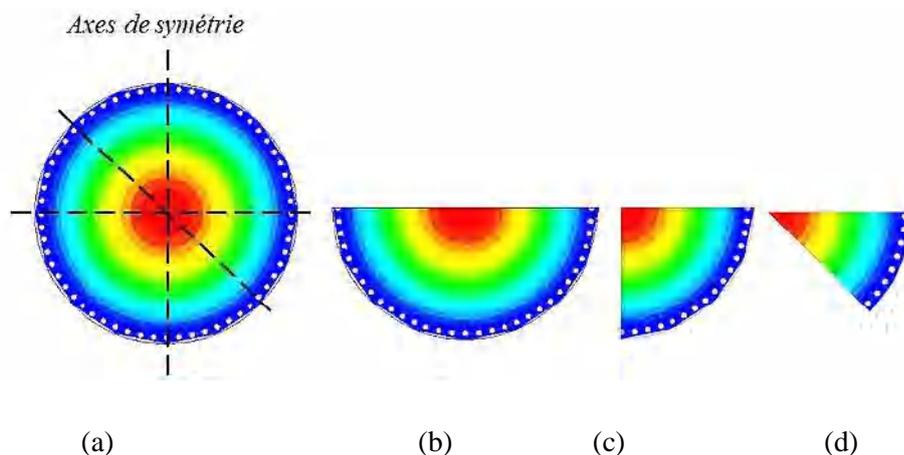


Figure I.13 : Distribution du champ électrique pour le mode fondamental à l'intérieur d'une cavité SIW circulaire: complète (a), demi-mode (b), quart de mode (c), et huitième de mode (d).

Ces cavités sont moins performantes que celles en mode complet. Afin de maximiser leurs performances, un compromis doit être fait sur la hauteur du substrat. En effet, plus ce dernier est fin, plus la capacité parasite cr e e par la découpe est faible et plus les pertes par fuites sont faibles. En revanche, plus le substrat est fin plus les pertes métalliques augmentent et plus le facteur de qualité se trouve réduit.

Les cavités SIW à mode partiel ont été adoptées pour la conception d'une variété de circuits hyperfréquences comme les filtres miniaturisés [27], [28]- [32], les antennes [29], [30], les diviseurs de puissances [31], etc...

4.4. Facteur de qualité d'une cavité résonnante

Le facteur de qualité à vide Q_0 d'un résonateur SIW est composé de trois types de pertes:

$$Q_0 = \left(\frac{1}{Q_{cond}} + \frac{1}{Q_{dielec}} + \frac{1}{Q_{rad}} \right)^{-1} \quad (I.41)$$

Avec $1/Q_{cond}$, $1/Q_{dielec}$, et $1/Q_{rad}$ sont les pertes de conducteur provoquées par les plans de masse supérieur et inférieur du substrat et les trous métallisés, les pertes diélectriques apportées par le substrat, et les pertes de rayonnement entre les trous adjacents, respectivement.

Les pertes de rayonnement peuvent être négligées lorsque l'espacement p est inférieur à la demi-longueur d'onde guidée.

Les pertes de conducteurs sont définies comme suit [4]:

$$Q_{cond} = \frac{(kL_{eq}W_{eq})^3 H \eta}{2\pi^2 R_m (2W_{eq}^3 H + 2L_{eq}^3 H + W_{eq}^3 L_{eq} + L_{eq}^3 W_{eq})} \quad (I.42)$$

$$k = \frac{2\pi f_{res} \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (I.43)$$

$$R_m = \sqrt{\frac{\mu\pi f_{res}}{\sigma}} \quad (I.44)$$

Où k est le nombre d'onde à l'intérieur du résonateur, R_m est la résistance de surface correspondant aux plans de masse supérieur et inférieur, et η est l'impédance d'onde du substrat.

Les pertes diélectriques sont données par:

$$Q_{dielec} = \frac{1}{\tan(\delta)} \quad (I.45)$$

Où $\tan(\delta)$ est la tangente de perte du substrat.

4.5. Excitation d'une cavité SIW

Les auteurs dans [4] et [33] ont été démontrés que les caractéristiques de résonance d'une cavité SIW dépendent énormément de la position de couplage des lignes d'alimentation aux ports d'entrée et de sortie du résonateur. Le couplage entre la cavité et les lignes de transmission planaires peut être réalisé avec des sondes de courant lorsque la cavité agit comme un filtre passe-bande. La sonde de courant est construite en déplaçant (ou en retirant) des trous sur un côté de la cavité pour faire place un insert.

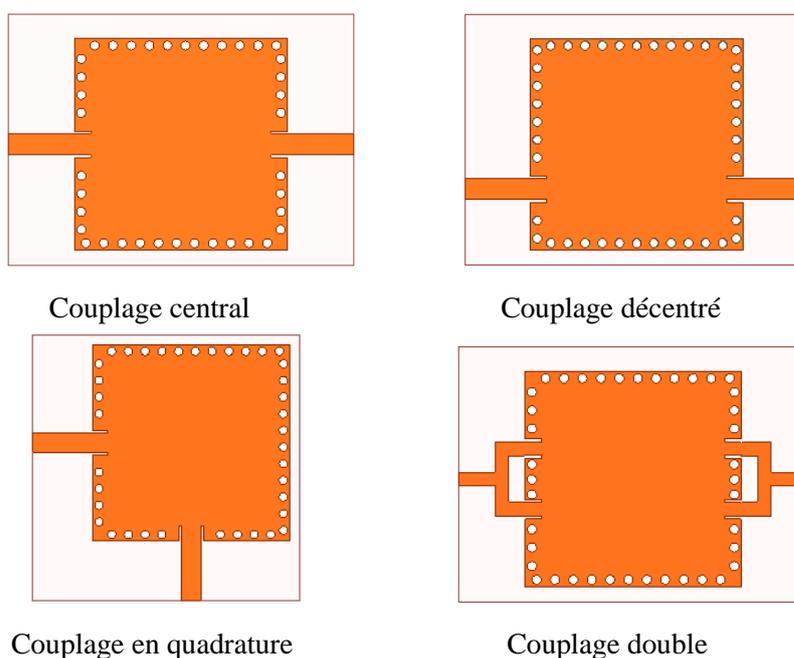


Figure I.14 : Quatre différents couplages avec des sondes de courant de type ligne micro-ruban.

La force de couplage d'une sonde de courant dépendra principalement de la profondeur et de la largeur de la sonde. La figure I.14 montre différentes topologies d'excitation pour les cavités résonnantes SIW. Ces circuits de couplage entre la cavité SIW et la ligne micro ruban sont équivalents à des sondes de courant dont le positionnement peut être utilisé pour exciter un mode résonant spécifique [21].

5. Circuits SIW

La technologie SIW représente une solution très prometteuse pour le développement des circuits et composants qui opèrent dans la bande micro-ondes et en ondes submillimétriques. La majorité des composants qui s'appuie sur un guide d'onde rectangulaire classique a été réinventée à la base de la technologie SIW, grâce à la similarité entre le guide d'onde métallique et cette dernière. Cette technologie est compatible avec plusieurs composants passifs, actifs et même des antennes. Divers circuits en la technologie SIW sont rappelés dans cette partie.

5.1. Les circuits passifs SIW

Parmi les composants passifs qui peuvent être mis en œuvre à la base de la technologie SIW nous citons:

➤ Les filtres

Grâce à la flexibilité de la technologie SIW, plusieurs techniques ont été proposées pour concevoir des filtres SIW en différentes bandes de fréquences et avec différentes formes de réponse (elliptique, plate, etc...), y compris : les filtres à couplage direct et à couplage croisé [34], [35], les filtres à cavités multicouches [32], [36], les filtres multimodes [24], [27], les filtres pliés (folded) [37], [38], etc. La figure I.15 présente quelques exemples de filtres SIW.

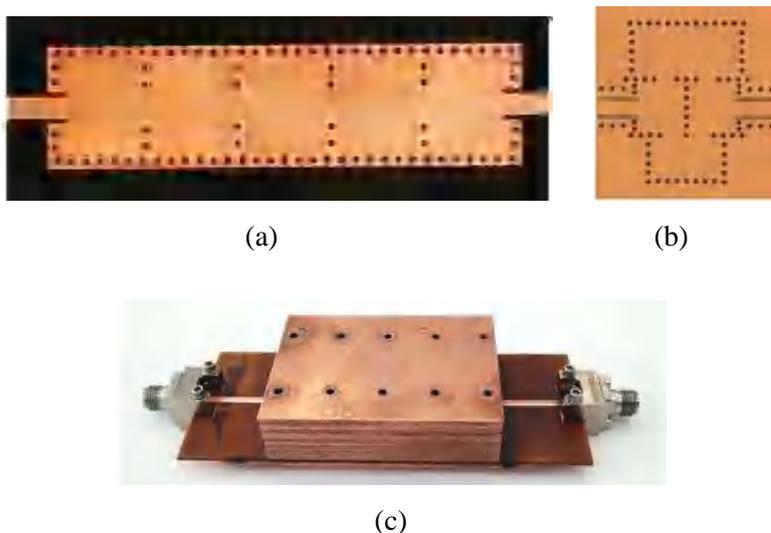


Figure I.15 : (a) Filtre à cavités SIW à couplage direct [34], (b) Filtre à cavités SIW à couplage croisé [35], (c) filtre SIW multicouches [36].

➤ Les coupleurs

Les coupleurs sont des composants passifs largement utilisés dans de nombreux circuits, notamment les mélangeurs, les amplificateurs et les circuits d'alimentation des antennes. Ces circuits sont utilisés pour générer une répartition de puissance souhaitée avec certaines exigences, telles que la largeur de la bande de fréquence, isolation, et la taille de la structure, etc. Récemment, les coupleurs SIW sont considérés comme l'un des candidats prometteurs, en raison de leur large bande passante, de leur faible coût et de leur capacité d'intégration facile avec d'autres circuits planaires [39] - [41]. La figure I.16 représente un type de coupleur HMSIW multicouche avec une taille réduite.

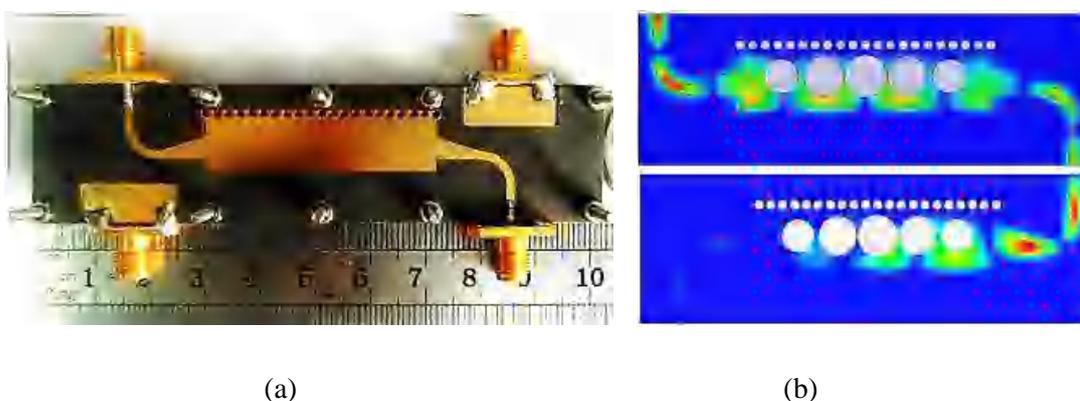


Figure I.16 : (a) Coupleur HMSIW multicouche, (b) Répartition du champ électrique dans différentes couches du coupleur HMSIW [39].

➤ Les diviseurs de puissances

Les diviseurs de puissance sont des dispositifs passifs qui divisent un signal hyperfréquence de manière égale ou non entre deux ou plusieurs branches. Au cours de ces dernières années, plusieurs types de diviseurs de puissance SIW ont été présentés dans la littérature [42]-[44]. Par rapport aux diviseurs de puissance en guide d'onde conventionnel, les diviseurs de puissance SIW sont largement utilisés dans les réseaux d'alimentation d'antenne et les applications d'amplification, à cause de leur taille compacte, leur poids léger et de leur isolation élevés. La figure I.17 présente un type de diviseur de puissance en SIW à dix voies.

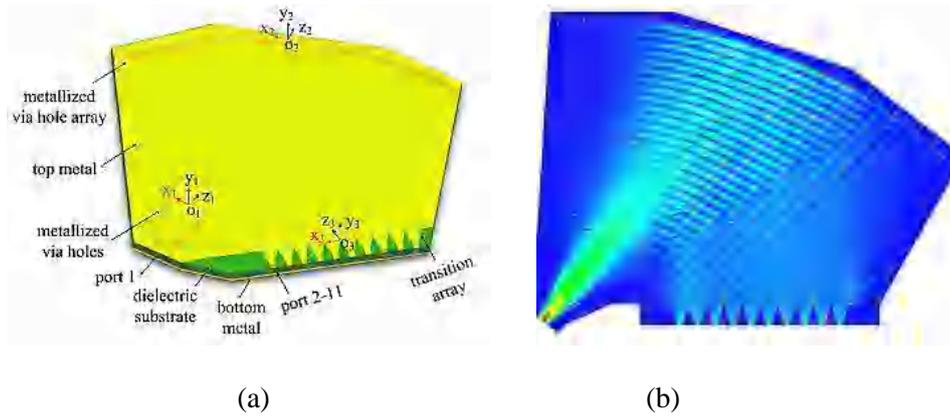


Figure I.17 : (a) Diviseur de puissance SIW avec dix voies. (b) Amplitude du champ électrique [42].

➤ Les duplexeurs

Les duplexeurs jouent un rôle important dans les systèmes de duplexage par répartition en fréquence. Il existe de nombreux critères associés aux performances des duplexeurs, telles que la taille, l'isolation, les pertes, l'intégration et l'accordabilité. Ainsi, la conception d'un duplexeur qui répond à tous ces critères est très difficile. Etant donné que les résonateurs en guide d'onde intégré au substrat (SIW) présentent souvent un bon compromis entre volume et performances en raison de leur taille compacte et de leurs facteurs de qualité élevés, ainsi, le SIW peut être un bon choix pour réaliser ce type de circuit. Néanmoins, peu de travaux ont été proposés pour réaliser des duplexeurs en technologie SIW [21], [45]. La figure I.18 montre un exemple d'un duplexeur SIW à cavité multi-mode et sa réponse fréquentielle.

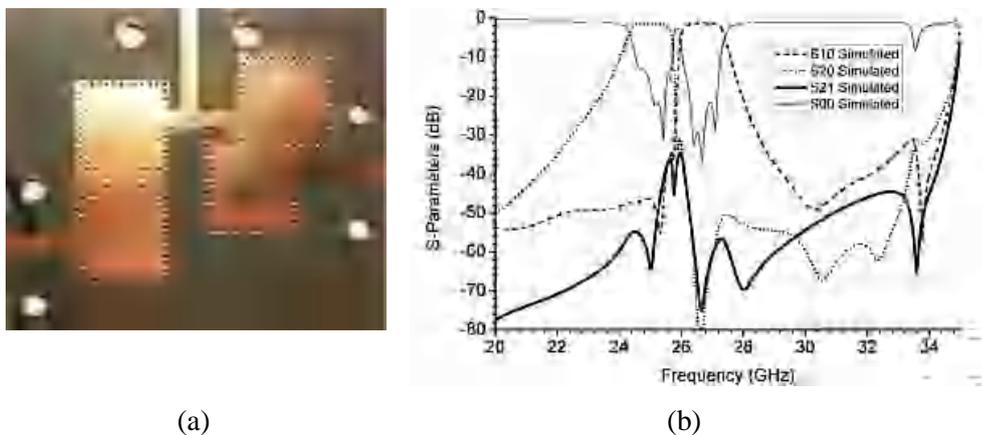


Figure I.18 : (a) Duplexeur SIW à cavité multi-mode, (b) sa réponse fréquentielle [21].

➤ Les déphaseurs

Les déphaseurs sont des composants hyperfréquence intégrés, généralement utilisés dans les réseaux d'antennes à balayage, pour fournir le changement de phase requis entre les éléments d'antenne d'un réseau déphasé. Au cours de ces dernières années, divers déphaseurs SIW ont été mis en œuvre dans différentes technologies telles que la technologie PCB et la LTCC [46]-[48]. Quelques types de déphaseurs SIW ont été rapportés dans la figure I.19.

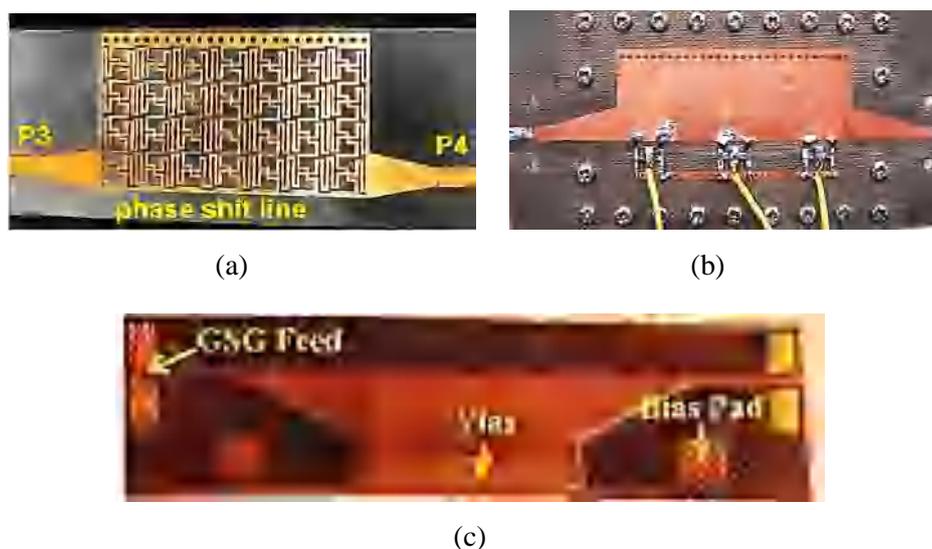
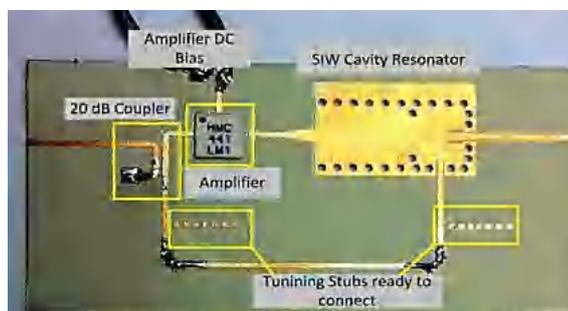


Figure I.19 : Déphaseurs SIW : (a) déphaseur miniaturisé basé sur un guide d'onde intégré au substrat demi-mode [46], (b) déphaseur accordable chargé de diodes varactor [47], (c) déphaseur SIW à base de la technologie LTCC chargé de ferrite [48].

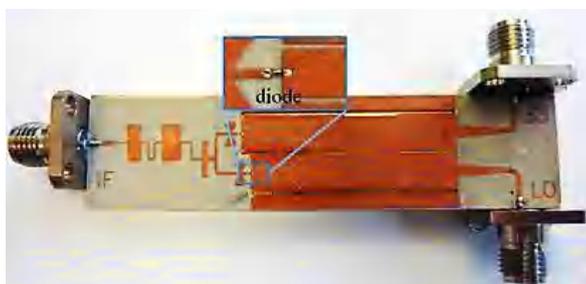
5.2. Les circuits actifs SIW

L'implémentation de composants actifs à la base de 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 la 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 et la connexion étant assurée par des lignes micro ruban. Les développements récents d'oscillateurs [49], de

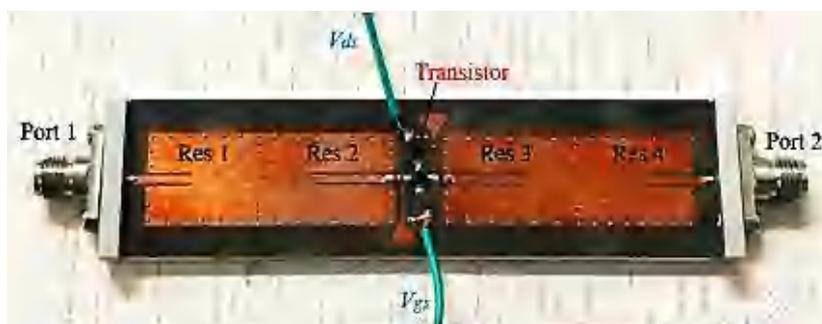
mélangeurs [50] et d'amplificateurs [51] sont notables. Quelques exemples sont reportés sur la figure I.20.



(a)



(b)



(c)

Figure I.20 : Exemples des circuits actifs SIW, (a) oscillateur SIW [49] (b) mélangeur SIW [50], (c) amplificateur SIW [51].

5.3. Les antennes SIW

Les antennes sont l'un des composants clés des systèmes émetteurs-récepteurs. En utilisant un substrat avec une permittivité élevée, la taille de l'antenne peut être diminuée par rapport à la même structure basée sur un guide d'onde creux. Par conséquent, les

antennes SIW sont appropriées pour les systèmes qui nécessitent compacité et efficacité [52], [53]. Divers types d'antennes sont cités dans la figure I.21.

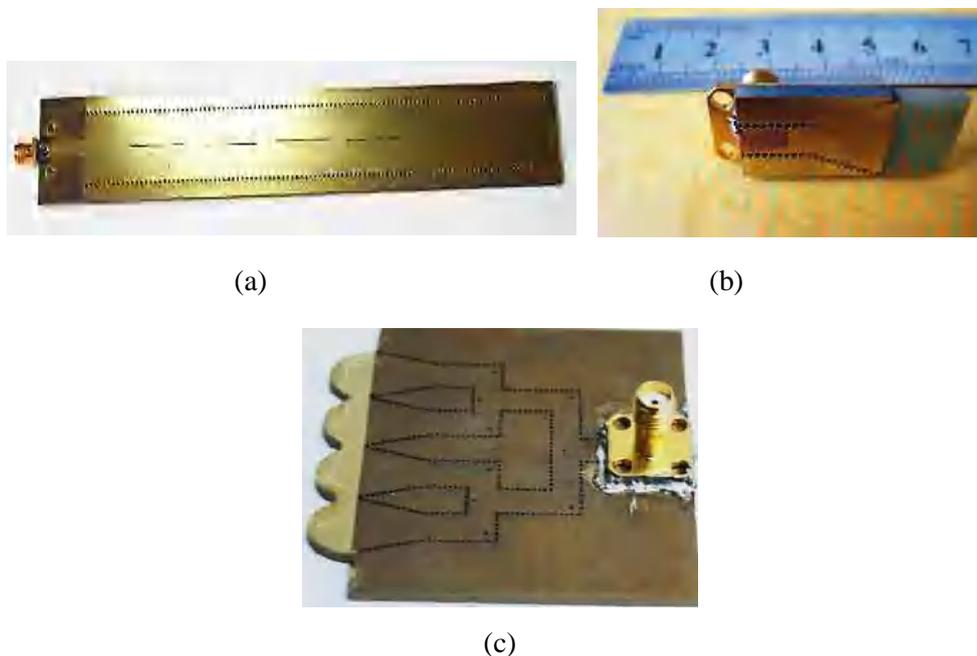


Figure I.21: Antennes SIW : (a) antenne omnidirectionnelle [52], (b) antenne Corne [53], (c) réseaux d'antenne [53].

6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu assez détaillé sur la structure SIW en exposant son principe de fonctionnement, ses différentes formules de conception et les règles de mise au point. Nous nous sommes intéressés ensuite à ses différents paramètres et sa distribution du champ étant donné qu'un guide SIW est semblable à un guide métallique rectangulaire du point de vue de sa géométrie. Les différents types de transition dans un guide SIW ont été cités. Le principe de fonctionnement de la technologie guide d'onde intégré au substrat à demi mode (HMSIW) qui a pour but de miniaturiser les circuits SIW a été également étudié sans oublier les différents types de cavités résonantes SIW. Quelques types de circuits hyperfréquences pouvant être conçus à la base de cette technologie ont été abordés à la fin de ce chapitre.

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

1. Introduction

Les filtres hyperfréquences sont des circuits utilisés pour sélectionner ou rejeter des signaux à différentes fréquences dans les systèmes RF [4]. La conception et le développement d'un filtre de haute qualité sont étroitement liés au choix d'une technologie de transmission, en fonction d'une plage de fréquences spécifique d'intérêt et de la largeur de bande de fréquences relative de l'application. Différentes technologies ont été utilisées pour la conception des filtres RF tels que : les guides d'ondes métalliques, la ligne coaxiale, les lignes planaires ou les formes hybrides de ces différentes géométries. Chacune de ces technologies présente différentes caractéristiques électriques et physiques qui ont un impact direct sur les performances, la taille et le coût du filtre. Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude de filtres SIW en raison de leurs caractéristiques de haute fréquence à faible coût, légères et leur facilité d'intégration avec les circuits actifs.

Dans ce contexte et dans une première partie de ce chapitre, nous présentons quelques notions de filtrage et les éléments de synthèse des filtres micro-ondes.

Dans la deuxième partie, nous nous intéressons à l'étude des filtres SIW passe-bandes tout en citant quelques exemples liés à ce type de filtre de la littérature en présentant leurs avantages et leurs inconvénients.

Et dans la dernière partie, nous présentons un bref descriptif des différents types de filtres SIW accordables et de leurs applications, suivie d'une conclusion.

2. Généralités sur les filtres passe bande

Selon leur réponse fréquentielle, il existe quatre types de filtres: filtre passe-bas, filtre passe-haut, filtre passe-bande et filtre coupe-bande. Ils sont identifiés en tenant compte de la bande passante et de la bande de rejection du filtre. La figure II.1 montre le comportement fréquentiel de chaque catégorie [54].

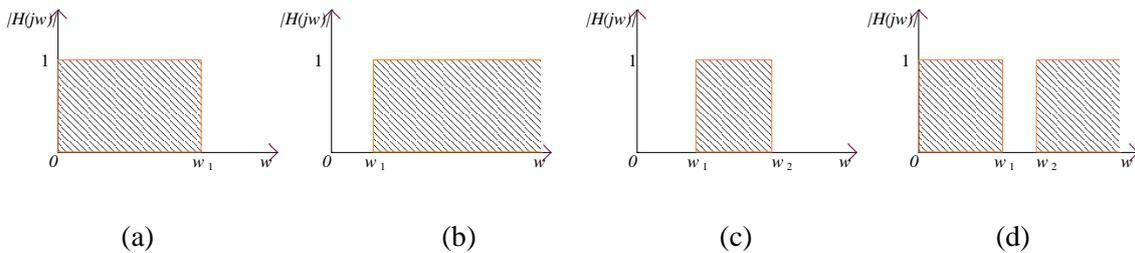


Figure II.1: Gabarit des filtres idéaux. (a) Filtre passe-bas, (b) Filtre passe-haut, (c) Filtre passe-bande, (d) Filtre coupe-bande.

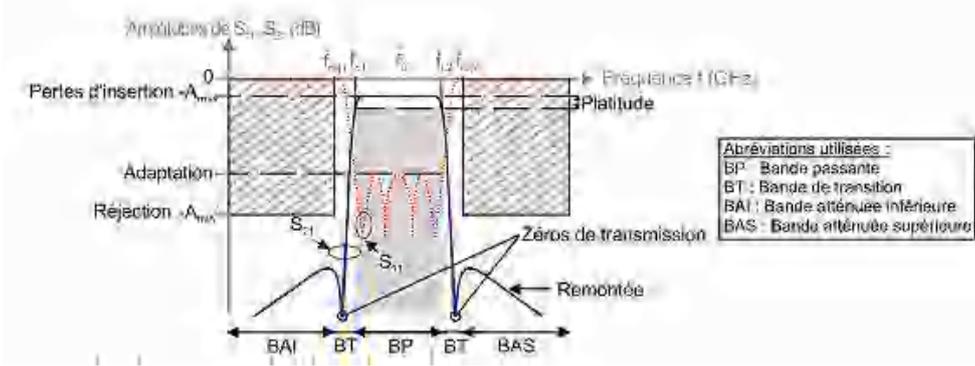


Figure II.2 : Réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande et ses paramètres électriques.

Un filtre passe-bande se distingue par sa réponse présentant une plage de fréquences émises définie comme passe-bande, centrée à une fréquence f_0 , et deux bandes atténuées situées de chaque côté de la bande passante. La figure II.2 permet de définir les nombreux critères utiles pour quantifier les performances d'un filtre passe bande. Parmi ces critères, les plus importants sont les suivants:

- 1. La fréquence centrale f_0 :** Elle correspond à la moyenne des fréquences de coupure inférieure (f_1) et supérieure (f_2) du filtre passe-bande, ainsi:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \tag{II.1}$$

2. **la largeur de la bande passante BW** : correspond à la plage de fréquences définies entre f_1 et f_2 , et donnée par :

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

3. **la largeur de la bande passante relative FBW** : est égale à la bande passante du filtre divisée par sa fréquence centrale, ainsi:

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

Les filtres passe-bandes sont souvent classés suivant la largeur de la bande passante relative en deux familles :

- Les filtres à bande étroite : sont les filtres pour lesquels la bande passante du filtre n'excède pas 20% à la fréquence centrale du filtre.
- Les filtres à bande large : sont caractérisés par des bandes passantes comprises entre 20% et 80%.

4. **la perte d'insertion** : est définie comme le niveau d'atténuation du paramètre $|S_{21}|$ mesuré à la fréquence centrale f_0 .

5. **La perte de retour** : est un paramètre qui fournit la quantité relative de puissance réfléchi 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:

$$RL(dB) = 20 \log \left(\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right) \quad (\text{II. 4})$$

6. **Le retard de groupe** : Ce paramètre définit la linéarité de phase subi par le signal lors de son passage à travers le filtre. Il est défini par l'équation:

$$T_g(\omega) = - \frac{\partial \phi_{21}(\omega)}{\partial (\omega)} \quad (\text{II. 5})$$

Où ϕ_{21} est la réponse en phase du paramètre $|S_{21}|$.

7. **Le niveau de rejet des bandes atténuées** : est un paramètre défini comme la capacité du filtre à atténuer la bande de fréquences indésirable dans la bande d'arrêt.
8. **L'ondulation** : L'ondulation spécifie la variation de la perte d'insertion dans la bande passante. Elle est calculée mathématiquement comme la différence entre les valeurs observées maximales et minimales des pertes d'insertion.

9. Facteurs de qualité : Le facteur de qualité est une mesure importante qui détermine la perte d'insertion, la bande passante et la sélectivité d'un filtre hyperfréquences. Il existe trois types de facteurs de qualité : le facteur de qualité non chargé Q_U , le facteur de qualité en charge Q_L et le facteur de qualité externe Q_E . Ils sont décrits comme suit [56] :

9.1 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 $|S_{21}|$:

$$Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (\text{II. 6})$$

Où f_0 est la fréquence de résonance et $BW_{3dB} = f_2 - f_1$ correspondent à la bande passante calculée à -3 dB.

9.2 Facteur de qualité externe Q_E : il caractérise les pertes produites par les structures de couplage externes du résonateur. Il peut également être exprimé par:

$$Q_E = \frac{Q_L}{|S_{21f_0}|} \quad (\text{II. 7})$$

Où Q_L correspond au facteur de qualité en charge et $|S_{21f_0}|$ est la valeur absolue du paramètre $|S_{21}|$ mesurée à la fréquence de résonance (voir figure II.3).

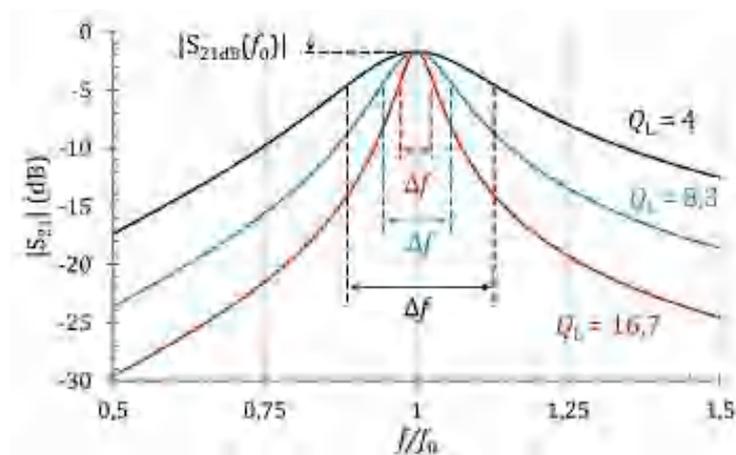


Figure II.3 : Calcul de facteur de qualité externe Q_E en utilisant la réponse du paramètre $|S_{21}|$ d'un résonateur.

9.3 Facteur de qualité non chargé : Il évalue les performances électriques intrinsèques d'un résonateur lorsqu'il n'est couplé à aucun circuit externe.

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 :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_E} \quad (\text{II. 8})$$

En employant les équations (II.6) et (II.7) dans (II.8), la valeur du facteur de qualité non chargé peut être dérivée, dont l'expression est :

$$Q_u = \frac{Q_L}{1 - |S_{21f_0}|} \quad (\text{II. 9})$$

L'existence de ces nombreux critères rend la conception de nouveaux filtres très compliquée. De nombreuses méthodes de synthèse de filtres RF/micro-ondes adaptées aux diverses topologies de filtres ont été élaborées pour répondre aux gabarits de filtrage désirés. Parmi ces méthodes de conception, nous pouvons citer par exemple « la méthode des pertes d'insertion » très largement utilisée, mais également « la méthode des paramètres images », méthodes décrites dans de nombreux ouvrages [4], [55] ou encore des méthodes numériques telles que « la méthode des matrices de couplage » décrite dans [55].

3. Matrice de couplage de filtres micro-ondes

La méthode habituelle de synthèse des filtres micro-ondes consiste à calculer des polynômes mathématiques, à obtenir un prototype et à extraire les valeurs des éléments une par une. Une manière plus pratique de concevoir des filtres micro-ondes est d'utiliser la méthode de la matrice de couplage dans laquelle on peut relier les résultats mathématiques à la structure physique relativement facilement. Cette méthode a été proposée pour la première fois en 1971 [57] et est encore largement utilisée dans la conception de filtres micro-ondes.

3.1. La matrice des coefficients de couplage

En termes plus simples, un filtre composé de quelques résonateurs couplés les uns aux autres d'une certaine manière, une matrice de couplage est essentiellement une représentation numérique de ces couplages. Tout filtre peut être créé si ces couplages peuvent être formés sous forme physique.

La figure II.4 présente l'ensemble des couplages pouvant exister sur un modèle simplifié d'un filtre à plusieurs résonateurs. Notons que le filtre représenté par ce schéma est considéré sans perte car aucun élément résistif en dehors du générateur et de la charge n'apparaît. Dans le cas contraire, les résonateurs LC se verraient adjoindre une résistance R .

Sur ce circuit les résonateurs sont associés aux couples L_i et C_i et les couplages inter-résonateurs sont représentés par les inductances mutuelles notées M_{ij} .

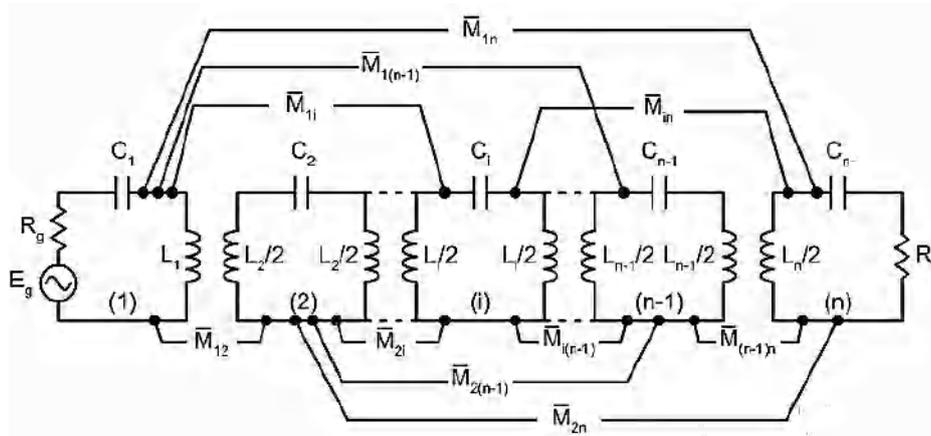


Figure II.4: Schéma équivalent électrique pour un filtre passe-bande sans pertes à bande étroite, et faisant apparaître tous les couplages possibles [59].

Le tableau II.1 représente une matrice de couplage a $N \times N$ 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.

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

	Couplage de la source-charge
	Couplages inter-résonateurs
	Couplages directs entre résonateurs-source et résonateurs-charge
	Les termes sur la diagonale (i=j) correspondent aux décalages fréquentiels des résonateurs

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

Donc nous pouvons écrire :

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{S1} & m_{S2} & m_{S3} & \dots & m_{Sn} & m_{SL} \\ m_{1S} & m_{11} & m_{12} & m_{13} & \dots & m_{1n} & m_{1L} \\ m_{2S} & m_{21} & m_{22} & m_{23} & \dots & m_{2n} & m_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ m_{nS} & m_{n1} & m_{n2} & m_{n3} & \dots & m_{nn} & m_{nL} \\ m_{LS} & m_{L1} & m_{L2} & m_{L3} & \dots & m_{Ln} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

Où m_{ij} désignent les coefficients de couplage normalisés :

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (\text{II. 11})$$

Avec les paramètres S sont donnés par [55]:

$$\begin{cases} S_{21} = -2j[A]^{-1} n + 2,1 \\ S_{11} = 1 + 2j[A]^{-1} 1,1 \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

La matrice [A] est donnée par :

$$[A] = [m] + \Omega[U] - j[q] \quad (\text{II. 13})$$

Dans laquelle [U] est une matrice d'identité unitaire, sauf $[U]_{11} = [U]_{nn} = 0$, [q] est une matrice nulle sauf $[q]_{11} = [q]_{nn} = 1$, et $\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$, avec FBW est la bande passante relative à la fréquence de fonctionnement f_0 .

Les éléments de la matrice [m] sont liés aux coefficients de couplage comme:

$$K_{ij} = FBW \cdot m_{ij} \quad (\text{II. 14})$$

Les coefficients de couplage sont liés aux facteurs de qualité externes comme :

$$\begin{cases} Q_{e,iS} = \frac{1}{FBW \cdot m_{iS}^2} \\ Q_{e,iL} = \frac{1}{FBW \cdot m_{iL}^2} \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

Avec i et j sont les indices du résonateur.

Il ressort clairement des équations ci-dessus que si la réponse du filtre est connue, une matrice [m] peut être dérivée présentant ladite réponse. Cela peut se produire grâce au développement et à l'optimisation de prototypes passe-bas [58], [59]. Le facteur de couplage peut être extrait de la structure physique dans un simulateur électromagnétique en extrayant les fréquences de résonance et en utilisant la formule [55]:

$$K = \frac{1}{2} \left(\frac{f_i}{f_j} + \frac{f_j}{f_i} \right) \times \sqrt{\left(\frac{f_{0i}^2 - f_{0j}^2}{f_{0i}^2 + f_{0j}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_i^2 - f_j^2}{f_i^2 + f_j^2} \right)^2} \quad (\text{II. 16})$$

Où f_i et f_j sont les fréquences de résonance de deux résonateurs en question

f_{0i} et f_{0j} sont les fréquences de résonance obtenues lorsque les deux résonateurs sont couplés ensemble. Et le facteur de qualité externe est donné comme :

$$Q_{e,iS} = \frac{f_{0i} \cdot \tau_{11}}{4} \quad (\text{II. 17})$$

$$Q_{e,iL} = \frac{f_{0i} \cdot \tau_{22}}{4} \quad (\text{II. 18})$$

où τ est le retard de groupe de réflexion du résonateur i à la fréquence f_{0i} .

3.2. La matrice de couplage transversal ($N + 2$)

Les structures transversales sont caractérisées par des résonateurs qui sont connectés à la source / charge en parallèle, et il n'y a aucun couplage entre les résonateurs [60], [61]. La configuration transversale par rapport au filtre à résonateurs couplés pourrait générer facilement des zéros de transmission (TZs) car il existe plusieurs chemins entre la source et la charge. Ainsi que chaque chemin pourrait être mis en œuvre indépendamment, ce qui a été prouvé et appelé la modularité des filtres transversaux. Par conséquent, les filtres transversaux pourraient offrir une grande flexibilité et une grande commodité pour la conception des filtres. Par exemple, cette approche peut être utilisée pour la synthèse des filtres à large bande comme indiqué dans la référence [62], et pour l'implémentation des filtres à pertes et des filtres à facteurs de qualité hétérogènes [63].

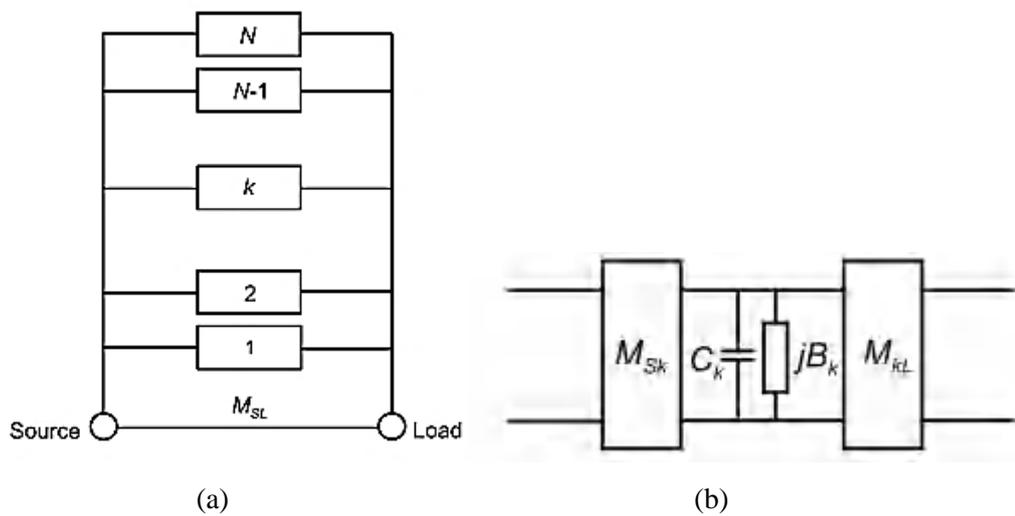


Figure II.5: Réseau transversal: (a) Circuit d'ordre N avec des couplages directs source-charge; (b) Représentation de la k ème branche dans le réseau transversal [61].

Le réseau prototype du filtre transversal illustré sur la figure II.5 (a) se compose de N résonateurs, représentés par un condensateur et un FIR (Frequency invariant reactance) connectés en parallèle. Chacun couplé à la source et à la charge par des ondulateurs, sans être couplés les uns aux autres. Le circuit équivalent de chaque résonateur passe-bas avec couplages est illustré à la figure II.5 (b). Le couplage direct entre la source et la charge est représenté par l'ondulateur M_{SL} . La matrice de couplage transversale représentant le réseau de la figure II.5 est illustrée sur le tableau II.2.

	S	1	2	3	...	k	...	N-1	N	L
S	0	M_{S1}	M_{S2}	M_{S3}	...	M_{Sk}	...	$M_{S,N-1}$	$M_{S,N}$	M_{SL}
1	M_{1S}	M_{11}	0	0	...	0	...	0	0	M_{1L}
2	M_{2S}	0	M_{22}	0	...	0	...	0	0	M_{2L}
3	M_{3S}	0	0	M_{33}	...	0	...	0	0	M_{3L}
:	:	:	:	⋮	:	:	...	:	:	:
k	M_{kS}	0	0	0	...	M_{kk}	...	0	0	M_{kL}
:	:	:	:	:	:	⋮	:	:	:	:
N-1	$M_{N-1,S}$	0	0	0	...	0	...	$M_{N-1,N-1}$	0	$M_{N-1,L}$
N	$M_{N,S}$	0	0	0	...	0	...	0	$M_{N,N}$	$M_{N,L}$
L	M_{LS}	M_{L1}	M_{L2}	M_{L3}	...	M_{LK}	...	$M_{L,N-1}$	$M_{L,N}$	0

-  Couplage de la source-charge.
-  Couplages directs entre résonateur-source et résonateur-charge.
-  Les termes sur la diagonale (i=j) correspondent aux décalages fréquentiels des résonateurs.

Tableau II.2: Matrice de couplage M pour un réseau transversal.

3.4. Filtres avec nœuds non résonants

Le nœud non résonnant (NRN) est un élément FIR (Frequency invariant reactance) shunt introduit dans un réseau prototype. Le NRN offre la possibilité de concevoir des filtres avec un nombre maximum de zéros de transmission sans couplage direct entre la source et la charge. Le NRN intégré dans un réseau de couplage croisé introduit un déphasage constant et fournit de nouveaux chemins pour le signal de manière à générer plus de zéros de transmission dans une certaine topologie. Un autre avantage majeur des NRNs est leur capacité à réduire la taille globale des filtres. [64].

4. Filtres SIW Passe bande

Les filtres SIW ont pour avantages une faible perte d'insertion, un poids léger, et un excellent degré d'intégration avec les dispositifs micro-ondes. En revanche, la difficulté à modéliser ces circuits et les longs temps de simulation électromagnétique sont des inconvénients rendant leur conception difficile. Nous décrivons ici les filtres SIW les plus communément utilisées.

4.1. Filtres SIW à cavités à couplage direct et à couplage croisé

Dans les structures de guides d'ondes métalliques, les filtres passe-bande peuvent être conçus en plaçant des iris inductifs à l'intérieur du guide (généralement un guide d'onde rempli d'air), comme illustré sur la figure II.6 (a). Cette topologie peut facilement être rendue compatible avec la technologie SIW [34], [65]. La figure II.6 (b) montre la configuration du circuit équivalent d'un filtre à cavité SIW à couplage direct du quatrième ordre. Ce type de filtres offre une réponse plate et ne fournit aucun zéros de transmission (TZs) comme le montre la figure II.7.

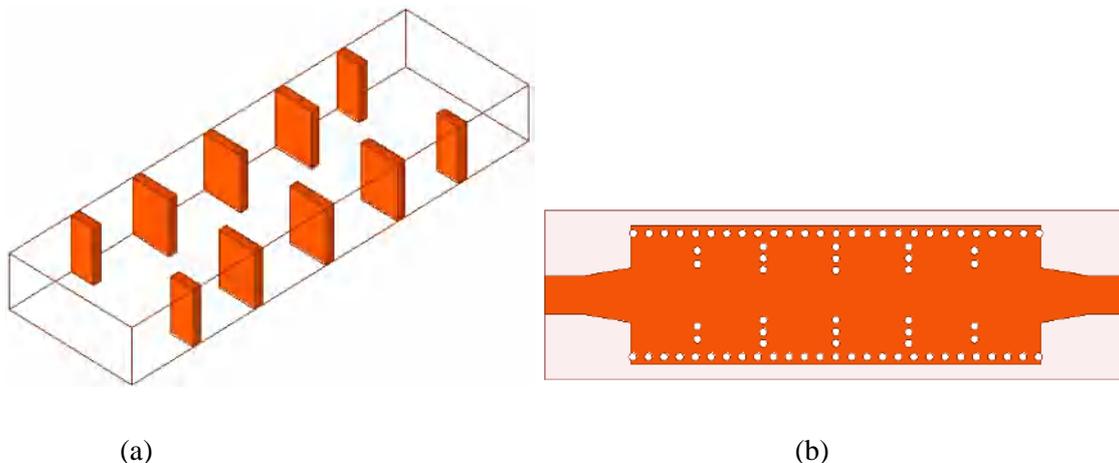


Figure II.6 : (a) Filtre à iris inductifs à quatre résonateurs en guide d'onde métallique, (b) Filtre à iris inductifs à quatre résonateurs SIW équivalent.

Les filtres présentant des zéros de transmission (TZs) sont les plus couramment utilisés à cause de leur meilleure sélectivité en fréquence hors bande et / ou une meilleure réponse de phase dans la bande passante. Ils présentent également une réjection hors bande élevée [33]. La technique du couplage croisé «cross-coupling» est une bonne solution pour améliorer la réponse de filtres à couplage direct en créant des TZs à droite ou à gauche

de la bande passante du filtre (voir figure II.8). Cette technique consiste à introduire des couplages entre résonateurs non-adjacents en donnant au signal deux possibilités de passage dans le circuit de telle manière que les ondes s'annulent à une fréquence particulière; un zéro de transmission est ainsi créé [66], [67].

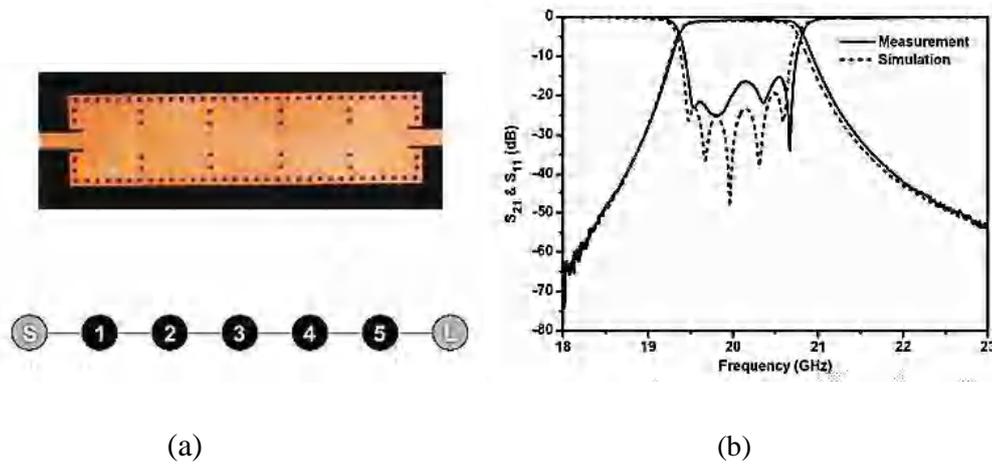


Figure II.7 : (a) Filtre à iris inductifs à cinq résonateurs à couplage direct, (b) la réponse fréquentielle du filtre SIW [34].

La technologie SIW convient parfaitement à la réalisation des topologies de filtres mentionnées ci-dessus en raison de sa flexibilité pour la mise en œuvre de chemins multiples, de connexions et de contrôles de phase pour les zones de transition. La figure II.8 montre un filtre à couplage croisé à quatre pôles développé dans [67]. Ce filtre possède deux TZs à gauche et à droite qui offrent une bonne sélectivité.

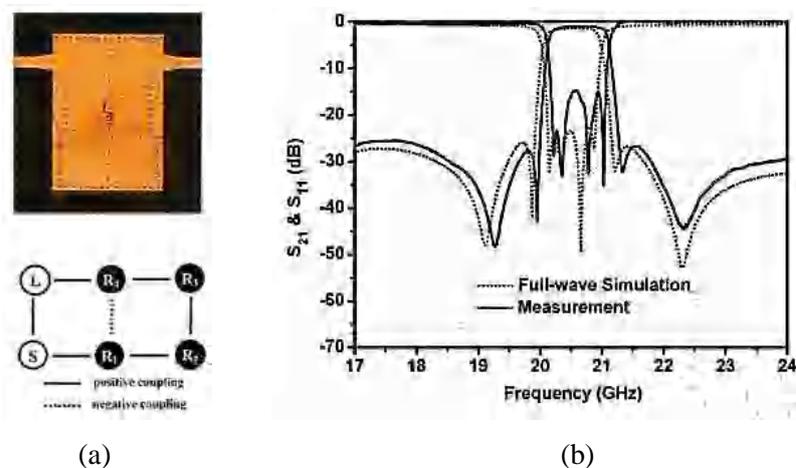


Figure II.8 : (a) Structure et topologie d'un filtre à cavités à couplage croisé, (c) la réponse fréquentielle du filtre SIW à couplage croisé d'ordre quatre [67].

4.2. Filtres SIW à cavités multi-mode

Dans le cas des filtres à cavités monomodes (filtre à couplage direct /croisé), la réjection hors bande ne peut être accrue que par l'augmentation de l'ordre du filtre, ce qui est aussi pareil pour la largeur de la bande passante. Dans les systèmes de communication bidirectionnels, les fréquences centrales des canaux de transmission et de réception ne sont pas toujours très espacées. L'ordre des filtres doit alors être élevé afin d'obtenir une bonne isolation. Ceci a pour conséquence d'augmenter les pertes et la sensibilité des composants. De plus, certains systèmes requièrent des spécifications de réjection très élevées à des fréquences spécifiques, afin d'éliminer les signaux parasites provenant des mélangeurs ou des oscillateurs. Ainsi, la topologie directe abordée à la section précédente, ne s'adapte pas à ces situations.

En 1951, Lin propose le concept multimode [68]. Par rapport aux filtres conventionnels avec quelques résonateurs en cascade, les filtres multi-mode peuvent réduire considérablement leur taille totale en raison de l'utilisation de plusieurs modes de résonance dans une seule cavité. Dans ce contexte, ces filtres peuvent obtenir des réponses elliptiques ou quasi elliptiques avec une bande d'arrêt assez large. Au fur et à mesure du développement, le filtre multimode peut améliorer la miniaturisation du filtre micro-ondes et atteindre une large bande passante [69].

a) Filtres SIW à cavité bi-mode

Jusqu'à présent, les filtres SIW bi-mode ont été largement étudiés, principalement basés sur deux modes de résonance dégénérés dans des cavités circulaires et carrées. Le résonateur bi-mode possède deux pôles de transmission. Ces deux pôles sont presque proches de la fréquence centrale et, par conséquent, le filtre bi-mode avec un seul résonateur SIW a souvent une bande passante étroite [70], [71]. La figure II.9 montre un filtre bi-mode proposé en [70] capable de fournir deux pôles et trois zéros de transmission (TZs) dans la bande d'arrêt supérieure en utilisant une cavité combinant ainsi les avantages des cavités résonantes bi-modes avec le SIW rempli d'air.

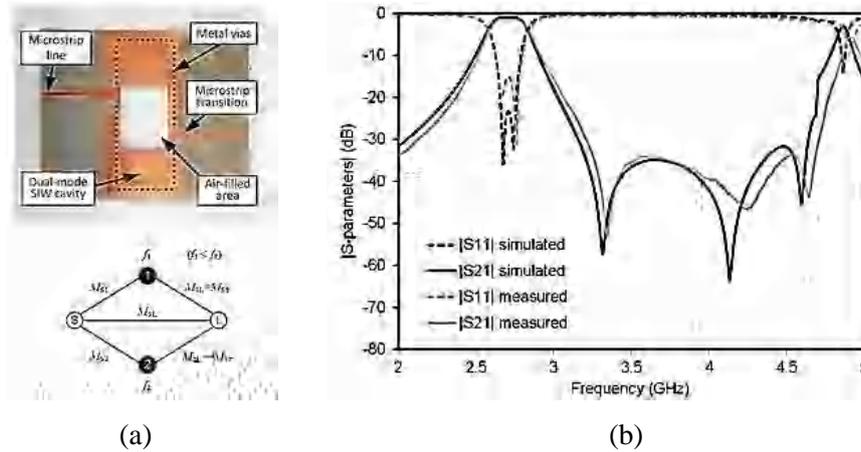


Figure II.9 : (a) Structure et topologie d'un filtre passe-bande bi-mode en technologie SIW (b) réponse fréquentielle du filtre [70].

b) Filtrés SIW à cavité triple-mode

Le résonateur triple-mode possède trois fréquences de résonances, une à la fréquence centrale et les deux autres près des bords de la bande passante, ce qui se traduit par une augmentation dans la bande passante par rapport au résonateur bi-mode, tout en conservant sa taille compacte. Quelques résonateurs triple-mode ont été étudiés précédemment dans la littérature [72]-[74]. Un filtre passe-bande SIW triple-mode utilisant des modes résonants d'ordre supérieur développé dans [73] est illustré à la figure II.10. Ce filtre possède deux TZs à gauche et un TZ à droite, qui fournissent la bonne sélectivité du filtre.

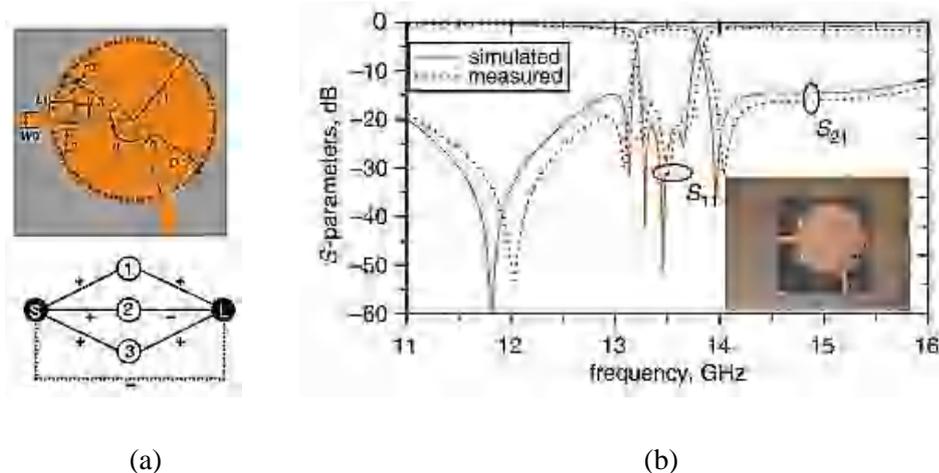


Figure II.10 : (a) Structure et topologie d'un filtre SIW triple-mode, (b) Réponse fréquentielle du filtre [73].

c) Filtres SIW à cavité quadripôle-mode

Contrairement aux résonateurs bi-modes et triple-modes, peu de travaux ont étudié la cavité quadruple-mode. Des filtres à résonateur quadruple-mode ont été développés dans [75], [76], parmi eux, un résonateur quadruple mode conçu en cavité SIW tiers-mode triangulaire est montré sur la figure II.11 [75]. Ce filtre offre une bande passante relative de 64,1%. Cependant, les performances de ce filtre doivent encore être améliorées.

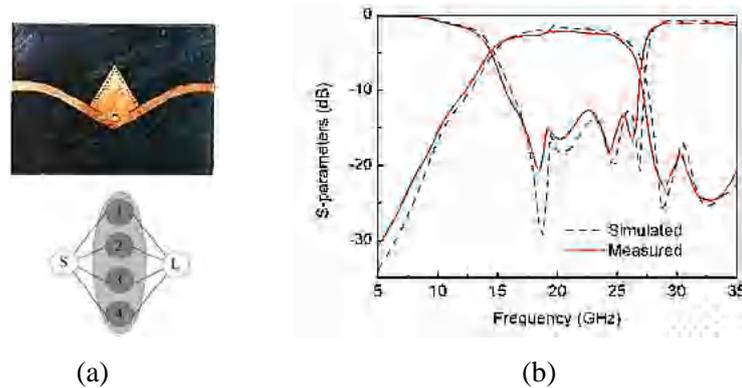


Figure II.11 : (a) Photographie et topologie d'un filtre quadruple mode, (b) Paramètres S du filtre [75].

d) Filtres SIW à cavité quintuple-mode

Les résonateurs à cinq modes ou même plus ont été démontrés pour augmenter la largeur de la bande passante de filtres multimodes [77]-[80]. Un filtre quintuple-mode proposé dans [77] fournit une bande passante relative arrive à 22,5% (voir figure II.12). La référence [78] présente un filtre passe-bande large bande du cinquième ordre (BPF). Ce filtre est conçu en utilisant une cavité SIW à fente en forme "U" et offre une bande passante relative de 42%.

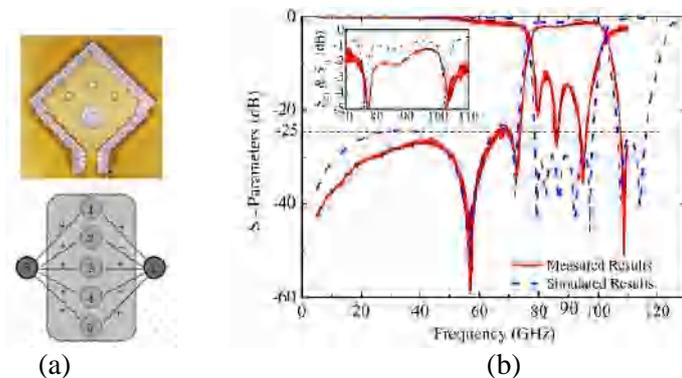


Figure II.12 : (a) Structure et topologie d'un filtre quintuple-mode, (b) réponse fréquentielle du filtre [77].

4.3. Filtres SIW à résonateurs diélectriques

Les filtres à résonateurs diélectriques (DRs) sont composés de blocs diélectriques à haute permittivité de formes géométriques circulaires ou rectangulaires et de parois magnétiques résultant de la différence de permittivité entre le diélectrique et l'air (cas guide d'onde creux). Les filtres DRs présentent les avantages d'une faible perte d'insertion, d'une bonne sélectivité, d'un volume réduit et d'une stabilité de température élevée en raison de leur facteur Q non chargé élevé, et de leur petite taille. Malgré les avantages mentionnés, l'incrément de pertes des systèmes d'excitation au fur et à mesure que la fréquence de fonctionnement est augmentée et la complexité d'accord sont les principaux inconvénients de ce type de filtre [81], [82].

Depuis les années 80, les filtres DRs monomodes ont été étudiés et largement utilisés dans l'industrie des télécommunications sans-fil [82]. Cependant, les tailles des filtres DRs sont toujours considérées comme importantes. Ainsi, plusieurs modes dégénérés dans un DR ont été explorés. L'utilisation de modes de fonctionnement d'ordre double ou supérieur conduit une réduction de taille. La figure II.13 montre un filtre développé dans [83] basé sur cette technique à la base du SIW, qui utilise des résonateurs triple-mode afin de réduire la taille totale de la structure.

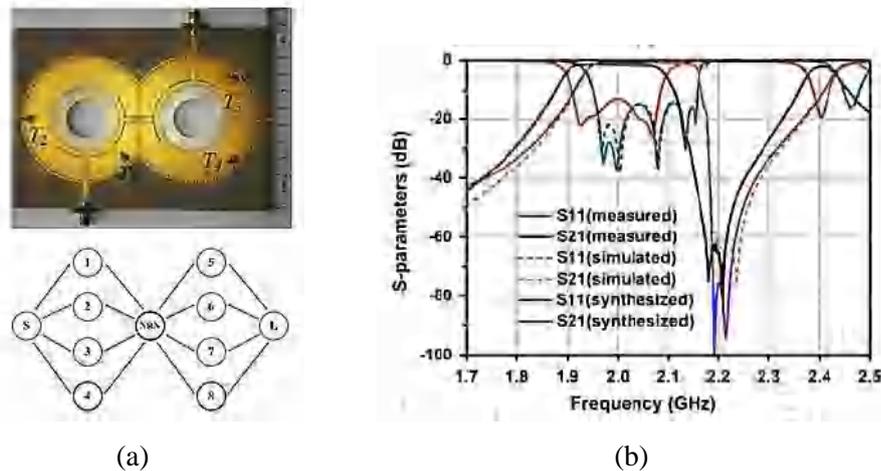


Figure II.13 : Filtres à cavité SIW triple-mode chargé par des résonateurs diélectriques. (a) Photographie et la topologie du filtre. (b) Paramètres S du filtre [83].

4.4. Filtres SIW avec CSRR

Les résonateurs en anneau fendu complémentaires (CSRR) ont été proposés pour la synthèse de la permittivité négative et des méta-matériaux à main gauche (LH) en configuration planaire [84], [85]. Comme expliqué dans [84], les CSRRs sont des doublets équivalents à des résonateurs à anneau fendu (SRR), également représentés sur la figure II.14, qui ont été proposés par Pendry en 1999 [86]. Il a été démontré que les CSRRs gravés dans le plan de masse ou dans la bande conductrice de supports de transmission planaires (micro ruban ou CPW) fournissent une permittivité effective négative à la structure. Ainsi que la propagation du signal est exclue au voisinage de leur fréquence de résonance (comportement de bande d'arrêt) [84]. Plus tard, les caractéristiques des SRRs et des CSRRs, y compris leurs modèles de circuits équivalents, ont été étudiées et développées de manière approfondie en [85] et [89], dans laquelle les SRRs sont considérés comme des dipôles magnétiques résonants pouvant être excités par un champ magnétique axial, tandis que les CSRR se comportent comme des dipôles électriques, qui nécessitent une excitation de champ électrique axial.

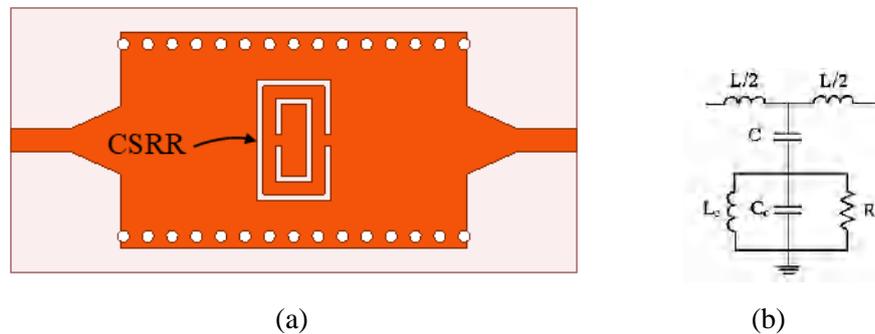


Figure II.14 : (a) Structure d'un RSIW chargé par un CSRR, (b) Circuit équivalent [89].

Les CSRRs ont été appliqués à la conception de filtres passe-bande compacts avec des performances élevées et des caractéristiques contrôlables [87], [88]. Les CSRRs et la structure SIW peuvent être combinés ensemble pour réaliser de nouveaux filtres, comme démontrés dans [90]-[93]. Par exemple en introduisant des CSRRs sur le plan métallique supérieur, un nouveau filtre passe-bande SIW a été développé dans [92]. Ce filtre a une bande passante située en dessous de la fréquence de coupure du SIW (voir figure II.15), par conséquent, la taille de filtres SIW puisse être encore réduite. Les auteurs dans [93] ont utilisé les CSRRs pour améliorer la réjection hors bande en gravant les CSRRs symétriquement sur la couche inférieure du substrat.

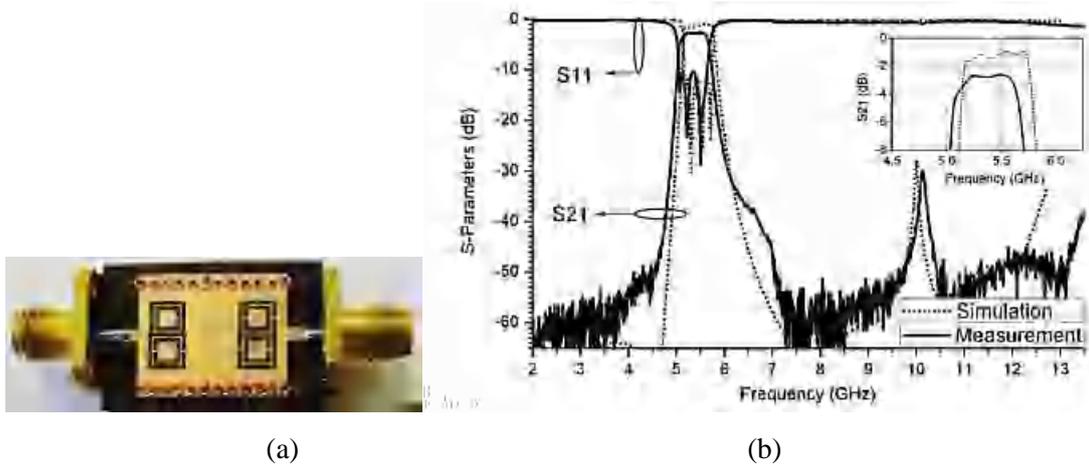


Figure II.15 : (a) Structure d'un filtre chargé de CSRRs, (b) Réponse fréquentielle du filtre [92].

4.4. Filtres SIW-ligne-planaire hybrides

Un filtre hybride combinant le SIW avec une autre structure de transmission ou de résonance devient un sujet intéressant [94]-[97]. Ce type de filtres présente les avantages à la fois du SIW et du CPW ou ligne micro ruban. Par conséquent, des filtres avec un facteur de haute qualité, une taille compacte et des zéros de transmission réglables de manière multiple peuvent être obtenus.

Par exemple, un filtre passe bande de quatrième ordre basé sur une structure hybride de QMSIW et CPW est développé dans [94] (voir figure II.16). La structure hybride est réalisée en insérant deux résonateurs CPW dans deux résonateurs QMSIW couplés magnétiquement. Les résonateurs CPWs gravés contribuent non seulement aux pôles de transmission dans la bande passante, mais génèrent également un couplage électrique dans le chemin de transmission, qui se traduit par une réponse quasi elliptique. Les résonateurs CPWs n'occupent pas de taille de circuit supplémentaire car ils sont insérés dans les résonateurs QMSIW. Par conséquent, ce filtre a une sélectivité élevée et une taille compacte.

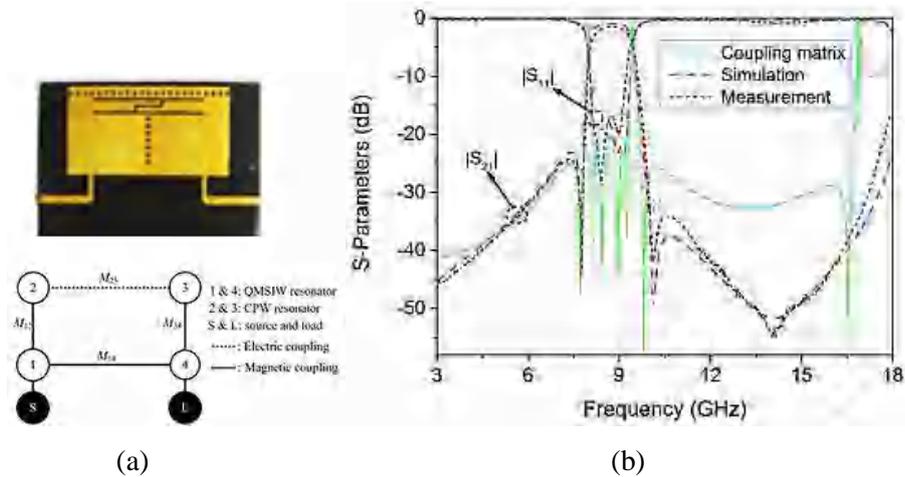


Figure II.16 : (a) Structure et topologie d'un filtre SIW-CPW hybride, (b) paramètres S du filtre [94].

Les auteurs dans [96], ont proposé des filtres hybrides de quatrième ordre avec un facteur Q non uniforme en combinant deux cavités SIW à Q élevé avec deux résonateurs micro-rubans à Q faible comme illustré dans la figure II.17. Afin d'obtenir un filtre planaire avec une bande passante très plate et une taille compacte.

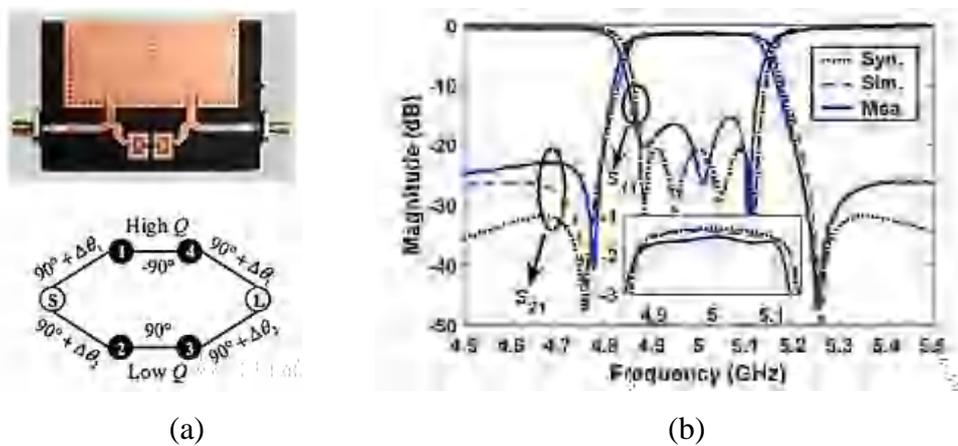
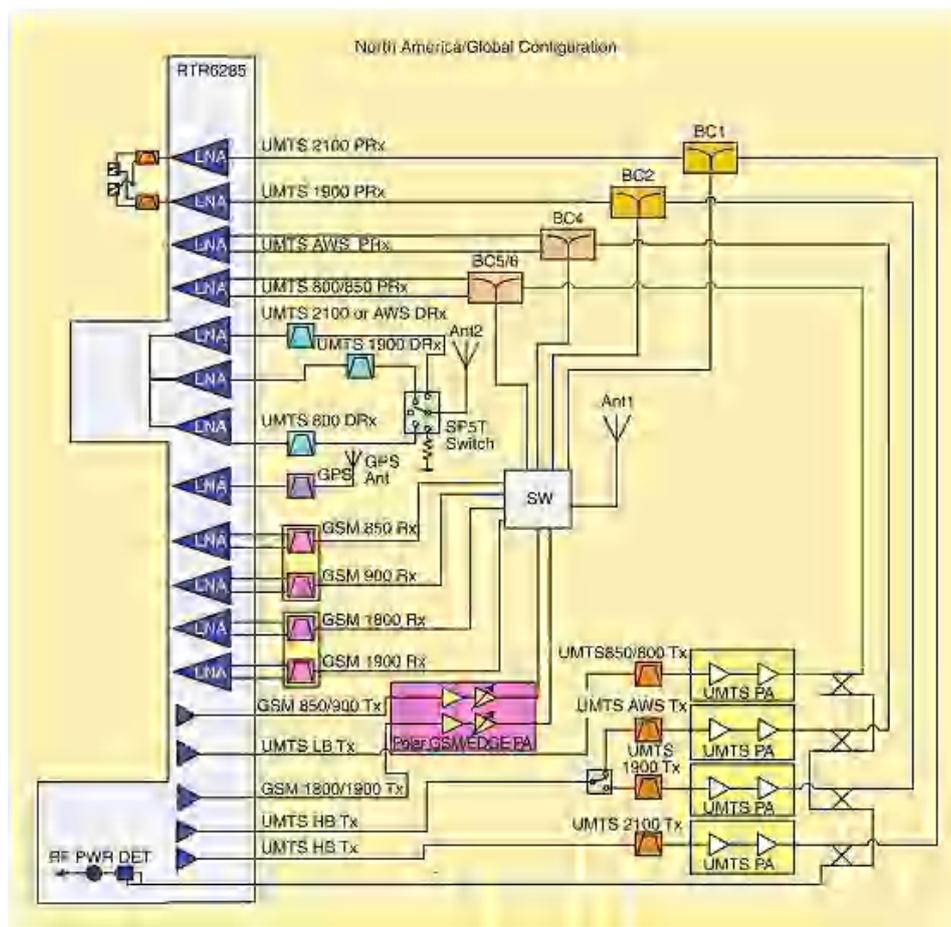


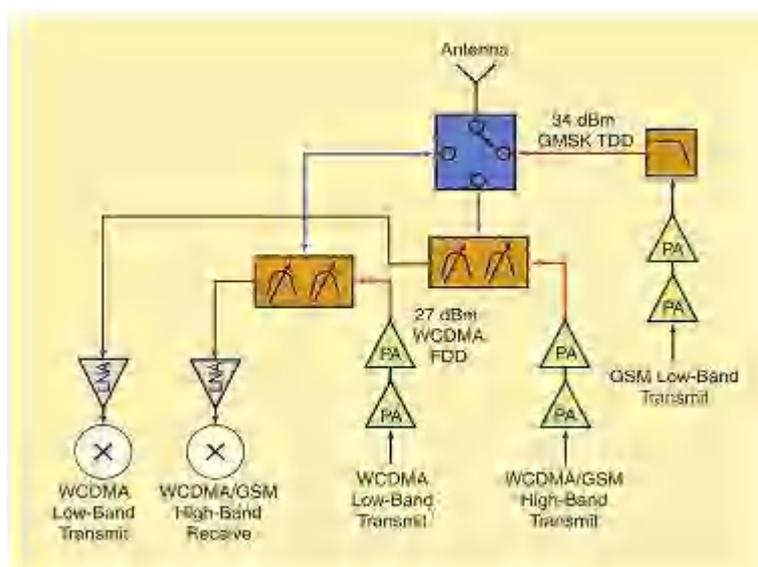
Figure II.17 : (a) Structure et topologie d'un filtre SIW-ML hybride, (b) paramètres S du filtre [96].

5. Les filtres accordables

L'importante évolution des standards de communications sans fil et radar impose aux systèmes de télécommunications une évolution rapide de leurs architectures. Cette évolution est imposée par de nouvelles normes. Il est préférable par exemple que les radars militaires soient reconfigurables en fréquence pour éviter les interférences ennemies, et en bande passante pour ajuster dynamiquement leur résolution en fonction de la cible [98]. En outre, les appareils de communication portables ne sont pas seulement équipés des capacités de communication voix-voix habituelles, mais ils peuvent également prendre en charge le réseau local sans fil (WLAN) et Bluetooth. Ainsi, il est évident que les systèmes de communication sont de plus en plus avancés, intelligents et complexes en raison de l'inclusion ou de la convergence de plusieurs normes et applications dans un seul appareil. Afin de répondre aux exigences des systèmes de communication sans fil modernes, les chaînes d'émission- réception RF (front-end) doivent donc être de nature adaptative et flexible [99]. Des extrémités d'émission- réception RF adaptatives peuvent être réalisées en incorporant des circuits multi bandes ou multicanaux pour satisfaire les diverses normes de système sans fil. Une manière de réaliser les systèmes de communication multi bande ou multicanaux consiste à y incorporer les composants, circuits et dispositifs hyperfréquences accordables. Les dispositifs accordables peuvent être conçus pour fonctionner non seulement dans une bande de fréquences mais dans plusieurs d'entre elles. Par exemple, un filtre accordable en fréquence unique avec des éléments d'accord intégrés peut remplacer l'exigence de commutation entre plusieurs filtres pour avoir plus d'une réponse en fréquence. Par rapport aux filtres à bande fixe, un seul filtre accordable est capable de commuter la réponse du filtre entre différentes fréquences, il est plus léger, moins encombrant et le même circuit peut être réutilisé à des multiples fonctions, ce qui réduit le coût total. La figure II.18 présente un exemple de système de téléphonie mobile accordable qui est nettement plus compact que la solution conventionnelle [99].



(a)



(b)

Figure II.18: (a) Schéma bloc d'un système de téléphonie mobile, (b) Exemple de chaînes d'émission- réception de téléphonie mobile accordable [99].

5.1. Technologies utilisées pour réaliser l'accord

Afin de réaliser des dispositifs RF et micro-ondes accordables, un élément d'accord spécial doit être intégré dans le circuit du dispositif. Les éléments d'accord les plus largement utilisés dans le commerce comprennent: les semi-conducteurs (diodes varactor, diodes PIN et transistors), les systèmes micro-électromécaniques (MEMS), les matériaux ferroélectriques, les cristaux liquides et les matériaux ferromagnétiques [100]. Chacun de ces éléments ou techniques de réglage a ses propres avantages et inconvénients. Leur utilisation dépend en grande partie du type d'accordabilité requis (discret ou continu), de la puissance de fonctionnement, de la fréquence de conception, ainsi que de la complexité de fabrication et du coût total. Dans le cadre de cette thèse nous nous intéressons de réaliser un filtre SIW magnétiquement accordable chargé de matériau ferrimagnétique, ainsi, une étude comparative des matériaux de ferrite avec d'autres éléments de réglage en termes de performances et de fiabilité est également discutée et présentée dans cette partie.

a) La diode PIN

La diode PIN (Positive Intrinsic Negative) est un dispositif semi-conducteur constitué de deux zones très dopées P et N et d'une zone intermédiaire intrinsèque non dopée. Pour produire l'opération de commutation radiofréquences, 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.19 montre les circuits équivalents de la diode dans les deux états [101].

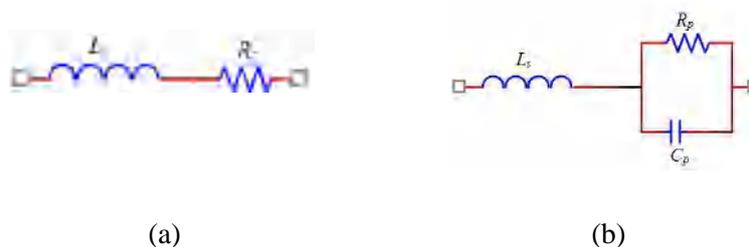


Figure I.19 : Circuit équivalent de la diode PIN : (a) en direct, (b) en inverse.

- ☺ **Avantages :** faible tension de polarisation ($\pm 3 - 5V$), temps de commutation très faible (1-100ns), et facile à intégrer.

- ⊖ **Inconvénients** : Ces diodes souffrent de fortes pertes d'insertion, provenant de la résistance série à l'état passant « ON », une importante consommation de courant (3-20mA) et de puissance (5-100mW) sans oublier leur non linéarité qu'il faut prendre en compte d'un point de vue système.

b) La diode varactor

Contrairement à la diode PIN, la diode varactor assure une variation continue. En première approche, une diode varactor est assimilée à une capacité variable dont la valeur varie en fonction de la tension appliquée en polarisation inverse. En effet, en appliquant à la diode une polarisation inverse, la zone de déplétion augmente, ce qui entraîne une diminution de la capacité en fonction de la tension appliquée. Ceci permet d'obtenir des plages d'agilité intéressantes. Un circuit équivalent de la diode en polarisation inverse est donné sur la figure II.20, où C_j est la capacité variable, C_p la capacité parallèle et R_s la résistance qui matérialise la dissipation de puissance [102].

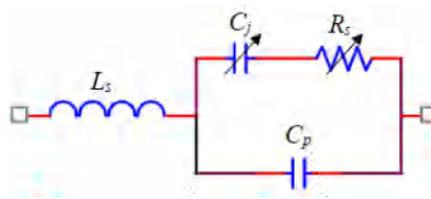


Figure II.20 : Schéma équivalent d'une diode varactor.

- ⊕ **Avantages** : Les diodes varactors présentent de bonnes performances qui sont : un temps de commutation faible, une tension de polarisation assez faible (< 10V) et des valeurs de capacité relativement faibles (quelques pF).
- ⊖ **Inconvénients** : Elles présentent des pertes d'insertion importantes engendrées par la forte résistance série. De plus, leur non linéarité limite leur utilisation pour des applications forte puissance.

c) Les MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)

Les Systèmes micro-électro-mécaniques (MEMS) sont des structures métalliques pouvant être mises en mouvement grâce à une force extérieure principalement électrostatique mais pouvant être magnétique, thermique ou piézoélectrique. Il existe

principalement deux familles de MEMS RF à actionnement électrostatique : les MEMS ohmiques et les MEMS capacitifs. Les premiers sont constitués d'une poutre qui sera commandée de manière électrostatique afin de réaliser un contact ohmique avec la membrane inférieure comme le montre la figure II.21 (a). Les MEMS capacitifs sont constitués d'un pont souvent relié à la masse comme le montre la figure II.21 (b). Ainsi, le MEMS ohmique présente une capacité en série alors que le MEMS capacitif introduit une capacité parallèle [103].

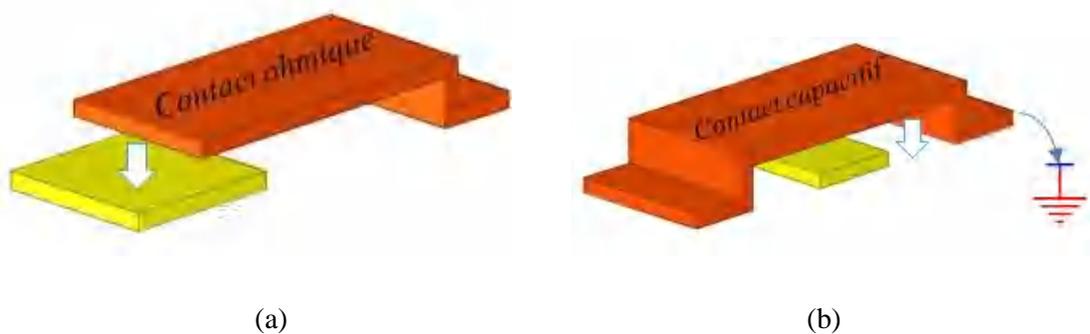


Figure II.21 : Configuration typiques de MEMS analogiques : (a) ohmique et (b) capacitif.

- ☺ **Avantages :** très faible consommation de puissance (10 à 100 nJ), faibles pertes d'insertions, une bonne isolation, et des facteurs de bruit quasi nuls...
- ☹ **Inconvénients :** les MEMS souffrent de quelques défauts dont une vitesse d'activation relativement lente (de l'ordre de 1 à 40 μ s), des tensions d'activation élevées, une dynamique faible...

d) Les matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques ont une permittivité diélectrique qui varie en fonction du champ électrique statique appliqué. Par conséquent, un dispositif chargé localement d'un matériau ferroélectrique généralement sous la forme de films minces devient accordable par rapport au changement de permittivité effective. Par rapport aux MEMS, les matériaux ferroélectriques offrent un temps d'accord très rapide comme les techniques des semi-conducteurs, mais ils ont un facteur Q inférieur. De plus, la qualité et les propriétés des couches minces ferroélectriques peuvent être fortement dépendantes des techniques de

traitement. Le matériau ferroélectrique le plus couramment utilisé en régime micro-ondes est l'oxyde de baryum-strontium-titanate (BST) [104].

- ☺ **Avantages :** Les capacités à base de matériaux ferroélectriques sont utilisées pour leur bon facteur d'agilité et leur facilité d'intégration.
- ☹ **Inconvénients :** forte tangente de pertes, tensions de commande très élevées.

e) Les cristaux liquides

Les cristaux liquides présentent également une permittivité qui varie sous l'effet d'un champ électrique ou magnétique basse fréquence. Les cristaux liquides utilisés pour l'accord microonde sont les cristaux liquides thermotropes. Leurs molécules de forme allongées peuvent être orientées dans le sens du champ électrique appliqué. Ainsi, la permittivité du substrat dépend de cette orientation. La longueur électrique d'une ligne de propagation peut donc être ajustée par une commande électrique. Les cristaux liquides sont utilisés dans leur phase nématique, où l'anisotropie diélectrique est plus élevée que dans toute autre phase. Cette anisotropie diélectrique constitue le point fort pour la réalisation de fonctions agiles en fréquence. La figure II.22 montre la variation de l'anisotropie diélectrique en fonction de la tension appliquée qui crée un champ électrique statique [105].

- ☺ **Avantages :** Les cristaux liquides présentent un avantage principal qui est la faible tension de polarisation
- ☹ **Inconvénients :** Les défauts majeurs des cristaux liquides sont leur temps de réponse relativement élevé et leurs fortes pertes diélectriques.

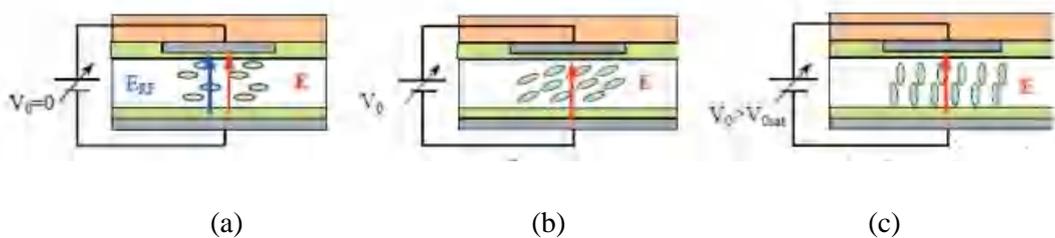


Figure II.22 : Changement d'anisotropie des cristaux liquides en fonction de la tension de polarisation.

f) Les matériaux ferromagnétiques

Les matériaux ferromagnétiques sont des matériaux dont les propriétés magnétiques (perméabilité μ_r) changent sous l'action du champ magnétique statique appliqué (voir l'annexe). La polarisation (magnétisation) des matériaux à commande magnétique se fait pour la plupart des dispositifs par des bobines de Helmholtz. Ces bobines créent un champ magnétique uniforme entre elles. Les ferrites et les composites ferromagnétiques sont les plus utilisés pour les applications hyperfréquences [106].

- ☺ **Avantages** : L'atout majeur des matériaux ferromagnétiques réside dans des pertes diélectriques faibles.
- ☹ **Inconvénients** : L'utilisation de volumineuses bobines de Helmholtz comme dispositif de commande rend les structures très encombrantes. Ce qui constitue un frein quant à leur intégration dans des systèmes miniatures.

❖ Discussion

A partir de ces brefs aperçus sur les différents éléments et techniques d'accord largement utilisés dans la réalisation de cavités et de filtres micro-ondes accordables, on peut conclure que chaque élément a ses propres avantages et limitations. Dans le tableau suivant, les paramètres clés de chaque élément d'accord sont comparés et résumés en termes de pertes, d'accordabilité, de consommation d'énergie et de temps de réponse, lorsqu'ils sont utilisés dans la réalisation de filtres accordables.

Technologie	Facteur d'agilité	Temps de réponse (s)	Tension de commande	Consommation de puissance	Coût	Intégration	Linéarité (oui/non)
Diode PIN	-	$1-100 \cdot 10^{-9}$	$\pm 3-5$ V	5-100 mW	Bas	Facile	Non
Diode varactor	5-10	$\sim 10^{-5}$	< 10 V	5-100 mW	Bas	Facile	Non
MEMS	1.2 – 2.5	$1-300 \cdot 10^{-6}$	20-80 V	0.05-0.1 mW	Elevé	Moyenne	Oui
Transistors FET	-	$1-100 \cdot 10^{-9}$	3-5 V	0.05-0.1 mW	Bas	Facile	Non
Ferroélectriques	~ 3	$\sim 10-10$	~ 200 V	Faible	Elevé	Facile	-
Cristaux liquides	1.1 – 1.5	$T_{On}=qq.ms$ $T_{Off}=qq.ms$	≤ 15 V	Faible	Elevé	Moyenne	-
Ferromagnétiques	1.5 - 4	$\sim 10-10$	qq 100 V	-	Elevé	Difficile	-

Tableau II.3 : Comparaison des caractéristiques des différentes technologies d'accord.

5.2. Méthodes de conception de filtres SIW accordables

Les caractéristiques principalement recherchées pour un filtre passe-bande accordable idéal sont : une large plage d'accord, un facteur de qualité élevé pour limiter les pertes d'insertion, un faible encombrement, une bonne linéarité, une faible consommation de puissance, et une bonne vitesse de commutation. Un filtre passe-bande accordable de ce type serait un élément clé dans les systèmes reconfigurables futurs, mais le compromis entre tous ces paramètres reste difficile à trouver [107].

Les filtres SIW sont constitués d'un, deux ou plusieurs résonateurs en fonction du nombre de pôles nécessaires ou de la largeur de la bande passante. Il est possible d'accorder de tels filtres en accordant simultanément tous leurs résonateurs, afin d'obtenir l'accordabilité requise. De manière générale, pour modifier la fréquence de résonance d'une cavité SIW, il faut modifier la quantité d'énergie électromagnétique stockée dans le résonateur, ou en d'autres termes modifier le volume effectif de la cavité. Cela se fait en introduisant un élément d'accord dans un endroit spécifique dans le résonateur. D'un autre côté, la variation de la bande passante d'un filtre SIW est fortement dépendante du couplage entre résonateurs adjacents. Ainsi, Il est donc nécessaire de pouvoir modifier la longueur effective de la zone de couplage pour varier la bande passante du filtre au en d'autre terme, modifier le facteur de qualité en charge Q_L des cavités qui construisent le filtre.

Différentes méthodes ont été développées dans la littérature pour la mise en œuvre des filtres SIW accordables utilisant un ou plusieurs éléments d'accord. Nous présentons dans cette partie les principales et récentes méthodes de conception de filtres SIW accordables en fréquence et/ou en bande passante [100].

Les filtres considérés voient leur fréquence centrale évoluer entre f_{min} et f_{max} . La plage d'accord est alors quantifiée par la grandeur Δf définie telle que :

$$\Delta f = \frac{f_{max} - f_{min}}{\frac{f_{max} + f_{min}}{2}} \quad (\text{II. 19})$$

1) Méthode de l'accord mécanique

Les filtres accordables mécaniquement sont généralement mis en œuvre à la base des guides d'ondes conventionnels, qui sont accordés en introduisant des vis dans les cavités résonantes et dans les ouvertures de couplage. Ces filtres accordés ont une grande puissance et une faible perte d'insertion. Cependant, ils ont une vitesse de réglage lente et sont souvent volumineux et plus encombrants pour une application dans des systèmes intégrés modernes [98]. Bien que la conception des filtres SIW et des filtres en guide d'onde métallique soit assez similaire, cette méthode de réglage mécanique simple ne s'applique pas à la technologie SIW en raison de sa structure physique compacte. De plus, les tolérances mécaniques sont typiquement plus élevées dans la technologie SIW et les tolérances dans la permittivité diélectrique des substrats introduisent également une perturbation supplémentaire dans la réponse électromagnétique [101].

Les auteurs dans [108], ont proposé une méthode permettant de régler la fréquence de résonance d'une cavité SIW de la même manière que la méthode employée pour le guide d'onde conventionnel, tenant compte du fait de tolérances du diélectrique et de fabrication. Cette méthode consiste à utiliser une vis avec une borne métallique contrôlée mécaniquement comme dispositifs de réglage (voir figure II.23). Dans cette conception, si la vis est tournée et fixée à des angles différents, la fréquence de résonance du résonateur change en raison des variations de la distribution du champ électrique.

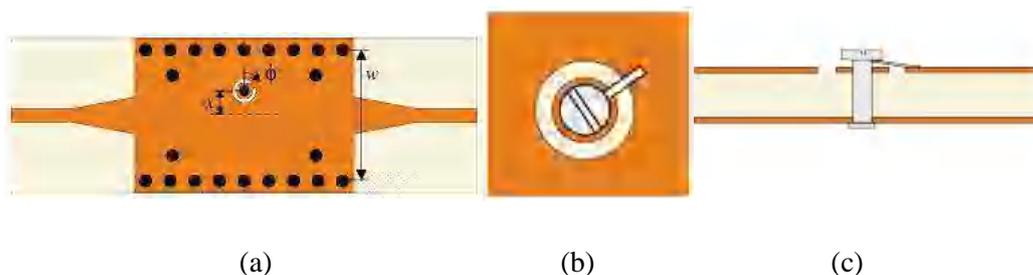


Figure II.23 : (a) Cavité SIW mécaniquement accordable, (b) vue de dessus du mécanisme de réglage, (c) vue de côté [108].

Cette méthode offre une plage de réglage de l'ordre de 8%, mais elle peut l'augmenter jusqu'à 22% en introduisant un multiple élément de réglage. Le facteur de qualité non chargé est d'environ de 94. Dans [109], le même principe est utilisé pour contrôler la fréquence centrale et la bande passante de filtres SIW (voir figure II.24). Les résultats sont

intéressants pour un réglage à faible coût, mais assez délicat car on a besoin d'introduire plusieurs vis de réglage [109].

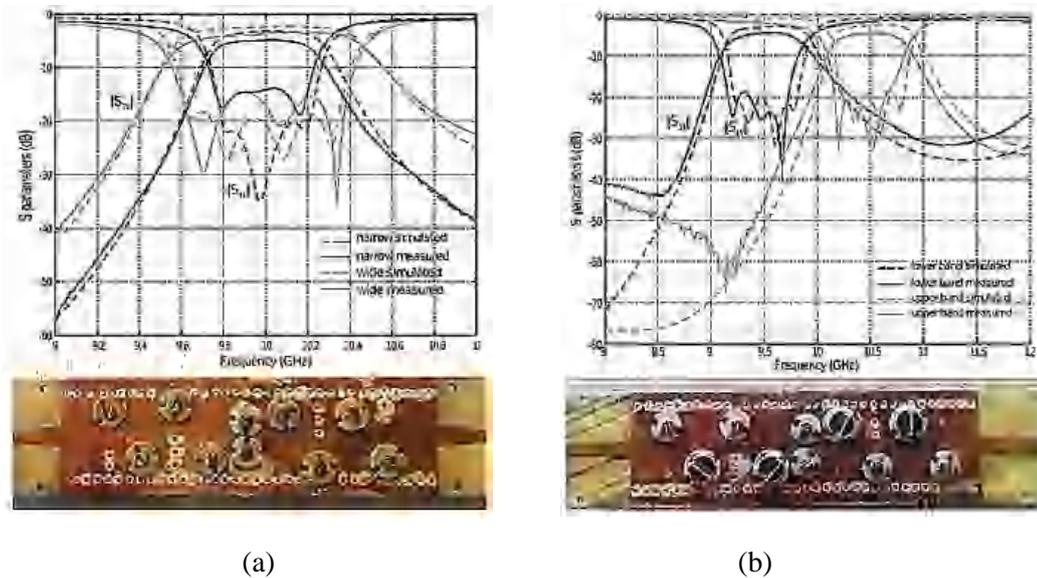


Figure II.24 : (a) Filtre accordable avec des vis de réglage et la variation de la bande passante, (b) Filtre accordable avec vis de réglage et la variation de la fréquence centrale [109].

2) méthode de l'accord électrique

Lors de l'étude bibliographique nous avons trouvé un intéressant travail exploitable sur les cavités SIW reconfigurables électriquement [110]-[114]. Dans celui-ci, les auteurs proposent de changer le volume effectif de la cavité par connexion/ déconnexion des trous métallisés supplémentaires introduisant dans la cavité SIW avec le plan métallique supérieure. Quand tous les trous sont connectés au plan supérieur, la cavité aura un volume plus petit et par conséquent une fréquence de résonance plus élevée. Par contre, au fur et à mesure que les trous sont déconnectés, la fréquence diminue.

Armendiz et al [110] ont été les premiers à proposer cette technique pour perturber le champ électrique à l'intérieur de la cavité SIW, afin de changer la fréquence de résonance, en introduisant un trou métallisé dans le résonateur avec une borne qui peut être connectée ou déconnectée à la paroi supérieure du résonateur à l'aide d'une diode PIN (voir figure II.24). A l'état bloqué, le trou est déconnecté et considéré comme une charge capacitive, ce qui entraîne une miniaturisation de la cavité. En connectant le trou métallique à la paroi supérieure, la distribution du champ à l'intérieur de la cavité change ce qui fait le changement de fréquence requis.

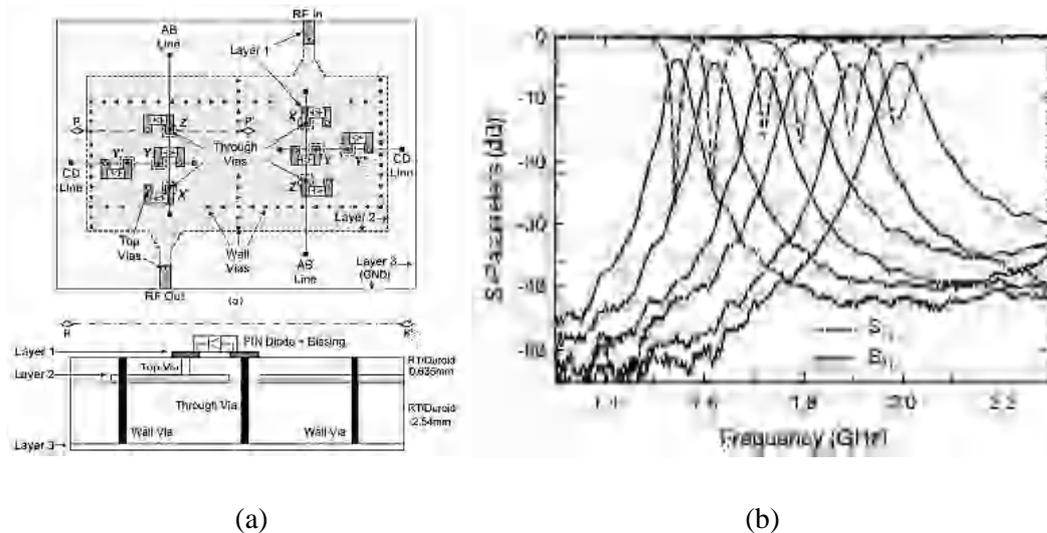


Figure II.25 : (a) Filtre SIW accordable avec des diodes PIN, (a) résultat de mesure [110].

En effet, pour obtenir un résonateur largement accordable, un grand nombre d'éléments de réglages doivent être utilisés. Pour un accord à quatre éléments, le facteur de qualité à vide Q_0 varie de 130 à 90. Ainsi, un filtre d'ordre deux atteint une plage d'accord de fréquence centrale de 25%.

En utilisant le même principe, un filtre à cavités SIW à deux pôles utilisant des MEMS comme éléments d'accord est présenté dans [111]. Ce filtre atteint une plage d'accord de 28% et un Q_0 de 132 à 93 en plaçant quatorze éléments d'accord différents avec une résolution de fréquence très fine.

Sirci et al [112] ont utilisé des diodes varactor comme borne métallique flottante pour connecter/déconnecter le trou métallisé (voir figure II.25 (a)). La plage d'accord d'une seule cavité SIW est de l'ordre de 18%, avec un Q_0 varie entre 160-40. Les auteurs ont développé un filtre à deux résonateur SIW couplés basé sur cette technique [113]. Ce filtre a un réglage fin en continu. La plage d'accord de la fréquence centrale est comprise entre 2,64 GHz et 2,88 GHz avec respectivement 1,27 dB et 3,63 dB de perte d'insertion (voir figure II.25 (b)). Le filtre proposé est facile à fabriquer, mais le patch métallique flottant occupe une surface relativement grande, de sorte qu'il limite le nombre d'éléments de réglages.

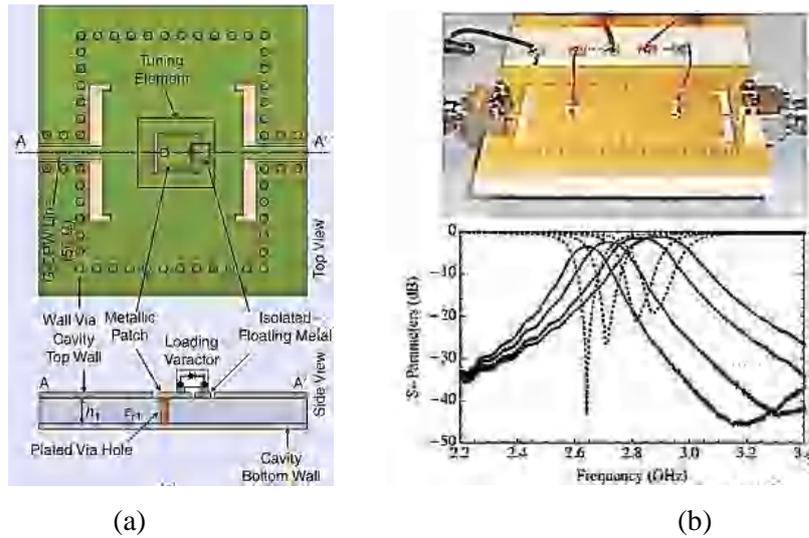


Figure II.26 : (a) Cavité SIW chargée d'une diode flottante [100], (b) Photographie du filtre accordable chargé par des diodes varactor et Paramètres S mesurés du filtre fabriqué [113].

Une autre méthode utilise la diode varactor consiste à graver un anneau sur la surface supérieure du résonateur, puis le charger avec des diodes varactor, comme illustré à la figure II.26 [114]. Ainsi, le trou métallisé vertical est relié à la bague gravée sur un résonateur cylindrique SIW en variant l'état des diodes varactor. La plage d'accord obtenue est de 55% (1,1 GHz-0,5 GHz) avec un Q_0 allant de 214 à 90. Dans la même publication, un filtre bipolaire est conçu avec la même plage d'accord et une perte d'insertion mesurée de 1,67 dB à 1,1 GHz. Cette même méthode est également appliquée pour un filtre tripolaire avec une plage d'accord de 52% et une perte d'insertion mesurée de 2,05 dB. La bande passante fractionnaire à -3 dB pour les deux filtres est d'environ de 4%.

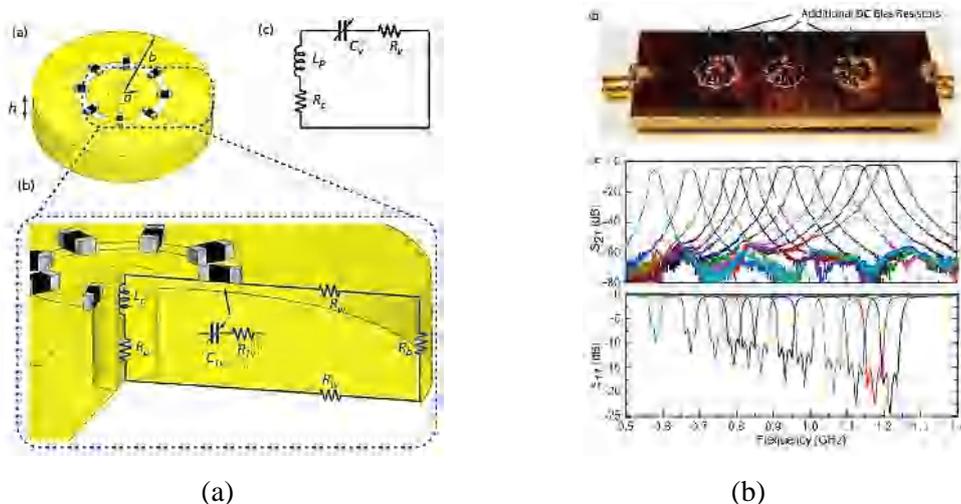


Figure II.27 : (a) Cavité chargée par des diodes varactor (c) filtre à trois pôles accordable fabriqué avec les résultats de mesure (S_{21} et S_{11}) [114].

3) Méthode de l'accord magnétique

L'accord magnétique avec des ferrites dans une cavité SIW a été introduit dans [115]. Les auteurs dans [116] présentent à la fois un accord magnétique grâce aux plaques de ferrite YIG pour changer le champ magnétique externe, et un accord électrique en plaçant une diode varactor et des condensateurs à l'intérieur de la cavité. Ce type de méthode permet non seulement de changer la fréquence, mais optimise également simultanément la perte de retour et le facteur de qualité du filtre.

Un filtre accordable SIW à base de ferrite utilisant le même principe est présenté dans [117]. L'accord électrique est réalisé par des diodes varactor avec une plage d'accord totale allant de 1,3% et jusqu'à 7,9% grâce à l'accord magnétique et l'accord électrique avec un Q_0 de 130. Cette méthode est appliquée pour un filtre passe-bande de type Chebyshev de second ordre. Une plage d'accord de 10% est obtenue tout en maintenant une bande passante constante de 4,4%, ou une fréquence centrale fixe avec une largeur de bande passante accordable de 3 à 5%. Cependant, la mise en œuvre de plaques de ferrite et les éléments actifs est assez délicate et augmente donc la complexité de la mise en œuvre d'une telle structure SIW.

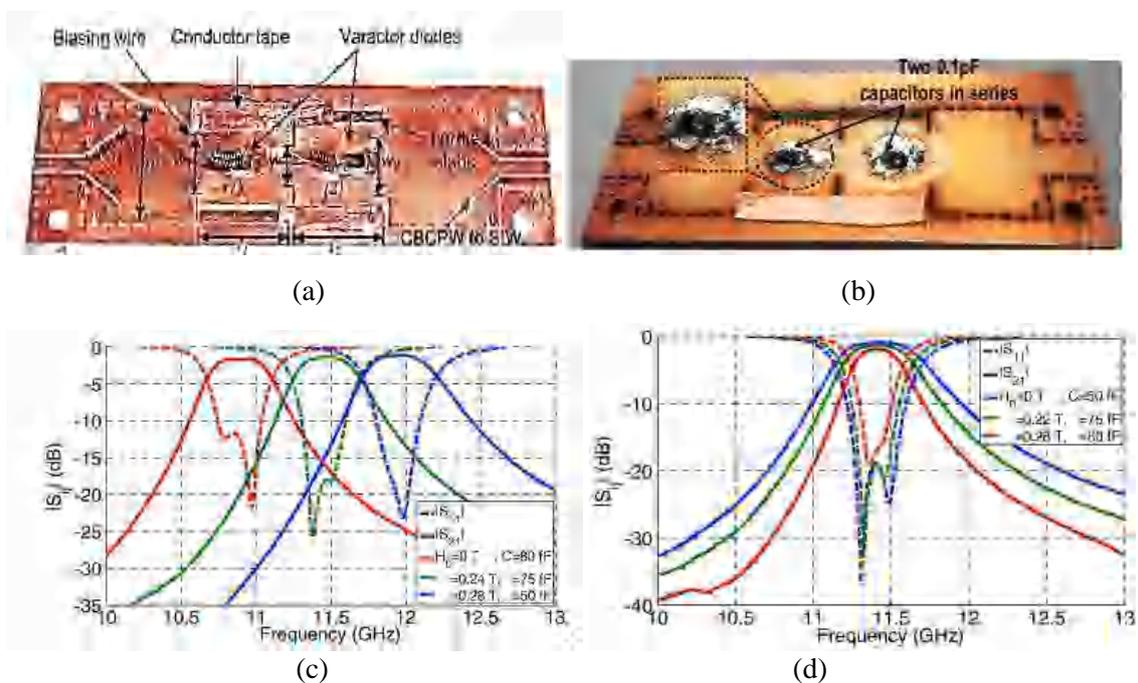


Figure II.28 : Filtre passe-bande de deuxième ordre avec les éléments d'accord: (a) une vue de dessus (diodes varactor) et (b) une vue de dessous, (c) paramètre S mesuré du filtre accordable en fréquence centrale, (c) paramètre S mesuré du filtre accordable en bande passante [117].

❖ Discussion

En résumé, pour les composants à base des cavités mécaniquement accordables fonctionnant dans la bande des ondes millimétriques, la tolérance dans le processus de fabrication et le temps important de réglage sont les problèmes clé qui limitent l'utilisation de tels filtres. En outre, les filtres SIW ajustables à base des éléments localisés présentent un accord dépendant de la tension de polarisation des composants et la plage d'accord dépend essentiellement du nombre des composants actifs intégrés. De plus, l'insertion d'un élément actif du type diode implique l'augmentation de pertes du dispositif du fait de la résistance série qui est associée au composant d'accord. Par conséquent, l'obtention de larges plages est limitée par l'augmentation des pertes d'insertion. D'un autre côté, ce type de mécanisme de réglage a généralement résolu seulement le problème de réglage de la fréquence centrale du filtre. Dans le cas des filtres à cavité magnétiquement et électriquement accordable, on peut constater que l'accord bidimensionnel électrique et magnétique simultané augmente considérablement la plage d'accord de la fréquence centrale par rapport à l'accord unique électrique ou magnétique, cependant, la plage d'accord de la bande passante du filtre d'ordre deux est assez faible.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au filtrage micro-onde, qui constitue une fonction essentielle des télécommunications hyperfréquences. Dans un but de réduction des coûts et du volume, les filtres SIW sont au centre de notre étude. Diverses topologies de filtres SIW avec leurs avantages et inconvénients ont été présentées. On s'est ensuite focalisé sur l'accordabilité des circuits hyperfréquences en mettant en évidence leur importance dans le développement des systèmes de télécommunications modernes. Un bref état de l'art sur les solutions les plus intégrables pour la conception de filtres SIW accordables en fréquence centrale et/ ou en bande passante, ainsi que leurs avantages et leurs limitations est finalement présenté.

*Chapitre III : Conception de filtres
SIW large bande*

1. Introduction

Récemment, les résonateurs multimodes en guide d'onde intégré au substrat (SIW) ont été étudiés et constituent des éléments de base importants entrant dans la conception des filtres RF / micro-ondes en raison de leurs nombreux avantages tels que la taille compacte, la réponse flexible, la sélectivité élevée, le facteur Q élevé, le faible coût et la simplicité d'intégration avec des circuits planaires. En effet, les filtres à cavités SIW multimodes généralement proposés sont les filtres bi-mode et triple-mode [118]-[121]. Ces filtres multimodes peuvent obtenir des réponses elliptiques ou quasi elliptiques avec un bon rejet hors bande et une bonne sélectivité, mais, souffrent souvent d'une bande passante limitée ne dépassant pas 40%, ce qui limite leur utilisation dans les systèmes de communication modernes comme la 5G. En outre, les résonateurs SIW multi-mode d'ordre supérieur peuvent répondre aux exigences [77], [78]. Cependant, la plupart de ces filtres à cavité unique ont une bande d'arrêt très étroite.

Ce chapitre est dédié à la conception, à la réalisation et la mesure expérimentale de filtres large bande à la base de résonateurs SIW multi-mode.

➤ **Logiciel de calcul [122]**



Dans notre travail, les simulations électromagnétiques seront faites avec le logiciel HFSS™ 3D (High Frequency Structure Simulator) de la société américaine ANSOFT. HFSS est un simulateur électromagnétique général dont sa structure informatique est adaptée au traitement d'un grand nombre de dispositifs : circuits passifs, antennes, dispositifs biomédicaux, etc.

HFSS utilise une interface graphique interactive pour dessiner des structures 3D complexes. HFSS dispose de plusieurs solveurs basés sur la méthode des éléments finis (FEM), d'équation intégrale (IE) ou hybrides pour simuler une variété d'applications RF et numériques à haute vitesse. Il a la capacité de générer et d'affiner des maillages automatiques et adaptatifs qui nécessite le découpage de l'espace en tétraèdres sur lesquels s'applique l'algorithme de résolution. Ainsi qu'il offre un moteur de résolution avec des solutions adaptatives et précises. HFSS™ a trois types de solutions qui sont :

1. Eigenmode : les accès sont court-circuités. La résolution du système aux valeurs et vecteurs propres permet de connaître les fréquences de résonance et les facteurs de qualité à vide pour les différents modes propageant dans la structure étudiée. Elle conduit aussi à la visualisation des champs électromagnétiques dans le dispositif.
2. Driven model: permet de déterminer la matrice de dispersion [S] de la structure en fonction de la fréquence, en utilisant des accès distribués (les accès distribués sont bien adaptés dans le cas de l'excitation par un guide d'onde).
3. Terminal model: permet de calculer les paramètres [S], en utilisant des accès localisés (les accès localisés sont mieux pour dans le cas de l'excitation d'une structure par une ligne coplanaire ou micro-ruban).

La figure III.1 résume les étapes principales pour créer et résoudre une simulation HFSS appropriée.

☺ **Avantages** : Le simulateur HFSS permet de caractériser et d'obtenir les performances optimales de connecteurs, filtres, coupleurs, circulateurs, ferrites, guides d'ondes et divers autres composants hyperfréquences tridimensionnels, avec la combinaison d'Optimetrics (un moteur de paramétrique, d'optimisation et de sensibilité). Il permet aussi d'étudier finement la sensibilité des résultats aux différentes variations des dimensions physiques de la structure. Au moyen du logiciel HFSS, les utilisateurs

peuvent prévoir le comportement électrique des composants à haute fréquence, à travers les paramètres (X, Y, Z) et visualiser les champs électromagnétiques en trois dimensions (champ proche et lointain).

- ⊗ **Limitations :** Il existe certaines limitations dans l'HFSS telles qu'il ne calcule pas les impédances à moins qu'une ligne d'intégration de tension ne soit définie sur les ports. Ces lignes connectent les points de différence de tension maximale à chaque port et sont différentes pour chaque mode individuel. Le temps de calcul et l'exigence de mémoire élevée sont d'autres limitations de l'outil de simulation HFSS.

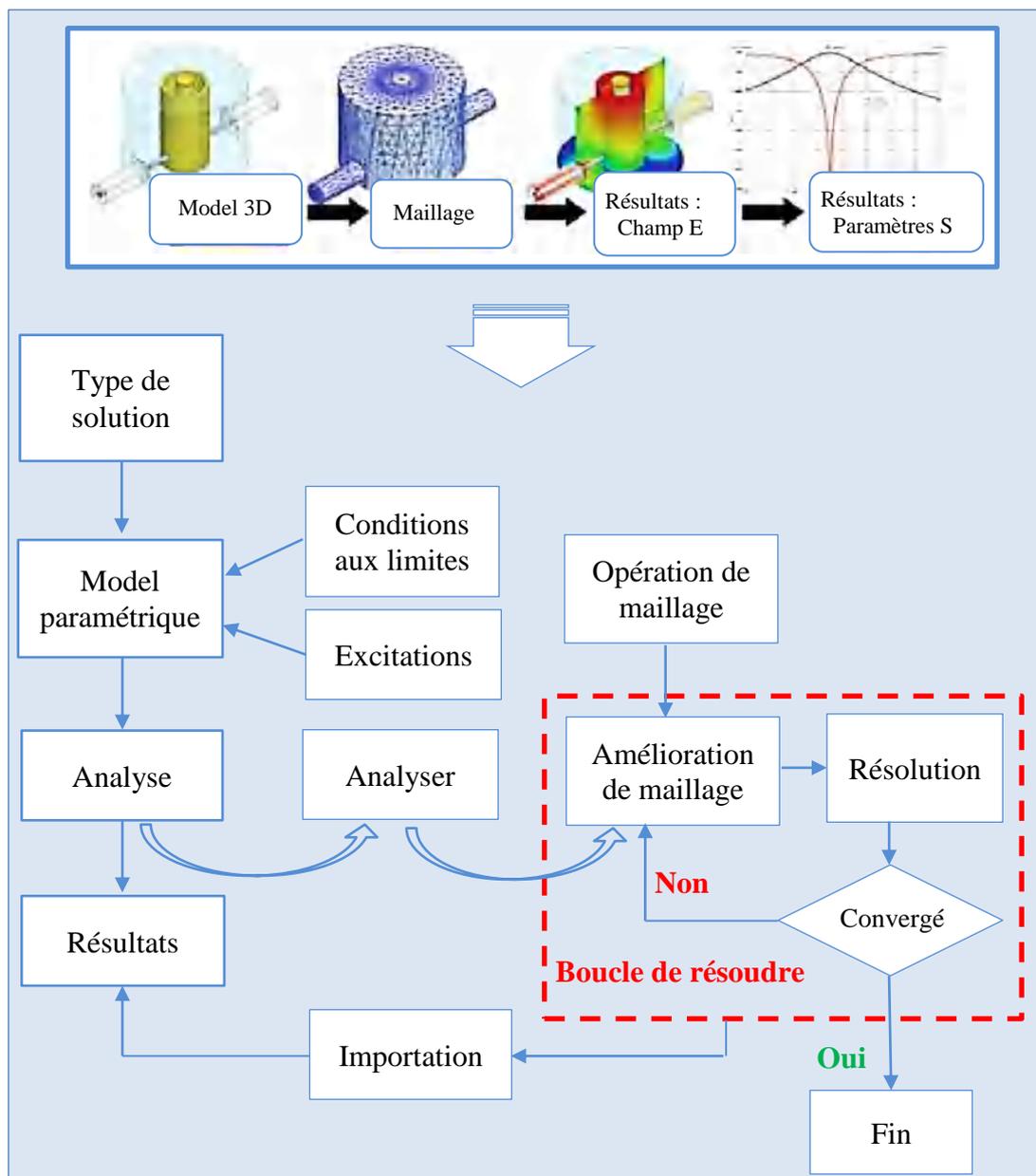


Figure III.1: Processus de conception / simulation d'HFSS.

Application 1 : Conception de Filtres Multi-mode Large Bande en Cavité HMSIW Conique

Dans ce travail, nous proposons deux filtres passe-bande à bande large basés sur un résonateur HMSIW multi-mode de forme conique. Pour concevoir les deux filtres, un trou de perturbation métallisé est introduit en deux positions différentes dans la cavité pour le décalage de modes. Profitant de la forme du résonateur, les fréquences de résonance peuvent être contrôlées en changeant la position du trou métallisé. Afin de définir l'emplacement du trou optimisé dans les deux filtres, les fréquences de résonance dans la cavité perturbée sont d'abord analysées. Par conséquent, les deux premiers modes résonnants sont utilisés pour réaliser le filtre bi-mode ; le deuxième, le troisième et le quatrième mode sont utilisés pour concevoir le filtre triple-mode. Deux filtres d'ordre supérieur en couplant deux cavités bi-mode / triple-mode ont également été proposés.

1. Cavité SIW conique

a) Cavité SIW conique en mode complet

La conception de filtres multimodes passe-bande à bande large est basée sur l'étude de modes de résonance dans la cavité SIW conique. D'après la figure III.1.1, la structure conique peut être considérée comme une forme hybride de la structure triangulaire et la structure circulaire. Ainsi, la répartition du champ électrique des premiers modes de résonance dans le SIW conique, le SIW triangulaire, et le SIW circulaire est représentée dans le tableau III.1.1. Les paramètres associés dans la figure III.1.1 sont :

$R = 7.5 \text{ mm}$, $L_t = 21 \text{ mm}$, $L = 20 \text{ mm}$, $\varphi = 30^\circ$; la permittivité relative du substrat $\epsilon_r = 2.33$, la tangente des pertes $\tan \delta = 0,004$, et l'épaisseur $h = 0,508 \text{ mm}$.

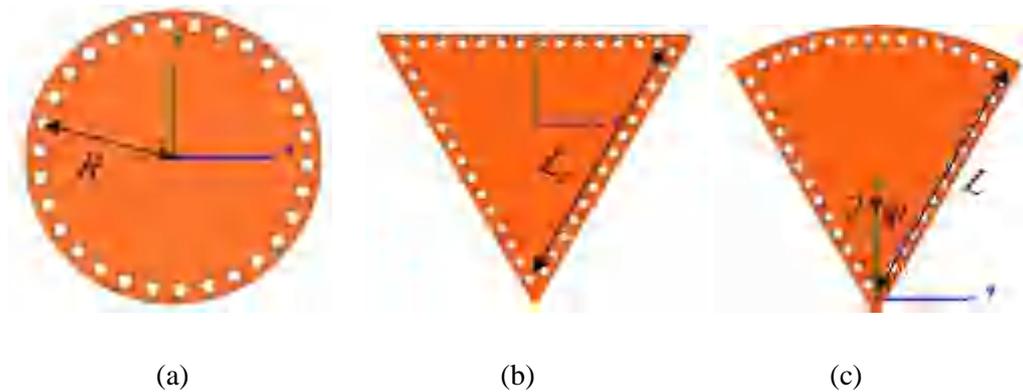


Figure III.1.1 : Cavités SIW : (a) circulaire, (b) triangulaire, (c) conique.

D'après le tableau III.1.1, nous remarquons que les modes de résonance d'une cavité SIW conique sont différents de ceux du SIW triangulaire et du SIW circulaire. De plus, la cavité conique peut générer plus de modes de résonance par rapport aux résonateurs circulaire et triangulaire dans la gamme de fréquences comprise entre 10 à 26 GHz. En outre, son facteur de qualité est presque égal à celui de la SIW triangulaire.

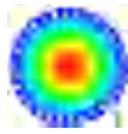
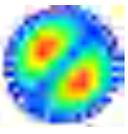
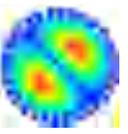
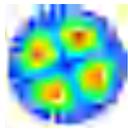
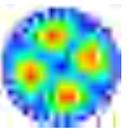
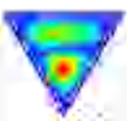
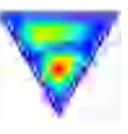
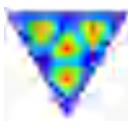
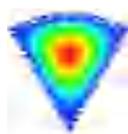
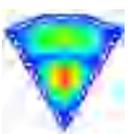
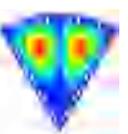
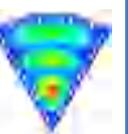
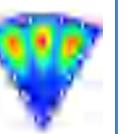
Modes	TM_{010}	TM_{110}'	TM_{110}''	TM_{020}'	TM_{020}''	TM_{120}'	TM_{120}''
Cavité circulaire							
Fréquence de résonance	10.4 GHz	16.56 GHz	16.57 GHz	-	-	22.18 GHz	22.19 GHz
Q_0	1360	1005	942	-	-	1058	1017
Cavité triangulaire							
Fréquence de résonance	10.4 GHz	16.02 GHz	16.03 GHz	-	-	21 GHz	22 GHz
Q_0	496	486	442	-	-	524	490
Cavité conique							
Fréquence de résonance	10.4 GHz	16.18 GHz	16.9 GHz	21.2 GHz	21.7 GHz	22.1 GHz	26.4 GHz
Q_0	495	467	445	492	484	487	513

Tableau III.1.1 : Distribution du champ électrique de quelques premiers modes de résonance dans les résonateurs : SIW circulaire, SIW triangulaire, et SIW conique.

b) Cavité HMSIW Conique

Afin de réduire la taille du résonateur SIW conique, la cavité demi-mode conique est étudiée dans cette section. La structure du résonateur HMSIW conique proposée est représentée sur la figure III.1.2. La distribution du champ électrique de quelques premiers modes de résonance dans le résonateur HMSIW conique est schématisée dans le tableau III.1.2.

Les modes TM_{010} , TM_{110}'' , TM_{020}' et TM_{020}'' dans le résonateur SIW conique sont des modes pairs par rapport à l'axe de symétrie de (AA') (voir tableau III.1.2). Par conséquent, le plan normal au substrat le long de l'axe (AA') peut être considéré comme une paroi

magnétique équivalente pour les modes TM_{010} , TM_{110}'' , TM_{020}' et TM_{020}'' . Cependant, les modes TM_{110}' , TM_{210}' et TM_{210}'' sont impairs par rapport à ce même axe.

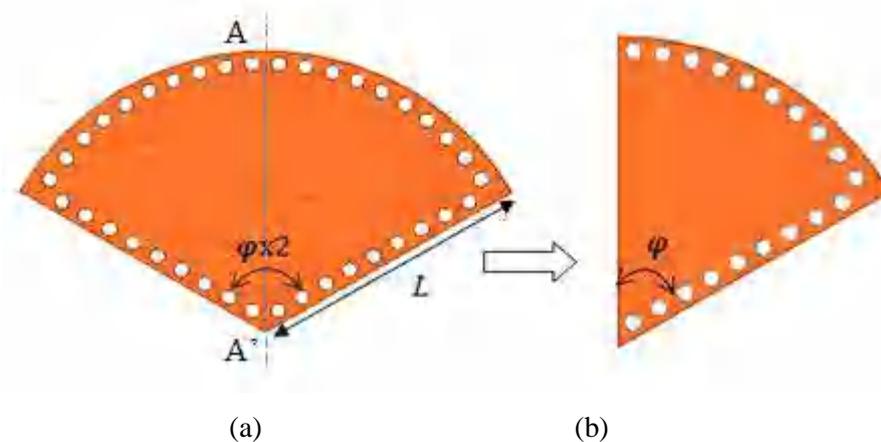


Figure III.1.2 : (a) Résonateur SIW conique, (b) cavité HMSIW conique.

Modes	TM_{010}	TM_{110}'	TM_{110}''	TM_{020}'	TM_{020}''	TM_{210}'	TM_{210}''
Cavité complète							
f_0	10.45 GHz	14.8 GHz	18 GHz	19 GHz	22.67 GHz	23 GHz	25.4 GHz
Q_0	496	459	468	476	495	493	506
Cavité demi-mode							
f_0	10.45 GHz	-	18 GHz	19 GHz	22.67 GHz	-	-
Q_0	405	-	381	390	-	-	470

Tableau III.1.2 : Distribution du champ électrique de quelques premiers modes de résonance dans les résonateurs SIW et HMSIW coniques.

c) Cavité HMSIW conique perturbée par un trou métallisé

Afin de bien contrôler les fréquences de résonance dans la cavité HMSIW conique un trou de perturbation est introduit dans le résonateur. Sur la figure III.1.3 nous présentons la structure résultante et les variations des fréquences de résonance par rapport à la position du trou de perturbation sont illustrées sur la figure III.1.4. De toute évidence, chaque mode résonant peut être décalé en changeant l'emplacement du trou. Les distributions du champ électrique de quatre premiers modes de résonance dans le résonateur HMSIW perturbé sont données sur la figure III.1.5.

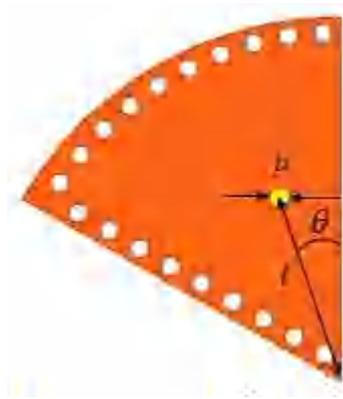


Figure III.1.3 : Résonateur HMSIW conique perturbé par un trou métallisé.

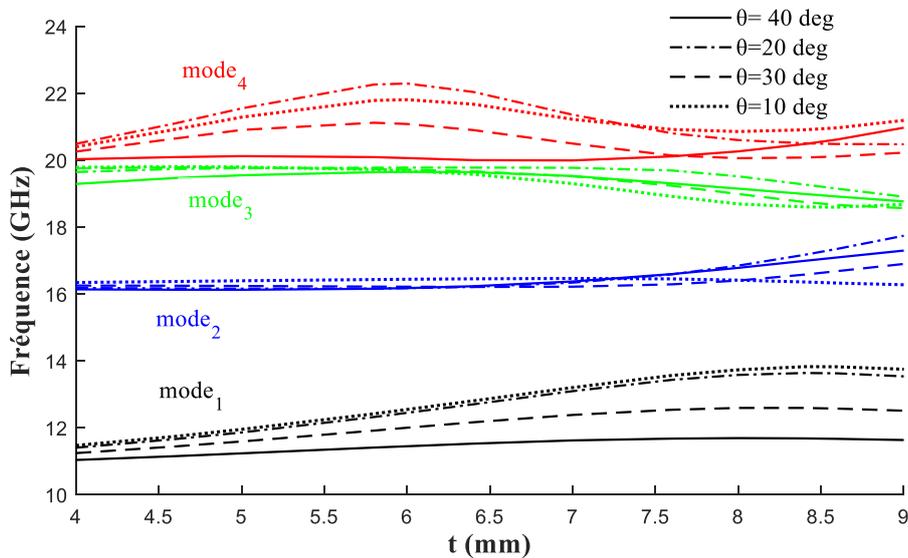


Figure III.1.4 : Variation des quatre premières fréquences de résonance dans la cavité HMSIW conique perturbée en fonction de la position du trou de perturbation (t , θ).

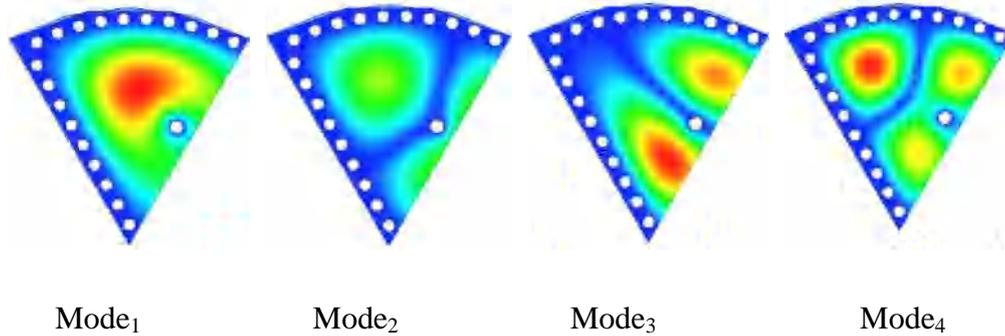


Figure III.1.5 : Distribution du champ électrique de quatre premiers modes de résonance dans le résonateur HMSIW perturbé.

2. Conception de filtres multimodes en cavité HMSIW conique

a) Filtres à cavité HMSIW unique

En profitant de la flexibilité du résonateur HMSIW conique perturbé, un filtre bi-mode et un filtre triple-mode sont conçus à partir de la même cavité. Le type de filtre est déterminé par l'emplacement du trou de perturbation (t, θ) dans le résonateur, comme illustré sur les figures III.1.6 (a) et III.1.7 (a). Les deux filtres sont alimentés par deux lignes micro ruban entrée / sortie asymétrique. Cette configuration permet de contrôler les modes transmis avec le trou de perturbation. Afin d'obtenir un couplage assez fort, deux fentes sont utilisées pour relier les lignes micro ruban et la cavité HMSIW conique.

Les paramètres optimisés de la cavité principale ont été déterminés:

$$L = 14,9 \text{ mm}, l_1 = 7,1 \text{ mm}, l_2 = 5,5 \text{ mm}, l_s = 3,3 \text{ mm}, w_s = 0,7 \text{ mm}, P = 0,45 \text{ mm}, A_s = 32^\circ.$$

Pour concevoir le filtre bi-mode, le trou de perturbation est situé à $(8,5 \text{ mm}, 5^\circ)$, à cette position, le premier mode peut se déplacer près du deuxième mode pour former la bande passante. Tandis que, le troisième et le quatrième mode ne résonnent plus dans ce cas. Le diagramme de couplage de ce filtre est illustré sur la figure III.1.6 (b), et sur la figure III.1.6 (c) est tracée sa réponse fréquentielle. L'examen de la réponse montre l'obtention de deux pôles, deux zéros de transmission dans la bande d'arrêt supérieure et une large bande passante de 11 GHz à 16,07 GHz.

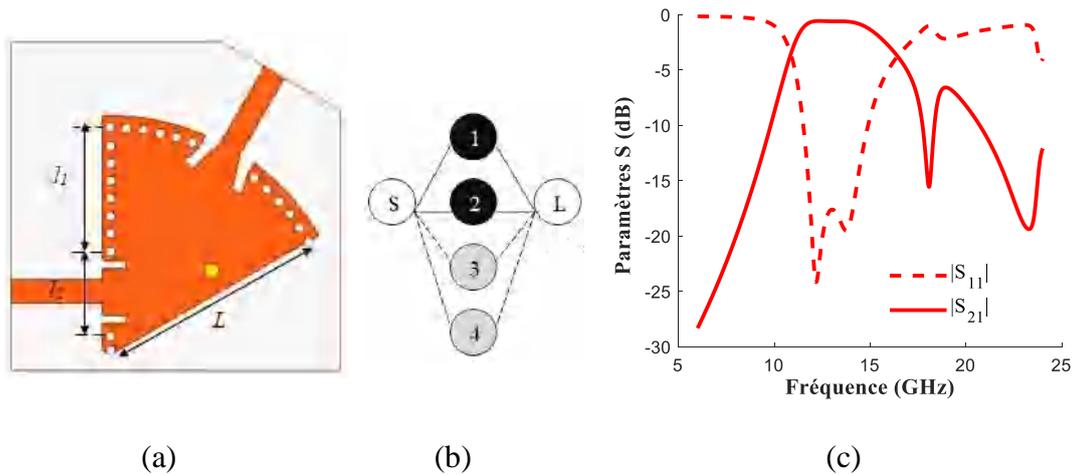


Figure III.1.6 : (a) Structure du filtre à cavité HMSIW conique bi-mode, (b) sa topologie, (c) sa réponse fréquentielle.

Le deuxième emplacement du trou de perturbation est défini par : (5,04 mm, 5 °) comme illustré sur la figure III.1.7 (a). Dans ce cas, le premier mode ne résonne plus, tandis que le deuxième mode, le troisième mode et le quatrième mode sont utilisés pour construire la bande passante du filtre triple mode. La topologie équivalente de ce filtre est donnée sur la figure III.1.7 (b), et sa réponse fréquentielle est représentée sur la figure III.1.7 (c). Le filtre obtenu a une large bande passante de 17,04 GHz à 22,04 GHz et deux zéros de transmission dans les deux bandes d'arrêt.

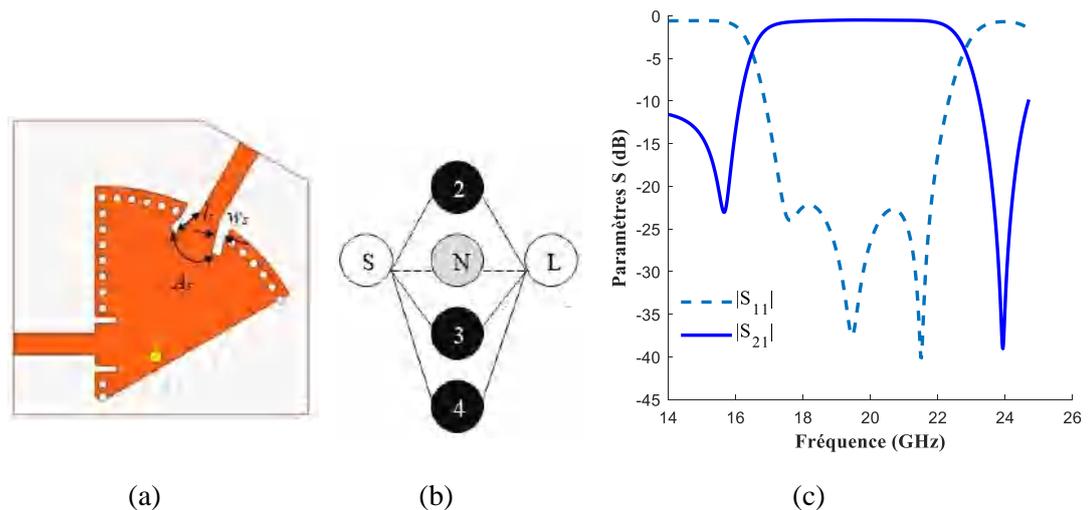


Figure III.1.7 : (a) Structure du filtre à cavité HMSIW conique triple-mode, (b) son diagramme de couplage, (c) sa réponse fréquentielle.

b) Filtres à double cavité HMSIW conique

Afin d'améliorer la réjection hors bande dans les bandes d'arrêts inférieure et supérieure, deux filtres HMSIW d'ordre supérieur sont conçus en cascasant deux cavités bi-mode / triple-mode (voir figure III.1.9). Les réponses fréquentielles simulées des filtres résultants sont représentées sur la figure III.1.10.

Le premier filtre d'ordre supérieur est réalisé en couplant deux cavités bi-mode, où le trou de perturbation est situé à (8,56 mm, 10 °). Ce filtre a une bande passante de 11,9 GHz à 16,1 GHz, un zéro de transmission dans la bande d'arrêt supérieure, des pertes d'insertion inférieures de 1,094 dB, et des pertes de retour sont meilleures que 18 dB. 14

Le deuxième filtre d'ordre supérieur conçu en couplant deux cavités triple-mode, où la perturbation située à (5,06 mm, 10 °); est doté d'une réponse quasi elliptique. Les pertes d'insertion pour ce filtre sont inférieures à 0,95 dB, les pertes de retour sont meilleures que 19,3 dB, et la bande passante relative est de 25,43% à la fréquence centrale de 19,59 GHz.

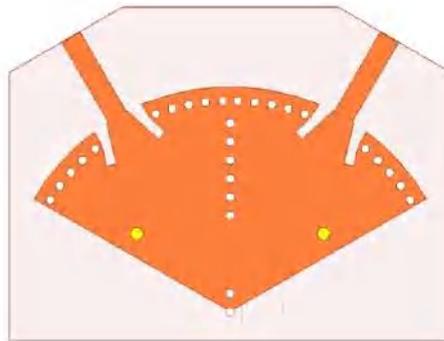


Figure III.1.8: Structure des filtres à double cavité multimode.

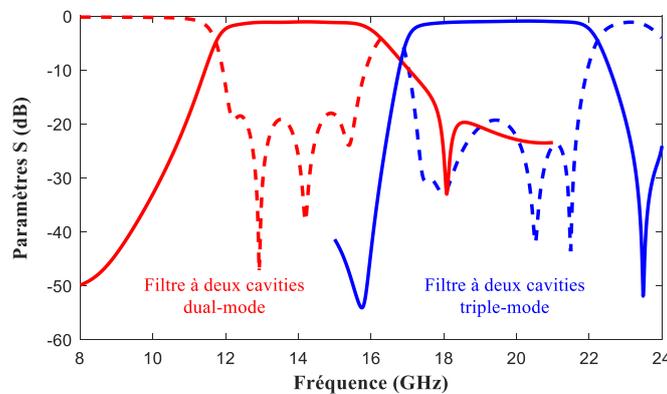


Figure III.1.9: Résultats de simulation pour les deux filtres multimodes à double cavité.

Application 2 : Conception de Filtres Passe Bande Large Bande et d'un Diviseur de Puissance à la Base d'une Cavité SIW Quintuple-Mode Chargée par un Trou Métallisé de Forme Elliptique

—Ce travail propose, un nouveau filtre passe bande à bande large basé sur un résonateur SIW quintuple-mode chargé d'un trou métallisé de forme elliptique. Puis un autre filtre miniaturisé basé sur le demi-mode du résonateur quintuple-mode est réalisé. Les deux filtres sont d'ordre cinq et offrent une large bande passante de 60.8% à la fréquence centrale de 6.73 GHz. Dans la même optique, un nouveau diviseur de puissance de filtrage à bande large (FPD) basé également sur ce résonateur est développé. Les résultats simulés montrent que la largeur de la bande passante à -15 dB est d'environ de 48,7% où la fréquence centrale est égale à 6,86 GHz.

1. Résonateur SIW quintuple-mode

La géométrie du résonateur SIW quintuple-mode proposé est représentée sur la figure III.2.1. Ce résonateur est constitué d'une cavité SIW carrée, de côté L égale à 44mm, perturbée par un trou métallisé de forme elliptique, qui est intégré au milieu de la structure et caractérisé par les deux rayons R_{major} et R_{minor} .

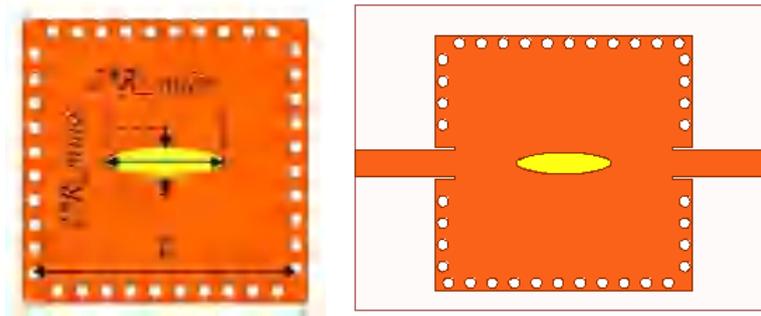


Figure III.2.1 : Le résonateur SIW quintuple-mode chargé par un trou métallisé proposé.

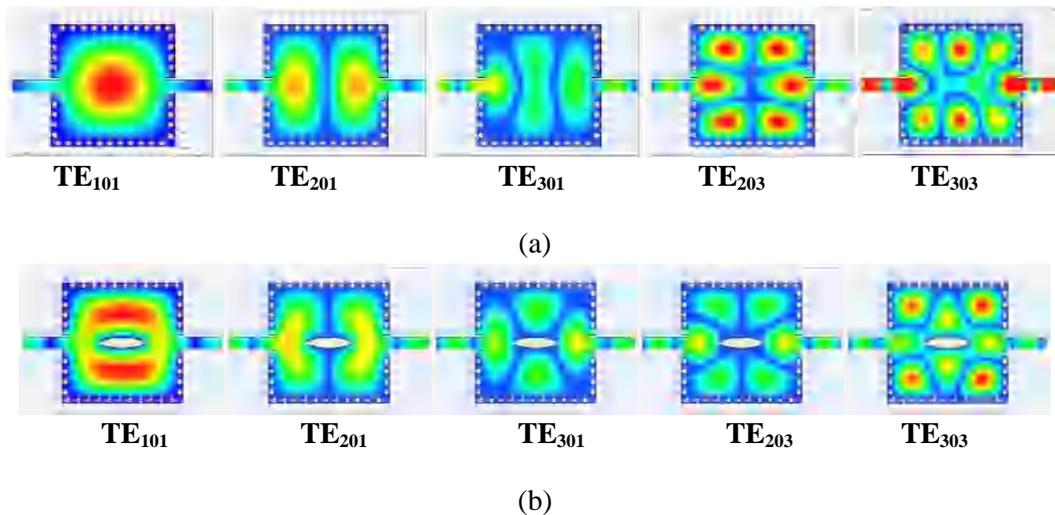


Figure III.2.2: Distribution du champ électrique pour les cinq premiers modes résonants: (a) dans une cavité SIW rectangulaire, (b) dans une cavité SIW rectangulaire chargée par un trou métallisé.

La figure III.2.2 représente l'amplitude du champ électrique dans une cavité SIW sans/avec perturbation aux fréquences de résonance des cinq premiers modes: TE_{101} , TE_{201} , TE_{301} , TE_{203} et TE_{303} . Évidemment, la perturbation est introduite au sommet du champ électrique du mode TE_{101} , et elle crée un zéro pour le champ électrique au milieu de la cavité, comme le montre la figure III.2.2 (b).

Sur la figure III.2.3 est exposée une étude comparative de fréquences de résonance entre le résonateur SIW carré et la cavité SIW perturbée. La courbe rouge en trait interrompu représente le coefficient de transmission simulé du résonateur SIW carré. Dans ce cas, les fréquences de résonances propres aux cinq premiers modes sont respectivement excitées à 3 GHz, 4.66 GHz, 6.55 GHz, 7.76 GHz et 8.77 GHz. Tandis que la courbe bleue continue montre le $|S_{21}|$ simulé du résonateur SIW perturbé. Les fréquences de résonance dans la cavité perturbée sont très proches les unes des autres par rapport aux fréquences de résonances de la cavité SIW non chargée, par conséquent, la perturbation donne lieu de concevoir un filtre avec une réponse plate dans la bande passante. Les fréquences de résonance des modes TE_{101} , TE_{201} , TE_{301} , TE_{203} et TE_{303} dans le résonateur perturbé correspondent respectivement aux 4.83 GHz, 5.52 GHz, 6.87 GHz, 7.88 GHz et 8.71 GHz.

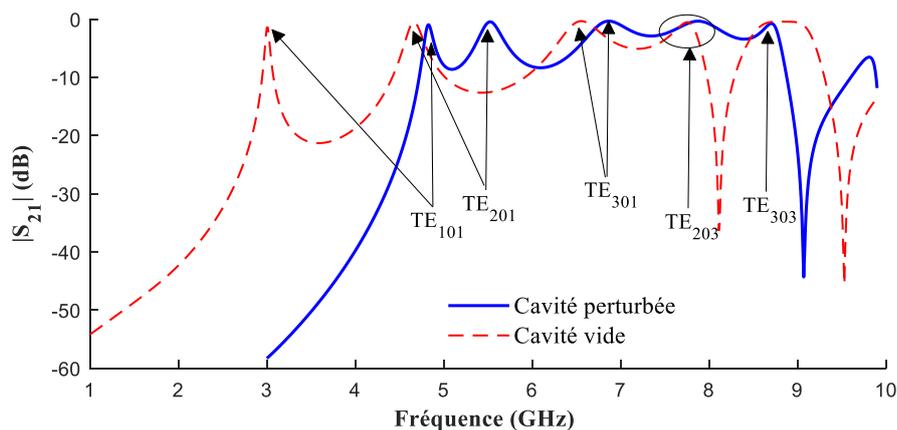


Figure III.2.3: Coefficient de transmission $|S_{21}|$ simulé d'une cavité SIW sans/avec perturbation.

2. Résonateur HMSIW quintuple-mode

D'après la figure III.2.2, nous pouvons constater que les cinq premiers modes de résonance dans la cavité SIW perturbée sont pairs (even mode) par rapport à l'axe de symétrie (xx'), le plan normal au substrat le long de l'axe (xx') peut être considéré comme une paroi magnétique équivalente pour ces cinq modes. Ainsi, la structure peut être divisée en deux le long de l'axe (xx') pour obtenir une cavité HMSIW résultante de taille réduite dont la géométrie est donnée par la figure III.2.4 (b). Nous représentons sur la figure III.2.5 les distributions du champ électrique des cinq demi-modes : TE_{101} , TE_{201} , TE_{301} , TE_{203} , et TE_{303} respectivement.

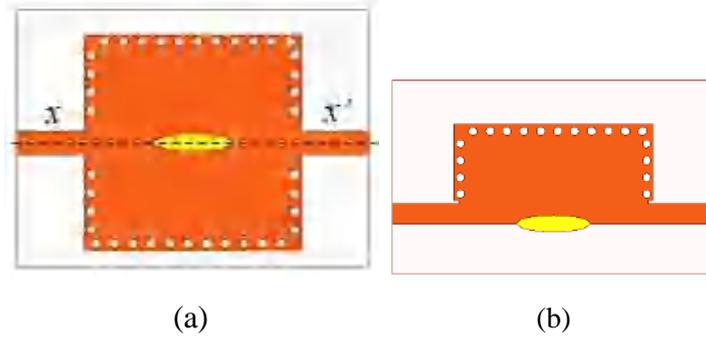


Figure III.2.4: (a) Cavity SIW quintuple-mode, (b) résonateur HMSIW quintuple-mode.

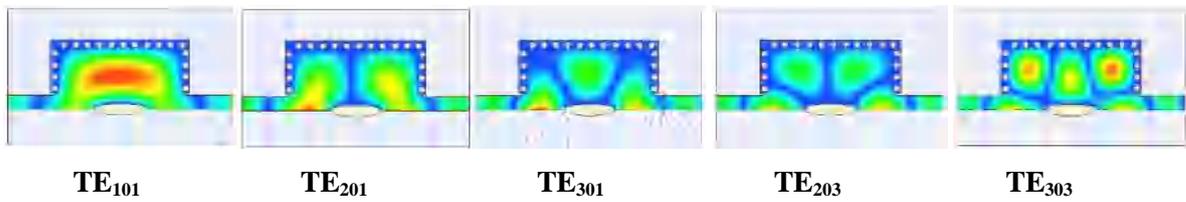


Figure III.2.5: Distribution du champ électrique pour les cinq premiers modes dans le résonateur HMSIW.

3. Filtres SIW et HMSIW Multimode

Les structures de filtres SIW et HMSIW quintuple-mode proposées, et leur diagramme de couplage sont illustrés sur la figure III.2.6. Les deux filtres passe-bande sont conçus à partir du substrat Arlon AD255 avec une constante diélectrique relative de 2,55, une tangente de perte de 0,002 et une épaisseur de 1,508 mm. Une CPW est utilisée pour la transition entre la ligne micro ruban et le résonateur SIW. De plus, des fentes inductives sont placées sur le plan supérieur de la cavité SIW et la HMSIW pour créer un effet de perturbation sur les modes excités, comme le montre la figure III.2.6. Les paramètres géométriques optimisés de ces filtres sont mentionnés dans le tableau III.2.1.

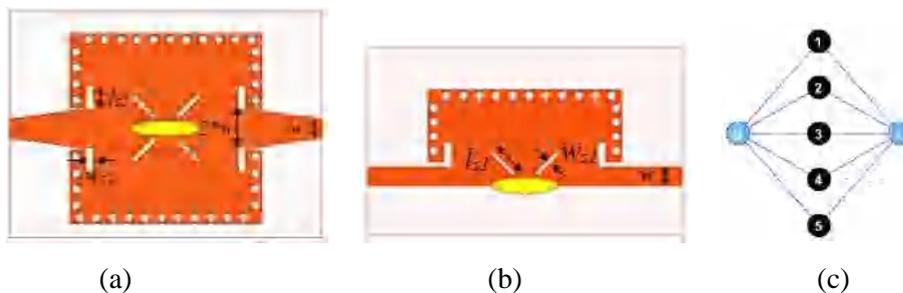


Figure III.2.6: (a) Filtre SIW quintuple-mode, (b) Filtre HMSIW quintuple-mode, (c) Diagramme de couplage des deux filtres.

Les paramètres S simulés du filtre quintuple-mode SIW avec et sans fentes inductives sont donnés sur la figure III.2.7. Du fait du décalage de fréquence sur les cinq modes produit sous l'effet de ces fentes, les pertes de retour du filtre dans la bande passante se réduisent.

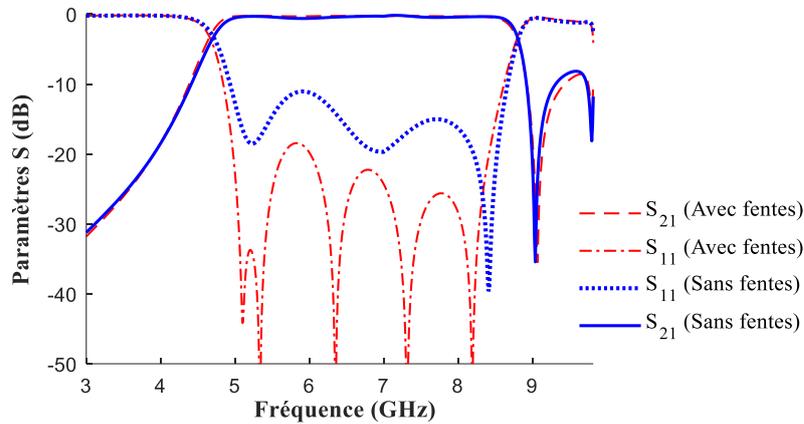


Figure III.2.7: Paramètres S simulés du filtre SIW avec et sans fentes inductives.

La figure III.2.8 représente les réponses fréquentielles des filtres multimodes SIW et HMSIW. Les deux filtres sont conçus à la fréquence centrale de 6,73 GHz avec une bande passante relative égale à 60,8%. Le filtre passe-bande en cavité quintuple-mode SIW donne des pertes de retour de l'envron de 18 dB et des pertes d'insertion inférieure à 0,3 dB, tandis que les pertes de retour du filtre passe-bande HMSIW sont de l'ordre de 20 dB en moyenne et la perte d'insertion est inférieure à 0,4 dB. Deux zéros de transmission sont observés à 9.1 GHz et 9.8 GHz pour les deux filtres.

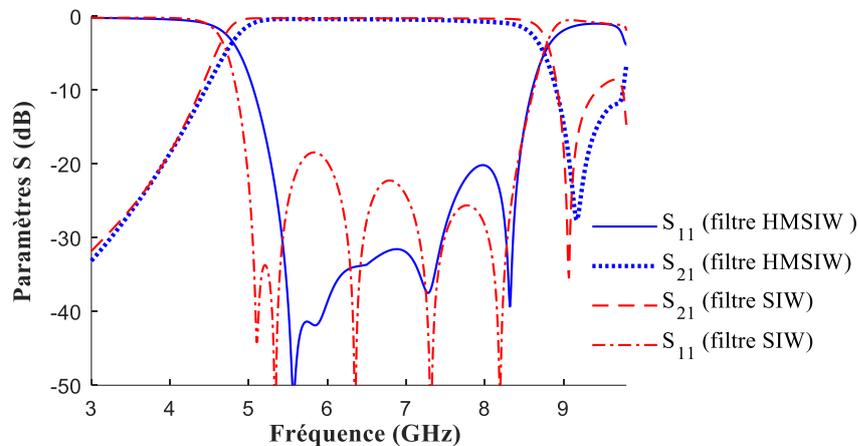


Figure III.2.8: Paramètres S simulés des filtres quintuple-mode SIW et HMSIW.

<i>Dimensions</i>	Filtre <i>SIW</i>	Filtre <i>HMSIW</i>
L	44	44
R_{major}	8.6	8
R_{minor}	2	2
w	9.4	9.2
l_{s1}	7.4	7.4
w_{s1}	1	1
l_{s2}	6.1	7
w_{s2}	1.8	1.8

Tableau III.2.1 : Paramètres géométriques des filtres SIW et HMSIW quintuple-mode (en mm).

4. Diviseur de puissance de filtrage à cavité SIW multi-mode

a) Diviseur de puissance à cavité SIW quintuple-mode

À partir de la distribution du champ pour les cinq modes dans la cavité SIW perturbée (voir figure III.2.2 (b)), nous pouvons constater que chaque mode résonant donne naissance à deux sous modes après avoir interagi avec le trou métallisé (du point A au point B (voir figure III.2.9 (a))). Puis, ils se retrouvent à la fin de l'elliptique. Ainsi, en créant une fente à partir de point B (après la division de mode) au point C (l'extrémité de la cavité), l'énergie incidente se divise en deux parties. En outre, il a été prévu que chaque mode résonant dans la cavité quintuple-mode accepte un demi-mode. Ce qui signifie, la possibilité d'atteindre la division d'énergie. La figure III.2.9 (b) représente la structure du diviseur de puissance (PD) SIW quintuple-mode proposé. Les distributions de champ pour les cinq premiers modes de résonances dans le PD (TE_{101} , TE_{201} , TE_{301} , TE_{203} et TE_{303}) sont exposées sur la figure III.2.10.

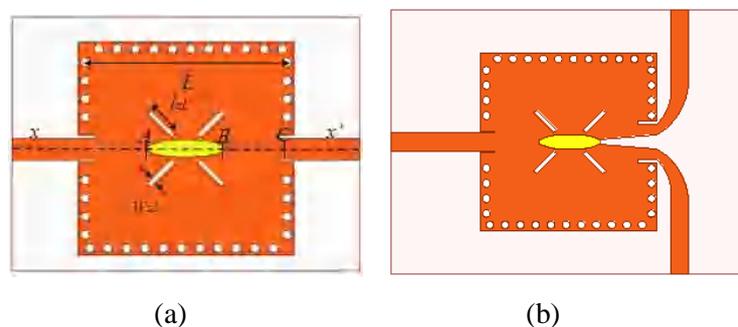


Figure III.2.9: (a) Cavité SIW quintuple-mode, (b) Structure du diviseur de puissance proposé.

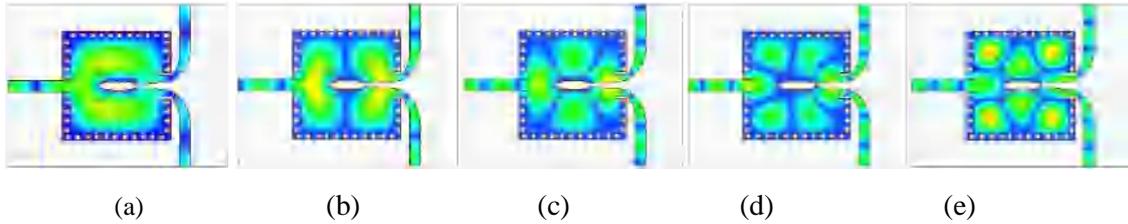


Figure III.2.10: Distribution du champ électrique dans le diviseur de puissance pour les cinq modes distincts: (a) TE₁₀₁, (b) TE₂₀₁, (c) TE₃₀₁, TE₂₀₃ and (e) TE₃₀₃.

b) Diviseur de puissance de filtrage (FPD) à cavité SIW quintuple-mode

La structure et la topologie du FPD à cavité SIW quintuple-mode sont illustrées sur la figure III.2.11. Le FPD est composé d'une seule cavité SIW en créant une fente après le trou elliptique à l'extrémité de la cavité. La ligne d'alimentation d'entrée est perpendiculaire à l'axe Y, et les deux lignes d'alimentation de sortie sont parallèles à l'axe (xx'). En injectant un signal dans le port 1, une répartition égale de puissance peut être obtenue entre les ports 2 et 3.

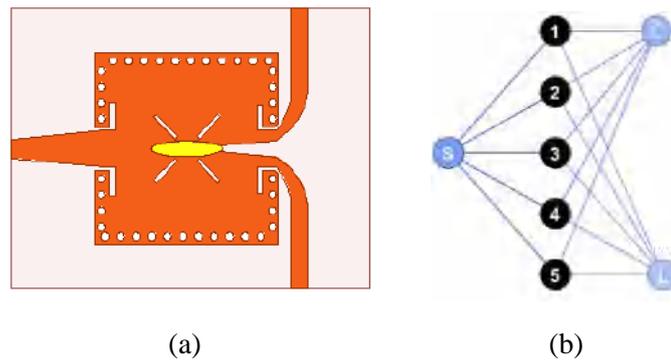


Figure III.2.11: (a) Structure du FPD SIW proposé, (b) diagramme de couplage du FPD SIW quintuple-mode.

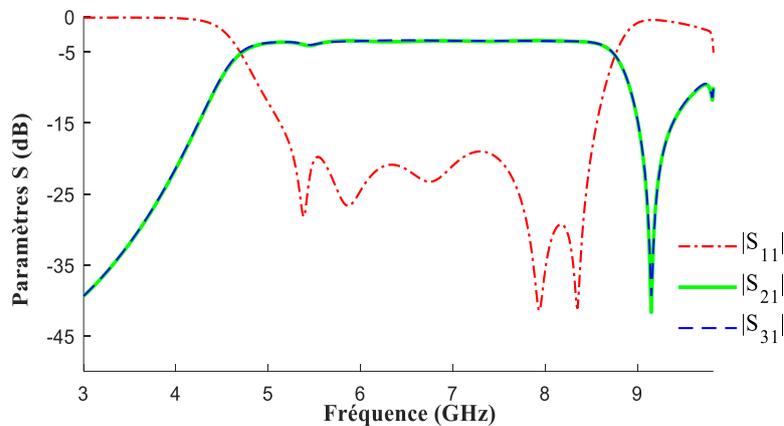


Figure III.2.12: Paramètres S simulés du FPD SIW quintuple-mode.

La réponse fréquentielle simulée du FPD SIW proposé est présentée sur la figure III.2.12. Les performances obtenues sont les suivantes :

- La perte d'insertion minimale est inférieure à 3,34 dB.
- La perte de retour est de l'ordre de 19 dB.
- La bande passante relative est de l'envron de 48,7% à la fréquence centrale de 6,86 GHz.

Les déséquilibres d'amplitude et de phase qui sont simulés respectivement de l'ordre de 0,3 dB et $1,4^\circ$ de 3 à 8,5 GHz (voir figure III.2.13).

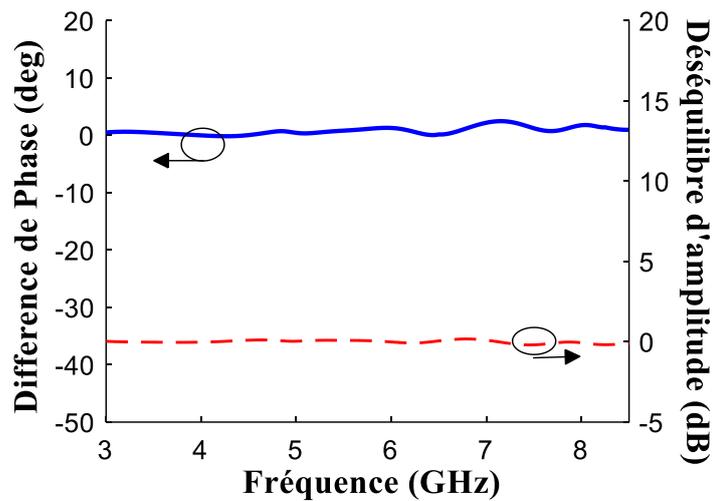


Figure III.2.13: Déséquilibres de phase et d'amplitude du FPD.

Application 3 : Conception d'un Filtre Passe Bande à Bande Large en Cavité SIW Quintuple-Mode Chargée par un Résonateur Diélectrique de Forme elliptique

Ce travail propose un nouveau filtre passe-bande large bande à base d'une cavité SIW quintuple-mode circulaire. Quatre trous métallisés sont placés dans la cavité pour exciter cinq modes de résonance. Un résonateur diélectrique de forme elliptique (EDR) a été introduit au milieu de la cavité pour déplacer certains modes de résonance et pour supprimer des modes d'ordre supérieur. Les dimensions optimales et la permittivité diélectrique de l'EDR ont été étudiées. Le nouveau filtre a été conçu, fabriqué et mesuré et les résultats obtenus sont satisfaisants. Les résultats de simulation et de mesure correspondent à 51,7 % de la bande passante relative à la fréquence centrale de 10,1 GHz, avec un zéro de transmission (TZ) dans la bande d'arrêt inférieure et quatre TZs dans la bande de d'arrêt supérieure.

1. Cavité SIW quintuple-mode chargée par un EDR

La figure III.3.1 représente la structure du résonateur quintuple-mode proposé. Ce dernier est constitué d'une cavité SIW circulaire de rayon $R = 15$ mm, mise en œuvre sur un substrat Rogers 5880 avec une permittivité diélectrique $\epsilon_{r1} = 2,2$ et une épaisseur $h = 0,787$ mm. Deux mécanismes de perturbation de mode sont introduits dans la cavité pour générer les cinq modes de résonance. Afin d'exciter les cinq modes de résonance, une paire de deux trous métallisés est chargée autour de l'axe (AA') avec $(\theta, t) = (20^\circ, 10.9\text{mm})$ comme le montre la figure III.3.1 (a).

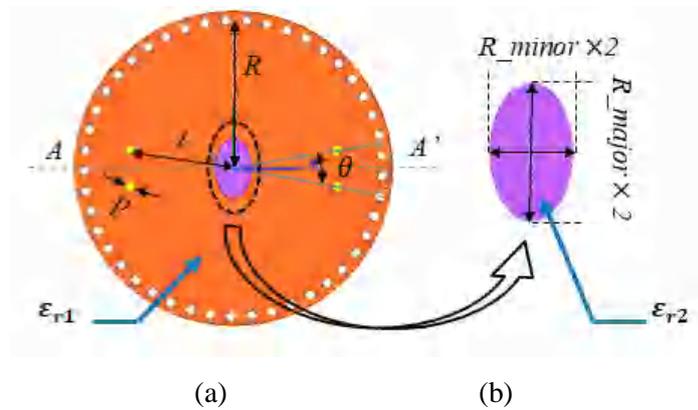


Figure III.3.1 : Résonateur SIW quintuple-mode :(a) Cavité SIW circulaire chargée par quatre trous métallisés et de l'EDR, (b) Géométrie de l'EDR.

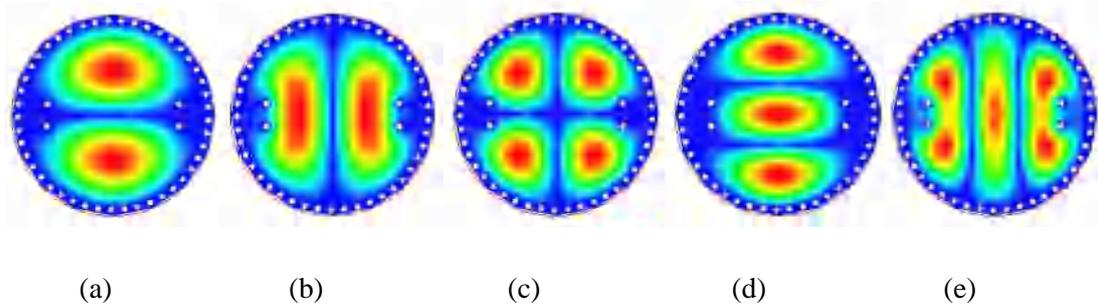


Figure III.3.2: Distribution de champ électrique pour cinq modes consécutifs dans un résonateur SIW circulaire chargé par quatre trous métallisés, qui sont: (a): TM_{110}^1 , (b): TM_{110}^2 , (c): TM_{210} , (d): TM_{020}^1 , (e): TM_{020}^2 .

Les distributions du champ électrique pour cinq modes dégénérés dans le résonateur SIW circulaire chargé par quatre trous métallisés sont représentées sur la figure III.3.2, qui sont : une paire de modes TM_{110} perturbés (nommé TM_{110}^1 et TM_{110}^2), mode TM_{210} , et une autre paire de modes TM_{020} perturbés (nommé TM_{020}^1 et TM_{020}^2).

Comme deuxième perturbation, un EDR est intégré au milieu du résonateur SIW. La forme elliptique est choisie pour correspondre à l'alignement du champ électrique des cinq modes de résonance (voir figure III.3.2).

Afin de définir l'effet de l'EDR dans le résonateur, nous avons étudié la variation des cinq fréquences de résonance en fonction de la géométrie et de la permittivité de l'EDR. Les dimensions de l'EDR sont prises comme : $R_{\text{minor}} = 0,6 \times R_{\text{major}}$.

La figure III.3.3 (a) représente la variation des fréquences de résonance en fonction de R_{major} , où $\epsilon_{r2} = 6,15$. Nous pouvons observer sur cette figure qu'un TZ apparaisse entre TM_{110}^2 et TM_{210} , et un autre TZ sépare le mode TM_{020}^1 du mode TM_{020}^2 lorsque $R_{\text{major}} = 0$ mm (cas d'une cavité perturbée uniquement par les quatre trous métallisés). En outre, en augmentant la valeur de R_{major} , les TZs disparaissent, ce qui donne la possibilité de concevoir le filtre passe-bande. D'un autre côté, si R_{major} est inférieur à 3,75 mm, l'EDR n'aura de l'influence que sur les modes 4 et 5, car ils atteignent leur maximum respectif au centre de la cavité. Cependant, les modes 1, 2 et 3 atteignent leur minimum donc restent presque inchangés. En revanche, si R_{major} prend une valeur supérieure à 3,75 mm, l'EDR interagit avec tous les modes. Ainsi, les fréquences de résonance diminuent quand R_{major} croît.

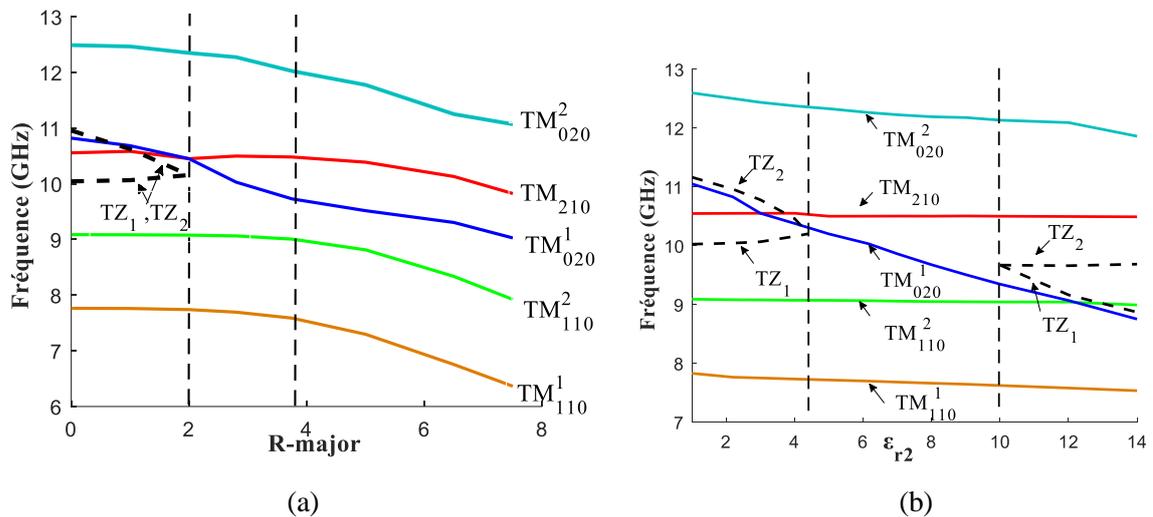


Figure III.3.3 : Variation de fréquences de résonance des cinq modes en fonction : (a) du rayon de l'EDR (R_{major}). (b) de la permittivité de l'EDR.

La figure III.3.3 (b) montre la variation de fréquences de résonance des cinq modes par rapport à la permittivité de l'EDR, où $R_{\text{major}} = 2,8$ mm. Nous pouvons voir que si ϵ_{r2} prend des valeurs comprises entre 4,5 et 10, le TM_{020}^1 se déplace entre le mode TM_{110}^2 et le mode TM_{210} , dans ce cas, aucun TZ ne sépare les cinq modes de résonance.

Dans le concept proposé, l'EDR est utilisé pour supprimer les TZs indésirables en déplaçant le mode TM_{020}^1 entre TM_{110}^2 et TM_{210} . Suite à l'optimisation paramétrique de l'EDR, la valeur du rayon R_{major} doit être comprise entre 2 mm et 4 mm quand $\epsilon_{r2}=6.5$, et la permittivité diélectrique ϵ_{r2} prend des valeurs comprises entre 4,5 et 10 quand $R_{\text{major}} = 2,8$ mm.

Le substrat de l'EDR choisi est Arlon AD 600 avec une permittivité diélectrique de $\epsilon_{r2} = 6,15$, avec $R_{\text{major}} = 3,15$ mm. Les nouvelles distributions de champ électrique dans la quintuple-mode cavité chargée par un EDR sont données sur la figure III.3.4. Comme nous l'avons indiqué précédemment pour les nouvelles distributions de champ, le mode TM_{020}^1 devient le troisième mode, tandis que le mode TM_{210} devient le quatrième mode.

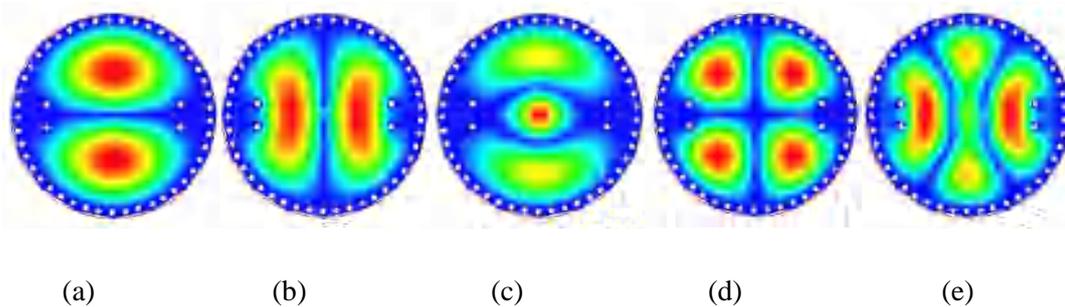


Figure III.3.4 : Distribution du champ électrique dans un résonateur SIW circulaire chargé par quatre trous métallisés et de l'EDR pour cinq modes consécutifs: (a): TM_{110}^1 , (b): TM_{110}^2 , (c): TM_{210} , (d): TM_{020}^2 , (e): TM_{020}^1 .

Pour vérifier notre concept, le coefficient de transmission simulé $|S_{21}|$ du résonateur quintuple-mode proposé avec et sans EDR sont comparés dans la figure III.3.5. De toute évidence, l'utilisation de l'EDR permet la mise en œuvre d'un filtre à cavité quintuple-mode avec une large bande passante. De plus, quatre TZs peuvent apparaître dans la bande d'arrêt supérieure en utilisant l'EDR approprié, ce qui a permis d'améliorer la rejection hors bande.

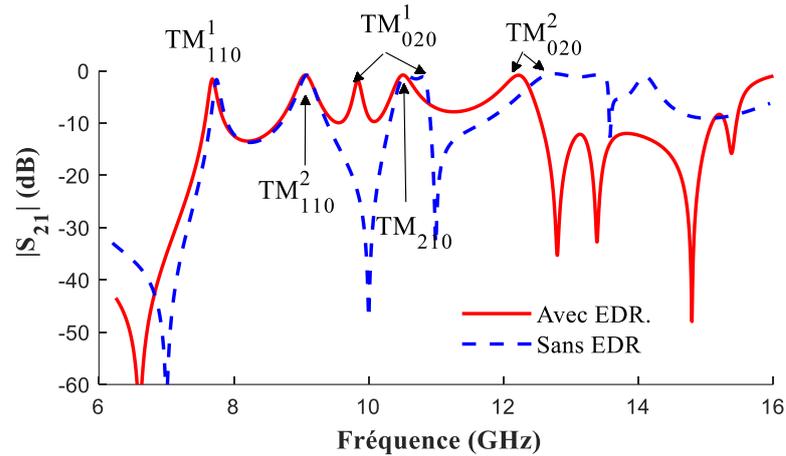


Figure III.3.5 : Coefficient de transmission simulé $|S_{21}|$ du résonateur quintuple-mode proposé avec et sans EDR.

Afin de mieux percevoir l'évolution de la bande passante en fonction de la position de trous métallisés, la figure III.3.6 montre la variation de la magnitude de $|S_{21}|$ simulée avec différentes valeurs de t . Nous pouvons observer que les fréquences de résonance f_2 , f_4 et f_5 correspondant respectivement aux modes TM_{110}^2 , TM_{210} et TM_{020}^2 , diminuent avec l'augmentation de t , tandis que f_1 et f_3 restent quasiment invariables. En effet, les trous de perturbation se situent là où le champ électrique de TM_{110}^1 et TM_{020}^1 est relativement faible. Ainsi, la bande passante de fonctionnement peut être efficacement réglable et contrôlable.

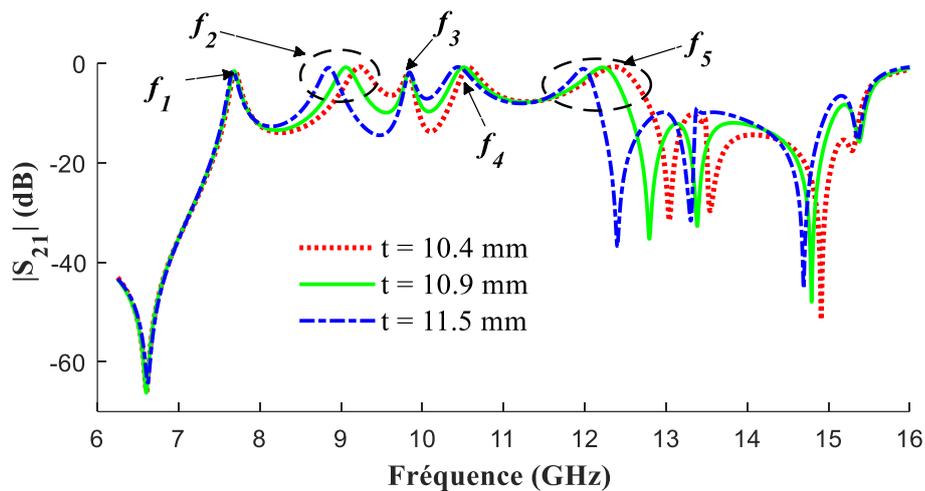


Figure III.3.6 : Coefficient de transmission simulé $|S_{21}|$ de la cavité quintuple-modes proposé avec différents valeurs de t .

2. Filtre à cavité SIW quintuple-mode

Afin de mettre en évidence les performances de la cavité SIW quintuple-mode proposée, un filtre à cavité unique basé sur ce résonateur est étudié dans cette section. Le filtre à cavité quintuple-mode est excité par deux lignes micro ruban couplées en quadrature avec la cavité SIW (voir figure III.3.7). Pour obtenir un fort couplage entre les lignes d'alimentation et le résonateur, une transition CPW est utilisée en ajoutant deux fentes à la fin de chaque ligne micro ruban. Le CPW s'étend dans le résonateur SIW et les deux fentes se divisent vers les trous de perturbation pour obtenir une meilleure transmission d'énergie.

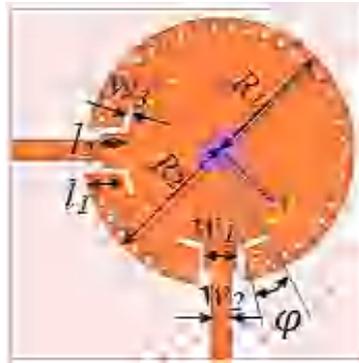


Figure III.3.7 : Structure du filtre à cavité SIW quintuple-mode proposé.

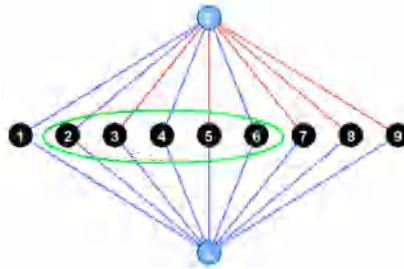
La figure III.3.8 (a) représente le diagramme de couplage du filtre à cavité quintuple-mode proposée. Dans ce diagramme, les modes 2, 3, 4, 5 et 6 génèrent la bande passante du filtre, tandis que le premier nœud correspondant au mode fondamental TM_{010} , et les modes 7, 8 et 9 sont trois modes évanescents, qui correspondent respectivement aux fréquences 14,5 GHz, 15,2 GHz et 16,1 GHz.

Les éléments de couplage externe M_{Si} , M_{Li} et les éléments diagonaux M_{ii} sont calculés en utilisant les méthodes de synthèse de la matrice de couplage pour les fonctions de filtrage de Tchebychev (voir chapitre 2 section 3).

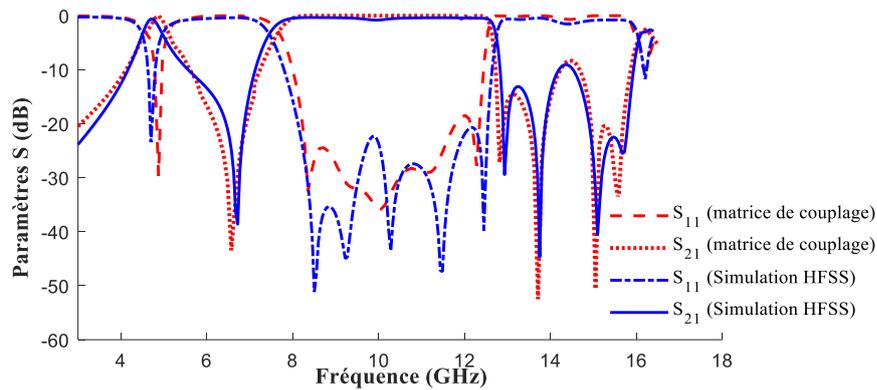
Sur la figure III.3.8 (b) une comparaison entre les coefficients de réflexion ($|S_{11}|$) et les coefficients de transmission ($|S_{21}|$) simulés par HFSS et les résultats obtenus à partir de la matrice de couplage $[M]$ est présentée et les résultats obtenus sont en bon accord.

M=

0	0.3246	0.3750	-0.5350	0.5320	-0.4432	0.2651	-0.1530	-0.0100i	-0.1010	-0.0200i	-0.1286	-0.0200i	0
0.3246	3.0110	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.3246
0.3750	0	1.1293	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.3750
-0.5350	0	0	0.6875	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.5350
0.5320	0	0	0	-0.1756	0	0	0	0	0	0	0	0	0.5320
-0.4432	0	0	0	0	-0.8910	0	0	0	0	0	0	0	0.4432
0.2651	0	0	0	0	0	-0.9167	0	0	0	0	0	0	0.2651
-0.1530 - 0.0100i	0	0	0	0	0	0	-1.3000	-0.0500i	0	0	0	0	0.1530 - 0.0100i
-0.1010 - 0.0200i	0	0	0	0	0	0	0	0	-1.5900	-0.9 i	0	0	0.1010 - 0.0200i
-0.1286 - 0.0200i	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1.7830	-0.0150i	0.1286 - 0.0200i
0	0.3246	0.3750	0.5350	0.5320	0.4432	0.2651	0.1530	-0.0100i	0.1010	-0.0200i	0.1286	-0.0200i	0



(a)



(b)

Figure III.3.8 : (a) Topologie du filtre, (b) Paramètres S du filtre synthétisé par la matrice [M] et simulé par HFSS.

➤ **Processus de fabrication**

En effet, lors de la fabrication du filtre proposé, l’EDR sera intégré manuellement dans la cavité. Les dimensions du trou elliptique introduit dans la cavité doivent être supérieures aux diamètres de l’EDR pour faciliter le processus d’installation. Cela provoque quelques erreurs provenant du gap d'air entre la cavité et l’EDR (voir figure III.3.9), ce qui nécessite une analyse détaillée sur l’effet du gap d’air sur la réponse fréquentielle du filtre et de prévoir ainsi comment l’éliminer.

Le gap d’air prendra naissance dans les deux plaques métalliques de la cavité et entre le diélectrique de l’EDR et le diélectrique de la cavité SIW principal. Pour éliminer l’effet du

gap d'air des conducteurs, nous pouvons ajouter un ruban adhésif en cuivre après l'intégration de l'EDR sur les couches supérieure et inférieure de la cavité. Afin de minimiser l'effet du gap d'air entre le diélectrique du résonateur SIW principal et le diélectrique de l'EDR, nous avons d'abord examiné l'impact du gap d'air dans ce cas en traçant la variation des paramètres S du filtre avec différentes valeurs du gap d'air (g) où les dimensions de l'EDR sont fixées ($R_{\text{major}} = 3,3$ mm). Cette variation est montrée sur la figure III.3.10 (a). Nous pouvons voir que les fréquences des trois premiers modes varient avec l'augmentation de g , ce qui affecte la perte de retour, qui peut atteindre la valeur de 12,3 dB lorsque $g = 1$ mm. Alors, pour diminuer cet effet, il suffit de déplacer les modes de résonance vers leurs fréquences initiales en variant les dimensions de l'EDR. La figure III.3.10 (b) montre le rayon de l'EDR approprié (R_{major}) pour différentes dimensions du gap d'air pour maintenir les pertes de retour inférieur à 21 dB.

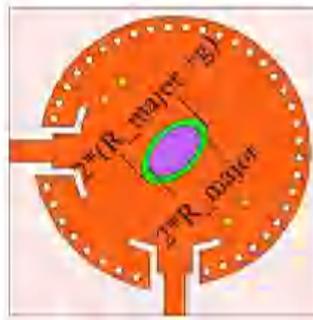


Figure III.3.9 : Configuration du filtre proposé avec le gap d'air.

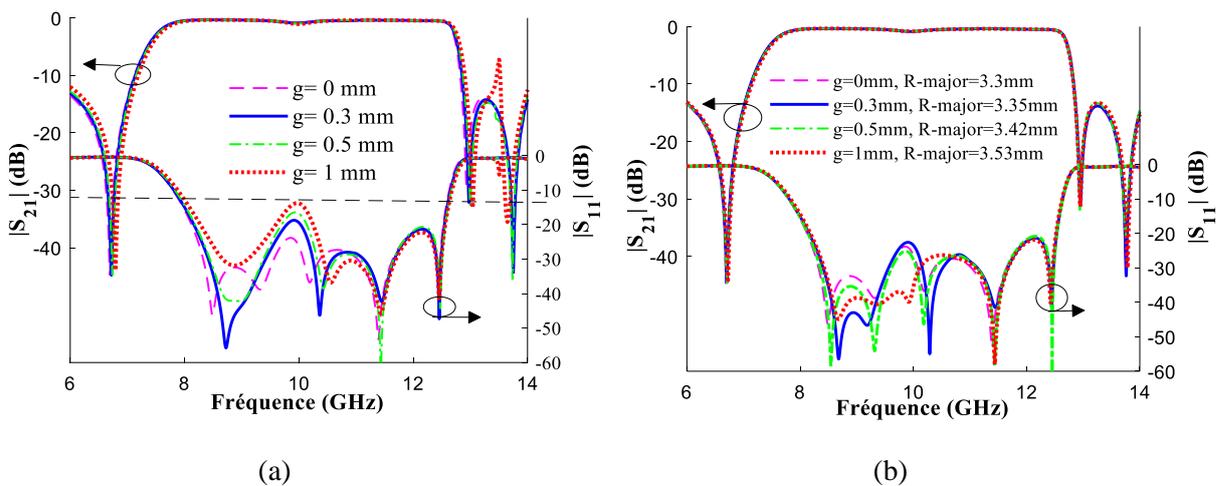


Figure III.3.10 : Variation des paramètres S du filtre proposé en fonction de différentes valeurs de :

(a) g , (b) g et R_{major} .

3. Fabrication du prototype et Résultats expérimentaux

Afin de valider le concept proposé, un prototype de filtre est conçu, fabriqué et mesuré. La photographie du circuit réalisé est représentée sur la figure III.3.11 (a). Les paramètres optimisés de ce filtre sont résumés dans le tableau III.3.1. Sur la figure III.3.11 (b) sont données les réponses fréquentielles simulées et mesurées du filtre proposé, l'accord est satisfaisant. Les performances obtenues sont les suivantes :

- La bande passante relative mesurée est de l'environ de 51,7% à la fréquence centrale de 10,1 GHz.
- La perte de retour mesurée est supérieure à 17.5 dB
- La perte d'insertion minimale est de l'ordre de 1,1 dB.

R_1	15,6 mm	l_2	3,4 mm
R_2	16,5 mm	p	1 mm
w_1	2,6 mm	(θ, t)	(17 °, 10,9 mm)
w_2	4,2 mm	g	0,3 mm
w_3	1 mm	R_{major}	3,35 mm
l_1	4 mm	R_{minor}	2,1 mm
φ	10,5°		

Tableau III.3.1: Paramètres géométriques du filtre à cavité quintuple-mode.

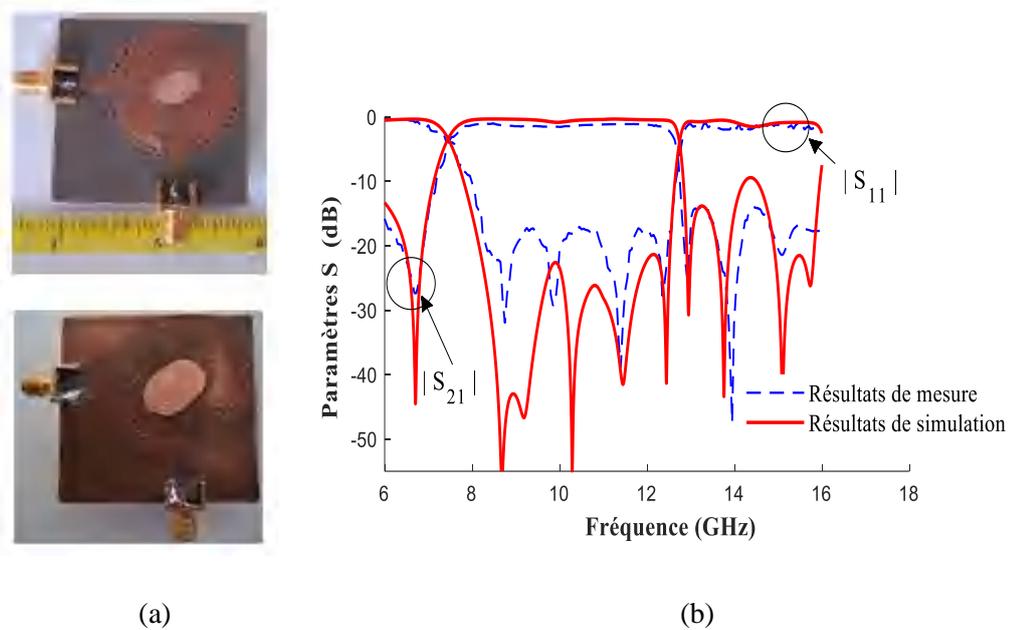


Figure III.3.11 : (a) photographies du filtre fabriqué. (b) Résultats de mesure et de simulation.

Application 4 : Conception d'un Filtre SIW Multi-Mode Large Bande avec une Large Bande d'arrêt en utilisant des CSRRs et des DGS

— Ce travail propose un nouveau filtre large bande basé sur un résonateur SIW quintuple-mode. Pour exciter les cinq modes de résonance, la cavité SIW est perturbée par deux trous métallisés. Une paire de CSRRs est gravée sur le plan supérieur du résonateur pour contrôler les modes dégénérés. Un filtre quintuple-mode avec une réponse sélective est conçu à la base de ce résonateur. Un filtre d'ordre sept avec une large bande d'arrêt est également réalisé à l'aide d'une paire de filtres micro ruban passe-bas (LPF). Les filtres à cavité SIW proposés ont été conçus, fabriqués et mesurés pour vérifier le concept proposé. Les résultats de simulation et de mesure sont en bon accord avec une bande passante relative de l'ordre de 49,8% à la fréquence centrale de 5,3 GHz.

1. Résonateur SIW quintuple-mode chargé de CSRRs

La structure du résonateur SIW quintuple-mode proposé est illustrée sur la figure III.4.1. Le résonateur est constitué d'une cavité SIW carré perturbée par deux trous métallisés et une paire de CSRR. La cavité SIW est conçue à partir d'un substrat PCB standard Rogers RO4350B, avec une constante diélectrique relative de 3,5, une tangente de perte diélectrique de l'envron de 0,004 et une épaisseur de 1,52 mm.

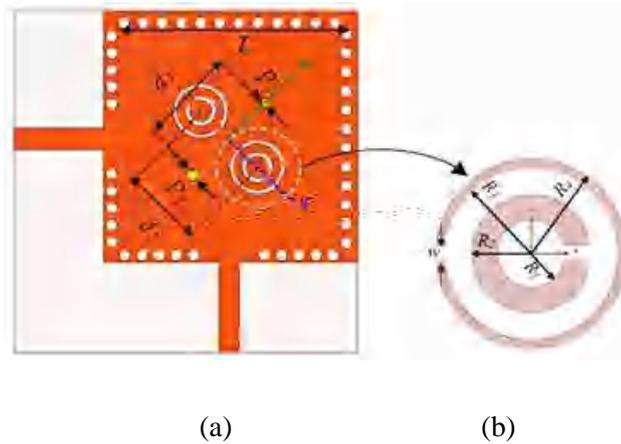


Figure III.4.1 : (a) Résonateur SIW quintuple-mode, (b) Configuration de CSRR.

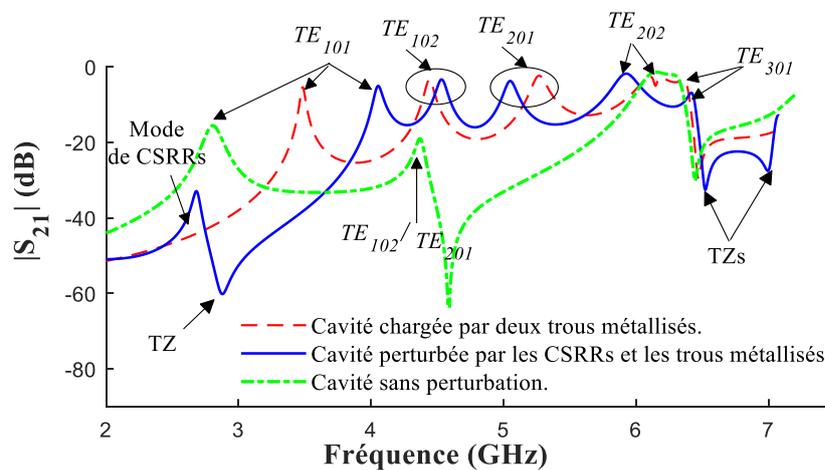


Figure III.4.2: Coefficient de transmission $|S_{21}|$ simulé du résonateur quintuple-mode proposé sans et avec CSRRs.

La figure III.4.2 montre le coefficient de transmission $|S_{21}|$ simulé du résonateur proposé avec et sans CSRRs. Évidemment, lorsque la cavité SIW est chargée uniquement par deux trous métallisés, cinq modes dégénérés consécutifs sont excités, qui sont respectivement : le mode TE_{101} (mode fondamental), TE_{102} , TE_{201} , TE_{202} et TE_{301} , avec un

zéro de transmission (TZ) apparu dans la bande d'arrêt supérieure. Cependant, le mode fondamental TE_{101} est excité loin des autres modes, ce qui nécessite d'introduire un autre élément de perturbation. Après l'intégration des CSRRs, le mode TE_{101} se déplace près du second mode et les autres quatre fréquences de résonance se décalent par rapport à leurs valeurs initiales, ce qui donne la possibilité de les ajuster en modifiant les dimensions de CSRRs, afin d'obtenir une perte d'insertion plate dans la bande passante. D'un autre côté, les CSRRs ont été gravés sur le métal supérieur de la cavité, ils se comportent donc comme un dipôle électrique, et nécessitent une excitation électrique axiale. Dans ce cas, les CSRRs peuvent être excités par le mode TE_{101} dans la cavité SIW. Ainsi, le mode de CSRRs est généré en dessous de la fréquence du mode TE_{101} . De plus, un TZ émerge entre les deux modes, et un autre TZ est apparu dans la bande d'arrêt supérieure, ce qui assure une bonne sélectivité.

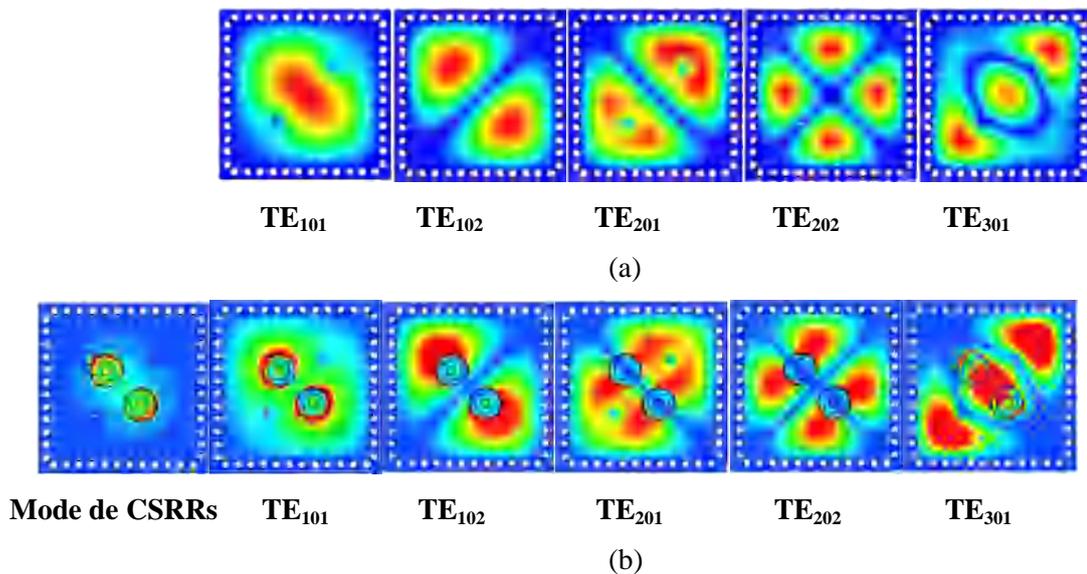


Figure III.4.3 : Distribution du champ électrique pour les premiers modes résonants dans une cavité SIW rectangulaire : (a) perturbée par deux trous métallisés, (b) perturbée par deux trous métallisés et une paire de CSRR.

La figure III.4.3 montre la distribution du champ électrique pour les cinq premiers modes mentionnés ci-dessus et du mode de CSRRs dans la cavité SIW sans/avec CSRRs respectivement. Nous pouvons voir que les trous de perturbation sont situés au sommet du champ électrique de modes : TE_{101} , TE_{201} et TE_{301} . Ainsi, la première, la troisième et la dernière fréquence peuvent être contrôlées en changeant la position des trous métallisés. Afin d'estimer l'effet de trous de perturbation sur la bande passante, la variation des cinq

modes de résonance en fonction de la longueur d_1 est prise en considération (voir figure III.4.4). Évidemment, les fréquences de résonance f_1 du premier mode et f_5 du dernier mode qui déterminent la largeur de la bande passante décroissent et croissent respectivement avec l'augmentation de d_1 , tandis que celles des modes 2 et 4 (f_2 et f_4) restent quasiment invariables. Par conséquent, la largeur de la bande passante peut être ajustée en variant la position des trous de perturbation.

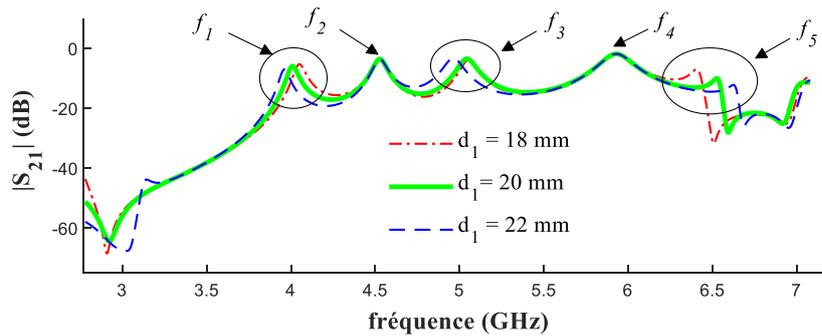
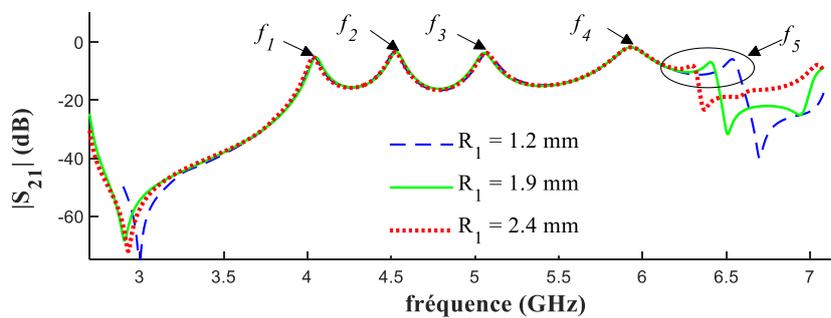
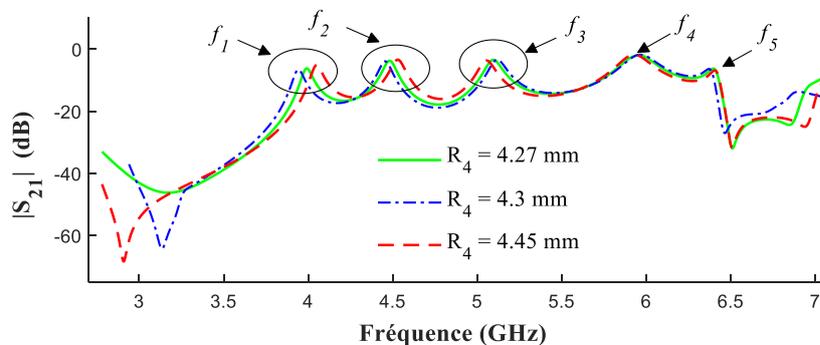


Figure III.4.4: Variation des fréquences de résonance par rapport à d_1 .



(a)



(b)

Figure III.4.5: Amplitude de $|S_{21}|$ simulée en fonction des différentes dimensions de CSRRs, (a) par rapport au rayon R_1 , (b) en fonction de R_4 .

Comme mentionné ci-dessus, les CSRRs peuvent contribuer au contrôle des fréquences de résonance des cinq modes dégénérés. En fonction de cette propriété, la figure III.4.5 montre la variation de fréquences de résonance en modifiant les dimensions de CSRRs. Nous observons sur la figure III.4.5 (a) que la fréquence de résonance du mode TE_{301} croît lorsque R_1 est croissant, tandis que les autres quatre modes restent quasiment inchangés. Par conséquent, la dernière fréquence de résonance peut être contrôlée indépendamment en variant le rayon R_1 . La figure III.4.5 (b) montre que la première, la deuxième et la troisième fréquence de résonance décroissent quand le rayon R_4 croît, tandis que les quatrième et cinquième fréquences sont légèrement inchangées. Par conséquent, la largeur de la bande de fonctionnement entre f_1 et f_3 peut être effectivement ajustée. En outre, le zéro de transmission dans la bande d'arrêt inférieure peut être ajusté en variant le rayon R_4 , afin d'obtenir une bonne sélectivité.

2. Facteur de qualité du résonateur SIW chargée de CSRRs

Pour obtenir le couplage critique et l'adaptation d'impédance souhaitée entre les lignes d'alimentation et le résonateur SIW carré, deux fentes de transition classiques sont utilisées comme le montre la figure III.4.6. Afin d'analyser le couplage des modes résonants avec la source et la charge, le facteur de qualité externe de chaque mode est extrait avec des t_2 variés (voir figure III.4.7). Au fur et à mesure que t_2 croît, le facteur de qualité externe Q_e chute progressivement. Ce qui implique que les cinq modes ont un couplage très fort avec la source externe.

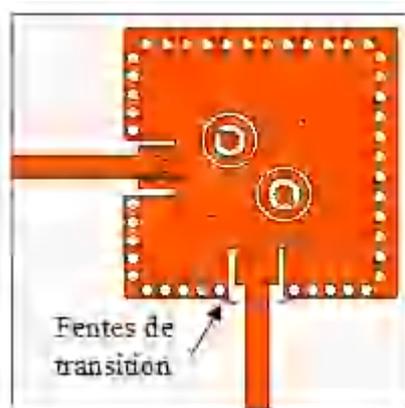


Figure III.4.6: Filtre à cavité SIW quintuple-mode unique proposé.

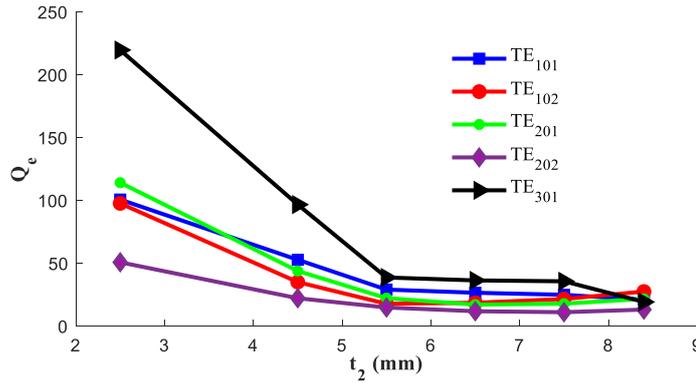


Figure III.4.7: Facteur de qualité externe (Q_e) extrait en fonction de t_2 .

Pour estimer l'effet des CSRRs sur le facteur de qualité externe (Q_e) et la perte d'insertion (IL), les facteurs de qualité Q_e et Q_0 du mode fondamental TE_{101} dans la cavité avec \ sans CSRRs sont déterminés. Nous choisissons le mode TE_{101} car c'est le mode le plus affecté par les CSRRs, comme le montre la figure III.4.8. D'un autre côté, c'est le mode qui excite le mode de CSRRs.

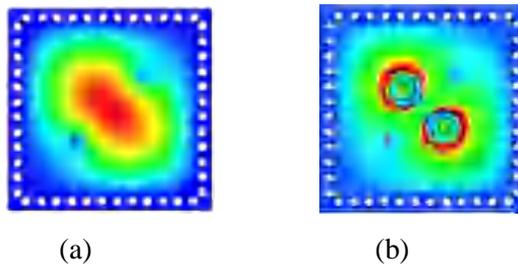


Figure III.4.8: Répartition du champ électrique du mode fondamental TE_{101} dans le résonateur proposé, (a) sans CSRRs, (b) avec CSRRs.

	Avec CSRRs	Sans CSRRs
$f_0 (TE_{101})$ (GHz)	4.02	3.15
$Q_0 (TE_{101})$	260	340
$Q_e (TE_{101})$	25	31
IL (dB)	0.8	0.76

Tableau III.4.1: Facteurs Q et IL de la cavité SIW proposée avec \ sans CSRRs.

La perte d'insertion (IL) est calculée en utilisant la formule (III.1), et leurs valeurs sont mentionnées dans le tableau I. Les pertes d'insertion peuvent être tout simplement

négligées, ce phénomène s'explique par le fait que les dimensions de CSRRs sont très faibles.

$$IL(dB) = -20 \log \left(\frac{Q_0}{Q_0 + Q_e} \right) \quad (\text{III. 1})$$

2. Filtre large bande à cavité SIW quintuple-mode

Un filtre large bande à base du résonateur quintuple-mode proposé est étudié dans cette section. La structure et la topologie du filtre proposée sont illustrées sur la figure III.4.5 et la figure III.4.9 (a) respectivement. En se référant à la section précédente, le filtre est couplé avec deux lignes micro ruban à l'aide de deux fentes à l'extrémité des lignes d'alimentation d'entrée / sortie, ce qui procure un couplage plus fort entre la cavité quintuple-mode SIW et les lignes micro ruban.

Dans la topologie de ce filtre, le mode de CSRRs fonctionne comme un nœud non résonnant (NRN) qui partage la même cavité avec le quintuple-mode mais résonne à des fréquences différentes, afin d'introduire un couplage indirect entre les deux ports. Tandis que les cinq modes : TE_{101} (mode fondamental), TE_{102} , TE_{201} , TE_{202} et TE_{301} , qui produisent la bande passante sont représentés par les nœuds 2, 3, 4, 5, et 6 respectivement. Ensuite, deux modes d'ordre supérieur sont utilisés pour bien caractériser la bande d'arrêt supérieure.

M=

$$\begin{bmatrix} 0 & 0.4696 & 0.4350 & -0.5350 & 0.5495 & -0.4132 & 0.2031 & -0.5310 & -0.3310 & 0 \\ 0.4696 & 3.0350 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.4696 \\ 0.4350 & 0 & 1.3293 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.4350 \\ -0.5350 & 0 & 0 & 0.8175 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5350 \\ 0.5495 & 0 & 0 & 0 & 0.0156 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5495 \\ -0.4132 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.9010 & 0 & 0 & 0 & 0.4132 \\ 0.2031 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.9567 & 0 & 0 & 0.2031 \\ -0.5310 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1.6290 & 0 & 0.5310 \\ -0.3310 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1.6821 & 0.3310 \\ 0 & 0.4696 & 0.4350 & 0.5350 & 0.5495 & 0.4132 & 0.2031 & 0.5310 & 0.3310 & 0 \end{bmatrix}$$

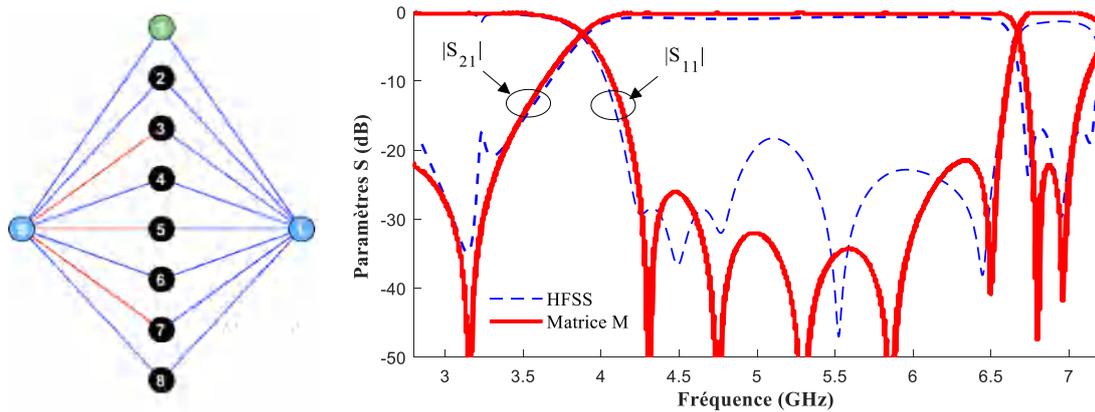


Figure III.4.9: (a) Topologie du filtre, (b) Paramètres S du filtre synthétisé par la matrice [M] et simulé par HFSS.

La figure III.4.9 (b) représente une comparaison entre les coefficients de réflexion ($|S_{11}|$) et les coefficients de transmission ($|S_{21}|$) simulés par HFSS et les résultats obtenus à partir de la matrice de couplage [M]. Comme le montre cette figure, les deux simulations sont en bon accord.

3. Conception du filtre SIW d'ordre sept

Pour améliorer les performances de filtrage et afin d'obtenir une meilleure réjection hors bande, une structure hybride est réalisée en couplant le filtre à cavité SIW quintuple mode avec deux filtres micro ruban passe bas (LPF) identiques. Les LPF sont construits en introduisant des DGS sous les lignes d'alimentation [123]. La structure hybride obtenue est illustrée sur la figure III.4.10.

Afin de mettre en évidence les performances globales du filtre proposé, une comparaison des variations fréquentielles des paramètres S pour les trois configurations ci-dessous a été réalisée (voir figure III.4.11) :

- 1) Filtre à cavité quintuple-mode (sans DGS-LPF);
- 2) Filtre DGS-LPF micro ruban;
- 3) Filtre multi-mode résultant (avec DGS-LPF).

Les résultats obtenus sont les suivants :

Le premier cas fournit cinq réflexions et quatre zéros de transmission avec une rejection de bande supérieure à -15 dB de 6,7 GHz à 7,15 GHz. Quant au filtre DGS-LPF optimisé pour la fréquence de coupure de 6,7 GHz a deux réflexions dans la bande passante

souhaitée. Par conséquent, la mise en œuvre de la structure hybride du filtre passe-bas et du filtre à cavité quintuple-mode produit un filtre large bande avec sept réflexions, une réponse sélective et une large bande d'arrêt supérieure.

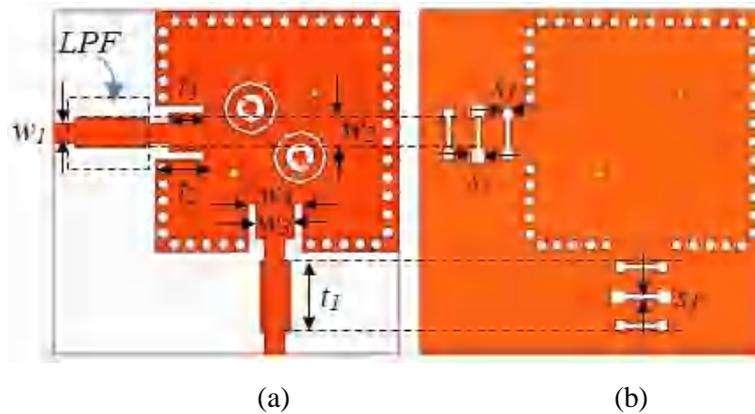


Figure III.4.10: Structure du filtre multi-mode hybride. (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

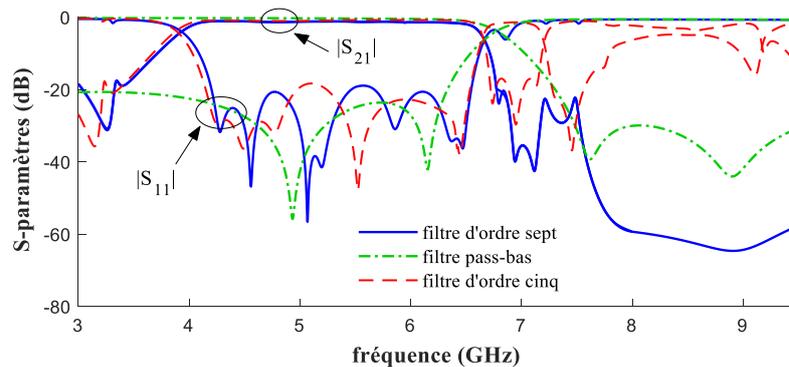


Figure III.4.11: Les réponses fréquentielles de : filtre SIW quintuple-mode, DGS-LPF micro ruban, et le filtre hybride SIW- DGS-LPF.

4. Fabrication et résultats expérimentaux

Les figures III.4.12 (a) et (b) montrent les photographies du filtre à cavité quintuple-mode SIW et du filtre d'ordre sept proposés respectivement. Les dimensions optimisées des deux filtres sont résumées dans les tableaux III.4.2 et III.4.3. Les paramètres S simulés et mesurés des filtres multimodes (avec \ sans DGS-LPF) sont tracés sur la figure III.4.13 et ils sont en bon accord les uns avec les autres. Le filtre à sept pôles conçu et réalisé présente les performances suivantes :

- Une large bande de réjection et une bonne sélectivité a été obtenue à l'aide de quatre TZs dans les bandes de rejection inférieure et supérieure. La réjection dans la bande supérieure est meilleure que 20 dB de 6,9 GHz à 12,3 GHz.

- La perte d'insertion est d'environ de 1,67 dB
- La perte de retour est meilleure que 15,7 dB
- La bande passante relative est de l'environ de 49,8%.
- Le retard de groupe de filtre d'ordre sept proposé (voir figure III.4.13) dans la plage de 3,4 à 6,5 GHz est inférieure à 0,23 ns.

R_1	1.2 mm	t_2	9.2 mm
R_2	1.9 mm	t_3	8.2 mm
R_3	4.1 mm	w_1	2.3 mm
R_4	4.45 mm	w_2	3.3 mm
d_1	20.2 mm	w_3	4.3 mm
d_2	10.2 mm	w_4	5.3 mm
t_1	10.2 mm	L	44 mm

Tableau III.4.2: Paramètres géométriques du filtre d'ordre cinq.

R_1	1.2 mm	t_3	8.2 mm
R_2	1.9 mm	w_1	2.3 mm
R_3	4.1 mm	w_2	3.3 mm
R_4	4.45 mm	w_3	4.3 mm
d_1	20.2 mm	w_4	5.3 mm
d_2	10.2 mm	L	44 mm
t_1	10.2 mm	s_1	0.3 mm
t_2	9.2 mm	s_2	2.1 mm
s_3	1.6 mm		

Tableau III.4.3: Paramètres géométriques du filtre d'ordre sept.

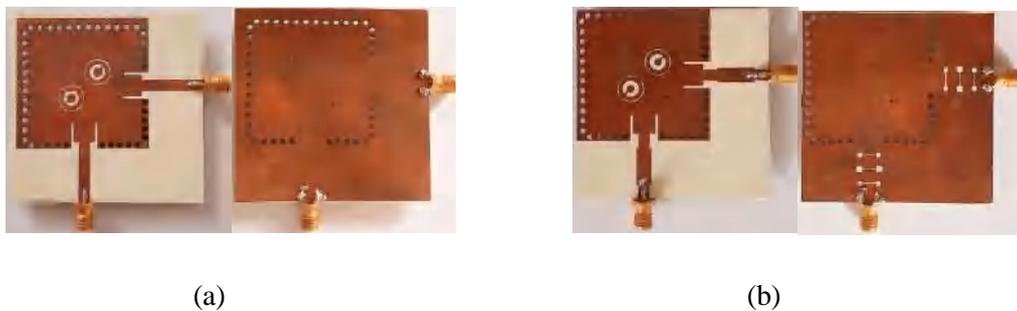


Figure III.4.12: Photographies des filtres fabriqués (a) filtre quintuple-mode, (b) filtre d'ordre sept.

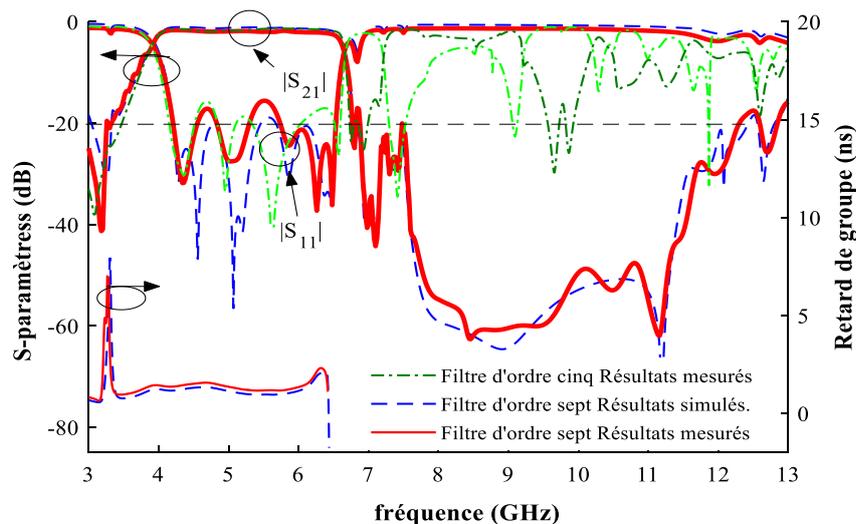


Figure III.4.13: Paramètres S mesurés et simulés des filtres proposés et le retard de groupe du filtre à sept pôles.

	Filtre	Ordre	Bande passante	Pertes d'insertion	TZs	Bande d'arrêt supérieure
littératures	[75]	4	64.1 %	3	1	27.5-35 (GHz) (15 dB)
	[76]	4	18.4 %	1	0	19.5-21.5 (GHz) (20 dB)
	[77]	5	22.5 %	1.97	4	-
	[78]	5	42 %	1.1	1	10.35-15 (GHz) (20 dB)
Proposés	Application 1 (Filtre à double cavité bi modes)	4	30 %	-	1	17-22 (GHz) (20 dB)
	Application 1 (Filtre à double cavité triple-mode)	6	25.43 %	-	2	-
	Application 2 (Filtres SIW et HMSIW)	5	60 %	-	2	-
	Application 3 (Filtre quintuple-mode)	5	51.7 %	1.17	5	-
	Application 4 (Filtre d'ordre 5)	5	49.8 %	1.53	4	6.7-7.15 (GHz) (15dB)
	Application 4 (Filtre d'ordre 7)	7	49.8 %	1.67	4	6.9-12.3 (GHz) (20 dB)

Tableau III.1 : Comparaison entre les filtres multi-mode à large bandes passante proposés et des filtres multi-mode SIW de références.

❖ Discussion

Le tableau III.1 dresse une comparaison des performances simulées des filtres multimodes proposés et celles des filtres SIWs multimodes récemment publier.

Évidemment, le filtre à sept pôles proposé offre des performances de filtrage élevées ; en termes de bonne sélectivité, de large bande passante, de faibles pertes et de meilleure réjection hors bande.

3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence les avantages en termes de compacité, sélectivité et flexibilité des résonateurs multimodes à travers plusieurs topologies de filtres. Quatre nouveaux résonateurs SIW multimodes sont conçus et réalisés pour la mise en œuvre des filtres large bande. Les filtres obtenus sont capables de répondre aux spécifications de bande large et de compacité grâce à l'utilisation de multiples modes dans une seule cavité. Un exemple de filtre passe-bande à sept pôles est également présenté, à travers d'une structure hybride du résonateur SIW quintuple-mode et d'un filtre micro ruban passe-bas (LPF). La structure hybride est proposée afin d'améliorer la réjection hors bande du filtre quintuple-mode de base. Les résultats de mesure montrent que la bande d'arrêt de ce filtre est augmenté de 6.7-7.15 (GHz) à 6.9-12.3 (GHz).

*Chapitre IV : Conception d'un filtre
SIW accordable*

1. Introduction

Les dispositifs RF et hyperfréquences accordables ont suscité beaucoup d'intérêt grâce à leur rôle important dans l'architecture de systèmes de communications militaire et civile. Un grand nombre d'articles déjà publiés ont proposé différents types de dispositifs reconfigurables [98], [117]. Ces travaux visent à concevoir des filtres passe bande accordables contrôlant indépendamment la fréquence centrale et la bande passante. En effet, le grand nombre de publications dans la littérature concernent l'agilité de la fréquence centrale [98], et peu sont celles qui s'intéressent à la variation de la bande passante, bien que ce besoin soit clairement identifié, et encore moins de travaux traitant la variation simultanée des deux paramètres ci cités [109], [117].

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche pour concevoir un filtre simultanément accordable en fréquence centrale et en bande passante, en utilisant comme élément d'accord un matériau ferrimagnétique (le ferrite). Cette approche consiste en un réglage bidimensionnel combinant simultanément les accords mécanique et magnétique.

Application: Conception d'un Filtre SIW Accordable Simultanément en Fréquence Centrale et en Bande Passante en Utilisant un Matériau Ferrimagnétique

Ce travail a eu pour objectif la conception d'un filtre à cavités en guide d'onde intégré au substrat dans lesquels sont placées des plaques en ferrite. L'introduction de ces dernières permet de contrôler magnétiquement la fréquence centrale du filtre à concevoir, et mécaniquement la largeur de sa bande passante.

1. Résonateurs SIW chargés de ferrite : État de l'art

Le facteur de qualité élevé et l'intégration facile des plaques de ferrite dans les structures SIW présentent une motivation dans la conception et la réalisation des résonateurs SIW accordables chargés de ferrite. L'évaluation des cavités résonnantes à l'aide de ferrite a été réalisée pour la première fois par Fay [124] à la base du guide d'onde rectangulaire. Dans [124], une plaque de ferrite a été chargée le long de la paroi d'extrémité d'une cavité métallique. La figure IV.1 montre le champ électromagnétique dans une cavité métallique rectangulaire vide. Comme illustré sur les figures IV.1 (a) et IV.1 (b), l'amplitude du champ électrique pour le mode TE_{101} dominant est maximale au centre de la cavité, tandis que celle de son champ magnétique l'est le long des parois latérales de la cavité. Étant donné que les matériaux ferrimagnétiques interagissent fortement avec le champ magnétique appliqué extérieur, ainsi, il est avantageux de placer ces matériaux le long des parois latérales de la cavité.

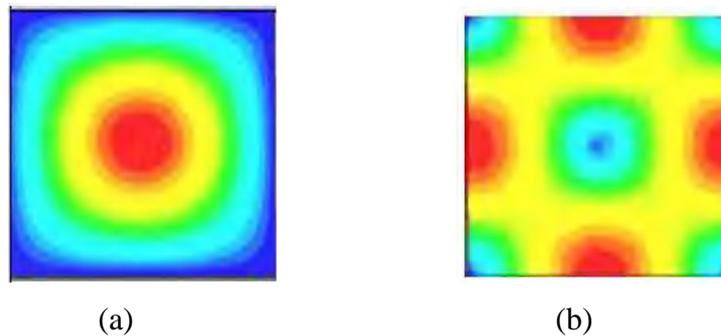


Figure IV.1: (a) Champ électrique du mode dominant TE_{101} , (b) champ magnétique du mode dominant TE_{101} .

Similairement à la structure précédente, une cavité magnétiquement accordable est présentée dans [115] et étudiée en technologie SIW. Comme illustré sur la figure IV.2, deux plaques de ferrite sont chargées le long des parois latérales du résonateur SIW. Une polarisation magnétique externe est appliquée pour modifier la perméabilité effective des plaques de ferrite, ce qui se traduit par le décalage de la fréquence de résonance du résonateur. En outre, on peut voir sur la figure IV.2 que les plaques de ferrite sont recouvertes de rubans hautement conducteurs sur les deux faces afin de réaliser un revêtement métallique supérieur et inférieur, pour un meilleur contact avec le SIW.

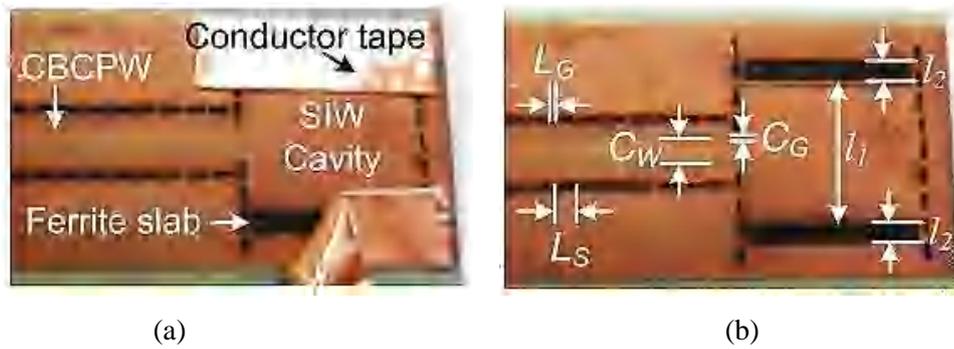


Figure IV.2 : Cavité SIW chargée par deux plaques de ferrite sur les parois latérales (a) plaques de ferrite couvertes par un ruban conducteur (b) plaques de ferrite sans ruban conducteur [115].

Sur la figure IV.3 sont représentés les résultats expérimentaux dans le cas d'une cavité SIW avec une seule plaque de ferrite déposée le long de sa paroi latérale [115]. Nous observons, avec des amplitudes croissantes d'un champ magnétique externe appliqué sur les parois de la cavité, nous obtenons des fréquences de résonance décalées vers les fréquences plus élevées.

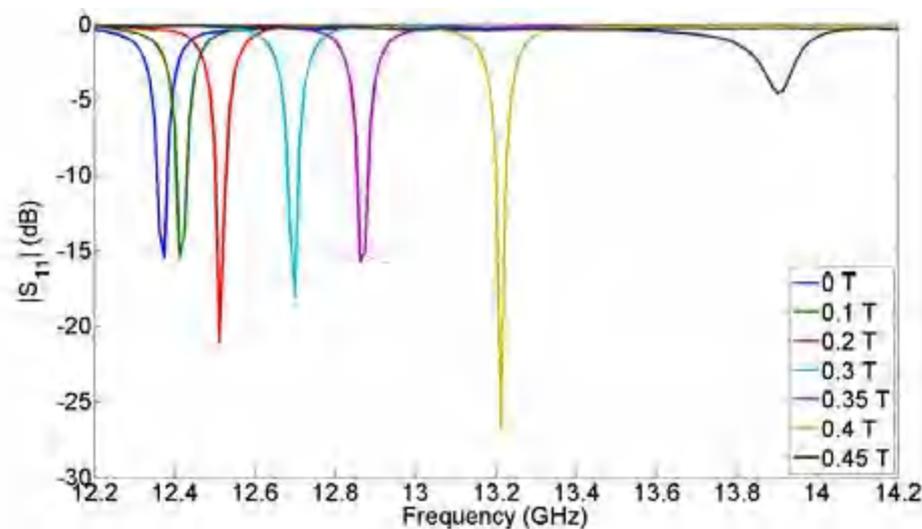


Figure IV.3 : Résultats de mesures d'une cavité SIW chargée par une seule plaque de ferrite [115].

La figure IV.4 représente les résultats de mesures pour une cavité SIW chargée par deux plaques de ferrite [115]. Comme pour le cas précédent d'un résonateur SIW chargé d'une seule plaque de ferrite, sous l'application de la polarisation magnétique, la fréquence de résonance de la cavité est également décalée vers les fréquences élevées. De plus, en raison de l'augmentation du volume de matériau ferrite à l'intérieur de la cavité, une polarisation magnétique moindre est nécessaire pour obtenir le même décalage de fréquence par rapport

au cas d'un résonateur chargé d'une seule plaque de ferrite. En effet et à titre indicatif, pour une polarisation magnétique variant de 0 Tesla à 0,35 Tesla, le décalage fréquentiel est de 700 MHz pour un résonateur chargé par deux plaques de ferrite, et de 480MHz pour le résonateur avec une seule plaque de ferrite. Pour une valeur donnée de l'amplitude de la polarisation magnétique appliquée, l'augmentation du volume du ferrite entraîne l'élargissement de la plage de fréquences accordables totale.

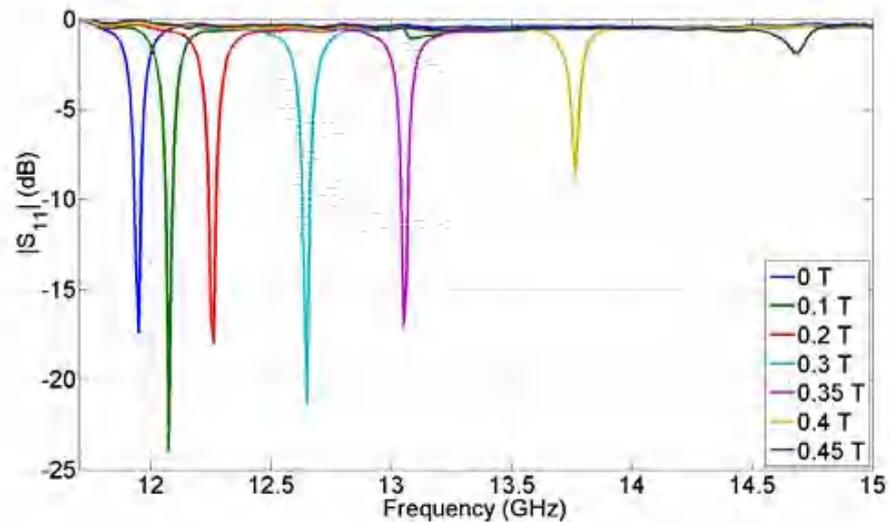


Figure IV.4 : Résultats de mesures dans le cas d'une cavité SIW chargée par deux plaques de ferrite [115].

Afin d'obtenir une plage d'accord plus large de la fréquence centrale dans le cas de résonateurs SIW chargés de ferrite, les auteurs dans [116] ont utilisé un accord bidimensionnel électromagnétique dans la même cavité. Le prototype fabriqué du résonateur SIW chargé par des éléments d'accord électrique et magnétique est présenté sur la figure IV.5.

Le cas d'un résonateur SIW chargé d'une seule plaque de ferrite à sa paroi d'extrémité et de deux condensateurs montés en surface a été également traité dans la littérature et les résultats de mesures sont donnés sur la figure IV.6. Les auteurs ont montré que l'utilisation des condensateurs réduit la fréquence de résonance de 11,98 GHz à 11,48 GHz pour 0,1 pF et à 11,1 GHz pour 0,05 pF, élargissant ainsi considérablement la plage d'accord totale.

En absence de condensateurs, la plage d'accord de fréquences, due uniquement à l'application du champ magnétique externe H_0 , est de 11,98 GHz à 13,49 GHz, soit 11 % à

12 GHz. L'incorporation des condensateurs sur le prototype, fait passer la plage de fréquences totale jusqu'à 20%.

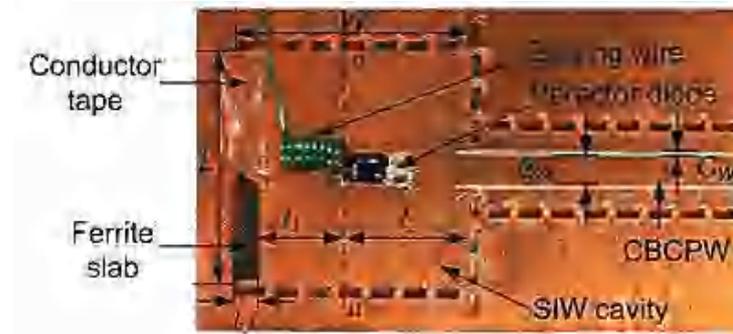


Figure IV.5 : Cavité SIW chargée d'éléments d'accord électrique et magnétique [116].

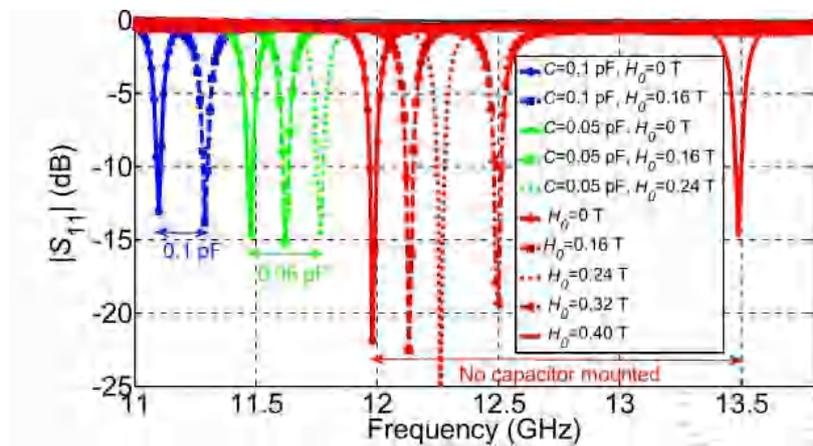


Figure IV.6 : Résultats de mesures pour différentes valeurs du condensateur localisé C et du champ magnétique externe appliqué H_0 [116].

Un autre cas d'une cavité chargée par une plaque de ferrite et par deux diodes varactor et un condensateur est présenté dans [116]. Les éléments localisés utilisés sont équivalents à une capacité variable. La valeur de cette dernière est accordée de 45.45 fF à 42.9 fF sous l'application d'une tension de polarisation V_b comprise entre 0 et 60 V. La plage d'accord électrique de la fréquence centrale obtenue est limitée à environ de 170 MHz (voir figure IV.7), ainsi que la plage d'accord bidimensionnel totale est égale à 7.9 %.

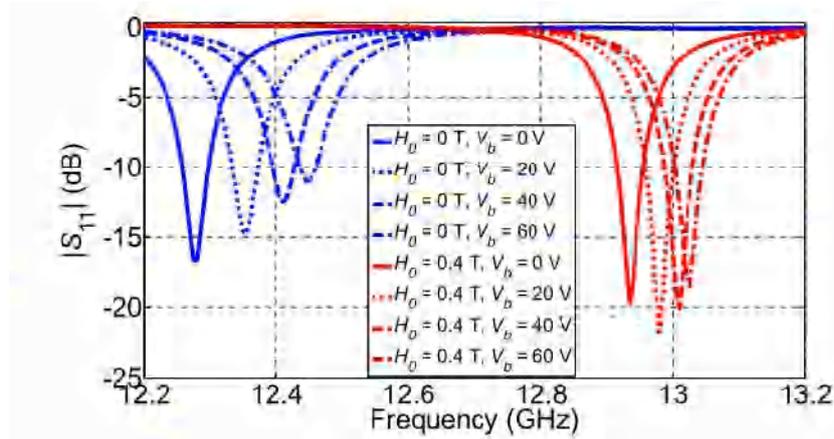


Figure IV.7 : Résultats de mesures pour un résonateur SIW accordé en utilisant une plaque de ferrite, une diode varactor, et deux condensateurs [116].

L'état de l'art précédent a mis en lumière la quasi-inexistence de résonateurs SIW accordables en fréquence centrale utilisant des matériaux ferrimagnétiques. Le principe de réalisation de ces derniers consiste à placer une ou deux plaques de ferrite là où le champ magnétique du mode dominant TE_{101} atteint son amplitude maximale. Dans cet emplacement, le ferrite interagit fortement avec le champ magnétique mais n'affecte pas le champ électrique, car sa valeur est minimale dans ce cas (voir figure IV.1). L'objectif est de réaliser un résonateur chargé de ferrite à double accord en profitant des propriétés électrique et magnétique de ferrite

Dans le cas de résonateurs SIW fonctionnant en mode dominant TE_{101} dont l'amplitude du champ électrique est maximale au centre de la cavité (donc le champ magnétique nul), les plaques de ferrite seront positionnées dans la cavité le long de ses parois latérales où le champ magnétique atteint sa valeur optimale, (figure IV.1). Cependant, l'action du ferrite au centre de la cavité est négligeable voir négative (champ magnétique nul pour le mode de résonance dominant) et de plus les pertes d'insertions du résonateur tendent à augmenter, à cause des pertes magnétiques du ferrite et notamment celles diélectriques au centre de la cavité. Pour atteindre notre but, nous proposons alors la conception d'un nouveau résonateur SIW chargé de ferrite faisant intervenir un mode d'ordre supérieur.

2. Nouvelle structure du résonateur SIW chargé de ferrite faisant intervenir un mode d'ordre supérieur

Les répartitions du champ électromagnétique pour le mode fondamental TE_{101} et pour le deuxième mode résonnant TE_{102} dans une cavité sans ferrite sont représentées sur les figures VI.8 et VI.9 respectivement. La concentration du champ magnétique du mode TE_{101} au centre de la cavité est très faible, alors que le mode TE_{102} atteint son maximum dans cet endroit. Le champ électrique du mode TE_{102} est assez concentré dans cette zone et par conséquent, l'existence d'une plaque de ferrite au milieu de la cavité peut perturber le champ électromagnétique du mode TE_{102} .

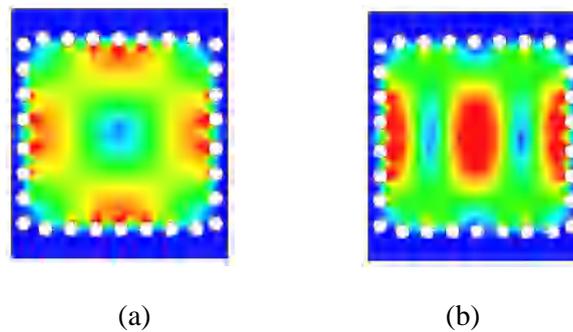


Figure IV.8 : Répartition du champ magnétique à l'intérieur d'une cavité SIW vide, (a) mode TE_{101} , (b) mode TE_{102} .

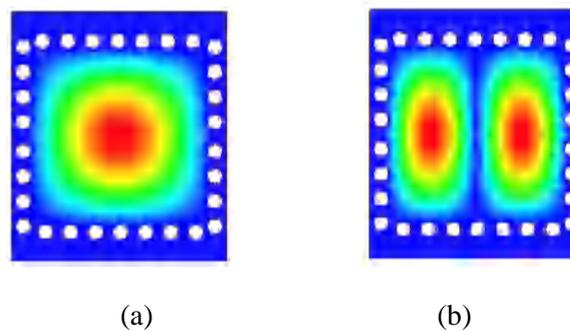


Figure IV.9 : Répartition du champ électrique à l'intérieur d'une cavité SIW vide, (a) mode TE_{101} , (b) mode TE_{102} .

Pour accorder non seulement la fréquence centrale mais aussi la bande passante du résonateur SIW chargé d'une plaque de ferrite par utilisation d'un seul élément d'accord, nous utilisons deux mécanismes de réglage (figure IV.10). La cavité SIW est accordée

magnétiquement en réglant le champ magnétique externe H_0 et mécaniquement par la variation de l'angle de l'orientation du ferrite (θ).

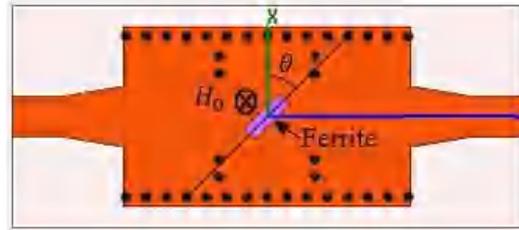


Figure IV.10 : Cavité SIW rectangulaire chargée par une plaque de ferrite.

Pour mettre en évidence l'influence du champ H_0 sur la fréquence de résonance du mode TE_{102} , la figure IV.11 illustre la variation des paramètres S du résonateur en fonction de l'amplitude du champ H_0 appliqué. La fréquence de résonance de la cavité est décalée progressivement en fonction de la valeur de H_0 de 13.29 à 14.85 GHz avec une plage d'accord égale à 11.2%.

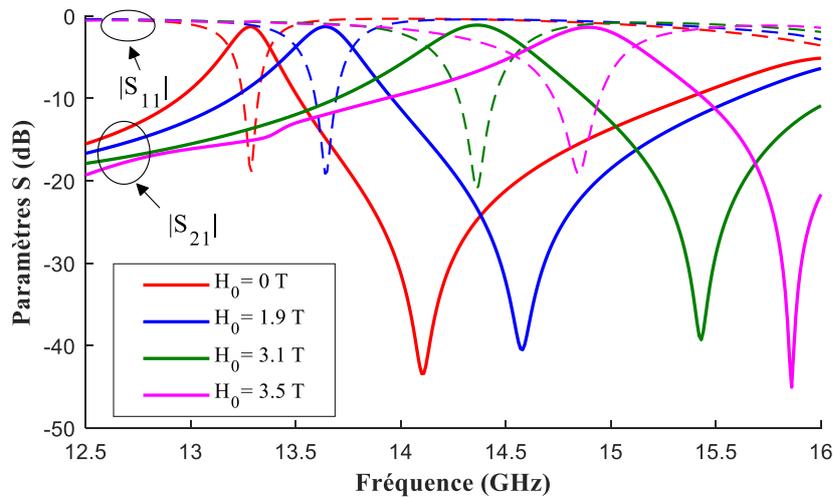


Figure IV.11 : Variation de la fréquence de résonance du résonateur SIW proposé en fonction de l'amplitude du champ H_0 ($\theta = 35^\circ$).

Afin d'estimer l'effet de changement de l'orientation de ferrite sur le champ électromagnétique dans le résonateur SIW, les distributions du champ électromagnétique du mode TE_{102} dans le résonateur SIW avec différentes positions de ferrite sont illustrées sur les figures IV.12, IV.13, et IV.14.

Pour $\theta = 90^\circ$, les répartitions du champ électromagnétique du mode TE_{102} sont similaires à celles obtenues dans une cavité sans perturbation (voir figures IV.8 et 9), mais

si la valeur de θ diminue, la répartition du champ électromagnétique varie. Il apparaît ainsi que les lignes des champs électromagnétiques suivent l'orientation du ferrite. Si la valeur de l'angle θ est nulle, le champ électromagnétique ne peut plus se propager dans la cavité et on obtient une réflexion totale. Ainsi, un changement de couplage entre le guide d'excitation et la cavité se produit.

Pour quantifier cet effet de variation sur le facteur de qualité chargé Q_L de la cavité, la figure IV.15 représente la réponse fréquentielle du résonateur SIW en fonction des différentes valeurs de l'angle d'orientation θ . Il apparaît que si θ passe de 90° à 10° le facteur de qualité chargé de la cavité varie entre 15.4 et 175, et par conséquent, la bande passante de la cavité peut être contrôlée en changeant la position de la plaque de ferrite.

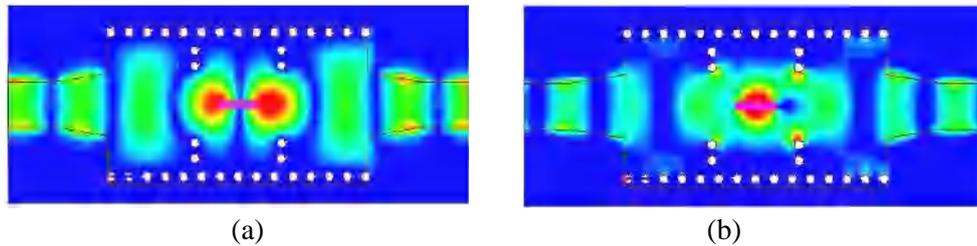


Figure IV.12 : Champ électrique (a) et champ magnétique (b) dans une cavité SIW chargée par une plaque de ferrite ($\theta=0^\circ$).

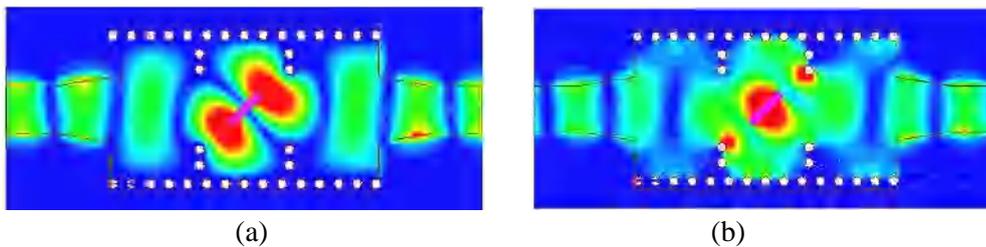


Figure IV.13 : champ électrique (a) et champ magnétique (b) dans une cavité SIW chargée par une plaque de ferrite ($\theta=45^\circ$).

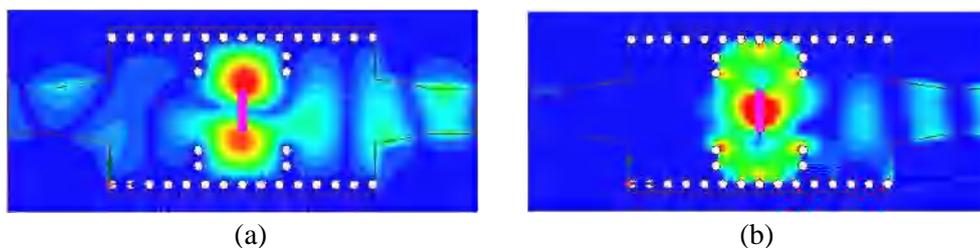


Figure IV.14 : champ électrique (a) et champ magnétique (b) dans une cavité SIW chargée par une plaque de ferrite ($\theta=0^\circ$).

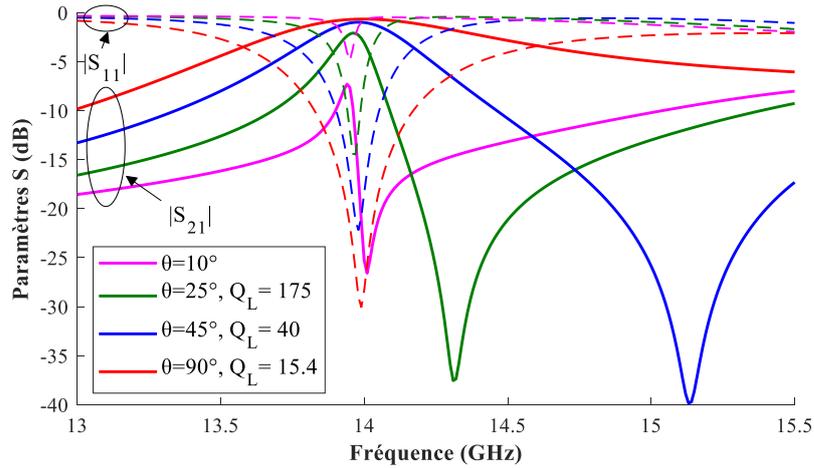


Figure IV.15 : Paramètres S simulés du résonateur SIW chargée par un ferrite en fonction de différentes valeurs de θ (quand $H_0=0$ T).

Référence	Élément d'accord	Type d'accord	Plage d'accord	Q_L
[115]	Plaque de ferrite	Magnétique	6 %	fixe
[115]	Deux plaques de ferrite	Magnétique	10 %	fixe
[116]	Plaque de ferrite + deux condensateurs	Magnétique + électrique	20 %	fixe
[116]	Plaque de ferrite + deux diodes varactor + un condensateur	Magnétique + électrique	7.9 %	fixe
Ce travail	Plaque de Ferrite	Magnétique + mécanique	11.2 %	15.4-175

Tableau IV.1 : Comparaison entre le résonateur SIW chargé de ferrite proposé et des résonateurs SIWs chargé de ferrite de références.

Sur le tableau IV.1 sont comparées les performances simulées du résonateur SIW proposé et des résonateurs SIWs chargés de ferrite de la littérature (ferrite YIG 1750).

Le résonateur proposé (voir tableau IV.1) présente une plage d'accord de la fréquence centrale supérieur à celle des cavités qui fonctionne en mode TE_{101} et chargée par une ou deux plaques de ferrite et par une plaque de ferrite et une diode varactor, bien qu'il utilise un volume plus petit de ferrite. A titre de comparaison, les solutions proposées dans [115] et [116] offrent uniquement la variation de la fréquence centrale, alors que l'accord mécanique influence le facteur de qualité chargé. Ainsi, un contrôle de la bande passante du résonateur peut être obtenu.

3. Filtre SIW d'ordre deux

A partir des résultats obtenus sur une seule cavité chargée de ferrite, un filtre d'ordre deux accordable en fréquence centrale et en bande passante est étudié dans cette section. Ce filtre conçu en couplant deux cavités chargées de ferrite (voir figure IV.16). Afin de rendre l'accord mécanique dans le filtre effectif, nous avons introduit un trou d'air dans la zone de ferrite. En outre, comme nous l'avons déjà mentionné précédemment, le mode de fonctionnement est le mode TE_{102} . Ainsi, le filtre est excité par un guide d'onde dans lequel sa fréquence de coupure est supérieure à la fréquence de résonance du mode fondamental, pour éviter de l'exciter et pour obtenir un bon rejet dans la bande d'arrêt inférieur. L'examen de la réponse fréquentielle du filtre de référence (voir figure IV.17), il apparaît clairement que ce dernier présente de bonnes performances de filtrage, en terme de :

- Bon rejet dans les deux bandes d'arrêt.
- Faibles pertes d'insertions de l'ordre de 1.1 dB.
- Une meilleure adaptation égale à 24dB.

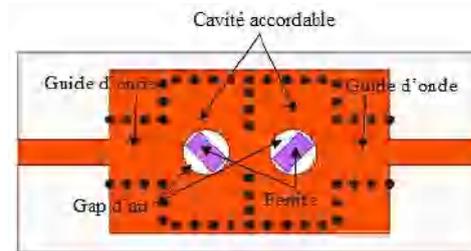


Figure IV.16 : Structure du filtre SIW accordable en fréquence centrale et en bande passante d'ordre deux.

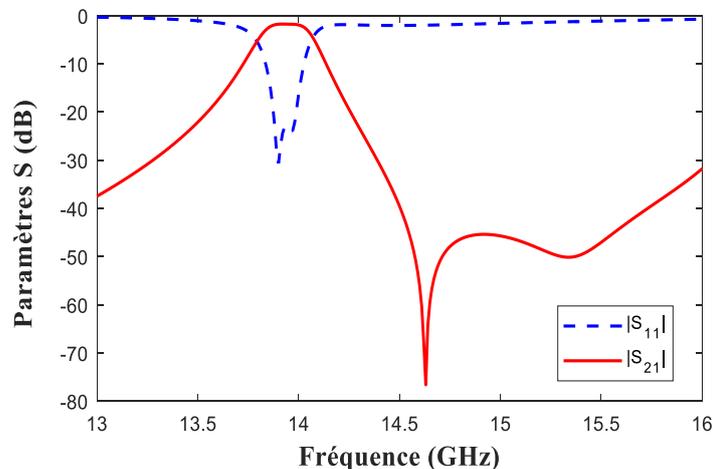


Figure IV.17 : Réponse fréquentielle du filtre nominal ($\theta=35^\circ, H_0=0$ T).

La figure IV.18 présente la variation de la fréquence centrale du filtre SIW modifiée par l'application d'un champ externe H_0 sur les plaques de ferrites. L'état de référence (filtre nominal) est déterminé à partir de la simulation du filtre quand $\theta = 35^\circ$ et $H_0 = 0$ T. Quand H_0 varie entre 0 et 3.4 T, la fréquence centrale du filtre peut être contrôlée entre 13.8 GHz et 15.2 GHz, ce qui donne une plage d'accord égale à 11%. Les pertes d'insertion égales à 1.1 dB à 13.8 GHz et 1.4 dB à 15.2 GHz. Ainsi que l'adaptation est meilleure que 16 dB sur toute la plage d'accord.

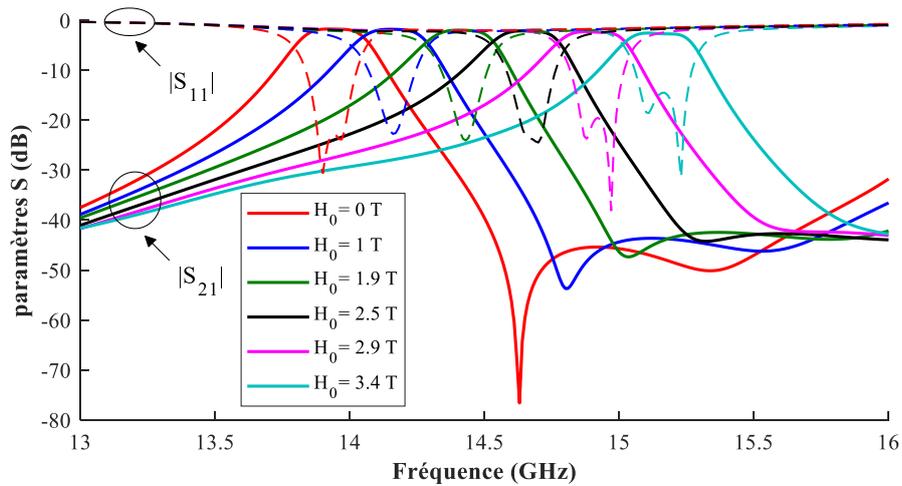


Figure IV.18 : Performances du filtre accordable en fréquence centrale obtenues en fonction de l'amplitude du champ externe H_0 ($\theta=35^\circ$).

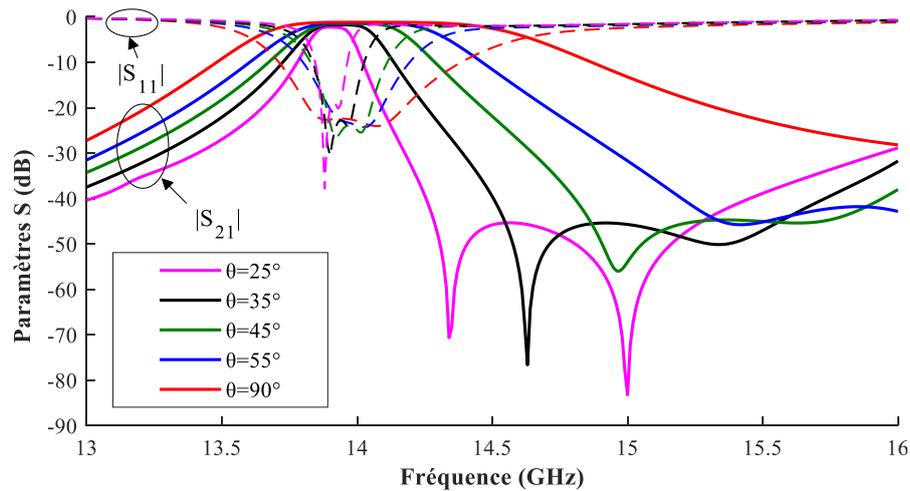


Figure IV.19 : Performances du filtre accordable en bande passante obtenues en fonction de θ ($H_0=0$ T).

La figure IV.19 montre la variation de la réponse fréquentielle du filtre SIW en fonction de θ ($H_0=0$ T). La plage de la variation de la bande passante obtenue est entre 0.57 % ($\theta=25^\circ$) à 8.2 % ($\theta=90^\circ$) tandis que les pertes d'insertion sont de l'ordre de 1.1 dB et l'adaptation est meilleure que 19 dB sur toute la plage d'accord.

Référence	Type d'accord	Élément d'accord	Plage d'accord de la fréquence centrale	Plage d'accord de la bande passante
[109]	Mécanique	Dix vis	10 %	4 % - 8 %
[125]	Electrique	Huit condensateurs	1.7-2.5 GHz	1.91-2.1 GHz
[126]	Electrique	Huit diodes varactors + Deux substrats piézoélectriques	1.1 - 1.3 GHz	7% - 14%
[117]	Electrique + Magnétique	deux condensateurs + Deux diodes varactors + Quatre plaques de ferrite	10 %	3 % - 5 %
Ce travail	Magnétique + Mécanique	deux plaques de ferrites	11%	0.57% - 8.2%

Tableau IV.2: Comparaison entre le filtre proposé et des filtres SIWs reconfigurables en fréquence centrale et en bande passante de références.

Le tableau IV.2 dresse une comparaison des performances simulées du filtre proposé et celles des filtres SIWs accordables en fréquence centrale et en bande passante de la littérature. Parmi les filtres accordables considérés, le filtre proposé a de bonnes performances et est capable de rendre le contrôle total de la fréquence centrale et de la bande passante, en utilisant un nombre très réduit d'éléments d'accord.

3. Conclusion

Afin de répondre aux besoins de la reconfigurabilité des systèmes d'émission-réception multi-bandes, nous avons proposé dans ce chapitre une nouvelle approche pour concevoir un filtre passe-bande reconfigurable. La structure de filtre proposée permet de contrôler indépendamment à la fois la bande passante et la fréquence centrale en utilisant un seul élément de réglage. Il a été démontré également que ce filtre permet d'atteindre une large plage d'accord, par rapport aux technologies existantes de filtres SIW à double accord.

| *Conclusion Générale*

Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit ont porté sur la conception de structures et dispositifs passifs micro-ondes en vue de leurs applications dans le domaine des télécommunications. Plus précisément, nous nous sommes focalisés sur le développement de nouveaux filtres passe-bande présentant de bonnes performances : faibles pertes d'insertion, faible encombrement, bas coût et facilité d'intégration.

La technologie SIW constitue une technologie attrayante pour la réalisation de filtres, en termes de coût, de volume, ainsi que des possibilités d'intégration. Au cours du premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur la technologie de guide d'ondes intégré au substrat et nous avons exposé les différents dispositifs RF pouvant être réalisés à la base de cette technologie.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation de la théorie de filtres en se basant sur les filtres passe-bande et les filtres accordables. Un état de l'art général et une étude bibliographique sur les principales topologies de filtres microondes SIW y ont été également établis. Ensuite, nous décrivons différentes techniques entrant dans la réalisation de l'accord de dispositifs microondes et nous présentons différentes topologies de filtres SIW accordables.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de conception et de réalisation de nouvelles structures de filtres à larges bandes passantes à résonateurs SIW multi-mode dont les applications sont nombreuses dans le domaine des télécommunications haut débits (notamment pour les applications 4 G et 5 G). Dans un premier temps, quatre filtres ont été conçus en cavité demi-mode SIW conique dont les bandes passantes sont comprises entre 25 % et 30 %. Puis, nous nous sommes intéressés à la conception de deux filtres d'ordre cinq à la fréquence centrale de 6,73 GHz avec une bande passante relative égale à 60,8% en utilisant un résonateur quintuple-mode chargé par un trou métallisé. Ensuite, un filtre compact et sélectif SIW à bande large est réalisé en utilisant une nouvelle cavité SIW multimode chargée par un résonateur diélectrique de forme elliptique (EDR). Et à la fin de ce chapitre, un filtre passe-bande à sept pôles est proposé a été conçu et réalisé à travers d'une structure hybride de résonateur SIW quintuple-mode et d'un filtre micro ruban passe-bas (LPF). Les résultats de simulation

sont validés par les mesures expérimentales obtenues. La topologie proposée a permis d'obtenir une large bande passante avec une bonne sélectivité ainsi qu'une large réjection dans la bande d'arrêt. Ces exemples montrent l'intérêt des résonateurs multimodes pour la conception de filtres large bande compacts et sélectifs.

Le dernier chapitre de ce mémoire a été réservé à la conception d'un nouveau filtre passe-bande compact reconfigurable en fréquence centrale et en bande passante. Le filtre proposé est conçu en mettant en cascade deux cavités SIW fonctionnant en mode TE_{201} dans lesquels sont placées deux plaques en ferrite. L'accord de la fréquence de fonctionnement de ce filtre est réalisé par application d'un champ magnétique externe sur les plaques de ferrite et sa bande passante est contrôlée par rotation des plaques de ferrite dans les résonateurs SIW. L'avantage principal de cette nouvelle topologie est d'utiliser un nombre très réduit d'éléments de réglage pour réaliser le double accord basé sur les propriétés électriques et magnétiques du matériau ferrite. Nous obtenons ainsi un dispositif miniaturisé à faible coût dont la fabrication simplifiée permet un contrôle plus efficace de la fréquence centrale et/ou la bande passante du filtre.

Les différentes structures de filtres étudiées et analysées dans cette thèse, ont fait l'objet de deux publications internationales dans des revues de renommée établie et de deux communications internationales.

Références

- [1] J. Hirokawa and M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 5, pp. 625–630, May 1998.
- [2] H. Uchimura, T. Takenoshita, and M. Fujii, "Development of a laminated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 12, pp. 2438–2443, Dec 1998.
- [3] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, June 2011.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. New York, NY, USA: Wiley, Nov. 2012.
- [5] I. C. Hunter, "Theory and design of microwave filters," London, Institution of Electrical Engineers, 2001.
- [6] Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., Conciauro, G., "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol. 12, no. 9, pp. 333-335, 2002.
- [7] L. Yanand W.Hong, "Investigations on the Propagation Characteristics of the Substrate Integrated Waveguide Based on the Method of Lines," *Proc. Inst. Elect. Eng. H*, vol. 152, no. 1, pp. 35–42, 2005.
- [8] F. Xu, and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 1, pp. 66-72, 2005.
- [9] W. Hong, Y. Wang, Q. H. Lai, and B. Liu, "Half mode substrate integrated waveguide: a new guided wave structure for microwave and millimeter wave application," *Proc. Joint 31st Int. Conf. Infrared Millimeter Waves 14th Int. Conf. Terahertz Electronics*, pp. 18-22, Sep. 2006.
- [10] Q. H. Lai, C. Fumeaux, W. Hong, and R. Vahldieck, "Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, pp. 1996-2004, Aug. 2009.
- [11] Y. Lou, C. H. Chan, and Q. Xue, "An in-line waveguide-to-microstrip transition using radial-shaped probe," *IEEE Microw. Wireless. Compon. Lett.*, vol. 18, no. 5, pp. 311-313, May 2008.
- [12] W. Grabherr, B. Huder, and W. Menzel, "Microstrip to waveguide transition compatible with mm-wave integrated circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, pp. 1842-1843, Sep. 1994.

- [13] F. J. Villegas, D. I. Stones, and H. A. Hung, "A novel waveguide-to- microstrip transition for millimeter-wave module applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 1, pp. 48-55, Jan. 1999.
- [14] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A broadband microstrip-to- waveguide transition using quasi-Yagi antenna " *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, vol. 4, pp. 1431 - 1434, 1999.
- [15] D. Deslandes, and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microw. Wireless. Compon. Lett.*, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [16] K. Wu, D. Deslandes, and Y. cassivi, "The substrate integrated circuits a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *Microw. Rev.*, pp. 2-9, Dec. 2003.
- [17] D. Deslandes, and K. Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," *IEEE MTT-S Intl. Microw. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 619-622, May 2001.
- [18] S. Lee, S. Jung, and H. Y. Lee, "Ultra-wideband CPW-to-substrate integrated waveguide transition using an elevated-CPW section," *IEEE Microw. Wireless. Compon. Lett.*, vol. 18, pp. 746-748, Nov. 2008.
- [19] GRINE, Farouk; BENHABILES, Mohamed Taoufik and RIABI, Mohamed Lahdi. "Ku-band Transition with not Metalized Air-Vias between Microstrip Line and Substrate Integrated Waveguide". *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl.* 2017, vol.16, n.1, pp.50-58.
- [20] M. I. Hill, R. W. Ziolkowski, J. Papapolymerou, "A High-Q Reconfigurable Planar EBG Cavity Resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. II, no. 6, Dec. 2001.
- [21] Y. Cassivi, L. Perregrini, K. Wu and G. Conciauro, "Low-Cost and High-Q Millimeter-Wave Resonator Using Substrate Integrated Waveguide Technique," 2002 32nd European Microwave Conference, Milan, Italy, 2002, pp. 1-4.
- [22] F. Cheng, X. Q. Lin, M. Lancaster, K. Song and Y. Fan, "A Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Controllable Transmission Zeros," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 9, pp. 576-578, Sept. 2015.
- [23] Y. Wang, C. Zhou, K. Zhou and W. Wu, "Compact dual-band filtering power divider based on SIW triangular cavities," in *Electronics Letters*, vol. 54, no. 18, pp. 1072-1074, 6 9 2018.
- [24] Halima Ammari, Mohamed Lahdi Riabi, Grine Farouk, Rawdha Thabet "Novel Multi-mode Wideband Filters based on Cone Half-mode Substrate Integrated Waveguide", *IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Iceland 2018.
- [25] Chen, J., Wu, B., Jiang, L.W., et al.: 'A compact hexagonal dual-band substrate integrated waveguide filter based on extracted-pole technique', *Microw. Opt. Techn. Lett.*, 2011, 53, (3), pp. 562–565.

- [26] J. Gu, Y. Fan, and Y. Zhang, "A Low-Loss SICC Filter Using LTCC Technology for X-Band Application," Proceedings of 2009 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices Chengdu, China, pp. 152–154, 2009.
- [27] M. Rezaee and A. R. Attari, "Realisation of new single-layer triple-mode substrate integrated waveguide and dual-mode half-mode substrate-integrated waveguide filters using a circular shape perturbation," in IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 7, no. 14, pp. 1120-1127, 19 Nov. 2013.
- [28] C. Zheng and F. Xu, "Compact bandpass filter based on one-third equilateral triangular resonator of substrate integrated waveguide," in Electronics Letters, vol. 51, no. 19, pp. 1505-1507, 17 9 2015.
- [29] T. Deckmyn, M. Cauwe, D. Vande Ginste, H. Rogier and S. Agneessens, "Dual-Band (28,38) GHz Coupled Quarter-Mode Substrate-Integrated Waveguide Antenna Array for Next-Generation Wireless Systems," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 4, pp. 2405-2412, April 2019.
- [30] Grine, F, Benhabiles, MT, Amrani, H, Riabi, ML. Mechanical tuning of eighth-mode substrate integrated waveguide (EMSIW) resonator antenna. Microw Opt Technol Lett. 2019; 61: 1042– 1047.
- [31] A. Moznebi, K. Afrooz, M. Danaeian and P. Mousavi, "Four-Way Filtering Power Divider Using SIW and Eighth-Mode SIW Cavities With Ultrawide Out-of-Band Rejection," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 29, no. 9, pp. 586-588, Sept. 2019.
- [32] F. Grine, H. Ammari, M. T. Benhabiles and M. L. Riabi, "Double-layer Sixteenth-mode Substrate Integrated Waveguide Filter based on Defected Ground Structure," 2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Bochum, Germany, 2019, pp. 55-57.
- [33] X.-P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide filters: Design techniques and structure innovations," IEEE Microw. Mag., vol. 15, no. 6, pp. 121–133, Sep./Oct. 2014.
- [34] X.-P. Chen and K. Wu, "accurate and efficient design approach of substrate integrated waveguide filter using numerical TRL calibration technique," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Atlanta, GA, June 15–20, 2008, pp. 1231–1234.
- [35] X.-P. Chen and K. Wu, "Self-packaged millimeter-wave substrate integrated waveguide filter with asymmetric frequency response," IEEE Trans. Comp. Packag. Manufact. Technol., vol. 2, no. 5, pp. 775–782, May 2012.
- [36] A. Belenguer, M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, J. J. de Dios, H. Esteban and V. E. Boria, "Compact Multilayer Filter in Empty Substrate Integrated Waveguide With Transmission Zeros," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, no. 6, pp. 2993-3000, June 2018.

- [37] L. Huang and S. Zhang, "Ultra-Wideband Ridged Half-Mode Folded Substrate-Integrated Waveguide Filters," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 7, pp. 579-581, July 2018.
- [38] C. Zhao, C. Fumeaux and C. Lim, "Folded Substrate-Integrated Waveguide Band-Pass Post Filter," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 22-24, Jan. 2017.
- [39] S. Liu and F. Xu, "Compact Multilayer Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3-dB Coupler," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 7, pp. 564-566, July 2018.
- [40] G. H. Zhai et al., "Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3 dB Coupler," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 512-514, Aug. 2008.
- [41] T. Djerafi, H. Aubert and K. Wu, "Ridge Substrate Integrated Waveguide (RSIW) Dual-Band Hybrid Ring Coupler," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 2, pp. 70-72, Feb. 2012.
- [42] F. Zhang, K. Song and Y. Fan, "Diffraction Field Reconstruction in Millimeter-Wave SIW Ten-Way Power Divider by Shape Optimization Technology," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 45, no. 12, pp. 3177-3181, Dec. 2017.
- [43] Y. M. Huang et al., "Substrate-Integrated Waveguide Power Combiner/Divider Incorporating Absorbing Material," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 10, pp. 885-887, Oct. 2017.
- [44] J. N. Hui, W. J. Feng and W. Q. Che, "Balun bandpass filter based on multilayer substrate integrated waveguide power divider," in *Electronics Letters*, vol. 48, no. 10, pp. 571-573, 10 May 2012.
- [45] M. F. Hagag, M. Abu Khater, M. D. Hickie and D. Peroulis, "Tunable SIW Cavity-Based Dual-Mode Diplexers With Various Single-Ended and Balanced Ports," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 3, pp. 1238-1248, March 2018.
- [46] Y. M. Huang, S. Ding, G. Wang and M. Bozzi, "Compact Equal-Width Equal-Length Phase Shifter With Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide for 5G Applications," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 160595-160609, 2019.
- [47] W. Wang, Y. Jiang, W. J. Zou, R. J. Luo and X. Q. Lin, "A varactor-loaded tunable phase shifter based on folded half mode substrate integrated waveguide," *ISAPE2012*, Xian, 2012, pp. 558-561.
- [48] F. A. Ghaffar and A. Shamim, "A Partially Magnetized Ferrite LTCC-Based SIW Phase Shifter for Phased Array Applications," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 6, pp. 1-8, June 2015.

- [49] T. Djerafi, K. Wu and D. Deslandes, "Temperature Drift Compensation Technique for Substrate Integrated Waveguide Oscillator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 489-491, Sept. 2012.
- [50] Z. Zhang, Y. R. Wei and K. Wu, "Broadband Millimeter-Wave Single Balanced Mixer and Its Applications to Substrate Integrated Wireless Systems," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 3, pp. 660-669, March 2012.
- [51] Y. Gao et al., "Substrate Integrated Waveguide Filter–Amplifier Design Using Active Coupling Matrix Technique," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 5, pp. 1706-1716, May 2020.
- [52] G. Hua, W. Hong, X. H. Sun and H. X. Zhou, "Design of An Omnidirectional Line Array with SIW Longitudinal Slot Antenna", *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2008, pp. 1114-1117.
- [53] H. Wang, D. G. Fang, B. Zhang and W. Q. Che, "Dielectric Loaded Substrate Integrated Waveguide (SIW) H-Plane Horn Antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 3, Mar. 2010, pp. 640–647.
- [54] J. E. M. Matthaei, G. Young, L. Microwave Filters, Impedance-Matching, and Coupling Structures. Artech House Books, 1980.
- [55] Jia-Sheng Hong, *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*, 2nd Edition, 2nd ed. New York: Wiley and Sons, 2011.
- [56] A. Khanna and Y. Garault, "Determination of Loaded, Unloaded, and External Quality Factors of a Dielectric Resonator Coupled to a Microstrip Line," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 3, pp. 261–264, 1983.
- [57] A. Atia and A. Williams, "New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders," vol. 1, pp. 21–43, 09 1971.
- [58] W. A. Atia, K. A. Zaki, and A. E. Atia, "Synthesis of general topology multiple coupled resonator filters by optimization," in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp. 821–824, IEEE, 1998.
- [59] D. Swanson and G. Macchiarella, "Microwave filter design by synthesis and optimization," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 55–69, 2007
- [60] R. J. Cameron, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 51, no. 1, pp. 1–10, Jan. 2003.
- [61] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, Applications*. New York: Wiley, 2007.
- [62] S. Amari, F. Seyfert, and M. Bekheit, "Theory of coupled resonator microwave bandpass filters of arbitrary bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 58, no. 8, pp. 2188–2203, Aug. 2010.

- [63] M. Meng and I. C. Hunter, "The design of parallel connected filter networks with non-uniform Q resonators," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp., 2012, pp. 1–3.
- [64] U. Rosenberg, S. Amari, and J. Bornemann, "Inline TM_{110} mode filters with high design flexibility by utilizing bypass couplings of non-resonating $TE_{10/01}$ modes," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 6, pp. 1735–1742, Jun. 2003.
- [65] Yu Lin Zhang, Wei Hong, Ke Wu, Ji Xin Chen and Hong Jun Tang, "Novel substrate integrated waveguide cavity filter with defected ground structure," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 4, pp. 1280-1287, April 2005.
- [66] X.-P. Chen and K. Wu, "Self-equalized pseudo-elliptical filter made of substrate integrated waveguide," Electron Lett., vol. 45, no. 2, pp. 112–113, Jan. 2009.
- [67] X. Chen and K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Cross-Coupled Filter With Negative Coupling Structure," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 1, pp. 142-149, Jan. 2008.
- [68] Lin, W. G., "Microwave filters employing a single cavity excited in more than one mode," J. Appl. Phys., Vol. 20, No. 8, 989–1001, 1951.
- [69] R. Zhang and L. Zhu, "Synthesis Design of a Wideband Bandpass Filter With Inductively Coupled Short-Circuited Multi-Mode Resonator," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 22, no. 10, pp. 509-511, Oct. 2012.
- [70] C. Tomassoni, L. Silvestri, A. Ghiotto, M. Bozzi and L. Perreggini, "Substrate-Integrated Waveguide Filters Based on Dual-Mode Air-Filled Resonant Cavities," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, no. 2, pp. 726-736, Feb. 2018.
- [71] Q. Liu, D. Zhou, S. Wang and Y. Zhang, "Highly-selective pseudo-elliptic filters based on dual-mode substrate integrated waveguide resonators," in Electronics Letters, vol. 52, no. 14, pp. 1233-1235, 7 7 2016.
- [72] X. Zhu et al., "Design and Implementation of a Triple-Mode Planar Filter," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 23, no. 5, pp. 243-245, May 2013.
- [73] Q. Liu, D. Zhou, J. Shi and T. Hu, "High-selective triple-mode SIW bandpass filter using higher-order resonant modes," in Electronics Letters, vol. 56, no. 1, pp. 37-39, 9 1 2020.
- [74] Z. Liu, G. Xiao and L. Zhu, "Triple-Mode Bandpass Filters on CSRR-Loaded Substrate Integrated Waveguide Cavities," in IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 6, no. 7, pp. 1099-1105, July 2016.
- [75] Zheng, C.Y. and Xu, F.A "compact wideband filter designed on single one-third equilateral triangular cavity". Microw Opt Technol Lett, Vol. 58, 1993-1996, 2016.
- [76] F. Huang and J. Zhou, "Quadruple-mode wideband filter using slotted substrate integrated waveguide circular cavity," in 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Okinawa, Japan, Oct. 2016, pp. 908-909.

- [77] Huang. X, Zhou. L, Yuan.Y, Qiu. L and Mao.J, "Quintuple-Mode W-Band Packaged Filter Based on a Modified Quarter-Mode Substrate-Integrated Waveguide Cavity". IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 9, no. 11, 2237-2247, 2019.
- [78] R. S. Chen, S. Wong, L. Zhu and Q. Chu. "Wideband Bandpass Filter Using U-Slotted Substrate Integrated Waveguide (SIW) Cavities". IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 25, no. 1,1-3, Jan. 2015.
- [79] Ammari.H, Riabi.M. L, Farouk. G, and Benhabiles. M. T. "Quintuple-Mode Wideband Substrate Integrated Waveguide Filter with Elliptic Dielectric Loading". Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 89, 13-20, 2020.
- [80] Ammari. H, Riabi. M. L, Grine. F, Benhabiles. M. T, Khalef.R and Erredir. C. "Novel Quintuple-Mode Wideband Filter Based on Substrate Integrated Waveguide Using an Elliptic Metallic Post," International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Busan, Korea (South), 1-2, 2018.
- [81] S. B. Cohn, "Microwave bandpass filters containing high- dielectric resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol.MTT-16, no. 4, pp. 218–227, Apr. 1968.
- [82] C.Wangand K. A. Zaki,"Dielectric resonators and filters," IEEE Mi- crow. Mag., vol. 8, no. 5, pp. 115–127, Oct. 2007.
- [83] D. Zhang, L. Zhou, L. Wu, L. Qiu, W. Yin and J. Mao, "Novel Bandpass Filters by Using Cavity-Loaded Dielectric Resonators in a Substrate Integrated Waveguide," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 5, pp. 1173-1182, May 2014.
- [84] Falcone, F., T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marqu´ es, F. Mart´ in, and M. Sorolla, "Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., Vol. 14, No. 6, 280–282, Jun. 2004.
- [85] Xu, W., L. W. Li, H. Y. Yao, T. S. Yeo, and Q. Wu, "Left handed material effects on waves modes and resonant frequencies: filled waveguide structures and substrate-loaded patch antennas," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 19, No. 15, 2033–2047, 2005.
- [86] Pendry, J. B., A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 47, No. 11, Nov. 1999.
- [87] Bonache, J., I. Gil, J. Garc´ ia-Garc´ ia, and F. Mart´ in, "Novel microstrip bandpass filters based on complementary split-ring resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 54, No. 1, 265–271, Jan. 2006.
- [88] Bonache, J., F. Martin, I. Gil, J. Garcia-Garcia, R. Marques, and M. Sorolla, "Microstrip bandpass filters with wide bandwidth and compact dimensions," Microw. Opt. Technol. Lett., Vol. 46, No. 4, 343–346, Aug. 2005.

- [89] Baena, J. D., J. Bonache, F. Martín, R. Marques, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. Garc' 1a-Garcia, I. Gil, M. Flores, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 53, No. 4, 1451–1461, Apr. 2005.
- [90] X.-C. Zhang, Z.-Y. Yu, and J. Xu, "Novel band-pass substrate integrated waveguide (SIW) filter based on complementary split ring resonators (CSRRLs)," *Progr. Electromagn. Res.*, vol. 72, pp. 39–46, 2007.
- [91] L.-S. Wu, X.-L. Zhou, Q.-F. Wei, and W.-Y. Yin, "An extended doublet substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter with a complementary split ring resonator (CSRRL)," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 12, pp. 777–779, Dec. 2009.
- [92] Y.-D. Dong, T. Yang, and T. Itoh, "Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators and its applications to miniaturized waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 9, pp. 2211–2223, Sep. 2009.
- [93] H. Zhang, W. Kang, and W. Wu, "Differential substrate integrated waveguide bandpass filter with improved common-mode suppression utilising complementary split-ring resonators," *Electron. Lett.*, vol. 53, no. 7, pp. 508–510, Mar. 2017.
- [94] Z. He, C. J. You, S. Leng, X. Li and Y. Huang, "Compact Bandpass Filter With High Selectivity Using Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide and Coplanar Waveguide," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 9, pp. 809-811, Sept. 2017.
- [95] P. Chu et al., "A Planar Bandpass Filter Implemented With a Hybrid Structure of Substrate Integrated Waveguide and Coplanar Waveguide," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 2, pp. 266-274, Feb. 2014.
- [96] L. Qiu, L. Wu, W. Yin, and J. Mao, "Hybrid non-uniform-Q lossy filters with substrate integrated waveguide and microstrip resonators," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, pp. 92–98, 2017.
- [97] M. Y. Chen, W. Hong, and M. H. Ho, "Balanced BPF design of substrate-integrated waveguide cavity using hybrid microstrip/slot feed for CM suppression," *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 21, pp. 1533–1534, 2014.
- [98] I. C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry and P. Guilan, "Microwave filters applications and technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 794-805, Mar. 2002.
- [99] G. M. Rebeiz et al., "Tuning in to RF MEMS," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 55-72, Oct. 2009.
- [100] K. Entesari, A. P. Saghati, V. Sekar, and M. Armendariz, "Tunable SIW Structures: Antennas, VCOs, and Filters," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, no. 5, pp. 34–54, Jun. 2015.
- [101] Lugo, C., and Papapolymerou J. (2004), «Electronic switchable band-pass filter using PIN diodes for wireless low cost system-on-a-package applications», *IEE Proceedings on Microwave Antenna and Propagation*, vol. 151, no. 6.

- [102] J. Nath, W. Fathelbab, P. D. Franzon, A. I. Kingon, D. Ghosh, J.-P. Maria, et M. B. Steer, “A tunable combline bandpass filter using barium strontium titanate interdigital varactors on an alumina substrate”, in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005.
- [103] H. A. C. Tilmans, W. D. Raedt, et E. Beyne, « MEMS for wireless communications: from RF- MEMS components to RF-MEMS-SiP », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 13, no. 4, p. S139-S163, juill. 2003.
- [104] J. Nath, W. Fathelbab, P. D. Franzon, A. I. Kingon, D. Ghosh, J.-P. Maria, et M. B. Steer, « A tunable combline bandpass filter using barium strontium titanate interdigital varactors on an alumina substrate », in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005.
- [105] J. F. Bernigaud, N. Martin, P. Laurent, C. Quendo, G. Tanne, B. Della, F. Huret, et P. Gelin, « Liquid Crystal Tunable Filter Based On DBR Topology », *Proceedings of the 36th European Microwave Conference*, p. 368-371, sept. 2006.
- [106] J. C. R. Boyd, « A 60 Ghz Dual-Mode Ferrite Phase Shifter », *IEEE MTT-S Digest*, p. 257-259, 1982.
- [107] R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, J.-C. Orlianges, et P. Blondy, « High Q Tunable Cavity using Dielectric Less RF-MEMS Varactors », *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, p. 1744-1747, oct. 2009.
- [108] F. Mira, J. Mateu, and C. Collado, “Mechanical Tuning of Substrate Integrated Waveguide Resonators,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, no. 9, pp. 447–449, Sep. 2012.
- [109] F. Mira, J. Mateu and C. Collado, "Mechanical Tuning of Substrate Integrated Waveguide Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 3939-3946, Dec. 2015.
- [110] M. Armendariz, V. Sekar, and K. Entesari, “Tunable SIW bandpass filters with PIN diodes,” in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, 2010, pp. 830–833.
- [111] V. Sekar, M. Armendariz, and K. Entesari, “A 1.2;1.6-GHz Substrate- Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 4, pp. 866–876, Apr. 2011.
- [112] S. Sirci, J. D. Martinez, M. Taroncher, and V. E. Boria, “Varactor-loaded continuously tunable SIW resonator for reconfigurable filter design,” in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, 2011, pp. 436–439.
- [113] S. Sirci, J. D. Martinez, M. Taroncher, and V. E. Boria, “Analog tuning of compact varactor-loaded combline filters in substrate integrated waveguide,” in *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*, 2012, pp. 257–260.
- [114] A. Anand, J. Small, D. Peroulis, and X. Liu, “Theory and Design of Octave Tunable Filters With Lumped Tuning Elements,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 12, pp. 4353–4364, Dec. 2013.

- [115] S. Adhikari, Y.-J. Ban, and K. Wu, "Magnetically Tunable Ferrite Loaded Substrate Integrated Waveguide Cavity Resonator," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, no. 3, pp. 139–141, Mar. 2011.
- [116] S. Adhikari, A. Ghiotto, and K. Wu, "Simultaneous electric and magnetic two-dimensional tuning of substrate integrated waveguide cavity resonator," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, pp. 1–3.
- [117] S. Adhikari, A. Ghiotto, and K. Wu, "Simultaneous Electric and Magnetic Two-Dimensionally Tuned Parameter-Agile SIW Devices," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 423–435, Jan. 2013.
- [118] Xia, H. and Z. Xu, "Miniaturized multilayer dual-mode substrate integrated waveguide filter with multiple transmission zeros," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 139, 627–642, 2013.
- [119] Chu, P., et al., "In-line ports dual-mode substrate integrated waveguide filter with flexible responses," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 28, No. 10, 882–884, 2018.
- [120] H. Jing, Y. Zhang, L. Qu and Y. Zhang, "A Novel Strip-Line Hybrid Triple-Mode SIW Filter," *2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, 2019, pp. 1-3.
- [121] Liu, Q., D. Lv, D. Zhou, and D. Zhang, "Balanced triple-mode substrate integrated waveguide bandpass filter," *Electronics Letters*, Vol. 55, No. 15, 843–845, 2019.
- [122] ANSYS, INC, "An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts, and Use" 2013.
- [123] Lim, J.-C., C.-S. Kim, D. Ahn, Y.-C. Jeong, and S. Nam, "Design of low-pass filters using defected ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 8, 2539–2545, 2005.
- [124] Fay, C. E, "Ferrite tuned resonant cavities", *Proceedings of the IRE.*, vol. 44, pp. 1446-1449, 1956.
- [125] D. Psychogiou and R. Gomez-Garcia, "Multi-Mode-Cavity-Resonator-Based Bandpass Filters with Multiple Levels of Transfer-Function Adaptivity," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 24759–24765, 2019.
- [126] S. Nam, B. Lee, B. Koh and J. Lee, "Reconfigurable Bandpass Filter With Resonators in Cul-De-Sacs for Producing Notches," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 7, no. 9, pp. 1531-1542, Sept. 2017.

➤ **Revue internationale**

- [1] **Halima Ammari**, Farouk Grine, Mohamed Lahdi Riabi, and Mohamed Toufik Benhabiles, "Multi-Mode Substrate Integrated Waveguide Wideband Filter Design with Wide Stopband Rejection Using Complementary Split Ring Resonators and Defected Ground Structures," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 96, 97-103, 2021.
- [2] **H. Ammari**, M. L. Riabi, F. Grine, and M. T. Benhabiles, "Quintuple-Mode Wideband Substrate Integrated Waveguide Filter with Elliptic Dielectric Loading," Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 89, 13-20, 2020.
- [3] Farouk Grine; **Halima Ammari**; Mohamed Taoufik Benhabiles; Mohamed Lahdi Riabi; Tarek Djerafi," Microwave Sensor Based on Microstrip Line Photonic Band Gap (PBG) structure" IEEE Sensors journal, 17 June 2021.
- [4] Chahrazad Erredir, Mohamed Lahdi Riabi, **Halima Ammari**, Emir Bouarroudj (Design of Waveguide Structures Using Improved Neural Networks), Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 16, No. 4, December 2017.

➤ **Conférences internationales**

- [1] F. Grine, **H. Ammari**, M. T. Benhabiles, M. L. Riabi, "Double-layer Sixteenth-mode Substrate Integrated Waveguide Filter based on Defected Ground Structure" IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP) July 2019.
- [2] **H. Ammari**, M. L. Riabi, F. Grine, M. T. Benhabiles, R. Khalef " Novel quintuple-mode filter based on substrate integrated waveguide using an elliptic metallic post", 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018), Busan, Korea, October, 2018.
- [3] R. Khalef, M. T. Benhabiles, F. Grine, Z. Cheraïet, L. Benkhaoua, **H. Ammari**, M. L. Riabi, B. Messili " An Efficient Unconditionally stable RPIM Meshless Algorithm Solution of Helmholtz Wave Equation in Time Domain", 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018), Busan, Korea, October, 2018.
- [4] **Halima Ammari**, Mohamed Lahdi Riabi, Grine Farouk, Rawdha Thabet (Novel Multi-mode Wideband Filters based on Cone Half-mode Substrate Integrated Waveguide), IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO) Iceland 2018.

- [5] Ch. Erredir, M. L. Riabi, **H. Ammari**, Emir Bouarroudj “Modeling of microwave filters using gradient Particle Swarm Optimization neural networks” 7th Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT), February 20-22, 2017, Algiers, Algeria.
- [6] Ch. Erredir, M. L. Riabi, **H. Ammari**, Emir Bouarroudj “Teaching Learning Based Optimization Neural Networks for Waveguide Filter Modeling” 7th African conference on non destructive testing ACNDT and 5th International conference on welding, non destructive testing and materials and alloys industry IC-WNDT-MI, In Oran, Algeria 26-28 november 2016.
- [7] Ch. Erredir, M. L. Riabi, Emir Bouarroudj, **H. Ammari** “Swarm Optimization Algorithm Inspired in the Behavior of the Social-Spider for Microwave Filters Optimization” 7th African conference on non destructive testing ACNDT and 5th International conference on welding, non destructive testing and materials and alloys industry IC-WNDT-MI, In Oran, Algeria 26-28 november 2016.

Annexe : Les matériaux ferromagnétiques

1) Les matériaux ferromagnétiques

Les ferrites sont des matériaux possédant une propriété d'anisotropie magnétique (perméabilité au tenseur), et leur comportement peut être influencé par l'application d'un champ magnétique H_0 externe. Ce comportement non isotrope du matériau ferrite a mené à la réalisation d'un grand nombre de dispositifs non isotropes, notamment des isolateurs, des circulateurs et des gyrateurs [1] - [3]. Leur utilisation est non seulement limitée à la réalisation de matériaux non isotropes, mais ils sont également très utiles dans la réalisation de dispositifs à effet magnétiquement accordable en régime RF, micro-ondes et en ondes millimétriques. La valeur de la perméabilité effective du ferrite dépend largement de la valeur du champ magnétique appliqué. Comme la fréquence de fonctionnement est proportionnelle à la racine carrée de la valeur de perméabilité, toute modification de la perméabilité modifie également la fréquence de fonctionnement. Par conséquent, les matériaux en ferrite sont très utiles dans la réalisation de dispositifs non isotropes et magnétiquement accordables.

2) Propriétés de base des matériaux en ferrite

À l'intérieur d'un matériau ferrite, il existe des moments de dipôle magnétique. Les moments de dipôle sont dus à la rotation des électrons. L'électron qui tourne possède un moment angulaire de rotation. La figure A présente une illustration de l'électron en rotation, avec le moment dipôle magnétique \vec{m} et les vecteurs de l'impulsion angulaire \vec{s} .

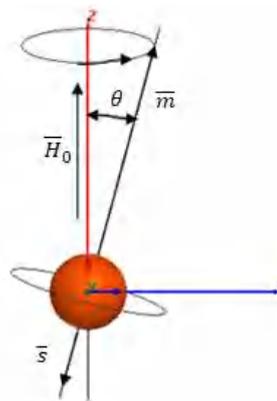


Figure A : Illustration d'un électron tournant avec vecteur de moment angulaire [1].

Le moment angulaire de spin de l'électron est lié à la constante de Planck qui est donnée comme [4], [1] :

$$s = \frac{\hbar}{2} \quad (1)$$

Le rapport du moment magnétique de spin et du moment angulaire de spin de l'électron est connu comme rapport gyromagnétique, dont la valeur est donnée par :

$$\gamma = \frac{m}{s} = 1.759 \times 10^{11} \text{ C/kg} \quad (2)$$

Lorsque une polarisation magnétique externe \overline{H}_0 est appliqué sur le matériau de ferrite, un couple est exercé sur le dipôle magnétique qui est donné par :

$$\overline{T} = -\mu_0 \gamma \overline{s} \times \overline{H}_0 \quad (3)$$

Puisque le taux de variation du moment angulaire produit le couple, la relation suivante est obtenue :

$$\frac{d\overline{m}}{dt} = -\mu_0 \gamma \overline{m} \times \overline{H}_0 \quad (4)$$

La relation donnée par (4) décrit le mouvement d'un moment dipolaire magnétique à l'intérieur du matériau de ferrite lorsque la polarisation magnétique externe \overline{H}_0 est appliquée. La relation donnée en (4) est pour un moment dipolaire magnétique dû à un électron unique en rotation. En supposant qu'il y a N nombre d'électrons en rotation par unité de volume, alors la valeur de magnétisation totale est donnée par :

$$\frac{d\overline{M}}{dt} = -\mu_0 \gamma \overline{M} \times \overline{H}_0 \quad (5)$$

Où $\overline{M} = N \cdot \overline{m}$

En l'absence de polarisation magnétique externe \overline{H}_0 , les moments dipolaires sont orientés plus ou moins dans des directions aléatoires, produisant une valeur de magnétisation nulle. Lorsque un champ magnétique externe est appliqué au ferrite, les moments dipolaires magnétiques commencent à s'aligner dans la direction du champ appliqué. A une certaine valeur du champ appliqué, tous les moments dipolaires sont alignés dans une direction et le matériau ferrite est dit avoir atteint un état d'aimantation à saturation.

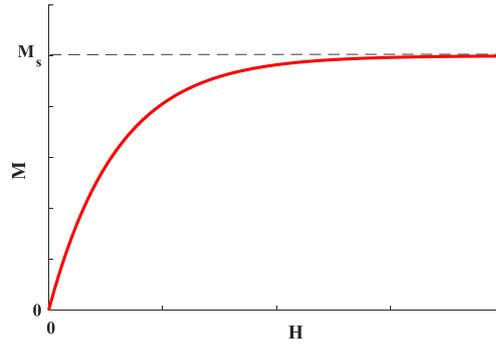


Figure B : Moment magnétique d'un matériau en ferrite en fonction du champ magnétique appliqué, \bar{H}_0 [1].

La relation entre le moment dipolaire magnétique M et le champ de polarisation appliqué est illustrée sur la figure B. On peut noter que le moment magnétique augmente linéairement avec le champ appliqué \bar{H}_0 jusqu'à atteindre un état d'aimantation de saturation M_s .

La relation donnée par (5) décrit le mouvement des moments dipolaires dans un matériau en ferrite lorsqu'il est excité avec une polarisation magnétique DC statique, où les moments dipolaires sont dans un état naturel de précession libre autour de l'axe \bar{H}_0 . Comme illustré sur la figure A, il faut noter que la précession naturelle des moments dipolaires autour de l'axe \bar{H}_0 existe tant que le matériau de ferrite est sans perte. En présence de perte ou de force d'amortissement, la précession naturelle des moments dipolaires cesse d'exister et son mouvement va en spirale vers le bas pour s'aligner avec l'axe \bar{H}_0 .

Jusqu'à présent, on a supposé que le matériau de ferrite était excité uniquement avec le champ de polarisation magnétique statique. Lorsqu'un ferrite magnétiquement saturé est excité avec un faible champ magnétique de signal AC (micro-ondes), les moments dipolaires subiront une précession forcée autour de l'axe \bar{H}_0 . La fréquence de précession des moments dipolaires dépend de la fréquence du champ alternatif appliqué. Par conséquent, le champ magnétique total et la valeur de magnétisation deviennent :

$$\bar{H}_t = \bar{H}_0 + \bar{H} \quad (6)$$

$$\bar{M}_t = \bar{M}_s + \bar{M} \quad (7)$$

Où \bar{H}_t et \bar{M}_t représentent le champ magnétique et les valeurs de magnétisation total, et H et M représentent le champ magnétique et la valeur de magnétisation dus au faible champ magnétique du signal AC.

La relation linéaire entre H et M est donnée par :

$$\bar{M} = [\chi].\bar{H} = \bar{H} \cdot \begin{bmatrix} \chi_{xx} & \chi_{xy} & 0 \\ \chi_{yx} & \chi_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Où [X] est la susceptibilité magnétique du matériau et ses éléments sont donnés par :

$$\chi_{xx} = \chi_{yy} = \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (9)$$

$$\chi_{xy} = -\chi_{yx} = j \frac{\omega \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (10)$$

Avec: $\omega_0 = \gamma \mu_0 H_0$ et $\omega_m = \gamma \mu_0 M_s$

Où:

ω_m : est appelée la fréquence de Larmor

ω : est la pulsation de l'onde hyperfréquence

γ : désigne le rapport gyromagnétique (rapport entre le moment cinétique et le moment magnétique)

Donc le tenseur de perméabilité magnétique relative lié à la susceptibilité :

$$[\mu_r] = \frac{1}{\mu_0} ([1] + [\chi]) \quad (11)$$

Et le tenseur de la perméabilité approprié au ferrite selon l'axe z s'écrit comme suit :

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu & jk & 0 \\ -jk & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Avec

$$\mu = \mu_0 \left(1 + \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \right) \quad (13)$$

$$k = \mu_0 \frac{\omega\omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (14)$$

Et selon l'axe x et y sont respectivement :

$$[M] = \begin{bmatrix} \mu_0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & jk \\ 0 & -jk & \mu \end{bmatrix} \quad (15)$$

Et

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu & 0 & jk \\ 0 & \mu & 0 \\ -jk & 0 & \mu_0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Dans (13) et (14), lorsque la fréquence de Larmor est égale à la fréquence du petit signal appliqué (AC), les éléments du tenseur de perméabilité deviennent infinis. Physiquement, cela se produit lorsque la fréquence de précession forcée des moments dipolaires devient égale à la fréquence de précession libre. Cependant, tous les matériaux en ferrite souffrent de pertes magnétiques, ce qui évitera cette singularité. L'effet de la perte magnétique peut être pris en compte en rendant la fréquence de résonance complexe :

$$\omega_0 \rightarrow \omega_0 + j\alpha\omega \quad (17)$$

Où α

$$\chi'_{xx} = \frac{\omega_0\omega_m[(\omega_0^2 - \omega^2) + \omega^2\alpha^2]}{[\omega_0^2 - \omega^2(1 - \alpha^2)^2 + 4\omega_0^2\omega^2\alpha^2]} \quad (18)$$

$$\chi''_{xx} = \frac{\alpha\omega_0\omega_m[\omega_0^2 + \omega^2(1 + \alpha^2)]}{[\omega_0^2 - \omega^2(1 - \alpha^2)^2 + 4\omega_0^2\omega^2\alpha^2]} \quad (19)$$

$$\chi'_{xy} = \frac{\omega\omega_m[\omega_0^2 - \omega^2(1 + \alpha^2)]}{[\omega_0^2 - \omega^2(1 - \alpha^2)^2 + 4\omega_0^2\omega^2\alpha^2]} \quad (20)$$

$$\chi''_{xy} = \frac{2\alpha^2\omega_0^2\omega_m^2\omega^2}{[\omega_0^2 - \omega^2(1 - \alpha^2)^2 + 4\omega_0^2\omega^2\alpha^2]} \quad (21)$$

En utilisant la relation entre la perméabilité tenseur et la susceptibilité tensorielle donnée (13) et (14), un ensemble similaire d'équations peut être dérivé pour la perméabilité

tenseur. Dans les relations ci-dessus, le facteur d'amortissement représenté par α est également liée à la largeur de trait ΔH de la courbe de susceptibilité à proximité de la résonance.

$$\alpha = -\frac{\gamma\mu_0\Delta H}{2\omega} \quad (22)$$

-
- [1] D. M. Pozar "Microwave Engineering, 3rd Edition", John Wiley & sons, In, USA, 2005.
 - [2] Fay, C. E., and Comstock, R. L, "Operation of the ferrite junction circulator", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 1, pp. 15-27, 1965.
 - [3] D'Orazio, W., and Wu, K. , «Substrate Integrated Waveguide circulators suitable for millimeter wave integration», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 10, pp. 3675-3680, 2006.
 - [4] Fuller, A. J. B, "Ferrites at Microwave Frequencies", Peter Peregrinus Ltd., pp. 226. Gardiol, F.E., Introduction to Microwaves, Artech House Publishers, 1983