

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER PROFESSIONNEL**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Télécommunications optiques

**Par** :

Keddar Mohammed Anes

**Sujet**

**Conception de nouveaux modèles de filtres miniatures et reconfigurables pour les applications 5G**

Soutenu, le 22 / 06/ 2025, devant le jury composé de :

Mr. MERIAH S.M

Pr Univ. Tlemcen

Président

Mr. DERRAZ Foued

MCA Univ. Tlemcen

Examineur

Mr. BOUSAHLA Miloud

MCB Univ. Tlemcen

Encadrant

Année universitaire 2024/2025

## Remerciements

Au terme de ce travail, il est pour moi un devoir, mais surtout un immense plaisir, d'exprimer ma gratitude à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce mémoire et à la réussite de mon parcours universitaire.

Avant tout, mes pensées s'élèvent vers Dieu Tout-Puissant, Allah, source de toute sagesse et de toute force. C'est par Sa volonté que j'ai pu franchir les étapes de cette formation avec patience, persévérance et confiance. Que Son nom soit exalté pour les bienfaits et les opportunités qui m'ont été accordés tout au long de cette aventure.

J'exprime ensuite mes remerciements les plus sincères à l'Université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen, qui m'a offert l'opportunité précieuse de poursuivre mes études dans un environnement académique riche et stimulant. Cette institution, par son sérieux et son engagement envers la formation de qualité, a profondément marqué mon parcours. Grâce à elle, j'ai pu acquérir des connaissances solides, découvrir de nouveaux horizons intellectuels et développer des compétences essentielles pour mon avenir professionnel.

Je tiens à adresser une reconnaissance particulière à mon encadreur, Monsieur **BOUSAHLA MILOUD**, pour sa rigueur scientifique, son accompagnement attentif et ses conseils éclairés. Sa disponibilité constante, sa patience et sa bienveillance ont constitué un véritable pilier tout au long de ma recherche. J'ai énormément appris à ses côtés, et je lui suis profondément reconnaissant(e) pour l'encadrement exemplaire dont il a fait preuve.

Mes plus vifs remerciements vont également à Monsieur **MERIAH**, qui a accepté avec générosité et bienveillance de présider le jury de soutenance de mon mémoire. Sa présence est pour moi un grand honneur. Je remercie également chaleureusement Monsieur **DERRAZ Foued** pour avoir accepté de faire partie du jury et d'évaluer mon travail avec attention. Leur regard critique et leurs remarques pertinentes sont d'une grande valeur pour moi.

Enfin, je n'oublie pas d'exprimer ma reconnaissance à ma famille et à mes proches, qui m'ont soutenu(e) moralement, encouragé(e) dans les moments difficiles et partagé mes réussites. Leur confiance et leur patience m'ont donné la force d'aller jusqu'au bout.

## Dédicace

Louange à Dieu, le Miséricordieux, qui m'a accordé la force d'avancer, la sagesse de persévérer et l'inspiration nécessaire pour achever ce travail.

C'est avec une grande émotion et une profonde reconnaissance que je dédie ce modeste mémoire

À ma chère mère,

Source infinie de douceur et de sacrifice, pilier de ma vie, dont les prières et le dévouement m'ont guidé sur le chemin de la réussite. Tu es la lumière qui éclaire chacun de mes pas.

À mon père bien-aimé,

Exemple de rigueur, de patience et de générosité. Tu as toujours été là, discret mais constant, veillant sur moi et m'encourageant à donner le meilleur de moi-même. Ta présence silencieuse a été ma force.

À mes frères, Abdelkader Nazim et Abdel Hadi,

Je vous adresse tout mon amour fraternel. Que votre avenir soit rempli de joie, de succès et de paix intérieure. Ce travail est aussi une preuve de l'attachement et de l'affection que je vous porte.

À l'ensemble de ma famille, proche et élargie,

Merci pour votre affection, vos encouragements et votre soutien tout au long de ce parcours.

À Monsieur Bousahla Miloud, mon encadreur,

Je vous suis profondément reconnaissant pour votre disponibilité, vos conseils précieux et votre engagement constant. Votre encadrement a été une véritable valeur ajoutée à mon travail.

À tous ceux et celles qui œuvrent, parfois dans l'ombre, pour faire progresser la connaissance et mettre le savoir au service de l'humanité, Puisse ce travail vous rendre hommage, à sa manière.

## **Résumé**

L'évolution rapide des technologies de communication sans fil, notamment avec l'avènement de la 5G, impose des exigences accrues en matière de compacité, de performance et de flexibilité des dispositifs radiofréquence (RF). Dans ce contexte, les filtres RF jouent un rôle fondamental en assurant la sélectivité spectrale et la suppression des interférences. La miniaturisation de ces filtres, tout en maintenant de bonnes performances électromagnétiques, représente un défi majeur dans la conception de circuits haute fréquence.

Dans ce travail, des filtres reconfigurables ont été conçus pour répondre aux exigences des applications 5G. Ces filtres sont capables de fonctionner sur différentes bandes de fréquence grâce à l'intégration de dispositifs de commutation, notamment des diodes PIN. Selon la configuration activée, la structure peut agir comme un filtre passe-bande mono-bande, bi-bande, tri-bande ou même quadri-bande. Les différentes topologies proposées ont été modélisées et simulées à l'aide du logiciel CST Studio Suite.

**Mots clés :** Filtre radiofréquence, Réseau 5G, reconfiguration, filtre reconfigurable. Diode PIN

## **Abstract**

The rapid advancement of wireless communication technologies, particularly with the emergence of 5G, has led to increased demands for compactness, high performance, and flexibility in radio frequency (RF) components. In this context, RF filters play a crucial role by ensuring spectral selectivity and suppressing unwanted interference. Miniaturizing these filters while maintaining good electromagnetic performance presents a significant challenge in the design of high-frequency circuits.

In this work, reconfigurable filters were designed to meet the requirements of 5G applications. These filters are capable of operating over different frequency bands thanks to the integration of switching components, notably PIN diodes. Depending on the activated configuration, the structure can function as a single-band, dual-band, tri-band, or even quad-band bandpass filter. The various proposed topologies were modeled and simulated using CST Studio Suite software.

**Keywords:** Radio frequency filter, 5G network, reconfiguration, reconfigurable filter, PIN diode.

## الملخص

يشهد مجال تقنيات الاتصالات اللاسلكية تطورًا سريعًا، لا سيما مع ظهور الجيل الخامس (5G)، مما يفرض متطلبات متزايدة من حيث الصغر، الأداء، والمرونة في الأجهزة العاملة بترددات الراديو (RF). في هذا السياق، تلعب فلاتر الترددات اللاسلكية دورًا أساسيًا في تحقيق الانتقائية الطيفية والقضاء على التداخلات تمثل تصغير حجم هذه الفلاتر مع الحفاظ على أداء كهرومغناطيسي جيد تحديًا رئيسيًا في تصميم الدوائر عالية التردد.

في هذا العمل، تم تصميم مرشحات قابلة لإعادة التشكيل لتلبية متطلبات تطبيقات الجيل الخامس (5G). تتميز هذه المرشحات بقدرتها على العمل على نطاقات ترددية مختلفة بفضل دمج عناصر التبديل، وخاصةً ثنائيات PIN. وفقًا للتكوين المُفعّل، يمكن أن تعمل البنية كمرشح تمرير نطاق أحادي النطاق، ثنائي النطاق، ثلاثي النطاق أو حتى رباعي النطاق. تم نمذجة ومحاكاة الطوبولوجيا المختلفة المقترحة باستخدام برنامج CST Studio Suite.

**الكلمات المفتاحية :** مرشح الترددات الراديوية، شبكة الجيل الخامس (5G)، إعادة التشكيل، مرشح قابل لإعادة التشكيل، ثنائي PIN.

## *Tables des matières*

Remerciements .....	I
Dédicace .....	II
Résumé .....	III
Abstract .....	III
Liste des Figures .....	VII
Liste des Tableaux .....	IX
Introduction Générale .....	1

### **Chapitre I : Généralités sur les filtres Micro-Ondes**

I.1. Introduction.....	4
I.2. Définition et rôle des filtres micro-ondes.....	4
I.3. Classification des filtres .....	5
I.3.1. Filtre passe-bas .....	5
I.3.2. Filtre passe-haut.....	6
I.3.3. Filtre passe-bande .....	7
I.3.4. Filtre coupe-bande .....	9
I.4. Technologies appliquées aux filtres micro-ondes :.....	10
I.4.1. Technologie volumique .....	11
I.4.2. Technologies planaires.....	12
I.4.2.1. Technologie microruban.....	12
I.4.2.2. La technologie coplanaire.....	15
I.4.2.3. La technologie tri-plaque.....	17
I.4.3. Technologies à ondes acoustiques de surface et de substrat SAW et BAW	18
I.6. Principales topologies planaires des filtres .....	20
I.6.1. Filtres à éléments localisés.....	20
I.6.2. Filtre à saut d'impédance .....	21
I.6.3. Filtres à tige (à stubs).....	22
I.6.4. Filtres à base de résonateurs couplés.....	23
I.6.4.1. Résonateurs demi-onde d'extrémité couplée.....	23
I.6.4.2. Résonateurs demi-onde couplés en parallèle.....	24
I.6.5. Filtres à lignes Hairpin.....	24
I.6.6. Les filtres interdigital.....	25
I.6.7. Les filtres Compline .....	25
I.7. Synthèse des filtres micro-ondes .....	26
I.7.1. Méthode des paramètres image .....	26
I.7.2. Méthode de la perte d'insertion .....	26
I.7.2.1. Approximation de Butterworth.....	28
I.7.2.2. Approximation de Tchebychev.....	30
I.8. Conclusion .....	34

## Chapitre II : Les filtres reconfigurables

II.1. Introduction .....	36
II.2. Définition et intérêt .....	36
II.3. Classification de reconfigurabilité .....	37
II.3.1. Filtres Reconfigurable en fréquence .....	38
II.3.2. Filtres Reconfigurable en bande passante .....	39
II.3.3. Filtres Reconfigurable en fréquence centrale et en bande passante.....	40
II.4. Dispositifs utilisés pour la reconfiguration .....	41
II.4.1. Les éléments à semi-conducteurs .....	41
II.4.1.1. Diodes PIN .....	41
II.4.1.2. Diodes varicap ou varactors .....	44
II.4.1.3. MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems).....	45
II.4.2. Les matériaux agiles .....	47
II.4.2.1. Les matériaux ferroélectriques .....	47
II.4.2.2. Les matériaux ferromagnétiques .....	49
II.5. Avantages et inconvénients d'un filtre reconfigurable .....	50
II.6. Applications des filtres micro-ondes reconfigurables .....	51
II.7. Conclusion .....	53

## Chapitre III : Résultats et simulation

III.1. Introduction .....	55
III.2. L'outil de simulation CST .....	55
III.3. Filtre mono-bande.....	56
III.4. Les filtres proposés .....	58
III.4.1. Filtre mono-bande proposé .....	59
III.4.1.1. Etude paramétrique : .....	61
III.4.1.1.1. Effet de la largeur du résonateur carré (W3) .....	61
III.4.1.1.2. Effet de gap (g) .....	61
III.4.1.1.3. Effet de la longueur (L2) .....	62
III.4.1.1.4. Effet de la longueur (S1) .....	62
III.4.1.2. Optimisation du filtre mono-bande proposé .....	63
III.4.2. Filtre bi-bande proposé.....	64
III.4.2.1. Insertion d'un second résonateur carré .....	64
III.4.2.2. Ajout d'un slot dans la structure.....	65
III.4.2.3. Filtre bi_bande reconfigurable en fréquence .....	66
III.4.2.4. Optimisation du filtre bi-bande proposé .....	67
III.4.3. Filtre tri-bande proposé .....	68
III.4.4. Filtre quadri-bande proposé.....	71
III.5. Conclusion.....	74
Conclusion générale.....	76
Références bibliographiques .....	XI

## Liste des Figures

Figure I.1 : Représentation générale du filtre micro-onde.....	5
Figure I.2 : Gabarit d'un filtre passe-bas [3]. .....	5
Figure I.3 : Gabarit d'un filtre passe-haute [3]. .....	7
Figure I.4 : Gabarit d'un filtre passe-bande [3]. .....	8
Figure I.5 : Gabarit d'un filtre coupe-bande [3]. .....	9
Figure I.6 : Principaux types de technologies volumiques utilisés dans le spatial. (a) Filtre mécanique, de réception, à résonateurs interdigités (en bande C). (b) Filtres d'IMUX à résonateurs diélectriques. (c) Filtres d'OMUX à 20 canaux en guide d'onde en bande Ku [6]. .....	11
Figure I.7 : (a) La géométrie d'une ligne micro-ruban,(b) Les champs électromagnétiques de la ligne micro-ruban [8]. .....	13
Figure I.8: Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie coplanaire [10]. .....	16
Figure I.9 : configuration d'une ligne en technologie coplanaire [10]. .....	16
Figure I.10 : : Vue tridimensionnelle d'une ligne Tri-plaques [11]. .....	17
Figure I.11 : (a) Principe du filtre SAW. (b) Architecture basique d'un dispositif en technologie BAW [12]. .....	18
Figure I.12 : Inductances localisées. (a) en méandres. (b) en spirale [13]. .....	21
Figure I.13 : Capacités localisées. (a) interdigitée. (b) MIM [13] .....	21
Figure I.14 : Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5 [13]. .....	21
Figure I.15 : Structure d'un filtre passe-bas à saut d'impédance en technologie micro-ruban [13]. .....	22
Figure I.16 : Structure d'un filtre à stub en micro-ruban [13]. .....	23
Figure I.17 : Configuration générale d'un filtre microruban à couplage par les extrémités [14]. .....	23
Figure I.18 : Structure générale d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle [14]. .....	24
Figure I.19 : Structure d'un filtre à lignes Hairpin [14]. .....	24
Figure I.20 : Structure d'un filtre interdigital [14]. .....	25
Figure I.21 : Exemple d'un filtre Compline [14]. .....	25
Figure I.22 : Circuits prototypes du filtre passe-bas : (a) débutant avec une inductance en série (b) débutant avec une capacité en parallèle [19]. .....	27
Figure I.23 : Étapes de conception des filtres [19]. .....	28
Figure I.24 : Réponse fréquentielle en transmission de la fonction de Butterworth pour plusieurs valeurs de n. .....	29
Figure I.25 : Exemple de cahier des charges d'un filtre passe bas.....	29
Figure I.26 : Réponse fréquentielle en transmission du filtre de Tchebychev pour différents ordres n. .....	31
Figure II.1 : Les techniques de reconfigurabilité des filtres. ....	37
Figure II.2 : Paramètre S21 pour un filtre reconfigurable en fréquence [24]. .....	38
Figure II.3 : Paramètre S21 pour un filtre reconfigurable en bande passante[24]. .....	39
Figure II.4 : Transition du paramètre S21 pour un filtre reconfigurable[24]. .....	40
Figure II.6 : Diode PIN (a) et le schéma équivalent en fonction de la polarisation : (b) polarisation en direct, (c) polarisation en inverse[27]. .....	42

Figure II.5 : Caractéristique typique de la variation de la résistance $R_s$ en fonction du courant de polarisation (en polarisation directe) d'une diode PIN[27].....	42
Figure II.7 : (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Schéma équivalent des diodes PIN états (ON/OFF), (c) Réponses en transmission et en réflexion du filtre[28]. .....	43
Figure II.8 : Symbole d'une diode varicap (a) et (b) le modèle équivalent en polarisation[27]. .....	44
Figure II.9 : (a) Photographie du filtre, (b) Performances en fréquence du filtre [30].....	45
Figure II.10 : Structure d'un MEMS capacitif [31]. .....	46
Figure II.11 : Différentes topologies de capacités variables MEMS RF : (a)variation sur la distance entre les électrodes en regard, (b) capacité inter-digitée MEMS [31] .....	46
Figure II.12 : (a) Configuration distribuée, (b) Configuration localisée[29].....	48
Figure II.13 : (a) Capacité MIM à base de BST, (b) Schéma équivalent et photographie du filtre fabriqué [32].....	48
Figure II.14 : Représentation d'un filtre coupe-bande hyperfréquence reconfigurable intégrant une structure métamatériau composée de ferrite, accompagnée des spectres de transmission mesurés pour différentes longueurs de tige $l$ [35].....	49
Figure III.1 : Une interface graphique du simulateur CST studio.....	56
Figure III.2 : Structure du filtre proposée dans [38].....	57
Figure III.3 : Résultat de la simulation de la structure initiale.....	58
Figure III.4 : Résultat de la simulation de la structure de [38]. .....	58
Figure III.5 : La structure du filtre proposé. ....	59
Figure III.6 : Résultat de la simulation du filtre avec les dimensions indiquées au Tableau III.1 .....	60
Figure III.7 : Effet de la largeur ( $W_3$ ) sur le coefficient de réflexion.....	61
Figure III.8 : Effet de gap ( $g$ ) sur le coefficient de réflexion.....	62
Figure III.9 : Effet de la longueur ( $L_2$ ) sur le coefficient de réflexion .....	62
Figure III.10 : Effet de l'espacement ( $S_1$ ) sur le coefficient de réflexion. ....	63
Figure III.11 : Résultats optimisés du filtre mono-bande proposé.....	63
Figure III.12 : Filtre avec un deuxième résonateur carré.....	64
Figure III.13 : Résultat de la simulation de la structure modifiée.....	65
Figure III.14 : Slot inséré sur le résonateur carré.....	65
Figure III.15 : Effet du slot ( $g_1$ ) sur $S_{11}$ et $S_{21}$ .....	66
Figure III.16 : Filtre bi-bande avec diode varicap insérée.....	66
Figure III.17 : résultat de simulation du $S_{11}$ pour différentes valeurs de la Capacité. ....	67
Figure III.18 : Résultats optimisés du filtre bi-bande proposé.....	68
Figure III.19 : Structure du filtre tri-bande proposé.....	69
Figure III.20 : Résultat de la simulation du filtre tri-bande proposé.....	70
Figure III.21 : Résultats optimisés du filtre tri-bande. ....	71
Figure III.22: Structure du filtre quadri-bande proposé. ....	72
Figure III.23 : Résultat de la simulation du filtre quadri-bande proposé. ....	72
Figure III.25 : Résultats optimisés du filtre quadri-bande.....	73

---

---

**Liste des Tableaux**

Tableau III.1 : Valeurs initiales de la structure. ....	57
Tableau III.2 : Dimensions de la structure proposée (en mm). ....	60
Tableau III.3 : Dimensions finales du filtre mono-bande conçu (en mm). ....	63
Tableau III.4 : Dimensions finales du filtre bi-bande conçu (en mm). ....	68
Tableau III.5 : Dimensions finales du filtre tri-bande conçu (en mm). ....	71
Tableau III.6 : Dimensions finales du filtre quadri-bande conçu (en mm). ....	73

**Liste des abréviations**

**5G** : La Cinquième génération de systèmes de communication sans fil.

$\omega$  : La pulsation de l'onde.

**K** : La constante de propagation.

**fc** : La fréquence de coupure.

**RF** : Radio Frequency.

**EM** : ondes électromagnétiques.

**n** : ordre du filtre.

**IMUX** : Input Multiplexer.

**OMUX**: Output Multiplexer.

**MMIC**: Monolithic Microwave Integrated Circuit.

**TE** : Transverse électrique.

**TM**: Transverse magnétique.

**TEM** : Transverse électromagnétique.

$\epsilon_r$  : Permittivité relative.

$\epsilon_{\text{eff}}$  : Permittivité effective.

**SAW**: Surface Acoustic Wave.

**BAW**: Bulk Acoustic Wave.

**FBAR**: Thin Film Bulk Acoustic Resonator.

**SMR**: Solidly Mounted Resonator.

**CMS**: Composant Monté en Surface.

**SMD**: Surface-Mount Device.

**PCB** : Printed Circuit Board.

**MIM** : Métal-Isolant-Métal.

**BW** : la bande passante

**Mems** : Micro-Electro-Mechanical Systems.

**Cpw** : CoPlanar Waveguide.

**SSRR** : anneau fendu carré simple.

**SRR** : anneau fendu circulaire.

**WiMAX** : Worldwide Interoperability for Microwave Access

## **Introduction Générale**

## *Introduction Générale*

L'émergence de la technologie 5G marque une révolution majeure dans le domaine des communications sans fil, promettant des vitesses de transmission ultra-rapides, une latence extrêmement faible, ainsi qu'une connectivité massive entre dispositifs. Pour répondre à ces exigences, les systèmes de communication de nouvelle génération doivent intégrer des composants RF avancés, capables de fonctionner efficacement dans des environnements spectraux de plus en plus complexes et dynamiques.

Parmi ces composants essentiels, les filtres à radiofréquence jouent un rôle crucial. Ils assurent la sélection fréquentielle, en permettant le passage des signaux utiles tout en supprimant les interférences et le bruit indésirable. Cependant, les filtres traditionnels, généralement rigides et volumineux, peinent à s'adapter aux nouvelles contraintes imposées par la 5G : miniaturisation des dispositifs, reconfigurabilité, intégration multi-bandes et réduction des coûts de production.

Dans ce contexte, le développement de nouveaux modèles de filtres miniatures et reconfigurables s'impose comme une solution stratégique. Ces filtres innovants se distinguent par leur capacité à modifier dynamiquement leurs caractéristiques (fréquence centrale, bande passante, forme de réponse), tout en conservant une taille réduite compatible avec l'intégration dans des architectures compactes, telles que les smartphones, stations de base, objets connectés et dispositifs IoT.

Cette transition vers des filtres plus intelligents repose sur l'intégration de technologies avancées telles que les matériaux à propriétés variables, les composants MEMS (systèmes micro électromécaniques), les diodes varactor ou encore les architectures à base de matériaux synthétiques (métamatériaux). Ces approches permettent de concevoir des filtres adaptatifs, capables de répondre aux exigences de flexibilité et d'efficacité spectrale propre à la 5G.

L'objectif de notre mémoire est de réaliser un filtre reconfigurable pour les applications 5G, notre travail est divisé en deux chapitres théoriques et un troisième pratique.

Le premier chapitre, intitulé « Généralités sur les filtres micro-ondes », traite de la définition, du rôle et de la classification des filtres micro-ondes (passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande). Il présente également les principales technologies de réalisation,

notamment les technologies volumiques, planaires (micro ruban, coplanaire, tri-plaque) et celles à ondes acoustiques (SAW et BAW). Le chapitre aborde ensuite les topologies planaires les plus courantes et se termine par un aperçu des méthodes de synthèse comme celles des paramètres image, de la perte d'insertion, et les approximations de Butterworth et Tchebychev.

Le deuxième chapitre est consacré pour les filtres reconfigurables, nous allons inclure dans cette partie la définition de ces filtres suivie d'un aperçu sur la nécessité de la reconfiguration, ensuite nous allons citer quelque type de reconfiguration avec diverses techniques, et pour clôturer ce chapitre nous mentionnerons les avantages et les inconvénients des filtres reconfigurables ainsi que quelques exemples d'application.

Le troisième chapitre est conçu pour la partie pratique où l'on va utiliser le logiciel CST Microwave Studio pour simuler quatre filtres passe-bande reconfigurables proposés, destinés aux applications 5G.

***Chapitre I : Généralités sur les filtres Micro-Ondes***

## I.1. Introduction

Les filtres micro-ondes sont des composants essentiels dans les systèmes de télécommunications et de traitement du signal haute fréquence. Leur rôle principal est de laisser passer certaines bandes de fréquences tout en atténuant les autres, afin d'éviter les interférences et d'améliorer la qualité du signal. On les retrouve dans des applications variées comme les radars, les satellites, les téléphones mobiles ou encore les équipements Wi-Fi.

Ces filtres fonctionnent généralement dans la gamme des micro-ondes, c'est-à-dire pour des fréquences allant d'environ 300 MHz à plusieurs dizaines de GHz. Contrairement aux filtres utilisés à basse fréquence, ceux-ci utilisent des technologies spécifiques comme les cavités résonantes, les guides d'ondes, ou les structures planes (comme les lignes micro-ruban), en raison des longueurs d'ondes beaucoup plus courtes.

Ce chapitre offre une vue d'ensemble des filtres micro-ondes, en abordant leur définition, leur rôle, ainsi que les différents types de filtres, les technologies et les techniques de réalisation associées. Il se concentre plus particulièrement sur la technologie micro-ruban, considérée comme l'une des plus significatives dans ce domaine.

## I.2. Définition et rôle des filtres micro-ondes

Les filtres micro-ondes sont des composants passifs fondamentaux dont le rôle principal est la sélectivité en fréquence. Ils sont conçus pour autoriser le passage des signaux dans une certaine gamme de fréquences (la bande passante) tout en atténuant ou bloquant les signaux situés en dehors de cette gamme (la bande coupée ou bande rejetée) [1].

Le terme micro-onde peut être utilisé pour décrire des ondes électromagnétiques (EM) avec des fréquences allant de 300 MHz à 300 GHz, ce qui correspond à des longueurs d'onde (en espace libre) de 1 m à 1 mm. Les ondes EM dont les fréquences sont supérieures à 30 GHz et inférieures à 300 GHz sont également appelées ondes millimétriques, car leurs longueurs d'onde se situent dans la gamme des millimètres (1 à 10 mm) [2].

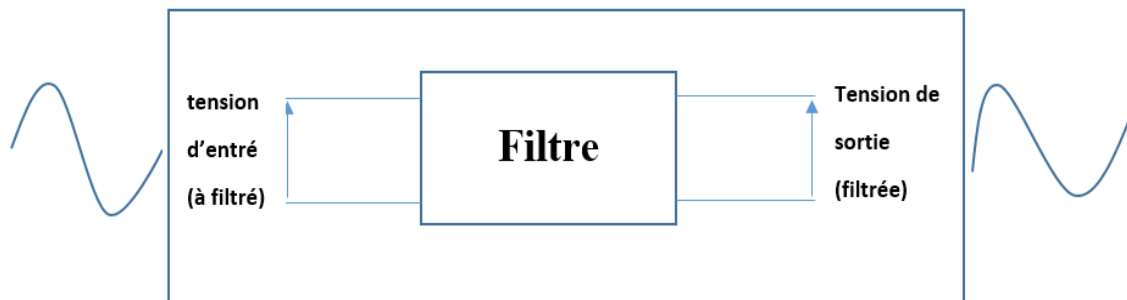


Figure I.1 : Représentation générale du filtre micro-onde.

### I.3. Classification des filtres

Les filtres se déclinent en plusieurs types, chacun adapté à des applications spécifiques. Ils sont classés en quatre catégories selon la disposition de leurs bandes passantes et atténuées : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande [3].

#### I.3.1. Filtre passe-bas

Les filtres passe-bas autorisent le passage des fréquences inférieures à une valeur spécifique, et sont utilisés pour atténuer le bruit et séparer les signaux.

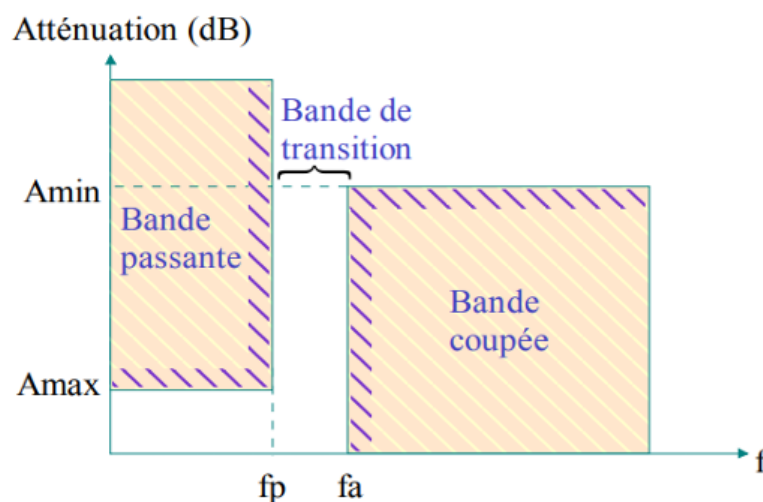


Figure I.2 : Gabarit d'un filtre passe-bas [3].

Dans le cas d'un filtre passe-bas, la sélectivité est définie comme suit :

$$S = \frac{f_p}{f_a} \quad (I.1)$$

On note  $f_p$  la fréquence associée à la bande passante, et  $f_a$  désigne la fréquence d'entrée dans la bande atténuée.

Pour :

- $S < 1$  dans le cas d'un filtre réel
- $S = 1$  dans le cas du filtre idéal
- $S$  donne une indication de la largeur de la bande de transition. Plus le facteur de sélectivité  $S$  se rapproche de 1, plus le filtre devient sélectif.

L'expression mathématique de la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bas est donnée par [4]:

$$H(f) = \begin{cases} ke^{-j2\pi f a}, & \text{si } |f| \leq f_c \\ 0 & \text{si } |f| > f_c \end{cases} \quad (I.2)$$

$K$  et  $f_a$  sont deux paramètres du filtre et  $f_c$  est la « fréquence de coupure » (cut off frequency).

### I.3.2. Filtre passe-haut

Les filtres passe-haut permettent la transmission des signaux dont la fréquence excède un seuil prédéfini. Ils sont notamment employés pour l'atténuation des composantes spectrales de basse fréquence jugées indésirables [3].

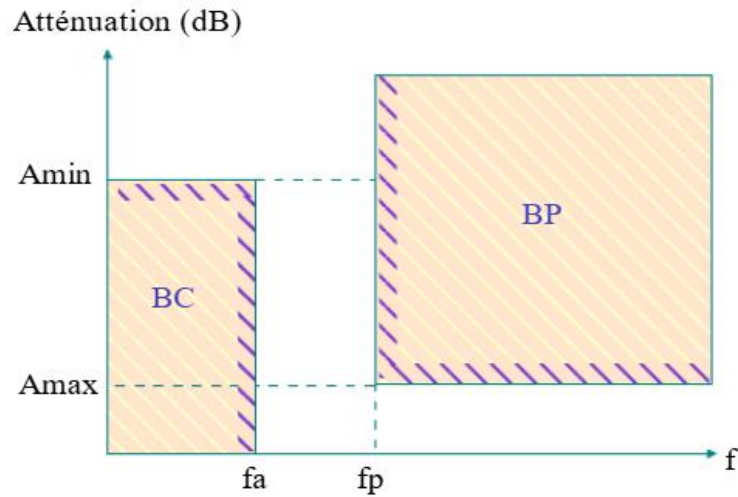


Figure I.3 : Gabarit d'un filtre passe-haute [3].

Dans le cas d'un filtre passe-haut, la sélectivité est définie comme suit :

$$S = \frac{f_p}{f_a} \quad (\text{I.3})$$

L'expression mathématique de la réponse fréquentielle d'un filtre passe-haut est donnée par [4] :

$$\mathbf{H}(f) = \begin{cases} \mathbf{k}e^{-j2\pi f_a}, & |f| \geq f_c \\ \mathbf{0} & |f| < f_c \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

### I.3.3. Filtre passe-bande

Le filtre passe-bande permet la transmission sélective d'une plage de fréquences spécifiée, tout en atténuant les composantes spectrales situées au-delà des limites supérieure et inférieure de cette bande. Il trouve une application étendue dans le domaine des transmissions, notamment pour l'isolation du signal d'intérêt [3].

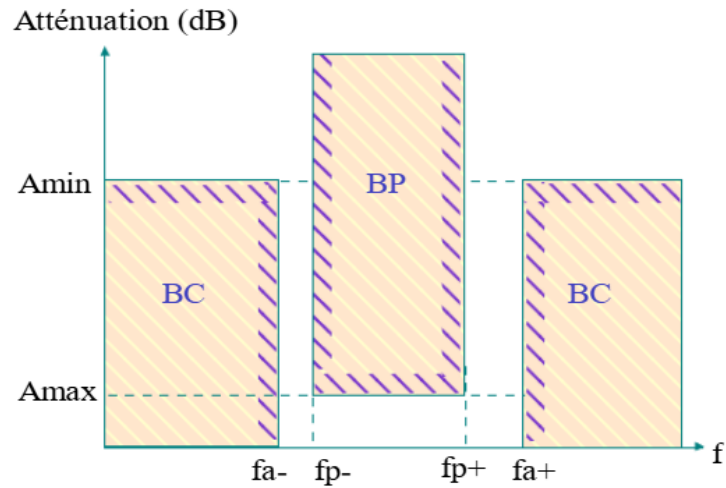


Figure I.4 : Gabarit d'un filtre passe-bande [3].

La Sélectivité est donnée par :

$$S = \frac{\Delta f_p}{\Delta f_a} \quad (I.5)$$

La fréquence centrale s'exprime sous la forme :

$$f_0 = \sqrt{f_{p-} * f_{p+}} \quad (I.6)$$

$f_0$  : la moyenne géométrique des deux fréquences de coupure

La largeur de bande :

$$\Delta f_p = f_{p+} - f_{p-} \quad (I.7)$$

La Largeur de bande relative :

$$B = \frac{\Delta f_p}{f_0} \quad (I.8)$$

Le calcul d'un filtre requiert un gabarit symétrique. Un passe-bande est dit symétrique lorsque :

$$f_{a+} * f_{a-} = f_{p+} * f_{p-} = f_0^2 \quad (\text{I.9})$$

L'expression mathématique de la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bande est donnée par [4]:

$$H(f) = \begin{cases} ke^{-j2\pi f a}, & \text{si } f_{c-} \leq |f| \leq f_{c+} \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

#### I.3.4. Filtre coupe-bande

Les filtres passe-bande autorisent la transmission d'un intervalle spectral déterminé, tandis que les filtres réjecteurs de bande présentent une forte atténuation sur une plage de fréquences spécifique [3].

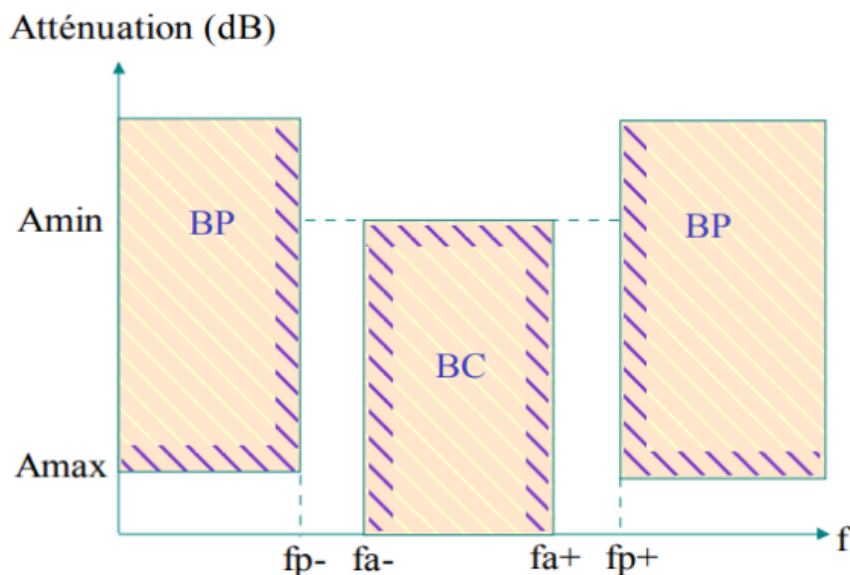


Figure I.5 : Gabarit d'un filtre coupe-bande [3].

La Sélectivité :

$$S = \frac{\Delta f_p}{\Delta f_a} \quad (\text{I.11})$$

La Fréquence centrale :

$$f_0 = \sqrt{f_{p-} * f_{p+}} \quad (\text{I.12})$$

La Largeur de bande relative :

$$B = \frac{\Delta f_p}{f_0} \quad (\text{I.13})$$

L'expression mathématique de la réponse fréquentielle d'un filtre coupe-bande est donnée par [4] :

$$H(f) = \begin{cases} 0, & \text{si } f_{c-} \leq |f| \leq f_{c+} \\ ke^{-j2\pi f a} & \text{sinon.} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

#### I.4. Technologies appliquées aux filtres micro-ondes :

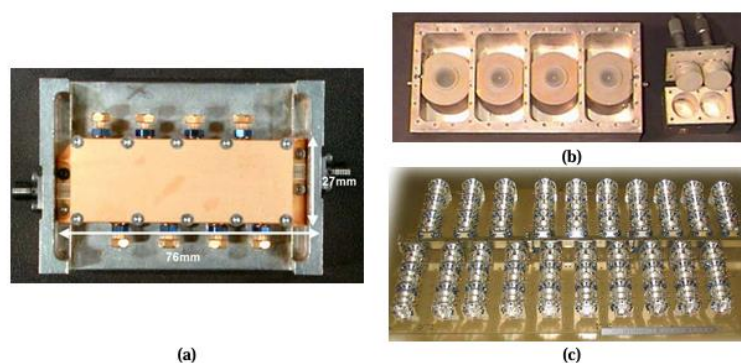
Quand on parle de "technologies appliquées aux filtres micro-ondes", on fait référence à l'ensemble des méthodes, matériaux, et structures physiques utilisés pour concevoir, fabriquer et intégrer des filtres qui fonctionnent à des fréquences élevées (GHz), typiques des micro-ondes. Actuellement, diverses technologies sont disponibles pour la réalisation physique de filtres micro-ondes, chacune présentant des caractéristiques distinctes en termes de complexité de fabrication, de coût de production et de performances électriques. Ces attributs spécifiques rendent l'utilisation de chaque technologie particulièrement appropriée pour des applications ciblées [5].

Les technologies les plus couramment employées dans la conception de filtres micro-ondes passifs sont : les technologies volumiques, acoustiques et planaires.

### I.4.1. Technologie volumique

Les filtres volumiques sont constitués de cavités résonnantes métalliques, usuellement fabriquées à partir de sections de guides d'ondes (de géométrie rectangulaire ou circulaire) ou de résonateurs diélectriques (cf. figure I.6). Ces filtres se révèlent particulièrement pertinents pour la réalisation de filtres à bande passante étroite, en vertu de leurs performances électriques exceptionnelles, lesquelles se manifestent par des pertes d'insertion minimales, directement imputables à des coefficients de qualité intrinsèquement élevés. En outre, ils confèrent une aptitude à traiter des signaux de puissance élevée tout en maintenant une stabilité thermique satisfaisante.

Ces avantages substantiels expliquent la présence continue et significative de ces filtres dans les charges utiles des satellites actuellement mis en orbite, tant au niveau des systèmes d'émission, où leur substitution s'avère complexe, que fréquemment au niveau des récepteurs. Néanmoins, leurs inconvénients principaux résident dans leur volume et leur masse substantiels, ainsi que dans leur coût de production élevé. Comparativement aux autres composants intégrés dans les équipements à circuits micro-ondes, leurs dimensions physiques représentent une contrainte significative. De plus, ces dispositifs présentent une compatibilité limitée avec les systèmes actifs, notamment les amplificateurs de puissance ou les amplificateurs à faible bruit auxquels ils sont interfacés. En outre, leur implémentation complexe requiert un usinage mécanique de précision et un ajustement post-fabrication méticuleux, contribuant de manière significative à l'augmentation des coûts de production [6].



**Figure I.6 : Principaux types de technologies volumiques utilisés dans le spatial. (a) Filtre mécanique, de réception, à résonateurs interdigités (en bande C). (b) Filtres d'IMUX à résonateurs diélectriques. (c) Filtres d'OMUX à 20 canaux en guide d'onde en bande Ku [6].**

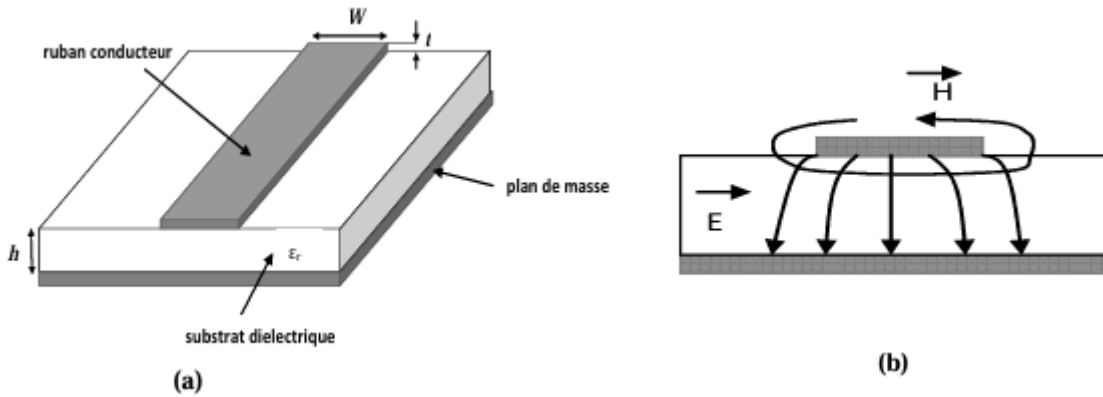
### I.4.2. Technologies planaires

Les technologies de filtres planaires se distinguent par leur compacité remarquable, leur faible poids et leur excellente compatibilité pour l'intégration dans des systèmes micro-ondes. En plus de leurs avantages en termes de réduction des coûts de fabrication, les filtres planaires sont caractérisés par une bonne reproductibilité et une facilité d'interconnexion avec d'autres circuits, en particulier les MMIC<sup>3</sup> [7]. Cependant, leur utilisation est souvent limitée aux applications de faible puissance. De plus, leur performance électrique tend à se détériorer significativement à mesure que la fréquence augmente, en raison de l'accroissement conjoint des pertes métalliques (conducteur), diélectriques (substrat) et par rayonnement.

Dans le cadre des technologies planaires, on peut identifier les technologies microruban, coplanaire et tri-plaque. Chacune présente ses propres caractéristiques spécifiques sur les plans géométrique et électrique.

#### I.4.2.1. Technologie microruban

La technologie microruban est fréquemment employée dans la conception de circuits micro-ondes passifs, notamment pour la réalisation de filtres, en raison de son aptitude à générer des résonateurs de dimensions réduites tout en offrant des performances élevées. Cette capacité est rendue possible par la manipulation des paramètres dimensionnels des lignes conductrices, permettant ainsi l'optimisation des caractéristiques électriques tout en minimisant l'empreinte spatiale. La configuration structurelle d'une ligne microruban est illustrée à la figure I.7(a). Elle est constituée d'un conducteur plan métallique, positionné sur la surface supérieure d'un substrat diélectrique, le plan de masse étant localisé sur la surface inférieure. Les champs électromagnétiques associés à cette ligne de transmission sont majoritairement confinés au sein du substrat diélectrique, bien qu'une partie se propage également dans l'air (voir figure I.7 (b)). Contrairement à une ligne à champ TEM pur, une ligne micro-ruban génère une onde hybride TM-TE. Cependant, en raison de l'épaisseur très faible du substrat diélectrique dans les applications micro-ondes ( $t \ll \lambda$ ) ce champ est souvent approximé comme un champ quasi-TEM [8].



**Figure I.7 : (a) La géométrie d'une ligne micro-ruban,(b) Les champs électromagnétiques de la ligne micro-ruban [8].**

La structure microruban est intrinsèquement caractérisée par des paramètres fondamentaux incluant la permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) du substrat diélectrique et les dimensions géométriques spécifiques, à savoir la largeur ( $W$ ) et l'épaisseur ( $t$ ) du conducteur, ainsi que la hauteur ( $h$ ) du substrat. Le rapport dimensionnel  $W/h$  se situe typiquement dans l'intervalle  $0.1 \leq W/h \leq 10$ . Le choix d'une permittivité relative élevée est fréquemment privilégié dans la conception de ces structures afin de favoriser la concentration du champ électromagnétique et, par conséquent, de minimiser les pertes par rayonnement.

**(a) Caractéristiques de la ligne microruban dans l'approximation quasi statique**

**Permittivité effective**

Hammerstad et Wheeler ont établi des formules pour le calcul de la permittivité effective  $\epsilon_{re}$  :

Pour  $W/h \leq 1$ :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left( 1 - \frac{h}{w} \right)^2 \right] \tag{I.15}$$

Pour  $W/h \geq 1$ :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} \right] \tag{I.16}$$

### Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne microruban peut être déterminée analytiquement à partir de la permittivité effective ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) précédemment établie.

Dans le cas où :  $W/h < 1$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left( \frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \quad (\text{I.17})$$

Dans le cas où :  $W/h > 1$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{W}{h} + 1.39 + 0.677 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.44 \right) \right]^{-1} \quad (\text{I.18})$$

#### (b) SYNTHÈSE DE $W/h$

Les formules approximatives permettant de déterminer le rapport dimensionnel  $W/h$  en fonction de l'impédance caractéristique  $Z_0$  et de la permittivité relative ( $\epsilon_r$ ), telles que dérivées par Wheeler et Hammerstad et rapportées dans la référence [9], sont présentées ci-après :

Dans le cas où :  $W/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (\text{I.19})$$

avec :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (\text{I.20})$$

Dans le cas où :  $W/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (\text{I.21})$$

avec :

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.22})$$

Ces expressions analytiques permettent l'estimation des paramètres géométriques avec une précision de l'ordre de 1%. Afin d'améliorer la précision du modèle, un facteur de correction est introduit pour considérer l'influence de l'épaisseur ( $t$ ) de la métallisation de la bande conductrice. Ce facteur permet de déterminer une largeur équivalente  $W_e$ , légèrement supérieure à la largeur physique initiale.

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left[ 1 + \ln \frac{2x}{t} \right] \quad (\text{I.23})$$

Avec  $x = h$  si  $W > h/2\pi$

$x = 2\pi w$  si  $h/2\pi > w > 2t$

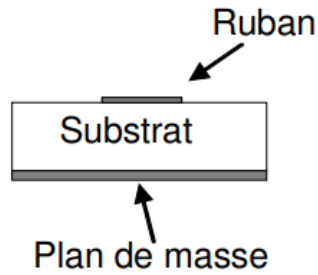
La technologie microruban présente des avantages notables, notamment une simplicité conceptuelle et un faible coût de fabrication. De surcroît, elle permet une propagation d'un mode électromagnétique bien défini, facilitant ainsi sa modélisation théorique. En outre, la disponibilité de bibliothèques de modèles pour cette technologie est étendue, ce qui simplifie considérablement la simulation du comportement global des circuits microrubans.

Cependant, cette technologie n'est pas exempte de limitations. Parmi les inconvénients identifiés, on note la nécessité de recourir à des vias métallisés pour assurer la connexion à la masse.

#### I.4.2.2. La technologie coplanaire

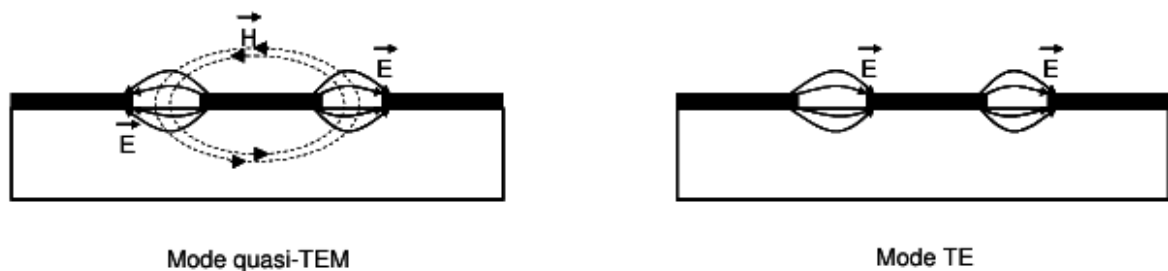
La configuration coplanaire se caractérise par la présence d'un plan de masse unique, déposé sur une seule face du substrat diélectrique. Sur cette même surface, le conducteur central, ou ruban, est défini par deux discontinuités parallèles, formant des fentes [10]. (figure I.8).

La configuration coplanaire présente un intérêt primordial en raison de la compacité des circuits qu'elle permet de réaliser et de la simplicité relative de son processus de fabrication. En effet, l'absence de recours à des vias métallisés pour l'établissement de courts-circuits constitue un avantage substantiel. Par ailleurs, l'intégration de composants discrets, qu'ils soient connectés en série ou en parallèle, est facilitée par cette topologie.



**Figure I.8: Configuration des champs électriques et magnétiques pour une ligne de transmission en technologie coplanaire [10].**

Cependant, cette technologie est intrinsèquement limitée quant à la conservation d'un mode de propagation transverse électromagnétique (TEM) pur sur l'intégralité du circuit. La configuration structurale, caractérisée par la présence de deux plans de masse et d'un conducteur central, induit l'existence de deux modes de propagation potentiels : un mode quasi-TEM, privilégié pour ses caractéristiques, et un mode transverse électrique (TE), considéré comme indésirable (cf. Figure I-9). Bien que diverses stratégies aient été avancées dans le but d'atténuer ce mode de propagation non désiré, à l'instar de l'intégration de ponts diélectriques ou conducteurs assurant la connexion entre les deux plans de masse, leur implémentation effective se révèle complexe et leur efficacité n'est pas uniformément assurée. La problématique de l'optimisation du nombre et de la localisation de ces éléments de connexion persiste, selon l'état actuel des connaissances, comme un axe de recherche actif et dont la résolution demeure partielle à ce jour.



**Figure I.9 : configuration d'une ligne en technologie coplanaire [10].**

En conséquence, l'élaboration de modèles décrivant avec précision les phénomènes physiques observés dans les structures coplanaires s'avère relativement complexe. De ce fait, les bibliothèques de modèles disponibles dans les environnements logiciels de simulation pour cette technologie sont comparativement moins fournies. Néanmoins, les performances électriques obtenues avec la technologie coplanaire présentent un ordre de grandeur comparable à celles atteintes avec d'autres technologies planaires, telles que la technologie microruban.

#### I.4.2.3. La technologie tri-plaque

La ligne triplaque est constituée d'un conducteur central plan, immergé au sein d'un substrat diélectrique dont les deux surfaces externes sont métallisées, formant ainsi deux plans de masse (cf. figure I.10). Cette configuration triplaque peut présenter une symétrie, où le conducteur de transmission est positionné à égale distance des deux plans de masse, ou une asymétrie, caractérisée par une proximité plus marquée du ruban avec l'un des plans de masse par rapport à l'autre. Cette technologie favorise la réalisation de circuits de haute densité en raison de l'utilisation d'un matériau de substrat à permittivité relative élevée sur l'ensemble de la structure. Similairement à la technologie coplanaire, la présence de trois conducteurs distincts permet théoriquement l'existence de deux modes de propagation. Cependant, seule l'exploitation d'un mode spécifique est souhaitée, ce qui requiert l'interconnexion des deux plans de masse par l'intermédiaire de vias métallisés. Cette mesure vise à supprimer l'établissement d'un mode de propagation parasite [11].

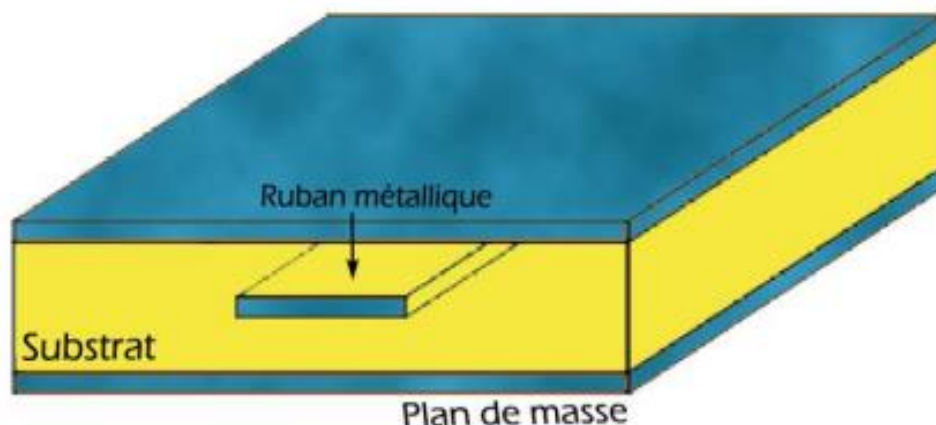


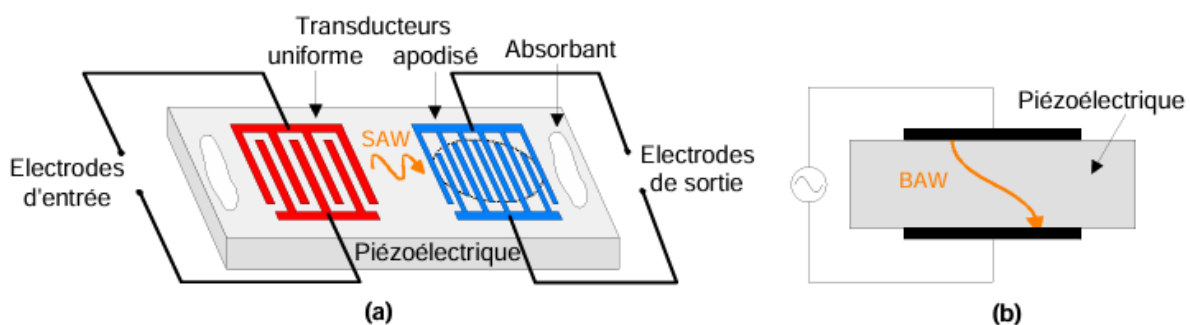
Figure I.10 : : Vue tridimensionnelle d'une ligne Tri-plaques [11].

Les limitations majeures associées à la technologie triplaque résident dans sa sensibilité aux dispersions technologiques inhérentes au processus de fabrication et dans les coûts de réalisation comparativement élevés par rapport aux autres technologies planaires. Cette augmentation des coûts est principalement attribuable à la complexité de l'intégration des composants additionnels.

### I.4.3. Technologies à ondes acoustiques de surface et de substrat SAW et BAW

La technologie des ondes acoustiques de surface (SAW - Surface Acoustic Wave) est fondée sur l'exploitation de la propagation d'ondes acoustiques le long de la surface d'un matériau doté de propriétés piézoélectriques. L'un des avantages principaux de ces ondes réside dans leur vitesse de propagation, significativement plus faible que celle des ondes électromagnétiques, ce qui permet une réduction notable de la taille physique des filtres conçus selon ce principe.

La configuration élémentaire d'un filtre SAW, illustrée en figure (I.11-a), comprend un transducteur d'entrée et un transducteur de sortie. Le premier, constitué d'électrodes métalliques interdigitées sur le substrat piézoélectrique, génère des ondes acoustiques à partir du signal électrique incident. Le second assure la fonction inverse en convertissant l'énergie de l'onde acoustique détectée en un signal électrique de sortie [12].



**Figure I.11 : (a) Principe du filtre SAW. (b) Architecture basique d'un dispositif en technologie BAW [12].**

La sélection du substrat piézoélectrique, pour lequel le quartz est un choix fréquent, revêt une importance capitale. Ce matériau détermine non seulement la vitesse de propagation de l'onde acoustique de surface, mais il conditionne également la stabilité thermique du composant. En outre, son coefficient de couplage électromécanique influence l'amplitude des

réflexions d'ondes parasites, bien que l'intégration d'éléments absorbants puisse atténuer, voire supprimer, ces effets indésirables.

Les filtres à ondes de surface trouvent des applications étendues, notamment en téléphonie mobile et dans les systèmes satellitaires opérant en bandes L et S (par exemple, pour le filtrage en fréquence intermédiaire). Leurs avantages incluent une compacité notable, une robustesse intrinsèque, une haute fiabilité et une excellente reproductibilité pour la production de masse, cette dernière étant facilitée par l'emploi des techniques standards de photolithographie.

Cependant, certaines limitations restreignent leur utilisation. Parmi celles-ci figurent une fréquence opérationnelle maximale, généralement plafonnée aux alentours de 5 GHz en raison des contraintes dimensionnelles imposées par la photolithographie. S'ajoutent à cela des pertes d'insertion souvent considérables, attribuables en partie à une efficacité de couplage suboptimale et à la persistance de réflexions parasites au sein de la structure.

Pour dépasser les limites en fréquence des filtres SAW, la technologie BAW (Bulk Acoustic Wave), qui utilise des ondes acoustiques confinées dans le volume du substrat, est considérée comme particulièrement avantageuse. L'intense activité de recherche actuelle sur les structures BAW en couches minces souligne ce potentiel (Figure I.11-b).

Les filtres BAW reposent principalement sur deux types de résonateurs : FBAR (Thin Film Bulk Acoustic Resonator) et SMR (Solidly Mounted Resonator). Tous deux comportent une couche piézoélectrique prise en sandwich entre deux électrodes. Leur distinction fondamentale tient à la technique d'isolation acoustique : le FBAR utilise une membrane ou une cavité d'air pour découpler acoustiquement la structure résonante du substrat, tandis que le SMR emploie un miroir acoustique de Bragg (un empilement multicouche d'impédances acoustiques alternées) pour réfléchir l'onde et la confiner.

## I.6. Principales topologies planaires des filtres

Les topologies de filtres micro-ondes sont les différentes manières d'agencer les éléments résonants (comme les cavités, lignes de transmission, ou résonateurs planaires) pour créer un filtre, quelle que soit la technologie utilisée. Ces topologies sont cruciales dans la conception de circuits RF et micro-ondes (comme pour le Wi-Fi, la 5G, les radars, etc.).

Les topologies planaires les plus couramment employées sont :

### I.6.1. Filtres à éléments localisés

Les filtres à constantes localisées (ou éléments localisés) sont conçus par transposition directe, aux fréquences micro-ondes, de circuits équivalents basse fréquence. Pour que les éléments réactifs (inductances, capacités) puissent être considérés comme "localisés", leurs dimensions géométriques doivent rester très inférieures à la longueur d'onde de fonctionnement. Ces composants sont typiquement implémentés soit via des technologies de montage en surface (CMS/SMD) pour des réalisations sur circuits imprimés (PCB), soit par intégration monolithique dans le cas des circuits MMIC.

Par exemple, les inductances peuvent prendre la forme de lignes en méandres ou de spirales planes (Figure I.12), ces dernières permettant d'atteindre des valeurs maximales de l'ordre de 10 nH. Les capacités sont souvent réalisées au moyen de structures interdigitées (Figure I.13), particulièrement adaptées aux faibles valeurs (typiquement  $< 1$  pF), ou de structures Métal-Isolant-Métal (MIM) pour des capacités plus élevées, pouvant atteindre environ 30 pF.

Les avantages de cette approche incluent la compacité, un coût réduit et une relative facilité de conception. Cependant, leur limitation majeure réside dans un faible facteur de qualité (Q), généralement inférieur à 50, ce qui se traduit par des pertes d'insertion importante [13].

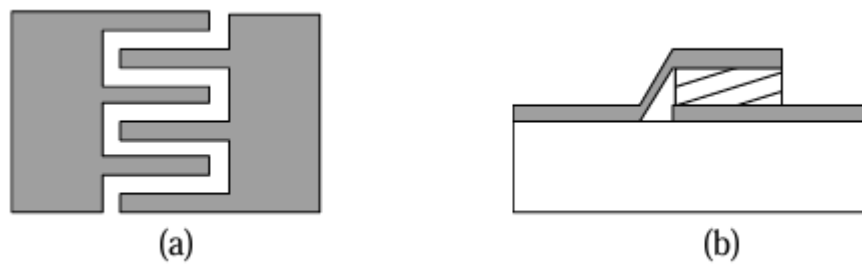


Figure I.12 : Inductances localisées. (a) en méandres. (b) en spirale [13].

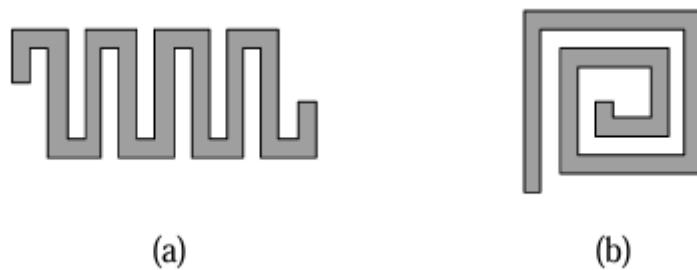


Figure I.13 : Capacités localisées. (a) interdigitée. (b) MIM [13]

### I.6.2. Filtre à saut d'impédance

Les filtres à saut d'impédance sont des structures passe-bas formées par une succession alternée de sections de lignes de transmission à haute et basse impédance caractéristique. Lorsque ces sections sont électriquement courtes (longueur  $\ll \lambda$ ), elles peuvent être modélisées comme des éléments réactifs semi-localisés. Spécifiquement, les sections à haute impédance introduisent un effet inductif en série, alors que les sections à basse impédance génèrent un effet capacitif en parallèle (shunt) [13]. Cette alternance permet de synthétiser la fonction de transfert passe-bas souhaitée. Un exemple de cette topologie pour un filtre d'ordre 5 est schématisé en figure (I.14).

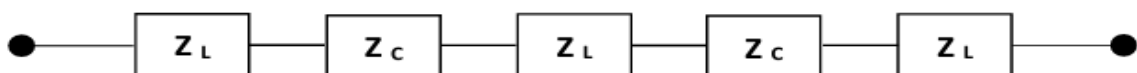
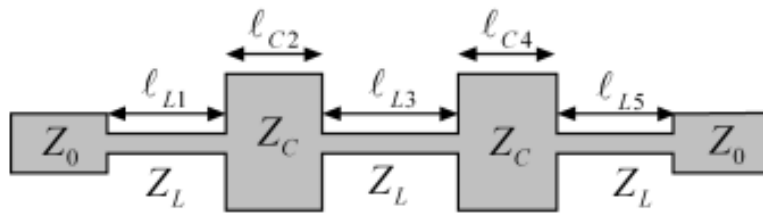


Figure I.14 : Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5 [13].

La structure micro-ruban d'un filtre de ce type est présentée en figure (I.15). Les largeurs des conducteurs sont définies par les impédances caractéristiques requises pour chaque section. Pour les sections agissant comme capacités, une faible impédance ( $Z_C$ , ligne large) améliore la validité de l'approximation localisée. Pour les sections inductives, une haute impédance ( $Z_L$ , ligne étroite) est nécessaire. Toutefois, la fabrication de lignes très étroites pour obtenir de hautes impédances pose des défis technologiques et est associée à une augmentation des pertes.



**Figure I.15 : Structure d'un filtre passe-bas à saut d'impédance en technologie micro-ruban [13].**

Ces structures bénéficient d'une relative simplicité d'implémentation. Il est possible d'accroître l'ordre du filtre pour obtenir des caractéristiques de filtrage plus performantes, bien que cela implique une contrepartie en termes d'encombrement physique accru.

### I.6.3. Filtres à tige (à stubs)

Les filtres à stubs (ou à tiges) représentent une configuration spécifique découlant de l'approche des filtres à saut d'impédance. Dans ces derniers, une ligne à faible impédance caractéristique est utilisée pour réaliser l'effet capacitif shunt. Lorsque cette impédance est choisie très faible, la structure physique de cette ligne large s'apparente davantage à un segment de ligne en dérivation (stub) connecté perpendiculairement à la ligne principale. Cette topologie à stubs peut être exploitée pour concevoir des filtres, notamment des filtres passe-bas, comme l'illustre la figure (I.16). L'analyse élémentaire de ces structures implique de déterminer l'admittance d'un stub [13], par exemple, un stub terminé en circuit ouvert, d'impédance caractéristique  $Z_s$  et de longueur  $\ell$  est équivalent à la fréquence angulaire  $\omega$  une susceptance :

$$C_\omega = \frac{1}{Z_s} \tan \frac{2\pi}{\lambda} \ell \quad \text{pour } \ell < \lambda_0/4 \quad (\text{I.24})$$



**Figure I.16 : Structure d'un filtre à stub en micro-ruban [13].**

Il convient de noter que la réponse fréquentielle d'un filtre passe-bas à stubs n'est pas identique à celle obtenue avec un filtre à saut d'impédance de conception comparable. La distinction majeure réside dans l'apparition de zéros de transmission (pôles d'atténuation) dans la bande coupée des filtres à stubs, phénomène absent dans l'approche par saut d'impédance simple. Par exemple, un stub dont la longueur électrique est de  $30^\circ$  à la fréquence de coupure ( $f_c$ ) introduira un zéro de transmission à  $3f_0$ . La présence de ces zéros altère la forme de la réponse dans la bande atténuée. Cependant, de manière similaire aux filtres à saut d'impédance, les filtres à stubs présentent des inconvénients qui limitent leur utilisation pratique, notamment l'existence de bandes passantes parasites (lobes secondaires) à plus haute fréquence et une sélectivité souvent médiocre.

#### **I.6.4. Filtres à base de résonateurs couplés**

##### **I.6.4.1. Résonateurs demi-onde d'extrémité couplée**

La figure (I.18) schématise la topologie générale d'un filtre microruban utilisant un couplage par les extrémités. Dans cette configuration, chaque élément résonant microruban, terminé en circuit ouvert, présente une longueur électrique approximativement égale à une demi-longueur d'onde guidée ( $\lambda_g/2$ ) à la fréquence centrale  $f_0$ . L'interaction électromagnétique entre résonateurs adjacents est réalisée via l'intervalle (gap) qui sépare leurs extrémités ouvertes, résultant en un couplage de nature principalement capacitive.



**Figure I.17 : Configuration générale d'un filtre microruban à couplage par les extrémités [14].**

### I.6.4.2. Résonateurs demi-onde couplés en parallèle

La figure (I.19) présente la configuration générale des filtres utilisant des résonateurs demi-onde ( $\lambda/2$ ) couplés en parallèle. Dans cette topologie, les résonateurs sont disposés côte à côte de telle sorte que le couplage s'effectue le long d'une section adjacente correspondant à la moitié de leur longueur totale. Cet arrangement latéral permet d'obtenir des espacements inter-résonateurs relativement plus importants. Par conséquent, cette structure se révèle particulièrement avantageuse pour la conception de filtres nécessitant une largeur de bande plus étendue par rapport aux configurations à couplage par les extrémité [14].



Figure I.18 : Structure générale d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle [14].

### I.6.5. Filtres à lignes Hairpin

Les filtres reposant sur des structures à lignes Hairpin se distinguent par leur grande compacité. Leur principe de conception résulte du repliement en forme de « U » des résonateurs demi-onde traditionnellement employés dans les structures à couplage parallèle. Ce résonateur replié est spécifiquement désigné sous le terme de résonateur Hairpin [15]. Toutefois, l'intégration de ce repli nécessite une attention particulière, car elle induit une diminution de la longueur des sections de lignes couplées, entraînant ainsi une réduction du couplage entre résonateurs. De plus, la proximité physique des deux bras parallèles constituant chaque résonateur Hairpin peut engendrer une interaction électromagnétique supplémentaire, similaire à celle observée dans une paire de lignes couplées, influençant de manière significative le niveau global de couplage du filtre.

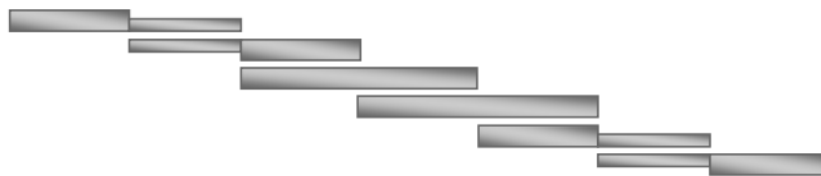


Figure I.19 : Structure d'un filtre à lignes Hairpin [14].

### I.6.6. Les filtres interdigital

La structure d'un filtre interdigital est présentée à la figure (I.21). Cette topologie se compose d'un ensemble de lignes de transmission parallèles agissant comme des résonateurs. Chacun de ces résonateurs présente une longueur électrique équivalente à un quart de longueur d'onde ( $90^\circ$ ) à la fréquence centrale de fonctionnement ( $f_0$ ) [14]. Ils sont caractérisés par une terminaison en court-circuit à une extrémité et en circuit ouvert à l'autre, et sont disposés de manière adjacente en orientation alternée [16].

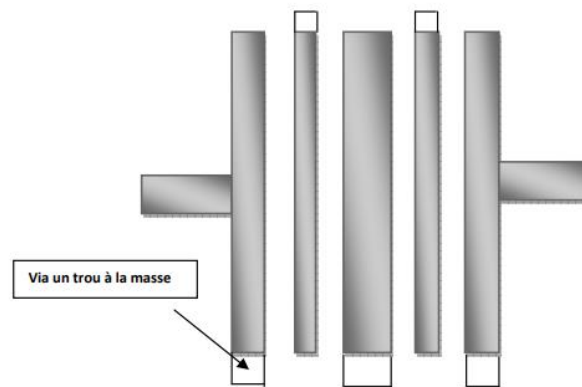


Figure I.20 : Structure d'un filtre interdigital [14].

### I.6.7. Les filtres Comblin

Le filtre de type Comblin est constitué d'un arrangement linéaire de résonateurs couplés (numérotés de 1 à  $n$ ). Chaque résonateur est physiquement court-circuité à l'une de ses extrémités. L'autre extrémité de chaque élément résonant est connectée au plan de masse par l'intermédiaire d'une capacité de charge discrète.

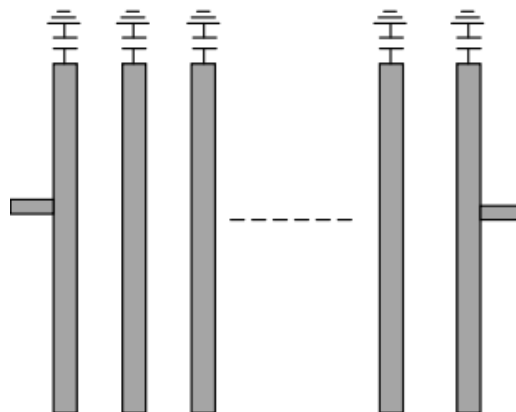


Figure I.21 : Exemple d'un filtre Comblin [14].

## I.7. Synthèse des filtres micro-ondes

La synthèse des filtres repose sur deux approches fondamentales : la méthode des paramètres image et la méthode de la perte d'insertion.

### I.7.1. Méthode des paramètres image

Elle s'appuie sur l'analyse des propriétés de réseaux élémentaires, spécifiquement leurs fonctions de transfert et leurs impédances images ([17], [18]). Une limitation significative de cette technique provient de son hypothèse sous-jacente selon laquelle le filtre est terminé par ses impédances images. Cependant, dans les applications pratiques, la terminaison s'effectue le plus souvent au moyen de résistances pures. Il en résulte la nécessité fréquente d'intégrer des facteurs de correction ainsi que des réseaux d'adaptation pour garantir le fonctionnement adéquat du filtre final. En outre, cette méthodologie peine souvent à résoudre de nombreux problèmes de conception en minimisant le nombre de composants requis, rendant parfois la synthèse impossible par cette voie [19].

### I.7.2. Méthode de la perte d'insertion

La méthode de la perte d'insertion (Insertion Loss Method) constitue la méthodologie la plus répandue pour la conception des filtres, elle sert de fondement théorique à de nombreux outils de simulation micro-ondes [19] et elle permet de concevoir des filtres avec des caractéristiques très précises (passe-bas, passe-bande, etc.) en contrôlant la forme de la réponse en fréquence.

Cette méthode part d'une fonction de transfert idéale, puis elle déduit une structure physique de filtre qui se rapproche le plus possible de cette fonction en minimisant la perte d'insertion dans la bande passante, et en maximisant l'atténuation en dehors (rejet hors bande).

Initialement, dans cette méthode, la réponse d'un filtre est classiquement exprimée à travers sa fonction d'atténuation, qui s'écrit sous la forme suivante :

$$\mathbf{IL(dB)} = -20 \log_{10}(|S_{21}|) \quad (\text{I.25})$$

Où  $S_{21}$  est le paramètre de transmission.

Cette fonction de perte d'insertion est associée à des fonctions d'approximations qui sont physiquement réalisables, par exemple les fonctions Butterworth, Tchebychev, Elliptique etc.

Subséquentement, un prototype de filtre passe-bas, constitué d'éléments localisés (inductances et capacités), est élaboré. La synthèse des autres types de filtres (passe-haut, passe-bande ou coupe-bande) repose sur ce prototype passe-bas, auquel sont appliquées les transformations requises, notamment les transformations d'impédance et de fréquence.

La figure (I.24) illustre les deux configurations topologiques possibles pour le filtre prototype passe-bas. Ces systèmes sont constitués d'une combinaison de capacités en parallèle et d'inductances en série. L'ordre du filtre ( $n$  pair ou impair) imposera le nombre de composants du prototype (capacités et inductances). Les paramètres ( $g_k$ ) du filtre prototype sont normalisés par rapport à l'impédance de source ( $g_0 = 1$ ) et à la fréquence de coupure ( $\omega_c = 1$ ). Généralement, on considère que l'impédance de charge est identique à celle de la source, c'est-à-dire ( $g_{n+1} = g_0 = 1$ ) [19].

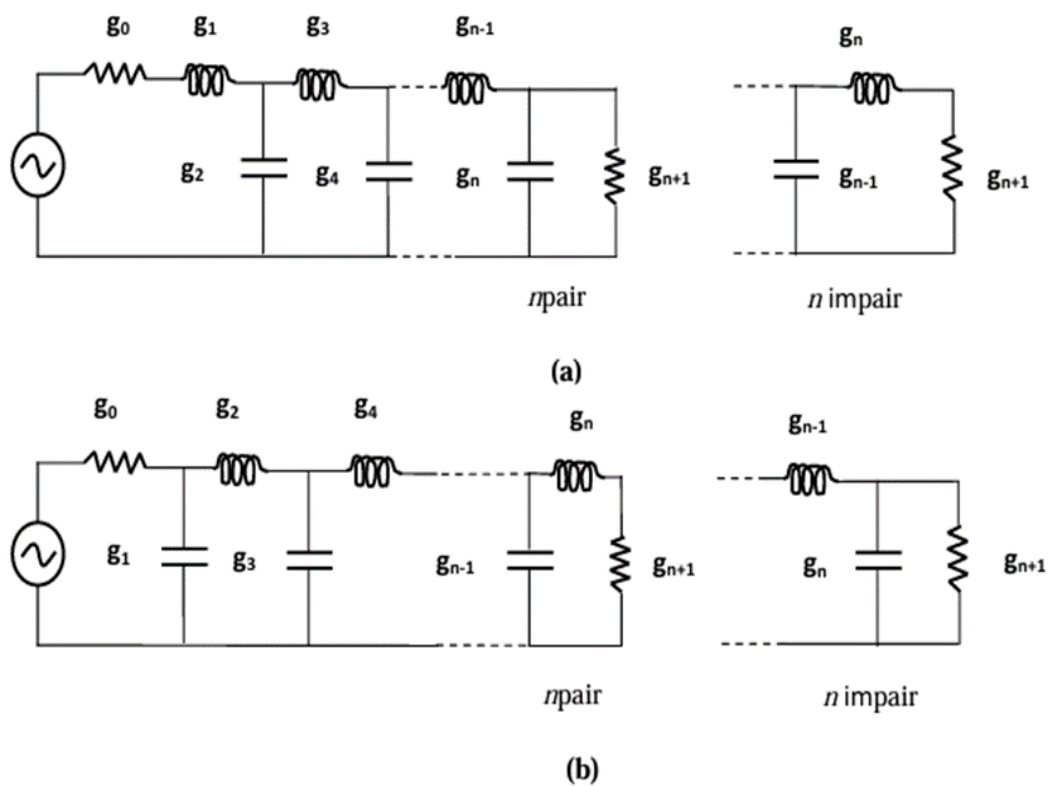


Figure I.22 : Circuits prototypes du filtre passe-bas : (a) débutant avec une inductance en série (b) débutant avec une capacité en parallèle [19].

Ainsi, la conception des filtres s'effectue en suivant les étapes démontrées dans la figure ci-dessous.

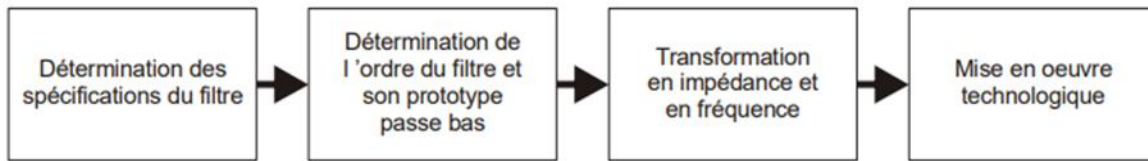


Figure I.23 : Étapes de conception des filtres [19].

### I.7.2.1. Approximation de Butterworth

L'approximation de Butterworth est l'approximation la plus simple. Ce type de filtre ne présente aucune ondulation dans la bande de fréquence désirée, cependant, il offre une mauvaise réjection hors bande. L'augmentation du nombre de pôles peut améliorer ce rejet, mais il reste toutefois en dessous de celui des autres types de filtres. Elle est employée dans les situations de pertes d'insertion minimales [20].

Sa caractérisation repose sur l'expression suivante de la fonction d'atténuation, (exprimée en dB) :

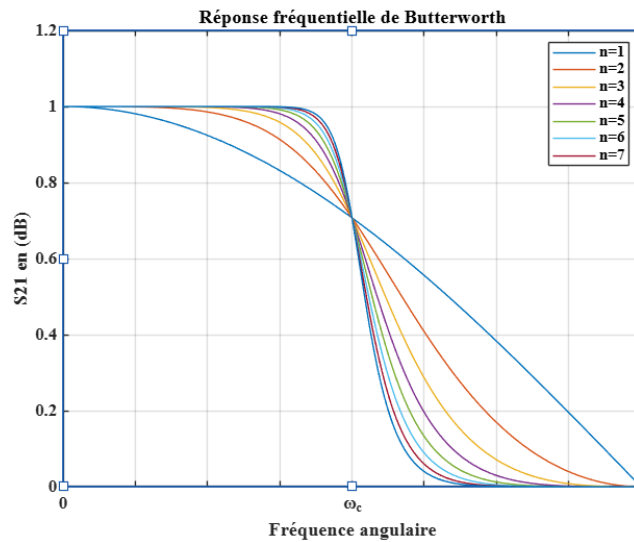
$$\alpha_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right) \quad (\text{I.26})$$

Ce qui traduit la réponse en amplitude associée au coefficient de transmission

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right)^{-1} \quad (\text{I.27})$$

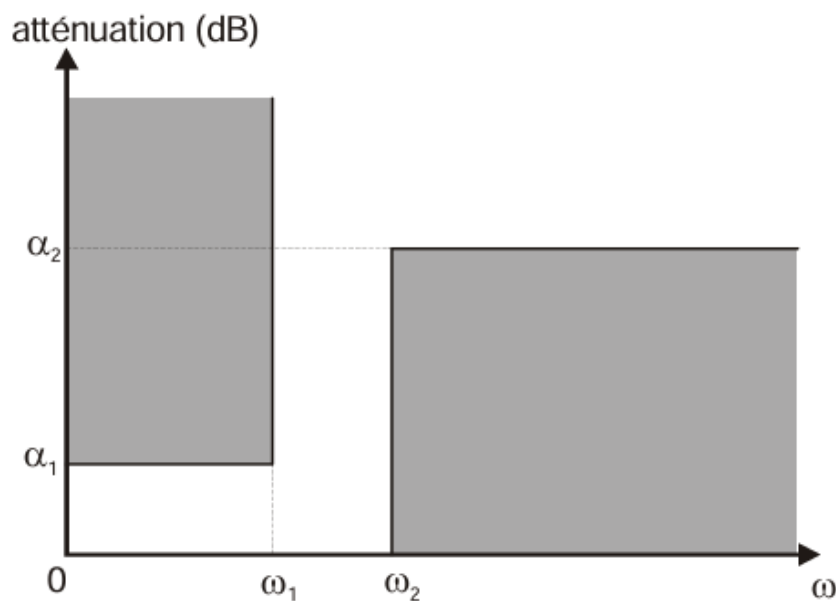
Avec  $\omega_c = 2\pi f_c$  représentant la pulsation de coupure. Il convient de noter que lorsque  $\omega = \omega_c$ , l'atténuation  $\alpha$  vaut 3 dB, ce qui correspond à  $S_{12\text{dB}} = -3\text{dB}$  (étant donné que  $S_{12\text{dB}} = 20 \log_{10} |S_{12}|$ )

La figure (I.26) présente la réponse en transmission de la fonction pour diverses valeurs de  $n$ .



**Figure I.24 : Réponse fréquentielle en transmission de la fonction de Butterworth pour plusieurs valeurs de  $n$ .**

À titre d'exemple, pour la réalisation d'un filtre passe-bas dont les spécifications sont illustrées par la figure (I.27) ci-dessous, l'ordre  $n$  requis est déterminé à partir de la relation analytique donnée par l'équation (I.26),



**Figure I.25 : Exemple de cahier des charges d'un filtre passe bas [18].**

$\omega_1$  : La pulsation de coupure basse.

$\omega_2$  : La pulsation de coupure haute.

$$\text{à } \omega = \omega_1 : \left(\frac{\omega_1}{\omega_c}\right)^{2n} = 10^{\frac{\alpha_1}{10}} - 1 \quad (\text{I.28})$$

$$\text{à } \omega = \omega_2 : \left(\frac{\omega_2}{\omega_c}\right)^{2n} = 10^{\frac{\alpha_2}{10}} - 1 \quad (\text{I.29})$$

$$\text{d'où : } \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^{2n} = \frac{10^{\frac{\alpha_1}{10}} - 1}{10^{\frac{\alpha_2}{10}} - 1} \quad (\text{I.30})$$

Alors l'ordre  $n$  requis est donné par :

$$\mathbf{n} \geq \frac{\log\left(\frac{10^{0.1\alpha_1} - 1}{10^{0.1\alpha_2} - 1}\right)}{2 \log\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)} \quad (\text{I.31})$$

L'ordre du filtre sera choisi comme le plus petit entier supérieur ou égal à la valeur donnée par l'équation (I.32).

Les coefficients constitutifs  $g_k$  d'un filtre passe-bas normalisé, tel que représenté à la figure (I.24), peuvent ensuite être déterminés à l'aide des formules de récurrence classiques suivantes :

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 \\ g_k &= 2 \sin \left[ \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k = 1, 2, \dots, n \\ g_{n+1} &= 1 \end{aligned} \quad (\text{I.32})$$

### I.7.2.2. Approximation de Tchebychev

Les filtres de Tchebychev admettent une légère ondulation dans la bande passante, mais offrent une réjection plus élevée que les filtres de Butterworth. L'approximation de Tchebychev est caractérisée par la fonction d'atténuation ci-dessous exprimée en décibels (dB) [20] :

$$\alpha_{dB} = 10 \log_{10} \left[ 1 + \xi^2 T_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad (I.33)$$

Laquelle correspond à la réponse en amplitude du coefficient de transmission :

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \left( 1 + \xi^2 T_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right)^{-1} \quad (I.34)$$

Avec  $T_n$  représentant le polynôme de Tchebychev, dont l'expression est donnée par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(x)), & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(x)), & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (I.35)$$

et  $\xi$  est déterminée en fonction du niveau d'ondulation admissible ( $A_m$ ) selon la relation suivante :

$$\xi = \sqrt{10^{\frac{A_m}{10}} - 1} \quad (I.36)$$

La figure (I.28) présente la réponse en transmission de la fonction de Tchebychev pour différentes valeurs de  $n$ .

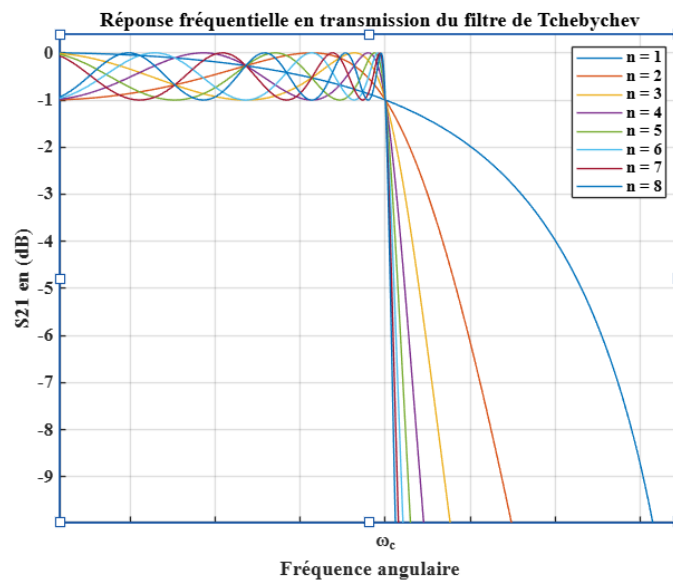


Figure I.26 : Réponse fréquentielle en transmission du filtre de Tchebychev pour différents ordres  $n$ .

Une forte réjection dans la bande atténuée peut être réalisée tout en conservant un ordre de filtre relativement faible.

Après avoir fixé l'ondulation admissible  $A_m$ , l'ordre  $n$  du filtre est déterminé en fonction des autres spécifications requises, cela passe par la détermination des valeurs de  $\xi$  et  $\alpha_1$ . Sachant que  $\omega_2 > \omega_1 = \omega_c$  Pour cela, on utilise l'équation (I.34) :

$$\alpha_1 = 10 \log_{10} \left[ 1 + \xi^2 T_n^2 \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \right] \quad (I.37)$$

$$T_n \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \frac{\sqrt{10^{0.1\alpha_1} - 1}}{\xi} \quad (I.38)$$

En appliquant la définition du polynôme de Tchebychev  $T_n$ , donnée dans l'équation (I.36),

On obtient:

$$T_n \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \frac{\sqrt{10^{0.1\alpha_1} - 1}}{\xi} = \cosh \left( n \cosh^{-1} \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \right) \quad (I.39)$$

$$n \cosh^{-1} \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \cosh^{-1} \left( \frac{\sqrt{10^{0.1\alpha_1} - 1}}{\xi} \right) \quad (I.40)$$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \left( \frac{\sqrt{10^{0.1\alpha_1} - 1}}{\xi} \right)}{\cosh^{-1} \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \quad (I.41)$$

L'ordre du filtre correspond à l'entier naturel  $n$ , défini comme le plus petit entier supérieur ou égal à la valeur déterminée par l'équation (I.42).

Une fois l'ordre  $n$  du filtre déterminé en fonction des spécifications requises, on peut utiliser les équations du prototype passe-bas de Tchebychev pour calculer les paramètres  $g_k$  :

$$g_0 = 1 \quad (I.42)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (I.43)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1} a_k}{b_{k-1} g_{k-1}} \text{ avec } k = 2, 3, \dots, n \quad (I.44)$$

$$\begin{cases} \mathbf{g}_{n+1} = \mathbf{1} & \text{pour } n \text{ impair} \\ \mathbf{g}_{n+1} = \mathbf{coth} 2(\beta/4) & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Tels que

$$\mathbf{a}_k = \sin \left[ \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad \mathbf{k} = 1, 2, \dots, n \quad (\text{I.46})$$

$$\mathbf{b}_k = \gamma^2 + \sin \left[ \frac{k\pi}{n} \right], \quad \mathbf{k} = 1, 2, \dots, n \quad (\text{I.47})$$

$$\beta = \ln \left[ \mathbf{coth} \left( \frac{A_{Lr}}{2 \cdot 8.686} \right) \right] \quad (\text{I.48})$$

$$\gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2n} \right) \quad (\text{I.49})$$

Le filtre de Tchebychev est généralement privilégié en pratique lorsque l'objectif est d'obtenir une sélectivité plus élevée que celle offerte par le filtre de Butterworth. Cette sélectivité accrue constitue l'un des principaux avantages du filtre de Tchebychev.

**I.8. Conclusion**

Au cours de ce chapitre, nous avons abordé plusieurs aspects fondamentaux relatifs aux filtres micro-ondes. Nous avons commencé par présenter la définition et le rôle de ces filtres, suivis d'une brève classification en différentes catégories : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande. Ensuite, nous avons présenté de manière générale les différentes technologies et topologie planes utilisées pour la conception de ces filtres. Enfin, nous avons exposé les approximations les plus fréquemment utilisées, qui permettent d'obtenir des réponses proches de la forme idéale du filtre.

## *Chapitre II : Les filtres reconfigurables*

## II.1. Introduction

Avec l'évolution rapide des technologies de communication sans fil et la diversité croissante des standards (5G, Wi-Fi, Bluetooth, etc.), les systèmes radio modernes doivent être capables de fonctionner sur plusieurs bandes de fréquence, tout en maintenant des performances élevées et une faible consommation d'énergie. Dans ce contexte, les filtres reconfigurables se présentent comme des composants clés au sein des chaînes radiofréquences (RF)

Dans ce chapitre, nous commencerons par donner une brève définition des filtres reconfigurables ainsi que l'intérêt de leur utilisation dans les systèmes de communication modernes. Ensuite, nous présenterons les différents types de filtres reconfigurables, qu'ils soient accordables en fréquence ou en bande passante.

Dans la dernière partie, nous aborderons les principales technologies utilisées pour permettre la reconfigurabilité, en illustrant avec quelques exemples concrets de filtres reconfigurables. Enfin, nous conclurons en exposant les avantages et les principales applications des filtres micro-ondes reconfigurables.

## II.2. Définition et intérêt

Les filtres reconfigurables, également appelés filtres accordables, représentent une classe avancée de filtres micro-ondes caractérisée par leur capacité à modifier dynamiquement leurs caractéristiques de réponse en fréquence tout en utilisant une structure physique unique. Contrairement aux filtres traditionnels à paramètres fixes, les filtres reconfigurables peuvent ajuster des paramètres tels que la fréquence centrale ( $f_c$ ), la bande passante (BW), ou même la forme fondamentale de leur réponse (par exemple, passer d'un filtre passe-bande à un filtre coupe-bande). Cette adaptabilité permet aux émetteurs-récepteurs micro-ondes de s'adapter à plusieurs bandes de fonctionnement en utilisant un seul filtre, ce qui est particulièrement recherché dans les systèmes de communication actuels, où les applications sans fil sont en constante expansion [21].

Les filtres accordables peuvent remplacer la nécessité de commuter entre plusieurs filtres pour obtenir différentes réponses fréquentielles, grâce à l'intégration d'éléments de réglage directement dans la topologie du filtre.

Les filtres micro-ondes reconfigurable se divisent en deux grandes catégories : les filtres à réglage discret et les filtres à réglage continu [22].

- Les topologies à réglage discret utilisent généralement des diodes PIN ou des commutateurs MEMS.
- Les topologies à réglage continu intègrent souvent des diodes varicap, des condensateurs MEMS, ou des matériaux ferroélectriques ou ferromagnétiques.

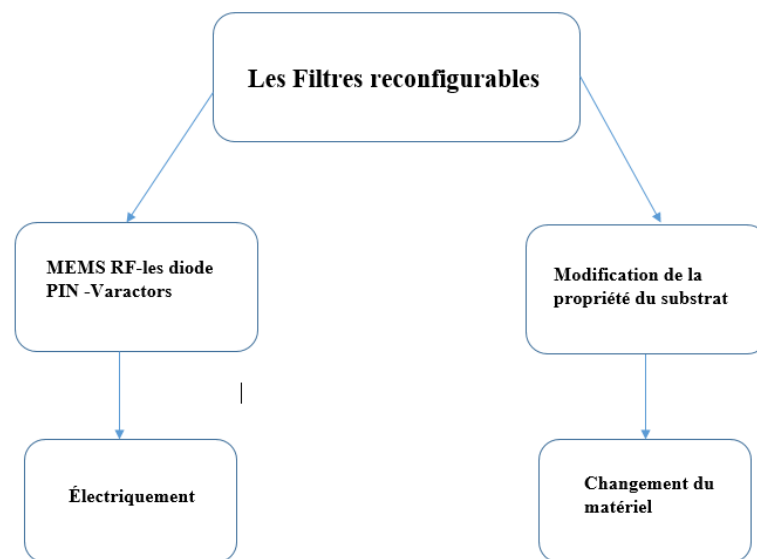


Figure II.1 : Les techniques de reconfigurabilité des filtres.

### II.3.Classification de reconfigurabilité

Les filtres reconfigurables peuvent être classés en fonction des différents types de reconfigurabilité qu'ils offrent. Nous distinguons trois grandes familles de filtres reconfigurables :

- ✓ Filtres reconfigurables en fréquence
- ✓ Filtres reconfigurables en bande passante
- ✓ Filtres reconfigurables en fréquence centrale et en bande passante

### II.3.1. Filtrés Reconfigurable en fréquence

Il s'agit de la forme de reconfigurabilité la plus courante, qui consiste à déplacer la fréquence centrale ( $f_c$ ) de la bande passante ou de la bande d'arrêt du filtre. Cette approche permet au dispositif de cibler différentes bandes de fréquence ou canaux de communication. En général, ce réglage est obtenu par l'ajustement de la longueur électrique des résonateurs, rendu possible grâce à l'intégration d'éléments à réactance variable. L'accord peut être réalisé de manière continue, à l'aide de composants tels que les diodes varactors, ou de façon discrète en utilisant des dispositifs comme les diodes PIN, les MEMS ou encore les transistors FET [23].

La figure II.2 illustre la réponse en transmission ( $S_{21}$ ) d'un filtre reconfigurable en fréquence, montrant les coefficients de transmission ( $S_{21}$ ) de trois filtres avec des fréquences centrales différentes (1,0 GHz, 1,5 GHz, 2,0 GHz). La bande passante de chaque filtre est fixée à 0,2 GHz. Comme on peut le voir sur l'image, lorsque la fréquence centrale est modifiée, la courbe  $S_{21}$  se déplace en conséquence sur l'axe des fréquences [24].

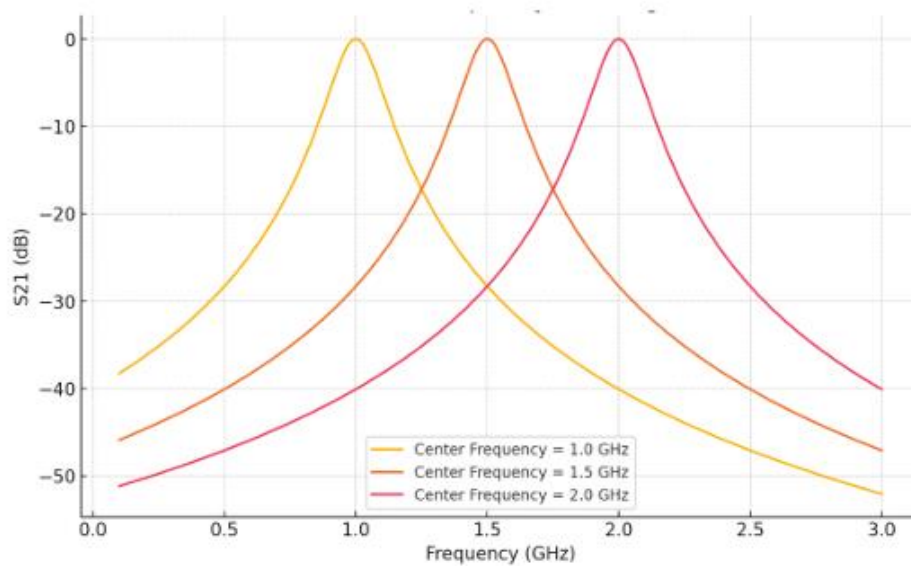


Figure II.2 : Paramètre  $S_{21}$  pour un filtre reconfigurable en fréquence [24].

### II.3.2. Filtres Reconfigurable en bande passante

Comme présenté précédemment, l'ajustement de la fréquence centrale dans les filtres planaires est relativement aisé à réaliser sur diverses topologies, principalement grâce à la modification de la longueur électrique des résonateurs. En revanche, le réglage de la largeur de bande passante s'avère plus complexe, car il dépend non seulement du niveau de couplage entre les résonateurs, mais également de leurs impédances caractéristiques. Cette complexité explique la rareté des travaux traitant spécifiquement des filtres à bande passante ajustable dans la littérature scientifique [23]. Toutefois, quelques recherches ont exploré cette thématique en s'appuyant sur des architectures particulières [25], [26].

La figure II.3 illustre la réponse en transmission ( $S_{21}$ ) d'un filtre reconfigurable en bande passante. La figure montre les coefficients de transmission du filtre ( $S_{21}$ ) pour une même fréquence centrale (1,5 GHz), mais avec des bandes passantes différentes (0,1 GHz, 0,3 GHz, 0,5 GHz). Comme on peut le constater sur la figure, plus la bande passante est large, plus la plage de passage du filtre s'élargit, ce qui indique que le filtre est mieux capable de s'adapter à différentes exigences en matière de largeur de bande du signal [24].

Dans la plupart des configurations, les filtres à bande passante variable influencent également la fréquence centrale.

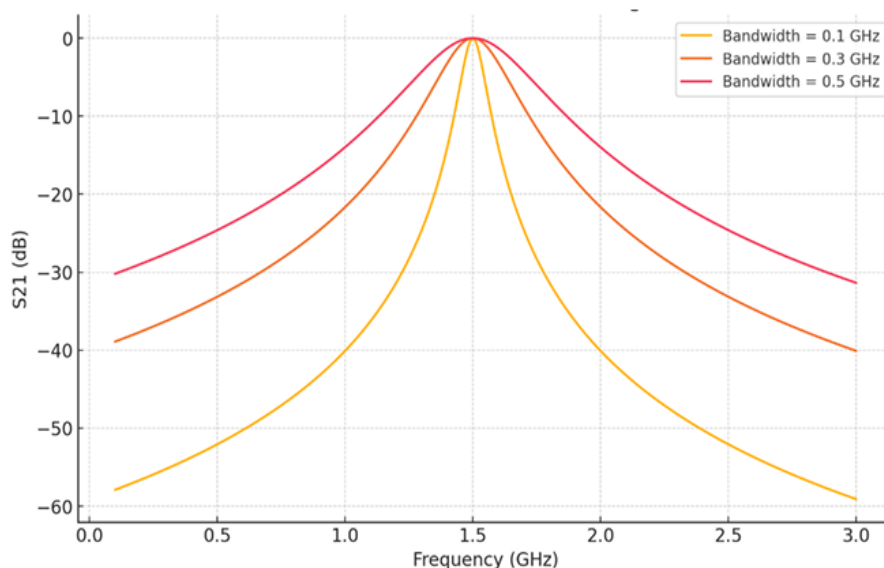
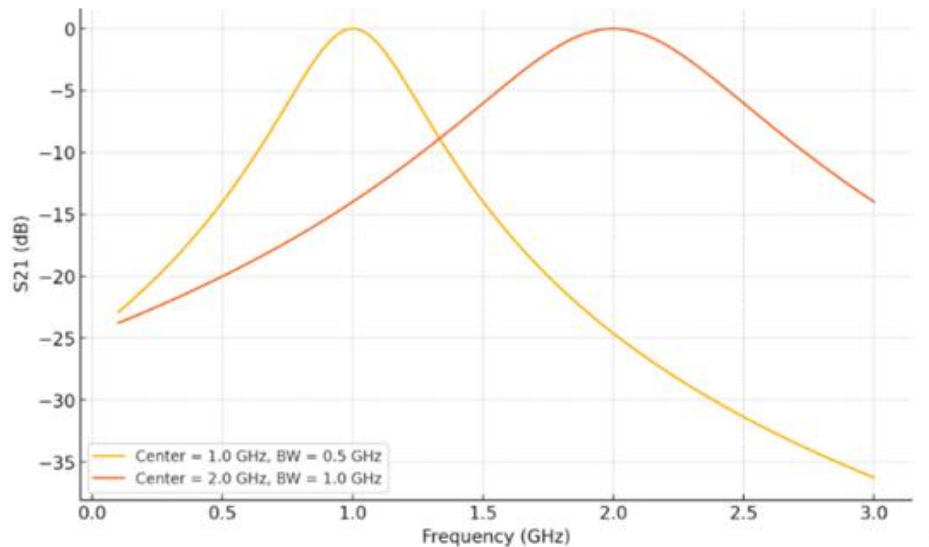


Figure II.3 : Paramètre  $S_{21}$  pour un filtre reconfigurable en bande passante[24].

### II.3.3. Filtres Reconfigurable en fréquence centrale et en bande passante

Compte tenu du fait que la bande passante et la fréquence centrale sont liées, la plupart des filtres accordables en bande passante contrôlent également la fréquence centrale et vice versa. Ceci a permis le développement de filtres contrôlant simultanément ou indépendamment ces deux paramètres.



**Figure II.4 : Transition du paramètre  $S_{21}$  pour un filtre reconfigurable[24].**

La figure II.4 illustre la réponse en transmission ( $S_{21}$ ) d'un filtre reconfigurable lors de sa transition d'un état de configuration à un autre, l'état initial ayant une fréquence centrale de 1,0 GHz et une bande passante de 0,5 GHz, et l'état final une fréquence centrale de 2,0 GHz avec une bande passante de 1,0 GHz. On peut observer sur la figure qu'à mesure que la fréquence centrale augmente et que la bande passante s'élargit, la bande de transmission du filtre s'élargit également, et la fréquence centrale se déplace vers des fréquences plus élevées, ce qui démontre sa flexibilité d'ajustement et sa capacité à s'adapter à différents besoins en communication [24].

## II.4. Dispositifs utilisés pour la reconfiguration

Aujourd'hui, plusieurs approches technologiques permettent d'ajuster les caractéristiques des dispositifs fonctionnant en hyperfréquence. Ces méthodes reposent généralement sur une commande externe de nature électrique, magnétique, optique, entre autres. On distingue principalement deux grandes catégories de technologies de reconfiguration : Les éléments à semi-conducteurs et les matériaux dits « agiles ».

### II.4.1. Les éléments à semi-conducteurs

Les éléments localisés représentent les solutions classiques utilisées pour la syntonisation des dispositifs micro-ondes. Parmi eux, on retrouve les diodes PIN, qui permettent une commutation discrète, les diodes varactors, utilisées pour un réglage continu, ainsi que les dispositifs MEMS, capables d'assurer un réglage aussi bien continu que discret selon l'architecture adoptée.

#### II.4.1.1. Diodes PIN

Les diodes PIN sont des dispositifs semi-conducteurs constitués d'une structure trilayer comportant une zone intrinsèque (non dopée) insérée entre deux régions fortement dopées de type P et N (voir figure II.5a). Ces composants sont commandés par le courant. Lorsqu'elles sont polarisées en direct, les diodes PIN se comportent comme des résistances variables, modélisées par une résistance série  $R_s$  en association avec une inductance  $L$  de faible valeur (figure II.5b). La valeur de  $R_s$  dépend directement de l'intensité du courant d'excitation, une propriété exploitée notamment dans la conception d'atténuateurs. En effet, une variation continue du courant de polarisation entraîne un ajustement de la résistance  $R_s$  (figure II.6).

Sous polarisation inverse, la diode adopte un comportement capacitif : elle peut être représentée par une capacité fixe  $C_f$  placée en parallèle avec une résistance  $R_p$ , le tout en série avec une inductance  $L$  (figure II.5c). La résistance  $R_p$  représente les pertes dues à la dissipation énergétique lorsque la diode est bloquée.

Enfin, lorsqu'une diode PIN est excitée par une tension impulsionnelle (de type carré ou dent de scie), elle agit comme un interrupteur électronique, basculant entre les états passant

Et bloqué. Cette propriété est largement utilisée dans la réalisation de commutateurs hyperfréquence (RF) ainsi que dans les modulateurs à impulsions [27].

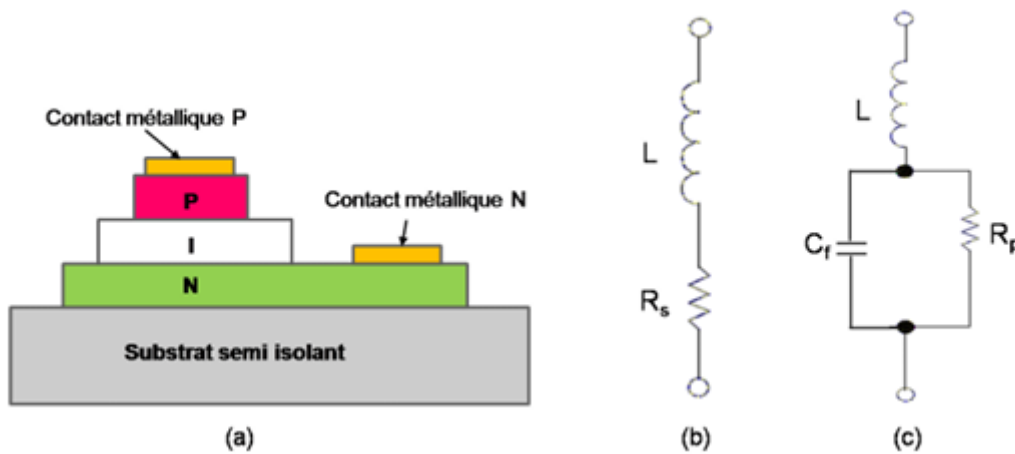


Figure II.5 : Diode PIN (a) et le schéma équivalent en fonction de la polarisation : (b) polarisation en direct, (c) polarisation en inverse[27].

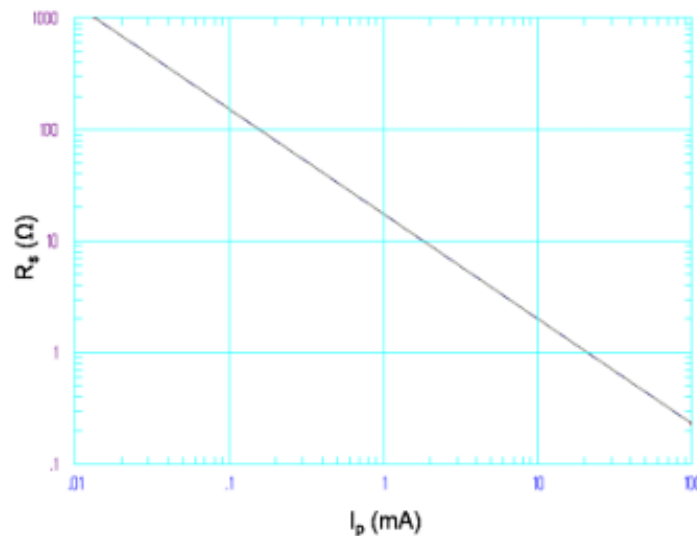
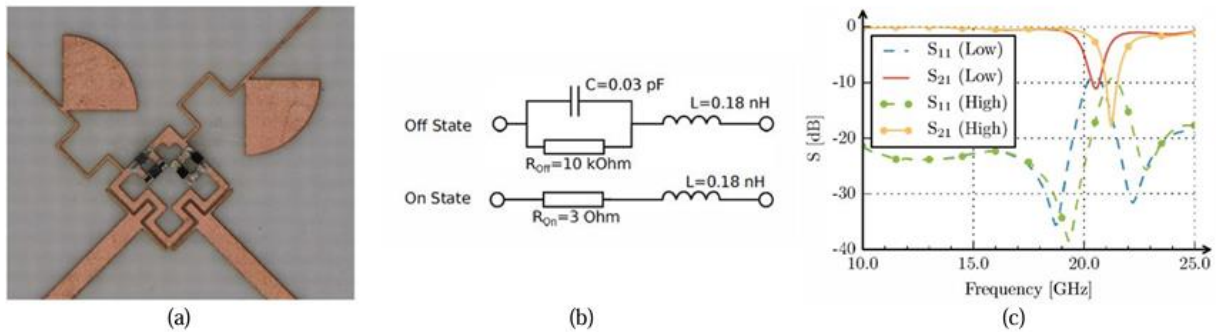


Figure II.6 : Caractéristique typique de la variation de la résistance  $R_s$  en fonction du courant de polarisation (en polarisation directe) d'une diode PIN[27].

Un exemple d'étude est présenté dans [28] d'un filtre passe-bande reconfigurable utilisant des diodes PIN pour ajuster la fréquence centrale, avec deux géométries de résonateurs : un anneau carré et une boucle à méandres (voir figure II.7.a). Les résonateurs bi-modes sont employés pour réduire le nombre de résonateurs nécessaires. Le prototype, réalisé sur substrat Duroid 4000, présente deux bandes passantes autour de 20 GHz. Bien que l'adaptation

d'impédance soit correcte, les pertes d'insertion sont élevées, autour de 10 dB [29]. Les modèles équivalents représentant les états passant et bloqué des diodes PIN sont illustrés à la figure II.7.b



**Figure II.7 : (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Schéma équivalent des diodes PIN états (ON/OFF), (c) Réponses en transmission et en réflexion du filtre[28].**

En résumé, les diodes PIN sont couramment utilisées dans les systèmes radiofréquences et hyperfréquences pour diverses applications telles que les atténuateurs, les commutateurs RF (notamment pour alterner entre l'émetteur et le récepteur à l'aide d'une seule antenne), les déphaseurs avec inclinaison réglable, les circuits de commutation d'inductance pour l'adaptation sur une large gamme de fréquences dans les récepteurs multi bandes, et les modulateurs d'amplitude pour les signaux RF, entre autres.

Cette technologie présente de nombreux avantages, tels que :

- Une intégration facile dans les circuits existants,
- Un coût faible et une taille réduite,
- Une grande fiabilité,
- Et une certaine flexibilité fonctionnelle.

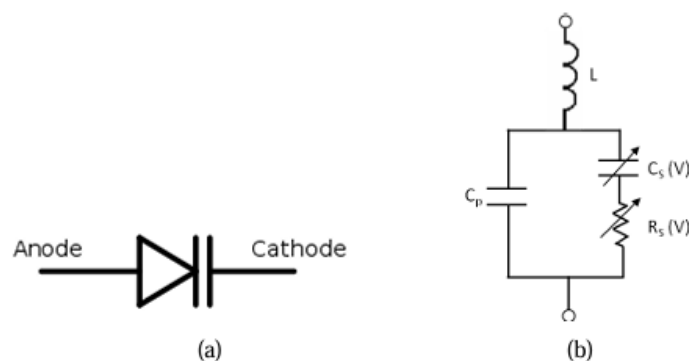
Cependant, elle comporte aussi des inconvénients, notamment la génération d'effets non linéaires qui peuvent affecter la linéarité des systèmes de réception, notamment en réduisant les performances en intermodulation. De plus, la vitesse de commutation des diodes PIN reste relativement lente comparée à d'autres technologies [27].

### II.4.1.2. Diodes varicap ou varactors

À l'image des diodes PIN, les diodes varactors sont des dispositifs semi-conducteurs basés sur des jonctions PN, mais fonctionnant sous commande en tension. En condition de polarisation inverse, elles se comportent comme des capacités variables ( $C_s$ ), dont la valeur dépend directement de la tension continue appliquée. Une résistance série  $R_s$ , également variable, est associée à cette capacité (voir figure II.8). À mesure que la tension inverse augmente, la valeur de la capacité diminue.

Par ailleurs, deux éléments parasites influencent le comportement de la diode : une capacité parallèle fixe  $C_p$ , liée à la géométrie du composant, et une inductance parasite  $L$ , issue du câblage interne (bindings). La propriété essentielle des varactors réside dans leur capacité à varier dans une plage typique de quelques picofarads jusqu'à plusieurs dizaines de picofarads, selon la tension de commande appliquée (généralement de l'ordre de quelques dizaines de volts).

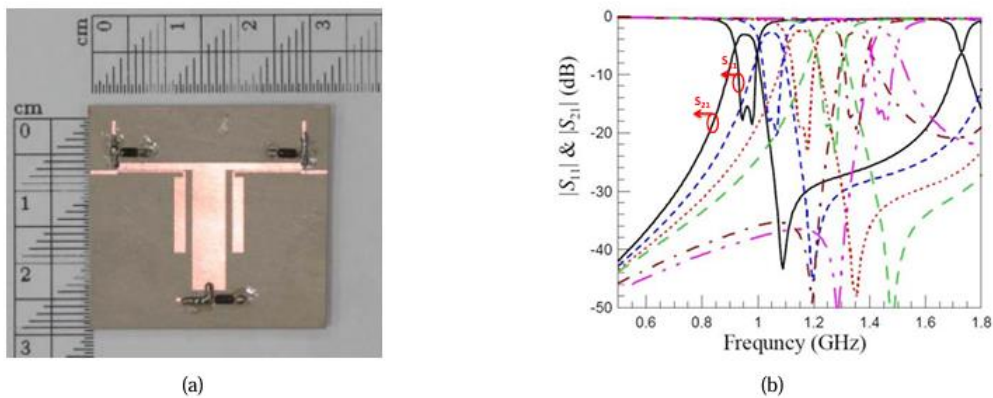
Ces composants sont couramment employés dans les circuits radiofréquences, notamment pour la modulation de fréquence (comme dans certains téléviseurs) ou pour assurer un réglage précis de la fréquence dans les oscillateurs contrôlés en tension (VCO – Voltage Controlled Oscillator) [27].



**Figure II.8 : Symbole d'une diode varicap (a) et (b) le modèle équivalent en polarisation[27].**

Les diodes varactors sont couramment intégrées dans les structures de filtres reconfigurables, où elles jouent un rôle essentiel dans l'ajustement de la fréquence centrale des résonateurs. L'insertion d'une ou plusieurs varactors dans la topologie du filtre permet ainsi de contrôler dynamiquement ses caractéristiques fréquentielles.

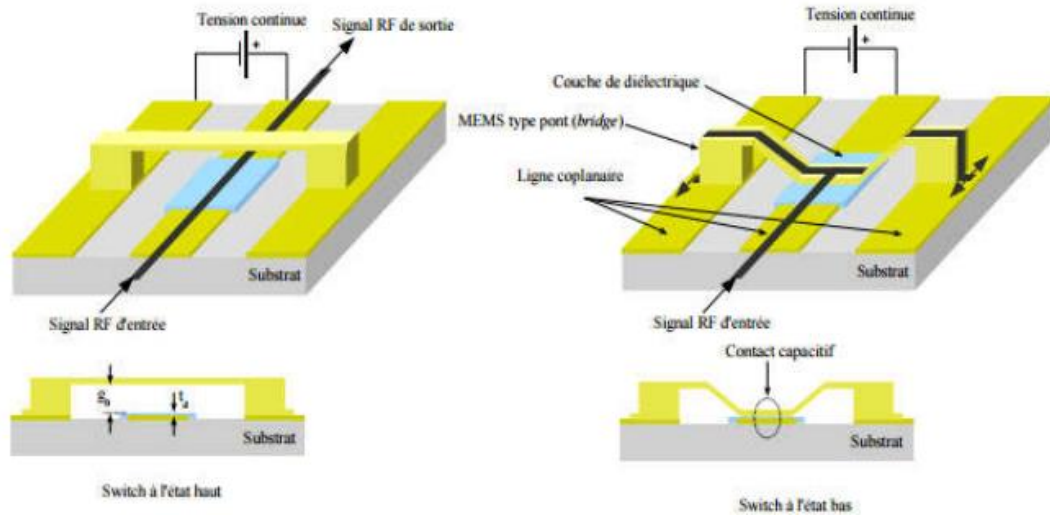
Dans la référence [30], trois diodes varactors sont incorporées dans la conception d'un filtre possédant une plage de syntonisation étendue. L'architecture du dispositif repose sur deux résonateurs associés à un stub commun, chacun étant chargé par une diode (figure II.9). Les varactors positionnées sur les lignes des résonateurs permettent de faire varier la fréquence centrale de manière contrôlée. En parallèle, la diode insérée dans le stub joue un rôle dans le réglage du zéro de transmission, contribuant ainsi à optimiser la réponse fréquentielle autour de la bande passante [29].



**Figure II.9 : (a) Photographie du filtre, (b) Performances en fréquence du filtre [30].**

#### II.4.1.3. MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)

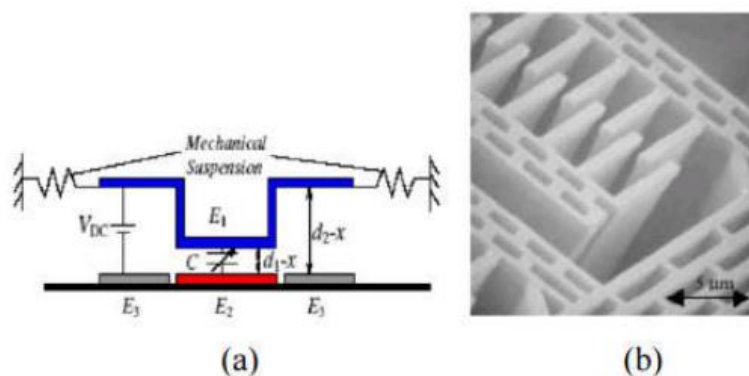
Les MEMS, représentés à la figure II.10, sont des dispositifs miniaturisés à l'échelle micrométrique, dont le fonctionnement repose sur l'action de forces physiques variées telles que l'électricité, la chaleur, le magnétisme ou encore la lumière. Dans le domaine des radiofréquences, les commutateurs MEMS reposent sur un déplacement mécanique qui permet d'ouvrir ou de fermer un circuit sur une ligne de transmission RF. Ces dispositifs sont conçus pour fonctionner dans une plage fréquentielle très large, allant de 0,1 GHz à 500 GHz. En raison de leur potentiel, de nombreuses recherches ont été consacrées à cette technologie au cours des quinze dernières années [31].



**Figure II.10 : Structure d'un MEMS capacitif [31].**

Le principe de fonctionnement repose sur la réflexion d'un signal RF via une ligne de transmission mise en court-circuit. En reliant la ligne de signal à la masse, le signal est réfléchi. Ce mécanisme est particulièrement adapté aux lignes de type CPW (CoPlanar Waveguide) ou GSG (Ground-Signal-Ground), où le conducteur central et les plans de masse sont situés sur la même face du substrat. Pour permettre la transmission du signal, il suffit alors de supprimer le court-circuit.

Dans un contexte électromécanique, les MEMS permettent de moduler la capacité d'un circuit. Cette modulation peut s'effectuer en modifiant soit l'écartement entre les électrodes (figure II.11a), soit la surface SSS de recouvrement entre celles-ci, comme c'est le cas dans les capacités interdigitées illustrées à la figure II.11b.



**Figure II.11 : Différentes topologies de capacités variables MEMS RF : (a) variation sur la distance entre les électrodes en regard, (b) capacité inter-digitée MEMS [31]**

## II.4.2. Les matériaux agiles

Une approche alternative pour concevoir des dispositifs hyperfréquences reconfigurables repose sur l'utilisation de matériaux dits agiles, dont les caractéristiques électromagnétiques, telles que la permittivité ou la perméabilité, peuvent être modulées par une stimulation externe.

### II.4.2.1. Les matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques sont capables de modifier leur permittivité sous l'effet d'un champ électrique continu (DC), et certains d'entre eux sont adaptés pour être déposés sous forme de couches minces. Parmi les matériaux couramment utilisés, on trouve l'oxyde de baryum-strontium-titane (BST), l'oxyde de strontium-titane (STO), et l'oxyde de plomb-strontium-titane (PST) [29].

Ils sont intégrés dans des composants hyperfréquences, comme les filtres à fréquence ajustable et les déphaseurs reconfigurables, de deux manières principales :

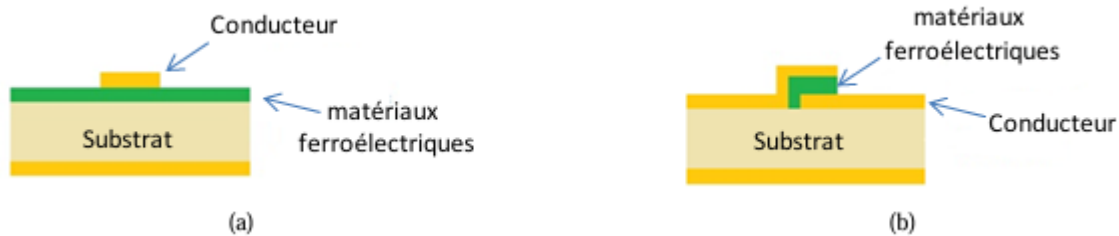
- Éléments localisés servant de condensateurs variables.
- Structures distribuées modifiant les caractéristiques de propagation du signal.

Les avantages des matériaux ferroélectriques incluent une intégration facile, une grande agilité de réponse, et un temps de commutation très court, de l'ordre de la nanoseconde. Cependant, ils présentent des limitations telles que des pertes diélectriques élevées et une instabilité thermique pouvant affecter la reproductibilité des performances.

Malgré les progrès réalisés pour réduire ces limitations, des défis technologiques demeurent pour garantir une fiabilité dans des environnements contraints. L'utilisation de matériaux ferroélectriques dans des dispositifs hyperfréquences reconfigurables peut se faire sous forme de couche mince modifiant la permittivité du système ou par des structures localisées de type capacité variable, dont la constante diélectrique varie selon la tension de commande appliquée.

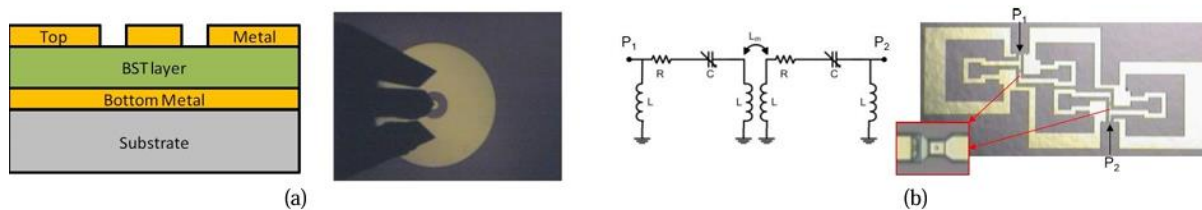
Dans les systèmes à syntonisation variable, les matériaux ferroélectriques peuvent être intégrés de deux manières. Ils se présentent soit sous forme d'un film mince recouvrant l'ensemble du substrat, ce qui modifie la permittivité globale de la structure composée du

substrat et de la couche ferroélectrique (voir figure II.12-a), soit, de manière plus courante, sous forme d'un composant à capacité ajustable (figure II.12-b). Dans ce dernier cas, la constante diélectrique du matériau change en réponse à une tension de polarisation appliquée de manière externe.



**Figure II.12 : (a) Configuration distribuée, (b) Configuration localisée[29].**

Un exemple d'étude est présenté dans [32] d'un filtre reconfigurable utilisant une capacité MIM à base de BST, offrant une tunabilité de 72 % sur une plage de polarisation de 0 à 15 volts. Cette capacité est intégrée dans un filtre passe-bande accordable à deux pôles, reposant sur des résonateurs couplés miniaturisés. Le filtre couvre une plage de fréquence ajustable de 657 MHz à 1,235 GHz, avec une bande passante constante d'environ 30 %. Les pertes d'insertion varient de 3,2 dB à 5,8 dB et le taux d'adaptation reste supérieur à 9 dB.



**Figure II.13 : (a) Capacité MIM à base de BST, (b) Schéma équivalent et photographie du filtre fabriqué [32].**

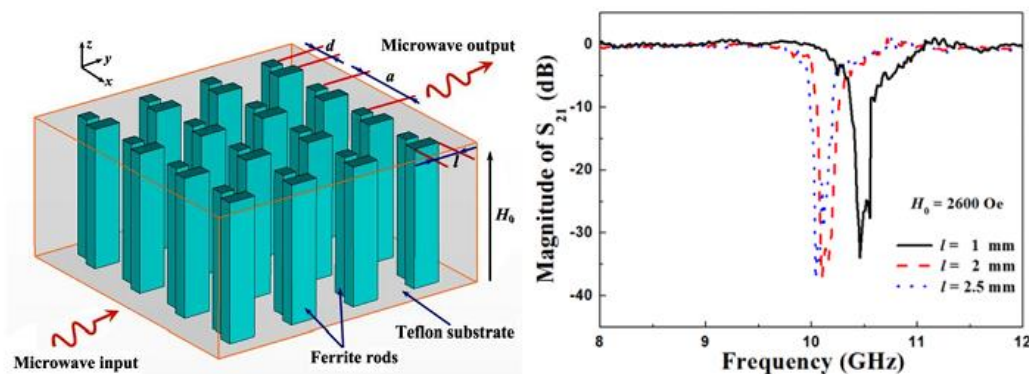
Le BST (titanate de baryum-strontium) s'est révélé être l'un des matériaux ferroélectriques les plus adaptés aux applications de filtres accordables, en raison de sa constante diélectrique élevée, de ses faibles pertes et de sa grande aptitude à l'accordabilité. De plus, sa densité de capacité élevée permet de réaliser des valeurs de capacité importantes sur une surface réduite [33]. Contrairement aux diodes varactors conventionnelles, les varactors en BST ne possèdent pas de zone de conduction directe et offrent de bonnes performances dans

les applications impliquant de fortes variations de tension RF sur toute la plage de tension de réglage continue (DC).

#### II.4.2.2. Les matériaux ferromagnétiques

Les matériaux ferromagnétiques possèdent la particularité de voir leur perméabilité évoluer sous l'influence d'un champ magnétique externe. En régime hyperfréquence, les caractéristiques recherchées chez ces matériaux incluent une faible conductivité électrique, une faible intensité de champ nécessaire, une aimantation à saturation élevée, ainsi qu'une bonne stabilité thermique. Dans ce domaine, les ferrites constituent les matériaux magnétiques les plus couramment employés. Toutefois, leur utilisation pour des dispositifs hyperfréquences reconfigurables reste limitée en raison de leur conductivité relativement élevée, qui engendre des courants de fuite importants, ainsi que de leur aimantation à saturation parfois insuffisante [34].

Une étude présentée dans [35] met en avant l'intégration de matériaux ferromagnétiques dans le développement de dispositifs hyperfréquences. Les chercheurs ont conçu un filtre coupe-bande métamatériau dont la fréquence centrale peut être ajustée, en tirant parti de la dépendance entre les dimensions physiques des tiges de ferrite et la fréquence de résonance ferromagnétique. Ce réglage dimensionnel permet de contrôler efficacement la position de la bande d'atténuation du filtre, ouvrant ainsi la voie à la conception de filtres à fréquence variable, comme illustré à la figure II.14.



**Figure II.14 : Représentation d'un filtre coupe-bande hyperfréquence reconfigurable intégrant une structure métamatériau composée de ferrite, accompagnée des spectres de transmission mesurés pour différentes longueurs de tige  $l$  [35].**

## II.5. Avantages et inconvénients d'un filtre reconfigurable

Un filtre reconfigurable, comme tous les autres types des filtres classiques, a des avantages et des inconvénients

### ❖ Avantages

Parmi ces avantages, on peut citer

- ✓ **Flexibilité et adaptabilité** : Ils peuvent s'ajuster dynamiquement à différentes bandes de fréquences (3G, 4G, 5G, Wi-Fi, etc.), réduire les interférences et s'adapter aux besoins des radios cognitives et des SDR, permettant à un seul composant de remplir plusieurs fonctions.
- ✓ **Miniaturisation** : Un seul filtre reconfigurable peut remplacer plusieurs filtres fixes, ce qui réduit la taille, le poids et le nombre de composants, ce qui est crucial pour les dispositifs compacts comme les téléphones, satellites.
- ✓ **Réduction des coûts** : En limitant le nombre de composants et en simplifiant l'assemblage, ils réduisent les coûts globaux du système malgré leur complexité individuelle.
- ✓ **Amélioration des performances** : Ils permettent des systèmes plus intelligents et multifonctionnels, favorisant une meilleure efficacité énergétique et une simplification de l'architecture RF.

En somme, la reconfigurabilité apporte une forte valeur ajoutée en rendant les systèmes plus agiles, compacts, économiques et performants, ce qui motive largement la recherche dans ce domaine.

### ❖ Inconvénients

Bien que les filtres reconfigurables aient beaucoup d'avantages, elles ont aussi des méfaits. Parmi ces méfaits, on peut citer

- ✓ **Complexité de conception et de gestion** : La conception d'un filtre reconfigurable est plus complexe que celle d'un filtre traditionnel, ce qui nécessite plus de temps de développement et des compétences spécialisées

- ✓ **Performance limitée** : Les filtres reconfigurables peuvent ne pas atteindre les mêmes niveaux de performance que des filtres spécialisés pour une application donnée, car ils doivent être compromis pour supporter plusieurs configurations.
- ✓ **Consommation énergétique élevée** : Certains mécanismes de reconfiguration (comme les actionneurs MEMS ou les composants actifs) peuvent consommer plus d'énergie.
- ✓ **Coût initial plus élevé** : Plus chers que les filtres classiques (introduire des composants actifs).

## II.6. Applications des filtres micro-ondes reconfigurables

Les filtres micro-ondes reconfigurables électroniquement ont un impact considérable sur la société moderne. Leurs applications sont variées, allant de la radio définie par logiciel (SDR), la radio cognitive, les systèmes de télécommunication multi bandes, jusqu'aux systèmes radar militaires [36].

Dans le domaine des communications, la radio cellulaire devient aussi répandue que la téléphonie conventionnelle. Les filtres micro-ondes reconfigurables électroniquement sont largement utilisés dans tous ces systèmes pour discriminer entre les fréquences de signaux désirées et indésirables.

Les applications typiques des filtres micro-ondes reconfigurables électroniquement sont décrites dans la sous-section suivante.

### ✓ **La radio cognitive**

La radio cognitive est une radio définie par logiciel capable de percevoir son environnement, de suivre les changements et d'agir en conséquence. En d'autres termes, une radio cognitive est une version avancée de la radio définie par logiciel (SDR). Contrairement aux systèmes de communication sans fil classiques, cette radio n'a pas besoin de bandes de fréquence fixes allouées. L'utilisation d'une banque de filtres commutables couvrant tout le spectre entraînerait une augmentation considérable de la complexité, de la taille et du coût du système. Ainsi, les filtres micro-ondes reconfigurables peuvent jouer un rôle clé dans l'amélioration des capacités des architectures de communication sans fil et de radios cognitives, tout en simplifiant considérablement l'architecture de l'interface d'entrée [36].

**✓ La communication par satellite**

Dans les systèmes de communication par satellite, il est courant qu'un même satellite de communication embarque plusieurs transpondeurs fonctionnant sur différentes bandes de fréquence afin de répondre à diverses applications, ce qui permet de réduire les coûts liés à la charge utile.

Cela confirme l'importance des filtres reconfigurable pour le support de systèmes de transpondeurs multi bandes. Une grande flexibilité est nécessaire dans certains systèmes modernes de communication par satellite, notamment pour l'attribution dynamique de la capacité spectrale à différentes zones géographiques. Les filtres accordables y sont utilisés pour permettre la diffusion sur n'importe quelle bande de fréquence attribuée aux pays exploitant des services DBS [36].

**✓ Les radars Doppler et de détection précoce (Early Warning – EW)**

Les radars, initialement conçus pour des usages militaires, sont aujourd'hui largement déployés dans des domaines civils tels que la sécurité routière, la météorologie, l'aviation et l'automobile. Le développement de nouvelles applications, comme l'imagerie électromagnétique, accentue le besoin en systèmes radar plus compacts, polyvalents et capables d'opérer sur plusieurs bandes de fréquence. Dans ce contexte, les filtres micro-ondes reconfigurables jouent un rôle clé en permettant de regrouper plusieurs fonctions de filtrage au sein d'un seul composant, réduisant ainsi la taille, le coût et la complexité des systèmes radar modernes [36].

## **II.7. Conclusion**

Dans ce chapitre, Nous avons exploré les différentes catégories de filtres reconfigurables, en distinguant ceux à reconfiguration fréquentielle de ceux à bande passante variable, puis nous avons passé en revue les technologies d'implémentation les plus utilisées, comme les diodes varactor, les MEMS RF ou encore les matériaux ferroélectriques et ferromagnétiques. Nous avons terminé ce chapitre par quelques avantages et applications de ces filtres.

### *Chapitre III : Résultats et simulation*

### III.1. Introduction

De nos jours, avec l'augmentation des applications multi-bandes et multi-services, le besoin en composants reconfigurables s'est fortement accru. Le design proposé peut jouer le rôle de filtre passe-bande (BPF) mono-bande, bi-bande, tri-bande ou quadri-bande, selon la configuration des dispositifs de commutation utilisés.

Dans ce chapitre, nous avons proposé quatre filtres passe-bande reconfigurables, capables de fonctionner en tant que filtre mono-bande, bi-bande, tri-bande ou quadri-bande, selon les besoins spécifiques de l'application. Ces filtres sont conçus pour répondre aux exigences des applications 5G, en ciblant plusieurs fréquences clés utilisées dans ce domaine.

L'objectif principal est de développer une structure flexible, offrant à la fois une bonne sélectivité, une adaptation optimale, ainsi qu'une capacité de reconfiguration dynamique. La conception proposée prend également en compte les contraintes de miniaturisation et de performance, répondant ainsi aux besoins des systèmes de communication modernes sans fil

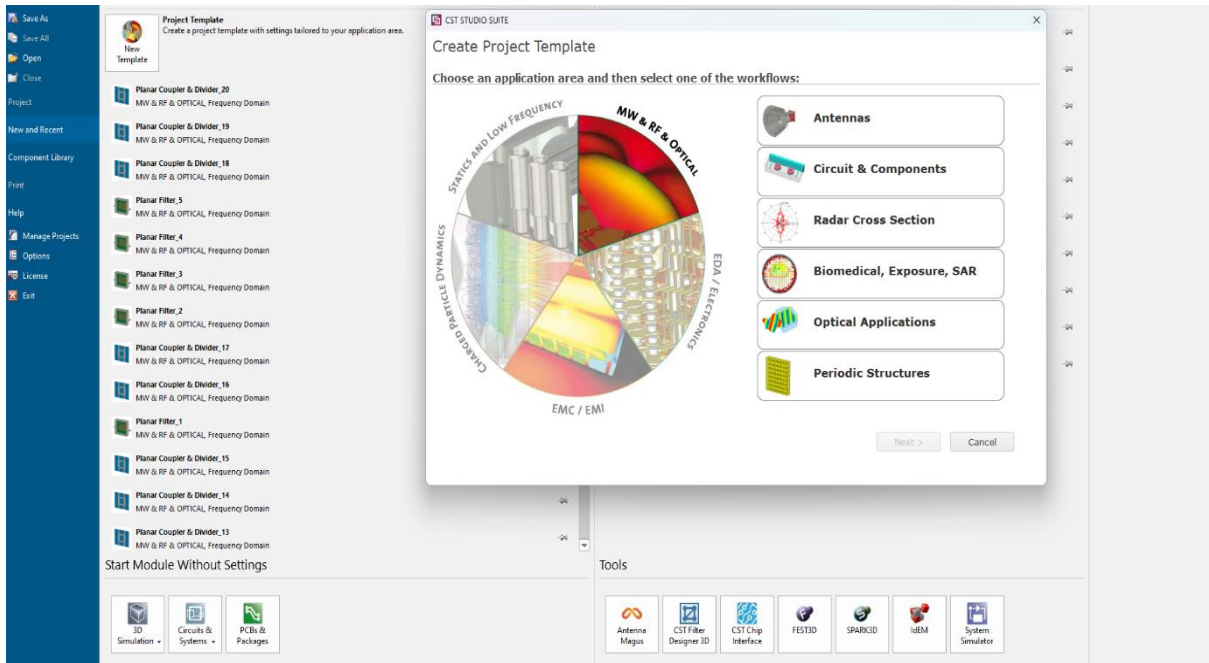
### III.2. L'outil de simulation CST

L'entreprise allemande CST (Computer Simulation Technology) a été créée en 1992. CST Microwave Studio est sorti pour la première fois en 1998. Notre logiciel utilise la méthode des intégrales finies (FIT, Finite intégration technique) créée par Tomas Weilandts. CST Microwave Studio est un logiciel de simulation appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques 3D. Les équations intégrales de Maxwell sont reformulées sous une forme discrète pour être compatibles avec l'informatique et résoudre des problèmes à géométrie complexe. La FIT consiste à représenter des équations de Maxwell sur un espace de grille, tout en maintenant les caractéristiques de conservation de l'énergie, et en créant des équations différentielles spécifiques comme celle de Poisson ou l'équation d'onde [37].

CST Studio Suite® est largement utilisé dans divers secteurs pour simuler et optimiser :

- ❖ Les performances des antennes, filtres, et systèmes de communication sans fil (Wi-Fi, 5G, satellites), La compatibilité électromagnétique (CEM) et la gestion des interférences (EMI),
- ❖ Les circuits imprimés (PCB),
- ❖ Ainsi que les systèmes pour objets connectés (IoT).

Grâce à sa flexibilité et sa puissance de calcul, ce logiciel s'impose comme un outil incontournable dans les milieux académiques, industriels et institutionnels. L'interface du simulateur est illustrée à la figure III.1.



**Figure III.1 : Une interface graphique du simulateur CST studio**

### III.3. Filtre mono-bande

Dans le cadre de ce travail, nous avons commencé par simuler la structure du filtre proposé dans l'article [38]. Il s'agit d'un filtre passe-bande constitué d'un anneau fendu carré simple (SSRR), auquel est associé un anneau fendu circulaire (SRR), avec deux fentes sur l'anneau carré principal. Ce filtre comprend également un résonateur intérieur en forme de "X" (voir la figure III.2). Le matériau utilisé pour la conception de ce filtre est le RT Duroid 5880, un substrat ayant une épaisseur de 1,57 mm et une constante diélectrique  $\epsilon_r = 2,2$

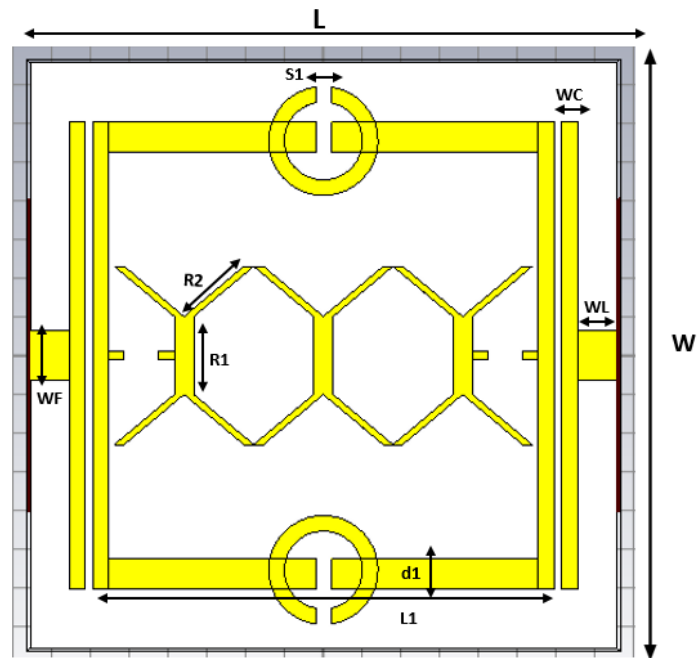


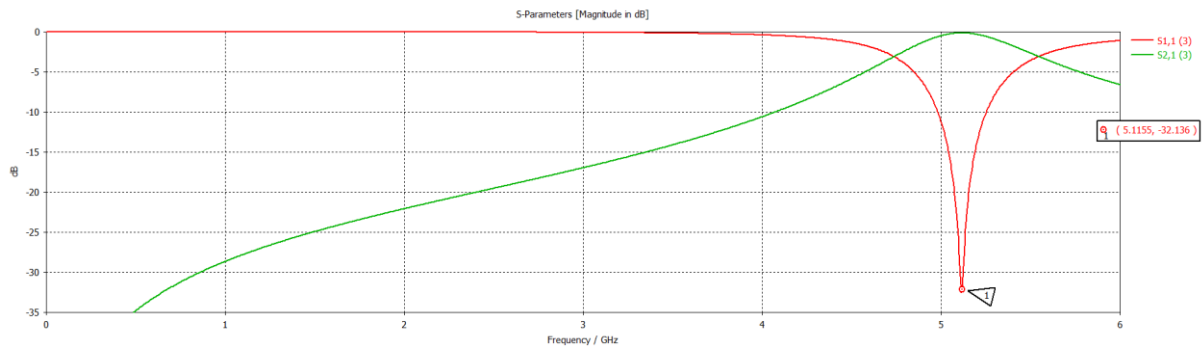
Figure III.2 : Structure du filtre proposée dans [38].

Le tableau suivant représente les différentes valeurs initiales de la structure étudiée dont certaines valeurs initiales sont pris du [38] et d'autres sont choisi approximativement de manière est ce qu'il rapproche au résultat de [38].

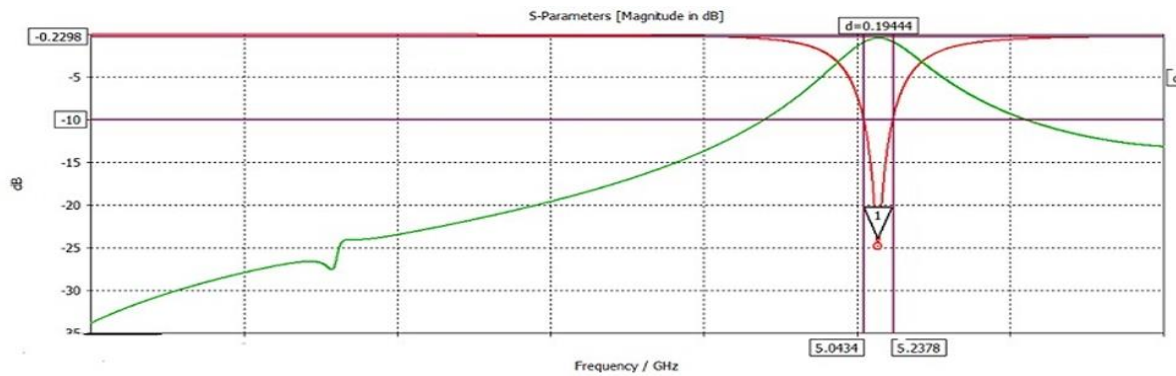
Paramètre	Valeur (mm)
<b>L</b>	<b>15</b>
<b>W</b>	<b>15</b>
<b>L1</b>	<b>11.8</b>
<b>WF</b>	<b>1.3</b>
<b>S1</b>	<b>0.4</b>
<b>d1</b>	<b>0.8</b>
<b>WL</b>	<b>1</b>
<b>WC</b>	<b>0.4</b>
<b>R1</b>	<b>2</b>
<b>R2</b>	<b>2</b>

Tableau III.1 : Valeurs initiales de la structure.

Les résultats de simulation obtenue de cette structure sont représentés dans la figure suivante :



**Figure III.3 : Résultat de la simulation de la structure initiale.**



**Figure III.4 : Résultat de la simulation de la structure de [38].**

D'après la figure III.3 et figure III.4 on remarque que les résultats de la simulation de notre structure sont identiques avec les résultats de la simulation de [38]. Donc les résultats de la structure étudiée est validé.

### III.4. Les filtres proposés

Dans le cadre de ce travail, nous avons proposé quatre filtres passe-bande reconfigurables, capables de fonctionner en mode mono-bande, bi-bande, tri-bande ou quadri-bande selon la configuration choisie. Ces filtres ont été spécifiquement conçus pour répondre aux exigences des réseaux de communication sans fil 5G.

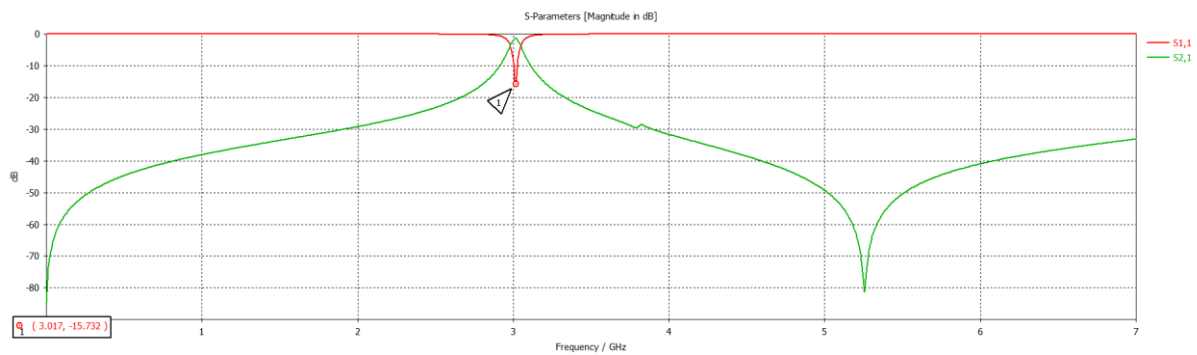
La réalisation a été effectuée sur un substrat RT Duroid 5880 de dimensions  $13 \times 13$  mm<sup>2</sup> (longueur  $\times$  largeur), avec une permittivité relative  $\epsilon_r=2,2$ , une tangente de perte



L1	L2	L3	L4	L5	L6	S1	g	W1	W2	W3
0.5	0.2	1.5	9	4	2	0.8	0.1	0.7	4	0.5

**Tableau III.2 : Dimensions de la structure proposée (en mm).**

La première version de la structure du filtre, simulée avec les dimensions mentionnées précédemment, n'a pas permis d'atteindre des performances satisfaisantes en termes de réponse fréquentielle (figure III.6). Pour améliorer les caractéristiques du filtre proposé, une étude paramétrique a été menée, portant sur les principaux paramètres géométriques de la structure. Cette analyse a permis d'identifier les dimensions optimales pour obtenir un meilleur comportement en fréquence, notamment en termes de bandes passantes, pertes d'insertion et fréquences de résonance.



**Figure III.6 : Résultat de la simulation du filtre avec les dimensions indiquées au Tableau III.1**

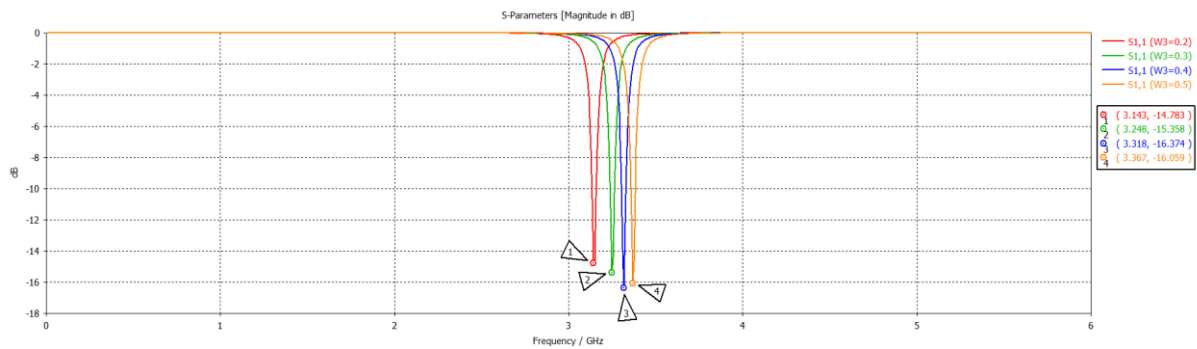
Comme l'indique la figure III.6, une fréquence centrale a été obtenue autour de 3 GHz avec un coefficient de réflexion de  $-15$  dB, ce résultat reflète une adaptation encore insuffisante. Le niveau de réflexion reste élevé par rapport à l'objectif visé. Il est donc nécessaire d'optimiser la structure du filtre afin de centrer la résonance autour de 3,5 GHz tout en réduisant S11 en dessous de  $-20$  dB.

### III.4.1.1. Etude paramétrique :

Dans l'analyse précédente, les fréquences de résonance obtenues ne correspondaient pas exactement aux valeurs ciblées. Afin d'atteindre les performances souhaitées, une étude paramétrique a été entreprise pour ajuster les dimensions critiques de la structure et optimiser le comportement du filtre.

#### III.4.1.1.1. Effet de la largeur du résonateur carré (W3)

Dans cette étude, on suppose que la longueur (L4) du résonateur carré est fixée à 9.2 mm, alors que la largeur (W3) sera variée de 0.2mm jusqu'à 0.5 mm par un pas de 0.1mm. Les autres paramètres sont fixes. Dans la Figure III.7, les résultats de simulation sont présentés en termes de coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence.

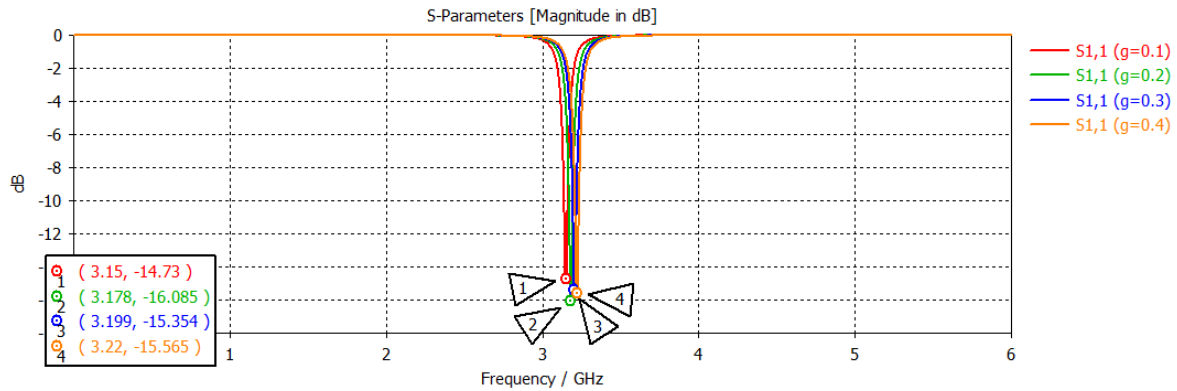


**Figure III.7 : Effet de la largeur (W3) sur le coefficient de réflexion**

On observe que la variation de la largeur W3 influence directement la fréquence de résonance ainsi qu'une légère amélioration de l'adaptation du coefficient de réflexion. La meilleure performance est obtenue pour une largeur W3=0.5mm, avec un coefficient de réflexion de -16 dB à une fréquence de 3,3 GHz.

#### III.4.1.1.2. Effet de gap (g)

Pour étudier l'effet de gap entre les deux résonateur (la longueur), on a pris l'intervalle étalant de 0.1 mm à 0.4 mm, avec un pas de 0.1 mm.

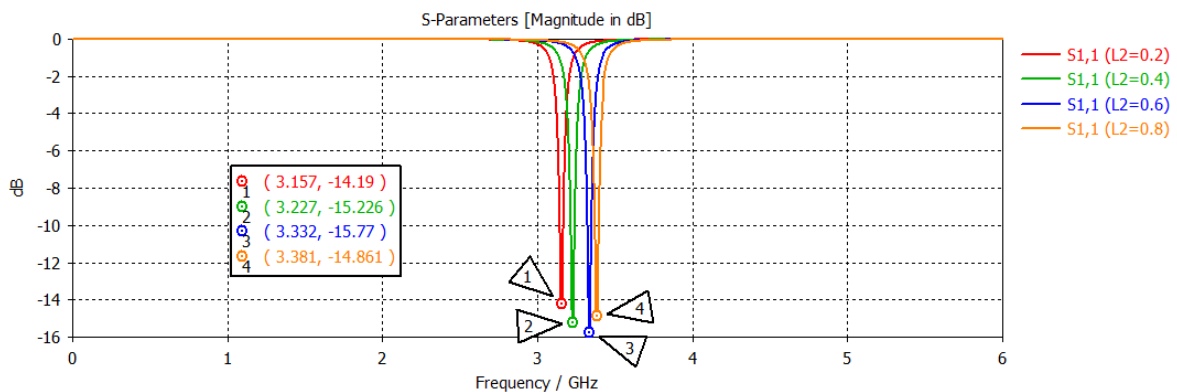


**Figure III.8 : Effet de gap ( $g$ ) sur le coefficient de réflexion**

D'après la figure III.8, on observe que les meilleures performances sont obtenues pour une valeur de  $g = 0.4$ .

#### III.4.1.1.3. Effet de la longueur ( $L_2$ )

Pour voir l'effet de la longueur du résonateur ( $L_2$ ), on a pris l'intervalle de 0.2 mm à 0.8 mm avec un pas de 0.2 mm (la largeur du résonateur  $W_2$  reste fixe à 4 mm).



**Figure III.9 : Effet de la longueur ( $L_2$ ) sur le coefficient de réflexion**

D'après cette la figure III.9, on remarque que la longueur  $L_2$  du résonateur joue un rôle important sur la valeur de la fréquence de résonance.

#### III.4.1.1.4. Effet de la longueur ( $S_1$ )

Pour étudier l'effet de l'espace ( $S_1$ ) du résonateur, on a pris l'intervalle étalant de 0.8 mm à 0.2 mm, avec un pas de 0.2 mm.

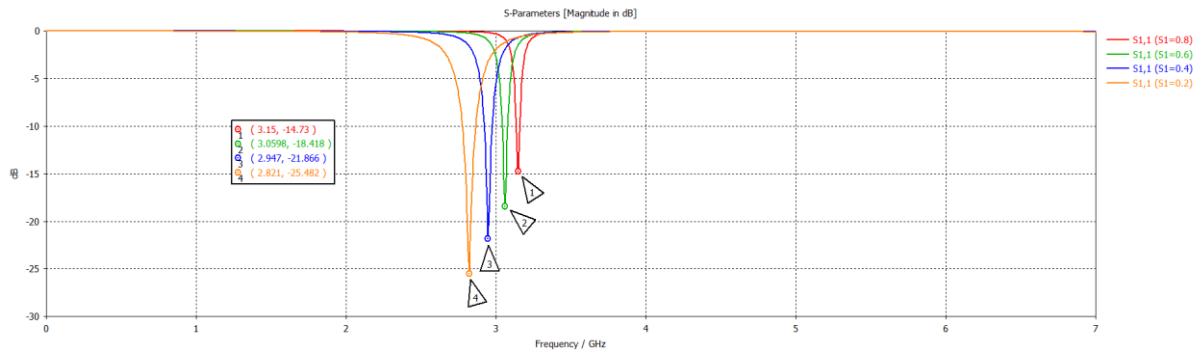


Figure III.10 : Effet de l’espacement (S1) sur le coefficient de réflexion.

D’après la figure III.10, on observe que la variation de l’espacement S1 influence directement la fréquence de résonance ainsi qu’une légère amélioration de l’adaptation du coefficient de réflexion.

### III.4.1.2. Optimisation du filtre mono-bande proposé

L’optimisation de filtre dans cette étude, est de chercher le meilleur couple de (W3, g, L2, S1) qui rend exactement la fréquence de résonance 3,5 GHz et le coefficient de réflexion attendre supérieur à -20 dB, ce qui indique une excellente adaptation d’impédance.

Le tableau suivant (Tableau III.3) représente les dimensions de filtre optimisé :

L1	L2	L3	L4	L5	L6	S1	g	W1	W2	W3
1	0.5	1.5	9	4	2	0.1	0.1	0.7	4	0.5

Tableau III.3 : Dimensions finales du filtre mono-bande conçu (en mm).

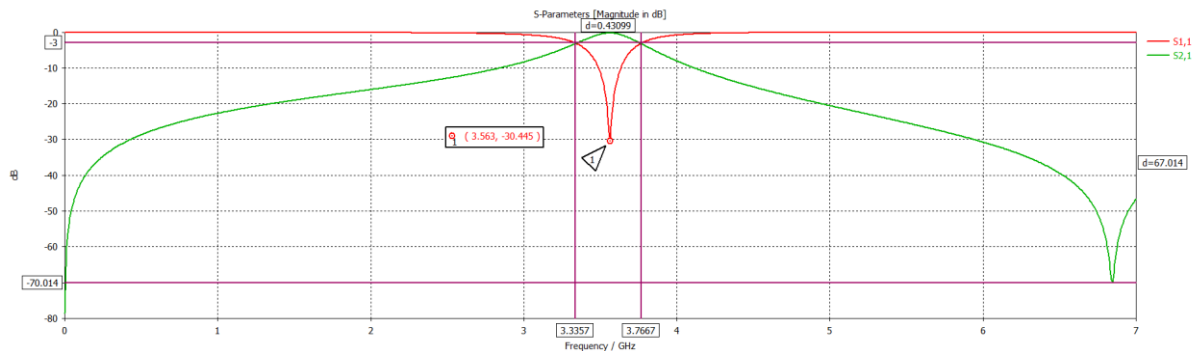


Figure III.11 : Résultats optimisés du filtre mono-bande proposé.

On observe que la fréquence centrale est d'environ 3,5 GHz, avec un coefficient de réflexion atteignant  $-30$  dB, ce qui indique une adaptation correcte à l'entrée. La bande passante mesurée à  $-3$  dB est d'environ 431 MHz, ce qui démontre la capacité du filtre à couvrir efficacement une large portion de la bande ciblée.

Simultanément, le paramètre  $S_{21}$  atteint un maximum à cette même fréquence, ce qui signifie que le signal est efficacement transmis dans cette bande passante.

### III.4.2. Filtre bi-bande proposé

Dans un second temps, la structure a été modifiée afin de passer d'un fonctionnement mono bande à un fonctionnement bi bande. L'objectif est d'atteindre une deuxième fréquence 2,4 GHz [40], désigné au applications Wi-Fi.

#### III.4.2.1. Insertion d'un second résonateur carré

Dans cette étude, un second résonateur de forme carrée a été inséré à l'intérieur du résonateur principal, comme illustré à la figure III.12. Ce résonateur interne présente une longueur  $L_r=7$  mm et une largeur  $W_r=6$  mm.

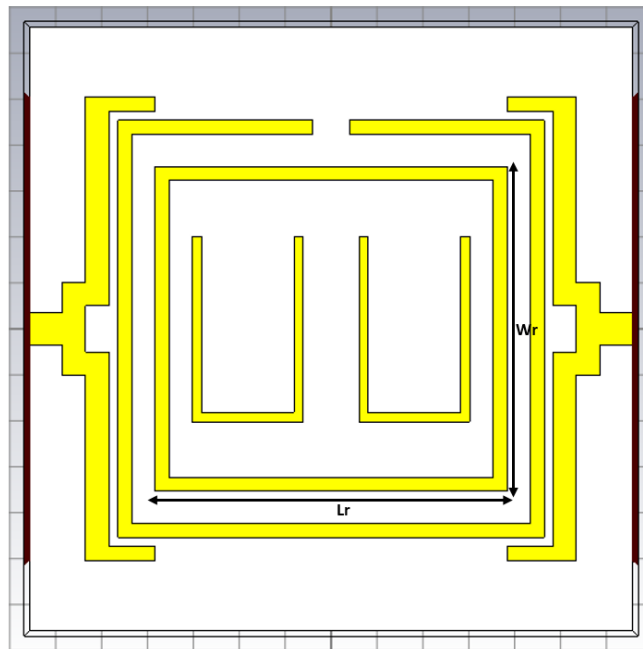
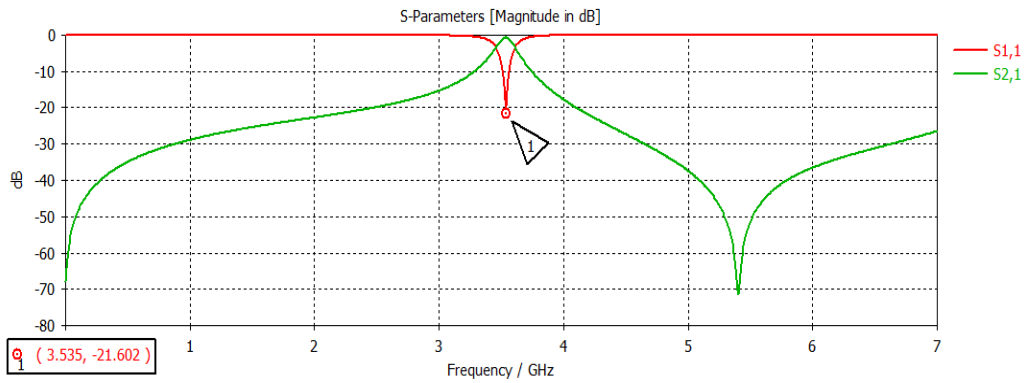


Figure III.12 : Filtre avec un deuxième résonateur carrée.

Les résultats initial de simulation obtenue de cette nouvelle structure sont représentés dans la figure suivante :

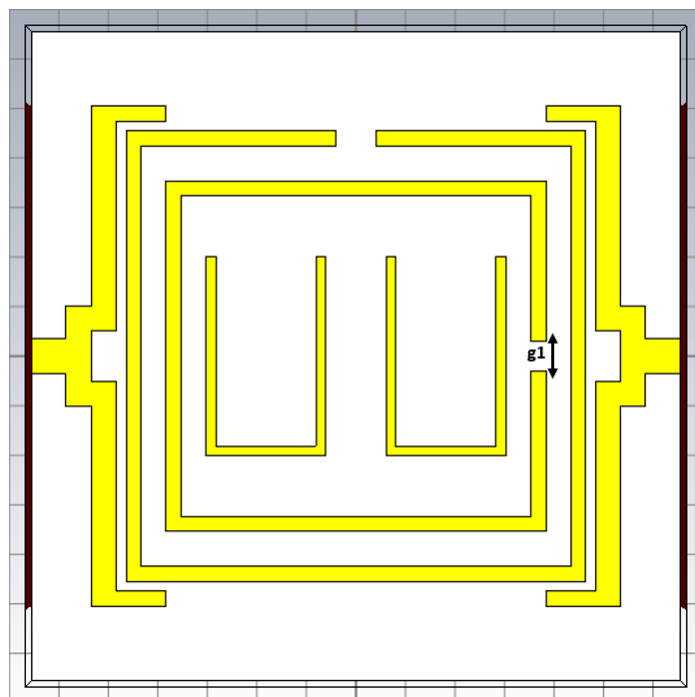


**Figure III.13 : Résultat de la simulation de la structure modifiée.**

La figure III.13 montre que l'ajout d'un second résonateur carré à l'intérieur du premier n'a que peu d'effet sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$ , qui reste pratiquement inchangé. En revanche, en dehors de la fréquence de résonance principale, le paramètre  $S_{21}$  chute fortement, atteignant environ  $-70$  dB autour de 5,5 GHz. Cela indique que le dispositif présente une excellente capacité de rejet hors bande, ce qui le rend particulièrement efficace pour bloquer les signaux indésirables en dehors de la bande passante utile.

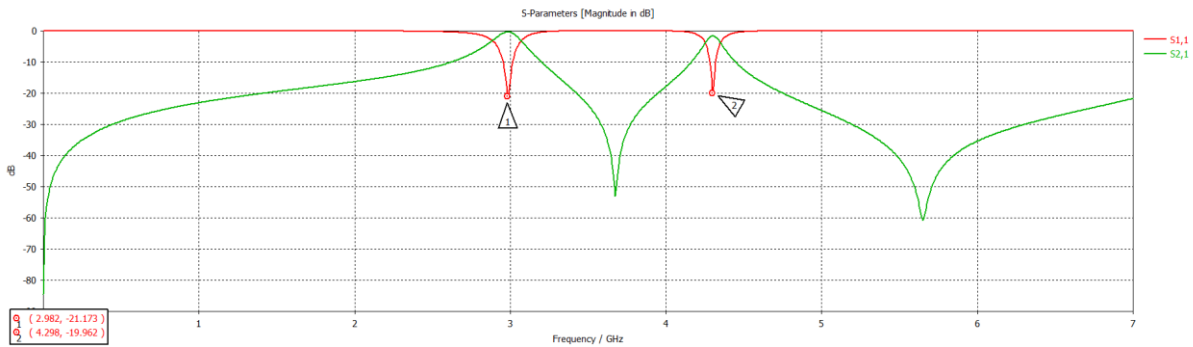
#### III.4.2.2. Ajout d'un slot dans la structure

Maintenant, on va créer un trou (slot) sur le deuxième Résonateur carré comme montré sur la figure III.14. La largeur de ce slot, notée ( $g_1$ ), est fixée à 0,4 mm, tandis que les autres paramètres géométriques restent inchangés.



**Figure III.14 : Slot inséré sur le résonateur carré.**

Les résultats de simulation sont présentés en termes de coefficient de réflexion S11 et de coefficient de transmission S21 en fonction de la fréquence :

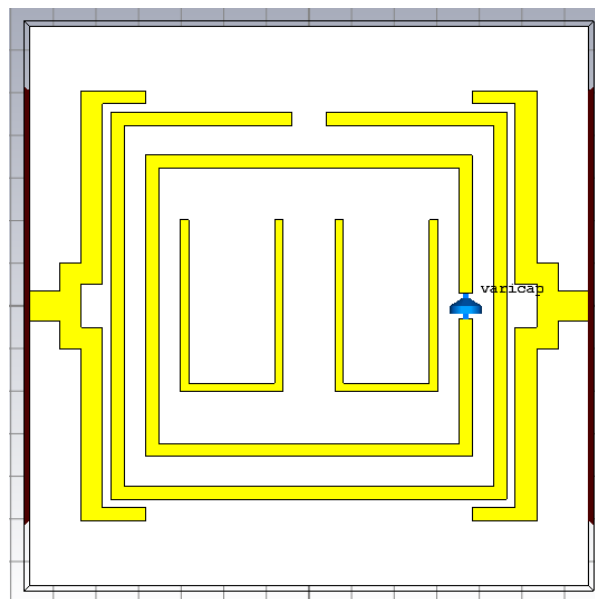


**Figure III.15 : Effet du slot (g1) sur S11 et S21.**

L'ajout d'un slot g1 dans le deuxième résonateur carré, comme illustré à la figure III.14, modifie de manière significative le comportement du filtre. Cette modification induit l'apparition d'un second pic de résonance autour de 4,3 GHz, en plus de celui situé à 2,9 GHz, ce qui révèle un comportement de filtre double bande. Toutefois, les fréquences obtenues s'écartent de notre objectif initial, qui était de viser une deuxième fréquence de résonance proche de 2,4 GHz, correspondant à la bande utilisée par le Wi-Fi.

### III.4.2.3. Filtre bi\_bande reconfigurable en fréquence

Dans cette étude, l'objectif principal est de déplacer la fréquence de résonance afin d'atteindre une plage de fonctionnement située dans la bande Wi-Fi (autour de 2,4 GHz). Pour cela, une solution proposée consiste à ajouter une diode varicap sur les bords du slot g1.

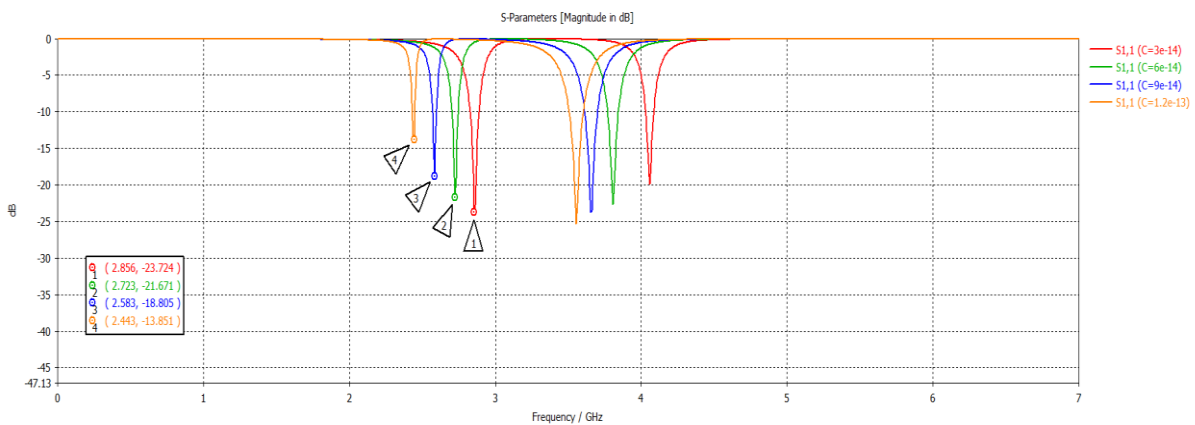


**Figure III.16 : Filtre bi-bande avec diode varicap insérée.**

Cette diode, dont la capacité est variable en fonction de la tension appliquée, permet d'ajuster dynamiquement la fréquence de résonance du résonateur. Ainsi, grâce à l'utilisation de la varicap, il devient possible d'obtenir plusieurs fréquences de fonctionnement avec un seul dispositif, ouvrant la voie à la reconfigurabilité en fréquence du filtre.

La diode utilisée a une résistance de 0.07 ohm et une inductance de 0.2 nH avec une capacité qui se varie entre (0.03pF-0.12pF) [41].

Après l'insertion de la diode, nous procédons à la simulation du filtre en faisant varier les différentes valeurs de capacité. Plusieurs valeurs ont été sélectionnées dans l'intervalle [0,03 pF – 0.12 pF] afin d'observer l'évolution des fréquences de résonance et du coefficient de réflexion (S11) en fonction de chaque valeur de capacité. Cette étape permet d'évaluer l'efficacité de la reconfiguration fréquentielle apportée par la diode varicap.



**Figure III.17 : résultat de simulation du S11 pour différentes valeurs de la Capacité.**

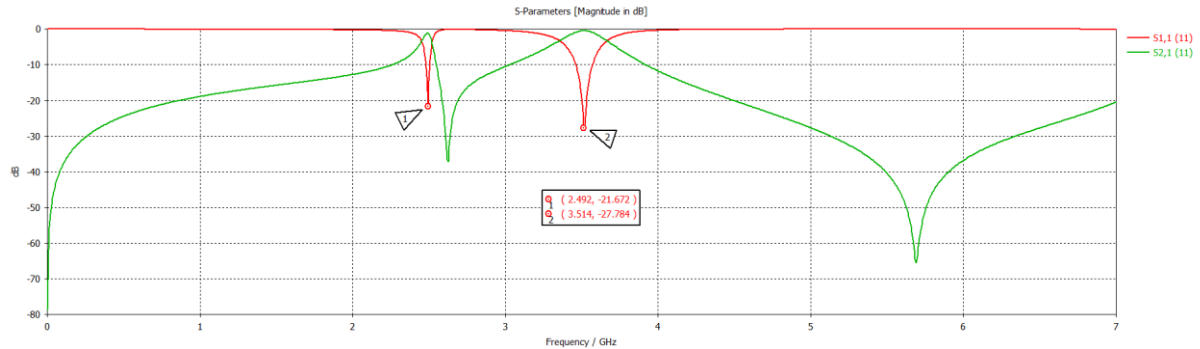
Il est clairement observé que chaque variation de la capacité entraîne un déplacement de la fréquence de résonance. Cette reconfiguration fréquentielle permet ainsi d'atteindre les objectifs visés, à savoir les fréquences de 2,4 GHz (Wi-Fi) et 3,5 GHz (WiMax), démontrant l'efficacité de la diode varicap dans l'ajustement dynamique du comportement du filtre.

#### III.4.2.4. Optimisation du filtre bi-bande proposé

Le tableau suivant (Tableau III.4) représente les dimensions du filtre tri-bande optimisé :

L1	L2	L3	L4	L5	L6	Lr	S1	g	g1	W1	W2	W3	Wr
0.7	0.6	3.5	9	3	2.5	7	0.2	0.1	0.4	0.7	4	0.3	7

**Tableau III.4 : Dimensions finales du filtre bi-bande conçu (en mm).**



**Figure III.18 : Résultats optimisés du filtre bi-bande proposé.**

Les résultats de simulation présentés à la figure III.18 confirment le succès de la conception optimisée, démontrant une excellente performance d'un filtre bi-bande. L'analyse du coefficient de réflexion (S11) révèle une adaptation d'impédance optimale sur deux fréquences distinctes. La première résonance, dédiée à la bande WiFi, est centrée à 2.4 GHz avec une valeur de -21.67 dB. La seconde, visant l'application WiMAX à 3.5 GHz, affiche une performance encore meilleure avec un S11 de -27.79 dB, validant l'aptitude du filtre à opérer efficacement sur ces deux standards.

Simultanément, dans les deux bandes passantes (autour de 2.4 GHz et 3.5 GHz), Le S21 est très proche de 0 dB ce qui indique que les pertes d'insertion sont très faibles donc le filtre transmet.

### III.4.3. Filtre tri-bande proposé

Dans cette étape de l'étude, la structure initiale du filtre a été modifiée afin de passer d'un fonctionnement bi-bande à un fonctionnement tri-bande. Cette évolution vise à intégrer une troisième bande de fréquence, positionnée autour de 5,8 GHz, correspondant à la seconde bande Wi-Fi (bande Wi-Fi 5 GHz).

Pour atteindre cet objectif, une diode PIN a été appliquée au sein de la structure du filtre, de manière stratégique. Son intégration permet de provoquer l'apparition d'une troisième bande de fréquence lorsque la diode est activée, tout en préservant les performances des deux premières bandes.

Grâce à cette approche, le filtre devient capable de fonctionner efficacement sur trois bandes distinctes, tout en maintenant une faible perte d'insertion, une bonne sélectivité, ainsi qu'une adaptation d'impédance satisfaisante dans chacune des bandes actives.

#### ➤ Utilisation de la diode PIN

Le fonctionnement de la diode PIN est basé sur deux états ON (passante) et OFF (bloquée), alors que dans notre étude de simulation la diode PIN est modélisée par un circuit RLC équivalent sériel (Etat ON) et parallèle (Etat OFF).

Lorsque la diode PIN est à l'état « ON », elle est polarisée en direct et se comporte comme un court-circuit, avec des valeurs équivalentes :  $R = 0,8 \Omega$ ,  $L = 1.8 \text{ nH}$  [42]. Cela permet au courant RF de circuler librement, et à l'état « OFF », la diode n'est pas polarisée et agit comme un circuit ouvert.

La diode est placée entre le deuxième résonateur carré et le premier résonateur en hairpin, comme le montre la figure III.19.

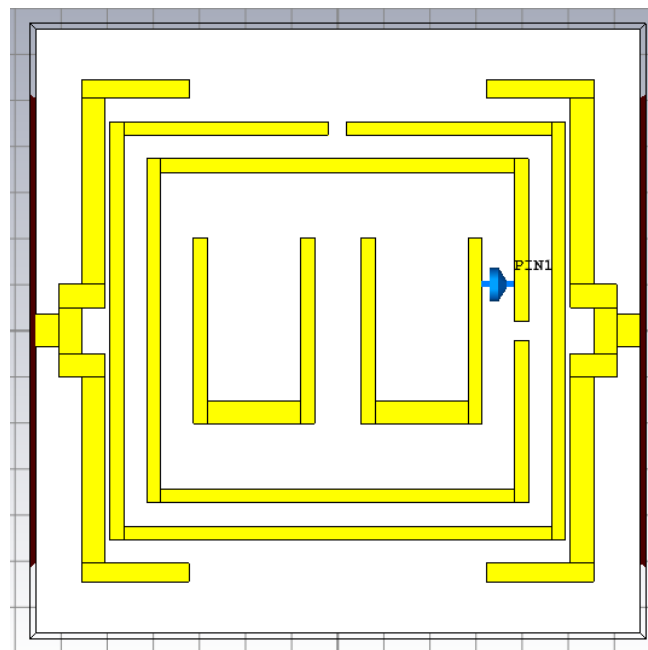
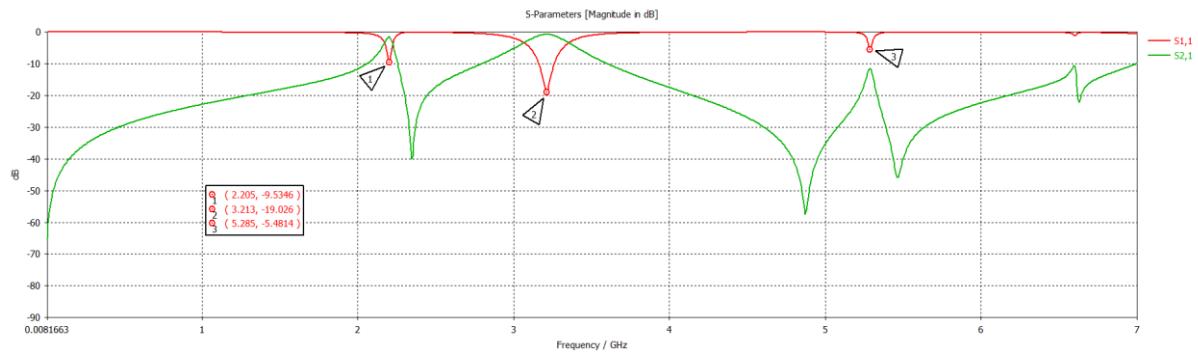


Figure III.19 : Structure du filtre tri-bande proposé.

Les résultats de simulation sont présentés en termes de coefficient de réflexion S11 et de coefficient de transmission S21 en fonction de la fréquence :



**Figure III.20 : Résultat de la simulation du filtre tri-bande proposé.**

D'après les résultats de simulation, on observe que l'ajout d'une diode PIN a permis l'apparition d'une troisième bande de fréquence autour de 5.2 GHz. Toutefois, cette bande présente une mauvaise adaptation (coefficient de réflexion S11 élevé), ce qui affecte les performances du filtre.

Par ailleurs, les fréquences de résonance obtenues s'écartent légèrement des objectifs initiaux, qui étaient de réaliser un filtre tri-bande centré sur :

$F_1 = 2.4$  GHz : bande Wi-Fi (2.4 GHz),

$F_2 = 3.5$  GHz : utilisée pour les applications WiMax ou ISM,

$F_3 = 5.8$  GHz : deuxième bande Wi-Fi (5 GHz).

Ces décalages et la mauvaise adaptation observée sur la troisième bande rendent nécessaires certains ajustements. Afin d'améliorer les performances du filtre, il est indispensable de procéder à : un affinement de la géométrie de la structure, une optimisation de l'emplacement ou du modèle de la diode PIN,

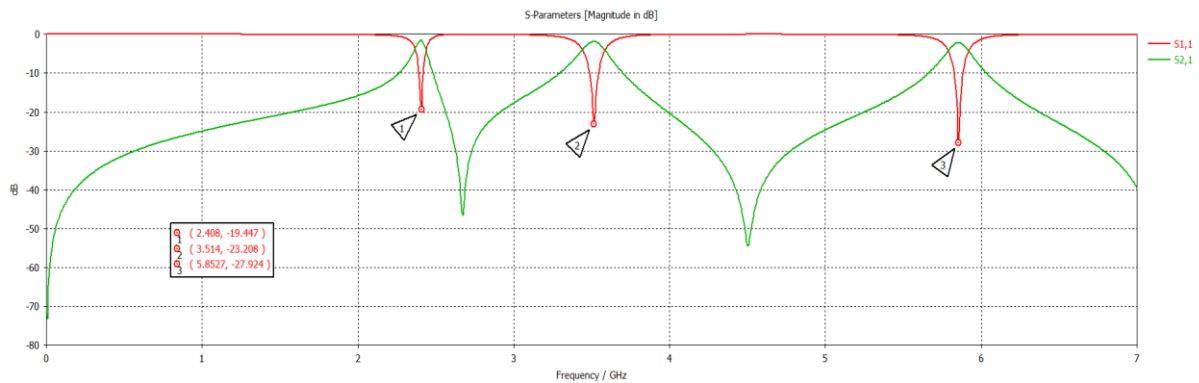
Ces actions permettront de :

- Mieux centrer les résonances sur les fréquences cibles,
- Réduire les pertes d'insertion (S21),
- Améliorer l'adaptation d'impédance ( $S_{11} < -10$  dB) sur l'ensemble des bandes passantes visées.

Le tableau suivant (Tableau III.5) représente les dimensions du filtre tri-bande optimisé :

L1	L2	L3	L4	L5	L6	Lr	S1	g	g1	W1	W2	W3	Wr
0.5	0.5	3	9	2	3.5	8.6	0.2	0.8	0.4	0.7	3.6	0.2	7.4

**Tableau III.5 : Dimensions finales du filtre tri-bande conçu (en mm).**



**Figure III.21 : Résultats optimisés du filtre tri-bande.**

Ces résultats montrent que la structure du filtre tri-bande est bien conçue. Les fréquences de résonance sont alignées avec les objectifs de conception, et les performances RF sont satisfaisantes, avec :

- Une faible perte de retour ( $S_{11}$ ) sur chaque bande,
- Une bonne sélectivité entre les bandes,
- Une large réjection hors bande, assurant une isolation correcte.

#### III.4.4. Filtre quadri-bande proposé

Dans cette étape de l'étude, la structure initiale du filtre a été modifiée afin de passer d'un fonctionnement tri-bande à un fonctionnement quadri-bande. Cette évolution a pour objectif d'intégrer 4 bande de fréquence, Les ajustements apportés à la topologie du filtre permettent ainsi d'assurer une sélectivité et une efficacité optimales sur l'ensemble des bandes ciblées, tout en conservant une structure compacte et adaptée aux applications de communication modernes.

Afin d'atteindre cet objectif, une seconde diode PIN a été intégrée à la structure du filtre, permettant l'apparition d'une quatrième bande passante. Cette diode, caractérisée par des paramètres  $R = 0,8 \Omega$  et  $L = 0,1 \text{ nH}$  [42], est insérée dans le second résonateur carré, en association avec un deuxième résonateur de type hairpin, comme illustré à la figure III.22. Cette configuration reconfigurable permet un contrôle dynamique de la réponse en fréquence du filtre, rendant ainsi possible son fonctionnement en mode quadri-bande.

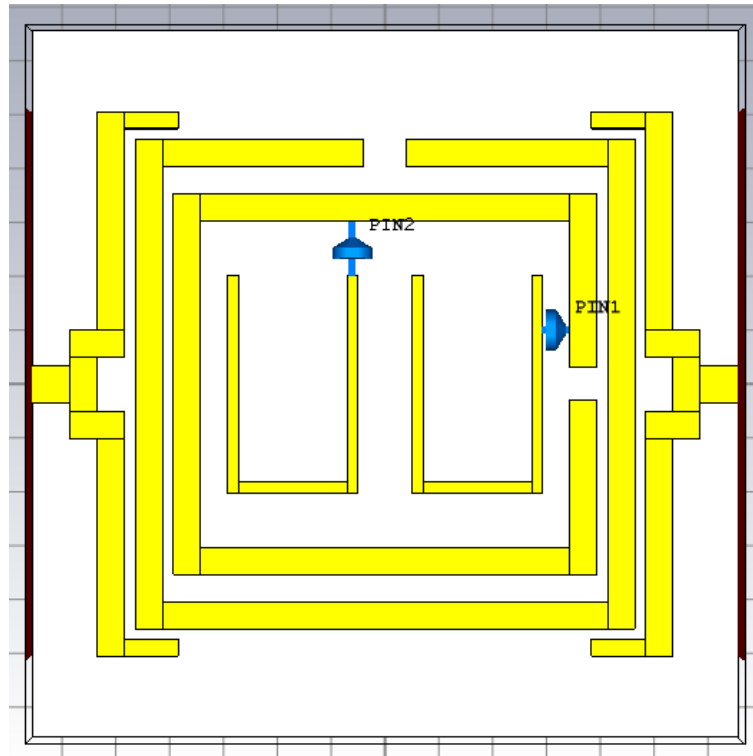


Figure III.22: Structure du filtre quadri-bande proposé.

Les résultats de simulation sont présentés en termes de coefficient de réflexion S11 et de coefficient de transmission S21 en fonction de la fréquence :

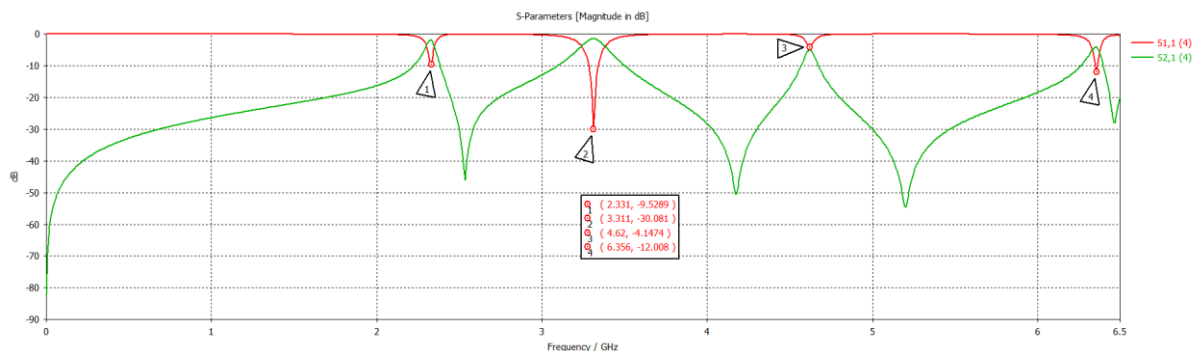


Figure III.23 : Résultat de la simulation du filtre quadri-bande proposé.

Les résultats de simulation montrent que l'ajout d'une seconde diode PIN a effectivement permis l'apparition d'une quatrième bande de fréquence. Mais avec une mauvaise adaptation pour trois bandes de fréquence, Cette mauvaise adaptation affecte négativement les performances globales du filtre dans ces bandes spécifiques, suggérant la nécessité d'une optimisation supplémentaire de la structure pour améliorer le couplage et l'adaptation à cette fréquence.

Le tableau suivant (Tableau III.6) représente les dimensions du filtre quadri-bande optimisé :

L1	L2	L3	L4	L5	L6	Lr	S1	g	g1	W1	W2	W3	Wr
0.5	0.7	2	9	3.5	1	8.1	0.1	0.1	0.6	0.7	4	0.2	8

Tableau III.6 : Dimensions finales du filtre quadri-bande conçu (en mm).

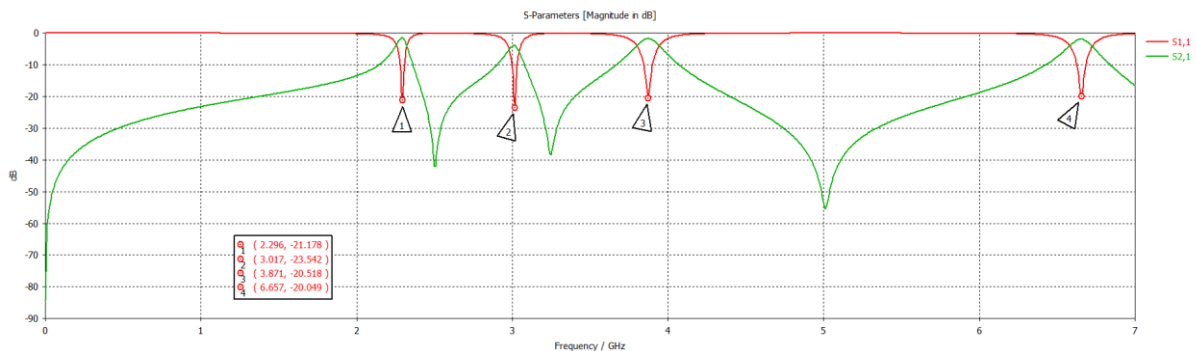


Figure III.24 : Résultats optimisés du filtre quadri-bande.

D'après la figure III.25, on observe quatre bandes passantes bien distinctes, centrées respectivement autour de 2.2 GHz, 3 GHz, 3.8 GHz et 6.6 GHz. Les coefficients de réflexion (S11) atteignent environ -21 dB, -23 dB, -20 dB et -20 dB à ces fréquences, ce qui traduit une bonne adaptation en dehors des bandes de résonance. Ces résultats confirment la capacité du filtre à fonctionner en mode quadri-bande, grâce à l'intégration d'une seconde diode PIN dans la structure. Par ailleurs, la courbe S21 met en évidence une excellente sélectivité ainsi qu'une transmission efficace dans les bandes ciblées.

### III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé quatre filtres passe-bande multi bande capable de fonctionner selon différentes configurations : mono-bande, bi-bande, tri-bande ou quadri-bande. La reconfigurabilité en fréquence a été introduite à travers la modélisation idéale d'une diode varactor, tandis que la reconfigurabilité en bande a été assurée par l'intégration d'une diode PIN. Cette approche permet au filtre de s'adapter dynamiquement aux exigences spécifiques des systèmes de communication. Le filtre RF ainsi développé se distingue par sa compacité, sa flexibilité et ses performances adaptées aux applications 5G.

## **Conclusion Générale**

## *Conclusion générale*

Dans ce mémoire, nous avons étudié la problématique de la conception des filtres reconfigurables, qui suscitent un intérêt croissant ces dernières années, notamment dans le domaine des télécommunications. En effet, ces filtres offrent la possibilité de modifier dynamiquement leurs caractéristiques de filtrage, telles que la fréquence centrale ou la bande passante, en utilisant des composants actifs comme les diodes PIN ou les varactors, permettant ainsi la commutation entre différentes fonctionnalités à partir d'une même structure physique.

Dans ce mémoire, nous avons abordé la problématique de la conception des filtres micro-ondes reconfigurables, avec un intérêt particulier pour leurs applications dans les systèmes de communication 5G.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une vue d'ensemble sur les filtres micro-ondes, en définissant leur rôle fondamental dans les systèmes RF, les différents types de filtres (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande), ainsi que les principales technologies et topologies utilisées dans la conception de filtres. Nous avons également introduit les méthodes de synthèse les plus courantes permettant d'obtenir les réponses fréquentielles souhaitées.

Le deuxième chapitre a été consacré aux filtres reconfigurables. Nous avons décrit leurs intérêts majeurs, Nous avons également présenté les différentes techniques de reconfigurabilité (électrique, mécanique, etc.) et les types de reconfigurabilité possibles (en fréquence, en bande passante, etc.).

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé quatre filtres passe-bande multibandes, capables de fonctionner en configuration mono-bande, bi-bande, tri-bande ou quadri-bande, en fonction de l'état des dispositifs de commutation intégrés. Ces filtres sont conçus pour répondre aux exigences de diverses applications 5G.

Dans un premier temps, un filtre mono-bande issu de la littérature a été étudié et validé. Ensuite, nous avons proposé notre propre conception de filtre passe-bande mono-bande, optimisé pour fonctionner dans la bande WiMAX. Par la suite, un deuxième filtre bi-bande a été développé grâce à l'intégration d'une diode varicap, permettant la commutation entre les bandes WiFi (2,4 GHz) et WiMAX (3,5 GHz). L'ajout d'une diode PIN a permis de concevoir un troisième filtre tri-bande, capable de couvrir deux bandes distinctes dédiées aux applications

WiFi et WiMAX. Enfin, l'intégration d'une deuxième diode PIN a conduit à la réalisation d'un filtre quadri-bande, reconfigurable dynamiquement pour couvrir plusieurs fréquences utilisées dans les technologies 4G et 5G, constituant ainsi une solution flexible et évolutive pour les systèmes de communication sans fil de nouvelle génération. Deux bandes distinctes, correspondant aux applications WiFi (2,4 GHz) et WiMax (3,5 GHz).

L'ensemble de ce travail illustre le potentiel considérable des filtres reconfigurables dans le contexte des systèmes sans fil de nouvelle génération, et ouvre des perspectives prometteuses pour des dispositifs toujours plus flexibles, compacts et intelligents.

## **Références bibliographiques**

**Références bibliographiques**

- [1] M. P. David , " Microwave Engineering (4- Edition) ", Massachusetts : John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [2] S. H. Jia et L. M. J., " Microstrip Filters for RF/Microwave Applications ", New York: John Wiley & Sons, Inc, 2001.
- [3] M. Frénéa, *Généralités filtrage*, notes de cours pour le département de Génie Électrique, Université Moulay Ismaïl, 2023/2024.
- [4] V. Mazet, *Traitement du signal 2 : manuel du cours*, Télécom Physique Strasbourg, Université de Strasbourg, 2024–2025.
- [5] H. Gouraud, " Filtrage opto-microonde par synthèse optique de réponse impulsionnelle ", thèse de doctorat, Univ. de Limoges, France, 2004.
- [6] Y. Clavet, " Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications, " Thèse de Doctorat, Brest, 2006.
- [7] E. C. Niehenke, R. A. Pucel et I. J. Bahl, " Microwave and millimeter-wave integrated circuits," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, pp. 846-857, 2002.
- [8] H. Ahmed, " Contribution à la conception des filtres micro-ondes en utilisant les techniques d'optimisation, " Thèse de Doctorat en Electronique , M'sila, 2019.
- [9] D. E. Hammerstad, " Equations for microstrip circuit design," European Microwave conference, pp. 268-272, 1975.
- [10] B. Potelon, " Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires-volumiques," Thèse de Doctorat en électronique, Brest, 2010.
- [11] N. Ahmed, " Contribution à la Conception et à la Réalisation des Configurations Compactes des Filtres SIW DGS pour les Applications de Télécommunications Spatiales," Thèse de Doctorat en Télécommunication, Ain Témouchent, 2020.
- [12] L. Carpentier, " Filtres céramiques microondes par stéréolithographie 3D," Thèse de Doctorat en électronique, France, 2012.
- [13] D. Kaddour, " Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire, " Thèse de Doctorat en Optique et Radiofréquences, Grenoble, 2007.
- [14] A. Hathat, " Etude des techniques de conception des filtres micro-ondes, " mémoire de Magister en Electronique, Djelfa, 2011.
- [15] E. G. C. a. S. Frankel, «"Design of Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Parallel-Coupled-Line Filters,"» presented at the IEEE Region 6 Conference,, May 1971.
- [16] G. L. Matthaei, "Interdigital Band-Pass Filters," IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques,, vol. 10, n°111, p. 479–491, Nov. 1962.
- [17] R. Saal et E. Ulbrich, " On the Design of Filters by Synthesis, " IRE Transaction on, vol. 5, pp. 284-327, 1958.

- [18] G. Matthaei, L. Young et E. M. Jones, " Microwave Impedance-matching Networks, and Coupling Structures, " Artech House, USA, 1985.
- [19] M. K. M.Salleh, " Contribution à la Synthèse de Résonateurs Pseudo-Elliptiques en Anneau. Application au Filtrage Planaire Millimétrique," Thèse de Doctorat en Electronique, Toulouse, 2008.
- [20] S. Seghier, " Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications, " Thèse de Doctorat en Telecommunications, Tlemcen, 2013.
- [21] I. Llamas-Garro et Z.Brito " Reconfigurable Microwave Filters," Catalonia , 2010.
- [22] J.s. Hong, "Reconfigurable planar filters," , IEEE Microwave Magazine, vol. 10, pp. 73-83. Oct. 2009.
- [23] D. L. DIEDHIOU, "Etude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique ," , Université de bretagne occidentale, Brest, 2012.
- [24] X. Liao, " Non-volatile reconfigurable coplanar waveguide," , Université de manchester, manchester, 2024.
- [25] X. Huang, Q. Feng, et Q. Xiang," Bandpass Filter With Tunable Bandwidth Using Quadruple-Mode Stub-Loaded Resonator," , IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 22, pp. 176-178. April 2012,
- [26] C. Rauscher, " Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable passband width," , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, pp. 573-577. Feb. 2003,
- [27] F. A. Houndonougbo, " Conception, réalisation, test et optimisation de filtres reconfigurables en fréquence intégrant de nouveaux matériaux ferroélectriques," thèse de doctorate, Limoges, 2010.
- [28] B. Rohrdantz, V. Schmidh, et A. F. Jacob, "Microstrip ring resonator based frequency reconfigurable band-pass filters at K-band," , Radar and Wireless Communications (MIKON),, pp. 1-4, 2014.
- [29] G. Chaabane, " Etude de dispositifs hyperfréquences passifs accordables en technologie MEMS RF et SOI, " Thèse de doctorat, Université de Limoges, France, 2016.
- [30] C.T. Tseng, C.W. Tang, S.C. Chang, et Y.C. Lin " Design of a tunable bandpass filter with the assistance of modified parallel-coupled lines," , IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest , pp. 1-3. Seattle, Usa, 2013.
- [31] S. Missaoui, " Développement et optimisation des nouvelles techniques d'intégration de circuits reconfigurables dans le domaine hyperfréquence, " Thèse de Doctorat, Tunis, 2020.
- [32] R. De Paolis, F. Coccetti, S. Payan, A. Rousseau, M. Maglione et G. Guegan, "Microwave characterization of ferroelectric thin films for novel compact tunable BST filters," , European Microwave Integrated Circuit Conference, pp.460-463. Nuremberg, Germany, 2013.
- [33] X. Liu, " Tunable RF and microwave filters," , IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conference , pp. 1-5. FL, USA, 2015.
- [34] B. Bachir, " Étude et conception de filtres hyperfréquences à base de nouveaux matériaux " , Thèse de Doctorat, Sidi Bel Abbes , 2019.

- [35] Q. Wang, L. Zeng, M. Lei, and K. Bi " Tunable metamaterial bandstop filter based on ferromagnetic resonance ", AIP Advances, vol. 5, 2015.
- [36] A. M. Bakhit Amine, " Electronically microwave reconfigurable filters for many different applications: a survey,", Ecole Nationale Supérieure des Technologies de l'Information et de la Communication, Tchad, 2022.
- [37] T.D.Nguyen, " conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive ", thèse de doctorat , Université de Grenoble, 2012.
- [38] K. Chavda et A. Sarvaiya " Design and development frequency reconfigurable microwave filter for wireless application," International Journal of Reconfigurable and Embedded Systems, vol. 12, p. 496–502, Novembre 2023.
- [39] G. Karimi, Y. Pourasad, A. Lalbakhsh, H. Siahkamari, and B. Mohamadzade , " Design of a compact ultra-narrow band dual band filter for WiMAX application ", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), vol. 110, p. 152827, 2019.
- [40] S. Robinson, et S.Das, " Design and development of metamaterial bandpass filter for WLAN applications using circular split ring resonator,",Frequenz, vol.75, p. 281–289, 2021.
- [41] M. Demirel, " Dual-band Band-pass Tunable Filter with Meander-Line Resonator,", European Journal of Science and Technology, vol. Special Issue 36, pp. 134-138, may2022.
- [42] M.Rahema , R.Hamad et S.Mahdi, " Design and analysis of reconfigurable filters employing varactor and PIN diodes,", Engineering and Technology Journal, vol. 43, pp. 115-136, Oct. 2024.