

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE : TECHNOLOGIE
DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE
FILIERE : TELECOMMUNICATIONS
OPTION : SYSTEMES DES TELECOMMUNICATIONS**



**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : BACHIRI Rachid

Intitulé

**Conception d'un filtre reconfigurable
pour les applications de la 5^{eme} génération**

Soutenu devant le jury composé de :

Dr. LADJAL Mohamed	Université de Msila	Président
Dr. KENANE El-Hadi	Université de Msila	Rapporteur
Dr. GARAH Messaoud	Université de Msila	Co-rapporteur
Dr. CHALABI Izeddine	Université de Msila	Examineur

Année universitaire : 2021 /2022

Remerciements

Je remercie الله العلي الكريم le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la Volonté et la patience de mener à terme cette présente thèse.

Je voudrais tout d'abord adresser toute ma reconnaissance au mon encadreur de ce mémoire, **Dr. KENANE El-hadi** pour son accueil, le temps passé ensemble et le partage de ses connaissances. Grâce aussi à sa confiance j'ai pu m'accomplir totalement dans mes missions, et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.

Il fut d'une aide très précieuse dans les moments les plus délicats.

Dr. GARAH Messaoud, que ma honoré d'accepter d'aide le travail effectué.

Monsieur **LADJAL Mohamed**, Professeur à l'université de M'sila, qui m'a honoré par sa présence en qualité de président de jury.

Dr. CHALABI Izzeddine, pour l'honneur qu'il m'a accordé en acceptant de participer à ce jury.

Je remercie également toute l'équipe pédagogique de l'université de M'sila, pour avoir assuré la partie théorique de celle-ci.





Dédicace

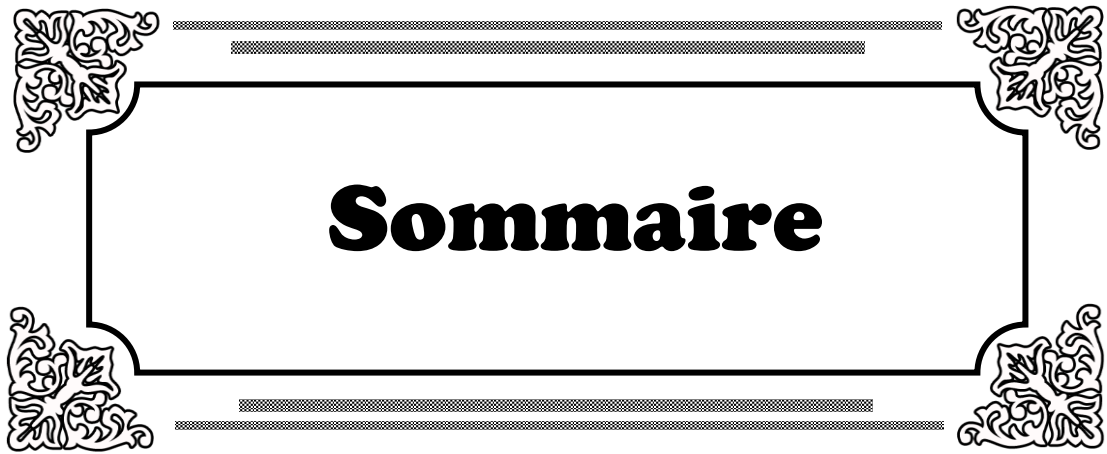
A ma maman Aïcha, A ma femme Radhia

**A tous mes Frères : Mohamed, Mostapha,
Abdelrrahmane,
Naçira, Nabila**

A tous mes amis.

Aux collègues dans une entreprise Naftal M'sila

A Tous ceux qui me sont chers.



Sommaire

Sommaire

Remerciements	II
Dédicace	III
Introduction générale	2

Chapitre I : Généralités sur les filtres micro-ruban

I.1 Introduction	5
I.2 Filtre Micro-ruban	5
I.3 Technologie Planaire	5
I.3.1 Technologie micro-ruban	6
I.3.2 Technologie coplanaire	7
I.3.3 Technologie membrane	7
I.3.4 Technologie SAW	8
I.3.5 Technologie BAW	9
I.3.6 Avantages et inconvénients	10
I.4 Différents types des filtres micro-ruban	11
I.4.1 Filtre à saut d'impédance	11
I.4.2 Filtres à tige (à stubs)	12
I.4.3 Filtre DBR	12
I.4.4 Filtres à base de résonateurs couplés	14
I.4.4.1 Résonateurs demi-onde	14
I.4.4.2 Résonateurs demi-onde couplés en série (à couplage capacitif)	14
I.4.4.3 Résonateurs demi-onde couplés en parallèle	14
I.4.4.4 Résonateurs en anneaux à couplage croisé	15
I.4.5 Filtres interdigités	15
I.5 Conclusion	17

Chapitre II : Etat de l'art sur les filtres reconfigurables

II.1 Introduction	19
II.2 Conceptions de filtres	19
II.2.1 Modélisation des coefficients de couplage	20

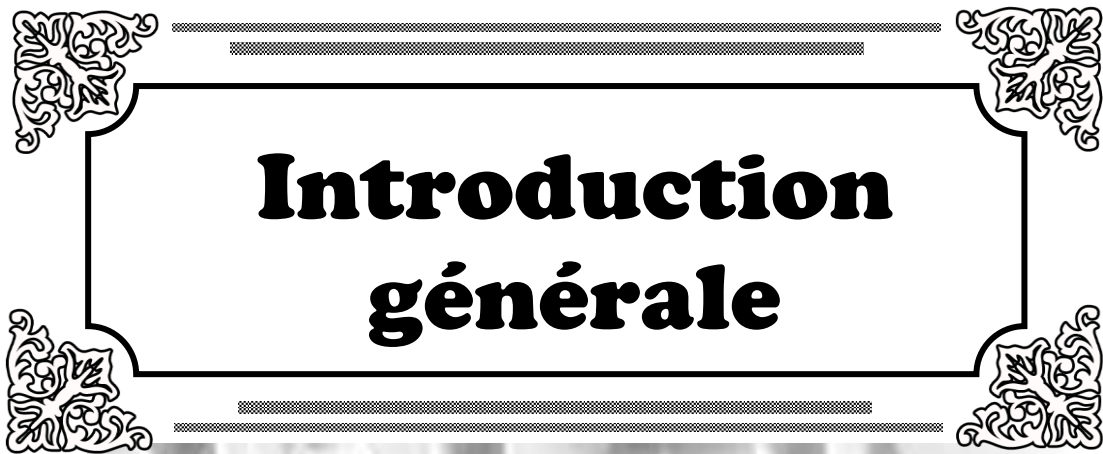
II.2.2 Filtre reconfigurable à base de résonateur SIW	24
II.3 Éléments de réglage de fréquence	25
II.3.1 Éléments à base de disques piézoélectriques	25
II.3.2 Éléments de réglage actionnés magnétiquement	27
II.3.3 Balun de filtrage accordable en fréquence avec méthode d'accord magnétique	29
II.4 Conclusion	32

Chapitre III : Etude paramétrique sur un filtre RF

III.1 Introduction	34
III.2 Conception d'un filtre Passe-bande	34
III.3 Résultats et discussion	42
III.4 Conclusion	45

Chapitre IV : Optimisation d'un filtre RF reconfigurable

IV.1 Introduction	47
IV.2 Choix de l'outil de simulation	47
IV.3 Outil de simulation CST	47
IV.4 Conception d'un filtre RF.....	48
IV.4.1 La forme proposée.....	49
IV.4.2 La forme proposée avec une seule tige.....	50
IV.4.3 La forme proposée avec deux tiges.....	52
IV.5 Résultats de simulation du filtre RF avec deux tiges.....	52
IV.5 .1 Selon l'état des diodes sur les deux tiges.....	52
IV.5 .2 Selon la longueur des deux tiges.....	55
IV.6 Conclusion.....	56
Conclusion générale	58
Références bibliographiques	60



**Introduction
générale**



Introduction générale

Introduction générale

Actuellement, les filtres micro-ondes jouent un rôle important dans tous les domaines de télécommunications. Avec le développement technologique rapide dans le domaine des réseaux mobiles, des exigences de plus en plus strictes sont imposées aux filtres RF. Parmi ces exigences, on peut citer la miniaturisation des composants (taille réduite des filtre micro-ruban), le faible coût et des performances liés aux taux de transferts des données qui demande l'utilisation des filtres micro-ondes multi-bandes, larges bandes ou encore à bandes coupées, ce qui permet de résoudre le problème de capacité dans différents systèmes de communications sans fil.

En raison de la prolifération des radars, des satellites et des systèmes de réseaux mobiles, il existe un besoin de faire des conceptions des filtres RF capables de répondre à la demande croissante de précision, de fiabilité et de temps de réponse rapides. Dans le domaine de télécommunications mobiles, les filtres micro-ruban actif sont devenus très primordiales dans les interfaces RF [1]. Quelle que soit l'architecture du système, chaque site cellulaire nécessite des filtres RF hautement efficaces pour assurer l'utilisation maximale du spectre de fréquences disponible [2].

Le défi de la recherche d'aujourd'hui est de concevoir des dispositifs reconfigurables, c'est-à-dire avec des dispositifs qui caractéristiques qui peuvent commuter d'un standard à un autre. Actuellement, les filtres RF reconfigurables deviennent un sujet de recherche important. Ce type de filtres fonctionne dans des bandes de fréquences désirées pour des standards bien définies (UMTS, WIFI, WiMAX, Bluetooth, LTE, 5G, ...) en s'appuyant sur une technologie mixte (semi-conducteur : diode PIN), ce qui permet de répondre à l'évolution constante des besoins dans le domaine de télécommunications.

Notre objectif principal durant la conception d'un filtre reconfigurable est mentionné dans les trois points :

- Apprendre la théorie fondamentale d'un filtre RF GPD reconfigurable.
- Une étude paramétrique approfondie d'un filtre RF Reconfigurable ce qui permet de voir l'effet de différents paramètres sur les caractéristiques et les performances de ce filtre.
- Conception d'un filtre RF reconfigurable en utilisant deux simulateurs micro-ondes : ADS Momentum et le CST studio.

Ce mémoire est organisé comme suit

Dans le premier chapitre, nous passerons en revue Etat de l'art sur les filtres RF micro-ruban d'une manière générale.

Le deuxième chapitre est consacré pour la reconfigurabilité dans les filtres RF.

Dans le troisième chapitre, une étude paramétrique d'un filtre RF micro-ruban, en utilisant le simulateur ADS Momentum, sera faite.

Le quatrième chapitre est consacré pour l'optimisation d'un filtre RF reconfigurable pour les applications WLAN à l'aide du simulateur CST.

À la fin, nous terminons notre mémoire par une conclusion générale et quelques perspectives pour les travaux au futur.



Chapitre I



Généralités sur les filtres microruban

I.1 Introduction

Les filtres jouent aujourd'hui un rôle important dans tous les systèmes de radiofréquence (RF). Avec le développement rapide récent et l'utilisation généralisée de divers systèmes de communication sans fil, des exigences de plus en plus strictes sont imposées aux filtres RF / hyperfréquences - une taille plus petite, des performances supérieures et un coût inférieur sont tous simultanément requis aujourd'hui. Encore plus récemment, le fonctionnement multi-bande est considéré comme nécessaire pour résoudre les problèmes de capacité insuffisante des différents systèmes sans fil. À cette fin, des filtres micro-ondes compacts et performants qui fonctionnent à deux ou plusieurs fréquences non harmoniquement liées sont grandement nécessaires, et plusieurs approches différentes de leur conception sont à l'étude aujourd'hui. Dans ce chapitre, on va présenter une généralité sur les filtres micro-ondes et les différentes technologies et les techniques qui sont utilisés pour réaliser ces filtres et on base plus sur la technologie micro-ruban qui est l'un des plus importantes technologies utilisées pour fournir ce type des filtres.

I.2 Filtre Micro-ruban

Les filtres à radiofréquence (RF) et à hyperfréquences représentent une classe de filtres électroniques conçus pour fonctionner sur des signaux dans les plages de fréquences allant du mégahertz au gigahertz (fréquences moyennes à extrêmement hautes fréquences).

Le terme micro-ondes 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). Les applications RF / hyperfréquences peuvent être exploités dans les communications. Radar, navigation, radioastronomie, détection, instrumentation médicale et autres qui explorent l'utilisation de spectres de fréquence dans la gamme de 300 kHz à 300 GHz [2].



Figure I.1 : Schéma bloc d'un filtre

I.3 Technologie Planaire

Dans les applications où le transport de signaux de fortes puissances n'est pas un paramètre essentiel, l'utilisation de technologies planaires est une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement et de

poinds des structures volumiques. Les filtres planaires sont très intéressants sur ces deux points, mais ils le sont également sur les coûts de réalisation qui sont plus faibles, leurs bonnes reproductibilités et leurs facilités d'interconnexion avec les autres circuits et notamment les circuits actifs sous formes de MMIC.

La réalisation de systèmes complets compacts est alors possible, puisque la partie interconnexion est simplifiée. Parmi les technologies planaires, nous pouvons distinguer les technologies micro-ruban, coplanaire, multicouche et membrane, chacune d'entre elles ayant ses spécificités propres tant d'un point de vue géométrique qu'électrique. [3]

I.3.1 Technologie micro-ruban

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, la structure micro-ruban est constituée d'un conducteur métallique déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse sur la face inférieure (cf. Figure I.2). Le mode fondamental de propagation d'un tel support de propagation n'est pas TEM (Transverse Electromagnétique) car la section transverse n'est pas homogène. Cependant, étant donné que les amplitudes des composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, on parle de mode quasi-TEM. Ceci rend alors possible la modélisation de la structure sous la forme d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c « baignant » dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité relative effective ϵ_{reff} .

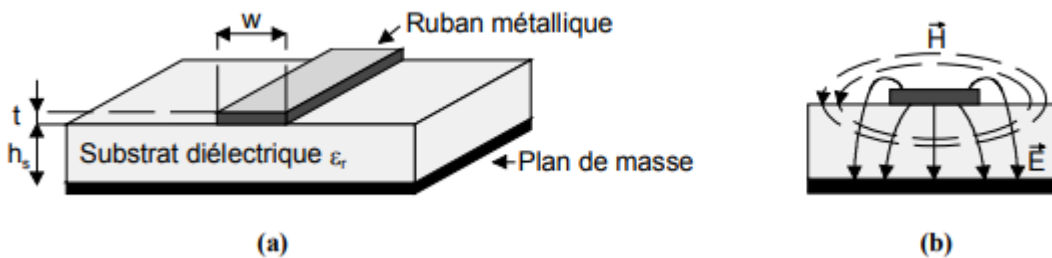


Figure I.2 : Vue d'une ligne micro-ruban en (a) et avec ses lignes de champ électrique et magnétique en (b).

Industriellement, le procédé technologique pour la gravure des circuits micro-rubans est relativement simple à mettre en œuvre (similitudes avec la filière « circuits imprimés » en plus basse fréquence). Cependant, si le report de composants en série reste simple, leur implantation en parallèle est plus complexe compte tenu de la présence du plan de masse sur la face inférieure. En effet, la réalisation d'un court-circuit par retour à la masse fait appel à des techniques de perçage sophistiquées, ainsi qu'à des procédés de métallisation parfois complexes. En plus de ces difficultés liées à la réalisation, l'influence des trous métallisés sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable à cause des effets parasites qu'ils font apparaître. Enfin, lorsque les caractéristiques du substrat sont choisies, la gamme des impédances caractéristiques réalisables est restreinte. Celle-ci est limitée pour les impédances basses par la largeur

importante du ruban (d'où l'apparition de modes supérieurs et d'effets parasites liés aux discontinuités) et pour les impédances hautes (ruban fin) par la résolution des procédés de gravure. [3]

I.3.2 Technologie coplanaire

En technologie coplanaire, les conducteurs métalliques (ruban chaud et plans de masse) sont situés sur la même face du substrat. La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes fondamentaux de propagation (cf. figure I-3) : un mode quasi-TEM (mode impair) peu dispersif et un mode quasi-TE dit de fente (mode pair) dispersif que l'on supprime en forçant au même potentiel les deux plans de masse. Ceci est effectué, aux endroits où le mode peut être excité, généralement aux discontinuités, par le biais de « ponts à air » conçus à l'aide de fils d'aluminium ou d'or soudés sur les deux plans de masse.

L'utilisation de ces structures accroît la complexité du circuit, introduit de nombreux effets parasites et dégrade la reproductibilité. En outre, contrairement à la structure micro-ruban, les discontinuités présentes dans une structure coplanaire sont complexes à modéliser à partir des logiciels commerciaux de conception. [3]

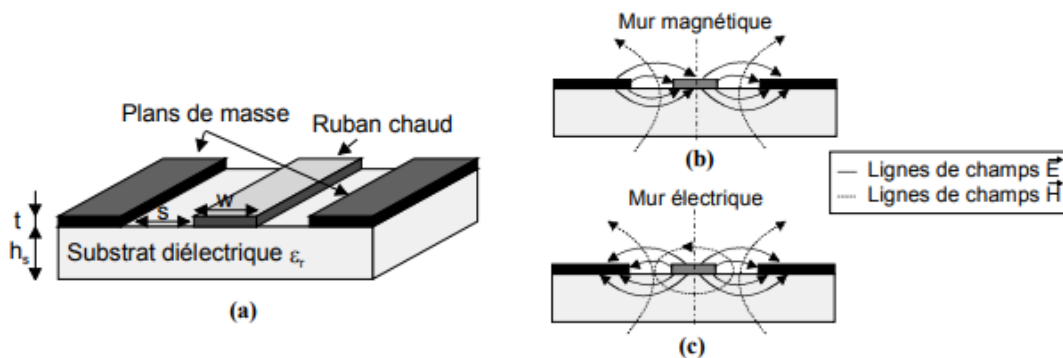


Figure I.3 : Vue d'une ligne coplanaire (a) et de ses lignes de champs (électriques et magnétiques) pour le mode pair quasi-TEM (b) et le mode impair quasi-TEM (c).

I.3.3 Technologie membrane

Dans cette technologie, les rubans métalliques du circuit sont déposés sur un support très fin (Dielad, BCB, Oxyde de silicium) sous lequel est créé une couche d'air (les cavités peuvent être réalisées par micro-usinage volumique du silicium. La membrane étant de faible épaisseur (quelques microns) et de faible permittivité (proche de l'air), son effet est négligeable, et c'est donc la couche d'air placée dessous qui constitue le substrat diélectrique de la ligne réalisée. La propagation des champs est alors très proche d'un mode TEM. Ainsi, l'élimination du substrat, sur lequel reposent habituellement les lignes de transmission, réduit de manière conséquente les pertes diélectriques, le phénomène de dispersion et les modes parasites pouvant s'installer dans le substrat. Le revers de la médaille pour cette technologie est l'augmentation des

dimensions et donc de l'encombrement des structures lié à la permittivité effective proche de celle de l'air. Ces différents avantages font de la filière technologique membrane une alternative plus intéressante pour la montée en fréquence, notamment dans le domaine des ondes millimétrique ($f > 30$ GHz). Compte tenu de la faible valeur de la permittivité effective, cette technologie est intéressante pour la réalisation de faibles niveaux de couplage. Néanmoins, la gamme d'impédances caractéristiques synthétisables au moyen des technologies classiques n'augmente pas avec la filière membrane. En effet, cette gamme d'impédances caractéristique réalisable est simplement translatée vers les impédances hautes. [3]

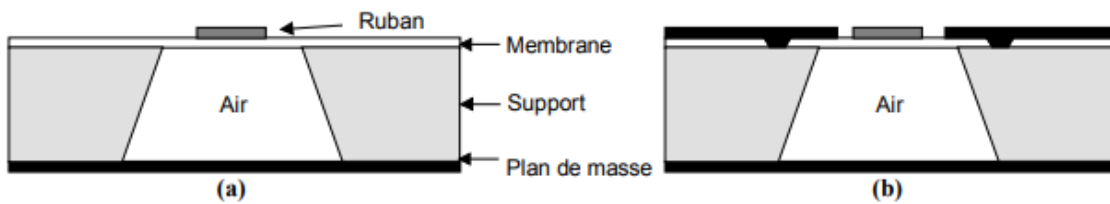


Figure I.4 : Configurations type de la technologie membrane : (a) Micro-ruban et (b) Coplanaire

I.3.4. Technologie SAW

La technologie SAW (*Surface Acoustic wave*), mise en œuvre dans la décade 1970- 1980, est basée sur l'exploitation de l'effet piézo-électrique. Dans les filtres SAW, ondes électriques sont converties en ondes acoustiques de surface à l'entrée de dispositif par un transducteur interdigité (TID) (ou un couple d'électrodes). Ces ondes acoustiques excitent une cavité acoustique demi-onde formée entre le transducteur et un résonateur ou dans le transducteur lui-même. L'énergie est alors couplée à une autre cavité acoustique demi-onde et convertie en onde électrique via un autre TID de sortie [I.39-40]. Le couplage entre deux cavités acoustiques peut s'effectuer selon trois méthodes. Une méthode commune consiste en la génération d'un champ évanescent entre les deux cavités. On parle alors de «couplage de guide» ou «couplage de proximité». Ces couplages peuvent aussi se faire par l'intermédiaire d'un coupleur multi-rubans ou de cavités colinéaires à l'onde de surface. Un schéma de principe général est représenté à la figure I.5 [4]



Figure I.5 : Schéma d'un dispositif à propagation d'onde acoustique de surface

Plusieurs substrats sont envisageables pour la réalisation de technologies SAW mais le quartz est le matériau le plus utilisé compte tenu de ses performances en température. De même le métal utilisé est généralement l'aluminium pur ou en alliage avec du cuivre.

Grâce à sa petite taille, sa forte réjection et ses faibles pertes, cette technologie est souvent utilisée comme élément de filtrage à l'extrémité des chaînes d'émission/réception des téléphones portables ou dans les étages à fréquences intermédiaires (FI) des récepteurs de télévision.

Ces techniques sont soumises à certaines limitations pratiques. Parmi ces limitations, nous pouvons citer la limitation en fréquence ($f < 3$ GHz), le coût élevé et la complexité de réalisation. De plus, il est souvent nécessaire d'utiliser un réseau d'adaptation entre le dispositif en technologie SAW et les autres éléments du circuit. [4]

I.3.5 Technologie BAW

Comme la technologie SAW, la technologie BAW se repose aussi sur l'effet piézoélectrique. Les filtres BAW sont basés sur l'utilisation de résonateurs à ondes acoustiques de volume, fabriqués à partir du dépôt d'une couche piézoélectrique. Contrairement aux filtres SAW, le principe de fonctionnement des filtres BAW consiste en l'excitation d'ondes acoustiques de volume qui se propagent selon l'épaisseur de leur structure. La fréquence d'opération de ces filtres est donc directement liée à l'épaisseur des résonateurs et non plus à la largeur des électrodes de transducteurs IDT. Classiquement, les filtres en technologie BAW sont constitués d'une couche de matériau piézoélectrique et d'électrodes d'excitation placées de part et d'autre de la couche piézoélectrique, comme illustré dans la figure I.6. L'application d'un champ électrique aux électrodes entraîne l'excitation d'ondes acoustiques qui se propagent dans le volume de la structure. La réflexion de ces ondes sur les parois du résonateur crée les résonances. [4]

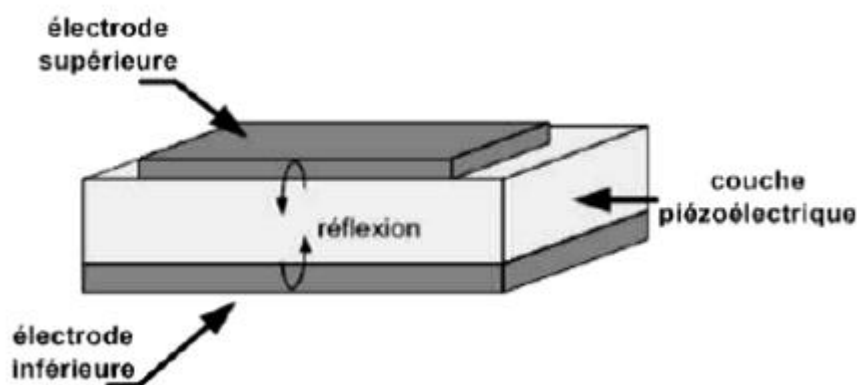


Figure I.6 : Schéma d'un résonateur BAW

Par son principe de fonctionnement, la technologie BAW n'est pas limitée en fréquence de fonctionnement car le dimensionnement du résonateur se joue au premier ordre sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique. Certains travaux ont déjà montré la faisabilité de résonateurs BAW à des fréquences comprises entre 6 et 20GHz [I.45]. De plus, la propagation des ondes acoustiques dans le volume permet une meilleure tenue en puissance. Un autre avantage important de la technologie BAW est la possibilité d'utiliser un substrat bas coût tel que le silicium contrairement aux filtres SAW qui requièrent un substrat piézoélectrique. En outre, les procédés de fabrication de dispositifs BAW sont compatibles avec les procédés de fabrication des circuits CMOS et BiCMOS (en termes de contamination et de température) ce qui permet d'envisager la réalisation des chaînes radiofréquence complètement intégrées à coûts réduits.

Les filtres à résonateurs BAW avec une seule couche de matériau piézoélectrique ne permettent pas la conversion entre les modes commun et différentiel. Les filtres BAW empilés à couplage indirect (CRF : *Coupled Resonator Filter*) permettent de réaliser cette conversion. Néanmoins, si la réalisation des résonateurs empilés permet la réduction de l'encombrement du filtre, elle augmente la complexité du procédé de fabrication, car le nombre d'étapes technologiques doit être doublé avec deux couches de piézoélectrique et quatre électrodes (Figure I.7). [4]

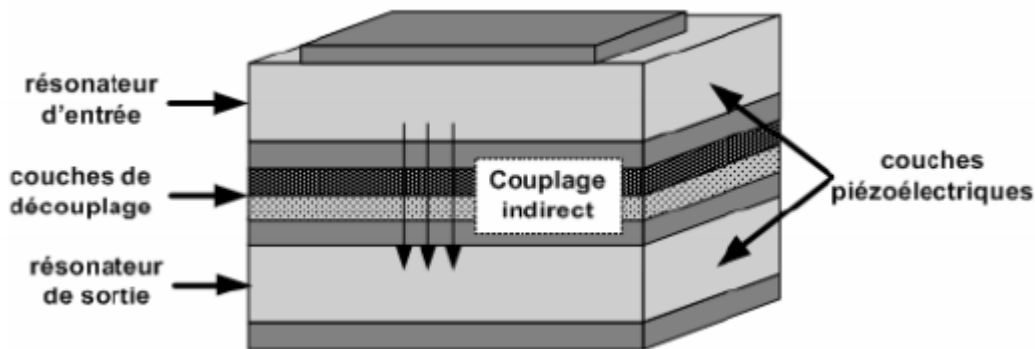


Figure I.7 : Schéma d'un filtre BAW empilé à couplage indirect (CRF) [I.44].

I.3.4 Avantages et inconvénients

La ligne micro-ruban est très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences. Elle permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprimé (10Ω à 200Ω environ), et ceci quel que soit le substrat choisi. C'est un peu moins le cas en technologie circuit intégré où l'épaisseur du substrat de quelques μm limite leur utilisation pour des impédances inférieures à environ 70Ω . Les pertes augmentant fortement avec le rétrécissement de la largeur des rubans.

Cependant, si la connexion de composants en série reste simple, le report d'éléments en parallèle est plus complexe et nécessite des vias pour assurer la connexion avec le plan de masse sur la face inférieure.

L'influence des trous métallisés (les vias métalliques) sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable et leurs effets parasites doivent être pris en compte. Malgré ces quelques inconvénients, cette technologie reste largement employée. Ces avantages compensant souvent avantageusement les inconvénients [5]

I.4 Différents types des filtres micro-ruban

I.4.1 Filtre à saut d'impédance

Le filtre à saut d'impédance est un filtre passe-bas qui consiste en une cascade alternant des lignes de transmission de faible et de haute impédance caractéristique. Ces lignes, plus courtes que la longueur d'onde, agissent comme des éléments semi-localisés. En effet, une ligne de haute impédance est équivalente à une inductance série alors qu'une ligne de faible impédance remplace une capacité en parallèle. Le schéma de principe d'un filtre d'ordre 5 est donné sur la Figure I.8.

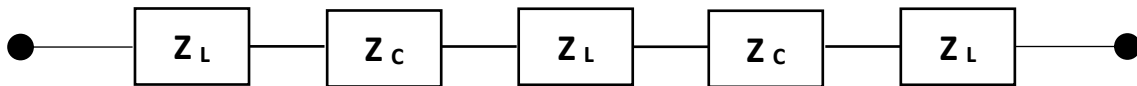


Figure I.8 : Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5

La structure d'un filtre en microruban est donnée sur la figure I.9. Les largeurs des lignes sont fixées par le choix des impédances caractéristiques. Une faible valeur de Z_C assure une meilleure approximation de la capacité localisée. D'une façon similaire, une valeur importante de Z_L est équivalente à une inductance série localisée mais les contraintes de fabrication deviennent plus fortes et les pertes augmentent. [4]

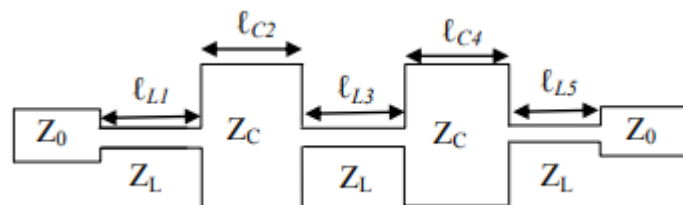


Figure I.9 : Structure d'un filtre passe-bas à saut d'impédance en technologie micro-ruban

L'implémentation de ces structures est relativement simple. L'ordre du filtre peut être augmenté dans le but d'améliorer ses performances au détriment bien sûr de la compacité.

I.4.2 Filtres à tige (à stubs)

Dans le filtre à saut d'impédance, la capacité en parallèle est réalisée par une ligne de faible impédance caractéristique. Quand l'impédance est très faible, la structure physique ressemble plus à des stubs perpendiculaires à la ligne principale. Les filtres à stubs peuvent ainsi être utilisés pour concevoir des filtres passe-bas comme le montre la Figure.I.10. Un stub à circuit ouvert d'impédance Z_s et de longueur l est équivalent à la fréquence ω à une susceptance

$$C_w = \frac{1}{Z_s} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} L\right) \text{ pour } l < 10/4 \quad \text{Eq I.1}$$



Figure I.10 : Structure d'un filtre à stub en micro-ruban.

Par contre, la réponse d'un passe bas à stubs n'est pas identique à celle d'un filtre à saut d'impédance. Par exemple, un stub de longueur électrique égale à 30° à la fréquence de coupure entraîne un zéro de transmission au triple de la fréquence de coupure. La présence de ces zéros de transmission est responsable de la modification de la réponse en dehors de la bande passante du filtre à stubs par rapport au filtre à saut d'impédance. Similaire au filtre passe-bas à saut d'impédance, ce type de filtres a des applications limitées à cause des lobes secondaires et de la faible sélectivité. [6]

I.4.3 Filtre DBR

Le résonateur DBR (*Dual Behavior Resonator*) est une topologie développée au LEST par C. Quando [4]. Cette topologie se compose de deux stubs mis en parallèle à terminaison circuit-ouvert dont les caractéristiques électriques diffèrent soit en termes de longueur électrique soit d'impédance (figure I.11(a)). Ces deux stubs ont des comportements duaux, c'est à dire à la fois passe-bande et coupe-bande. Le comportement coupe-bande vient de deux stubs qui créent deux zéros de transmission à deux fréquences différentes. Le comportement passe-bande est assuré par la recombinaison constructive qui apparaît entre les deux zéros (figure I.11(b)). Le résonateur élémentaire est donc caractérisé par un pôle (la bande passante) et deux zéros de transmission, ces trois paramètres sont totalement indépendants dans le cas général.

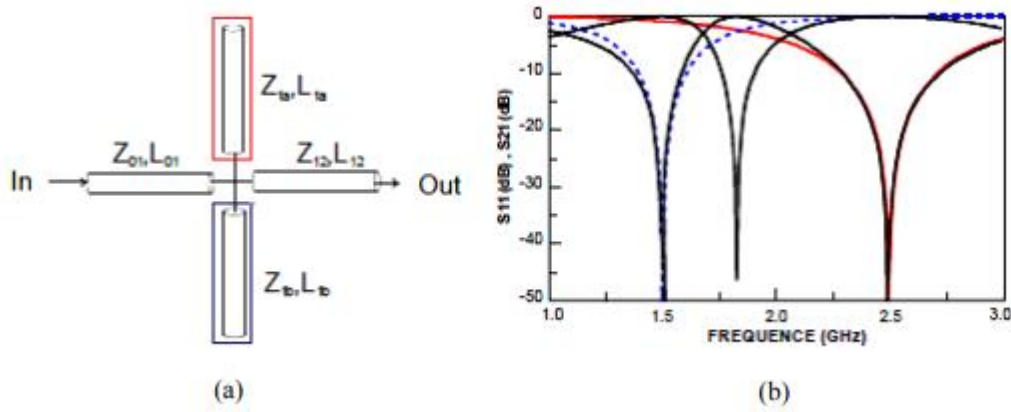


Figure I.11 : Résonateur DBR : (a) topologie et (b) comportement duaux du DBR [4]

Un filtre DBR d'ordre n est constitué de n résonateurs (soit $2xn$ stubs) reliés entre eux par $(n-1)$ inverseurs quarts d'onde, ainsi que de deux autres inverseurs en entrée et en sortie. Dans le cas d'un filtre d'ordre n , la réponse électrique présente n pôles dans la bande passante, n zéros dans la bande atténuée inférieure et n zéros dans la bande atténuée supérieure. La Figure I.12 présente deux exemples de filtres du quatrième ordre. Pour les deux exemples, les réponses présentent la même bande passante, cependant les bandes atténuées sont différentes. Dans le premier cas tous les zéros sont confondus tandis que dans le deuxième cas les zéros sont distincts. Cette particularité confère au filtre DBR une grande flexibilité lors de la conception.

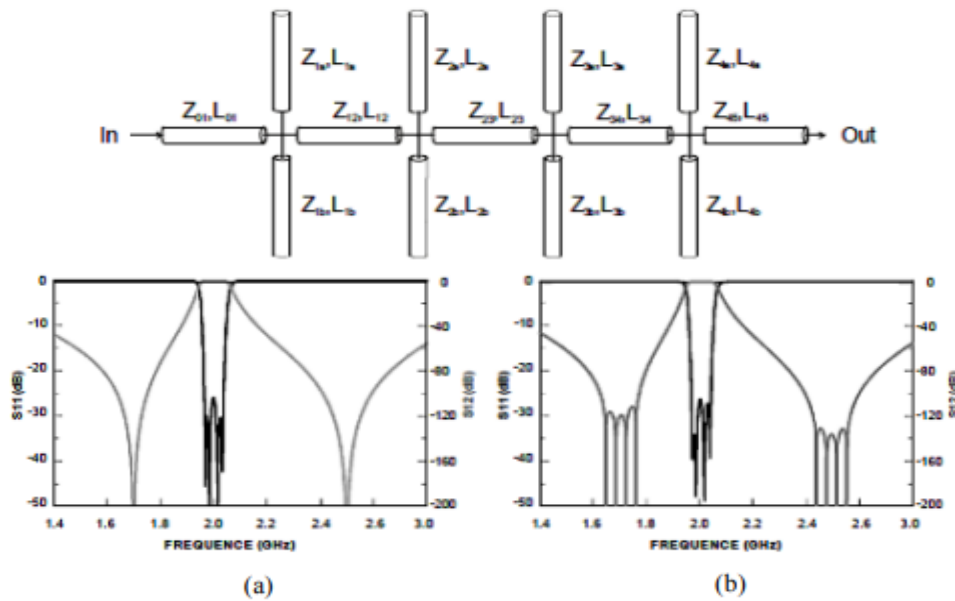


Figure I.12 : Exemples de réponses de filtres DBR : (a) à zéros confondus et (b) à zéros distincts.[4]

I.4.4 Filtres à base de résonateurs couplés [5]

I.4.4.1 Résonateurs demi-onde

Ces résonateurs présentent une longueur égale à la moitié de la longueur d’onde à la fréquence fondamentale de résonance f_0 . Des résonances peuvent également apparaître aux fréquences $(2k+1)f_0$, avec $k = 1, 2, 3, \dots$

I.4.4.2 Résonateurs demi-onde couplés en série (à couplage capacitif)

La Figure I.13 présente la topologie de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série. Le couplage qui se fait au niveau des gaps entre deux résonateurs voisins est de nature capacitive. Les valeurs des longueurs de lignes et des susceptances sont données par la synthèse dans [7]. La principale limitation de cette topologie présentée dans la taille et les faibles valeurs des capacités de couplage obtenues avec les gaps qui constituent.



Figure I.13 : Topologie d’un filtre à résonateurs couplés en série.

I.4.4.3 Résonateurs demi-onde couplés en parallèle

Ces filtres sont constitués de résonateurs demi-ondes couplés en parallèle sur la moitié de leur longueur avec les résonateurs adjacents comme le montre la Figure I.14. Cette disposition assure un plus fort couplage entre les résonateurs, et permet de concevoir des filtres possédant une bande passante plus large que celle de la topologie à lignes couplées en série.

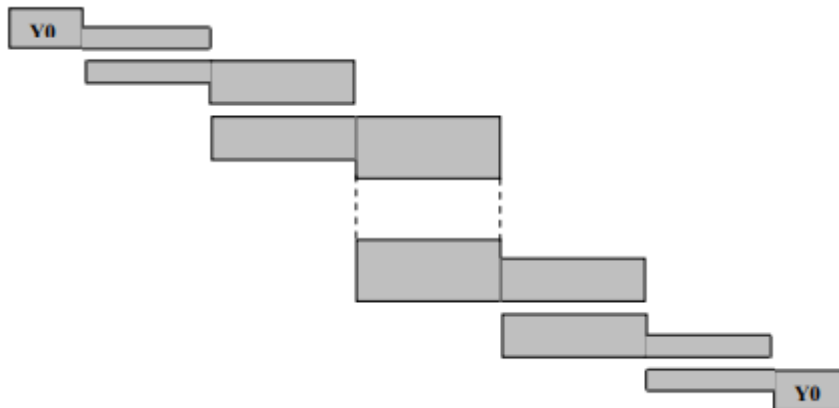


Figure I.14 : Topologie d’un filtre à résonateurs couplés en parallèle

Pour ce type de filtre, la fréquence centrale est fixée par la longueur des lignes alors que la bande passante est déterminée par les couplages inter-résonateurs. Les équations de synthèse des paramètres géométriques de cette structure (gap entre les lignes et longueur et largeur des lignes). Lorsque l’ordre du

filtre augmente, l'encombrement du filtre devient important. En dépit de la facilité de l'implémentation de cette structure, le filtres offre de lobes secondaires aux harmoniques de la fréquence centrale. La solution d'ajouter des filtres passe-bas additionnels en cascade n'est pas satisfaisante puisqu'elle augmente la surface du filtre et introduit des pertes d'insertion supplémentaires. Une modulation périodique sinusoïdale et carrée de la largeur des lignes couplées, peut être utilisée pour rejeter les harmoniques.

L'addition de résonateurs en anneau circulaire CRSS à proximité des lignes couplées, démontre leur efficacité en termes de suppression du premier lobe secondaire et l'atténuation du second sans modification de la réponse dans la bande passante. Dans le but de miniaturisation, Cristal et al. ont proposé le résonateur en forme de U. Ces résonateurs, connus sous le nom de "*Hairpin*" sont présentés dans la Figure I.15. Plusieurs variantes de résonateurs *Hairpin* miniaturisés ont été proposées. Citons le résonateur chargé par une capacité CMS ou interdigitée.



Figure I.15 : *Filtre à résonateurs en U couplés.*

I.4.4.4 Résonateurs en anneaux à couplage croisé

Un filtre micro-ruban à couplage croisé entre résonateurs est montré dans la Figure I.16. Ce type de filtres présente une bonne sélectivité et faibles pertes d'insertion dans la bande passante. En effet, le couplage croisé permet au signal d'avoir plusieurs chemins entre l'entrée et la sortie du système. Selon le déphasage entre les signaux, des zéros ou des pôles de transmission peuvent être créés. Le calcul de la matrice de couplage et des facteurs de qualité à partir de la fonction de filtrage a été largement utilisé pour la conception des filtres à résonateurs couplés.



Figure I.16 : *Filtre à couplage croisé entre résonateurs*

I.4.5 Filtres interdigités [8]

Le filtre interdigital a une valeur Q élevée et un volume modéré. Il peut atteindre un filtrage passe-bande de 5 % à 60 % dans la gamme de fréquences de 0,5 à 18 GHz, largement utilisée dans divers produits

électroniques militaires et civils. Les filtres interdigitaux sont généralement découpés et traités à partir de métal, avec une structure solide et des performances stables et fiables.

Principaux indicateurs de performance :

- Gamme de fréquences : 800 MHz ~ 16 GHz
- Bande passante : 10 % ~ 100 %, exigences spéciales 3 % ~ 70 %
- Perte d'insertion : 0,5 ~ 2 dB (différent avec une bande passante différente)
- Suppression de la bande d'arrêt : la bande de transition proche est déterminée par le nombre de sections de filtre, et l'extrémité distante est généralement supérieure à 70 dB.
- Bande passante parasite : $> 2,5 \times f_0$
- Impédance entrée/sortie : 50Ω
- Onde stationnaire d'entrée/sortie : $VSWR \leq 1,7:1$ ($\leq 1,5:1$ sur demande spéciale)
- Puissance traversante : 5W (jusqu'à 100W sur demande spéciale)
- Température : $-55 \sim +85^\circ\text{C}$
- Formes d'entrée et de sortie : SMA, N, L16, etc.

Le filtre interdigital est une amélioration du filtre de ligne micro-ruban couplé en parallèle, et il réduit également le volume occupé par le filtre micro-ruban. Il présente les avantages suivants : structure compacte et grande fiabilité. En raison du grand espacement entre chaque résonateur, les exigences de tolérance sont plus faibles et faciles à fabriquer. Du fait que la longueur du barreau du résonateur est environ égale à $1/4\lambda_0$, le centre de la seconde bande passante est supérieur à $3\omega_0$, pendant laquelle il n'y aura pas de réponse parasite.

Etant donné que le filtre interdigital peut être réalisé sous la forme d'un circuit imprimé et d'une structure de cavité, il peut être réalisé de manière autoportante avec une tige plus épaisse au lieu d'un support. Par conséquent, les filtres interdigitaux sont largement utilisés dans les systèmes électroniques, en particulier dans les technologies de communication et les domaines aérospatiaux modernes.

Le principe de fonctionnement du filtre passe-bande micro-ruban interdigité peut être expliqué comme suit : les deux nœuds de ligne de couplage adjacents du filtre micro-ruban à couplage parallèle sont coupés à partir du point médian, puis pliés et fusionnés en une ligne de couplage Court-circuiter une extrémité à la terre, et ouvrir l'autre extrémité, et maintenir inchangé l'espace de couplage entre les sections de ligne à deux niveaux adjacentes pour former une structure interdigitée.

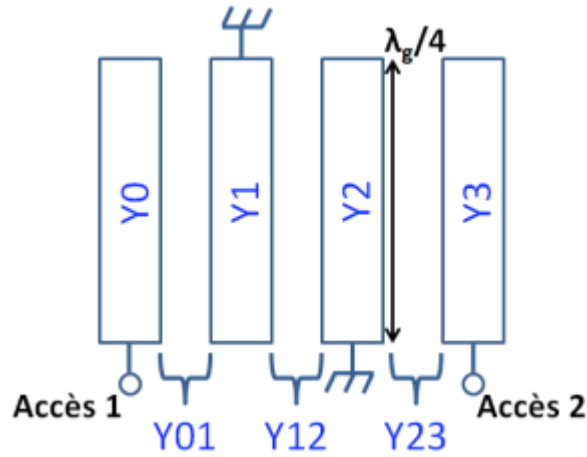


Figure I.17 : Schéma d'un filtre interdigité d'ordre 2 [9]

I.5 Conclusion

Dans ce premier chapitre, on était intéressé au filtre micro-ondes, qui jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunications. Après une brève présentation des filtres et types, nous avons présenté la réponse fréquentielle des différents filtres selon leurs caractéristiques et applications. Nous avons également présenté les avantages et les inconvénients de ce type des filtres.



Chapitre II

*Etat de l'art sur les filtres
reconfigurables*

II.1 Introduction

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle important dans la chaîne d'entrée des radiofréquences (RF) pour transmettre et recevoir les signaux requis ou pour bloquer les signaux indésirables. La plupart des conceptions de filtres dépendent de la longueur électrique de la fréquence de fonctionnement ou de la configuration du champ des modes de résonance à l'intérieur d'une cavité, de sorte que la caractéristique reconfigurable telle que la capacité de régler la fréquence de fonctionnement, la bande passante et les modes de fonctionnement peut être obtenue en contrôlant la dépendance des paramètres de conception. Récemment, certains chercheurs se sont lancés dans le développement de filtres qui ont les meilleures performances d'adaptation dans sa région de bande d'arrêt pour éviter d'utiliser les isolateurs. La caractéristique d'adaptation d'impédance améliorée est obtenue de manière à ce que le signal d'entrée ne soit pas réfléchi vers le port d'entrée en absorbant le signal d'entrée à l'intérieur de la structure de filtre, de sorte que les circuits conçus ayant les performances d'impédance améliorées sont souvent appelés filtre absorbant ou sans réflexion.

Dans ce chapitre, nous explorerons le développement récent de conceptions de filtres reconfigurables qui peuvent modifier leur fréquence de fonctionnement, leur bande passante et leurs modes de fonctionnement, ainsi que certains composants de réglage. En outre, le filtre conçu pour avoir à la fois des caractéristiques de réflexion et d'absorption sera présenté. Les résonateurs à guide d'ondes intégré à substrat accordable en fréquence (SIW) sont utilisés pour modifier la fréquence de fonctionnement du filtre reconfigurable et, pour obtenir une agilité de fréquence, les éléments d'accord basés sur le disque piézoélectrique ou l'électroaimant sont également donnés. Pour vérifier la méthode de réglage à l'aide de l'électroaimant, un balun de filtrage accordable en fréquence est fabriqué et testé à l'aide de quatre électroaimants. Dans la section suivante, nous partons d'abord des modélisations théoriques des réponses en fréquence du filtre reconfigurable à l'aide de coefficients de couplage et de circuits équivalents, puis le modèle de circuit avec des résultats de simulation et de mesure est donné pour soutenir les modélisations théoriques.

II.2 Conceptions de filtres

Les coefficients de couplage et leur tableau sous forme de matrice contenant les valeurs d'inverseur sont largement utilisés pour expliquer ou représenter le mécanisme de fonctionnement de la structure de filtre. La théorie fondamentale et les concepts détaillés pour établir les coefficients de couplage et la matrice peuvent être trouvés dans des manuels bien connus [10, 11]. Dans ce chapitre, nous aborderons brièvement la définition de deux coefficients de couplage et le processus expérimental pour évaluer les coefficients de couplage des structures de couplage physiques externes

ou inter-résonateurs. Les deux couplages doivent essentiellement être définis pour les réponses en fréquence théoriques et le coefficient associé à chaque structure de couplage doit être réalisé à partir des structures de couplage pour que le filtre satisfasse aux exigences.

II.2.1 Modélisation des coefficients de couplage

Dans ce paragraphe, deux types de coefficients de couplage, externe et interne, sont expliqués et la manière d'obtenir facilement deux coefficients différents à partir du processus de simulation ou de mesure sera analytiquement donnée.

La Figure II.1 montre un circuit de filtre d'ordre n avec des résonateurs LC connectés en série. Les couplages entre les résonateurs et entre un résonateur et des ports d'entrée/sortie sont représentés avec des K -inverseurs et les valeurs pour les inverseurs sont données en utilisant respectivement $K_{i,j}$ et $K_{0,1}$. Notez que le circuit de nième ordre donné se compose des résonateurs et des inverseurs d'impédance connectés en série, mais la réponse en fréquence de nième ordre identique peut également être réalisée à l'aide de résonateurs LC connectés en parallèle et d'inverseurs d'admittance. En d'autres termes, dans ce chapitre, nous extrayons les réponses en fréquence théoriques en utilisant les résonateurs série LC avec des onduleurs K mais les mêmes résultats peuvent être obtenus avec des résonateurs parallèles avec des onduleurs J en raison du théorème de dualité.

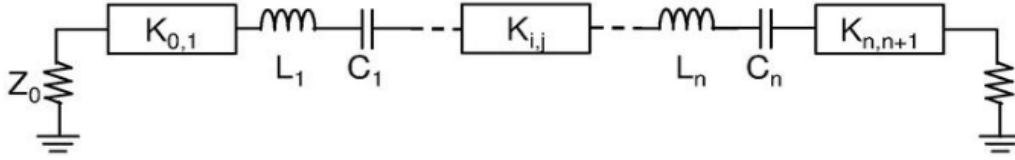


Figure II.1 : Structure de filtre d'ordre N composée de composants série LC.

Les valeurs de l'onduleur pour les réponses passe-bande requises peuvent être définies comme suit [12],

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_1}{g_0 g_1}} \Delta\omega, \quad K_{i,j} = \sqrt{\frac{L_i L_j}{g_i g_j}} \Delta\omega, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_n}{g_n g_{n+1}}} \Delta\omega \quad \text{Eq II.1}$$

où $\Delta\omega$ représente la bande passante du filtre et les éléments prototypes passe-bas sont donnés en utilisant g_n . Lorsque les résonateurs série LC sont remplacés par des résonateurs généralisés qui ont le paramètre de pente de réactance, x_i , et les valeurs d'inverseur données dans l'Eq. (II.1) peut être conduit comme Eq. (II.2),

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 x_1}{g_0 g_1} \text{FBW}}, \quad K_{i,j} = \sqrt{\frac{x_i x_j}{g_i g_j} \text{FBW}}, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_0 x_n}{g_n g_{n+1}} \Delta\omega} \quad \text{Eq II.2}$$

où le FBW représente la bande passante fractionnaire. Dans l'éq. (II.2), l'impédance de port Z_0 peut être normalisée et les éléments prototypes passe-bas, les paramètres g , peuvent être remplacés à l'aide des coefficients de couplage normalisés, $M_{n,n+1}$. En conséquence, les valeurs de l'inverseur K du filtre passe-bande d'ordre n pour les structures de couplage externe et inter-résonateur sont données dans l'Eq. (II.3)

$$K_{0,1} = \sqrt{x_1 \text{FBW}} M_{0,1}, \quad K_{i,j} = \sqrt{x_i x_j \text{FBW}} M_{i,j}, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{x_n \text{FBW}} M_{n,n+1} \quad \text{Eq II.3}$$

De la même manière, les valeurs de l'inverseur J peuvent être obtenues avec les paramètres de pente de susceptance des résonateurs parallèles et ceux-ci sont donnés dans l'équation. (II.4).

$$J_{0,1} = \sqrt{b_1 \text{FBW}} M_{0,1}, \quad J_{i,j} = \sqrt{b_i b_j \text{FBW}} M_{i,j}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{b_n \text{FBW}} M_{n,n+1} \quad \text{Eq II.4}$$

Les réponses en fréquence théoriques basées sur les coefficients de couplage normalisés, $M_{n,n+1}$, peuvent être générées à partir des paramètres g prototypes passe-bas, g_n . La figure II.2 montre les réponses en fréquence théoriques des structures de filtrage du second ordre. Les matrices de coefficients de couplage associées à la structure sont données dans l'encart des figures. Notez que le filtre peut produire une réponse en fréquence passe-bande ou coupe-bande selon le schéma de couplage. Les réponses théoriques sont générées en supposant que les filtres sont conçus et réalisés avec des résonateurs ayant un facteur de qualité de 350. La bande passante fractionnaire du filtre est fixée à 0,023. Notez que les deux réponses en fréquence sont conçues pour que la bande passante de 3 dB à la fréquence normalisée de ω soit égale à 1.

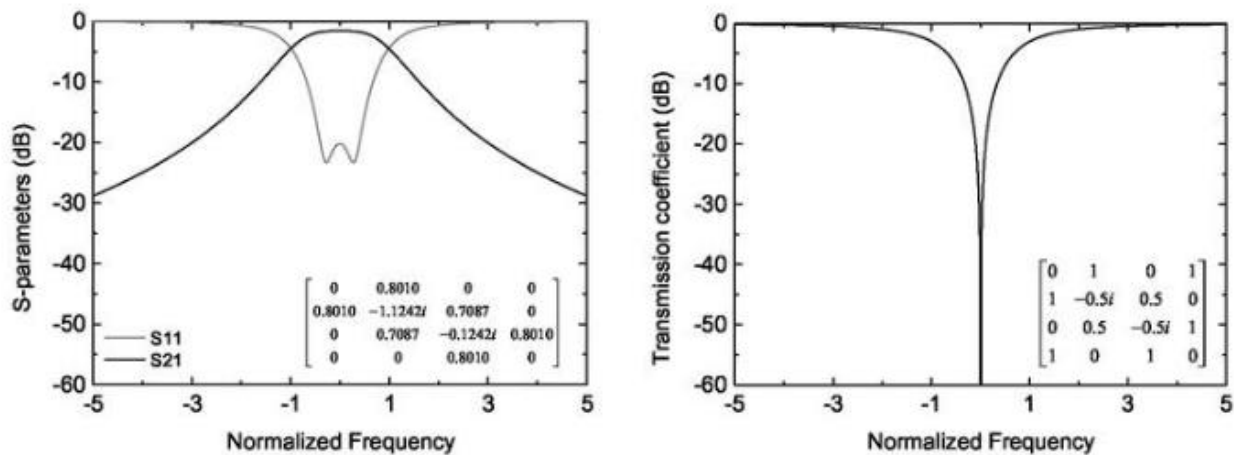


Figure II.2 : Réponses en fréquence théoriques.

Afin de répondre à l'exigence concernant la réponse en fréquence du filtre reconfigurable, la structure de couplage doit être conçue sur la base du processus de simulation ou de mesure pour trouver une valeur appropriée pour chaque structure de couplage. Avec les valeurs données pour les

coefficients de couplage normalisés et la bande passante fractionnaire, les valeurs d'inverseur pour les structures de couplage externes et internes doivent être déterminées pour réaliser les réponses de filtrage requises.

La figure II.3 montre une configuration de simulation ou de mesure pour le couplage externe et son résultat de coefficient de réflexion. L'impédance d'entrée vue de la source et le coefficient de réflexion, Γ , peuvent être donnés dans l'équation. (II.5).

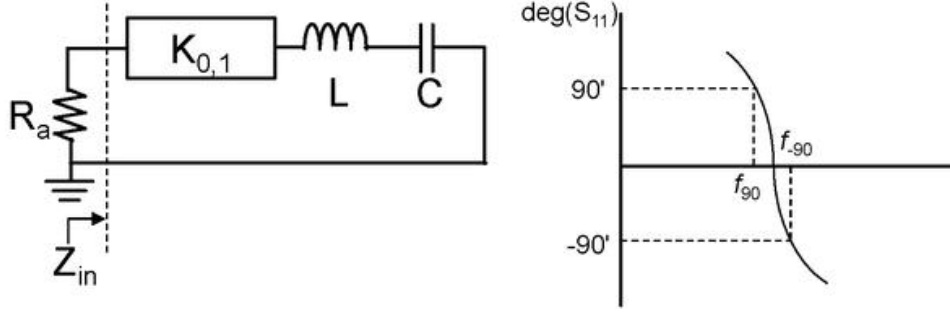


Figure II.3 : Configuration de simulation pour un coefficient de couplage externe et sa réponse en phase du coefficient de réflexion.

$$Z_{in} = \frac{K_{0,1}^2}{j\omega_0 L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}, \quad \Gamma = \frac{Z_{in} - R_a}{Z_{in} + R_a} \quad \text{Eq II.5}$$

Le coefficient de réflexion peut être réorganisé avec l'impédance d'entrée, Z_{in} , et les points de fréquence auxquels la phase du coefficient de réflexion rencontre $\pm 90^\circ$. En d'autres termes, le coefficient de réflexion peut être organisé par rapport à ω lorsque sa phase est de 90° ou -90° , et deux solutions positives sont données dans l'Eq. (II.6).

$$\omega + 90 = \frac{-K_{0,1}^2 + \sqrt{K_{0,1}^4 + 4(R_a \omega_0 L)^2}}{2R_a L}, \quad \omega - 90 = \frac{K_{0,1}^2 + \sqrt{K_{0,1}^4 + 4(R_a \omega_0 L)^2}}{2R_a L} \quad \text{Eq II.6}$$

Ainsi, la différence entre deux points de fréquence peut représenter la valeur de l'onduleur et, avec la forme prédéfinie de l'Eq. (II.3), il peut être résumé comme Eq. (II.7) lorsque l'impédance de la source, R_a , est la même que l'impédance du port, Z_0

$$f_{-90} - f_{+90} = \Delta f \cdot M_{0,1}^2 \quad \text{Eq II.7}$$

où Δf est la bande passante en Hz.

Cela signifie que la structure de couplage externe physique peut être ajustée pendant le processus de simulation ou de mesure pour répondre à la valeur de conception requise. L'objectif de conception peut être calculé avec les valeurs données telles que le coefficient de couplage normalisé et la bande

passante. En conséquence, les dimensions de la structure de couplage externe peuvent être déterminées ou ajustées pour obtenir les réponses en fréquence prescrites.

Outre la structure de couplage externe, le filtre reconfigurable possède également les structures de couplage internes et les coefficients de couplage inter-résonateurs représentent sa force de couplage entre résonateurs. La figure II.4 montre le circuit équivalent pour la configuration de simulation ou de mesure pour le couplage inter-résonateur et son résultat de coefficient de transmission. Comme le montre la figure, deux résonateurs sont couplés via une structure de couplage modélisée avec un ondulateur dont la valeur est $K_{i,j}$, et les deux résonateurs sont alimentés à partir de la source ou de la charge avec un couplage lâche via les ondulateurs, K' ou K'' . En d'autres termes, pour minimiser les effets probables des ports d'entrée et de sortie donnés avec Z_0 dans la figure II.4 sur les coefficients de couplage inter-résonateur, la configuration de simulation ou de mesure pour les coefficients de couplage inter-résonateur est conçue pour avoir un petit K' ou K'' valeurs. L'impédance d'entrée vue depuis les ports externes faiblement couplés est donnée dans l'équation. (II.8).

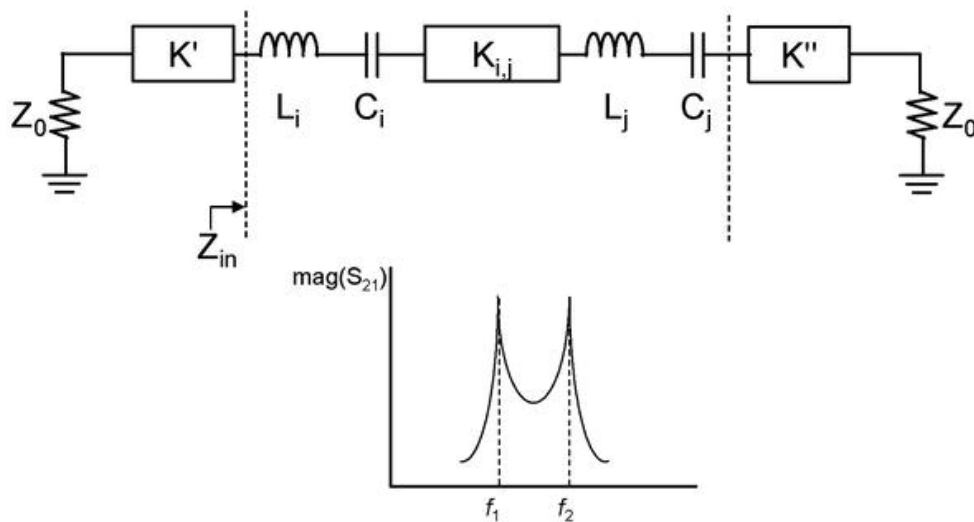


Figure II.4 : Configuration de simulation pour un coefficient de couplage inter-résonateur et sa réponse en amplitude du coefficient de transmission.

$$Z_{in} = j\omega_0 L_i \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \frac{K_{i,j}^2}{j\omega_0 L_i \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}. \quad \text{Eq II.8}$$

Étant donné que deux pics de résonance dans la réponse de transmission donnée à la figure II.4 coïncident avec les fréquences court-circuitées, nous pouvons avoir des points de fréquence en calculant ses zéros d'Eq. (II.8) par rapport à ω . Chaque solution positive de deux équations différentes peut être donnée par f_1 et f_2 .

$$f_1 = \frac{-K_{ij} + \sqrt{K_{ij}^2 + 4\omega_0^2 L_i L_j}}{4\pi\sqrt{L_i L_j}}, \quad f_2 = \frac{K_{ij} + \sqrt{K_{ij}^2 + 4\omega_0^2 L_i L_j}}{4\pi\sqrt{L_i L_j}}. \quad \text{Eq II.9}$$

Semblable au cas de la conception du coefficient de couplage externe, le coefficient de couplage inter-résonateur peut également être estimé à partir de la distance entre deux points de fréquence et il peut être calculé comme Eq. (II.10) avec les valeurs théoriques de $K_{i,j}$ avec aisance.

$$f_2 - f_1 = \Delta f \cdot M_{1,2}. \quad \text{Eq II.10}$$

Basé sur les Éqs. (II.7) et (II.10), on peut estimer les structures de couplage pour les couplages externes et internes et optimiser précisément les dimensions des structures pour réaliser les réponses de filtre requises.

Ils ont conçu des structures de couplage pour les connexions externes et entre les résonateurs, et cela peut être fait en utilisant à la fois des réponses théoriques et des simulations ou des mesures. La propriété reconfigurable peut être obtenue en appliquant des composants électroniques tels qu'un variateur ou des diodes à des structures de conduction fixes. Par exemple, des diodes varactor connectées en shunt peuvent être incluses dans la structure de couplage de l'inter-résonateur et entraîner des coefficients de couplage différents par rapport à ceux sans diodes variables. Les coefficients de couplage externes peuvent également être ajustés avec la charge du composant électronique pour fournir des performances d'adaptation d'impédance appropriées.

II.2.2 Filtre reconfigurable à base de résonateur SIW

La figure II.5 montre la configuration du filtre et une photographie du filtre fabriqué avec deux éléments d'accord de fréquence [13]. Au sommet du circuit fabriqué, la ligne microruban pour le signal d'entrée RF est gravée avec des lignes de polarisation en courant continu (CC) pour les composants électroniques. Les fentes de couplage dans le plan de masse de la ligne microruban sont utilisées pour contrôler le couplage externe ou interne et leur taille doit être optimisée afin de satisfaire à la fois les réponses en fréquence passe-bande et coupe-bande absorbante. Grâce aux diodes varactor connectées en shunt intégrées dans le microruban, on peut réaliser ou atteindre l'exigence de coefficient de couplage sur la plage d'accord de fréquence d'intérêt. Le résonateur SIW se compose de bornes conductrices au centre du résonateur et, avec une membrane en cuivre fixée au bas du résonateur, une capacité élevée est chargée entre la membrane en cuivre et un plan de masse de forme circulaire de la borne. L'agilité de fréquence est obtenue en modifiant la capacité chargée, et cela signifie que l'épaisseur de l'entrefer détermine la fréquence de résonance du résonateur SIW accordable en fréquence. Les éléments d'accord de fréquence fixés au bas du résonateur sont conçus

pour modifier l'épaisseur de l'entrefer avec le mouvement d'un arbre relié à un actionneur à disque piézoélectrique.

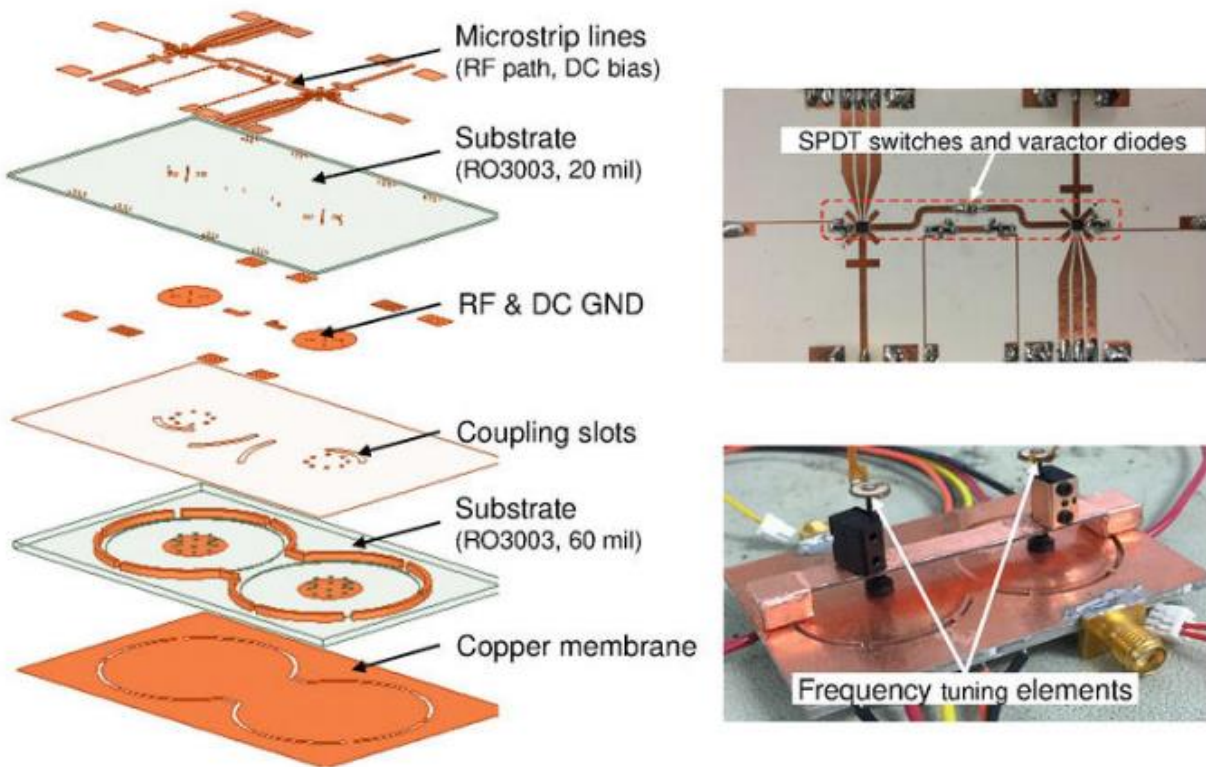


Figure II.5 : Configuration de filtre reconfigurable et une photographie du filtre avec des éléments d'accord de fréquence. [13]

II.3 Éléments de réglage de fréquence

Afin d'obtenir une agilité en fréquence, on peut exploiter les éléments d'accord dans les structures de filtre. Ceux-ci peuvent être des varactors ou des diodes pin lorsque les filtres sont conçus avec des éléments localisés ou distribués tels que des lignes micro-ruban car ils peuvent changer et perturber la longueur électrique ou les champs électromagnétiques dans les structures [14]. Dans cette section, deux types différents d'éléments d'accord de fréquence et leur application au résonateur à guide d'ondes intégré à substrat accordable en fréquence seront couverts.

II.3.1 Éléments à base de disques piézoélectriques

Le résonateur SIW accordable en fréquence présenté dans la section précédente utilise un actionneur à base de disque piézoélectrique pour modifier l'épaisseur d'un entrefer dans lequel le champ électrique est fort [15]. L'actionneur piézoélectrique peut être appliqué au résonateur SIW de deux manières différentes.

Tout d'abord, comme montré dans [15], les disques piézo peuvent être directement attachés à la membrane de cuivre et réagir à la tension continue appliquée. L'épaisseur du disque peut varier avec la tension appliquée de sorte que les différentes épaisseurs d'entrefer entraînent l'accord de fréquence de résonance. Cependant, il y a deux inconvénients à fixer directement le disque piézo aux résonateurs. L'un est la taille du disque lui-même car il doit couvrir l'ensemble de la membrane de cuivre et du substrat de support pour fonctionner correctement et il peut également limiter la taille du résonateur. Cela signifie que le disque piézo peut ne pas être assez grand pour couvrir le résonateur accordable en fréquence conçu pour fonctionner dans des bandes de fréquences inférieures. Le deuxième inconvénient est la grande plage de tension d'entrée avec les effets d'hystérésis. La tension d'entrée appliquée dépend des disques piézo, mais elle pourrait être de -200 à +200 V pour satisfaire les exigences de plage de réglage de fréquence suffisante. De plus, la quantité de changements d'épaisseur n'est pas identique lorsque la tension appliquée passe du niveau bas au niveau haut ou du niveau bas au niveau haut en raison de l'effet d'hystérésis.

Deuxièmement, le résonateur à guide d'ondes intégré au substrat accordable en fréquence utilise les minuscules actionneurs ultra-linéaires, nommés TULA pour régler la fréquence de résonance [16]. L'élément conçu représenté sur la figure II.6 est composé d'un petit disque piézo avec une borne fixée à et la tension d'entrée est appliquée à l'aide d'un petit circuit pilote qui peut être contrôlé avec un logiciel commercial. L'impulsion de tension appliquée a une forme de dent de scie et la tige fixée au disque piézo se déplace vers le haut ou vers le bas. L'actionneur linéaire rapporté présente un avantage par rapport au type de disque d'actionneur piézoélectrique car il peut fournir une quantité prévisible de mouvement par amplitude d'impulsion malgré l'hystérésis du disque piézoélectrique. Mais ces éléments d'accord peuvent limiter l'assemblage du filtre avec un circuit voisin du fait de la taille de l'appareillage à axe. De plus, une extrémité du poteau doit être collée à la membrane en cuivre pour contrôler l'épaisseur de l'entrefer, de sorte que pendant le processus de fabrication, en particulier lors de la fixation du poteau au filtre, il y a un risque de dommages graves au cuivre. membrane. De plus, ce n'est pas un moyen pratique de réaliser la caractéristique d'accord de fréquence lorsque des conceptions de volume compactes à faible coût sont nécessaires.

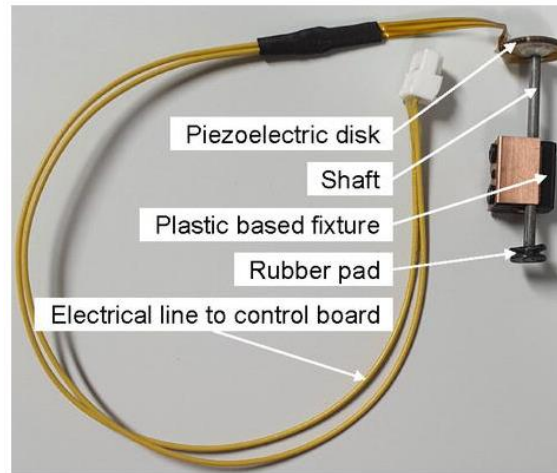


Figure II.6 : Une photographie d'un minuscule actionneur ultra-linéaire basé sur un disque piézoélectrique.

II.3.2 Éléments de réglage actionnés magnétiquement

Dans cette sous-section, une méthode d'accord de fréquence récemment rapportée qui peut être appliquée aux résonateurs à guide d'onde intégré à substrat accordable en fréquence sera couverte [17]. Un électroaimant avec une feuille à haute perméabilité est utilisé pour régler la fréquence de résonance sans aucun contact entre les résonateurs et les éléments de réglage. Une feuille d'aluminium est collée sur la membrane de cuivre pendant le processus de fabrication afin que l'épaisseur d'un entrefer puisse être ajustée avec le flux magnétique appliqué de l'électroaimant. Sur la base de cette méthode, la fréquence de résonance du filtre peut être réglée avec précision et la membrane en cuivre peut conserver son état tel qu'il a été fabriqué puisque l'élément de réglage de fréquence, l'électroaimant, n'entre pas en contact avec le circuit du filtre, contrairement à l'actionneur piézoélectrique.

La figure II.7 montre une vue simplifiée en 3D et de côté du résonateur à guide d'ondes intégré à substrat de forme circulaire. Une plaque de cuivre est gravée circulairement au bas du substrat et est également connectée électriquement à la plaque supérieure via des trous d'interconnexion conducteurs. Une grande quantité de capacité est générée au niveau de l'entrefer entre la plaque de cuivre et la membrane en cuivre, de sorte que le réglage de la fréquence de résonance peut principalement être effectué en modifiant l'épaisseur d'un entrefer. La relation entre l'épaisseur et la fréquence de résonance ainsi que le facteur de qualité est simulée et les résultats sont également donnés sur la figure II.7.

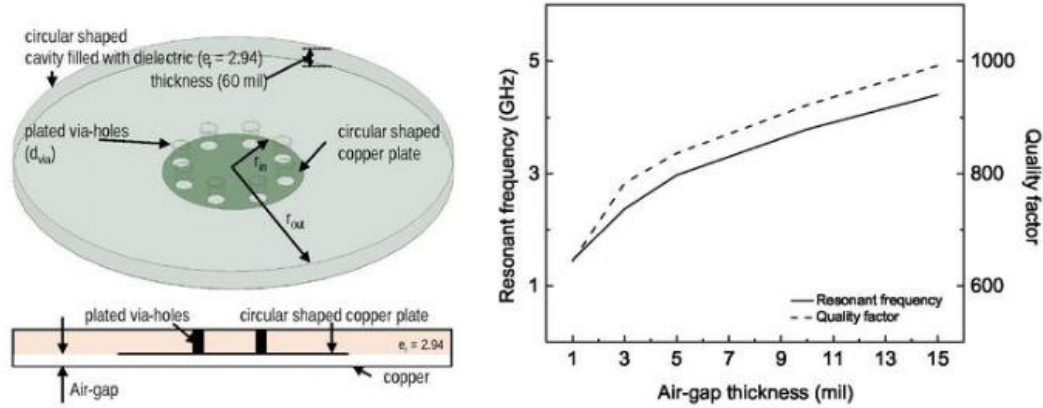


Figure II.7 : *Vue simplifiée d'un résonateur SIW circulaire accordable en fréquence et de ses caractéristiques électriques.*

Sur la base des résultats de simulation du modèle Eigen, un résonateur accordable à fréquence unique est conçu pour prendre en charge la méthode d'accord basée sur l'électroaimant. Comme le montre la figure supérieure gauche de la figure II.8, deux lignes de guide d'ondes coplanaires renforcées par un conducteur qui sont conçues pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω sont utilisées comme lignes d'entrée et de sortie. Deux fentes de forme radiale contrôlent les couplages externes entre la ligne 50Ω et le résonateur, de sorte qu'un couplage étroit peut être obtenu avec une fente de couplage plus grande. La vue de côté est également donnée pour le processus de fabrication, et il est à noter qu'une feuille à haute perméabilité est collée au bas du résonateur avec le même adhésif utilisé pour la stratification de deux substrats. La photographie d'un résonateur fabriqué avec une feuille à haute perméabilité est également illustrée à la Figure II.8. La feuille à haute perméabilité collée au résonateur SIW accordable en fréquence pour la méthode d'accord à commande magnétique provient de Metglas, Inc.

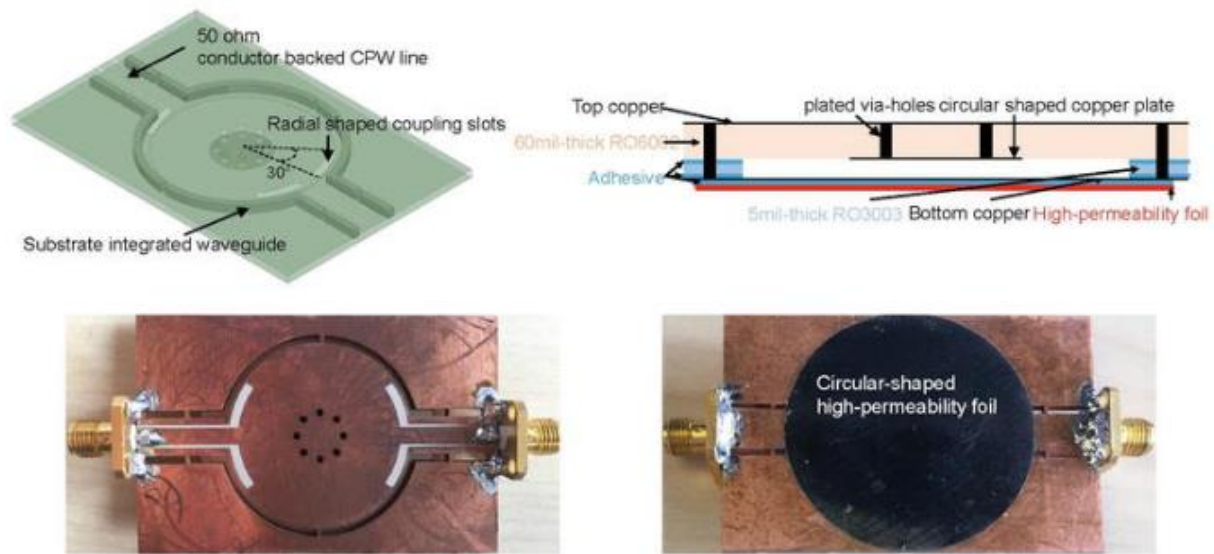


Figure II.8 : *Modèle de simulation du résonateur SIW accordable en fréquence, un dessin de vue latérale du circuit fabriqué et des photographies du résonateur SIW.*

II.3.3 Balun de filtrage accordable en fréquence avec méthode d'accord magnétique

Dans ce paragraphe, une conception de symétriseur de filtrage est fournie et sa fréquence de résonance est accordée sur la base de la méthode d'accord à actionnement magnétique susmentionnée. La théorie de conception fondamentale pour le balun de filtrage accordable en fréquence suit celle rapportée dans [18] à l'exception de l'ordre de la structure du circuit et de la plage d'accord de fréquence requise.

La figure II.9 montre la vue éclatée du balun de filtrage accordable en fréquence. Semblable au filtre reconfigurable donné dans [17], le balun de filtrage se compose de deux substrats différents et chaque substrat contient les lignes microruban ou les résonateurs SIW, respectivement. Les couplages entre deux substrats sont réalisés grâce à des fentes de couplage placées au niveau du plan de masse de la ligne micro-ruban. Pour répondre aux exigences du balun, un port est conçu sous la forme d'une ligne d'entrée micro-ruban asymétrique et les deux autres ports ont des lignes de sortie différentielles. La ligne micro-ruban court-circuitée alimente le résonateur SIW et les deux ports connectés à l'autre ligne micro-ruban reçoivent un signal de sortie ayant une amplitude égale et une différence de phase de 180° . Cela peut être fait en introduisant une fente de couplage au centre du micro-ruban en forme de U [18]. Comme le montre la photographie du balun filtrant fabriqué, deux feuilles de forme circulaire qui ont une perméabilité élevée sont collées au bas du circuit conçu. Deux électroaimants sont placés des deux côtés du circuit pour chaque résonateur SIW accordable en fréquence. Pour satisfaire la plage d'accord de fréquence requise, les électroaimants sont placés au plus près en

optimisant la hauteur du support plastique. Les électroaimants sont les mêmes que ceux utilisés dans la figure II.8, de sorte que la tension d'entrée peut également être balayée de 0 V à 12 V.

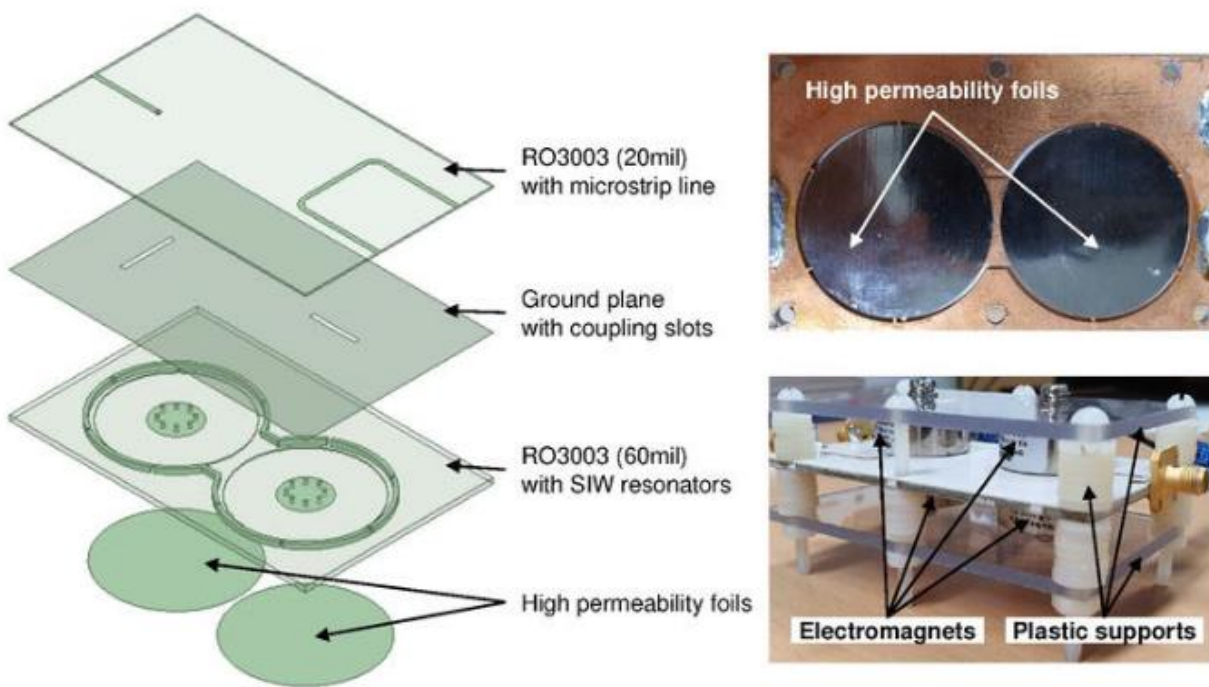


Figure II.9 : *Modèle de simulation du balun filtrant accordable en fréquence et sa vue détaillée avec des feuilles à haute perméabilité.*

La Figure II.10 présente les résultats de simulation du balun de filtrage. Le réglage de fréquence requis est d'environ 17 % à la fréquence centrale de 2,9 GHz avec des performances appropriées sur la ligne de sortie différentielle, telles que l'amplitude et le déséquilibre de phase. Les paramètres S en mode mixte (S_{ds21} , S_{cs21} et S_{dd22}) sont calculés et également indiqués dans les figures II.10 et II.11. La fréquence de fonctionnement du balun de filtrage fabriqué est réglée de 2,65 à 3,15 GHz, ce qui satisfait à l'exigence et à la fois l'amplitude et la phase des performances déséquilibrées au niveau des bandes passantes sont données. Certaines divergences entre les résultats simulés et mesurés proviennent de certains facteurs inattendus liés à la fabrication ou aux assemblages qui peuvent avoir un impact sur la caractéristique électrique du signal de sortie différentiel. Dans cette section, la méthode d'accord de fréquence utilisant les électroaimants avec une feuille à haute perméabilité a été testée et les résultats de mesure montrent qu'elle peut fournir une performance comparable à celle avec des disques piézoélectriques.

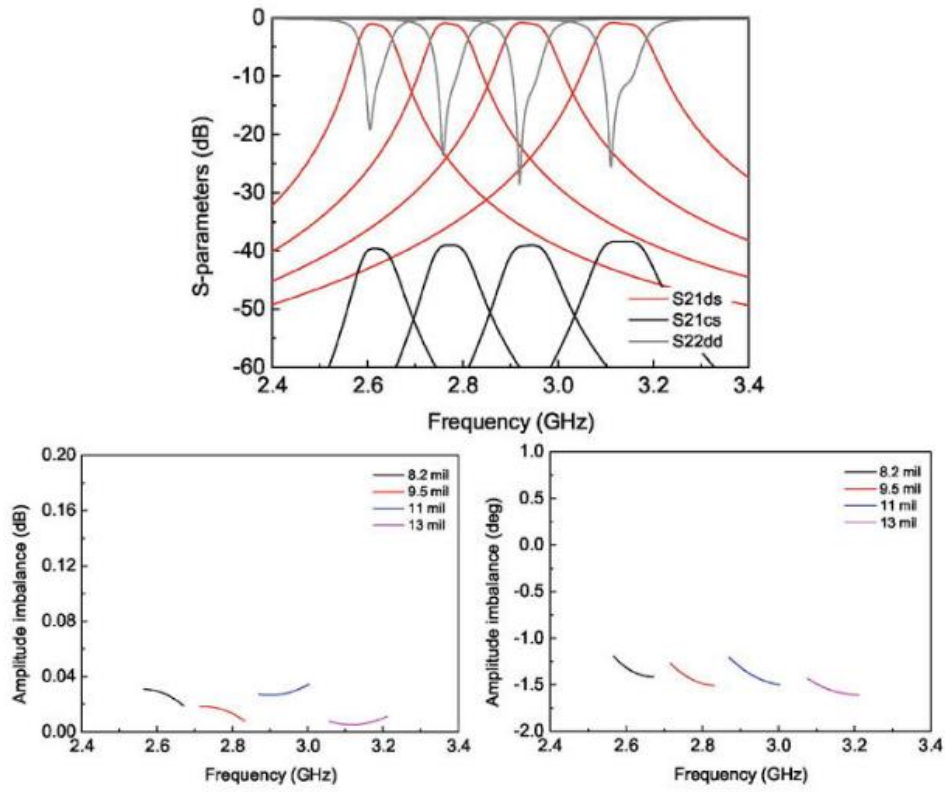


Figure II.10 : Résultats de simulation du balun de filtrage accordable en fréquence.

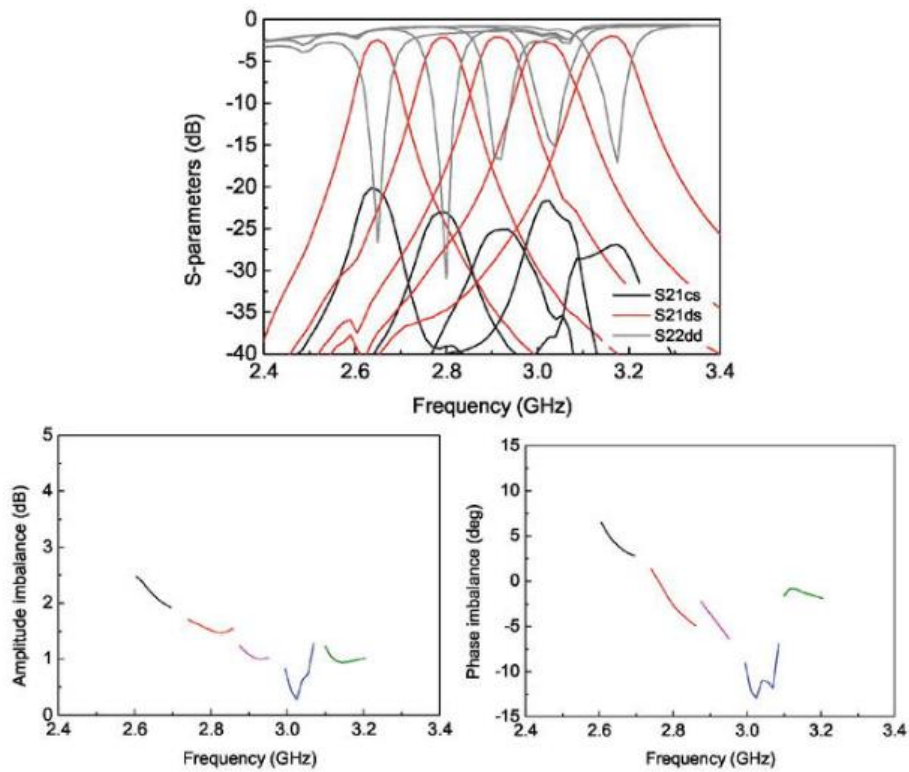


Figure II.11 : Résultats de mesure du balun de filtrage accordable en fréquence.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a montré le processus de conception du filtre reconfigurable qui peut présenter à la fois des réponses en fréquence passe-bande accordable et des réponses en fréquence coupe-bande absorbantes. Les structures de couplage pouvant satisfaire aux exigences prédéterminées sont conçues à partir des coefficients de couplage normalisés théoriques. Afin de réaliser la caractéristique accordable en fréquence, deux éléments d'accord différents basés sur les disques piézoélectriques ou les électroaimants sont représentés avec le mécanisme de fonctionnement, et son application au balun de filtrage fabriqué est mise en œuvre en particulier à l'aide des électroaimants.



Chapitre III

*Etude paramétrique sur un
filtre RF*

III.1 Introduction

Actuellement, la technologie cellulaire 5G est envisagée pour une utilisation dans les bandes 5, 15 et 28 GHz [19]. Afin de maintenir les communications sans fil à jour, de nombreuses recherches sur la conception des composants sont menées, notamment le filtre passe-bande (BPF) [20, 21]. BPF dispose d'un réseau à deux ports qui est principalement utilisé pour contrôler la réponse en fréquence à tout point spécifique d'un système de communication, qui fournit des transmissions à des fréquences dans la bande passante et une atténuation dans la bande d'arrêt du filtre. Où, il permet le passage de signaux dans une bande spécifique et atténue les fréquences soit en dessous d'une fréquence de coupure inférieure, soit au-dessus d'une fréquence de coupure supérieure. Généralement, dans la conception BPF, le circuit à inductance-condensateur (LC) parallèle résonnant est responsable de l'atténuation des fréquences en dehors de la bande passante en les shuntant vers le sol. Alors que le circuit inductance-condensateur (LC) série résonante est chargé de laisser passer les fréquences souhaitées.

Ce chapitre présente la conception d'un filtre passe-bande avec des lignes micro-ruban couplés en parallèle (BPF) pour une application de communication sans fil de cinquième génération. Les BPF sont conçus et optimisés à des fréquences centrales de 5, 15 et 28 GHz en utilisant le simulateur ADS (Advanced Design System) de Keysight. Les BPF à éléments localisés initiaux sont présentés avant la réalisation à l'aide de la technique de la ligne micro-ruban couplée en parallèle avec la mise en œuvre du substrat Rogers RO4003C. Les deux performances sont comparées et discutées. Les BPF de la ligne micro-ruban à couplage parallèle ont des performances moyennes optimales de 8,59% de la bande passante avec une perte d'insertion de 1,53 dB et une perte de retour supérieure à 12 dB.

III.2 Conception d'un filtre Passe-bande

Il existe différents types de filtres de ligne micro-ruban tels que l'épingle à cheveux, la ligne couplée en parallèle, l'impédance de pas et l'impédance de tronçon [20, 22-27]. Un filtre passe-bande micro-ruban de ligne couplé en parallèle a été conçu et optimisé en utilisant un substrat ignifuge 4 (FR-4) avec une fréquence centrale de 1,42 GHz [23] et 2,44 GHz [22]. Dans [23], le BPF conçu a démontré une performance de bande passante de puits de 300 MHz avec une perte de retour supérieure à 10 dB et une perte d'insertion de 2,806 dB. Pendant ce temps, le BPF dans [22] offrait une bande passante plus étroite de 80 MHz avec une perte de retour meilleure que 16,1 dB et une perte d'insertion de 3,1 dB. Une autre conception de BPF de ligne couplée en parallèle proposée dans [24] pour une application en bande S utilisant un substrat RT/Duriod 6010. Il a montré une meilleure bande passante de 66% de 2 à 4 GHz avec une perte de retour de 11 dB et une perte d'insertion de 1 dB. Alors, un BPF de 5 GHz a été signalé dans [25] ayant une perte d'insertion assez élevée de 4,9 dB pour une bande passante de 180 MHz avec une perte de retour de 7 dB à la fréquence centrale. En outre, les travaux rapportés dans [20] ont proposé un BPF

utilisant des lignes couplées interdigitées insérées dans un tronçon utilisant un substrat FR-4 à une fréquence centrale de 4 GHz. Ce BPF offrait 40% de bande passante de 3,2 GHz à 4,8 GHz avec une très bonne perte d'insertion de 0,92 dB et une perte de retour meilleure que 15 dB. Alors que dans [26], un BPF utilisant un résonateur en épingle à cheveux et des lignes de couplage d'alimentation en T a été proposé, conçu à 5,205 GHz. Les résultats mesurés ont montré une bande passante fractionnelle de 10,34 % avec une perte de retour de 23 dB et une perte d'insertion de 1,4 dB à une fréquence de résonance de 5,13 GHz. Un filtre passe-bande ultra-large bande compact à ondes millimétriques a été introduit dans [27]. La fréquence centrale de ce filtre était de 25 GHz avec une bande passante de 20%.

Un filtre de type Tchebychev avec le nombre de commandes, N fixé à cinq, est choisi pour cette conception. Alors que l'ondulation de la bande passante est de 0,5 dB. Son schéma du circuit à éléments localisés composé de condensateurs et d'inductances est illustré à la Figure III.1, qui présente les valeurs d'éléments calculées répertoriées dans le tableau III.1 pour chacune des fréquences de conception concernées de 5, 15 et 28 GHz avec une bande passante de 10 %.

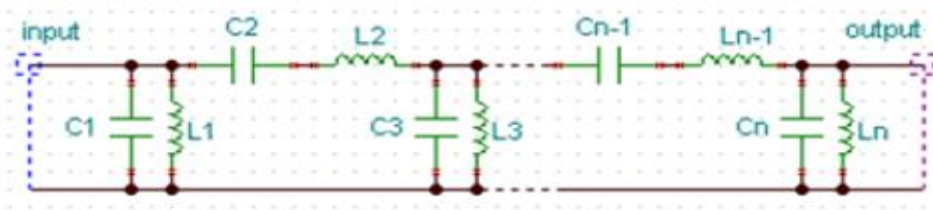


Figure III.1 : Schéma du circuit BPF à éléments localisés avec l'ordre 5.

Tableau III.1 : Valeurs des condensateurs et d'inductances BPF cinquième ordre pour 5, 15 et 28 GHz

Elément	Fréquence de fonctionnement du BPF		
	5 Ghz	15 Ghz	28 Ghz
C1	2.715 pF	3.88 pF	2.07 pF
L1	373.2 pH	8.33 pH	0.40 nH
C2	0.207 pF	0.005 pF	0.17 pF
L2	4.89 nH	6.99 nH	0.10 nH
C3	4.04 pF	5.78 pF	3.07 pF
L3	250.6 pH	5.59 pH	0.29 nH
C4	0.21 pF	0.005 pF	0.19 pF
L4	4.89 nH	6.99 nH	0.10 nH
C5	2.72 pF	3.88 pF	2.07 pF
L5	373.2 pH	8.33 pH	0.40 nH

Ensuite, la conversion vers la structure BPF à ligne couplée en parallèle qui a un schéma tel qu'illustré dans la figure suivante peut être effectuée en calculant les impédances caractéristiques paires et impaires de la ligne couplée telles qu'exprimées dans les équations suivantes :

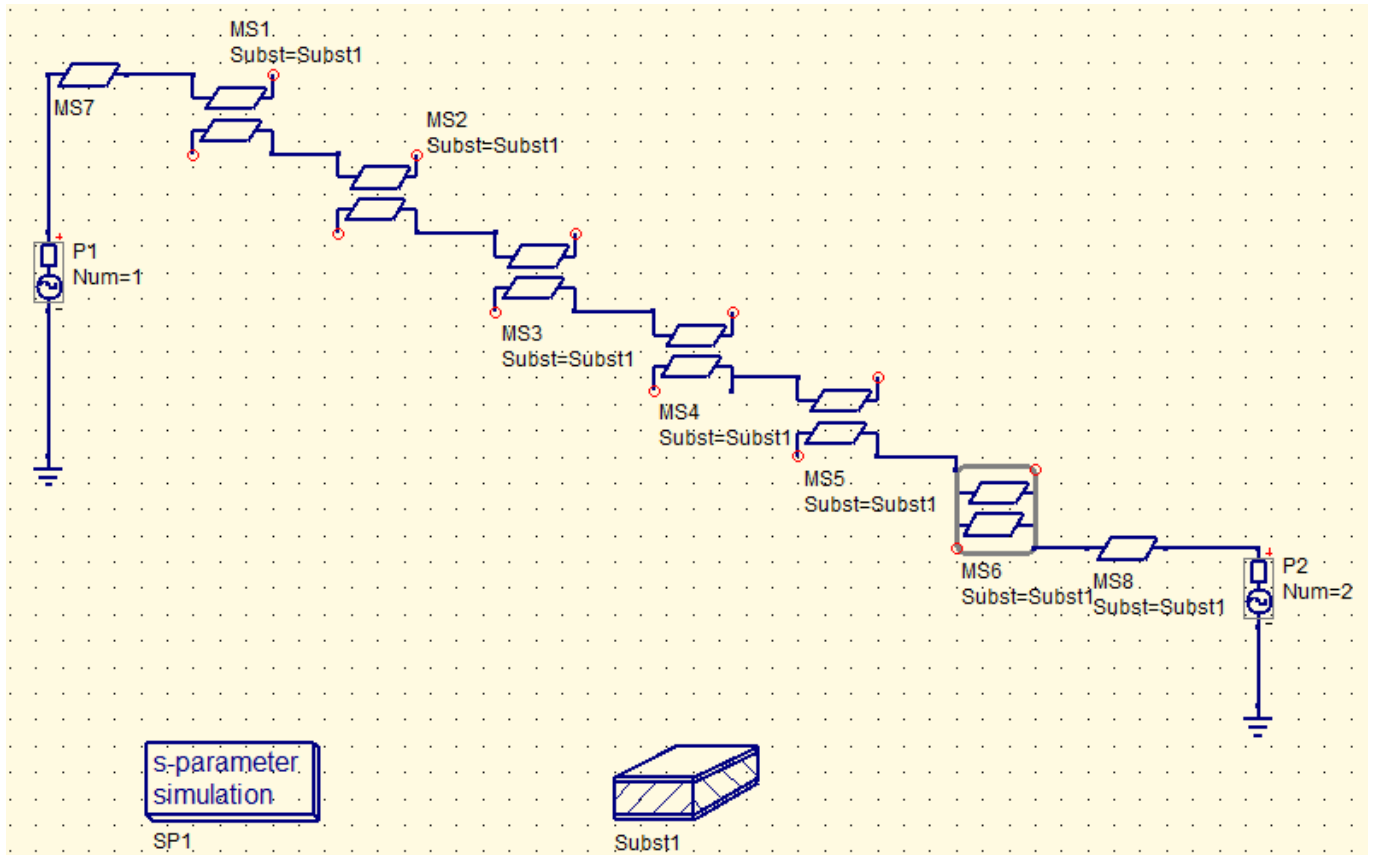


Figure III.2 : Schéma du BPF à ligne couplée en parallèle

$$Z_{0ek;k+1} = Z_{0-1} + J'_{k,k+1} + J'_{k,k+1}{}^2 \tag{III.1}$$

$$Z_{0ok;k+1} = Z_{0-1} - J'_{k,k+1} + J'_{k,k+1}{}^2 \tag{III.2}$$

où, k varie de 0 à N . Tandis que, $J_{k, k+1}$ et Z_0 représentent, l'inverseur d'admittance et l'impédance caractéristique ayant une valeur typique de 50Ω respectivement. L'inverseur d'admittance pour le premier et le dernier étage peut être donné par l'équation (III.3), tandis que les autres étages sont calculés à l'aide de l'équation (III.4) :

$$J'_{0,1} = J'_{N,N+1} = \left\{ \frac{\pi\Delta}{2g_0g_1} \right\}^{1/2} \tag{III.3}$$

$$J'_{K,K+1} = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_K g_{K+1}}} \tag{III.4}$$

où, g_k et Δ sont les éléments normalisés obtenus à partir du tableau de Chebyshev et de la bande passante fractionnaire, en conséquence. La bande passante fractionnaire, - peut être donnée par l'équation (III.5) :

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \tag{III.5}$$

où ω_0 , ω_1 et ω_2 sont la conception, l'extrémité inférieure et supérieure de la fréquence angulaire, respectivement. Les paramètres calculés obtenus à partir des équations (III.1) à (III.5) sont présentés dans le tableau III.2.

Tableau III.2 : Paramètres d'un BPF calculés de la ligne couplée en parallèle

Organiser	Elément Normalise, g_k	Admission onduleur, $J_{k,k+1}$	Mode pair impédance (Z_{0e})	Mode impair impédance (Z_{0o})
1	1.7058	0.3034	69.77	39.43
2	1.2296	0.1084	56.06	45.16
3	2.5408	0.0888	54.83	45.95
4	1.2296	0.0888	54.83	45.95
5	1.2296	0.1084	56.06	45.16
6	1.7058	0.3034	69.77	39.43

Ensuite, en utilisant le substrat Rogers R04003C avec les spécifications indiquées dans le tableau III.3 et les paramètres du Tableau III.2, les dimensions de la largeur de la ligne couplée, W et l'espacement des écarts, S peuvent être calculés. Tandis que la longueur L de chaque résonateur à ligne couplée à chaque étage peut être calculée à partir de (III.6). Les dimensions calculées pour le BPF fonctionnant à 5, 15 et 28 GHz sont présentées dans les tableaux III.4 à III.6.

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{3 \times 10^8}{4f\sqrt{\xi_r}} \quad \text{Eq (III.6)}$$

Tableau III.3 : Spécifications du substrat RO4003C

Propriété	valeur
Epaisseur du conducteur	17 μm
Hauteur	0.508 mm
Constante de diélectrique, ξ_r	3.38
tangente de perte, $\tan \delta$	0.0027

Tableau III.4 : Dimensions calculées du BPF 5 GHz

Organiser	Largeur, W (millimètre)	Ecart, S (millimètre)	Longueur, L (millimètre)
1	0.91	0.14	9.43
2	1.11	0.61	9.22
3	1.12	0.75	9.21
4	1.12	0.75	9.21
5	1.11	0.61	9.22
6	0.91	0.14	9.43

Tableau III.5 : Dimensions calculées du BPF 15 GHz

Organiser	Largeur, W (millimètre)	Ecart, S (millimètre)	Longueur, L (millimètre)
1	0.93	0.15	3.11
2	1.13	0.66	3.04
3	1.14	0.81	3.04

4	1.14	0.81	3.04
5	1.13	0.66	3.04
6	0.93	0.15	3.11

Tableau III.6 : Dimensions calculées du BPF 28 GHz

Organiser	Largeur, W (millimètre)	Ecart, S (millimètre)	Longueur, L (millimètre)
1	0.98	0.16	1.64
2	1.17	0.71	1.60
3	1.18	0.87	1.59
4	1.18	0.87	1.59
5	1.17	0.71	1.60
6	0.98	0.16	1.64

On note que les Tableaux III.2 à III.6, les BPF sont conçus, simulés et optimisés à l'aide de logiciel ADS. Les dimensions optimisées sont tabulées dans le tableau suivant (Tableau III.7).

En utilisant ces dimensions optimisées, les schémas des BPF sont transformés en dispositions présentées dans la Figure III.3. Les BPF respectifs de 5, 15 et 28 GHz ont une taille de 0,99 cm x 8,13 cm, 1,05 cm x 2,47 cm et 1,21 cm x 1,69 cm.

Tableau III.7 : Dimensions optimisées des BPF en mm

Dimension	Fréquence de fonctionnement du BPF		
	5 Ghz	15 Ghz	28 Ghz
W₁	1.47	1.17	1.79
L₁	12.48	3.03	1.56
W₂	0.92	0.93	0.98
S₂	0.14	0.15	0.16
L₂	9.43	3.08	1.64
W₃	1.11	1.24	1.18
S₃	0.61	0.66	0.71
L₃	9.23	3.04	1.60
W₄	1.12	1.14	1.18
S₄	0.75	0.81	0.87
L₄	9.21	3.04	1.60
W₅	1.12	1.14	1.18
S₅	0.75	0.81	0.71
L₅	9.21	3.04	1.60
W₆	1.11	1.24	1.18
S₆	0.61	0.66	0.71
L₆	9.23	3.04	1.60
W₇	0.92	0.93	0.98
S₇	0.14	0.15	0.16

L_7	9.43	3.08	1.64
W_8	1.47	1.17	1.79
L_8	12.48	3.03	1.56

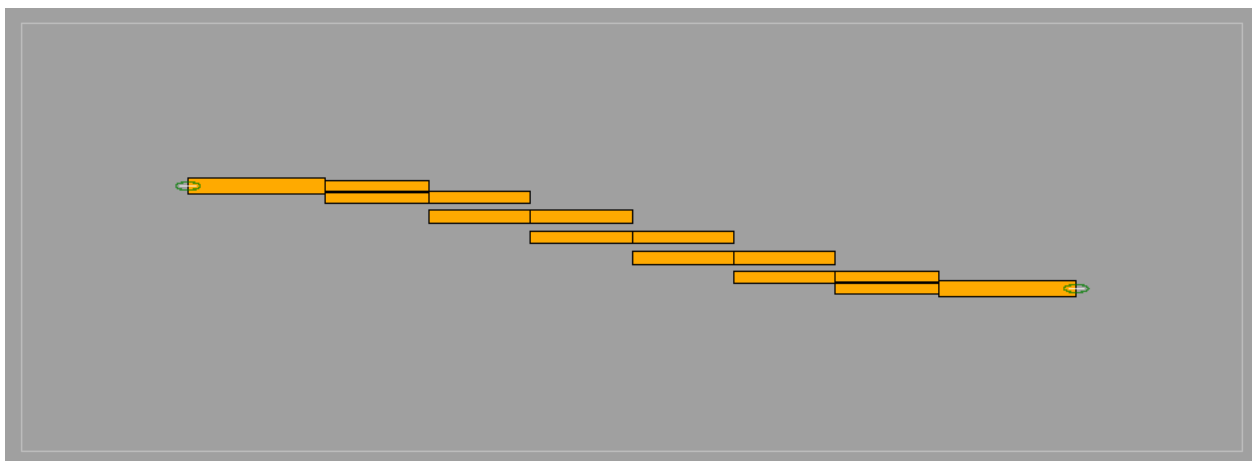
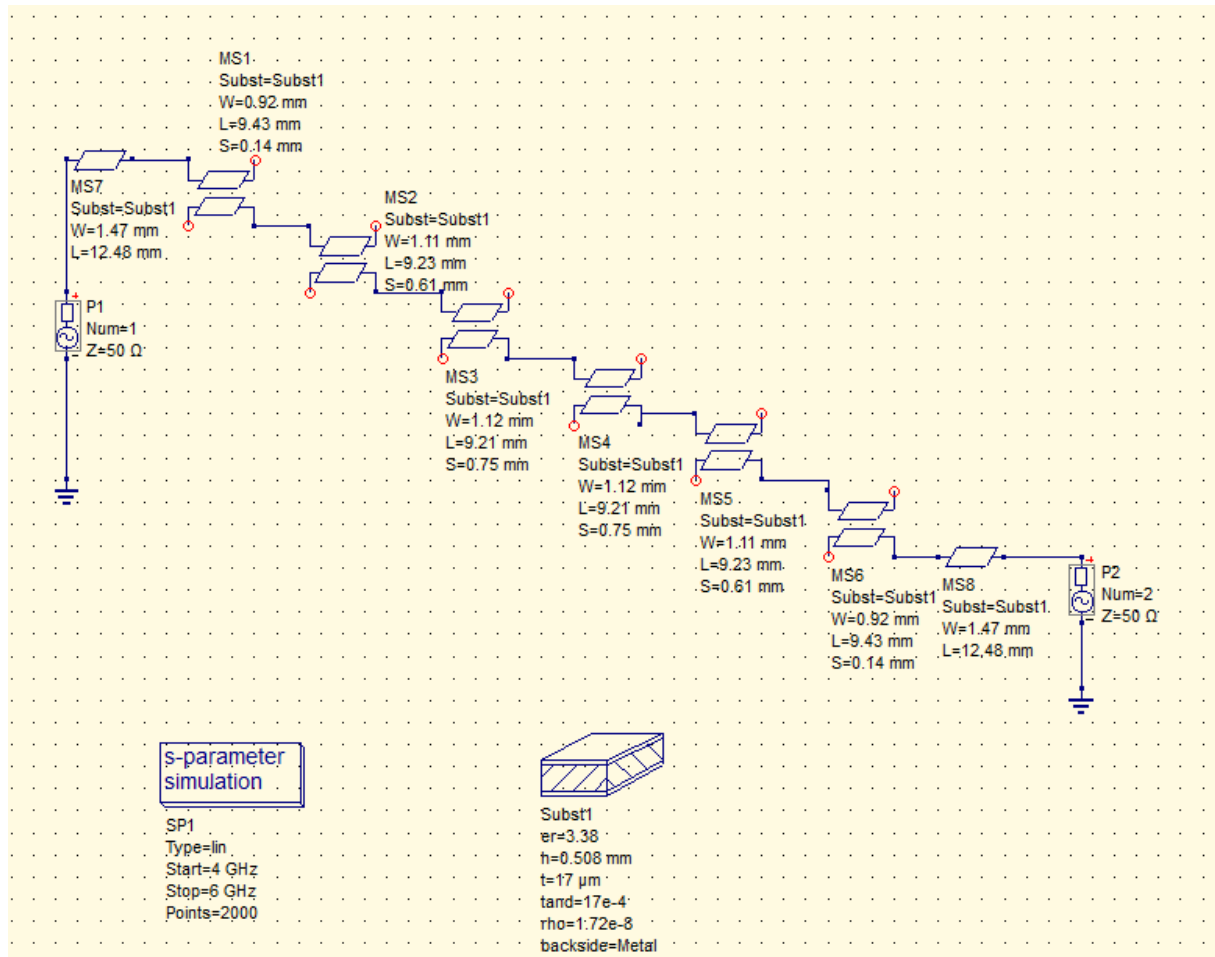


Figure III.3. (a) : Disposition générée par ADS de la ligne micro-ruban couplée en parallèle
Les BPF fonctionnent à 5 GHz

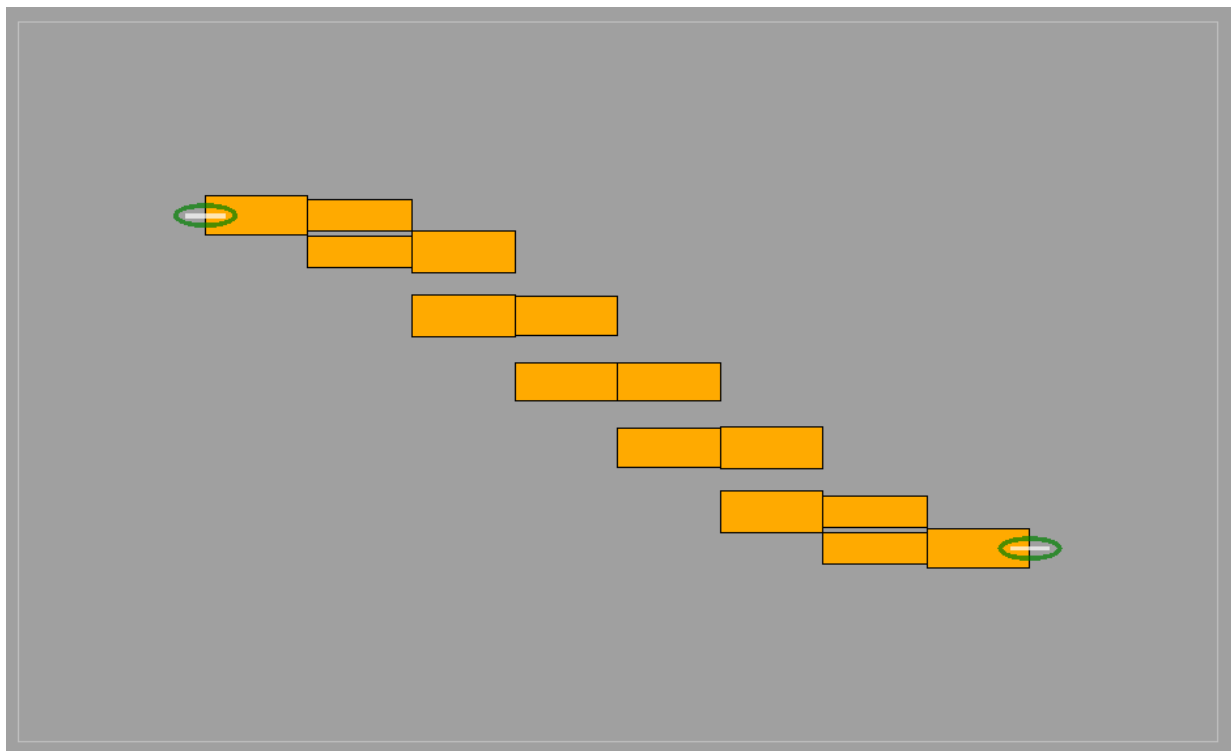
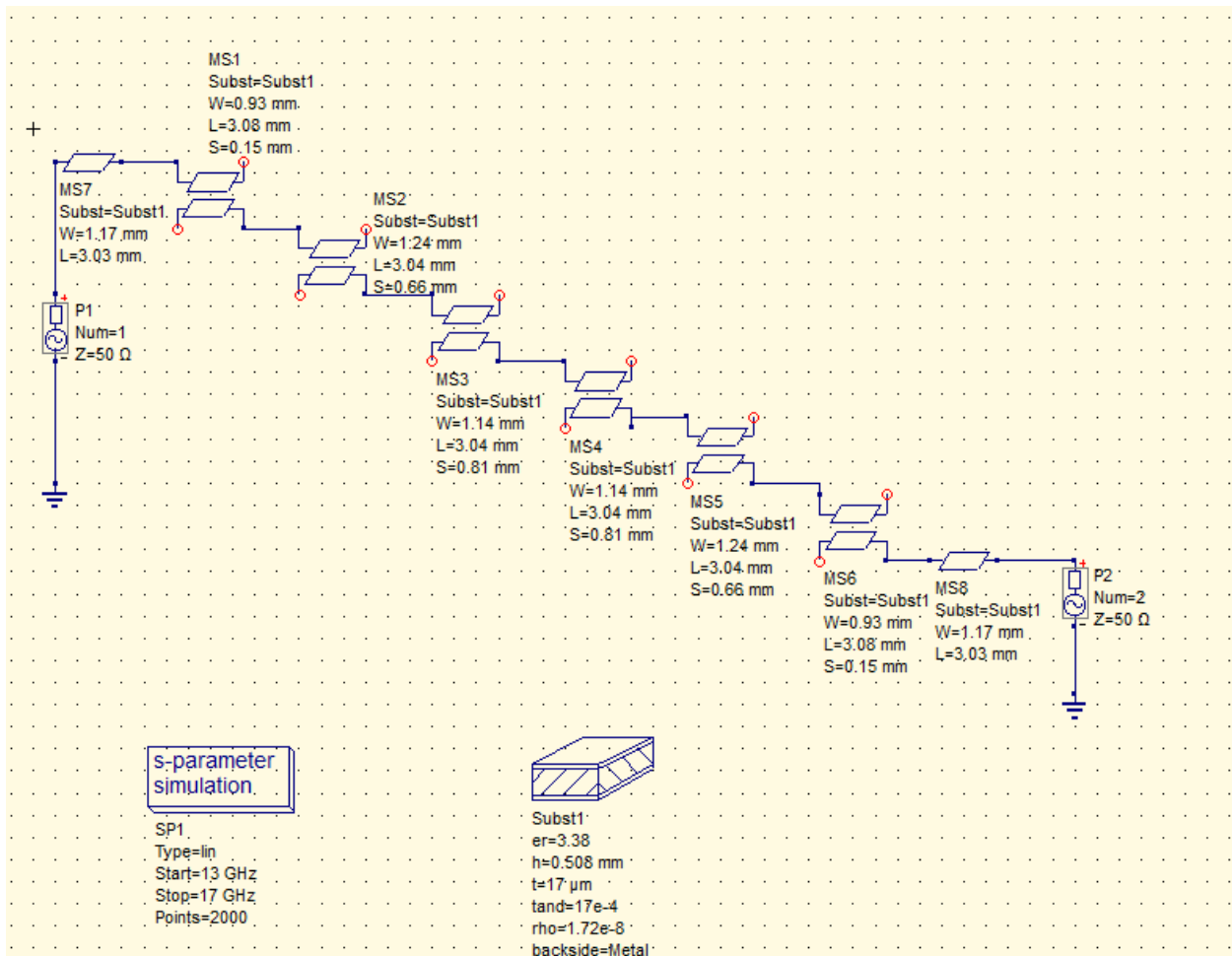


Figure III.3. (b) : Disposition générée par l'ADS de la ligne micro-ruban couplée en parallèle
Les BPF fonctionnent à 15 GHz

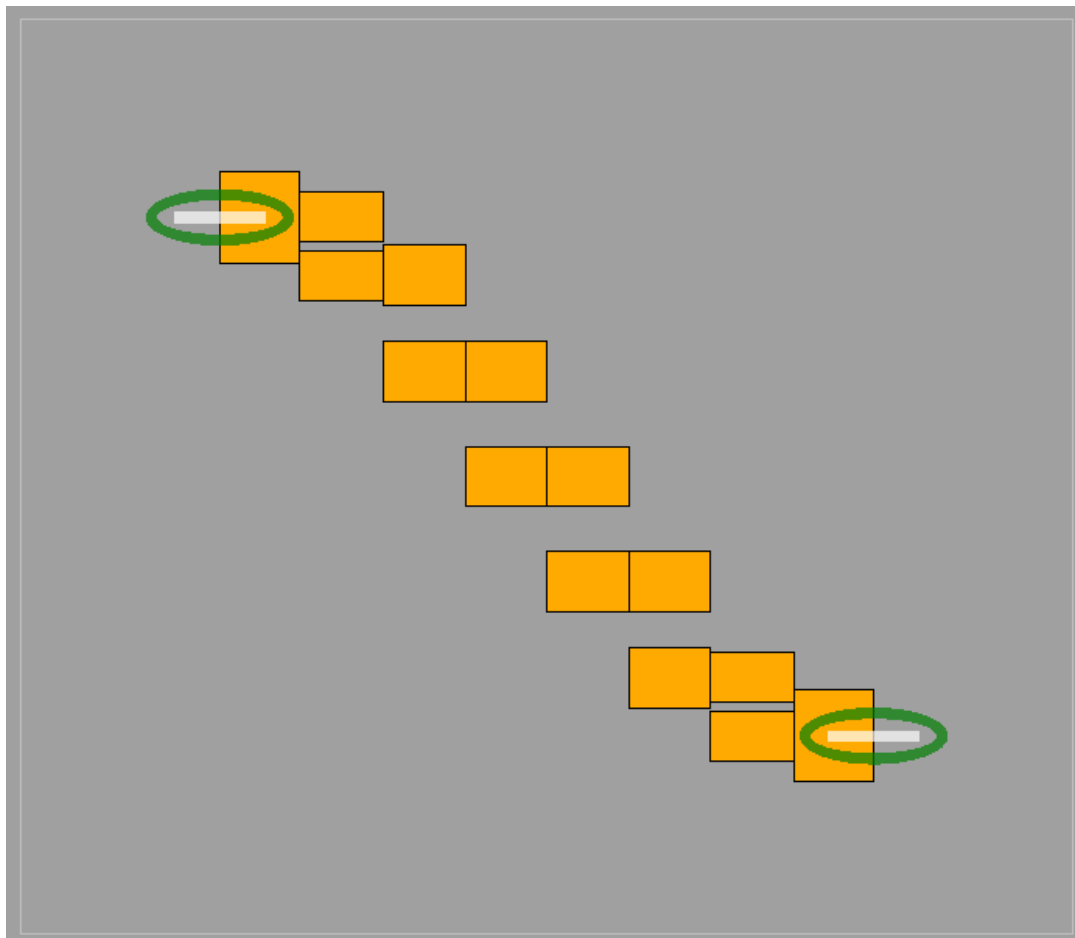
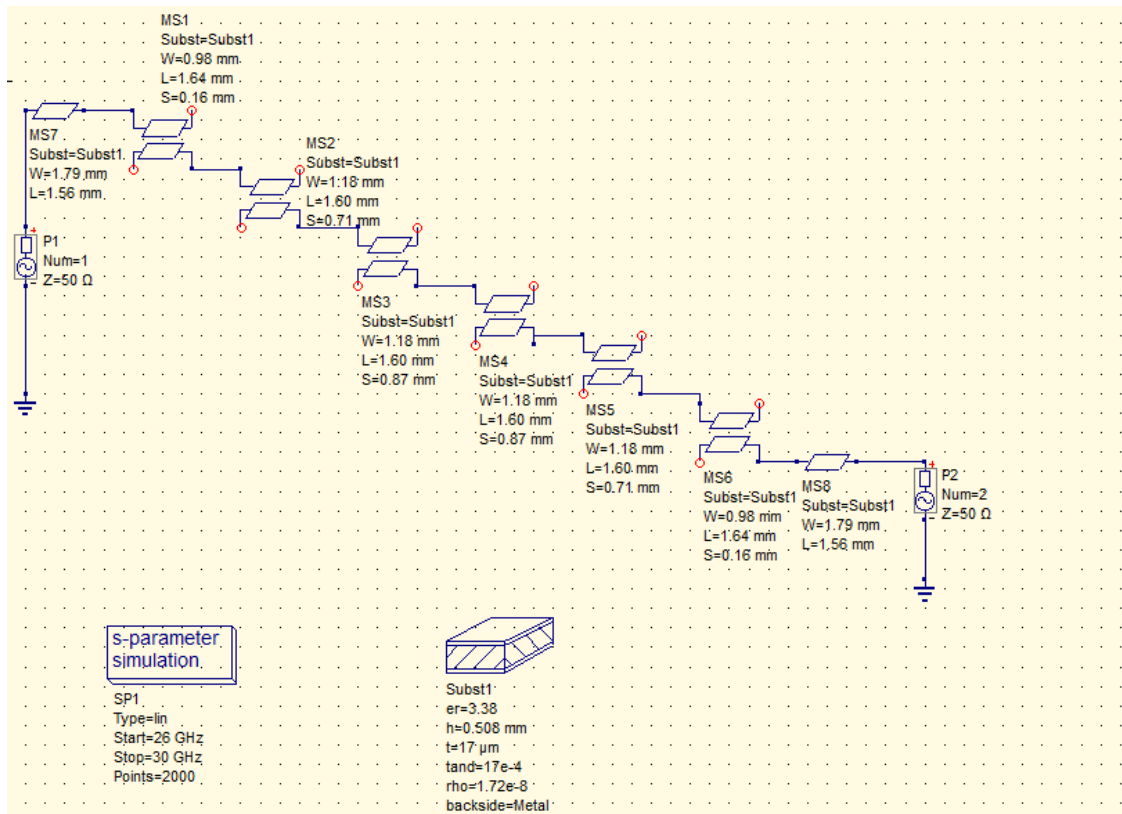


Figure III.3 (c) : Disposition générée par l'ADS de la ligne micro-ruban couplée en parallèle
Les BPF fonctionnent à 28 GHz.

III.3 Résultats et discussion

Les performances des BPF à éléments localisés qui fonctionnent à 5, 15 et 28 GHz sont illustrées aux Figures III.4, III.5 et III.6, respectivement. Les BPF ont des pertes d'insertion d'environ 0 dB sur la bande passante. De plus, les BPF de 5, 15 et 28 GHz ont la fréquence de coupure supérieure et inférieure à -3 dB de 5.25 et 4.75 GHz, 15.75 et 14.25 GHz et 29.4 et 26.6 GHz, respectivement.

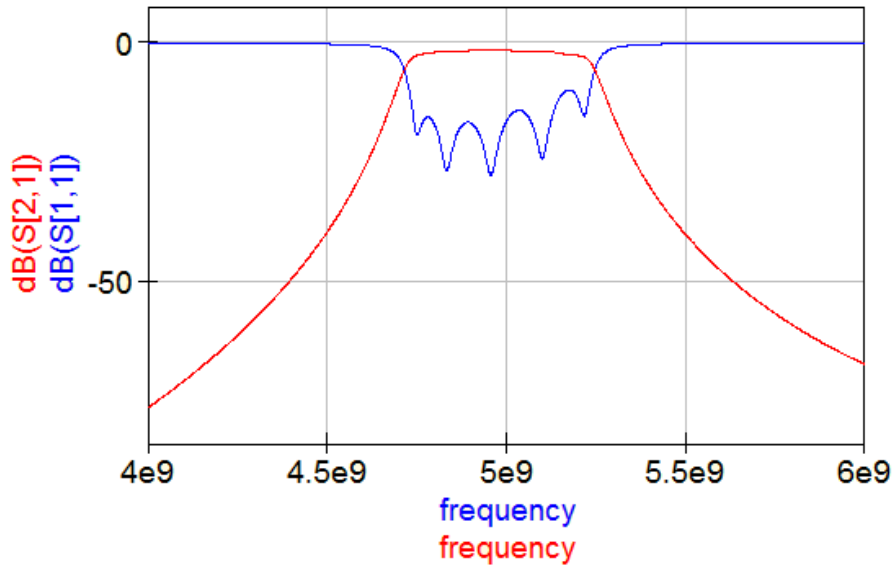


Figure III.4 : Coefficients S_{21} et S_{11} du filtre passe-bande à éléments localisés de 5 GHz

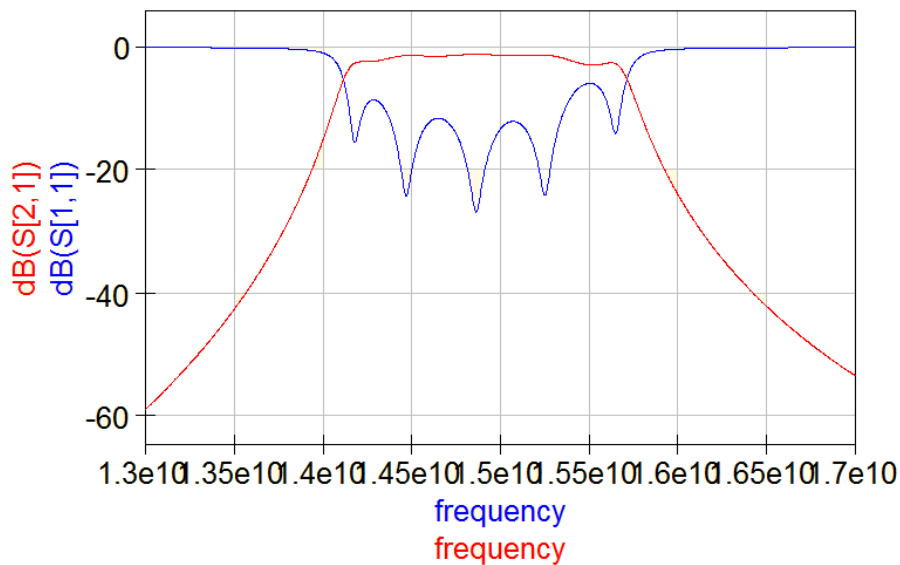


Figure III.5 : Coefficients S_{21} et S_{11} du filtre passe-bande à éléments localisés de 15 GHz

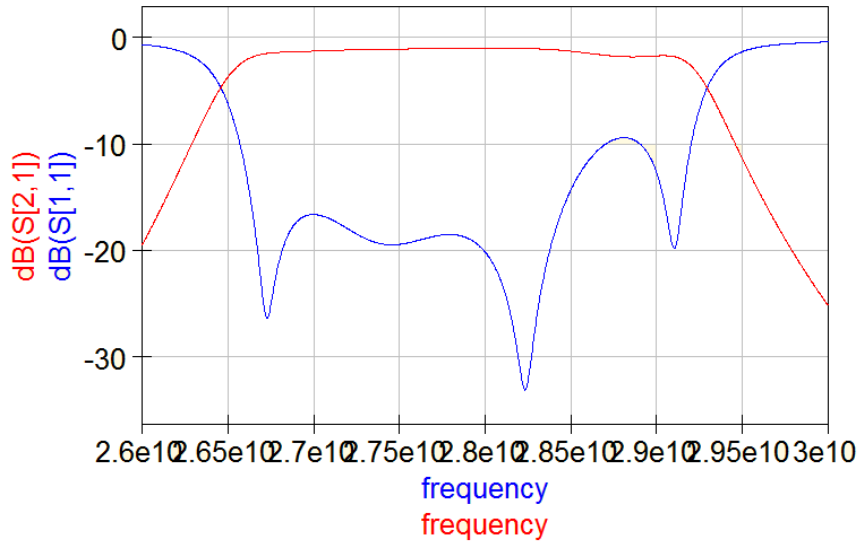


Figure III.6 : Coefficients S21 et S11 du filtre passe-bande à éléments localisés de 28 GHz

La préoccupation suivante est d'évaluer les performances des BPF à lignes micro-ruban couplées en parallèle sur la fréquence désignée. Les performances des BPF à 5, 15 et 28 GHz sont illustrées dans les Figures III.7 à III.9. En se référant à la Figure III.7, la perte d'insertion sur la bande passante est de 1.1 dB représenté par le BPF à 5 GHz, alors que sa bande passante de 3 dB est de 500 MHz (10%) sur 4,76 à 5,26 GHz avec une perte de retour meilleure que 15 dB. Le BPF de 15 GHz a une perte d'insertion de 1,9 dB, comme illustré sur la Figure III.8 Une bande passante de 990 MHz (6,7 %) de 3 dB de 14,26 à 15,25 GHz est démontrée par ce BPF. De plus, il a une perte de retour supérieure à 10 dB. Les performances du BPF à 28 GHz sont illustrées dans la Figure III.9, ce filtre BPF offre une perte d'insertion comparable, qui est d'environ 1,6 dB. Alors que, sa bande passante de 3 dB est légèrement inférieure à 10%, qui couvre 2540 MHz de 26,71 à 29,25 GHz. Au moins 11 dB de perte de retour sont présentés par ce BPF conçu. Ensuite, les performances obtenues du BPF à éléments localisés et du BPF à ligne couplée en parallèle à micro-ruban sont résumées et comparées dans le Tableau III.8.

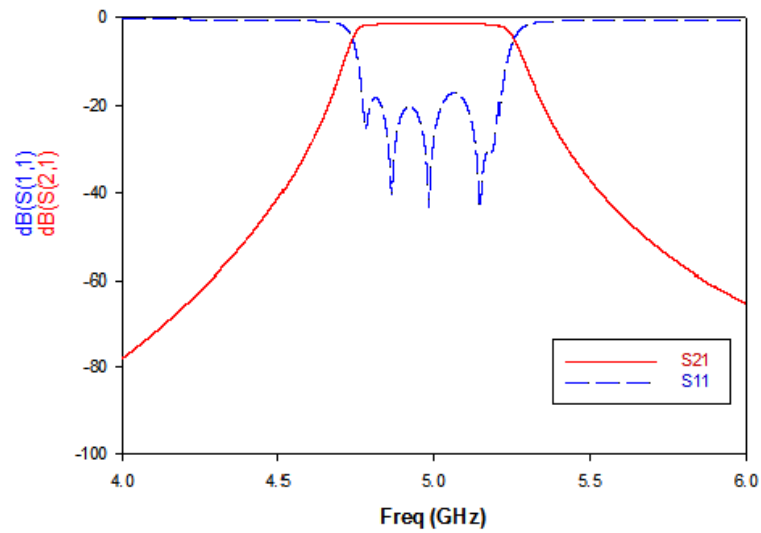


Figure III.7 : Coefficients S_{21} et S_{11} du filtre passe-bande couplé en parallèle de 5 GHz

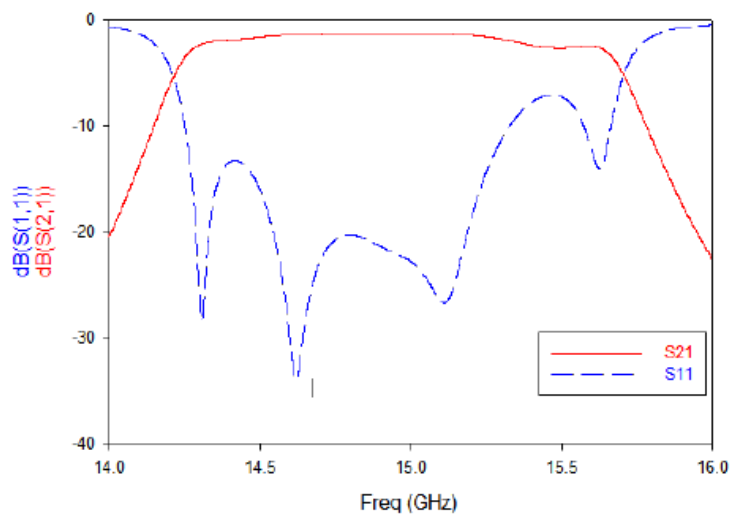


Figure III.8 : Coefficients S_{21} et S_{11} du filtre passe-bande couplé en parallèle de 15 GHz

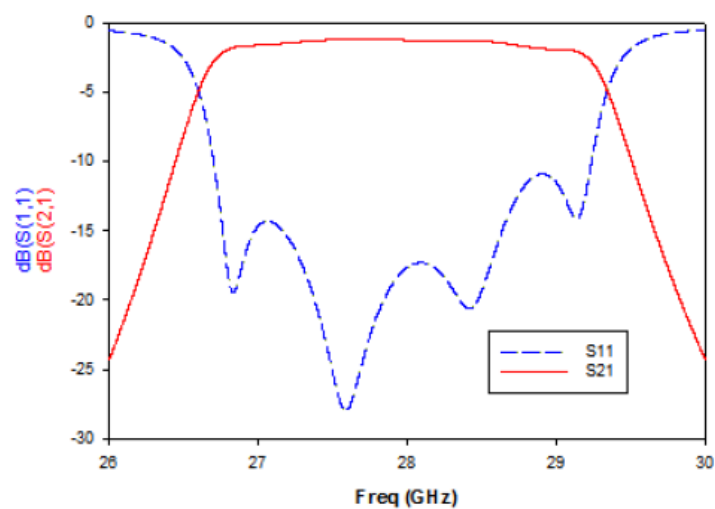


Figure III.9 : Coefficients S_{21} et S_{11} du filtre passe-bande couplé en parallèle de 28 GHz.

Tableau III.8 : Comparaison entre BPF à éléments localisés et BPF à ligne micro-ruban couplé en parallèle

Paramètre	BPF à élément localisés			BPF à couplage parallèle		
	5 Ghz	15 Ghz	28 Ghz	5 Ghz	15 Ghz	28 Ghz
Pertes d'insertion (dB)	0	0	0	1.1	1.9	1.6
Pertes de retour (dB)	10	10	10	15	10	11
3 dB bandwidth	10 %	10 %	10 %	10 %	6.7 %	0.07 %

La comparaison dans le tableau III.8 montre que les BPF à éléments localisés présentent des performances presque idéales avec une perte d'insertion d'environ 0 dB, une bonne perte de retour d'au moins 10 dB et une bande passante de 10 %. En revanche, les BPF à ligne couplée en parallèle ont des performances légèrement dégradées du fait de l'existence de pertes diélectriques et conductrices. Cette dégradation est attendue de la mise en œuvre de la technologie micro-ruban planaire. Ensuite, les BPF de ligne couplée en parallèle à micro-ruban proposés sont comparés aux travaux connexes discutés précédemment, qui sont résumés dans le tableau III.9.

Tableau III.9 : Comparaison avec d'autres travaux signalés précédemment

Reference	f_0 (Ghz)	S11 (dB)	S21 (dB)
[20]	4	≤ -15	-0.92
[22]	2.44	≤ -16.11	-3.1
[23]	1.42	≤ -10	-2.806
[24]	3	≤ -11	-1
[25]	5.12	≤ -7	-4.9
[26]	5.13	≈ -23 a f_0	-1.4
[27]	25	≤ -15	-2
Ce travail	5	≤ -15	-1.1
	15	≤ -10	-1.9
	28	≤ -11	-1.6

III.4 Conclusion

La conception du BPF à ligne micro-ruban couplé en parallèle a été présentée dans ce chapitre, à l'aide du logiciel ADS de Keysight et avec les préoccupations de fréquence de fonctionnement de 5, 15 et 28 GHz. La conception initiale commence par la mise en œuvre d'éléments regroupés, ensuite, la conversion et la conception ont été effectuées en utilisant les structures de lignes couplées en parallèle avec la mise en œuvre du substrat Rogers RO4003C. Les performances sont tout à fait comparables avec une légère dégradation observée à partir des BPF à lignes micro-ruban proposés, en raison des pertes conductrices et diélectriques. Bonnes performances ont été démontrées par les BPF proposés en termes de perte d'insertion, de perte de retour et de bande passante à 3 dB.



Chapitre IV



Optimisation d'un filtre RF reconfigurable

IV.1 Introduction

Après une étude analytique et paramétrique d'un filtre RF de type micro-ruban dans le chapitre précédent, ce qui permet d'avoir une idée sur l'effet des différents paramètres physiques et électriques sur les caractéristiques d'un filtre RF.

Dans ce quatrième et dernier chapitre, On va faire la conception d'un filtre RF reconfigurable en utilisant un simulateur EM connu par CST studio. La première conception sera faite pour un filtre RF avec des cellules de type EBG (*Electromagnetic Band Gap*), ce qui permet de rejeter une bande de fréquence bien déterminée. La deuxième conception concernant des filtre RF avec des structures interdigités avec reconfigurabilité sur une gamme de fréquence allant de 1 à 20 GHz. On mentionne que la reconfigurabilité de ce diviseur est assurée par l'utilisation des diodes PIN idéales.

IV.2 Choix de l'outil de simulation

Il existe un grand nombre des simulateurs électromagnétique consacrés pour la conception des différents circuits microondes passifs et actifs tels que les filtres RF dans notre cas, les coupleurs, et des autres. Parmi ces simulateurs, on peut citer le Comsol, le CST studio, ADS Momentum, le Remcom et le Ansoft HFSS.

Dans ce mémoire, on va concevoir quelques filtres RF reconfigurables avec le CST studio version 2021. Le filtre conçu est dédié aux applications mobiles. Une optimisation robuste sera faite pour aboutir une forme finale de ce filtre de structure interdigitée.

IV.3 Outil de simulation CST

Comme on a mentionné dans le paragraphe précédent que le CST studio était choisi pour une simple raison, présentée dans la robustesse de cet outil dans la conception des circuits micro-ondes (filtre RF imprimée) en 3D au contraire à des autres outils tels que le ADS. Le simulateur CST est un outil spécialisé pour la simulation et la conception électromagnétique en trois dimensions (3D) des composantes hautes fréquences en basant sur la résolution des équations de Maxwell en utilisant la méthode d'intégration finie. Ce logiciel de simulation est très utilisé pour les domaines académiques, industriels et gouvernementaux. L'interface de ce simulateur est illustrée dans la Figure IV.1.

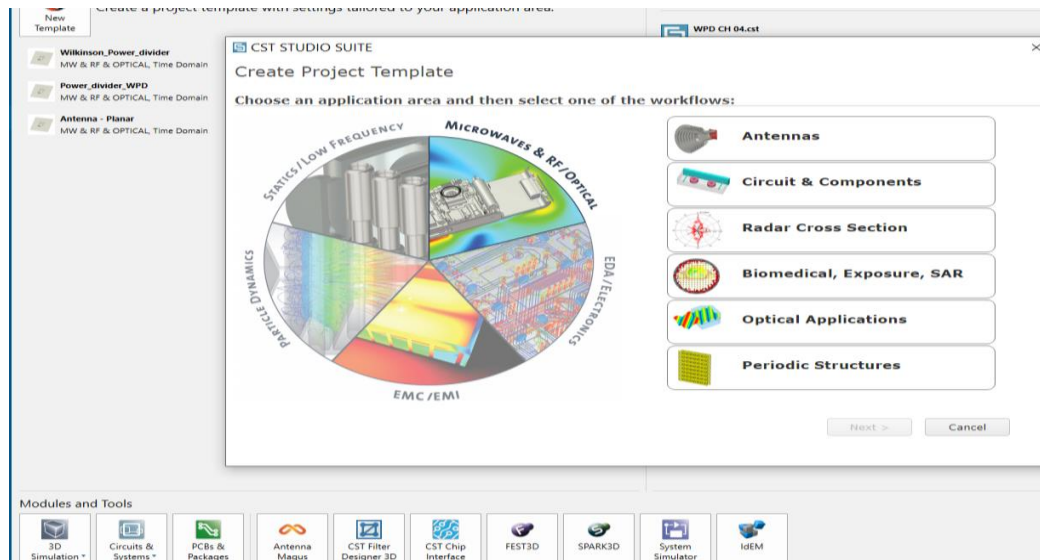


Figure IV.1 : Une interface graphique du simulateur CST studio

Les filtres reconfigurables sont amenés à modifier leurs caractéristiques (fréquence opérationnelle) d'une manière dynamique en utilisant des composants actifs (diode PIN, MEMS, ...). Cependant, cette reconfiguration est limitée par la complexité des composants actifs, la mise en œuvre des circuits d'activation (nécessité des piles), et la difficulté de la conception. Il n'existe pas une méthode précise permettant d'obtenir une configuration de ces diviseurs. Afin de réaliser la reconfigurabilité, on va concevoir un filtre RF conventionnel (sans éléments actifs) puis, on va ajouter des composants actifs et des structures résonantes (des fentes ou des tiges, etc.). Ces ajouts entraînent évidemment des modifications sur la distribution du courant surfacique ce qui altère de leur tour sur les caractéristiques de fonctionnement du filtre.

Notre objectif est de concevoir un filtre RF qui peut fonctionner sur une bande WLAN (à une fréquence de 2.45 GHz). Après la reconfiguration, ce même diviseur peut fonctionner sur une autre bande WLAN (à une fréquence 5.8 GHz). Pour aboutir à cet objectif, on doit optimiser les paramètres de ce filtre. Malgré que l'optimisation ne soit pas un sujet récent, mais elle est très utilisée dans de plusieurs domaines. Dans notre cas, on va utiliser une méthode d'optimisation intégrée dans le CST studio. Cette méthode est présentée dans la méthode des algorithmes génétiques ou GA (*Genetic Algorithm*).

IV.4 Conception d'un filtre RF

La conception (ou le design) d'un filtre RF dans le CST consiste à réaliser nombreuses étapes nécessaires pour concevoir correctement et sans erreurs ce filtre dans sa forme finale.

Initialement, on choisit un filtre RF de forme interdigité avec un plan de masse complet. Le filtre proposé est conçu sur un substrat de faible cout (FR-4 avec pertes) d'une dimension de 62.4×40 mm² (longueur× largeur). Ce substrat présente une permittivité relative $\epsilon_r= 4.3$, avec une perte $\tan \delta$ de 0.025 et une épaisseur h de 1.6 mm. L'épaisseur du cuivre t est approximativement 0.035 mm. Les dimensions du plan de masse sont les mêmes que celles du substrat (longueur×largeur). Le filtre est relié directement à une ligne d'alimentation d'une impédance caractéristique $Z_c=50\Omega$.

Dans la modélisation d'un filtre RF, on va utiliser la constante diélectrique effective comme elle est exprimée par

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \tag{IV.1}$$

Pour avoir une adaptation d'impédance, on doit utiliser le calculateur d'impédance du CST pour le modèle correspond aux antennes alimentées par une ligne d'alimentation. Ce calculateur est basé sur les équations de synthèse de Wheeler. Alors, pour avoir une impédance d'entrée de 50Ω, on doit utiliser une largeur de feeder W_f de 3 mm pour un hauteur du substrat $h=1.6$ mm (voir Figure IV.2).

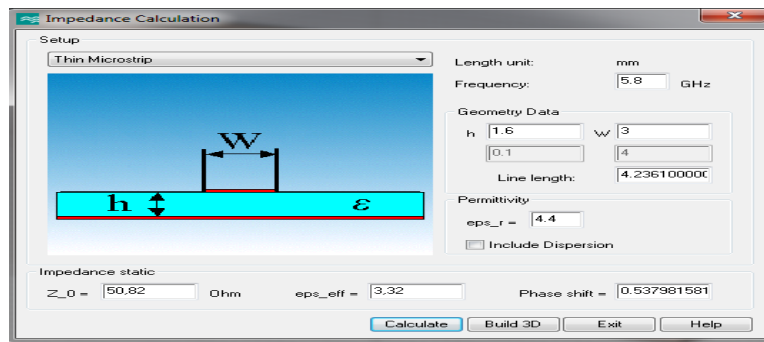


Figure IV.2 : Détermination de l'impédance caractéristique Z_0 pour w et ϵ_e donnée

IV.4.1 La forme proposée

La forme proposée de notre filtre RF, avec une structure interdigitée, présente deux voies adaptées alors que la ligne présente quelques tiges comme illustré dans la figure suivante :



Figure IV.3 : Forme du filtre initial avec des structures interdigitées

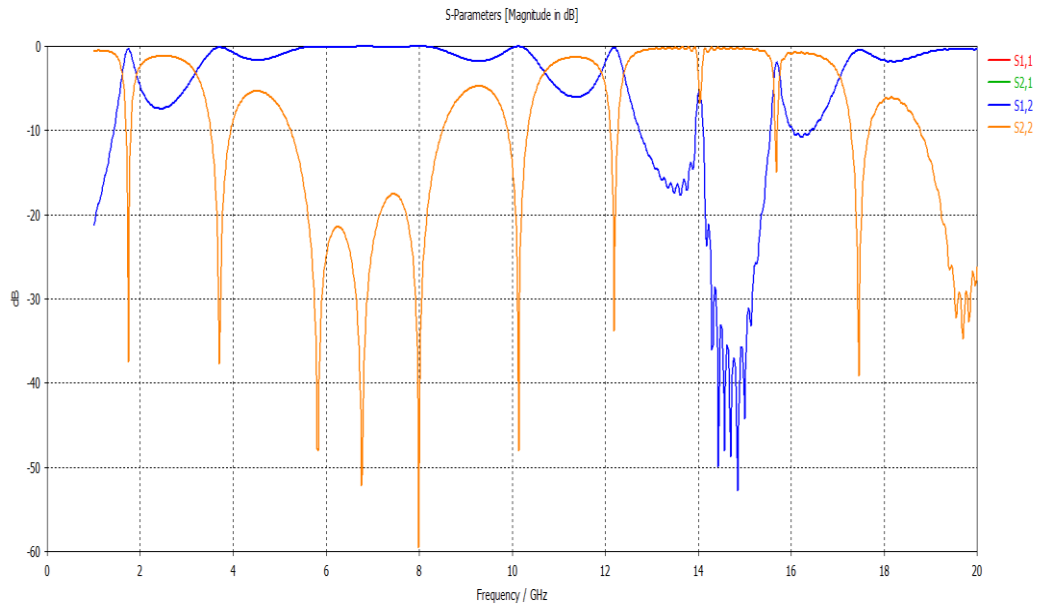


Figure IV.4 : Coefficients de réflexion et de transmission pour le filtre initial montré dans *Figure IV.3*

IV.4.2 La forme proposée avec une seule tige

❖ Modélisation de la diode PIN

La diode PIN a deux états : ON et OFF, comme vous le savez. Pour faciliter notre tâche, on va modéliser l'état ON avec une pièce de métal. Une discontinuité sera utilisée pour modéliser l'état OFF state (sans métal).

Pour rendre le filtre reconfigurable en fréquence, on va placer deux diodes PIN, ce qui permet d'avoir quatre états possibles (ON, OFF), dans la structure.

- **Diode PIN dans l'état ON**

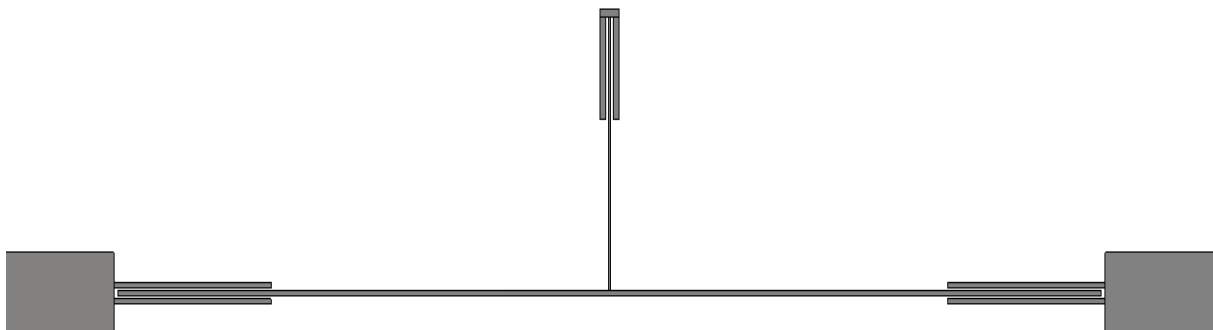


Figure IV.5 : Forme du filtre initial avec une seule tige avec des structures interdigitées

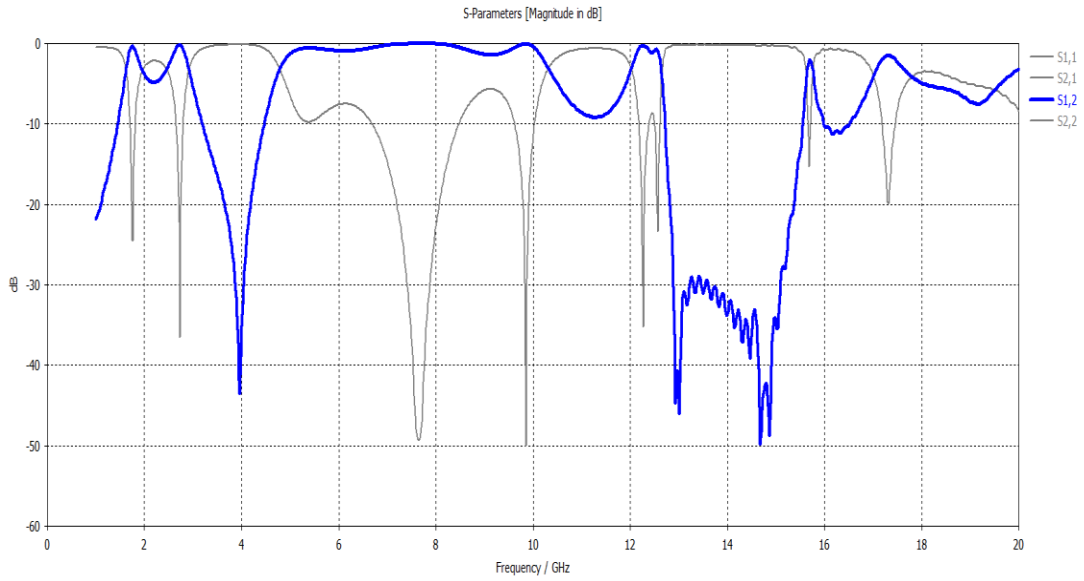


Figure IV.6 : Coefficients de réflexion et de transmission pour le filtre montré dans Figure IV.5

- Diode PIN dans l'état OFF

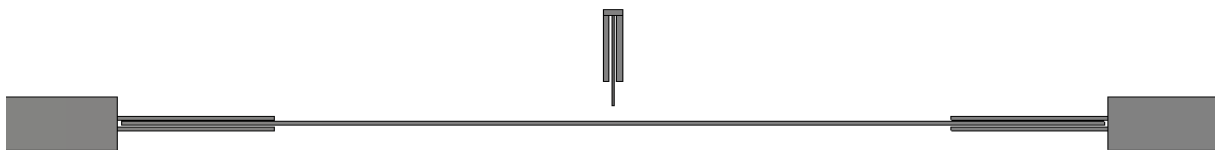


Figure IV.7 : Forme du filtre avec une seule tige avec des structures interdigitées pour l'état OFF

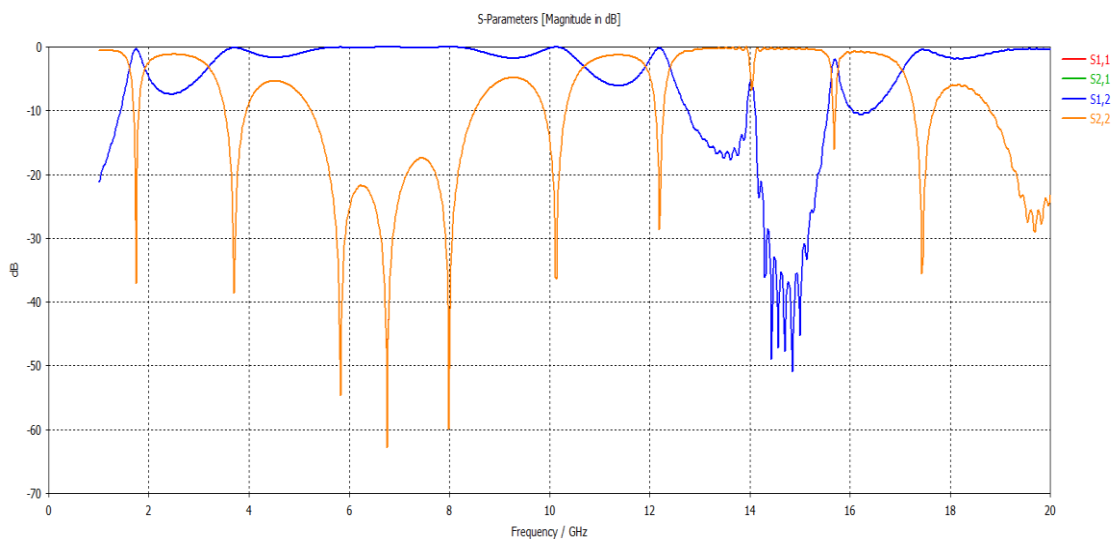


Figure IV.8 : Coefficients de réflexion et de transmission pour le filtre montré dans Figure IV.7 (Etat OFF)

IV.4.3 La forme proposée avec deux tiges

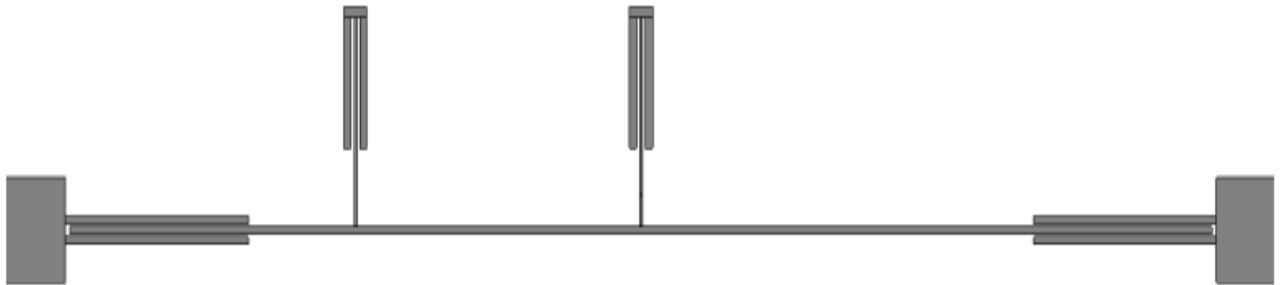


Figure IV.3 : Forme du filtre proposé en deux tiges et avec des structures interdigitées

Les différentes dimensions sont tabulées dans le tableau suivant

Tableau IV.1 : Dimensions du filtre RF proposé en Figure IV.9

Paramètre	L_{gn} d	W_{gnd}	h	L_f	W_f	$S1$	$L1$	WL 1	L_{str} p	W_{str} p	L_{slo} t	$L3$	$W3$	$L4$	L_p
Valeur(m m)	62. 4	40	1.0 2	6	3	0.2	50	0.2	8	0.2	20	3.75	0.3	6	1

IV.5 Résultats de simulation du filtre RF avec deux tiges

IV.5.1 Selon l'état des diodes sur les deux tiges

Pour lancer la simulation, on va utiliser deux diodes, ce permet de donner quatre états possibles (ON-ON, OFF-OFF, OFF-ON, ON-OFF)

Les deux diodes (modèles) sont places dans les débuts des tiges le long de la ligne de transmission, ce qui permet d'avoir une reconfigurabilité en fréquence de notre filtre.

❖ Etat 1 : ON-ON

Dans ce cas, les deux diodes sont modélisées par une continuité (avec métal) dans les deux tiges du filtre RF,

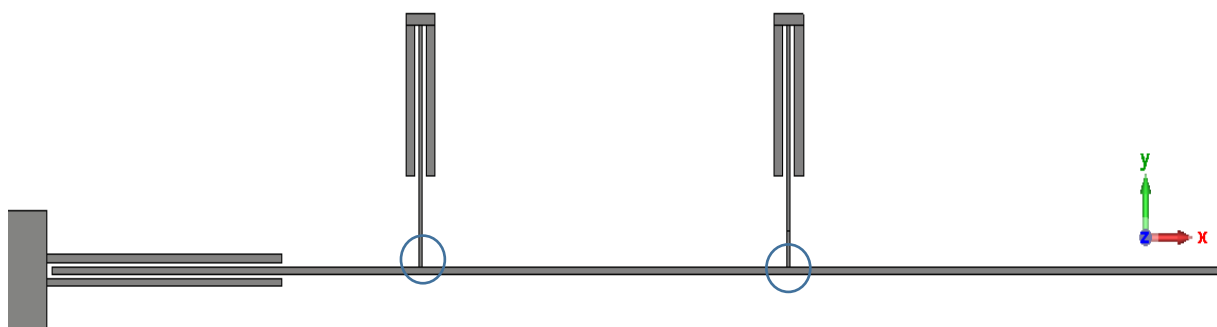


Figure IV.10 : Forme du filtre proposé pour les diodes en état ON-ON

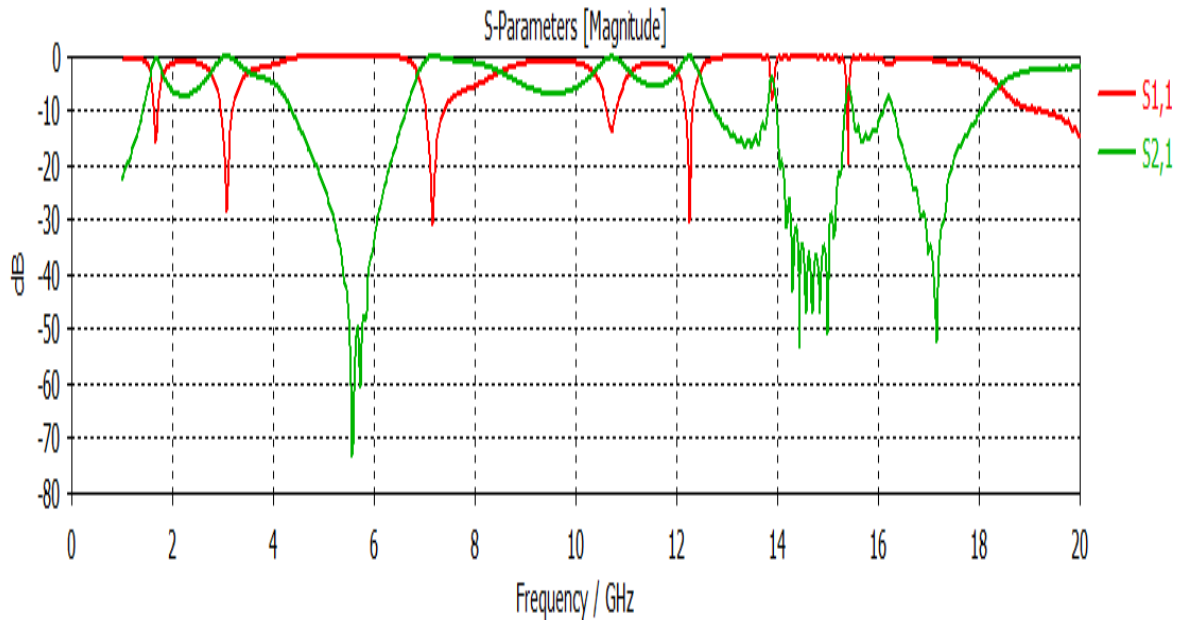


Figure IV.11 : Coefficients de réflexion et de transmission pour le filtre proposé pour les diodes en état ON-ON

Dans ce cas, le filtre présente une coupure de bande pour la bande WLAN 2 (5.8 GHz) ; l'atténuation atteint une valeur très profonde (-70 dB). Dans un autre côté, ce filtre présente une bande passante dans la bande WLAN 1 (2.4 GHz).

❖ **Etat 2 : ON-OFF**

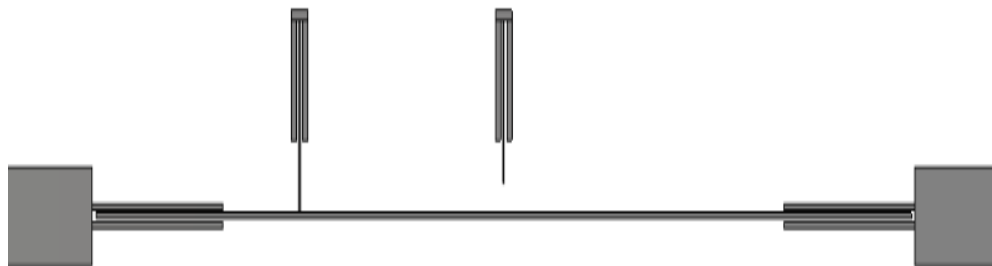


Figure IV.12 : Forme du filtre proposé pour les diodes en état ON-OFF

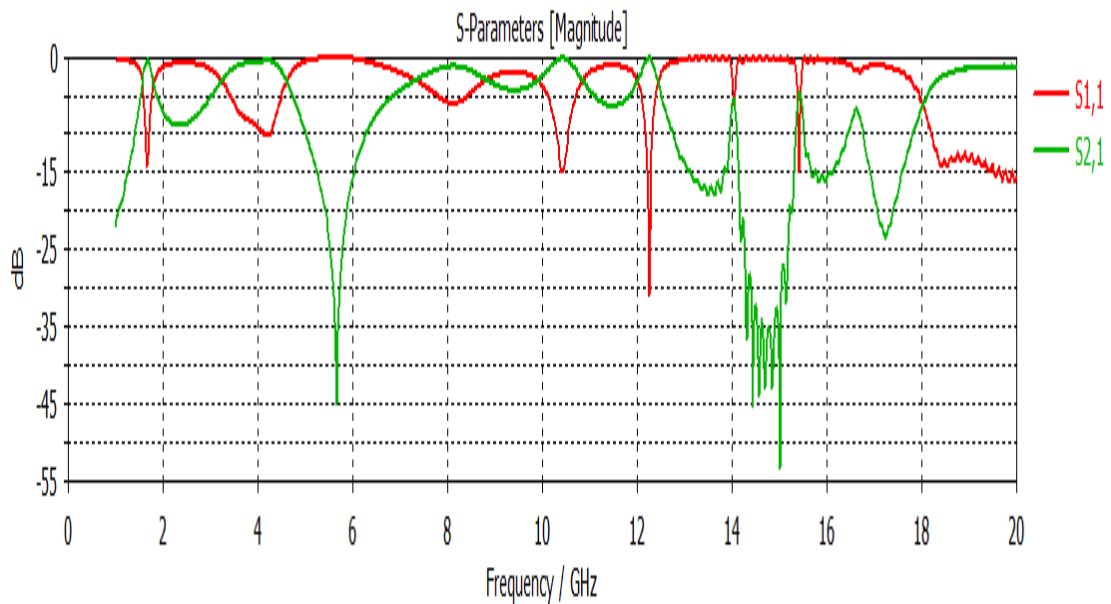


Figure IV.13 : Coefficients de réflexion et de transmission pour le filtre proposé pour les diodes en état ON-OFF

Dans ce cas, le filtre présente une rejection de la bande WLAN 2 (5.8 GHz) avec une grande précision ; De même, ce filtre présente une bande passante très large (>11 GHz) dans l'intervalle (1-12 GHz). On mentionne que la bande 15 GHz est toujours rejetée.

❖ Etat 3 : OFF-ON

On note que ce cas est similaire le cas précédent (ON-OFF).

❖ Etat 4 : OFF-OFF

Dans ce cas, les deux diodes sont modélisées par une discontinuité (sans métal) dans les deux tiges du filtre RF.

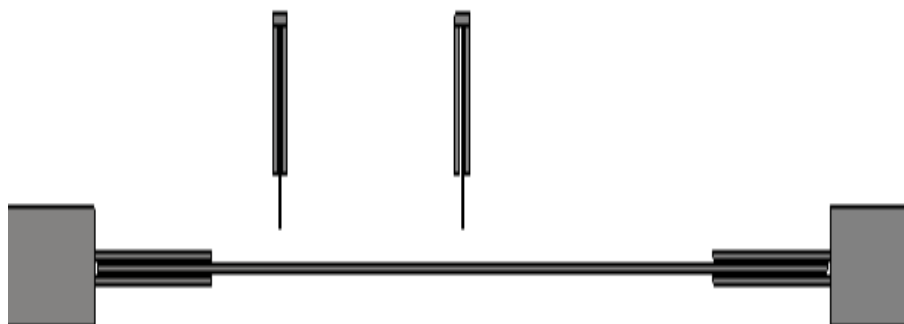


Figure IV.14 : Forme du filtre proposé pour les diodes en état OFF-OFF

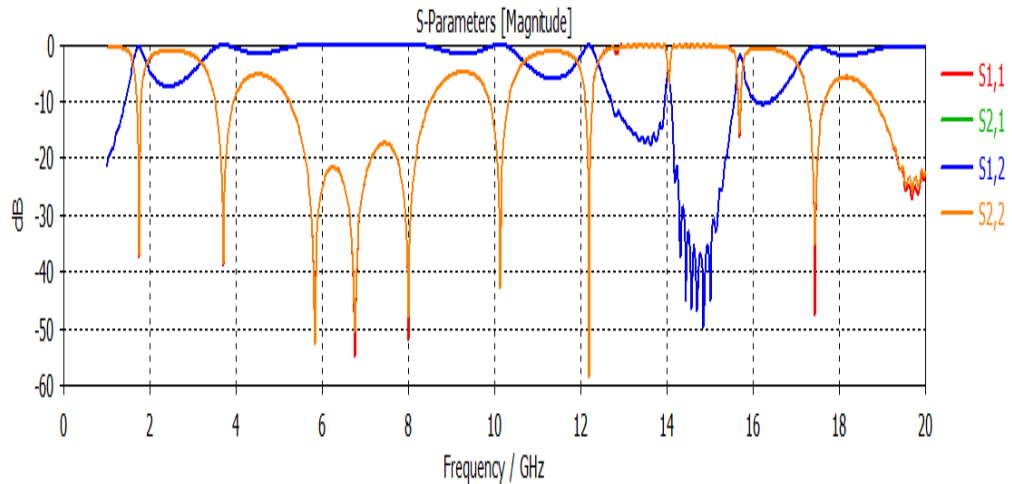


Figure IV.15 : Coefficients de réflexion et de transmission pour le filtre proposé pour les diodes en état OFF-OFF.

On peut constater à partir des résultats montrés dans la Figure IV.15 que, le filtre RF dans l'état OFF-OFF fonctionne d'une manière similaire que celle du cas simple (sans tiges : voir Figure IV.4 et Figure IV.8). Le filtre présente une large bande allant de 1.6 GHz à 10.7 GHz.

IV.5.2 Selon la longueur des deux tiges

On suppose que les deux tiges sont identiques avec même longueur L_4 . Dans cette partie, on va varier la longueur de la tige, afin de voir son effet sur l'emplacement de la bande rejetée. Maintenant, on va varier la longueur de la tige (L_4) de 4 mm jusqu'à 10 mm avec un pas de 3 mm.

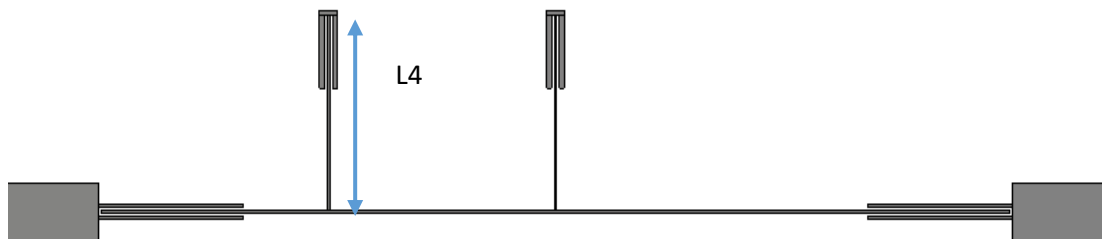


Figure IV.16 : Forme du filtre proposé pour les diodes en état ON-ON pour une valeur L_4 variable

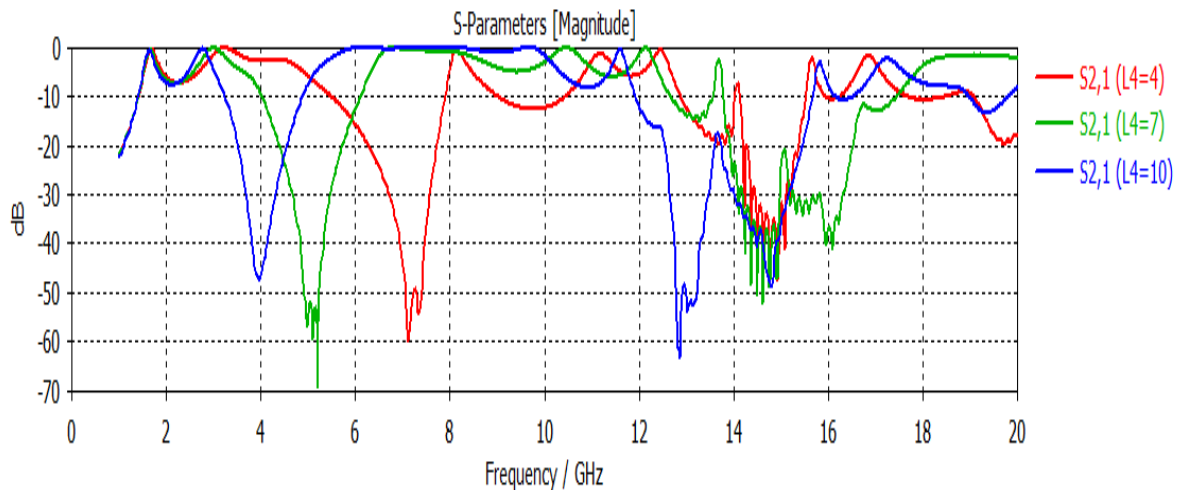
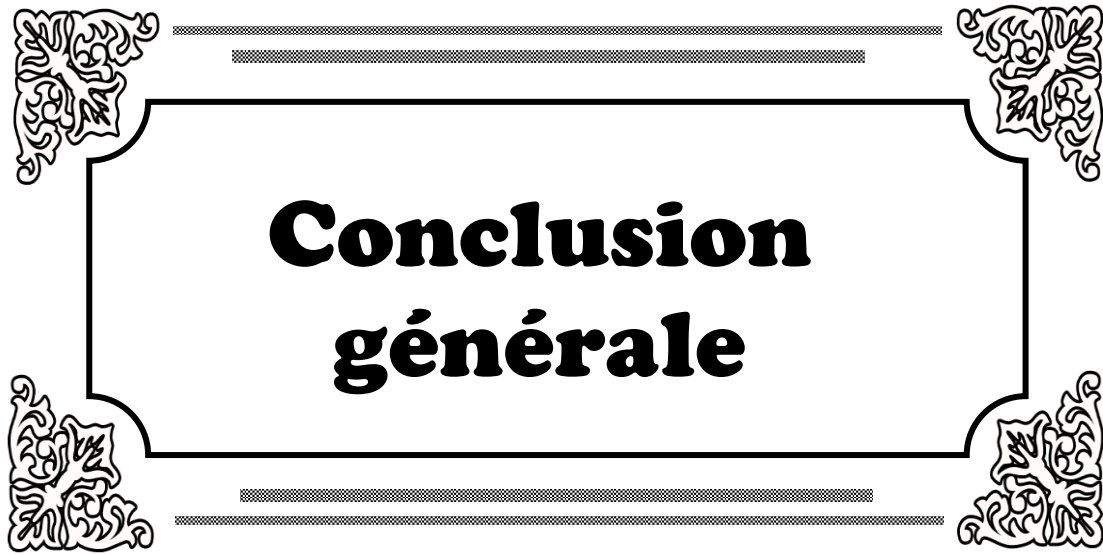


Figure IV.17 : Coefficients de réflexion et de transmission pour le filtre proposé pour les diodes en état ON-ON pour différentes longueurs L_4 .

D'après cette étude paramétrique simple, Dans la figure IV.13, on présente les coefficients de transmission S_{21} entre les deux ports. A partir de ces courbes de coefficient de transmission, on voit que l'augmentation dans la valeur de L_4 altère sur la position de la bande rejetée, c'est-à-dire, la longueur L_4 est inversement proportionnel à la bande rejetée.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, On a conçu un filtre RF à large bande ULB avec une bande rejetée, avec une largeur de bande plus que 11 GHz, soit un rapport de 161% (entre 1.4 et 12.8 GHz). On introduit la reconfigurabilité au filtre en utilisant la modélisation idéale d'une diode PIN. Ce filtre RF reconfigurable présente la possibilité de rejeter une bande radio WLAN 2 (5.8 GHz) avec une grande précision.



**Conclusion
générale**



Conclusion générale

Conclusion générale

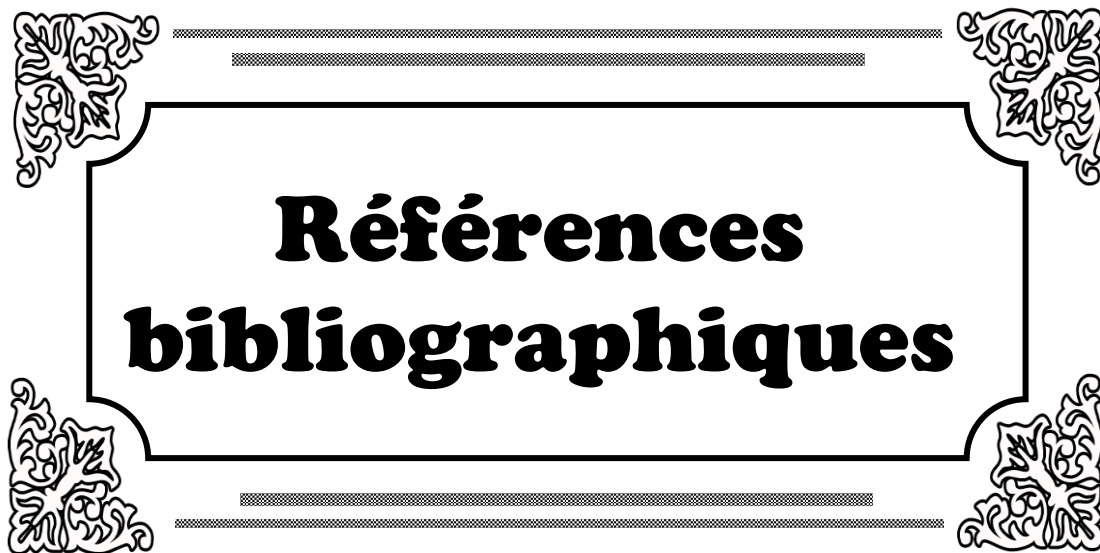
Dans ce travail, l'étude vise à concevoir un filtre RF reconfigurable en utilisant le simulateur CST Studio. Pour atteindre à notre objectif, on a fait une étude paramétrique d'un filtre RF micro-ruban en utilisant le simulateur ADS Momentum. Le filtre RF est conçu pour les applications mobiles.

Nous avons commencé par positionner le travail envisagé en exposant l'essentiel des notions théoriques concernant les différents types de filtre RF imprimés pour les applications dans le domaine des communications sans fil et WLAN, puis nous avons présenté un état de l'art sur les filtres RF reconfigurables. Ensuite, Nous avons effectué une recherche exhaustive sur les parties théoriques et appliquées de certains filtre RF reconfigurables, en plus de leurs applications.

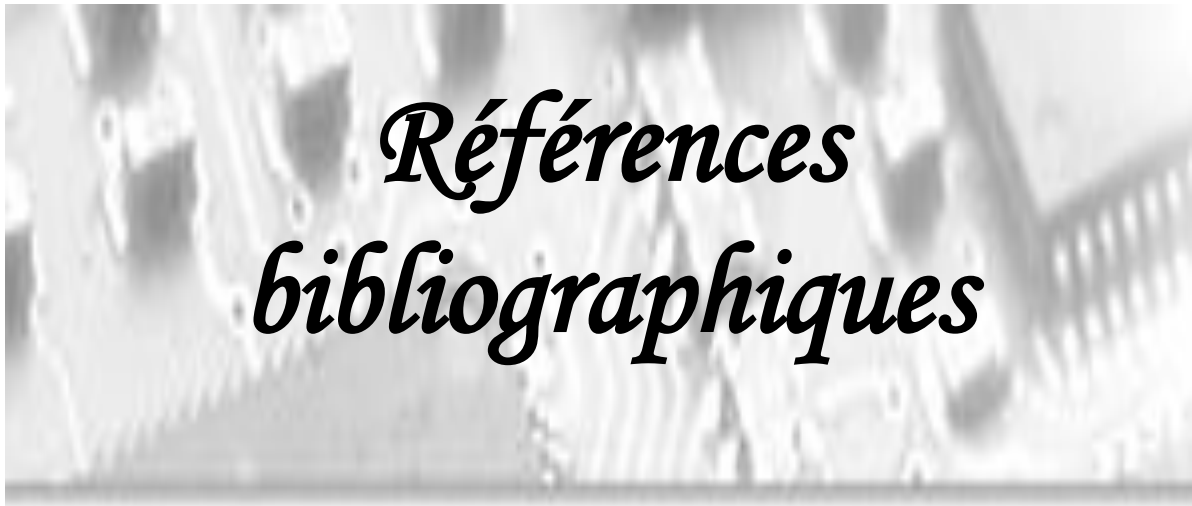
Dans la partie de simulation de troisième et quatrième chapitre, nous avons effectué une étude paramétrique d'un filtre RF imprimé qui nous a montré l'effet de différentes dimensions physiques d'un filtre sur ses caractéristiques importantes en termes de coefficient de réflexion dans chaque port, le coefficient de transmission entre les ports d'entrée et de sortie et des autres caractéristiques.

Dans la partie d'optimisation avec l'algorithme intégré dans le simulateur CST, nous avons utilisé plusieurs étapes importantes du programme de simulation : *identification des paramètres à varier, la gamme de variation, méthode d'optimisation choisie et les objectifs*. Le filtre RF conçu fonctionne dans deux bandes de fréquences correspondants aux applications WLAN (Bi-bande : WLAN_1 et 2 ($f_1=2.45\text{GHz}$ et $f_2= 5.8 \text{ GHz}$)).

Comme perspectives pour les travaux au futur, nous avons proposé de concevoir un filtre RF miniaturisé tout en gardant ces performances acceptables (adaptation, transmission).



**Références
bibliographiques**



*Références
bibliographiques*

Références bibliographiques

- [1] V. Crnojevic et Bengin, "Advances in Multi-Band Microstrip Filters" University Printing House, Cambridge CB2 8BS, United Kingdom – 2015.
- [2] H. Barkat et A. Gasmi, "Etude et conception d'un filtre radiofréquence en utilisant la technologie micro-ruban ", Université de M'sila, 2019.
- [3] Yann Clavet, "Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications", Université de Bretagne Occidentale, 2006.
- [4] S. Seghier, "Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications", Université de Tlemcen, 2013
- [5] K. Bencherif, "Caractérisation des filtres micro-ruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses" Université de Batna ,2015
- [6] S. Dadamoussa et S. Makhloufi, "Analyse et conception des filtres passe-bande micro-ruban pour les applications ULB", Université de Ouargla, 2018
- [7] J. H. Hong and M. J. Lancaster, "*Microwave filters for RF –Microwave applications*", K. Chang, Ed. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [8] Site web: "<https://www.utmel.com/blog/categories/filters/classification-and-characteristics-of-microwave-filter>". Date de visite Sep. 2022
- [9] L. Thepaut, "Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence", Université de Bretagne Occidentale, 2017
- [10] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour, "*Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Application*", 2nd ed. Hoboken: Wiley, 2018. DOI: 10.1002/9781119292371
- [11] J. S. Hong, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", 2nd ed. New York: Wiley; 2011. DOI: 10.1002/9780470937297

- [12] G. Matthaei, E. Jones, L. Young, "*Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*", Norwood: Artech House, 1980
- [13] T. H. Lee, J. J. Laurin, K. Wu, "Reconfigurable filter for bandpass-to-absorptive bandstop responses", *IEEE Access*. 2020, 8:6484-6495. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2963710
- [14] T. Yang, G. M. Rebeiz, "Bandpass-to-bandstop reconfigurable tunable filters with frequency and bandwidth controls", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technology*. 2017, 65:2288-2297. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2679182
- [15] S. Moon, H. H. Sigmarsson, H. Joshi, W. J. Chappell, " Substrate integrated evanescent mode cavity filter with a 3.5 to 1 tuning ratio", *IEEE Microwave Wireless Components Letters*. 2010; 20:450-452. DOI: 10.1109/LMWC.2010.2050680
- [16] B. Lee, S. Nam, T. H. Lee, C. S. Ahn, J. Lee, "Single-filter structure with tunable operating frequency in noncontiguous bands", *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. 2017; 7:98-105. DOI: 10.1109/TCPMT.2016.2623804
- [17] T. H. Lee, J. J. Laurin, K. Wu, "A wideband frequency-tuning method using magnetically actuated mechanical tuning of a SIW resonator. In: *Proceedings of the IEEE International Microwave Conference (IMS 2019)*; 1-7 June 2019; Boston, MA: IEEE; 2019. pp. 1-4
- [18] M. D. Hickie, D. A. Peroulis, "widely-tunable substrate-integrated balun filter", In: *Proceedings of the IEEE International Microwave Conference (IMS 2017)*; 4-9 June 2017; Honolulu, HI: IEEE; 2017. pp. 1-4
- [19] The Office of Communications (OFCOM), *Spectrum above 6 GHz for future mobile communications*, 2015.
- [20] J. S. Jeon, S. T. Kang and H. S. Kim, "GA-optimized compact broadband CRLH band-pass filter using stub-inserted interdigital coupled lines," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 15, no. 1, pp. 31-36, 2015.
- [21] C. X. Wang, F. Haider, X. Gao, X. H. You, Y. Yang, D. Yuan, H. Aggoune, H. Haas, S. Fletcher and E. Hepsaydir, "Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp.122-130, 2014.

- [22] S. Srivastava, R. K. Manjunath and P. Shanthi, "Design, simulation and fabrication of a microstrip bandpass filter", *International Journal of Science and Engineering Applications*, vol. 3, no. 5, 2014.
- [23] J. Rajendran, R. Peter, and K. P. Soman, "Design and optimization of band pass filter for software defined radio telescope", *International Journal of Information and Electronics Engineering*, vol. 2, no. 4, pp. 694-651, 2012.
- [24] H. N. Shaman, "New S-band bandpass filter (BPF) with wideband passband for wireless communication systems", *IEEE Microw. Compon. Lett.*, vo. 22, no. 5 pp. 242-244, 2012.
- [25] M. R. Saad, Z. Ambak, R. Alias and A. Ibrahim, "Designing 5 GHz microstrip coupled line bandpass filter using LTCC technology", in *Proc. IEEE International Conference on Electronic Design*, 2008.
- [26] R. K. Maharjan, and N. Y. Kim. "Microstrip bandpass filters using window hairpin resonator and T-feeder coupling lines," *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol 39, no. 5, pp. 3989-3997, 2014.
- [27] P. Cai, Z. Ma, X. Guan, Y. Kobayashi, T. Anada and G. Hagiwara, "Compact millimeter-wave ultra-wideband bandpass filter using dual-mode ring resonator and multiple-mode parallel-coupled line structure", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006.

الملخص

من أجل مواكبة متطلبات الأنظمة الخلوية الحديثة المشار إليها في الحاجة إلى دعم تطبيقات المجال الواسع، تعتبر المرشحات من أكثر العناصر التي تشهد تقدماً استثنائياً واهتماماً متزايداً في الوقت الحالي. نتيجة لذلك، ظهرت مرشحات تدعم نطاق تردد واسع وكذا إعاقة بعض الترددات بعينها خلال هذا العمل، طورنا مرشحا قابلاً لإعادة التكوين من انطلاقا من هيكل انترديجيت البسيط وهذا باستخدام دراسة بارامترية متعمقة سمحت لنا بالحصول على فكرة رائعة عن تأثير كل معلمة على خصائص المرشح مثل معامل الانعكاس ومعامل البث وعرض النطاق الترددي. تم تصميم المرشح القابل لإعادة التشكيل بخط بسيط يتخلله عصيتين على الجانب كما تم استخدام اثنتين من صمامات PIN في بداية كل عصا. للحصول على الشكل النهائي للمرشح، تم إعادة التكوين باستعمال عملية التحسين باستخدام الخوارزمية الجينية المدمجة في برنامج المحاكاة CST

الكلمات المفتاحية: مرشح قابل لإعادة التشكيل ، هيكل انترديجيت ، صمام بين، مرشح راديوي،

Abstract

In order to stay up with the requirements of modern cellular systems indicated in the need to support wide-field applications, RF filters are regarded the most sectors that are witnessing extraordinary progress and increasing attention in the current moment. As a result, ultra-wide band filters with some notched bands at a given frequency, have emerged.

In this work, we developed a reconfigurable RF filter from of a simple transmission line and interdigit form with two stubs. The final form of the designed filter is achieved using a deep parametric study that allow us to have a good idea about the effect of each parameter on the filter characteristics such as reflection coefficient, transmission coefficient, and bandwidth. The reconfigurable filter was designed with two stubs in one side of the transmission line. For the reconfigurability, Two PIN-diodes are used between the stubs and the feed line. an optimization process was run using the integrated genetic algorithm in the CST software.