



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Une nouvelle antenne-filtre compacte
pour les systèmes de communication
sans fil modernes**

Réalisées par : - M AYADI Hichem

- M TABTI M^{ed} Islam

Devant Le Jury :

Président:

Dr. HASSAD Mourad

Rapporteur:

Pr. BEDRA Sami

Examineur:

Dr. FRIHA Souad

Promotion 2021/2022

Dédicaces

A mes parents.

A toute ma famille.

A tous mes professeurs.

A tous mes amis.

Je dédie ce mémoire.

Hichem & Islam

Remerciements

Avant tout. Je tiens à remercier le ALLAH, qui m'a donné le courage et la patience pour arriver au bout de mes études.

A travers ce modeste travail, je remercie mon encadreur Pr : Sami BEDRA, pour leur encadrement pendant celui-ci.

Pour l'intéressante documentation qu'ils ont mise à ma disposition, pour leurs conseils précieux durant cette étude et réalisation de ce mémoire.

Mes remerciements les plus vifs s'adressent aussi à monsieur le président et les membres du jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce travail.

J'exprime également ma gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à ma formation.

Sans omettre bien sûr de remercier profondément à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

Table des Matières

Table des Matières

Dédicaces	i
Remerciements	ii
Table des Matières	iii
Introduction Générale	2

Chapitre I

Les Résonateurs Microrubans

I.1. Introduction	6
I.2. Définition d'une antenne microruban	6
I. 3. Description d'une antenne microruban	8
I. 4. Structure d'une antenne microruban	9
I. 4.1. L'élément rayonnant (patch)	10
I. 4.1.1. <i>Choix de la géométrie et du matériau de l'élément rayonnant</i>	10
I. 4.2. Substrat	10
I. 4.2.1. <i>Choix du Substrat</i>	10
I. 4.3. Plan de masse	11
I. 5. Alimentation des antennes microrubans	11
I. 5.1 Alimentation par ligne microruban.....	11

I.	5.2 Alimentation par une sonde coaxiale.....	13
I.	5.3 Alimentation couplée par fente	14
I.	5.4 Alimentation couplée par proximité.....	15
I.	6. Méthodes d'analyse des antennes microrubans	16
I.	6.1. Méthodes Analytiques	16
I.	6.1.1. <i>Le modèle de la ligne de transmission</i>	17
I.	6.1.2. <i>Le modèle de la cavité</i>	17
I.	6.2. Méthode d'analyse rigoureuses (Full-wave analysis)	17
I.	6.2.1. <i>La méthode des moments</i>	17
I.	6.2.2. <i>La méthode d'analyse spectrale</i>	18
I.	7. Les avantages et les inconvénients des antennes microrubans	18
I.	8. Applications	19
I.	9. Conclusion.....	20
I.	10. Références bibliographiques	20

Chapitre II

Les Résonateurs Microrubans

II.1.	Introduction.....	23
II.2.	Définition d'un filtre	23

II.3. Classification des filtres	24
II.3.1. Les filtres passe-bas	24
II.3.2. Les filtres passe-haut.....	25
II.3.3. Les filtres passe-bande	25
<i>II.3.3. 1. Caractéristiques des filtres passe-bande</i>	26
II.3.4. Les filtres coupe-bande	26
II.4. Notions de gain et fonction de filtrage.....	26
II.4.1. Gaine d'insertion.....	26
II.4.2. Fonction de transfert	28
II.4.3. Pôles et zéro	29
II.5. Matrice [S] du quadripôle	30
II.6. La réponse de filtre	32
II.7. Rôle des filtres	32
II.8. Catégorie des filtres	33
II.8.1. Les filtres passifs	33
II.8.2. Les filtres actifs.....	34
II.9. Généralités sur les filtres passe bande	34
II.9.1. Expressions utilisées dans les filtres	35
II.9.2. Facteur de qualité chargé	37
II.9.3. Facteur de qualité externe	38
II.9.4. Facteur de qualité non chargé	38
II.10. Les technologies planaires	39
II.10.1. Technologie microruban	39
II.10.2. Technologie coplanaire.....	41

II. 10.3. Technologie triplaque	41
II.11. Approximations	42
II.11.1. Approximation de Butterworth	42
II.11.2. Approximation de Tchebychev	43
II.12. Conclusion	45
II.13. Références Bibliographiques	45

Chapitre III

Conception d'une Antenne Compacte

III.1. Introduction	49
III.2. Discussions des résultats numériques.....	50
III.2.1. Etude paramétrique d'une antenne compacte	50
III.2.1.1. Coefficient de réflexion	50
III.2.2. Rapport d'onde stationnaire (TOS).....	54
III.2.3. Diagramme de rayonnement 2D	56
III.2.4. Diagramme de rayonnement 3D	56
III.2.5. Cartographie des champs	57
III.3. Conclusion	61
III.4. Références bibliographiques.....	61

Chapitre IV

Conception d'une Antenne-Filtre Compacte

IV.1. Introduction	63
IV.2. Discussions des résultats numériques.....	64
IV.2.1. Coefficient de réflexion et de transmission	66
IV.2.2. Distribution du courant dans le filtre	67
III.3. Conclusion	70
III.4. Références bibliographiques.....	70
Conclusion Générale	73
Résumé, Abstract, ملخص	75

Introduction Générale

Introduction générale

Aujourd'hui les systèmes des télécommunications mobiles ont connu un grand progrès au cours des dernières années. Ce progrès est dû principalement aux avancements technologiques dans tous les secteurs [1]. L'antenne joue un rôle primordial dans une communication sans fil, elle est indispensable pour établir n'importe quelle liaison entre deux points éloignés, que ce soit dans la téléphonie mobile, la radioastronomie, dans les systèmes de positionnements par satellites (GPS), la transmission des signaux TV et Radio, et dans les tours de contrôle des avions et les tours maritimes ...etc. L'antenne est toujours présente et elle est vitale pour le bon fonctionnement de n'importe quel système de télécommunication [2]. Chaque antenne est conçue pour être utilisée dans une application bien précise en tenant compte de ses paramètres de base [3].

De nos jours les études et les recherches sur le domaine des antennes sont très évoluées, que ce soit sur le plan théorique ou pratique, ce qui veut dire l'établissement de nouvelles conceptions ; le but principal des chercheurs est de les miniaturiser tout en gardant leurs propriétés voir même les optimiser. Pour économiser les ressources destinées à la conception, on fait appel à la simulation électromagnétique (EM) qui est un outil essentiel dans la conception moderne des antennes [2].

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude des structures planaires. Elles sont ainsi utilisées pour la conception et la modélisation d'antennes, de filtres, des coupleurs et de diviseurs de puissance. Les avantages de cette technologie sont le faible coût, la compacité et la légèreté. Les désavantages sont la faible efficacité pour de basses puissances et l'augmentation de pertes dues au rayonnement non désiré [4].

La technologie planaire faisant partie intégrante des systèmes de communications doit ainsi, à cause de ses applications liées aux nouvelles technologies, posséder de larges bandes passantes (pour assurer le haut débit) et des gains élevés pour permettre des communications longues portées. La technologie micro ruban occupe une place privilégiée dans la conception de filtres planaires. Les filtres jouent un rôle important dans plusieurs applications microbandes. Ils sont utilisés pour séparer ou combiner différents signaux

microbandes. Les applications émergentes telles que les communications sans fils continuent à challenger les filtres microbandes via plusieurs exigences [4].

Les techniques de simulation EM ont évolués rapidement pour atteindre un niveau de précision très important. Ces outils de simulation ont permis d'accélérer le processus de conception, permettant de concevoir des prototypes virtuels. On prend comme exemple le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) qui est l'un des plus performants sur le marché [2].

L'objectif principal de notre travail est la constitution et la conception d'une antenne filtre compact par deux résonateurs carrés microruban a boucle ouverte, une ligne couplée et une antenne en forme de Γ . Cette étude s'articule autour de quatre chapitres.

D'abord le premier chapitre présente des généralités sur les résonateurs microbande, la structure d'une antenne microruban, ainsi que leur mécanisme de fonctionnement, les techniques d'alimentations cohérentes. Les différentes méthodes d'analyse les plus couramment utilisées seront présentées aussi. Nous terminerons ce chapitre par la présentation des différentes applications de ces types d'antennes.

Ensuite, Le deuxième chapitre est consacré à une description générale des filtres microbandes, leurs caractéristiques, les classifications des filtres ainsi que leur rôle, ce chapitre contient aussi des petites généralités sur les filtres passe bande et les différents approximations des filtres.

Le troisième chapitre présente la simulation d'une antenne compacte à résonateur sous le simulateur HFSS, dans la première partie de ce chapitre on commence par la discussion numérique d'une étude paramétrique de cette antenne, la deuxième partie présente le diagramme de rayonnement de l'antenne filtre (2D et 3D) par rapport des différentes fréquences ainsi que la distribution de champ électrique, magnétique et le courant électrique de l'antenne. Dans le dernier nous présentons des discussions et des commentaires des résultats de la simulation suivis des commentaires et des discussions des résultats numériques.

Enfin, dans le quatrième chapitre nous présentons la simulation d'une antenne-filtre passe bande sous HFSS. Les résultats obtenus sont présentés et commentés. Finalement, une

conclusion générale permettra de résumer l'ensemble du travail effectué et les perspectives susceptibles de compléter le présent travail.

Référence bibliographique

- [1] M. Chouicha, L.Haïssoune, 'Etude de l'influence des différents matériaux sur les performances d'une antenne multicouche fort gain,' Mémoire de Master en Systèmes des Télécommunications, Université de Guelma, Algérie, 2019.
- [2] H. M. Abdrraouf, B. A. M. Amin, and B. A. B. Eddine, 'Conception et Simulation d'une Antenne Imprimée,' Mémoire de Master, Université de Bordj Bouarridj, 2021.
- [3] B. Djaouida. 'étude de nouvelles antennes planaires en tenant compte des surfaces selectives en frequence', Thèse de doctorat, Université de M'sila, 2020.
- [4] K. Bencherif. 'Caractérisation des filtres microruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses'. 2015, Thèse de doctorat, Université de Batna 2.

Chapitre I

Les Résonateurs Microrubans

I.1. Introduction

Le concept des antennes microrubans a été proposé dès 1953 par Deschamps [1] mais il n'a été possible de les réaliser efficacement qu'à partir de 1970 (HOWEL et MUSON) grâce à l'arrivée sur le marché de diélectrique à faibles pertes. Depuis, la recherche dans ce domaine n'a cessé de s'intensifier pour exploiter les nombreux avantages des antennes imprimées Une antenne à éléments rayonnants imprimés, communément appelée « antenne patch » est une ligne microruban (en anglais microstrip) de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques [2]-[4].

Il convient de souligner leur faible poids, un encombrement réduit, un faible coût de revient et une configuration planaire compatible avec les circuits intégrés et éventuellement conformable. L'emploi d'antennes plaquées s'est quasiment généralisé dans tous les systèmes de communication mobile. Ces antennes sont légères, peu encombrantes et peu coûteuses. Elles sont fabriquées selon la technique photo lithographique des circuits imprimés. Selon l'utilisation, on trouve différentes formes d'éléments rayonnants, différents types de substrats ou encore différents types d'alimentation [5]-[10].

I.2. Définition d'une antenne microruban

Une antenne microruban (patch) est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents [2]. Sa configuration de base est constituée d'un substrat diélectrique et un plan de masse métallique situé dans l'interface inférieure (situé en bas). Dans l'autre face, un patch qui permet de créer le rayonnement électromagnétique lorsque les courants circulent dans sa surface, le courant injecté par l'alimentation à travers une ligne (Figure I.1). Les courants sont amenés du générateur à l'antenne généralement par une ligne micro ruban.

Le patch et le plan de masse sont généralement en cuivre. Le patch peut prendre différentes formes, telles que le rectangle, le carré, l'ellipse, le cercle, le triangle, l'anneau, le pentagone,...etc. [2].

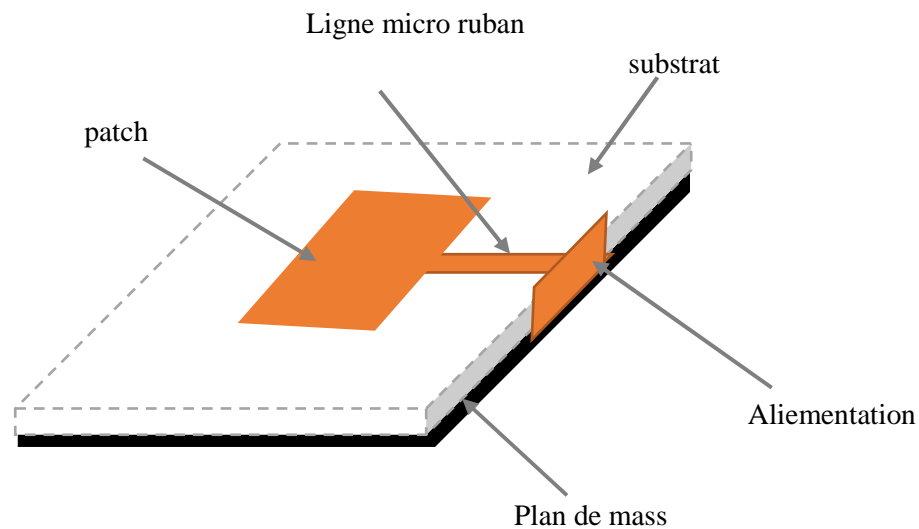


Figure I.1. Antenne patch alimentée par ligne microbande.

Le choix de la forme du patch dépend des caractéristiques souhaitées, comme la polarisation, le gain, la directivité, largeur de bande passante, etc.

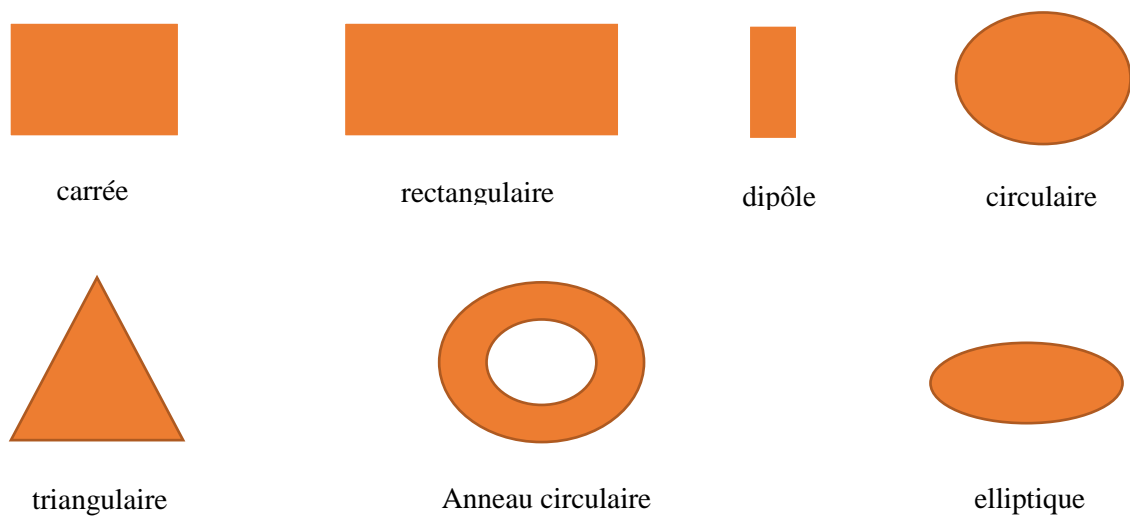


Figure I. 2. Différentes formes du patch.

D'une manière générale, les caractéristiques de l'antenne sont définies par les modes de fonctionnement excités [3] qui dépendent de la forme et la dimension du patch, du substrat diélectrique et de son épaisseur, et de dispositif d'alimentation.

I. 3. Description d'une antenne microruban

La structure générale d'une antenne micro ruban carré, rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique...etc., placé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse, utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par l'effet joule et amélioré la bande passante de l'antenne (Figure I.3).

Généralement, pour une structure rectangulaire, la longueur « L » de la pastille est de $0.3333\lambda_0 < L < 0.5 \lambda_0$ ou λ_0 est la longueur d'onde en espace libre. Le patch est sélectionné pour être très mince de telle sorte que $h \ll \lambda_0$ (ou ' h ' est l'épaisseur de patch). La hauteur h du substrat diélectrique est généralement $0.3333\lambda_0 < h < 0.5 \lambda_0$. Le constant diélectrique ϵ_r du substrat est typiquement dans la gamme $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ [11]-[14].

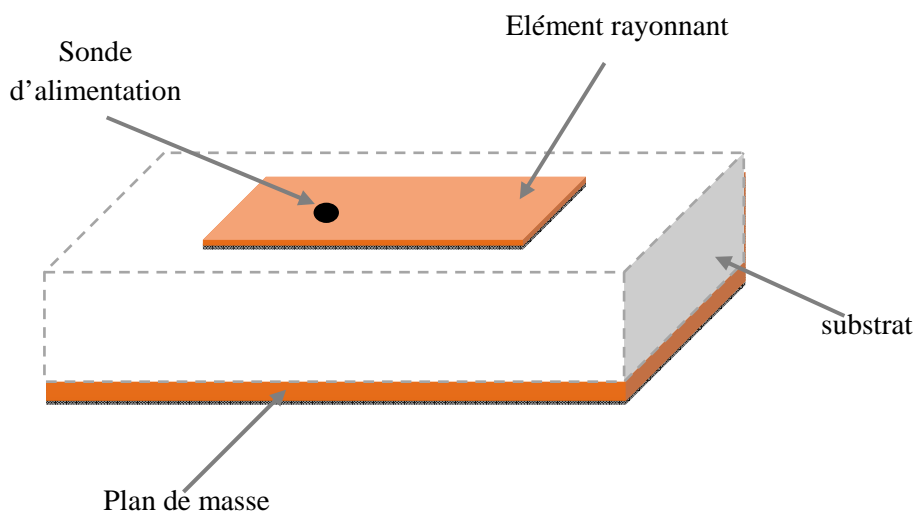


Figure I.3. Structure d'une antenne patch.

La fréquence de résonance d'une antenne appartient essentiellement des dimensions du patch, de la constante diélectrique du substrat et dans une moindre mesure, de l'épaisseur de ce dernier [4]. Les patches rectangulaires et carrés sont les premiers et probablement les plus utilisées des formes. Les patches rectangulaires ont tendance à avoir la plus large bande passante et les patches carrés peuvent générer la polarisation circulaire. Les plaques circulaires et elliptiques sont probablement les deuxièmes formes les plus courantes. Elles sont légèrement plus petites que leurs contreparties rectangulaires et ont donc un gain et une bande passante légèrement inférieurs. Une

des principales raisons pour lesquelles la géométrie circulaire était assez étudiée dans le passé est sa symétrie inhérente. Cela a permis aux outils d'analyse des ondes complètes (full-Waves), telle que la technique du domaine spectral à être mathématiquement plus efficace [9]. Les géométries ; triangulaire et disque sont plus petites que les géométries rectangulaire et circulaire, et présentent une réduction de la bande passante et du gain. Les plaques triangulaires ont également tendance à générer des niveaux de polarisation croissante, en raison de leur manque de symétrie dans la configuration [9].

Des patches à double polarisation peuvent être développés en utilisant ces formes de conducteurs, cependant, la bande passante est généralement très étroite. La géométrie annulaire est la plus petite forme de conducteur, encore une fois aux dépens de la bande passante et du gain. Un problème associé au patch annulaire est qu'il n'est pas simple pour exciter le mode d'ordre le plus bas et obtenir une bonne adaptation d'impédance à la résonance. Les méthodes d'excitation sans contact sont habituellement requises [5].

I. 4. Structure d'une antenne microruban

Comme montre la figure (I.4), les antennes microruban conventionnelles consistent en une paire de couches conductrices (le plan de masse et l'élément de rayonnement) disposées en parallèles et séparées par un substrat diélectrique.

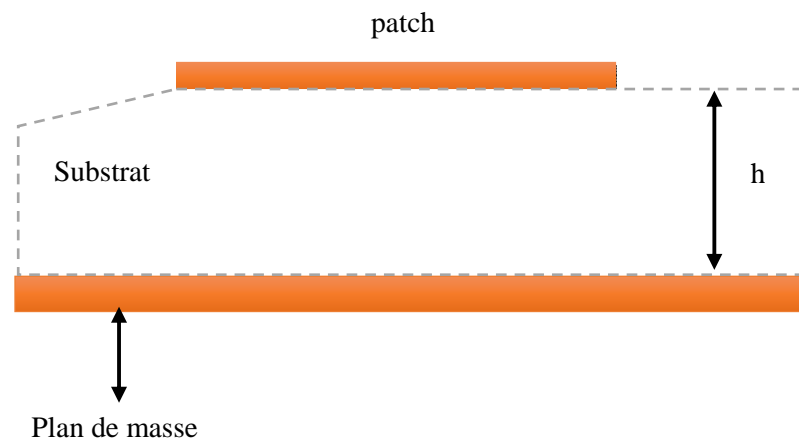


Figure I.4. Constitution d'une antenne Patch.

I.4.1. L'élément rayonnant (patch)

L'élément rayonnant ou "patch" est la source de radiation où l'énergie électromagnétique est dissipée aux bords du patch et à l'intérieur du substrat. La couche conductrice inférieure joue le rôle d'un plan de masse parfaitement réflecteur. Une grande partie de l'énergie retourne à travers le substrat et dans l'espace libre [9].

Physiquement le patch est un conducteur mince, et dans la plupart des applications pratiques il est de forme rectangulaire ou circulaire, mais en général d'autres géométries sont possibles à tester et utiliser, dont la forme triangulaire.

I. 4.1.1. Choix de la géométrie et du matériau de l'élément rayonnant

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne (en particulier pour générer de la polarisation circulaire). Les matériaux peuvent être classés suivant leur susceptibilité et leurs variations en fonction de différents facteurs physiques. Lors du passage de l'onde dans l'antenne, le conducteur de l'élément rayonnant s'échauffe et la chaleur est alors dissipée par effet Joule. Pour un métal normal (cuivre), l'impédance de surface est définie comme le rapport des composantes parallèles des champs électrique et magnétique [9]-[10].

I.4.2. Substrat

Les caractéristiques du substrat conditionnent également le comportement de l'antenne on choisit en d'utilisation λ général un diélectrique de faible hauteur vis-à-vis de la longueur d'onde λ d'utilisation (quelques $\lambda / 10$), idéalement la permittivité relative du substrat doit être faible ($\epsilon_r \leq 3$) de façon à permettre le rayonnement, en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse [6].

I. 4.2.1. Choix du Substrat

Le choix du substrat repose sur différents paramètres. Il y a entre autres, la permittivité, la perméabilité, l'épaisseur du substrat, les pertes, la stabilité dans le

temps, la stabilité en température ainsi que la bonne tenue face aux contraintes technologiques. Pour garantir d'une part, une bonne efficacité de rayonnement et d'autre part, une bande passante importante, l'épaisseur du substrat doit être la plus élevée possible. Mais cela risque de générer des ondes de surface [8]. La notion de bande passante diffère selon les paramètres considérés, gain, polarisation, adaptation.

I.4.3. Plan de masse

Doit être théoriquement de dimension infinie mais en pratique celui-ci est plutôt, pour des raisons d'encombrement, de l'ordre de 3 ou 4 longueurs d'onde. Il arrive cependant que celui-ci soit très réduit, ce qui bien évidemment modifie les caractéristiques de l'antenne initiale, parfois de manière très prononcée [7].

I. 5. Alimentation des antennes microrubans

L'alimentation joue un rôle très intéressant dans la conception des antennes imprimées. L'énergie est fournie à l'élément rayonnant de manière à influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont celle-ci est intégrée dans le dispositif. Le choix de sa position permet l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation. Elle peut être centrée ou arbitraire par rapport à la structure de l'élément. Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant d'offrir à l'antenne l'énergie qui lui est indispensable pour rayonner. Ces différentes techniques d'alimentation peuvent être classées en deux grandes catégories [15]-[20] :

I.5.1 Alimentation par ligne microruban

Dans cette technique d'alimentation, un ruban conducteur est branché directement au bord du patch rayonnant (Figure (I.5)). Les importants avantages de ce type d'alimentation sont :

- Pour obtenir une structure plane, l'alimentation est gravée sur le même substrat et considérée comme une extension du patch. C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser [11] ;

- L'impédance interne peut être facilement vérifiée en ajustant le point de contact entre la ligne d'alimentation et le patch [12] ;
- Sa réalisation est facile car la ligne d'alimentation et le patch sont gravés sur le même substrat [12] ;
- Une faible impédance (quelques Ohms) est acquise si le point de contact est proche du centre du patch [12] ;
- Cette technique est facile à modéliser, principalement pour un substrat fin [18].

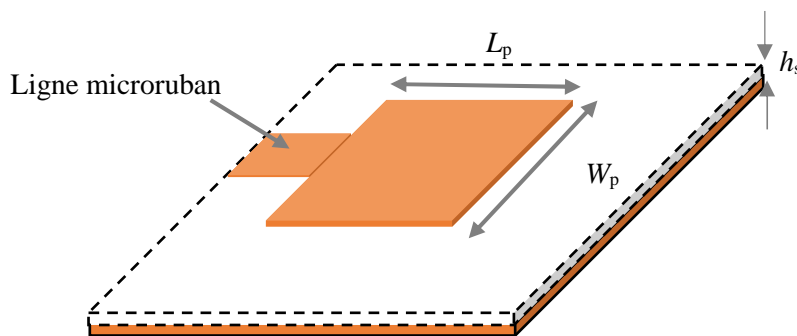


Figure I .5. Alimentation par ligne microruban.

Quant aux inconvénients de cette technique on peut les citer dans ce qui suit :

- L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique engendre une augmentation des ondes de surface et des rayonnements parasites de l'alimentation, ce qui se traduit par un abaissement de la bande passante de l'antenne. En plus, ce rayonnement parasite de l'alimentation donne lieu à un rayonnement indésirable dû à la polarisation croisée ;
- La modification de la position de l'alimentation peut engendrer un léger décalage de la fréquence de résonance (à cause du changement du couplage entre la ligne d'alimentation et l'antenne) mais le diagramme de rayonnement reste inchangé. Ce décalage de la fréquence de résonance peut être équilibré par un léger ajustement des paramètres de l'antenne ;
- Du fait que le réseau d'alimentation n'est pas déconnecté de l'antenne quand celle-ci rayonne, un fort rayonnement parasite du circuit d'alimentation est

remarqué [14].

Il est à noter que l'alimentation peut aussi se faire par une connexion directe à la ligne microbande (Fig. (I.6)). Le point de jonction peut se repérer sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats. Elle est très employée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [14].

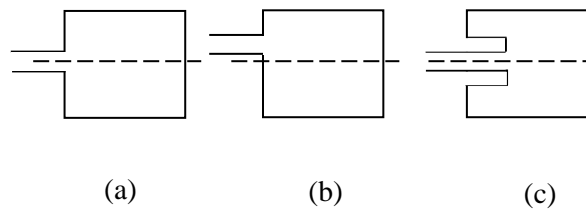


Figure I.6. Alimentations par ligne microruban.

(a) Axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche.

I. 5.2 Alimentation par une sonde coaxiale

L'alimentation coaxiale ou alimentation sonde est une technique très courante utilisée pour alimenter les antennes patch microruban.

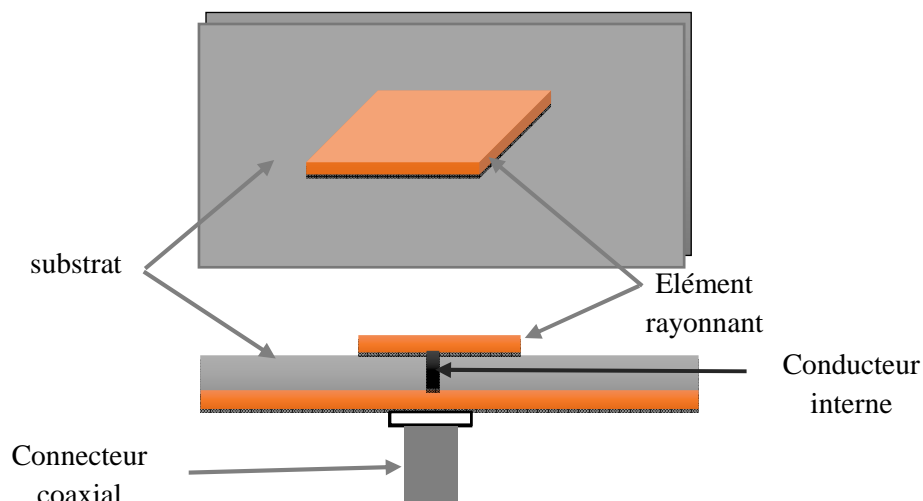


Figure I.7. Technique d'alimentation coaxiale.

Comme on le voit sur la figure I.7, le conducteur interne du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique et est soudé à la pastille rayonnante, tandis que le conducteur externe est connecté au plan de masse [15].

L'avantage principal de ce type de schéma d'alimentation est que l'alimentation peut être placée à n'importe quel endroit souhaité à l'intérieur du patch afin de correspondre à son impédance d'entrée. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et a un faible rayonnement parasite. Cependant, un inconvénient majeur est qu'il fournit une bande passante étroite et est difficile à modéliser car un trou doit être percé dans le substrat et le connecteur fait saillie à l'extérieur du plan de masse, ce qui ne le rend pas complètement plan pour les substrats épais ($h > 0,02 \lambda_0$). En outre, pour les substrats plus épais, la longueur de sonde accrue rend l'impédance d'entrée plus inductive, ce qui entraîne des problèmes d'adaptation. On voit plus haut que pour un substrat diélectrique épais, qui fournit une large bande passante, l'alimentation de ligne microruban et l'alimentation coaxiale souffrent de nombreux inconvénients. Les techniques d'alimentation sans contact décrites ci-dessous résolvent ces problèmes.

I.5.3 Alimentation couplée par fente

Dans cette technique d'alimentation, qui permet un minimum de rayonnement parasite, l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont séparés par le plan de masse (Figure (I.8)). Le couplage entre ces deux éléments est réalisé grâce à une fente, insérée dans le plan de masse. La fente est généralement centrée sous le patch, entraînant ainsi une baisse de polarisation croisée à cause de la symétrie de la configuration. Le degré de couplage, est décidé par la forme, la taille et l'emplacement de la fente.

En règle générale, afin d'optimiser le rayonnement du patch, une constante diélectrique élevée et une faible épaisseur sont utilisées pour le substrat inférieur, tandis qu'une épaisseur plus grande et une constante diélectrique plus petite sont utilisées pour le substrat supérieur.

Le plan de masse élimine le rayonnement parasite de l'alimentation qui, en interférant avec celui de l'antenne, affecte la pureté de la polarisation. Cette géométrie a au moins quatre degrés de liberté : les dimensions de la fente, sa position, les paramètres du substrat et la largeur de la ligne d'alimentation. L'adaptation est améliorée par une

optimisation simultanée des dimensions de la fente de couplage et de la largeur de la ligne d'alimentation. L'inconvénient majeur de cette configuration est sa difficulté de fabrication, en raison des couches multiples qui augmentent également l'épaisseur du dispositif et son coût [16,17].

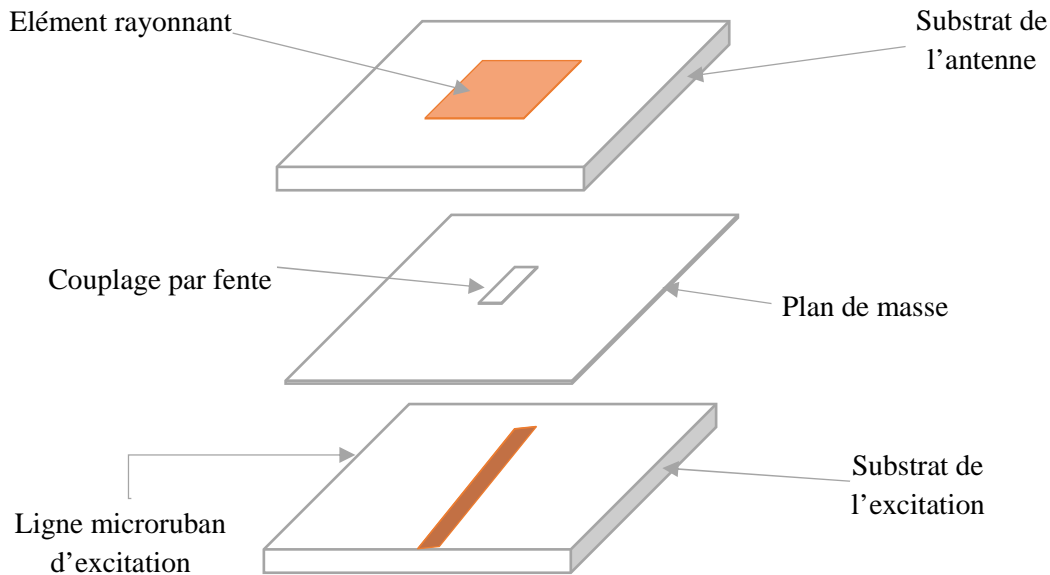


Figure I.8. Alimentation par couplage électromagnétique, à une ligne microbande, à travers une fente dans le plan de masse.

I.5.4 Alimentation couplée par proximité

Cette technique est surnommée alimentation par couplage électromagnétique. Comme le montre la figure (I.9), la ligne d'alimentation se trouve entre deux substrats diélectriques superposés, tandis que le patch est gravé sur le substrat supérieur [16]. Les primordiaux avantages de ce type d'alimentation sont [16,18] :

- Élimination radicale du rayonnement de la ligne d'alimentation ;
- Ne nécessite pas un contact physique entre la ligne d'alimentation et le patch ;
- Peut offrir une large bande passante à cause d'un espacement plus grand entre le patch et le plan de masse ;

- L'optimisation des performances de l'antenne est plus facile à cause d'un plus grand choix de la combinaison des deux diélectriques ;
- L'adaptation peut être effectuée en contrôlant la profondeur de la ligne d'alimentation sous le patch et la largeur du patch.

Les inconvénients sont [16] :

- Fabrication difficile en raison des deux couches diélectriques qui requièrent un alignement adéquat ;
- Augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne et de son coût.

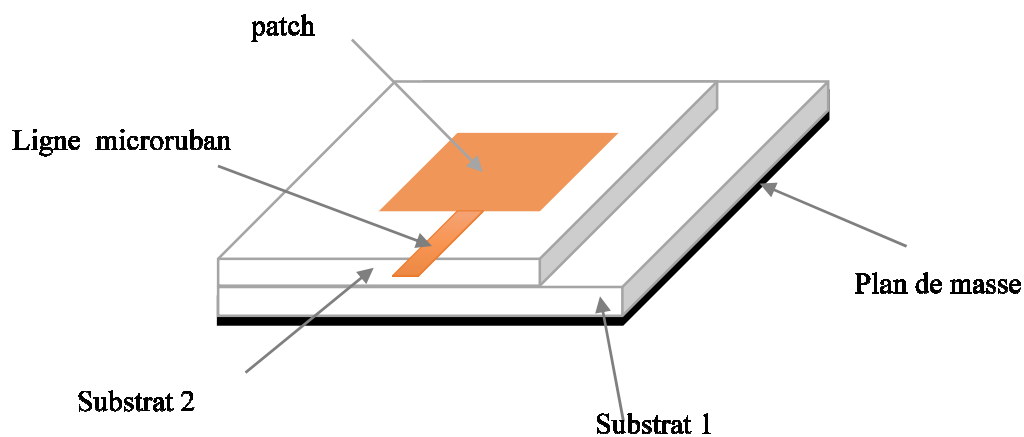


Figure I.9. Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microruban.

I. 6. Méthodes d'analyse des antennes microrubans

I. 6.1. Méthodes Analytiques

Les méthodes analytiques prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on peut citer :

- Le modèle de la ligne de transmission ;

- Le modèle de la cavité.

I. 6.1.1. Le modèle de la ligne de transmission

Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un ruban annulaire d'une antenne microbande et un tronçon d'une ligne de transmission. Le modèle de la ligne de transmission représente l'antenne micro-strip par deux fentes séparées par une ligne de longueur L . Pour cela une analyse de réseau d'une ligne de transmission est utilisée pour résoudre le problème, où les inconnues sont la constante de propagation et l'impédance caractéristique. Cette ligne ne peut pas supportée le mode TEM, puisque les vitesses de phase sont différentes dans l'air et dans le substrat.

I. 6.1.2. Le modèle de la cavité

Un autre modèle qui est le modèle de la cavité utilisant le courant d'alimentation uniforme donne de bons résultats seulement pour les épaisseurs du substrat inférieur à 0.001λ . La structure imprimée peut être assimilée à une cavité limitée en haut par une plaque conductrice, en bas par un plan de masse et entourée par une surface latérale. Les deux plans conducteurs représentent des murs électriques et la surface latérale constitue le mur magnétique. Dans ce modèle l'inconnu est le système des modes préparatifs et leurs fréquences de résonance.

I.6.2. Méthode d'analyse rigoureuses (Full-wave analysis)

Ces méthodes sont les plus utilisées récemment. Elles sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur. Parmi ces méthodes, on peut citer :

- Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode des moments ;
- La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

I. 6.2.1. La méthode des moments

Dans les antennes microbandes, la technique de résolution la plus efficace est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral, et elle est

qualifiée comme étant rigoureuse. Cette procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance. La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation. Mais malgré ses avantages cette méthode souffre de quelque inconvénient :

- Le temps de calcul qui est important.
- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance.
- L'existence des solutions parasites.

I. 6.2.2. La méthode d'analyse spectrale

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE), dans le domaine spectral. Cette méthode permet de résoudre efficacement les systèmes d'équations intégrales dans le domaine spatial.

Elle est basée sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous la forme matricielle, le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur les patches permet de réduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées [19].

I. 7. Les avantages et les inconvénients des antennes microrubans

Actuellement, les antennes microrubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence 100 MHz à 100 GHz, leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile).

Parmi les avantages de ces d'antennes, on peut citer [20] :

- Faible poids ;
- Encombrement réduit ;
- Conformations possibles ;
- Faible coût de fabrication, production en masse facile ;

- Rayonnement en polarisation linéaire et circulaire possibles ;
- Antennes multi-bandes, multipolarisations ;
- Compatibilité avec les circuits hybrides ;
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- Faible bande passante (1 à 3 %) ;
- Généralement faible gain pour un élément simple ;
- Supportent uniquement des faibles puissances ;
- L'alimentation et les ondes de surface parasites créent un rayonnement parasite ;
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan ;
- Faible pureté de polarisation.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

I. 8. Applications

Vu les exigences du marché industriel et son besoin plus le développement technologique dans le domaine des télécommunications, les antennes classiques deviennent incapables de combler ces besoins. C'est pour cela, les concepteurs des systèmes de télécommunications remplacent les antennes classiques par des antennes micro rubans dans plusieurs applications. Parmi ces applications on cite [13] :

- Les télécommunications satellitaires ;
- Commande et contrôle ;
- La télémessure par missile ;
- Les équipements portatifs ;
- Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes ;

- Les antennes d'émission utilisées en médecine ;
- Les récepteurs satellitaires de navigation.

I. 9. Conclusion

La technologie microruban en général, et les antennes micro rubans en particulier connaissent un succès croissant et une grande évolution. Dans ce premier chapitre, nous avons présenté d'une manière générale les antennes micro rubans ainsi que ses caractéristiques, leurs différentes formes et leurs techniques d'alimentations les plus utilisées. Nous citons quelques domaines d'applications de ce type d'antennes, les avantages et les inconvénients.

I. 10. Références bibliographiques

- [1] T.A.Milligan 'Modern Antenna Design Second Edition''Edition WILEY INTERSCIENCE Second CHAPTER Page 285
- [2] O. Picon et coll, " les Antennes Théorie, conception et application," Dunod. Paris, 2009.
- [3] Z. N. Chen and M.-Y.-W. Chia, "Broadband Planer Antennes," Jhon wiley & sons, Ltd, 2006.
- [4] W. C. Chew and Q. Liu, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 36, no. 8, pp. 1045-1056, 1988.
- [5] M. Biswas and M. Sen, "Fast and accurate model for a coax-fed rectangular patch antennawith varying aspect ratio, feed location and substrate electrical parameters," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 428-453, 2019.
- [6] C. Zebiri, "Effet de l'anisotropie tensorielle sur les paramètres des structures planaires : contribution à une réalisation d'un résonateur micro-ondes," Thèse de Doctorat e-Science, Université de Constantine, 2011.
- [7] C. Luxey & al., Antennes imprimées-Bases et principes, Techniques de l'Ingénieur, Traité Électronique, E 3 310 : 1-15, 2008.
- [8] K. F. Lee, "Advances in microstrip and printed antennas," John Wiley & Sons, New York, USA, 1989.
- [9] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices, " Thèse doctorat, Département d'électronique, université de Batna, 2012.
- [10] A Hacini, et al. "Simulation d'une antenne microstrip large bande pour les applications Wlan et Wifi.", Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2017.
- [11] S. Singh, N. Agarwal, N. Nitin and A. K. Jaiswal, "Design consideration of microstrip patch antenna", *International Journal of Electronics and Computer Science Engineering*, vol. 2, no. 1, 306–316, 2013.
- [12] V. Azman, "Conformal antenna arrays for 3G cellular base stations", Thèse de doctorat présentée à l'université de Queensland Brisbane, Australia, 2002.

- [13] M. T. Kawser, "Investigation of a novel dual band microstrip/ waveguide hybrid antenna element", Thèse de master présentée à l'institut polytechnique de Virginia, United States, 2005.
- [14] B. Mekimah, "Étude du fonctionnement en mode bifréquence des patches microbandes empilés et excentrés", Mémoire de magister présenté à l'université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie, 2007.
- [15] I. Singh, Dr. V.S. Tripathi 'Micro strip Patch Antenna and its Applications : a Survey' Indrasen Singh et al, International J. Comp. Tech. Appl., Vol 2 (5), 1595-1599.
- [16] Z. Harouni, "Conception et caractérisation d'une antenne à double polarisation circulaire à 2.45 GHz", Thèse de doctorat de l'université Paris-Est et de la faculté des sciences de Tunis, Tunisie, 2011.
- [17] D. M. Pozar, "Microstrip antennas", Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 1, 79–91, 1992.
- [18] B. Belentepe, "Modeling and design of electromagnetically coupled microstrip patch antennas and antenna arrays", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 37, no. 1, 31–39, 1995.
- [19] D. Belguellaoui; "Analyse et conception des antennes microrubans alimentées par guide d'onde coplanaire"; mémoire de master en systèmes de télécommunication numérique, Département d'Electronique, Université Mohamed Boudiaf – M'sila, juin 2016.
- [20] L . Chouti; "Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage"; mémoire de Magister en Electronique, Département d'Electronique, Université mentouri – constantine, 2009.

Chapitre II

Les Filtres Micro-ondes

II.1. Introduction

Un filtre est utilisé dans les systèmes de communication pour sélectionner les signaux souhaités. La fonction de filtrage est la conséquence du phénomène de résonance à une fréquence fixe. En associant plusieurs résonateurs une réjection plus importante est obtenue hors de la bande passante du filtre. Les filtres sont utilisés en particulier dans les chaînes de transmission et de réception des satellites de télécommunication. Dans le contexte du filtrage haute fréquence, plusieurs technologies ont émergé pour pouvoir effectuer cette montée en fréquence. L'amélioration des performances électriques à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de GHz à quelques centaines et la réduction des coûts de fabrication sont des enjeux primordiaux [1].

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils permettent à de nombreuses applications (audio, vidéo, télécommunications, instrumentation, radars) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter le brouillage des systèmes les uns par rapport aux autres [2]. Dans le présent chapitre, nous décrivons les principales techniques de conception des filtres micro-ondes (passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande) à base de la technologie microruban.

II.2. Définition d'un filtre

Un filtre est un élément ou une fonction dont l'objectif est de sélectionner une ou plusieurs bandes de fréquences parmi le spectre électromagnétique et d'en éliminer d'autres. Dans le cas présent, nous nous intéressons uniquement à des filtres mono-bande, c'est-à-dire sélectionnant un ensemble de fréquences adjacentes. Pour réaliser une fonction de filtrage passe-bande, plusieurs résonateurs sont reliés entre eux à l'aide de couplages. Souvent, les résonateurs d'un filtre mono-bande fonctionnent à la même fréquence. Bien que cela ne soit pas une obligation, ces résonateurs sont généralement de nature identique. Les performances du filtre dépendent essentiellement de celles des résonateurs. Aussi, nous allons présenter les paramètres permettant de mesurer les performances d'un résonateur à partir de sa réponse électrique [4].

II.3. Classification des filtres

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en termes de pertes, de transmission et de réflexion. Il atténue certaines composantes d'un signal sur une bande de fréquence et en laisse passer d'autres dans une autre bande de fréquence appelée bande passante [4].

Les filtres sont classés par type comme étant passe haut, passe bas, passe bande et coupe bande ou par technologies en étant passif, actif, mécanique ou numérique. Un filtre passe-bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe-haut. Le filtre passe-bas est l'inverse du filtre passe-haut et ces deux filtres combinés forment un filtre passe-bande [2]. Donc, Un filtre passe-bande est un filtre ne laissant passer qu'une bande ou intervalle de fréquences compris entre une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute. Les spécifications demandées au filtre varient selon les applications visées. Elles sont décrites dans un cahier des charges (gabarit) à partir duquel un circuit satisfaisant ces spécifications va être construit. Une étape intermédiaire importante est la construction de la fonction de transfert du circuit. Plusieurs types de filtres sont disponibles avec des caractéristiques différentes (pertes, ondulation, adaptation et réjection) [4].

On peut voir les différents types de filtres dans la figure II.1

II.3.1. Les filtres passe-bas

Généralement la conception des filtres passe-bas microruban se déroule en deux étapes principales. La première étape consiste à choisir un prototype passe-bas approprié ; le choix du type de réponse, y compris l'ondulation de bande passante et le nombre d'éléments réactifs, dépendra des caractéristiques exigées. Les valeurs des éléments du filtre prototype passe-bas, qui sont habituellement normalisées pour une impédance de source $z_0 = 1$ sont alors transformées en éléments L-C pour la fréquence de coupure et l'impédance de source désirées, qui est normalement de 50 Ohms pour des filtres microruban.

Après avoir obtenu la conception d'un filtre approprié en éléments distribués, la prochaine étape principale est de trouver une réalisation appropriée qui rapproche le filtre à éléments distribués [4]. La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée $Bp = [0, f_c]$.

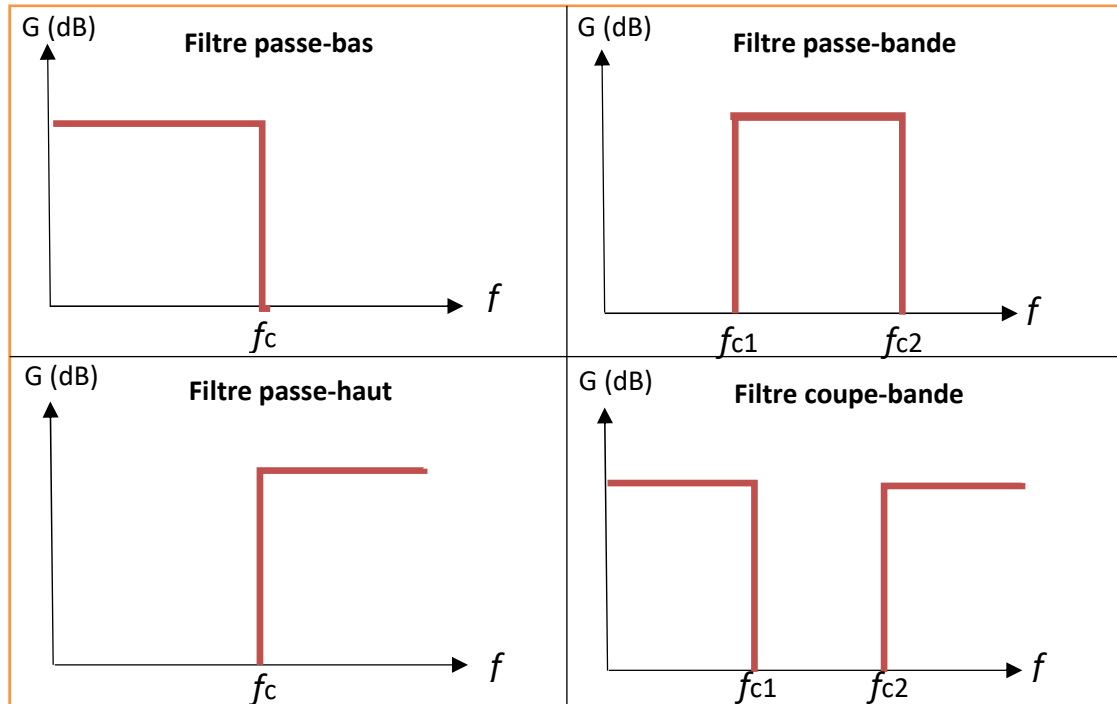


Figure II.1. Différents types de filtres.

II.3.2. Les filtres passe-haut

Transmet des signaux à des fréquences supérieures à la fréquence de coupure. La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée $Bp = [f_c, \infty[$.

II.3.3. Les filtres passe-bande

Ce filtre ne laisse passer qu'une bande de fréquences. Il possède deux fréquences de coupure la fréquence de coupure basse et la fréquence de coupure haute, La bande passante $Bp = [f_{c1}, f_{c2}]$.

II.3.3. 1. Caractéristiques des filtres passe-bande

A. Fréquence centrale f_c : C'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du filtre est purement réelle. On l'appelle aussi la fréquence de résonance. La fréquence centrale est la moyenne géométrique des fréquences de coupure.

$$f_c = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}} \quad (\text{II.1})$$

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

B. Largeur de bande BP : C'est la largeur de la bande passante.

C. Facteur de qualité Q : C'est le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de bande. Le facteur de qualité est une mesure de la largeur de la bande passante, indépendamment de la fréquence centrale.

II.3.4. Les filtres coupe-bande

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

II.4. Notions de gain et fonction de filtrage

La méthode de synthèse d'un filtre micro-onde se base sur le calcul de la fonction de filtrage. Cette fonction de filtrage correspond au gain d'insertion.

II.4.1. Gaine d'insertion

A. Le gain d'insertion d'un quadripôle est le rapport entre la puissance fournie à la charge P_{La} et la puissance fournie à cette même charge lorsqu'elle est directement reliée au générateur P_{Lb} :

$$Gi = \frac{P_{La}}{P_{Lb}} \quad (\text{II.2})$$

Avec P_{Lb} puissance délivrée à la charge Z_L avant l'insertion du quadripôle et P_{La} la puissance délivrée à la même charge après l'insertion du quadripôle comme le montre la figure II.2 [5]. Ce gain peut être exprimé en fonction de la tension ou du courant:

$$Gi = \left(\frac{V_{La}}{V_{Lb}} \right)^2 = \left(\frac{I_{La}}{I_{Lb}} \right)^2 \quad (\text{II.3})$$

Ce gain peut également s'exprimer en fonction des termes de la matrice ABCD du quadripôle par la détermination des valeurs des tensions aux bornes de la charge avant et après l'insertion du quadripôle.

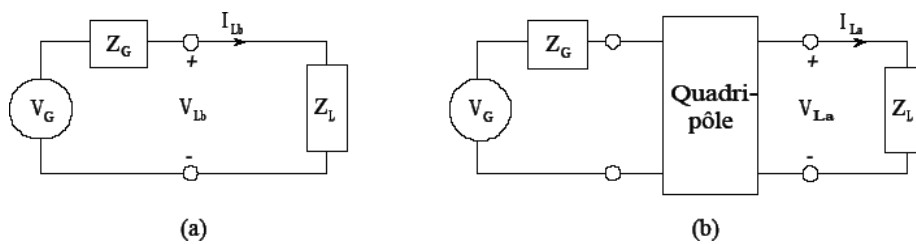


Figure II.2 Circuit électrique, (a) Charge connectée directement au générateur.

(b) Charge avec insertion du quadripôle.

$$Gi = \left| \frac{Z_L + Z_G}{A_L + B_L + C \cdot Z_L \cdot Z_G + D \cdot Z_G} \right|^2 \quad (\text{II.4})$$

Dans les systèmes micro-ondes, la charge et le générateur sont souvent adaptés à la même impédance Z_0 (50Ω). Dans ce cas, $Z_L = Z_G = Z_0$, et l'expression du gain d'insertion devient :

$$Gi = \left| \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + C \cdot Z_0 + D} \right|^2 \quad (\text{II.5})$$

Or, en utilisant les équations de passage de la matrice $ABCD$ aux paramètres S , on déduit que le gain d'insertion est dans ce cas égal au carré du module du paramètre S_{21} :

$$Gi = |S_{21}|^2 \quad (\text{II.6})$$

Le gain d'insertion d'un quadripôle passif peut être supérieur à 1, lorsque Z_L n'est pas le complexe conjugué de Z_G . Par exemple, si $Z_G = 90\Omega$ et $Z_L = 10\Omega$, l'insertion d'un adaptateur d'impédance entre le générateur et la source augmente la puissance délivrée à la charge : $P_{La} > P_{Lb}$.

II.4.2. Fonction de transfert

Les filtres analogiques et numériques peuvent être considérés comme une "boîte noire". Les signaux sont entrés d'un côté de la boîte noire et sortis de l'autre côté. L'amplitude de la tension du signal de sortie (ou sa représentation numérique équivalente) dépend de la conception du filtre et de la fréquence du signal d'entrée appliqué. La tension de sortie peut être trouvée mathématiquement en multipliant la tension d'entrée par la fonction de transfert, qui est une équation dépendante de la fréquence reliant les tensions d'entrée et de sortie. La fonction de transfert est illustrée à la Figure II.3 [6].

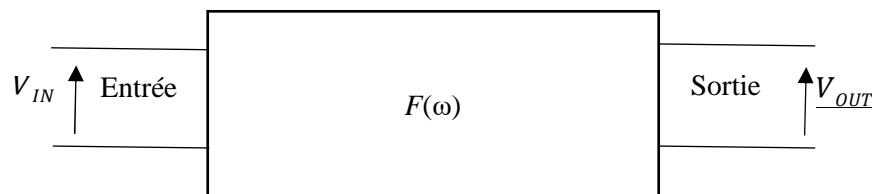


Figure II. 3 : La fonction de transfert.

$$F(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (\text{II.7})$$

Où le filtre selon la valeur de la fréquence, va amplifier, atténuer, ou déphaser différemment les composantes spectrales d'un signal. On rappelle qu'une fonction de transfert peut être établie en fonction de la pulsation ω , ou de la fréquence f , ou de la variable de Laplace p , avec $p = j\omega$, ou encore de la variable réduite x avec $x = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{f}{f_c}$. Où ω_c et f_c représentent la pulsation et le degré du dénominateur, toujours supérieur ou égale au degré du numérateur, définit l'ordre du filtre [7].

II.4.3. Pôles et zéro

La synthèse d'un filtre au moyen d'une fonction de filtrage consiste à placer les pôles et les zéros de la fonction de transfert de manière à obtenir une réponse fréquentielle passante/bloquante aux fréquences souhaitées. Les valeurs de p qui annulent la fonction de filtrage sont les zéros du filtre, et les valeurs de p pour lesquelles la fonction tend vers l'infini sont ses pôles. Les zéros du numérateur $N(p)$ et du dénominateur $D(p)$ sont donc respectivement les zéros et les pôles du filtre.

La position des zéros et des pôles définit les propriétés du système. Leur répartition permet d'établir le lien entre la réponse en amplitude et en phase. Ils sont représentés dans le plan complexe de la fréquence ou le plan p . Un système peut avoir une répartition des pôles et des zéros différents pour une même réponse en amplitude. La réalisation du filtre impose de placer les pôles complexes par paire conjuguée, et d'assurer un nombre de pôles égal ou supérieur au nombre de zéros. Les pôles doivent être situés à gauche de l'axe imaginaire afin d'assurer la stabilité du filtre. Dans le cas contraire, l'amplitude et l'énergie des oscillations augmentera exponentiellement avec le temps : une condition impossible pour un système passif. En pratique, la sélectivité fréquentielle du pôle diminue lorsque l'on s'éloigne de l'axe imaginaire. Si les zéros d'un filtre stable sont situés à l'intérieur du cercle unitaire, le filtre est alors à minimum de phase. Quand les zéros sont situés en dehors de l'axe imaginaire, ils permettent d'aplatir le temps de groupe et minimiser ainsi la distorsion. En pratique, les zéros sont souvent situés sur l'axe imaginaire assurant ainsi une meilleure sélectivité.

II.5. Matrice [S] du quadripôle

Un filtre peut être représenté par un quadripôle passif (pas de source auxiliaire de puissance électrique) décrit sur la figure II.4.

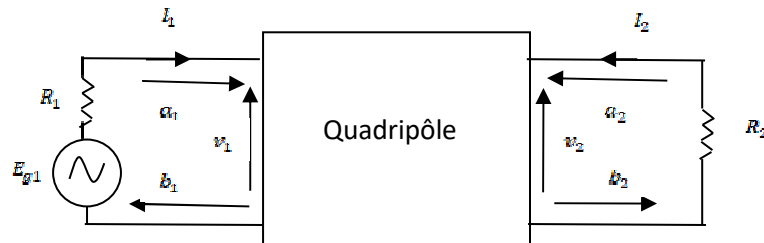


Figure II.4.: Représentation du filtre par un quadripôle [8].

V_1, V_2 : Tensions d'entrée et sortie du quadripôle

I_1, I_2 : Courant d'entrée et sortie du quadripôle

Dans le domaine des hyperfréquences, un quadripôle est généralement défini par ses paramètres S_{ij} (Scattering Paramètres : paramètres de répartition) qui permettent de définir complètement les caractéristiques d'un multi-pôle linéaire ne comportant pas de sources d'énergie internes et en particulier d'un quadripôle linéaire passif tel qu'un filtre passif. Le graphe de fluence des paramètres S_{ij} est présenté à la figure II.5. [9].

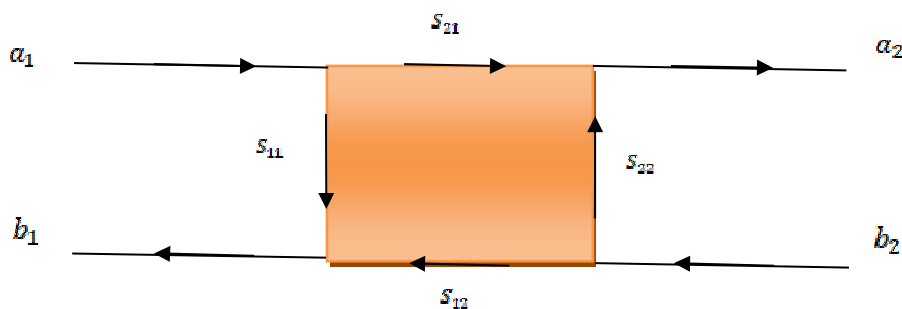


Figure II.5. Graphe de fluence d'un quadripôle.

Les ondes sortantes b_i sont liées aux ondes entrantes a_i par :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

- Le coefficient S_{12} représente le coefficient de transmission à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient S_{21} représente le coefficient de transmission à la sortie lorsque la l'entrée est adaptée.
- Le coefficient S_{11} représente le coefficient de réflexion en entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient S_{22} représente le coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.

Un quadripôle est dit linéaire lorsqu'il est constitué uniquement de dipôles et éléments linéaires. On peut ainsi définir différents paramètres comme suit [10-15] .

La puissance disponible du générateur P_A :

$$P_A = \frac{|E_{g1}|^2}{8R_1} \quad (\text{II.9})$$

La puissance réfléchiée en entrée P_1 :

$$P_1 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (\text{II.10})$$

La puissance délivrée à la charge P_2 :

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2R_2} \quad (\text{II.11})$$

Les pertes d'insertions sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{22}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.12})$$

Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{\frac{|V_1|^2 R_1}{|E_{g1}|^2 R_2}} = \frac{1}{|T(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{11}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.13})$$

$H(j\omega)$ et $T(j\omega)$ sont respectivement la fonction de transfert et la fonction de réflexion du quadripôle. Lorsque le quadripôle est purement réactif [16]

$$|T(j\omega)|^2 + |H(j\omega)|^2 = |S_{11}(j\omega)|^2 + |S_{21}(j\omega)|^2 = 1 \quad (\text{II.14})$$

II.6. La réponse de filtre

La réponse du filtre est spécifiée au moyen d'un masque définissant les paramètres de bande passante et de bande d'arrêt. nous avons cinq paramètres à spécifier :

- La limites de fréquence de la bande passante : de zéro à la fréquence de coupure : f_1 .
- Gain minimum de la bande passante (l'opposé de l'atténuation maximale): G_2 .
- Gain d'ondulation dans la bande passante : $G_1 - G_2$.
- Fréquence minimale de la bande d'arrêt : f_s ,1. Théoriquement, la bande d'arrêt passe-bas s'étend de f_s ,1 à l'infini. Cependant, les filtres pratiques ont une plage de travail maximale, supérieure à dont la réponse devient très irrégulière et difficilement prévisible.
- Maximum stop-band gain: G_3 [17].

II.7. Rôle des filtres

Le rôle du filtre dans les systèmes est fondamental puisqu'il s'agit de débarrasser un signal de toutes les composantes parasites, qui peuvent être assimilées à du bruit. Ce bruit, très important dans les systèmes de télécommunications, peut provenir de sources diverses. Il peut être externe, c'est-à-dire, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments

passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal sur bruit appelé(RSB), définit le rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. D'un autre point de vue, les signaux émis et reçus sont influé les uns par rapport aux autres, et de ce fait, une bonne séparation de ces signaux est nécessaire [18].

II.8. Catégorie des filtres

Comme il est illustré sur le tableau 1, il existe deux grandes catégories de filtres actifs et passifs.

Tableau. II.1. Les différents types de filtres.

Types	Composants	Spécificités
Filtres actifs	Ampli opérationnels Composants R, C discrets ou intégrés	<ul style="list-style-type: none"> • Fréquence < à quelques MHz • Besoin d'alimentation • Tension de sortie faible
Filtres passifs	Composants discrets passifs L, C, R et les piézo-électriques	<ul style="list-style-type: none"> • Fréquence élevée • Energie élevée • Pas d'alimentation

II.8.1. Les filtres passifs

Le terme filtres passifs est utilisé pour les filtres qui sont réalisés en utilisant uniquement des éléments de circuit passifs ou sans perte, c'est-à-dire des inductances, des condensateurs, des transformateurs, des gyrateurs et des résistances, qui ne peuvent pas augmenter l'énergie du signal. La plupart de ces éléments de circuit ont une correspondance passive. Cependant, le gyrateur d'éléments de circuit, qui est un élément de circuit sans perte, ne peut être mis en œuvre qu'à l'aide de composants actifs qui amplifient l'énergie du signal [19].

Les conceptions passives ont tendance à être utilisées lorsqu'il est nécessaire de faire passer un courant continu important (supérieur à environ 1 mA) à travers des filtres passe-bas ou coupe bande. Ils sont également davantage utilisés dans des applications spécialisées, telles que les filtres haute fréquence ou lorsqu'une grande plage dynamique est requise. (La plage dynamique correspond à la différence entre le niveau de bruit de fond et le niveau de signal maximal). De plus, les filtres passifs ne consomment pas d'énergie, ce qui est un avantage pour certains systèmes bas consommation [20].

II.8.2. Les filtres actifs

Le bloc de filtrage peut être constitué d'inductances, de condensateurs, de résistances et éventuellement d'éléments actifs tels que des amplificateurs opérationnels et des transistors. Ce dernier (l'élément actif), C'est ce qui distingue le filtre actif du filtre passif.

II.9. Généralités sur les filtres passe bande

Un filtre passe-bande se distingue car sa réponse présente une gamme de fréquences d'émission définies comme passe-bande, centrées à une fréquence f_0 , et deux bandes atténuées situées de chaque côté de la bande passante.

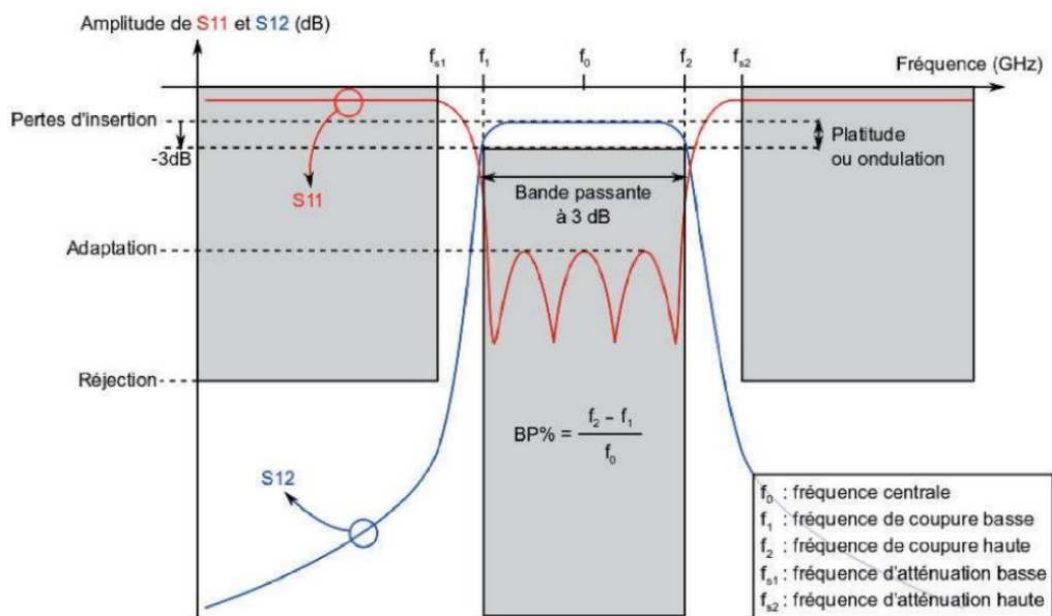


Figure II.6 Gabarit d'un filtre passe-bande [8].

Les caractéristiques électriques qui déterminent son fonctionnement sont la fréquence centrale, la largeur de bande, le niveau de rejet des bandes atténuées, les pertes d'insertion et la planéité. Ces spécifications sont données dans un gabarit électrique, dont le but est de définir les caractéristiques de réponse que le filtre doit accomplir. De plus, les paramètres qui permettent de mesurer la performance électrique d'un filtre passe-bande sont le niveau des pertes d'insertion et de retour dans la bande passante, le niveau d'atténuation de la bande rejetée et la planéité. La figure II.6 illustre la réponse en fréquence d'un filtre passe-bande, son gabarit électrique et ses caractéristiques électriques.

II.9.1. Expressions utilisées dans les filtres

A. *Perte d'insertion*

La perte d'insertion est définie comme le niveau d'atténuation du paramètre S_{12} mesuré à la fréquence centrale f_0 , c'est-à-dire sur la réponse électrique pendant la transmission. L'importance de ce paramètre réside dans le fait qu'il englobe toutes les sources de pertes rencontrées à l'intérieur de l'élément résonant ainsi que les pertes dues aux interactions entre les structures de couplage du résonateur avec l'extérieur (pertes par rayonnement, diélectriques, ohmiques, métalliques, etc.). Pendant le processus de réglage d'un filtre à hyperfréquences, son niveau d'adaptation doit être réglé pour être meilleur que -15 dB à f_0 , afin de garantir que la valeur d'atténuation correspond à une valeur de niveau de perte d'insertion et non à une discordance de la réponse.

B. *Perte de retour*

C'est le rapport entre la puissance renvoyée par un dispositif testé, par une discontinuité dans une ligne de transmission ou une fibre optique, et la puissance injectée dans ce dispositif, généralement exprimée en nombre négatif en dB. Cette discontinuité peut être une discordance avec la charge terminale ou avec un appareil inséré dans la ligne.

C. Bande passante

Pour un filtre passe-bande, il s'agit de la différence entre les fréquences supérieures et inférieures généralement enregistrées aux points d'atténuation de 3 dB au-dessus de la bande passante.

D. Fréquence de coupure

La fréquence de coupure est la fréquence à laquelle l'affaiblissement d'insertion du filtre est égal à 3 dB.

E. Bande d'arrêt

La bande d'arrêt est égale à la plage de fréquences dans laquelle l'affaiblissement d'insertion de filtre est supérieur à une valeur spécifiée. C'est le groupe hors bande passante.

F. Ondulation

La planéité du signal dans la bande passante peut être quantifiée en spécifiant l'ondulation ou la différence entre la réponse d'amplitude maximale et minimale en dB.

G. Rejet

Pour un filtre idéal, nous obtiendrions un niveau d'atténuation infini pour les fréquences indésirables du signal. Cependant, en réalité, nous attendons à une limite supérieure en raison du déploiement d'un nombre fini de composants de filtre. Les conceptions pratiques spécifient souvent 60 dB comme taux de rejet.

H. Facteur de qualité

Le facteur de qualité d'un filtre est consolidé en tant que paramètre important qui définit le degré de qualité d'un tel dispositif [19]. La qualité d'un filtre dépend de la qualité de ses résonateurs, dont la structure est généralement identique ou très similaire. Il existe 3 types

de facteurs de qualité, le facteur de qualité non chargé Q_U , le facteur de qualité chargé Q_L et le facteur de qualité externe Q_E .

II.9.2. Facteur de qualité chargé

Le facteur de qualité chargé Q_L est une quantité sans dimension qui mesure la sélectivité d'un résonateur chargé à sa fréquence de résonance, c'est-à-dire lorsque le résonateur est couplé à une impédance de circuit externe. Il est déterminé à l'aide de l'équation suivante, en utilisant la réponse du paramètre S_{21} :

$$Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (\text{II.15})$$

Ici, f_0 est la fréquence de résonance et $BW_{3dB} = f_2 - f_1$ correspond à la bande passante calculée à -3 dB à partir des pertes d'insertion perçues dans des conditions de résonance, comme on peut le voir à la figure II.13 la valeur de Q_L est incremented à mesure que le filtre devient plus sélectif.

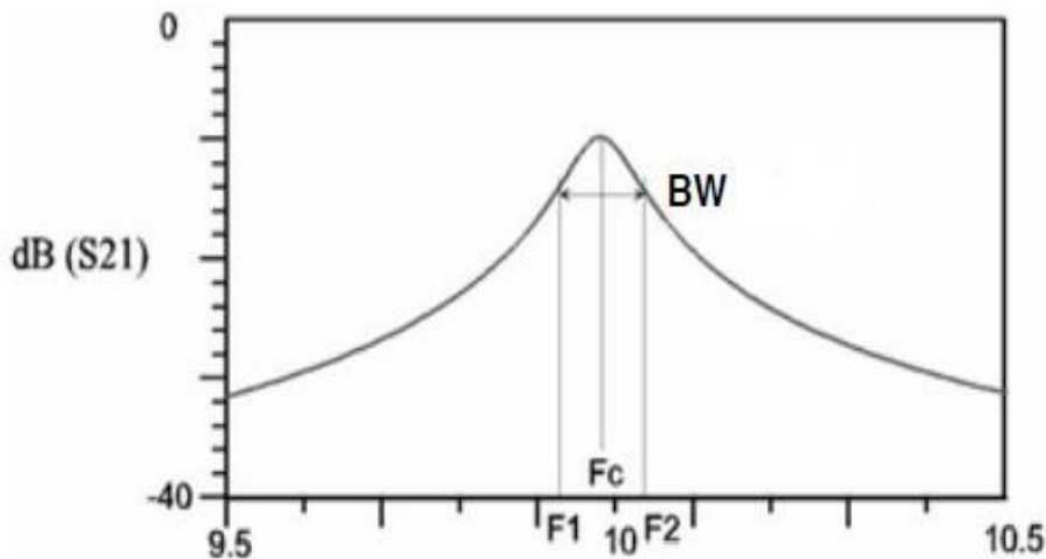


Figure II.7. La bande passante a -3 dB [20].

II.9.3. Facteur de qualité externe

Le facteur de qualité externe caractérise les pertes produites par les structures de couplage externes du résonateur. Il est défini par l'équation suivante [17-21]:

$$Q_E = \frac{w_0 \text{ (Energie stockée dans le résonateur par cycle)}}{\text{(Puissance dissipée par la charge externe par cycle)}} \quad (\text{II.16})$$

Où: $w_0 = 2 \pi f_0$ correspond à l'impulsion mesurée à la fréquence de résonance. Un résonateur à double charge commun a deux facteurs de qualité externes associés, l'un lié aux pertes d'entrée et l'autre lié à la sortie. De plus, le facteur de qualité externe peut également être exprimé par:

$$Q_E = \frac{Q_L}{|S_{21} f_0|} \quad (\text{II.17})$$

Ici, Q_L correspond au facteur de qualité chargé et $|S_{21} f_0|$ est la valeur naturelle du paramètre S_{21} mesurée dans des conditions de résonance. La valeur de pourrait également être caractérisée expérimentalement au moyen de la méthode des phases proposée dans [31]. Cette méthode est basée sur le calcul du rapport entre la fréquence de résonance f_0 et la largeur de bande Δf qui correspond à un décalage de phase de $\pm 90^\circ$ du coefficient de réflexion. Ensuite, la valeur de QE peut être exprimée par :

$$Q_E = \frac{f_0}{|\Delta f_0 \pm 90^\circ|} \quad (\text{II.18})$$

II.9.4. Facteur de qualité non chargé

Le facteur de qualité non chargé évalue les performances électriques intrinsèques d'un résonateur lorsqu'il n'est couplé à aucun circuit externe. Théoriquement, le facteur de qualité non chargé est défini par l'équation :

$$Q_u = w_0 \frac{\text{(Energie stockée dans le résonateur par cycle)}}{\text{(Puissance dissipée par la charge externe par cycle)}} \quad (\text{II.19})$$

L'expression précédente explique de manière théorique le concept de facteur de qualité non chargé; Cependant, son utilisation pratique est difficile. Il relie les valeurs de facteur de qualité chargé Q_L avec le facteur de qualité non chargé Q_U et le facteur de qualité externe Q_E .

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_E} \quad (\text{II.20})$$

La valeur du facteur de qualité non chargé peut être dérivée, dont l'expression est :

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

II.10. Les technologies planaires

Les technologies planaires sont constituées d'un ou plusieurs substrats diélectriques comportant des rubans et des plans de masse métallisés. Les modes de propagation sont les modes TEM ou quasi-TEM. La souplesse des réalisations et la facilité des interconnexions entre les fonctions font que ces technologies sont les plus utilisées dans le filtrage hyperfréquence. Les technologies planaires peuvent être divisées en plusieurs procédés de réalisation (microruban, coplanaire, triplaqué...). Ces technologies sont principalement utilisées en hautes fréquences, pour des raisons de compacité, de coût de fabrication et de reproductibilité [17].

II.10.1. Technologie microruban

La technologie microruban (Figure II .8) est très répandue dans les applications hyperfréquences car elle offre une grande simplicité de réalisation. Cette technologie est composée d'un ruban métallique sur une face du substrat et d'un plan de masse sur l'autre face. L'onde se propage dans un milieu inhomogène (air et substrat diélectrique) donc le mode fondamental de propagation est un mode quasi-TEM. La grande souplesse de cette technologie permet de réaliser de nombreuses topologies de filtres différentes [21]. Cependant, la réalisation de courts-circuits est compliquée car la jonction entre le ruban métallique et le plan de masse est effectuée par des trous métallisés. Les trous métallisés

sont des sources d'effets parasites et la précision du perçage engendre des dispersions supplémentaires. Cependant, de nombreuses topologies de filtres ont été étudiées pour éviter de réaliser des trous métallisés (Figure II.9).

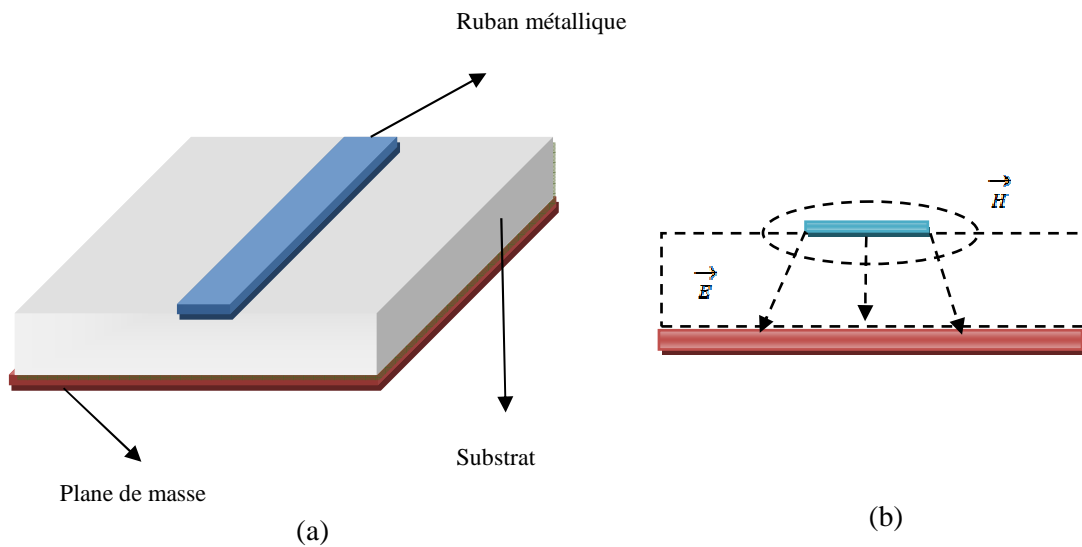


Figure II.8. Vue en coupe d'une ligne microruban (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b).

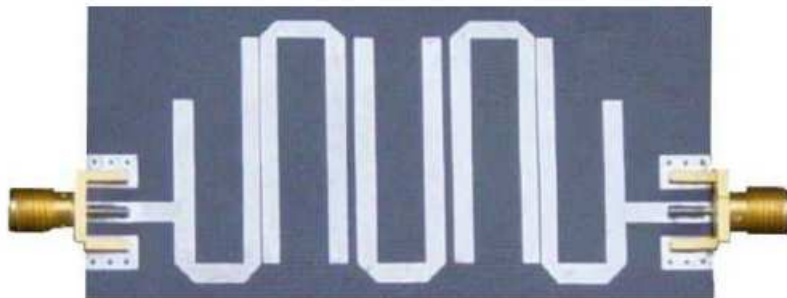


Figure II .9. Filtre « Hairpin » en technologie microruban.

II.10.2. Technologie coplanaire

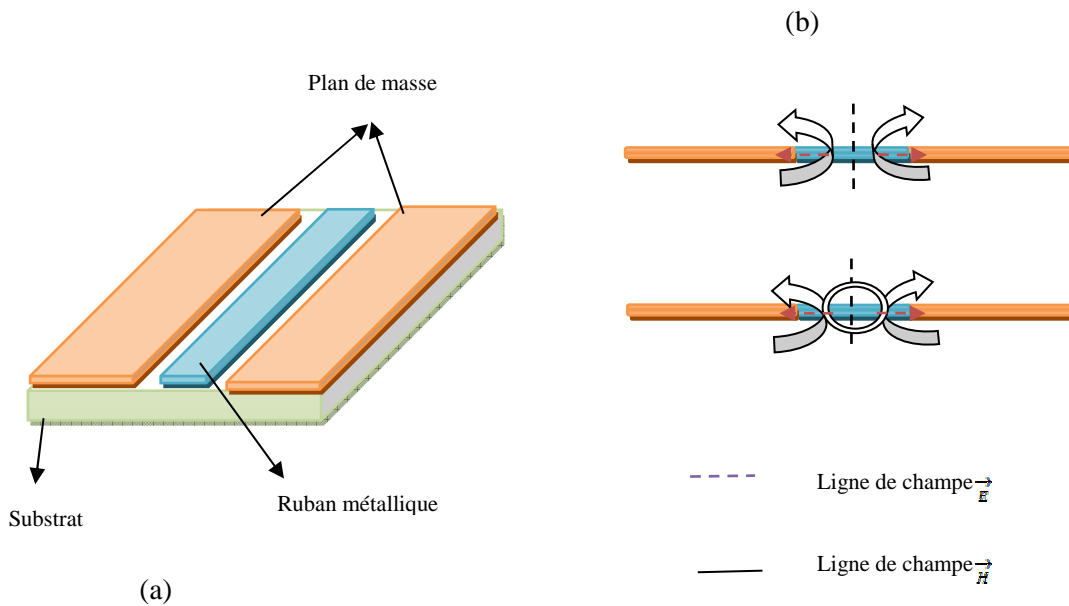


Figure II .10. Vue en coupe d'une ligne coplanaire (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b).

La technologie coplanaire a la particularité d'avoir le plan de masse sur la même face que le ruban métallique (Figure II .10 (a), (b)). L'avantage de cette technologie est la réalisation très simple des courts-circuits [21]. Cette technologie possède un mode parasite quasi-TE et un mode quasi-TEM. La possibilité d'apparition d'un mode à la place d'un autre est un inconvénient de la technologie coplanaire et il convient d'ajouter des « wire bondings » liants les deux masses afin de ne conserver que le mode TEM.

II. 10.3. Technologie triplaque

La technologie triplaque (Figure II .11 (a)) est composée d'un ruban métallique situé entre deux substrats collés. Les plans de masse sont situés sur les faces inférieure et supérieure de la structure. Cette technologie est très appréciée dans le domaine industriel car elle permet d'avoir un blindage naturel entre les circuits. De plus, le ruban métallique est dans un milieu homogène ce qui permet d'avoir un mode de propagation très proche du mode TEM (Figure II .11 (b)) [19].

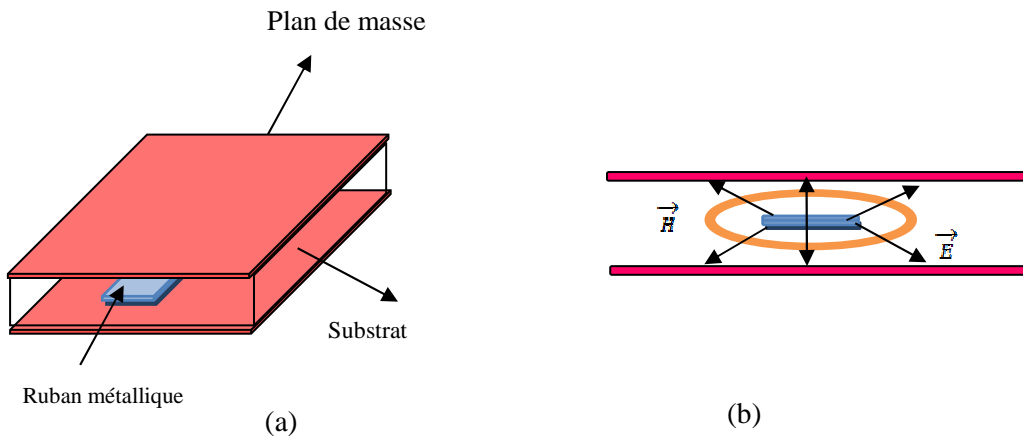


Figure II .11. Vue en coupe d'une ligne triplaque (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b).

II.11. Approximations

Le filtre idéal est irréalisable à cause de l'antagonisme entre la phase et l'amplitude. En effet, la réalisation d'un filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [17] et à la relation de Bayard-Bode [18]. Il faut donc définir une fonction d'approximation soit en amplitude soit en phase. De plus, en considérant les contraintes importantes imposées sur l'amplitude dans les systèmes actuels en termes de pertes et de réjection, seules les approximations en amplitude sont considérées [18].

Il existe trois approximations principales : Butterworth, Tchebychev et Elliptique [16].

II.11.1. Approximation de Butterworth

Cette approximation fournit une réponse en bande passante la plus plate possible. Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission :

$$|S_{12}(j\omega)| = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}} \quad (\text{II.22})$$

Où N est l'ordre du filtre et ω_c est la pulsation de coupure.

$$S_{12} \text{ dB} = 20 \log_{10} |S_{12}| \quad (\text{II.23})$$

Pour de tels filtres, l'atténuation devient vite très faible pour $\omega < \omega_c$ et augmente rapidement dès que $\omega > \omega_c$. L'atténuation (en dB) pour cette approximation est définie par :

$$dB = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \right] \quad (\text{II.24})$$

A la pulsation de coupure ω_c , l'atténuation est de 3 dB. On constate que l'atténuation du filtre est d'autant plus élevée que l'ordre du filtre augmente (Figure II.12). Une telle réponse constitue une bonne approximation en amplitude du filtre passe-bas idéal dans la mesure où l'ordre du filtre est élevé.

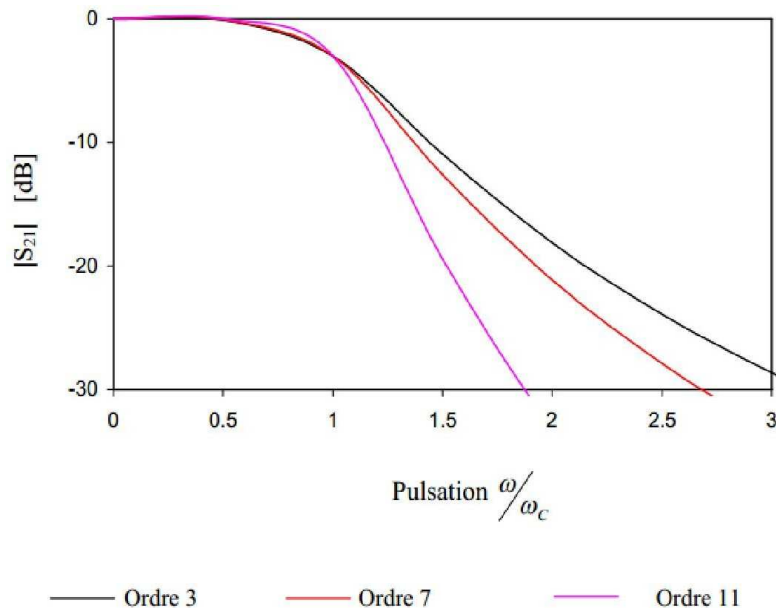


Figure II.12. Réponse d'un filtre de Butterworth pour différents ordres [21].

II.11.2. Approximation de Tchebychev

Cette approximation fournit une ondulation en bande passante mais aussi une coupure plus nette par rapport à l'approximation de Butterworth. Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission :

$$[S_{12}(j\omega)]^2 = \frac{1}{1 + S^2 T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (\text{II.25})$$

avec

$$T_N(\omega) = \begin{cases} \cos\left(N \cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) & \text{si } \omega \leq \omega_c \\ \cosh\left(N \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) & \text{si } \omega \geq \omega_c \end{cases}$$

Une telle fonction d'approximation trouve son intérêt dans la possibilité de fixer l'erreur maximale dans la bande passante (figure II .13). De plus, selon le niveau d'erreur toléré dans la bande passante, il est possible d'obtenir des niveaux importants de réjection dans la bande atténuée sans pour autant augmenter l'ordre du filtre (figure II .14).

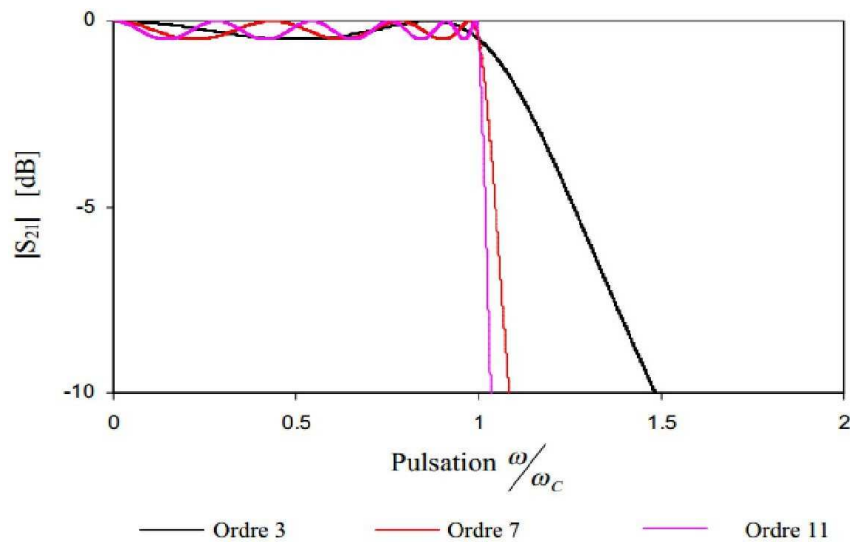


Figure II.13. Réponse d'un filtre de Tchebychev pour différents ordres [19].

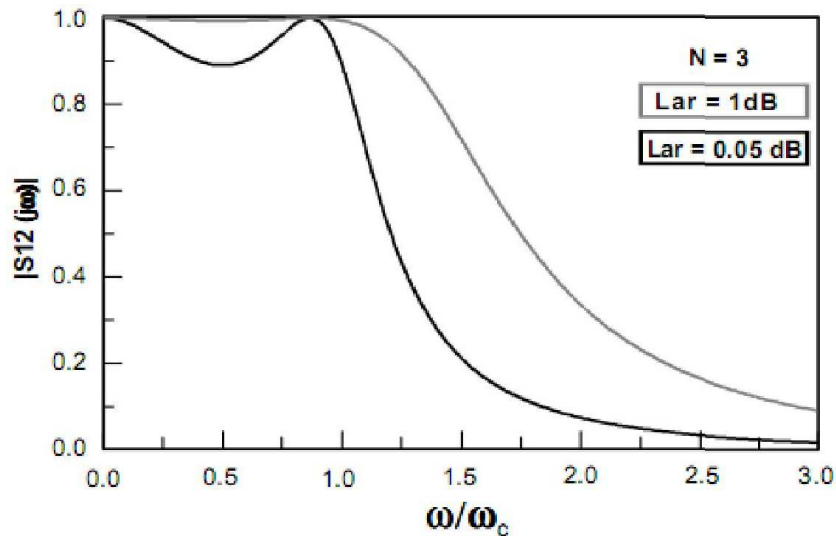


Figure II.14. Réponse d'un filtre de Tchebychev pour différentes valeurs d'erreurs maximales [19].

II.12. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation générale sur les dispositifs de filtrage. Nous avons focalisé cette étude sur les différents types des filtres, plus particulièrement sur les filtres passe-bande. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté des généralités sur les filtres. Puis nous avons présenté différentes fonctions d'approximation de filtrage : Butterworth et de Tchebychev et aussi les caractéristiques du filtre passe bande.

II.13. Références Bibliographiques

- [1] Kaddour, D. 'Conception et réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi localisés en technologie planaire', Thèse de Doctorat en électronique, Université Joseph Fourier, 11 Juillet 2007.
- [2] Winder, Steve. '*Analog and digital filter design*'. Elsevier, 2002.
- [3] Fourniols, Jean-Yves, and Christophe Escriba. 'Systèmes électroniques analogiques: amplification, filtrage et optronique'. *Presses universitaires du Mirail*, 2010.
- [4] Seghier, S. "Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications" Thèse de doctorat en télécommunications 2013, Université Abou Bekr Belkaid-Tlemcen, 2013.

- [5] Rhea, Randall W. '*HF filter design and computer simulation*'. McGraw-Hill, 1994.
- [6] Wanhammar, L. '*Analog Filters Using MATLAB*', USA, 2009.
- [7] Chen, Wai-Kai. '*Passive, active, and digital filters*'. Crc Press, 2018.
- [8] Garreau, J. 'Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC,' Ph.D dissertation, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012.
- [9] Khanna, A. and Y. Garault. 'Determination of Loaded, Unloaded, and External Quality Factors of a Dielectric Resonator Coupled to a Microstrip Line'. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. vol. 31, no. 3. pp. 261–264, 1983.
- [10] Someda, C. G. '*Electromagnetic Waves*', 2nd ed. CRC Press, 2006.
- [11] Hong, J.S '*Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*,' 2nd Edition 2nd ed. New York: Wiley and Sons, 2011.
- [12] Ortusi, J. '*Etude Mathématique des circuits de l'électronique*', Tome II : Synthèse des circuits Ed. Masson, 1967.
- [13] Hasler, M. J. Nierynck, '*Traité d'électricité : Filtres électriques*', *Ecole polytechnique de Lausanne*, Ed. Georgi.
- [14] Prigent, G. 'Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique', Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2002.
- [15] Thanh, VU, 'Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordables à MEMS RF en bande millimétrique sur silicium', Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 2010.
- [16] Mehdi, D. 'Conception et optimisation des composants passifs microondes en technologie SIW Application aux filtres passe-bandes,' Thèse de Doctorat, université de Tlemcen, 2018.
- [17] Li, Weiping, Zongxi Tang, and Xin Cao. 'Design of a SIW bandpass filter using defected ground structure with CSRRs.' *Active and Passive Electronic Components* 2017 (2017). Rebeiz, Gabriel M. *RF MEMS: theory, design, and technology*. John Wiley & Sons, 2004.
- [18] Abdelwahab, D. A. 'Etude et conception d'une antenne quasi-YAGI planaire pour l'optimisation des liaisons satellitaires', Mémoire de master, Université de Mascara, 2017.

- [19] Munir, A. 'Development of dual-band microstrip bandpass filter based on split ring resonator,' ICEAA, Cairns, Australia, 2016.
- [20] Xiao, J. K. M. Zhu, Y. Li and J. G. Ma,'Coplanar waveguide bandpass filters with separated electric and magnetic couplings,' *Electronics Letters*, vol. 52, no. 2, pp. 122-124, 1 21 2016.
- [21] PinJie Qiu, Jiang Hu and Bo Yan, 'A compact high-selective stripline SIR Bandpass filter embed in LTCC,' APMC, Macau, 2008.

Chapitre III

Conception d'une Antenne Compacte

III.1. Introduction

Dans les applications d'aéronefs, d'engins spatiaux, de satellites et de missiles hautes performances, où la taille, le poids, le coût, les performances, la facilité d'installation et le profil aérodynamique sont des contraintes, des antennes à profil bas peuvent être nécessaires. Pour répondre à ces exigences, des antennes microruban peuvent être utilisées. Ces antennes sont à profil bas, adaptables aux surfaces planes et non planes, simples et peu coûteuses à fabriquer à l'aide de la technologie moderne des circuits imprimés, robustes mécaniquement lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides, compatibles avec les conceptions MMIC (Monolithic microwave integrated circuit), ce chapitre englobe les caractéristiques de ces antennes de façon profonde [1]- [4]. Dans ce chapitre, on propose une nouvelle antenne pour des applications sans fil. La première partie de ce travail, l'antenne proposée se compose d'un résonateur microruban rectangulaire-annulaire et un plan de masse partiel, alimenté par ligne microruban. Les différents résultats de simulation des performances de l'antenne sont réalisés à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS® développé par Ansoft corporation [2].

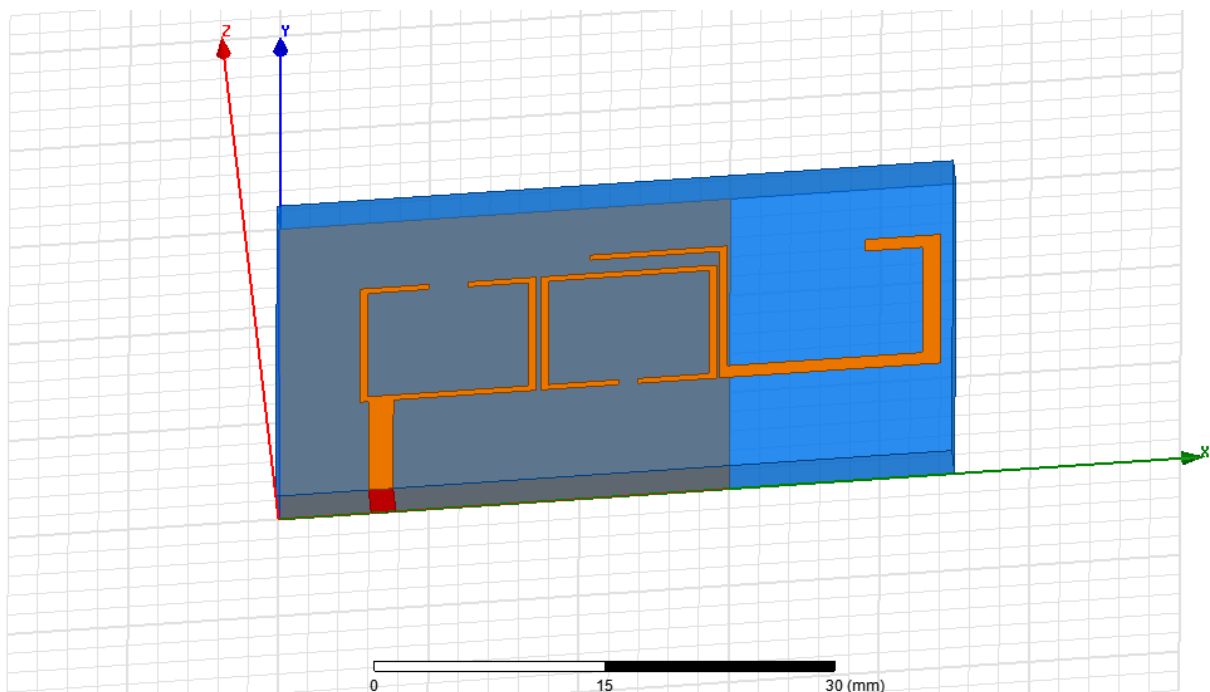


Figure III. 1. Structure d'une antenne microbande compacte avec HFSS.

La deuxième partie de ce travail sera consacré à l'étude d'une antenne rectangulaire compacte, la configuration de cette antenne a également évoluée à partir d'une antenne imprimée anneau rectangulaire compacte. Les paramètres importants qui affectent les performances de l'antenne seront étudiées afin d'avoir une bonne conception de ce type d'antenne.

La structure d'antenne étudiée est représentée par la figure III. 1. Elle est constituée d'un patch compact, imprimé sur la face supérieure d'un substrat de type 'FR4 epoxy', de permittivité relative = 2.65 et d'épaisseur $h = 0.6 \text{ mm}$. Le plan de masse imprimé sur la face inférieure du substrat et couvre toute la surface. Le filtre est destiné à fonctionner à une fréquence de 2.45 GHz.

III.2. Discussions des résultats numériques

III.2.1. Etude paramétrique d'une antenne compacte

III.2.1.1. Coefficient de réflexion

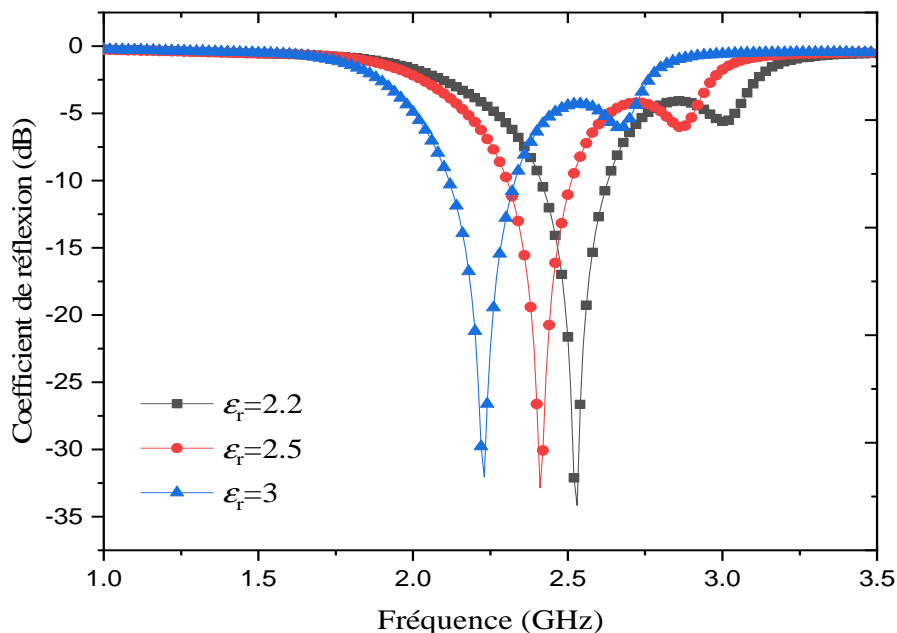


Figure III.2. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne compacte pour différentes permittivités relatives du substrats ϵ_r .

La Figure III.2. Représente la variation du Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne compacte pour différentes permittivités relatives du substrats ϵ_r . A partir de cette figure on observe que l'augmentation des valeurs de permittivité ϵ_r provoque une petite variation de la fréquence et les valeurs du coefficient de réflexion restent inchangées. Nous remarquons qu'une meilleure adaptation est pour permittivité relative égale à 2.5 à la fréquence 2.45 GHz. Nous pouvons noter également, qu'un décalage vers la fréquence désirée est achevé en diminuant la valeur de permittivité.

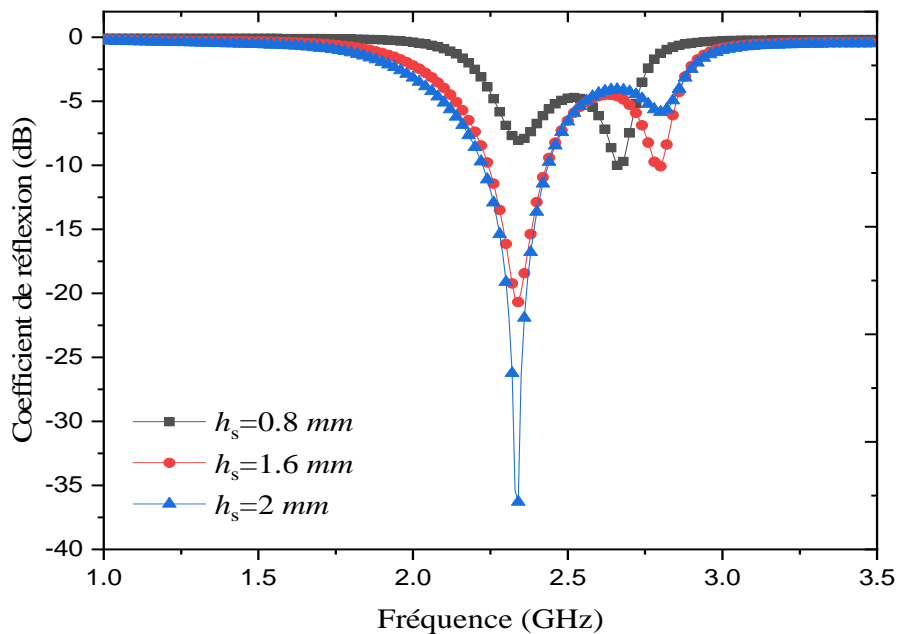


Figure III.3. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne compacte pour différentes épaisseurs du substrat h_s .

La Figure III.3. Représente La variation du Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne compacte pour différentes épaisseurs du substrats h_s . En faisant varier la hauteur du substrat de 0.8 mm à 2 mm, on remarque que la variation de l'épaisseur de substrat fournit une variation dans la bande passante. Ces résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation dans 2.4 GHz, avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. L'épaisseur optimisée pour la largeur de bande d'impédance maximale est égale à 1.6mm.

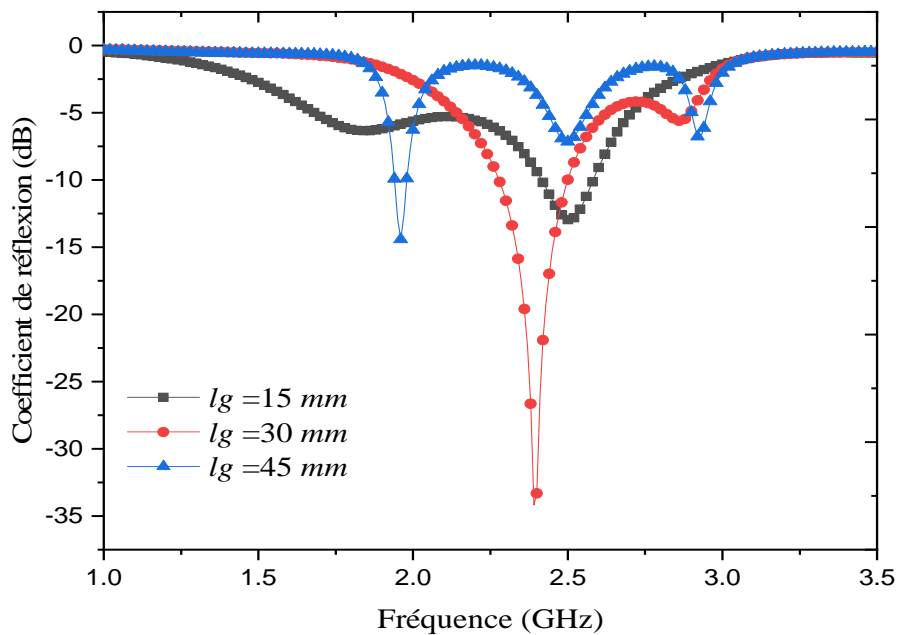
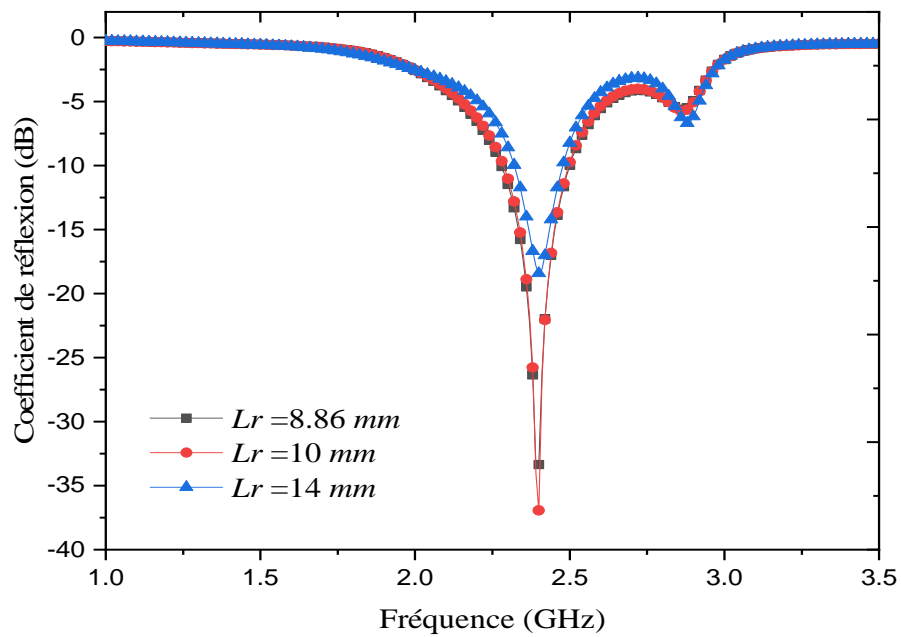


Figure III.4. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne compacte pour différentes longueurs de plan de masse l_g .

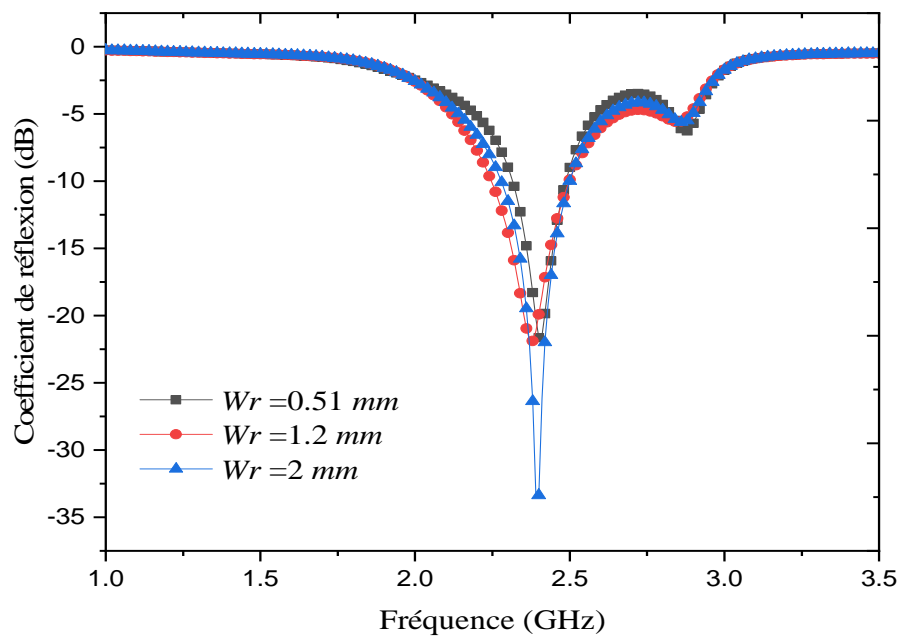
Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de plan de masse l_g , sont présentés dans la figure III.4.

- Pour $l_g = 15 \text{ mm}$ la fréquence sera 2.55 GHz, et le coefficient de réflexion est diminué jusqu'à -14 dB et juste après la valeur de 2.55 GHz il relevée d'augmenter et reste stable au zéro.
- Pour $l_g = 30 \text{ mm}$, la fréquence est de 2.4 GHz, et le coefficient de réflexion est diminué jusqu'à -35 dB et juste après la valeur de 2.4 GHz il relevée d'augmenter et reste stable au zéro.
- Pour $l_g = 45 \text{ mm}$, la fréquence diminuée a 1.95 GHz, et le coefficient de réflexion est diminué jusqu'à -15 dB et juste après la valeur de 1.95 GHz il relevée d'augmenter et reste stable au zéro.

D'après ces résultats on constate que le deuxième cas est la plus adapté par rapport à l'étude théorique.



(a)



(b)

Figure III.5. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne compacte pour différentes : (a) longueurs de résonateur l_r , (b) largeurs de résonateur w_r .

Dans le but de voir l'influence des différents paramètres d'antenne compacte sur le coefficient de réflexion, la figure III.5 illustre la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne compacte pour différentes : longueurs de résonateur l_r Figure III.5(a), largeurs de résonateur w_r Figure III.5(b). On observe que le coefficient de réflexion est moins de (-10 dB) et que la fréquence est presque fixée à 2.45 GHz. On remarque aussi, que les courbes pour les valeurs de l_r égales à 8.86 mm et 10 mm sont presque identiques. Donc pour une meilleure adaptation, on choisit une longueur de résonateur l_r égale à 10 mm pour une fréquence de 2.45 GHz.

D'ailleurs La figure III.5(b) représente l'effet de la largeur de résonateur w_r sur la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. On observe que pour $w_r=2mm$ le coefficient de réflexion égale à -34 dB et une fréquence de 2.4 GHz et cette valeur du w_r est la meilleure pour cette structure.

III.2.2. Rapport d'onde stationnaire (TOS)

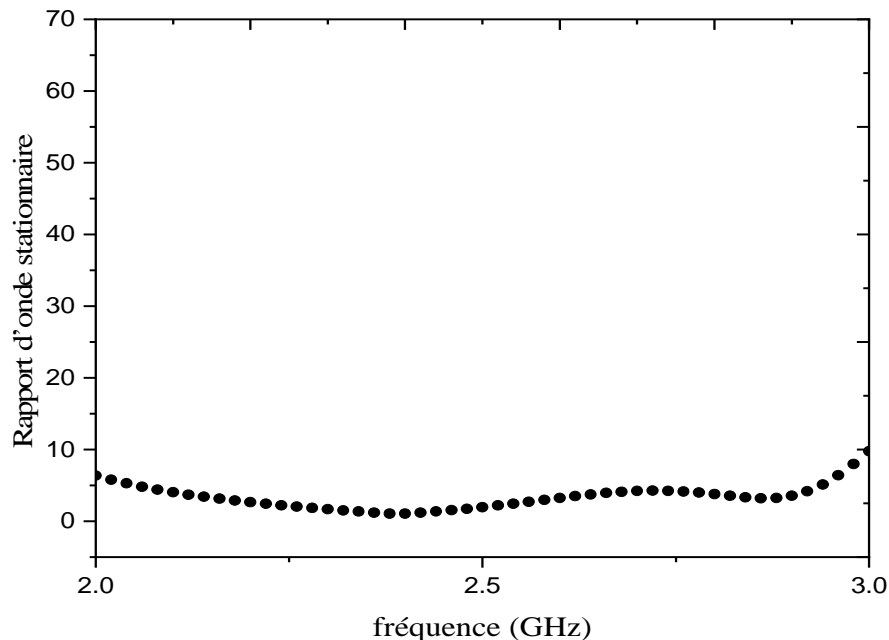


Figure III.6. Rapport d'onde stationnaire d'une antenne compacte optimisée.

La Figure III.6. Illustre le rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence optimisée. On observe que le rapport d'onde stationnaire variée entre (2 et 2.5 dB). Les figures précédentes montrent que les caractéristiques de la ligne et la position du point d'alimentation engendrent une bonne adaptation et un rapprochement des résonances permettant d'adapter ($|S_{11}|_{dB} < -10$ dB) et d'élargir la bande passante de cette antenne optimisée. Les simulations sont faites par le logiciel de modélisation électromagnétique HFSS[®]. A partir de ces études paramétriques, nous avons extrait les paramètres optimisés de l'antenne proposée. En se référant à la figure III.7, ces valeurs optimisées sont présentées dans le tableau III.1.

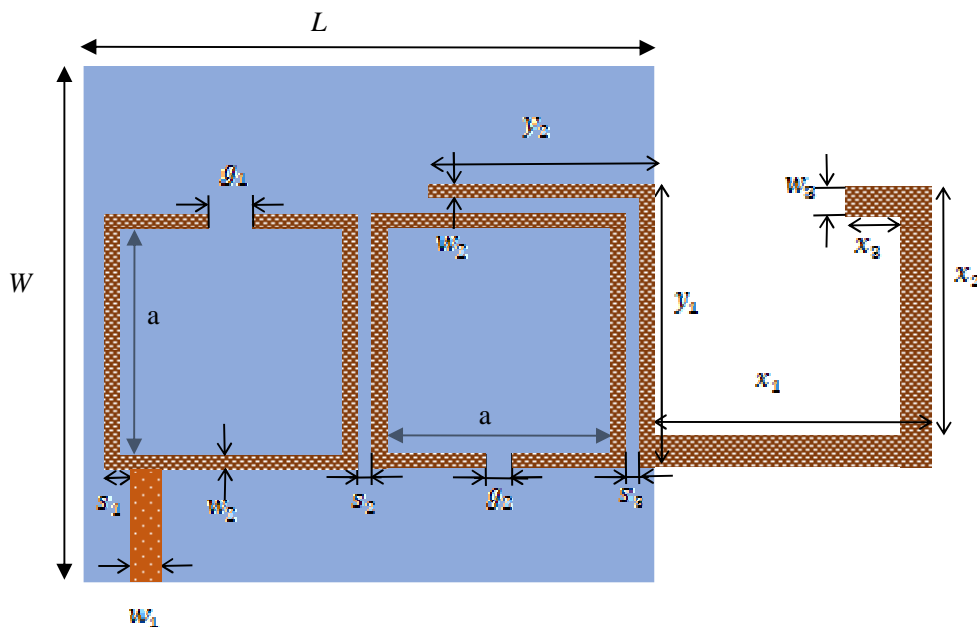


Figure III. 7. Dimensions de la structure de l'antenne optimisée, $W=30$ mm; $L=30$ mm; $w_1=1.64$ mm; $s_1=0.6$ mm; $a=10.68$ mm; $g_1=2.6$ mm; $w_2=0.51$ mm; $g_1=1.3$ mm; $s_2=0.33$ mm; $s_3=0.19$ mm; $y_1=12.4$ mm; $y_2=8.6$ mm; $x_1=13$ mm; $x_2=12.1$ mm; $x_3=3.8$ mm; $w_3=1.2$ mm.

Tableau. III.1. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.

Dimensions paramétriques	Valeur en (mm)
Longueur ligne alimentation, L_f	9.15
Largueur ligne alimentation, W_f	1.64
Largueur substrat, W_s	30
Longueur substrat, L_s	30
Hauteur substrat, h	0.6

III.2.3. Diagramme de rayonnement 2D

La figure III.8 illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne à la fréquence 2.4 GHz sur les deux plans E et H. Le rayonnement est symétrique et bidirectionnel et le lobe principal se dirige aux alentours de 0 et de 90 degrés. Le rayonnement est relativement stable sur toute la bande de fréquence convoitée. Nous présentons également le rayonnement de cette antenne pour les mêmes fréquences sur le plan H. On remarque un comportement omnidirectionnel, plus ou moins stable sur toute la bande de fréquences.

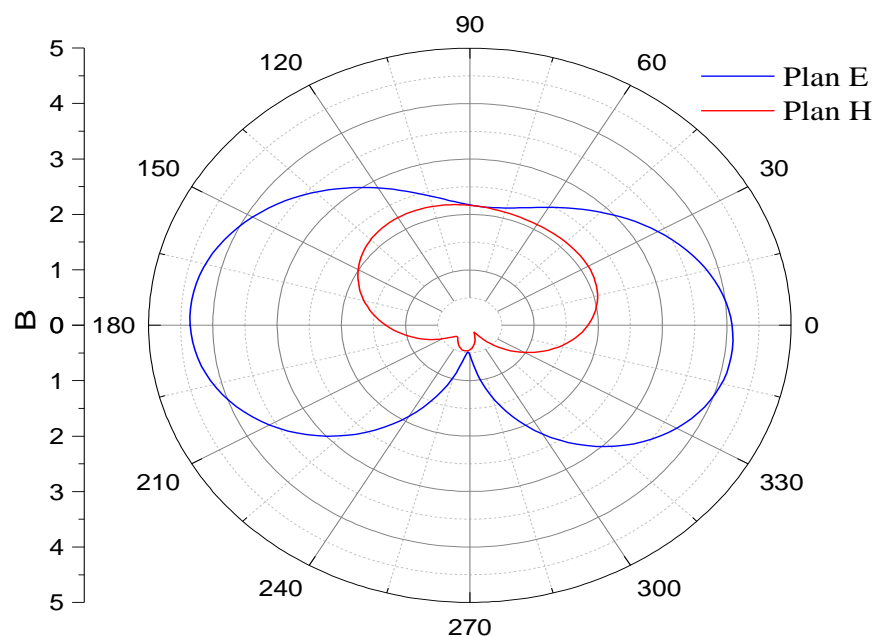


Figure III.8. Diagramme de rayonnement 2D d'une antenne compacte optimisée.

III.2.4. Diagramme de rayonnement 3D

Afin de montrer le rayonnement par rapport à l'antenne, nous illustrons dans la figure III.9 le diagramme de rayonnement en 3D aux fréquences 1, 2.4, 10.8 et 3.5 GHz. Ils permettent de bien visualiser l'évolution du rayonnement lorsque la fréquence varie de 1 à 4 GHz. Nous pouvons dire que le rayonnement est focalisé des deux côtés de l'antenne.

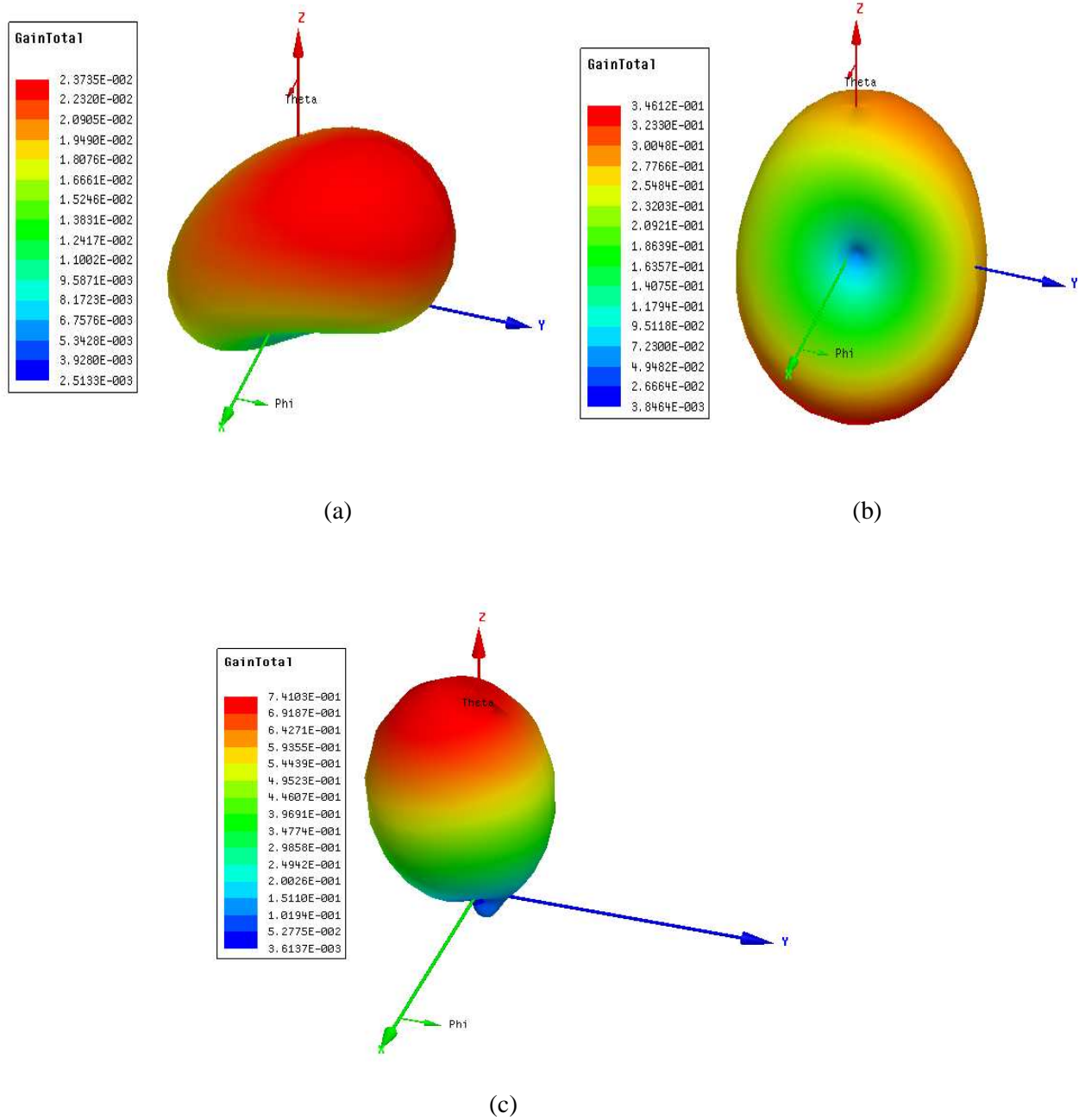
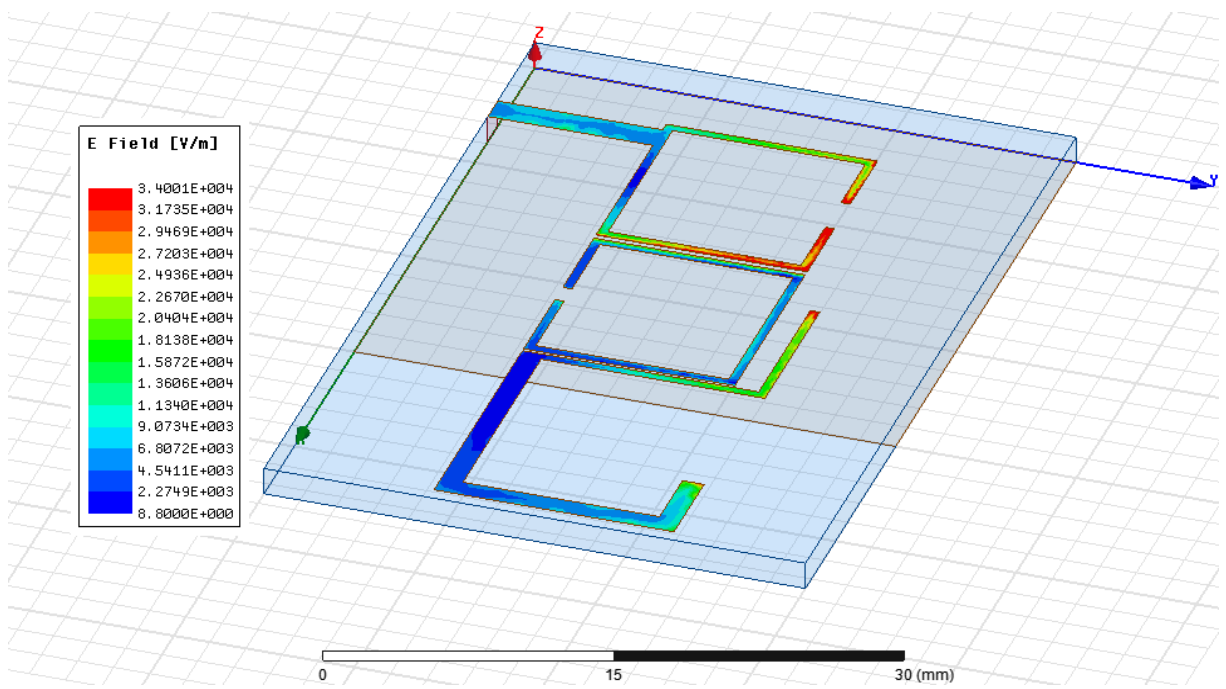


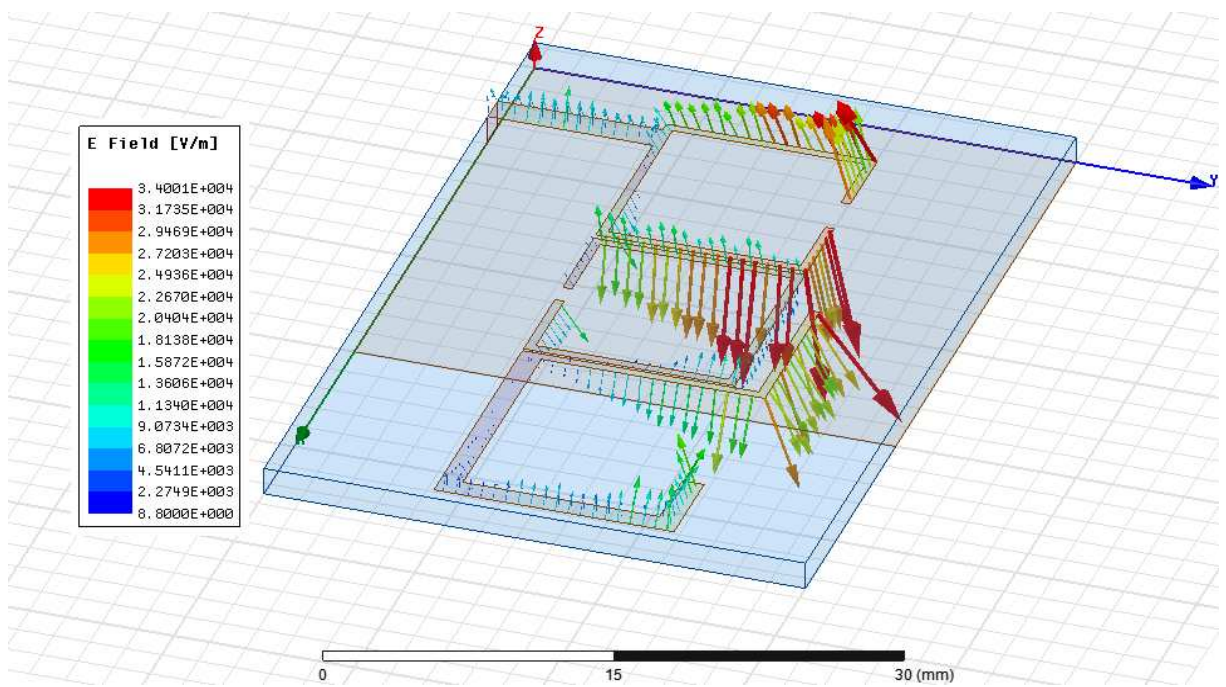
Figure III.9. Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne compacte optimisée, (a) 1GHz, (b) 2.4 GHz, (c) 3.5 GHz.

II.2.5. Cartographie des champs

La distribution du champ électrique sur le patch est représentée dans la figure. III.10. Cette figure illustre la cartographie de champ dans l'antenne, on observe d'une part que, le champ électrique est concentré au niveau des bords, et d'autre part, on constate une absence du champ au centre du patch, ce qui correspond à la théorie.

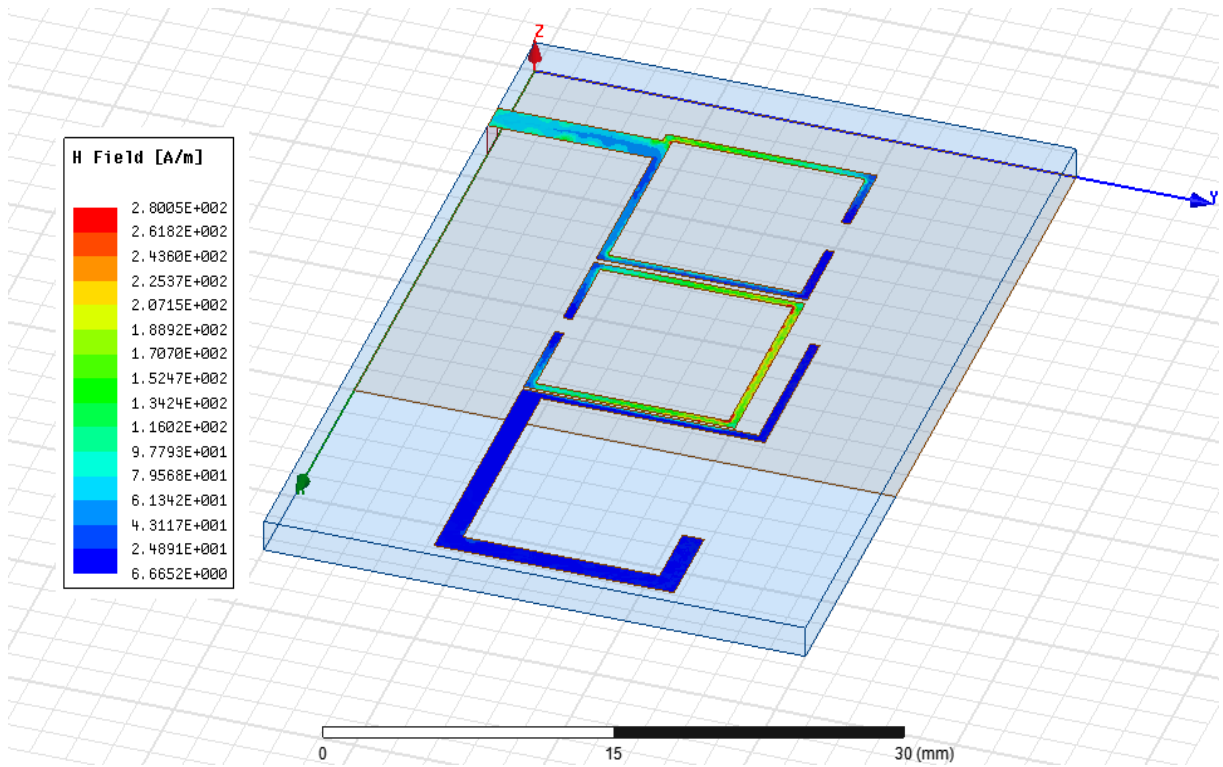


(a)

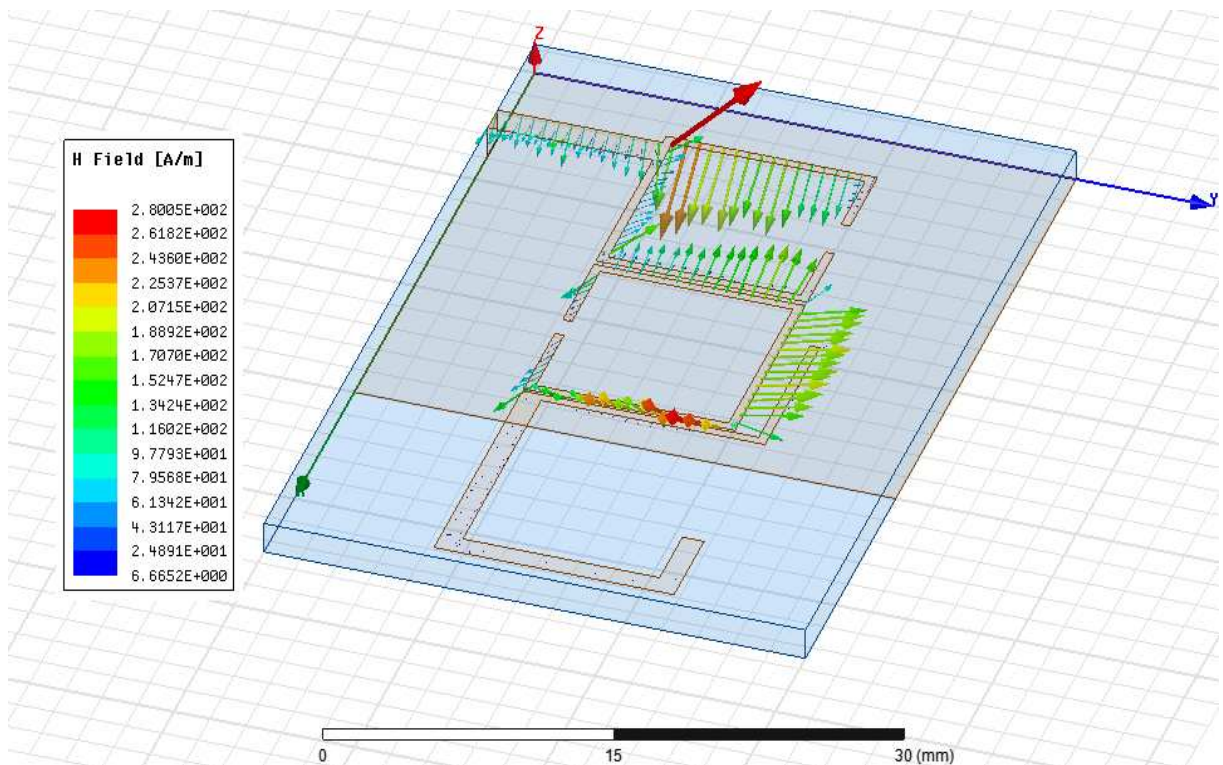


(b)

Figure III.10. Répartition du champ électrique du filtre-Antenne sous HFSS.



(a)



(b)

Figure III.11. Répartition du champ magnétique du filtre-Antenne sous HFSS.

La Figure III.11. Représente la répartition du champ magnétique de l'antenne sous HFSS, d'après cette figure on remarque que le champ magnétique est mis bien dans les bornes de résonateur et au niveau de l'antenne mais il est un peu faible au milieu. On voit aussi que la propagation du champ magnétique est bien au niveau de la ligne d'excitation mais il est presque nul sur le résonateur (l'antenne).

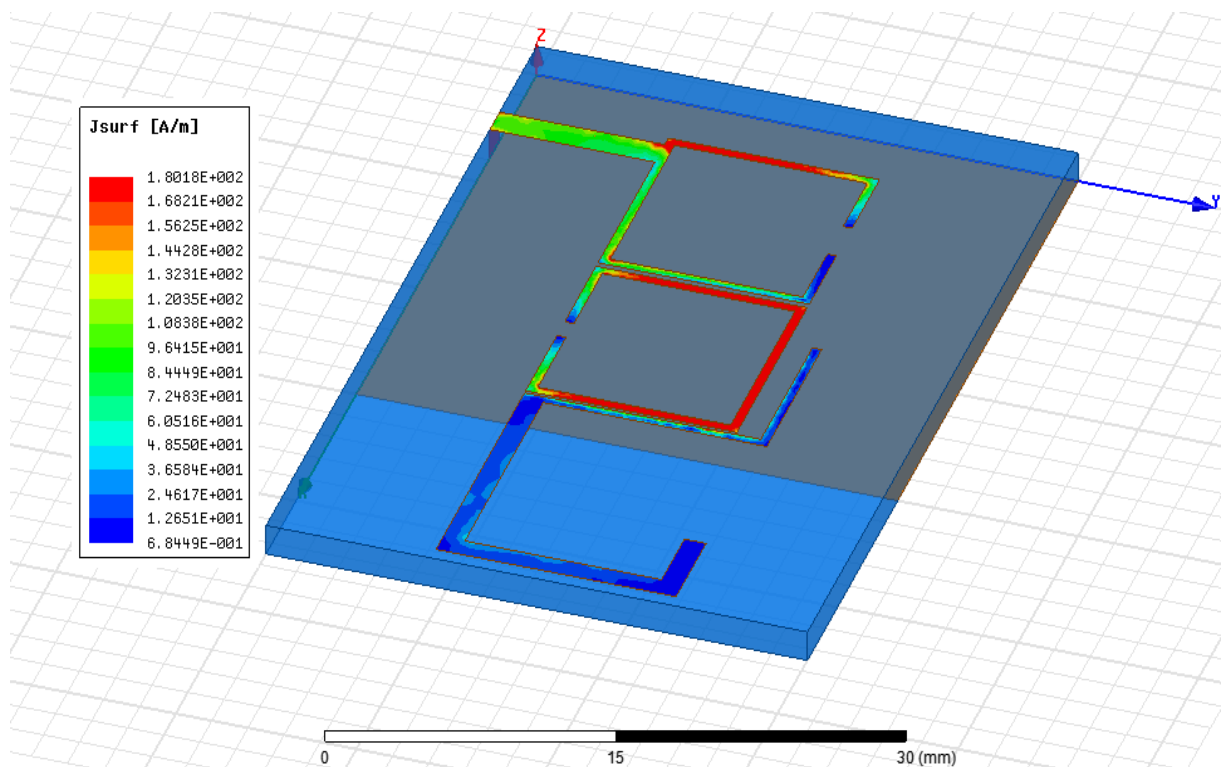


Figure III.12. Répartition du courant électrique du filtre-Antenne sous HFSS.

On remarque aussi que, ces résultats sont convenables à celui de la distribution des vecteurs du champ électrique sur le patch est représenté dans la figure. III.10.

La figure III.12 illustre la distribution surfacique des courants sur la face supérieure de l'élément rayonnant à l'aide d'une comparaison des cartographies de densité de courants surfacique de part et d'autre de l'élément rayonnant.

L'étude de la répartition des courants sur l'antenne est alors nécessaire, afin de visualiser l'impact du plan de masse et la ligne de transmission sur les trajets des courants. La distribution surfacique des courants sur la face supérieure de l'élément rayonnant a été effectuée à la fréquence de 2.4 GHz. La figure III.12 indique la répartition des courants de

notre antenne. On peut remarquer que les courants se concentrent tout d'abord le long de la ligne avant d'arriver au l'élément rayonnant elliptique à son extrémité.

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'influence des différents paramètres géométriques de l'antenne a résonateur microbande et ceux de l'alimentation par ligne microbande, qui nous ont permis de concevoir une antenne compacte. Nous avons conclu que : les dimensions, la permittivité et l'alimentation ont une grande influence sur l'adaptation de l'antenne.

Nous avons présenté une nouvelle antenne dont la géométrie est basée sur celle de l'antenne rectangulaire. Nous avons vu comment, en insérant un élément (résonateur) dans le premier résonateur rectangulaire, il est possible de faire élargir la bande passante de l'antenne proposée. De plus, cette augmentation de la bande passante peut être pilotée en jouant sur les différents paramètres constituant la nouvelle géométrie, à savoir, sa permittivité, sa hauteur du substrat ou son plan de masse.

III.4. Références bibliographiques

- [1] Seladji, N. F. Marouf, L. Merad, S. Meriah, F. Bendimerad, M. Bousahla, and N. Benahmed, "Antenne Microruban Miniature Ultra Large Bande ULB pour Imagerie Micro-onde," *Revue Méditerranéenne des Télécommunications*, vol. 3, pp. 21-25, 2013.
- [2] Ansoft V. 13, H. F. S. S. "High Frequency Structure Simulator." Ansoft Co (2009).
- [3] Balanis, C. A. A., 'Antenna Theory Analysis and Design,' 3rd edition, JohnWiley& Sons. Inc., Publication, 2005.
- [4] Fusco, Vincent F. 'Teoria e técnicas de antenas:Princípios e prática'. Bookman Editora, 2009.

Chapitre IV

Conception d'une Antenne-Filtre Compacte

IV.1. Introduction

Le développement rapide des systèmes sans fil modernes, a été associé avec des objectifs de conception tels que la taille compacte, les faibles pertes, une sélectivité élevée, des coûts abordables et des composants hautes performances [1]. La miniaturisation des filtres hyperfréquences est un sujet de recherche populaire ces dernières années en raison de l'expansion croissante des systèmes de communication sans fil et mobiles fonctionnant dans la partie inférieure du spectre des hyperfréquences [2]. Les filtres sont largement utilisés dans les circuits électroniques de traitement de signal. Ils sont particulièrement utilisés dans les systèmes de télécommunication et leur rôle est fondamental puisqu'il s'agit d'éliminer toutes les composantes parasites du signal utile, qui peuvent être assimilées à du bruit [1].

Des performances électriques sans cesse améliorées, une sélectivité accrue, un moindre encombrement et un coût de production réduit constituent les contraintes principales devant lesquelles la conception des filtres radiofréquences et micro-ondes constitue un grand défi. Dans ce contexte, le développement de filtres très sélectifs, possédant de faibles niveaux de pertes et peu encombrants, est à l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental [3].

Comme la réalisation de filtres micro-onde passe bande ou stop bande se base sur l'association de structures résonnantes élémentaires, nous présentons en premier lieu l'analyse et la simulation de structures résonnantes élémentaires miniaturisées en technologie microruban. Ce chapitre est consacré à la conception et les résultats de simulation du filtre passe bande sous HFSS[®].

La structure du filtre étudiée est représentée sur la figure IV. 1. Elle est constituée des résonateurs compacts, imprimés sur la face supérieure d'un substrat de type 'FR4 epoxy', de permittivité relative = 2.65 et d'épaisseur $h = 0.6 \text{ mm}$.

Le plan de masse imprimé sur la face inférieure du substrat et couvre la moitié de la surface. Le filtre est destiné à fonctionner à une fréquence de 2.45 GHz.

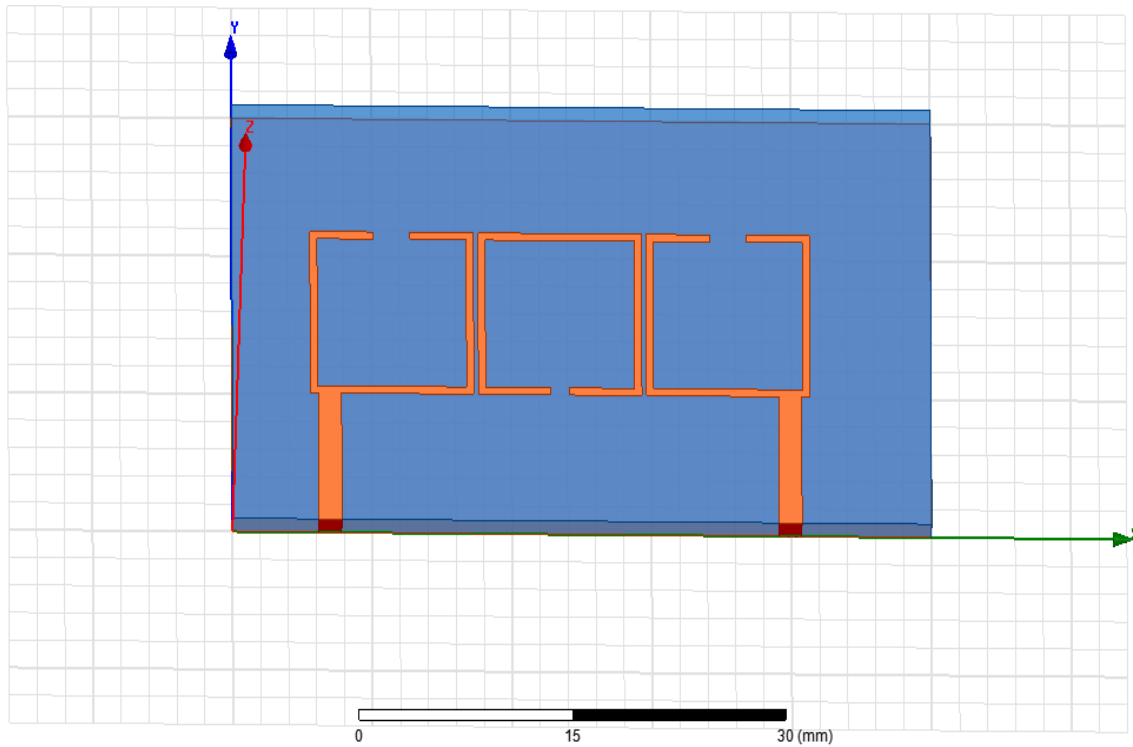


Figure IV. 1. Structure imprimé du filtre passe-bande à base de résonateur avec HFSS.

IV.2. Discussions des résultats numériques

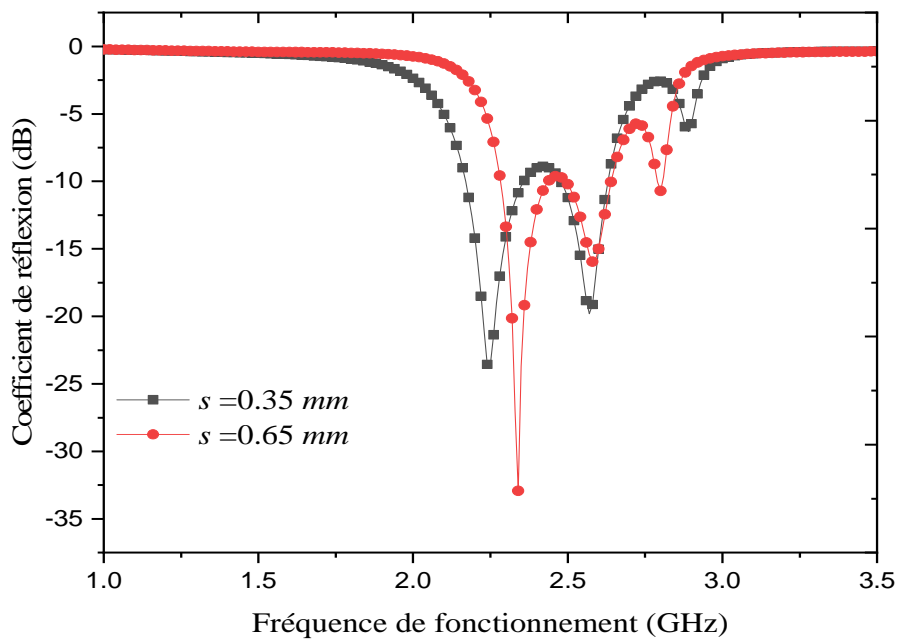


Figure IV.2. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour deux valeurs de distances de couplage G .

La Figure (IV.2) représente la Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour deux valeurs de distances de couplage s .

On constate que, lorsque on augmente la distance de couplage s la fréquence de résonance augmente lentement.

Pour une distance de couplage $s=0.35 \text{ mm}$, on remarque que le filtre a une première bande de fréquences entre (2.2 GHz et 2.3 GHz) avec une fréquence centrale de 2.25 GHz , par contre pour le cas d'une distance de couplage $s= 0.65 \text{ mm}$, la bande de fréquences entre (2.4 GHz et 2.45 GHz) avec une fréquence centrale de 2.44 GHz . Donc le deuxième cas est la plus adapté

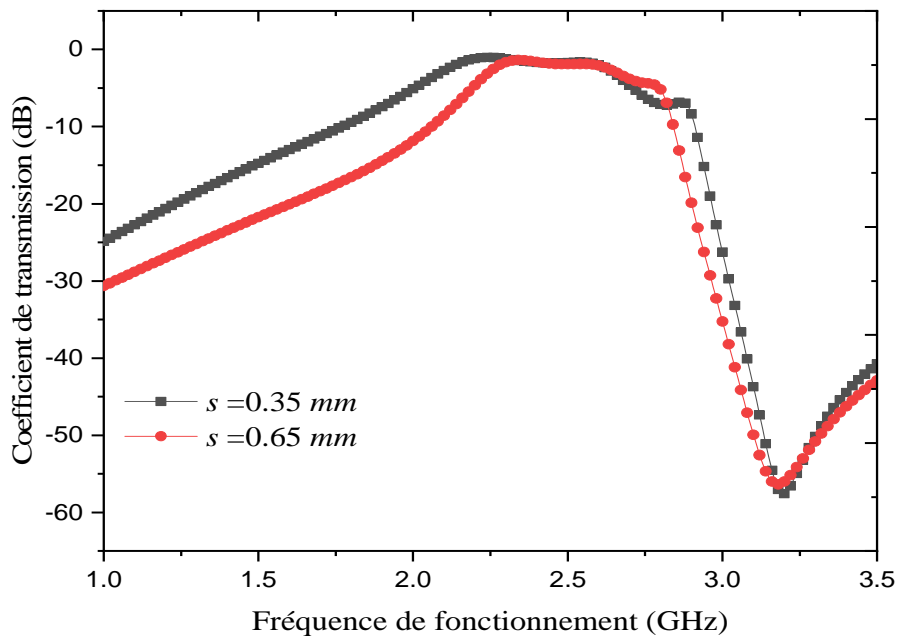


Figure IV.3. Variation de coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour deux valeurs de distances de couplage s .

La Figure IV.3, présente la variation de coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour deux valeurs de distances de couplage s .

On peut observer que la bande passante de ce filtre s'étend de 2.1 GHz à 2.9 GHz, avec un niveau de transmission proche de 0 dB. Le taux d'onde stationnaire reste au voisinage de 2 dans toute la bande passante, ce qui exprime une bonne adaptation.

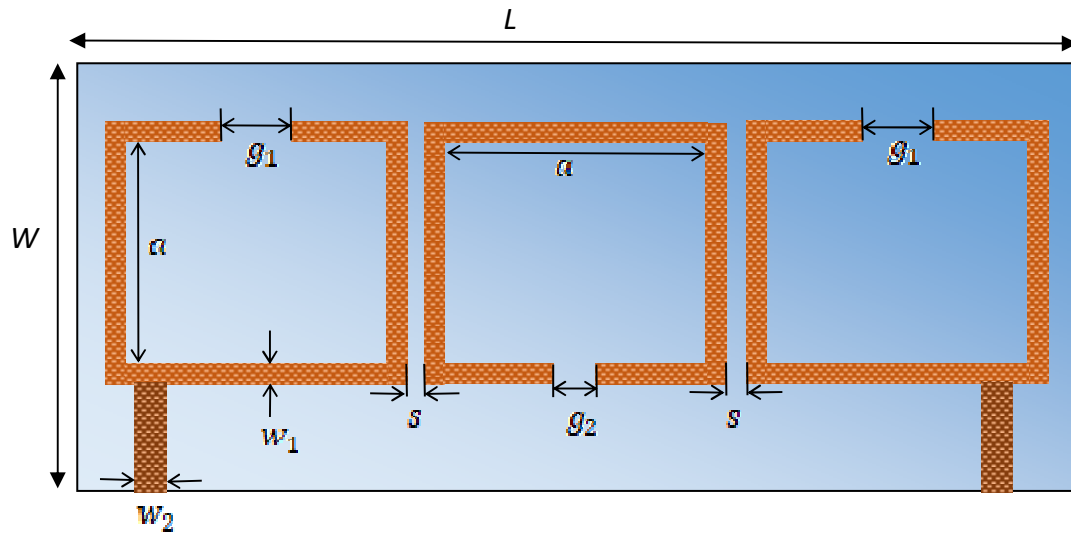


Figure III. 4. Dimensions de la structure d'une antenne-filtre optimisée, $L=45\text{ mm}$; $W=30\text{ mm}$; $a=10.68\text{ mm}$; $g_1=2.6\text{ mm}$; $g_2=1.3\text{ mm}$; $s=0.33\text{ mm}$; $w_1=0.51\text{ mm}$; $w_2=1.64\text{ mm}$.

IV.2.1. Coefficient de réflexion et de transmission

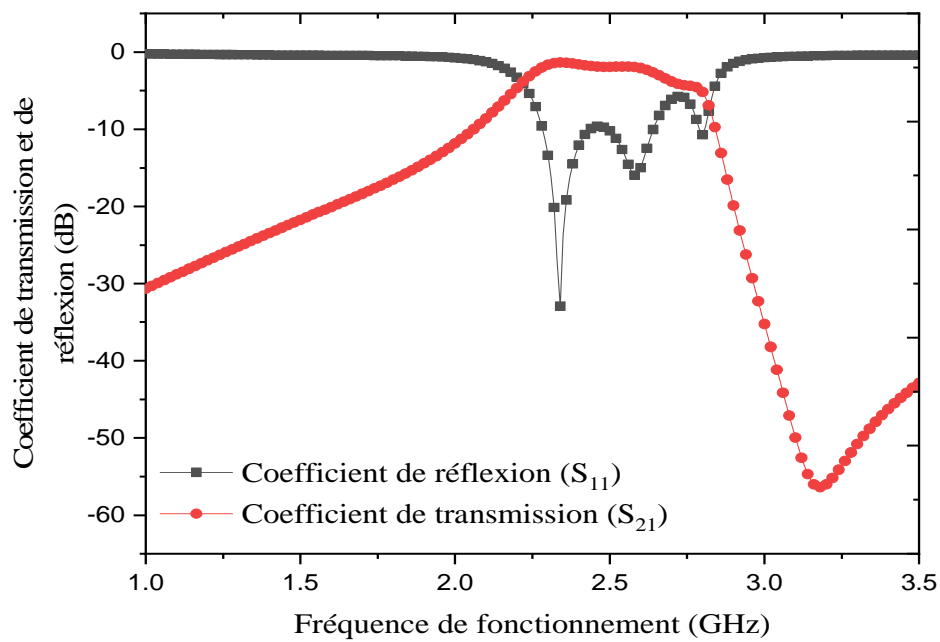


Figure IV.5. Coefficients de réflexion et de transmission du filtre proposé en fonction de la fréquence de fonctionnement.

La Figure IV.5 présente la variation de coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence d'opération, on constate que le filtre à une bande passante à -10 dB comprise entre 2.3GHz à 2.58GHz avec une fréquence centrale de 2.4GHz, on remarque que ce filtre peut couvrir cette bande. On constate aussi, que le filtre répond exactement aux exigences souhaitées tels que la fréquence centrale.

Le meilleur filtre passe-bande, doit atteindre une très faible perte de transmission (plus proche de zéro), en plus d'atteindre les plus hauts niveaux de perte de réflexion (plus de 10 dB). De même, pour atteindre la meilleure sélectivité en fréquence, un bon filtre passe bande doit obtenir une rejection nette.

IV.2.2. Distribution du courant dans le filtre

La Figure IV.6. Présente la répartition du champ électrique du filtre sous HFSS.

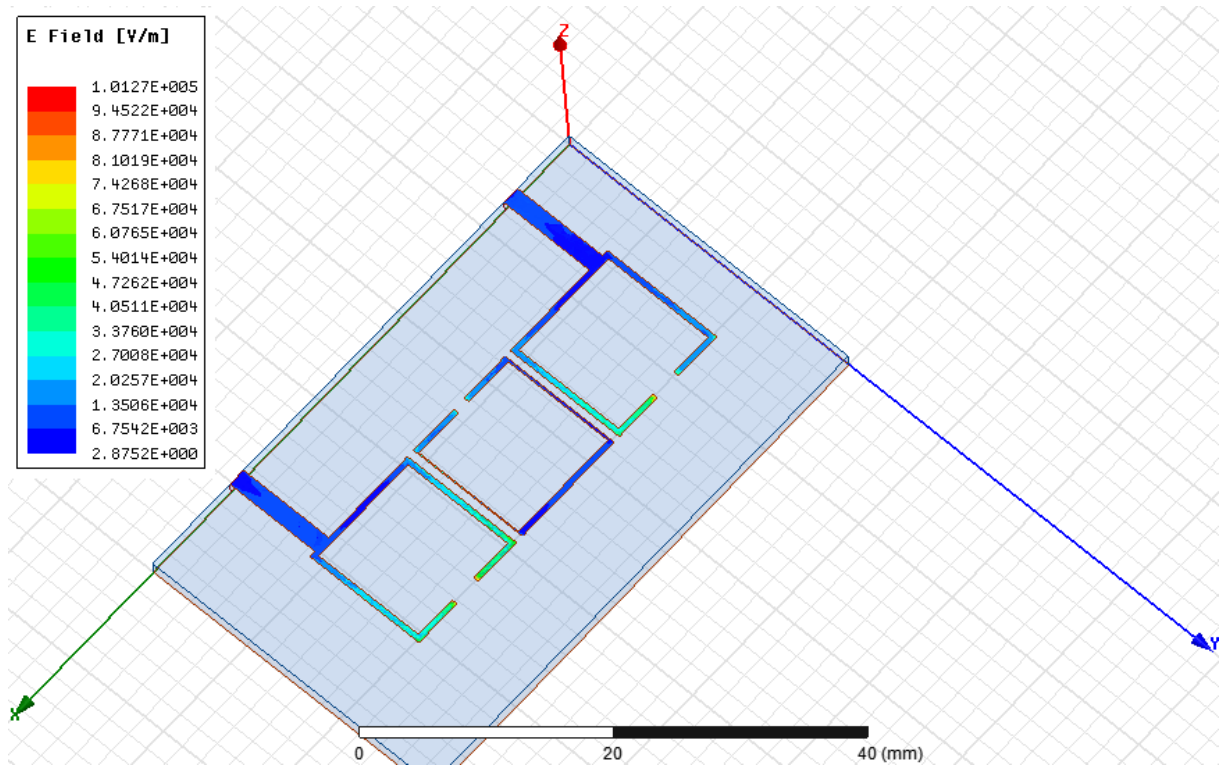
D'après la figure IV.6(a), on remarque que le champ électrique généralement stationné au bord de la structure et il est un peu faible au milieu.

D'autre part selon la figure IV.6(b), on voit que le champ électrique se propage presque à l'intérieur de la structure.

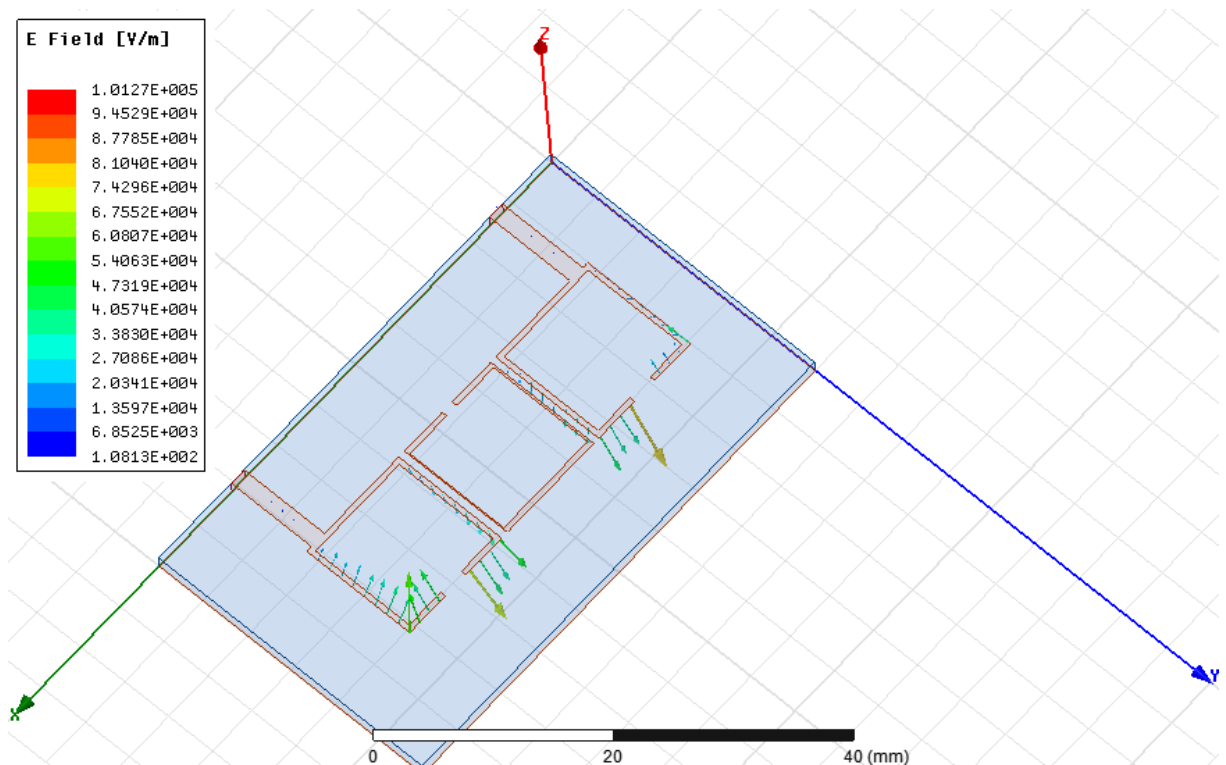
La Figure IV.7. Présente la répartition du champ électrique du filtre sous HFSS. Selon la figure IV.7(a), on constate que le champ magnétique généralement concentré au bord de la structure et il est un peu faible au milieu. Par contre, dans la figure IV.7(b), on voit que le champ magnétique se propage presque à l'intérieur de la structure coté inférieur.

Dans cette partie nous traçons la distribution du courant afin de déterminer les parties où le courant passe. Cela nous a permis de définir les parties qui sont responsable du processus de filtrage et pour confirmer les résultats de l'étude paramétrique. La Figure IV.8 montre le résultat de cette simulation.

À partir de la figure IV.8. On voit que le courant est concentré au bord du résonateur de la structure précisément à côté de ligne d'alimentation,

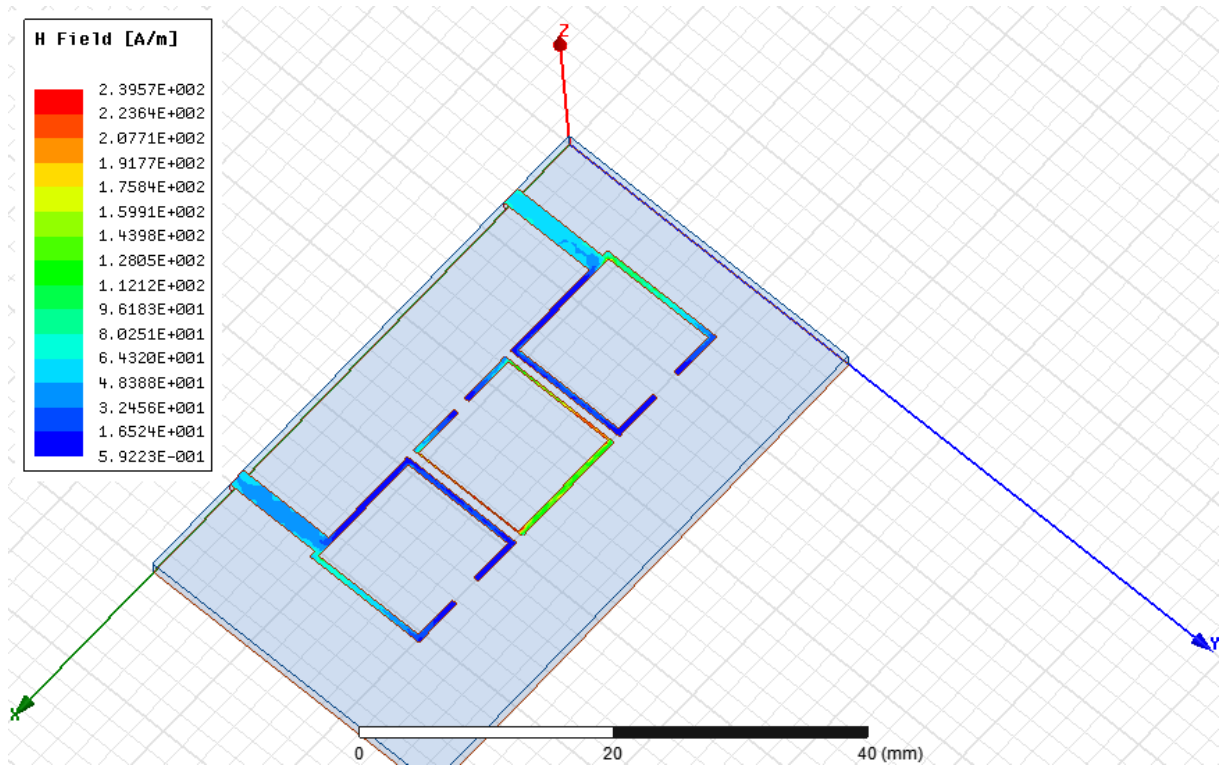


(a)

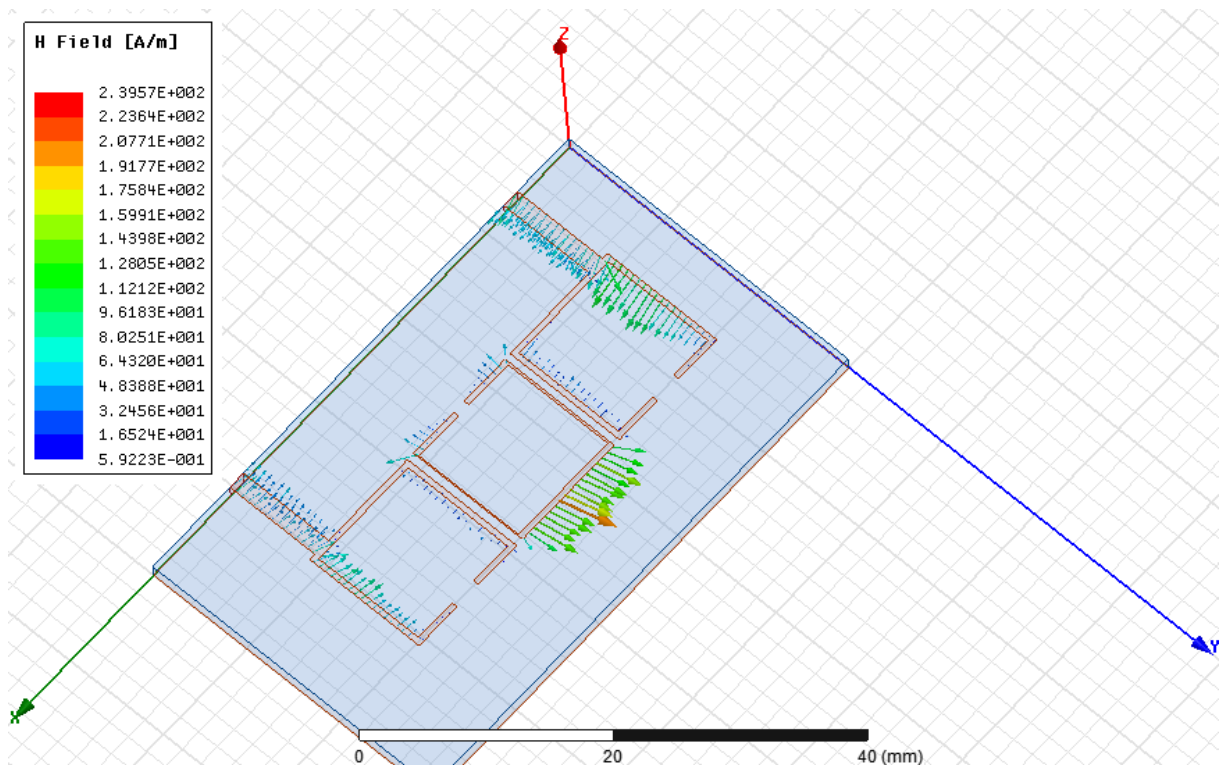


(b)

Figure IV.6. Répartition du champ électrique du filtre-Antenne sous HFSS.



(a)



(b)

Figure IV.7. Répartition du champ magnétique du filtre-Antenne sous HFSS.

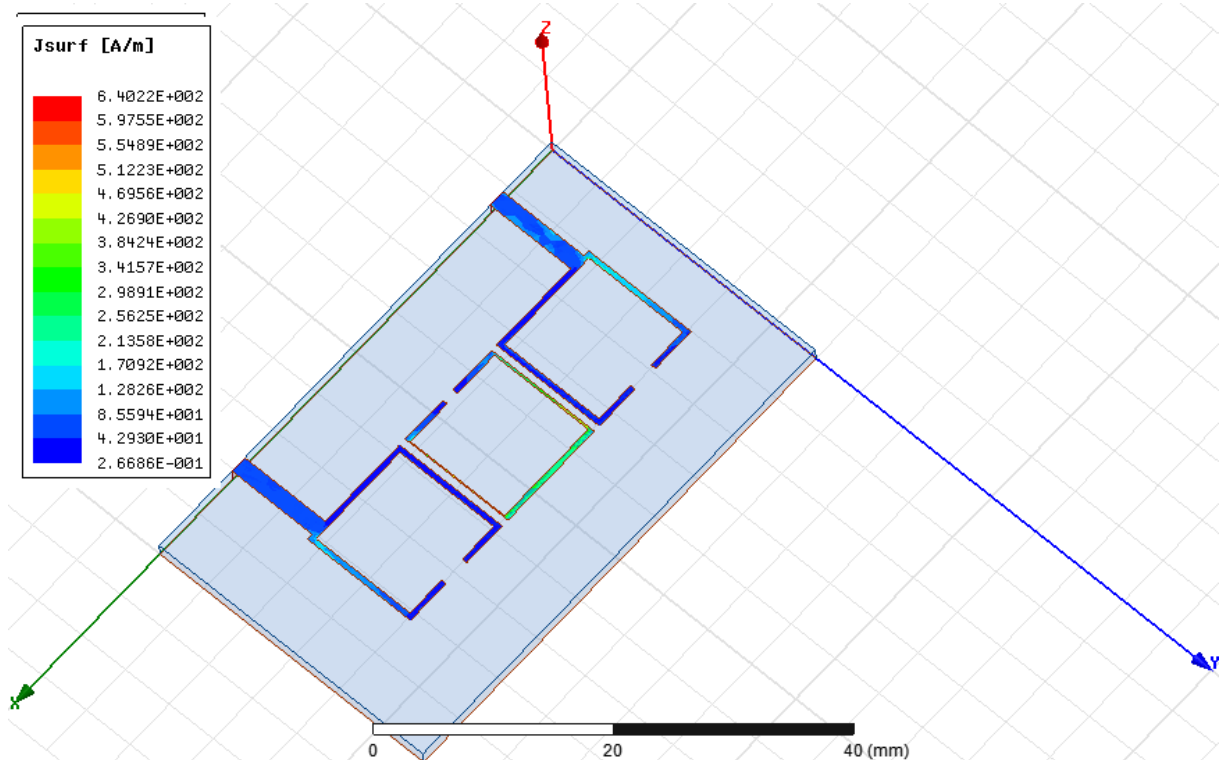


Figure IV.8. Répartition du courant électrique du filtre-Antenne sous HFSS.

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre on a fait une étude sur la conception d'un filtre passe-bande à base de résonateur, dans la première partie on a discuté les résultats numériques d'une étude paramétrique du filtre sous HFSS. Par un changement de certaines dimensions des différents paramètres de ce filtre. Dans la deuxième partie on a fait une discussion sur la distribution du champ électrique, champ magnétique et le courant électrique du filtre.

III.4. Références bibliographiques

- [1] D. Cui*, Y. Liu, Y. Wu, S. Li, and C. Yu, "A Compact Bandstop Filter Based On Two Meandered Parallel-Coupled Lines," Progress In Electromagnetics Research, vol. 121, pp. 271-279, 2011.

- [2] M. D. C. Velazquez-Ahumada, J. Martel, F. Medina, F. Mesa, Design Of A Band-Pass Filter Using Stepped Impedance Resonators With Floating Con-Ductors, Progress In Electromagnetics Research, vol. 105, pp. 31-48, 2010.
- [3] S. Salima, "Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications," , *Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen*, 2013.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Les antennes suscitent un intérêt croissant dû à l'évolution rapide de la technologie des systèmes de communications. Actuellement, plusieurs structures d'antennes ont été étudiées pour satisfaire cette forte demande d'antennes, et plusieurs méthodes analytiques sont proposées pour analyser ces antennes.

L'étude des paramètres d'antenne est importante et permet de concevoir une antenne en fonction de son utilisation. On a mis en évidence l'importance de ces éléments dans les défis technologiques actuels ainsi que leur utilisation dans des secteurs très divers. C'est dans ce cadre que s'inscrit notre travail de mémoire. Il s'agit de concevoir et d'étudier des antennes et des filtres à résonateurs microbandes adaptées au système télécommunication sans fil.

Les méthodes analytiques, pour l'analyse et la conception des antennes imprimées, sont faciles pour calculer les différents paramètres, tels que la fréquence de résonance, la bande passante, le facteur de qualité, etc.... Mais, ces méthodes restent imprécises et se limitent à des formes géométriques simples où le substrat devrait être mince. Par contre, les méthodes numériques sont plus complexes et peuvent ne pas converger si le choix des fonctions de base est mauvais. Elles peuvent permettre de traiter des antennes ayant des formes géométriques plus complexes.

L'objectif de ce travail était de concevoir une antenne-filtre pour les applications sans fil. Afin d'atteindre nos objectifs, nous avons effectué dans un premier temps une revue de la théorie des antennes imprimées afin d'avoir une meilleure compréhension des phénomènes se produisant dans les substrats diélectriques. De nombreuses simulations effectuées avec le logiciel HFSS nous ont permis de nous rapprocher du meilleur cas réel. Le comportement de notre antenne-filtre a été analysé par simulation en fonction de chaque paramètre de conception. L'utilisation des fréquences d'opération dans la bande de fréquences sans fil a pour intérêt la réduction de la taille des résonateurs microbandes et leur poids pour faciliter leurs intégrations dans les dispositifs de télécommunications sans fil.

A partir de ce travail, quelques perspectives peuvent être envisagées.

Tout d'abord, au cours de la conception de l'antenne-filtre, nous avons remarqué qu'il y avait une déformation dans le diagramme de rayonnement, cette déformation est plus remarquable dans le plan H, ceci est expliqué par la non symétrie qui est due principalement à la dimension du substrat et le plan de masse partiel. A cet effet, il serait souhaitable par ailleurs de continuer ce travail pour pallier à ce défaut.

Enfin, il serait également souhaitable d'étendre l'étude à d'autres configurations antennes-filtres pour les applications aux systèmes ultra large bande (ULB) avec d'autres types de résonateurs microbandes. De même qu'une optimisation des différents paramètres peut être aussi réalisée.

Abstract

The main objective of our work is to design simple, small footprint, and relatively high gain antenna topologies with the in-band operation of wireless applications. For this, we turned to antennas with printed resonators. They have been the subject of several studies and have acquired great interest from the academic and industrial worlds. Printed resonator antennas, by their simple and various geometries, can be powered by different usual techniques. Also, their sizes may be smaller than their counterparts i.e. conventional antennas. Several results of filter-antenna simulations on commercial software widely used in the field of electromagnetism, this software is based on the fine element method, and it offers very precise calculations, such as the reflection coefficient, gain and radiation pattern for wireless applications have been reported.

Key words: Printed antennas; design; Filters; wireless communications; characterization; Coefficient of reflection.

ملخص

الهدف الرئيسي من عملنا هو تصميم هوائيات بسيطة وصغيرة الحجم وعالية الكسب نسبياً مع تشغيل داخل النطاق للتطبيقات اللاسلكية. لهذا لجأنا إلى الهوائيات ذات الرنانة المطبوعة. لقد كانت موضوع العديد من الدراسات واكتسبت اهتماماً كبيراً من العالمين الأكاديمي والصناعي. يمكن تغذية الهوائيات الرنانة المطبوعة ، من خلال أشكالها الهندسية البسيطة والمتنوعة ، بواسطة تقنيات عادية مختلفة. أيضاً ، قد تكون أحجامها أصغر من نظيراتها ، أي الهوائيات التقليدية. تم الإبلاغ عن العديد من نتائج محاكاة هوائي المرشح على البرامج التجارية المستخدمة على نطاق واسع في مجال الكهرومغناطيسية ، ويعتمد هذا البرنامج على طريقة العناصر الدقيقة ، ويقدم حسابات دقيقة للغاية ، مثل معامل الانعكاس ونمط الكسب والإشعاع للتطبيقات اللاسلكية.

كلمات مفتاحية: هوائيات مطبوعة التصميم؛ المرشحات. الاتصالات اللاسلكية؛ التوصيف. معامل الانعكاس.

Résumé

L'objectif principal de notre travail est de concevoir des topologies d'antennes simples, à faible encombrement et à gain relativement élevé avec un fonctionnement dans la bande des applications sans fil. Pour cela nous nous sommes orientés vers des antennes à résonateurs imprimés. Elles ont fait l'objet de plusieurs recherches et ont acquis un grand intérêt du monde académique et industriel. Les antennes à résonateurs imprimés, par leurs simples et diverses géométries, peuvent être alimentées par différentes usuelles techniques. En outre, leurs tailles peuvent être plus petites que leurs homologues à savoir les antennes conventionnelles. Plusieurs résultats des simulations des antennes-filtres sur un logiciel commercial très utilisé au domaine d'électromagnétisme, ce logiciel est basé sur la méthode des éléments finis, et il offre des calculs bien précis, tels que le coefficient de réflexion, du gain et du diagramme de rayonnement pour les applications sans fil sont reportés.

Mots clés : Antennes imprimées ; Filtres ; conception ; applications sans fil ; caractérisation ; Coefficient de réflexion.