الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

Ministère de l'enseignement supérieur
et de la recherche scientifique
Université yahia fares de medea
faculté de la technologie
Département du Génie électrique

Projet de Fin d'Etudes Présenté pour l'obtention du diplôme Master en Génie Électrique
Spécialité : Système de Télécommunication

THEME

Etude Electromagnétique d'un Filtre à Résonateur Diélectrique : Application Micro-onde

Préparer et présenté par :

Mr. Missoumi Mohammed Mokhtar

Proposé et dirigé par :

Mr. ASSAD Hamza

2016 - 2017

Remerciement

Tout d'abord, louange à « Allah » qui nous a guidé sur le droit chemin tout au long du travail et nous a inspiré les bons pas et les justes reflexes. Sans sa miséricorde, ce travail n'aura pas abouti.

Un profond respect et un remerciement particulier à notre encadreur Mr Assad hamza pour ses conseils, son encouragement et sa disponibilité dans ce projet.

Mes remerciements les plus vifs s'adressent les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce travail.

J'exprime également ma gratitude à tous enseignants qui ont collaboré à ma formation depuis mon premier et deuxième cycle d'étude universitaire.

Toutes personnes ayant de près ou de loin à l'élaboration de cette étude trouve ici l'expression de notre profonde sympathie.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

Mes très chers parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études, en leur espérant une longue vie et que Dieu les gardes.

A mes frères et mes sœurs, qui me stimulent. A tous mes proches collèges,

Sans exception.

*A toutes la famille *Missoumi et Haider *sans exception. A tous ceux qui sont proches de mon cœur et que je n'ai pas cité le nom.*

Mes enseignants du primaire, jusqu'à l'université,

À toute personnes qui m'ont encouragé ou aidé au long de mes études et à tous ceux

mohammed





ملخص :

تملك المرشحات ذات عنصر تجاوب عازل طبولوجيا بسيطة مع معامل كسب مرتفع نسبيا مع ازدحام قليل قادرة على الإشغال في نطاق ترددي عريض، لأجل ذلك أعرنا اهتماما للمرشحات الاسطوانية العازلة وهذا لبساطة شكلها الهندسي بالإضافة لإمكانية تزويدها بالطاقة بطرق عديدة.

في هذا المشروع كان هناك دراسة عامة عن هذه المرشحات ذات الشكل اسطواني وأخيرا قدمنا محاكاة برنامجCST لبعض أنواع المرشحات الاسطوانية ذات مادة عازلة بقيم مختلفة لكل من (الارتفاع ، السماحية) وهذا لنبين استجابة كل منهم مثل نقطة الرنين ، معامل الجودة .

الكلمات المفتاحية :مرشحات ذات عنصر تجاوب من مادة عازلة،نطاق تردد عريض، تردد الرنين ، عامل الجودة.

Résumé :

Les filtres à résonateurs diélectriques (FRDs) à des topologies simples, faible encombrement et à gain relativement élevé avec des fréquences de travail dans le domaine microonde. Pour cela nous nous sommes orientés vers ces filtres. Les FRDs, par leurs simples et diverses géométries, peuvent être alimentées par différentes usuelles techniques. Dans ce projet on a fait une étude générale sur un filtre passe bande à résonateur diélectrique avec une forme cylindrique. Puis une simulation sur cette forme a défini avec plusieurs valeurs de l'hauteur et la permittivité, avec le logiciel CST pour montrer leur réponse, telle que, la fréquence de résonance, le facteur de qualité.

Mots clés : filtres à résonateur diélectrique, large bande, fréquence de résonance , facteur de qualité.

Abstract:

The dielectric resonator filters (DRFs) has a simple topologies, small footprint and relatively high gain with working frequencies in the microwave domain. For this we have focused on these filters. The DRFs, by their simple and various geometries, can be fed by different usual techniques. In this project a general study was realized on RDFs with cylindrical shape only. Then a simulation of some structure with several variation values on height and permittivity, with the CST software to show the response of this filter, such as, resonant frequency, quality factor.

Key words: Dielectric Resonator filter, wideband, Resonance frequency, Quality factor.

Table De Matière

Liste des Figure…… VIII

Liste des tableaux…….. X

Introduction générale…….....*02*

Chapitre I : Généralités sur les filtres

I. Introduction……..…….05

I.2Généralités sur les filtres …….05

1.3 Le Domaine hyperfréquence ou micro-onde….…….06

I.4 Critères de choix topologiques et technologiques…….09

I.5 Description des différentes technologie de filtres……...10

I.6 Les filtres planaires……..11

I.7 Les filtres volumiques……..19

I.8.1 Filtres hybrides à partir de la technologie micro ruban...……..…21

I.9 Conclusion……...……22

Chapitre II : Résonateurs Diélectriques

II.1Introduction ……24

II.2 Caractéristiques des diélectriques……...25

II.3.1 Phénomène de polarisation…….……25

II.4 Résonateur diélectrique……..29

II.5 Les formes des Résonateurs Diélectriques…….33

II.6 Étude comparative des différentes formes de résonateurs diélectriques……..…….40

II.7 Fréquences de résonance……...41

II.8 Les avantages des DR……42

II.9 Conclusion……43

Chapitre III : Simulation : Résultats et Interprétation

III. Introduction……45

III.1Logiciel de simulation……....45

III.2 Simulation de quelques structures.....…...46

III.3 Variation du l'hauteur……...…47

III.4 Variation du la permittivité……..….49
III.5 Interprétation des résultats…….……..……51
III.6 Variation du la forme de résonateur…….54
III.7 Interprétation des résulta……..55
III.8 Conclusion……55
Conclusion Générale……..……...…….……...……57
Bibliographie……...…….58

Liste des Figures

Figure I. 1: Schéma d'un quadripôle.....5

Figure I. 2: Graphe de fluence du quadripôle.....6

Figure I. 3 : spectre électromagnétique.....7

Figure I. 4: Le domaine des micro-ondes.....9

Figure I. 5: Eléments localisés.....11

Figure I. 6: Filtres à lignes couplées.....13

Figure I.7 : Filtres en épingle.....13

Figure I.8 Filtres interdigités.....13

Figure I. 9: Filtre 4 pôles elliptiques à stubs.....14

Figure I. 10: Filtre à résonateurs à modes duaux.....15

Figure I. 11: Vue en coupe d'une ligne microruban.....15

Figure I. 12: Lignes de champs d'une ligne microruban.....16

Figure I. 13: Vue en coupe d'une ligne coplanaire.....17

Figure I. 14: Représentation des modes d'une ligne coplanaire.....17

Figure I. 15: configuration d'une ligne en technologie membrane.....18

Figure I. 16: photographies d'un filtre d'ordre 6 en cavités métalliques.....19

Figure I. 17: dessin d'un filtre d'ordre 2 à résonateurs diélectriques cylindriques.....20

Figure I. 18: photographie de filtres SIW.....21

Figure II. 1: Différentes formes des résonateurs diélectriques.....27

Figure II. 2: Différentes formes des résonateurs diélectriques.....27

Figure II. 3: Polarisation d'orientation.....28

Figure II. 4: Polarisation de charge d'espace.....30

Figure II. 5 : observation des pertes d'insertion à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur.....32

Figure II. 6: calcul du coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur.....32

Figure II. 7: Différentes formes de résonateurs diélectriques.....33

Figure II. 8: DR rectangulaire isolé.....33

Figure II. 9: DRs cylindriques isolés.....35

Figure II. 10: DR cylindrique en anneau isolé.....36

Figure II. 11: Nature de la radiation de différents modes de DRs cylindriques isolés (M=dipôle magnétique P =dipôle électrique).....40

Figure III.1 : La conception proposée. (a) Schéma. (b)Prototype…….…….....46

Figure III.2 : Paramètres S11, S2 du filtre à résonateur diélectrique.....47

Figure III. 3: augmentation de l'hauteur d'un résonateur de 1mm a 2mm….....47

Figure III.4 : Paramètres S11, S21 du filtre à résonateur diélectrique(H=2 mm)……....48

Figure III.5 : variation de l'hauteur du résonateur de 1mm a 0.5m.....48

Figure III.6. Paramètres S11, S21 du filtre à résonateur diélectrique(H=0.5mm **)……..…**49

Figure III.7 : Paramètres S11, S21 du filtre à résonateur diélectrique (Ɛ=50)…….....49

Figure III.8 : Paramètres S11, S21 du filtre à résonateur diélectrique (Ɛ= 10)……50

Figure III 9 : variation le rayon (r_0) du résonateur de (0mm à0.5mm)……...…….….51

Figure III.10 : Paramètres S11, S21 simulés du filtre à résonateur diélectrique r_0=0..5mm)...52

Figure III 11 : variation le rayon(r_0) du résonateur de (0mm à 1 mm)…….....52

Figure III.12 : Paramètres S11, S21 simulés du filtre à résonateur diélectrique (r_0=1 mm)..53

Figure III 13 : variation le rayon (r_0) du résonateur de (0mm à 1.65 mm)….……...53

Figure III.14 : Paramètres S11, S21 simulés du filtre à résonateur diélectrique (r_0=1.65).....54

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : Les gammes de fréquence des ondes électromagnétique…….…….09

Tableau II. 1 : Exemple de Permittivité de quelques isolants ……..…...…….25

Tableau II. 2: Rayonnement des modes**…**…….....……40

Tableau II. 3: Exemple de comparaison des modes.....41

Tableau III.1 : variation de f , $\boldsymbol{\Delta_f}$ et Q en fonction de H et ε ……..….....….51

Tableau III.2 : variation de f , $\boldsymbol{\Delta_f}$ et Q en fonction de r_0…….....…..54

Introduction générale

Que ce soit à l'aide de signaux sonores, visuels ou maintenant électromagnétiques, l'homme a toujours cherché à vaincre les distances en mettant en place des communications rapides. Le premier réseau de communication vit le jour peu de temps après la révolution française, il s'agissait à l'époque d'un télégraphe optique. Depuis, les techniques de communication ont bien évolué pour arriver aux autoroutes de l'information que nous connaissons tous. En chemin, de nombreuses inventions et découvertes permirent des avancées significatives, citons, entre autres, l'écossais James Clerk Maxwell (1831-1879), qui, grâce à la mise en équation des champs électromagnétiques posa les bases des télécommunications radiofréquences. Aujourd'hui, près de 140 ans après cet événement, les exemples de transmissions par ondes électromagnétiques sont innombrables. Cet essor technologique spectaculaire, associé à une demande croissante du grand public implique une utilisation massive du spectre électromagnétique]. Les bandes de fréquences disponibles deviennent alors des ressources précieuses, notamment en ce qui concerne la gamme hyperfréquence centimétrique.

Pour exploiter et respecter au mieux les bandes de fréquences allouées, les systèmes d'émission / réception en général et les extrémités radio en particulier sont soumis à des spécifications drastiques. Ces exigences sont essentiellement reportées vers les filtres en raison de leur fonction intrinsèque de sélection des fréquences.

Dans notre mémoire nous avons montré les filtres en hyper fréquence dans le domaine de télécommunication décomposer en trois chapitre.

Au premier chapitre, nous commençons par introduire les filtres en hyperfréquences, ces définitions, importances et ces types. Cette partie est ensuite consacrée à la description des techniques de réalisation de filtres hyperfréquences, c'est-à-dire les technologies planaire, volumique et hybride, cette dernière étant le fruit d'une association entre procédés technologiques planaires et techniques de conception volumique. Le but de ces

technologies hybrides est d'améliorer les performances électriques par rapport aux technologies planaires tout en gardant un procédé de fabrication planaire.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté les Caractéristiques des diélectriques et Phénomène de polarisation, aussi les Caractéristiques et les formes des résonateurs diélectriques et ces modes de fonctionnement pour ces différentes formes.

Enfin, le troisième chapitre est consacré à la simulation d'un filtres passe bande a résonateurs diélectriques cylindrique coupler avec les lignes micro ruban, affectons les paramètres du résonateur tel que la permittivité et le volume, et les résultats sont interprétés.

CHAPITRE I :

Généralités sur les filtres

I.1 introduction

ce chapitre présenté les filtres en général, qui s'appliquent dans le domaine d'hyperfréquence. Ainsi montrer une description latérale des différentes technologies de filtres telle que Les filtres planaires, Les filtres volumiques et Les filtres hybrides.

I.2Généralités sur les filtres

I.2.1 Définition

Le filtre est un quadripôle linéaire qui ne laisse passer que certaines composantes fréquentiels de signal appliqué à l'entrée. Le domaine de fréquence où le signal passe est délimité par les fréquences de coupures, on l'appelle la bande passante de filtre. Si un filtre n'est constitué qu'avec des éléments passifs linéaires RLC, on dit qu'il est un filtre passif.
Si un filtre est contient des éléments actifs, on dit qu'il est un filtre actif.

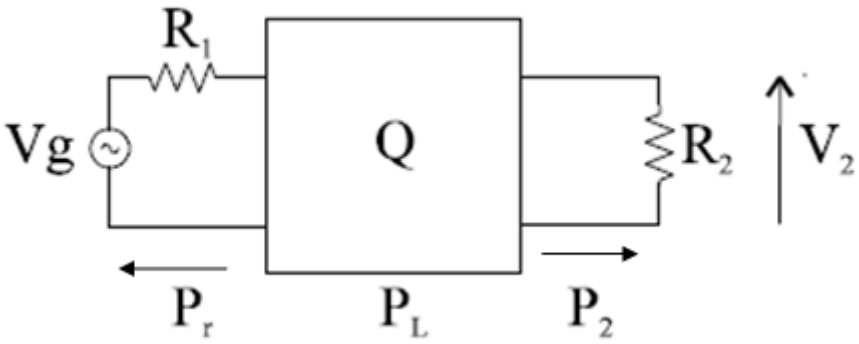


Figure I.1 : Schéma d'un quadripôle.

Sont ainsi définis :

- P_r : la puissance réfléchie en entrée.
- P_L : la puissance dissipée par le quadripôle.
- P_2 : la puissance délivrée à la charge :

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2R_2} \qquad (I.1)$$

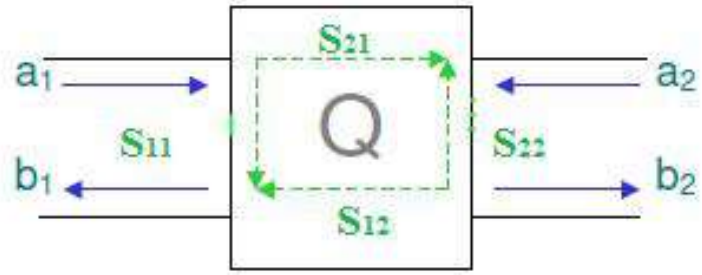


figure I.2 : Graphe de fluence du quadripôle.

$S_{11} = \frac{b1}{a1}$:c'est le facteur de réflexion à l'entre ,la sortie étant adapté

$S_{21} = \frac{b2}{a1}$: c'est le facteur de transmission entrée →sortie ,la sortie étant adapté

$S_{22} = \frac{b2}{a2}$: c'est le facteur de réflexion en sortie ,l'entre étant adaptée

$S_{12} = \frac{b1}{a2}$: c'est le facteur de transmission sortie → entrée , l'entrée étant adaptée

I.2.2 Fonction de transfert d'un filtre

On définit la fonction de transfert complexe d'un quadripôle par l'expression suivante:

$$f(j\omega) = \frac{Vs}{Ve} |F(\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \quad (I.2)$$

Avec :

$|f(\omega)| = \frac{Vs}{Ve}$ est le gain de quadripôle.

$\varphi(\omega) = \varphi_s(\omega) - \varphi_e(\omega)$ est la phase de la fonction

I.2.3 La fréquence de coupure

La fréquence de coupure d'un filtre est défini comme étant la fréquence pour la quelle le module de la fonction de transfert, égale sa valeur efficace.[1]

$$|f(\omega)| = \frac{|F(\omega)|_{Max}}{\sqrt{2}} \quad (I.2)$$

1.3 Le Domaine Hyperfréquence (les Micro-ondes)

une onde électromagnétique est la propagation, à la vitesse de la lumière, d'une déformation harmonique des propriétés électriques et magnétiques de l'espace. L'amplitude de cette déformation est ce que l'on appelle la longueur d'onde. On définit également une onde par sa fréquence, c'est-à-dire le rapport entre sa vitesse et sa longueur d'onde. La fréquence (en Hertz) représente la quantité d'ondes passant en un point donné en une seconde.

La figure I-3 décrit les différentes radiations du spectre électromagnétique. Leur dénomination tient à des raisons historiques mais également à la façon dont elles ont été générées. Les frontières entre les différentes radiations sont toutes artificielles. En allant des ondes radio vers les rayons gamma, la longueur d'onde devient plus courte (les ondes

deviennent plus pénétrantes), la fréquence augmente (les oscillations nécessaires pour les produire deviennent plus rapides), et l'énergie devient plus élevée (cela demande plus d'énergie pour produire des rayons gamma que cela n'en demande pour les ondes radio). Notons qu'au-delà des rayons gamma se trouvent les rayons cosmiques dont la longueur d'onde est de l'ordre de 10^3 Hertz.

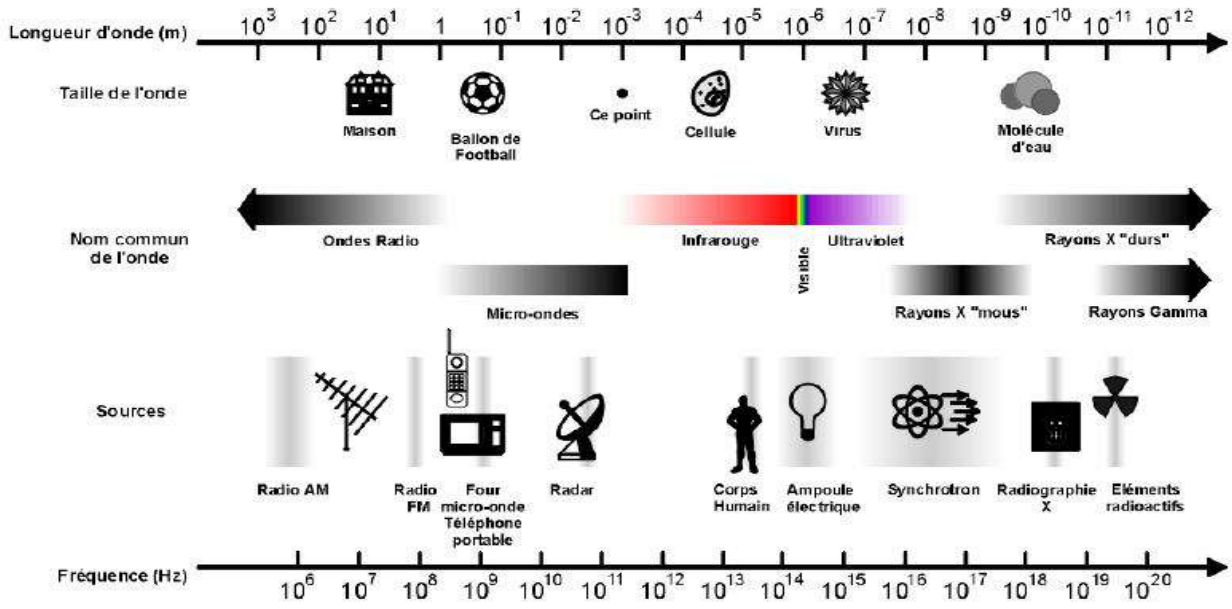


figure I.3: spectre électromagnétique**[2]**

Intéressons nous plus en détail au domaine qui nous concerne, celui qui se situe à cheval entre les ondes radio et l'infrarouge : le domaine micro-onde. Bien que la définition du domaine des micro-ondes puisse prêter à contestation, nous le situerons comme appartenant à une bande de fréquences comprises entre 300 MHz et 300 GHz, soit des longueurs d'onde dans l'air ou le vide comprises entre 1 m et 1 mm. Analysons la place qu'occupent les micro-ondes dans le spectre des fréquences des ondes électromagnétiques. On peut y distinguer trois zones pour lesquelles ces ondes, pour être de même nature, ne se distinguent pas moins dans leur manifestation physique. De ce fait, le paramètre d'usage pour caractériser les ondes en question peut varier. De la fréquence de distribution de l'énergie électrique (50 Hertz) jusqu'à celle des télécommunications, on utilise effectivement le terme de fréquence. Dans le domaine de l'infrarouge et de l'optique en revanche, jusqu'aux rayons X, c'est la longueur d'onde dans le vide que l'on considère. Enfin, l'énergie quantique associée à l'onde est plus volontiers utilisée pour caractériser les rayonnements ionisants.

A ces trois domaines, sont bien sûr associées deux frontières qui, loin d'être des ruptures, sont de larges zones de recouvrement. En effet, de même que l'ultraviolet et les rayons X relèvent de la double description de l'optique et des rayonnements ionisants, les

micro-ondes se situent à une autre frontière, celle des ondes électriques et de l'optique. Cette double appartenance confère aux micro-ondes une richesse particulière : des caractéristiques électriques pour leur production par exemple, des propriétés qui relèvent de l'optique pour leur propagation.

L'image populaire des micro-ondes restera sans doute celle du four du même nom apparu en 1950 dont le principe est de générer des ondes capables de faire vibrer des molécules d'eau assez rapidement pour les échauffer (L'interaction des micro-ondes avec la matière est largement dominée par le mécanisme d'absorption diélectrique, celle-ci étant due aux interactions entre les molécules ou éléments polaires). Ainsi seuls les aliments contenant de l'eau sont concernés. Ces fours fonctionnent dans la gamme de fréquence 915 MHz -2,45 GHz.

Les différentes sources de génération d'ondes électromagnétiques sont illustrées sur la (figure I.3) Les micro-ondes peuvent quant à elles être créées par le mouvement des électrons dans une petite boîte en métal sous vide. C'est ce qu'on appelle un magnétron, élément présent dans tous les fours micro-ondes.

Un découpage plus précis du domaine hyperfréquence a été réalisé :(le tableau I.1) Les gammes de fréquence des ondes électromagnétique et la figure I.4. illustrées le domaine des micro-ondes**. [2]**

	Désignation	**Longuer d'ondes**	**Fréquence**
Ondes hertziennes	**VLH** (very low fréquence)	10Km à 1Km	30KHz à 300KHz
	MF(middle fréquence)	1Km à 100m	300Hz à 3Mz
	HF (high fréquence)	100m à 10m	3MHz à 30MHz
	VHF (very high fréquence)	10m à 1m	30MHz à 300MHz
	UHF (ultra high fréquence)	1m à 10cm	300MHz à 3GHz
	SHF (supra high fréquence)	10cm à 1cm	3GHz à 30GHz
	EHF(extremly high fréquence)	1cm à 1mm	30GHz à 300GHz
Spectre optique	Infrarouge	400μm à 800nm	$7{,}5 10^{11}$ à $3{,}75.\ 10^{14}$
	Visible	800nm à 400nm	$3{,}75.10^{14}$ à $7{,}5.\ 10^{14}$
	Ultra-violet	400nm	A partir de :$7{,}5.\ 10^{14}$
	Rayons X	0.3nm	10^{18}
	Rayons gamma	0.1p	10^{21}

Tableau I.1 : Les gammes de fréquence des ondes électromagnétique**[2]**

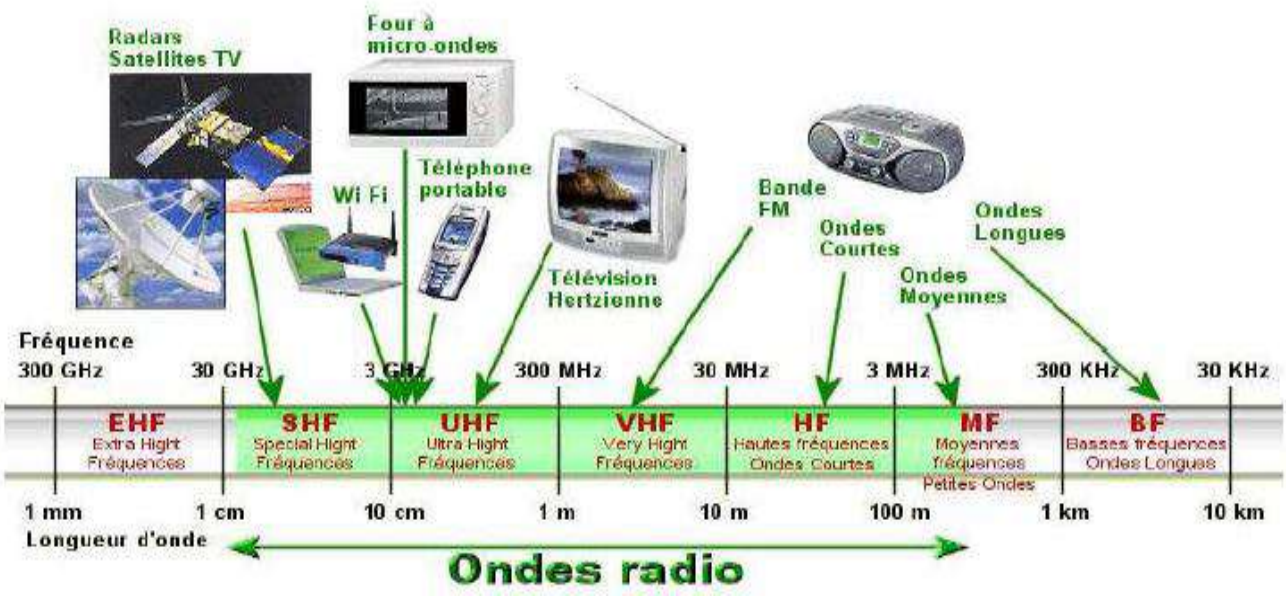


figure I.4 Le domaine des micro-ondes **[2]**

I.3.1 Filtres à bande passante étroite

Le domaine des transmissions par onde électromagnétique hyperfréquence s'est fortement répandu ces dernières années avec l'émergence de nouvelles applications. Le domaine d'activité ayant subi l'essor le plus important est le domaine des communications, qu'elles soient fixes ou mobiles, terrestres ou spatiales. Le nombre sans cesse grandissant d'utilisateurs du spectre de fréquence a engendre de nouvelles contraintes sur les éléments d'extrémité des systèmes de télécommunication. Des performances électriques sans cesse améliorées, une sélectivité accrue, un encombrement et un cout réduits constituent les contraintes principales. Devant celles-ci, la conception des filtres planaires apparait de plus en plus comme un des points compliques dans la démarche de conception. Dans ce contexte, le développement des filtres planaires très sélectifs, possédant de faibles niveaux de pertes et bien sur faible cout est a l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental.

I.4 Critères de choix topologiques et technologiques

Le choix de la topologie et de la technologie du filtre a réaliser se fait selon un certain nombre des paramètres classes par critères :

I.4.1Critère Electrique [3]

- Largeur de bande passante et fréquences de résonances (dans la bande du Radar)
- Pertes dans la bande passante et facteur de qualité
- Passif et interrogeable par RADAR (30GHz)

I.4.2Critère Physique [3]

- Encombrement
- Poids
- Tenue en puissance
- Stabilite mecanique
- Sensibilite en temperature

I.5 Description des différentes technologie de filtres

Dans cette partie, une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage est menée. Ainsi, les deux principales catégories, la technologie planaire et la technologie volumique seront analysées. Une synthèse des avantages et des inconvénients de chaque technologie permettra au final de choisir la technologie adaptée aux contraintes de filtrages.

I.6 Les filtres planaires

Depuis de nombreuses années, les filtres planaires ont subit d'important développement tant au niveau des topologies adoptées que des méthodes de conception.

Le faible encombrement de ces dispositifs, leur parfaite intégration à l'environnement électronique et leur grande reproductibilité, associée à des coûts de production relativement peu élevés, permettent la réalisation complète d'un système microonde en technologie MMIC et hybride. Le point faible des filtres planaires est de présenter des pertes importantes. En effet, leur faible facteur de qualité à vide Q_0 réduit la sélectivité et n'autorise pas la réalisation de bandes passantes étroites (moins de 1 %).

Les travaux actuels, par l'adoption de nouvelles technologies (supraconductivité, micro-usinage, multi-couche, suspendue, technologie hybride passif / actif,…) améliore nettement les performances électriques des filtres planaires et favorise en plus leurs montées aux fréquences millimétriques**.[4]**

I.6.1 Les filtres planaires classiques

Les nombreuses études réalisées sur les filtres planaires **[4]** ont permis le développement d'un nombre important de topologies et de méthodes de conception. On peut classer les filtres planaires en trois grandes catégories :

a- les filtres à éléments localisés,

b- les filtres à résonateurs linéiques,

c- les filtres à résonateurs non linéiques (type patch).

a- Les filtres à éléments localisés

Ces types de filtres correspondent à la transcription directe d'un modèle équivalent basse fréquence microondes. Par exemple, les inductances pouvant être réalisées sous formes de ligne en spirale, les capacités à l'aide de lignes interdigitées ou de diélectriques séparant la surface métallique (figure I.5).

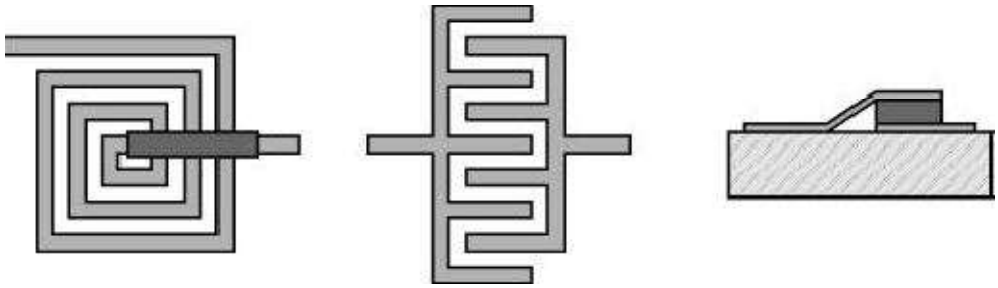


Figure I.5 : Eléments localisés

Ces filtres sont caractérisés par leur intégration importante (technologie MMIC), mais les pertes élevées dues aux faibles coefficients de qualité des éléments localisés doivent être compensées par l'intégration d'éléments amplificateurs (principe du filtrage actif **[5].**

Ces éléments localisés peuvent être utilisés pour réaliser des filtres passe bande de 1,5 % à 20 % de bande passante pour des fréquences comprises entre 1 KHz et 5 GHz.

Bien que ces filtres présentent un encombrement réduit, le manque de précision dans la modélisation, dans la caractérisation du diélectrique ainsi que des processus de fabrication entraînent un décalage en fréquence de la réponse du filtre. C'est pourquoi, de tels dispositifs nécessitent alors un réglage électrique (utilisation de dispositifs d'asservissement en fréquence).

Pour des applications au filtrage à des fréquences plus élevées, il sera préférable d'utiliser d'autres techniques.

b- Les filtres à résonateurs linéiques

Ces filtres sont composés de tronçons de lignes dont la longueur est une fraction de la longueur d'onde guidée λ_g($L = \lambda_g/2$ ou $L = \lambda_g/4$) du mode quasi-TEM. De taille importante aux basses fréquences, ils deviennent très attractifs avec la montée en fréquence des dispositifs.

b-1Filtres à lignes couplées [6,7]

Les filtres à lignes couplées sont basés sur des résonateurs en ligne de longueurs $\lambda_g/2$ ou $\lambda_g/4$ (λ_g = longueur d'onde guidée) chargés à leurs extrémités par des courts-circuits ou des circuits ouverts. La réponse globale du filtre est déterminée par le nombre de résonateur

(nombre de pôle du filtre), par les gaps entre les résonateurs (couplage inter-résonateurs), par les gaps avec les lignes d'entrée / sortie, ainsi que la largeur de ligne de chaque résonateur (qui détermine l'impédance du résonateur) (figure I.6).

L'encombrement de ce type de filtre devient important lorsque l'on augmente le nombre de résonateurs. On peut alors lui préférer des topologies plus compactes (filtres en épingles **[4]**, filtres interdigités ou pseudo-interdigités **[6].**

Le couplage entre les résonateurs peut être distribué ou capacitif. Ces filtres peuvent être réalisés en technologie microruban ou coplanaire.

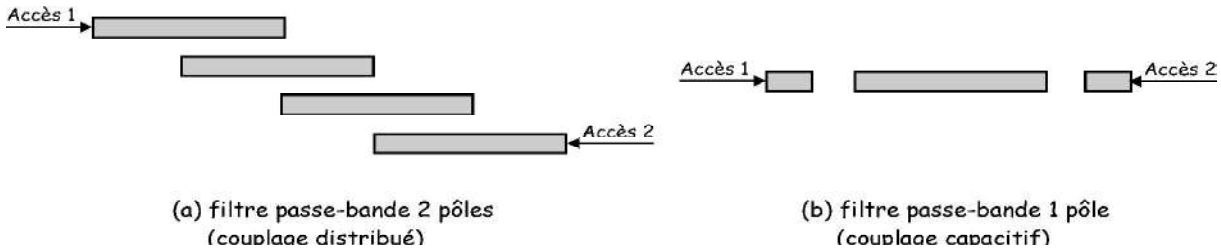


Figure I.6 : Filtres à lignes couplées

b-2 Filtres en U ou en épingles [7,8]

Les filtres en épingles (figure I.7) reposent sur le même principe de fonctionnement que les filtres à lignes couplées. Le couplage entre les résonateurs est de type distribué.

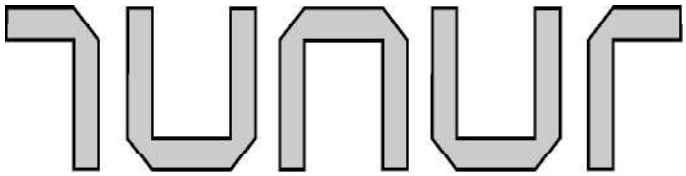
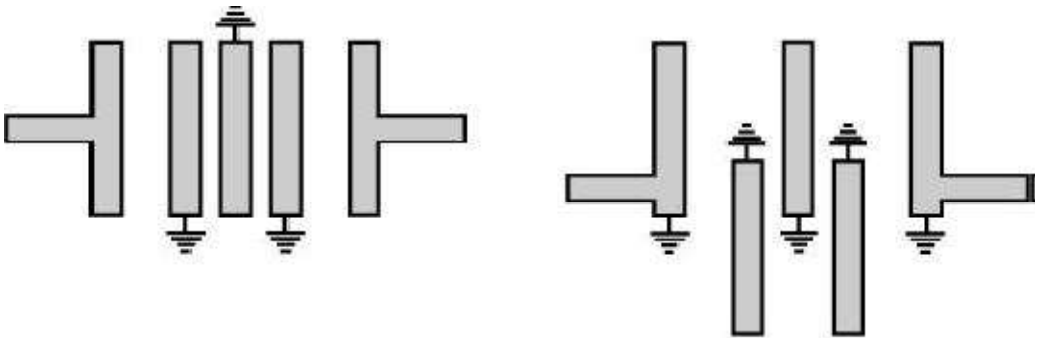


Figure I.7 : Filtres en épingle

b-3 Filtres interdigités ou pseudo-interdigités

Les filtres interdigités sont constitués de résonateurs fonctionnant sur un mode quasi-TEM dont l'une des extrémités est chargée par un circuit ouvert, l'autre étant reliée à la masse (figure I.8).

La réponse du premier harmonique est située à 3 fois la fréquence fondamentale. Ils présentent des pôles d'atténuation à $\omega = 0$ et $\omega = 2\omega_0$ d'où des performances hors bande intéressantes.



(a) Filtre interdigité (b) Filtre pseudo interdigité

Figure I.8 Filtres interdigités

De conception et d'analyse plus difficile, ces filtres présentent un encombrement très réduit. Ces différents types de filtres à résonateurs linéiques peuvent être rendus agiles en fréquence et en bande passante accordable par insertion de capacités variables où de diodes varactors. Ceci n'est pas réalisable avec des filtres volumiques où seul un accord mécanique très limité est possible. Mais, les pertes d'insertions plus particulièrement pour des applications au filtrage à bande étroite sont très importantes. Ces filtres présentent des facteurs de qualité à vide Q_0très faibles (pertes métalliques des lignes microrubans et des vias très élevées) et sont limités en puissance.

b-4 Filtres à stubs [6]

Les filtres à stubs utilisent des tronçons de lignes (stub) de longueur $\lambda_g/4$ ou $\lambda_g/2$ (figure I.9). La largeur du stub dépend de l'impédance à synthétiser.

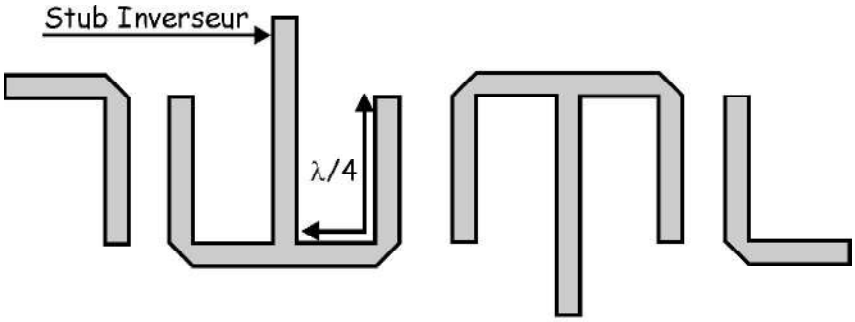


Figure I.9 : Filtre 4 pôles elliptique à stubs

Cette topologie de filtre permet de concevoir des filtres planaires encore plus compact et plus simple à étudier. De plus, avec l'emploi de la combinaison résonateur en $\lambda_g/4$ et stub, on s'affranchit des vias métallisés ce qui permet de diminuer les pertes d'insertion dans la bande. Les couplages directs réalisés contribuent aussi aux faibles pertes d'insertion. Ce filtre quatre pôles elliptique réalisé à 2,015 GHz avec 5 % de bande montre 2,4 dB de pertes d'insertions.

Il existe bien d'autres topologies de filtres planaires utilisant des résonateurs linéiques qui empruntent des formes diverses en recourbant les lignes sur elles-mêmes [07], [08] afin de réaliser des fonctions de filtrages elliptiques ou non. Cependant, il existe d'autres résonateurs dit non linéiques offrant des avantages que les résonateurs linéiques ne permettent pas.

c- Les filtres à résonateurs non linéiques

Les filtres à résonateurs non linéiques utilisent des résonateurs patchs (surfacique) de géométries variées (rectangles, triangles, patchs circulaires,…). Très utilisés pour la réalisation d'antennes, ils trouvent ainsi une application dans le domaine du filtrage microonde. En effet, ces résonateurs offrent l'avantage de présenter deux modes orthogonaux à la même fréquence. Ils permettent ainsi la conception de filtres à 2N pôles par l'utilisation de seulement N résonateurs. La figure I.10 présente différentes configurations de résonateurs à modes duaux.

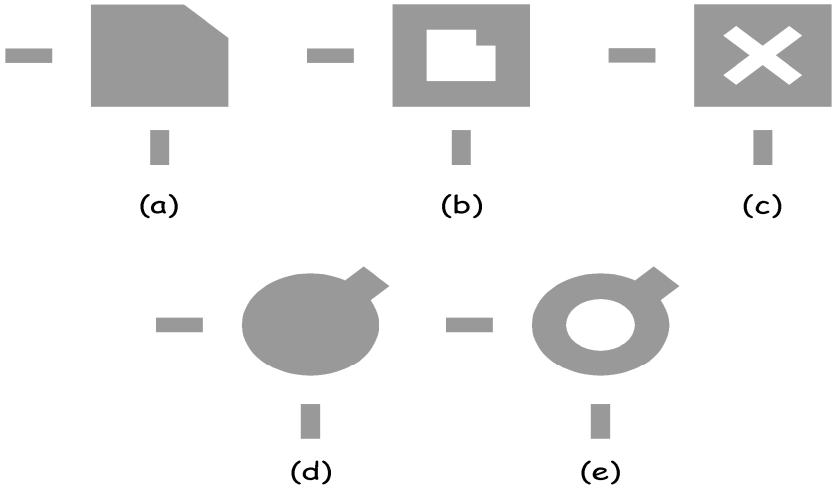


Figure I.10 : Filtre à résonateurs à modes duaux

Le couplage des deux modes duaux de ces résonateurs sont obtenus en insérant une perturbation à 45° de chacune des deux polarisations (figure I.10-a,b,d,e). Le couplage des modes duaux par une croix gravée sur le résonateur (figure I.10-c) permet une réduction de la taille du résonateur, ainsi qu'une diminution des pertes par rayonnement **[9].**

D'autres résonateurs surfaciques de formes variées ont été étudié comme par exemple les résonateurs triangulaires **[1].**

Nous venons d'aborder dans cette partie, quelques topologies de résonateurs planaires existantes dans le domaine du filtrage microonde. Ces résonateurs peuvent être adaptés principalement à deux technologies planaires que sont la technologie microruban classique et la technologie coplanaire que nous allons décrire.

I.6.2 Les filtres en technologie microruban

Actuellement, la technologie microruban occupe une place privilégiée dans la conception de filtres planaires. En effet, en jouant sur la forme géométrique, il est aisé de concevoir des résonateurs ayant des formes originales et permettant une diminution de leur encombrement aux fréquences microondes. Par définition, la ligne microruban est constituée d'un conducteur métallique mince, déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, la face opposée étant entièrement recouverte de métal (figure I.11)

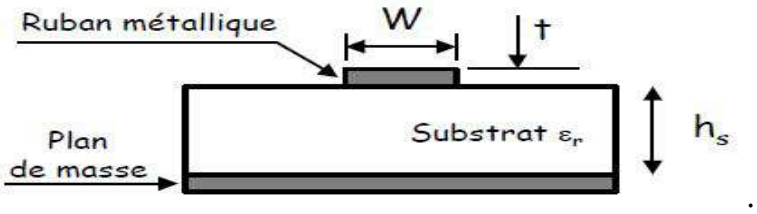


Figure I.11: Vue en coupe d'une ligne microruban

Elément central de cette technologie, le substrat sert à la fois de support mécanique ainsi que de support de propagation des champs de par ses caractéristiques électriques qui sont :

- la permittivité diélectrique relative du substrat : ε_r
- l'épaisseur $h_s$du substrat.

L'impédance caractéristique de la ligne, pour une permittivité donnée est alors déterminée par le rapport W/h_s. En général, celui-ci est compris entre 0,1 et 10.

Le mode dominant qui se propage sur la ligne microruban est un mode hybride. Cependant, compte tenu de la faible amplitude des composantes longitudinales E_z et H_z (composantes suivant l'axe de propagation) par rapport aux composantes transverses E_t et H_t, on peut considérer en première approximation que le mode dominant sur une ligne microruban est un mode quasi-TEM (figure I.12).

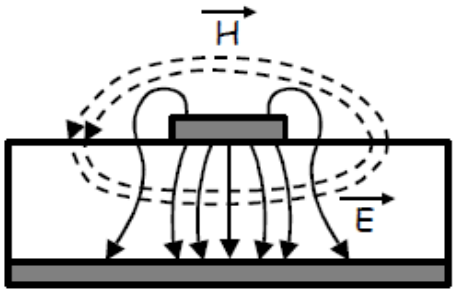


Figure I.12 : Lignes de champs d'une ligne microruban

La ligne microruban associée à des substrats tels que le quartz, le duroïd ou encore l'alumine montre une atténuation linéique dominée par les pertes métalliques provenant du ruban. Sur ce type de technologie, la permittivité effective varie de manière importante avec

la fréquence, ce qui est équivalent à une forte dispersion. Ce point est un des principaux inconvénients des lignes microrubans aux fréquences millimétriques.

Malgré ce handicap, un filtre quatre pôles elliptique sur une technologie MMIC à une fréquence centrale de 60 GHz a été conçu sur un substrat d'alumine (ε_r = 8,9) d'épaisseur 150 microns [11]. Avec 5 % de bande passante , ce filtre présente des pertes d'insertions dans la bande de l'ordre de 4 dB. La réponse du filtre est tout de même fortement dégradée du fait de la présence d'un mode de substrat présent non loin de la bande passante, ce qui créé un écart de 20 dB entre les niveaux de réjections hors bande de part et d'autre de la bande passante. Cette importante dissymétrie de la réponse ne peut satisfaire au cahier des charges imposé par les applications radiométriques visées.

I.6.3 Les filtres en technologie coplanaire :

En technologie coplanaire, les conducteurs métalliques sont situés sur une même face du substrat et par conséquent le substrat peut n'avoir qu'une seule face métallisée (**Figure** I.13).

Un des avantages de cette structure est de pouvoir connecter un composant sans avoir à usiner des trous métallisés à travers le substrat en limitant ainsi les effets parasites.

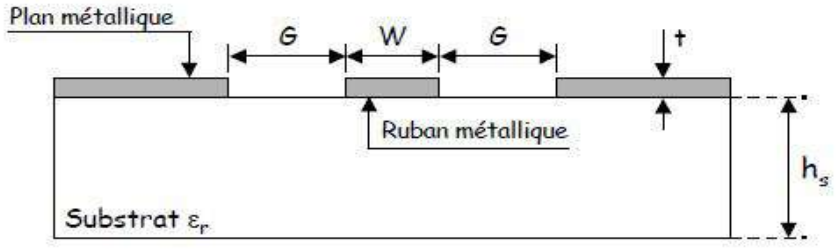


Figure I.13 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire

La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes de propagation (figure I.14) :

- 1 mode quasi-TEM (figure I.14-a)
- 1 mode quasi TE (mode de fente) qui s'installe entre les rubans et qu'il convient d'éliminer.

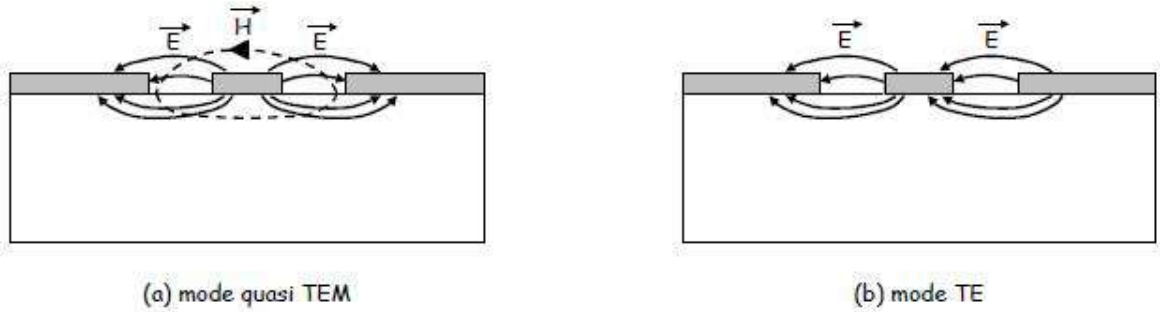


Figure I.14 : Représentation des modes d'une ligne coplanaire

Le mode TE (figure I.14-b) est généralement éliminé en reliant par des rubans métalliques les deux plans de masse afin que ces derniers soient aux mêmes potentiels et ainsi éviter la propagation du mode de fente. L'intérêt de cette technologie planaire est qu'elle présente une dispersion moins importante que la technologie microruban. De plus, lorsque les dimensions transverses sont petites, les pertes par rayonnements sont faibles et la ligne centrale présente une atténuation linéique comparable aux lignes microrubans.

L'application de la technologie coplanaire au filtrage millimétrique est très récente **[12].** Ainsi, un filtre deux pôles a été réalisé à une fréquence centrale de 30 GHz sur unsubstrat de verre de 1 millimètre d'épaisseur (ε_r = 3,8). Avec une bande passante de 9 %, la réponse mesurée de ce filtre montre 2 dB de pertes d'insertions **[13].**

Le principal avantage de la ligne coplanaire est d'être une technologie uniplanaire et de nécessiter qu'un niveau de métallisation. De plus, elle permet de concevoir des filtres compacts, mais elle reste limitée par les pertes qu'elle engendre tout comme la technologie microruban.

I.6.4 Les autres technologies planaires

Les procédés de fabrication des technologies que nous allons maintenant décrire sont un peu plus complexes. Cependant, nous avons choisi de les insérer dans cette partie dans la mesure où les modèles ainsi que les outils utilisés sont identiques à ceux sélectionnés pour les études microruban, et coplanaire.

I.6.4.1 La technologies multicouche

La technologie multicouche vise à augmenter la flexibilité de conception de la technologie microruban ; c'est-à-dire élargir la plage d'impédances caractéristiques réalisables (5à125 Ω) en comparaison avec la plage d'impédances caractéristiques accessibles en technologie microruban classique (20 à 100 Ω). Cette technologie permet aussi d'élargir la gamme de couplage afin de faciliter la mise en oeuvre de couplages particuliers, entre résonateurs non adjacents. Cette technologie est donc attractive car elle permet de s'affranchir de certaines limites liées à la technologie microruban.

I.6.4.3 La technologie membrane

Dans cette technologie, un ruban métallique est déposé sur une fine couche diélectrique de faible permittivité. Cette couche diélectrique, dont l'épaisseur est de quelques micromètres,

est suspendue dans l'air au dessus d'un plan de masse (Fig. I-15) De plus, cette technologie ne comporte aucune perte diélectrique,

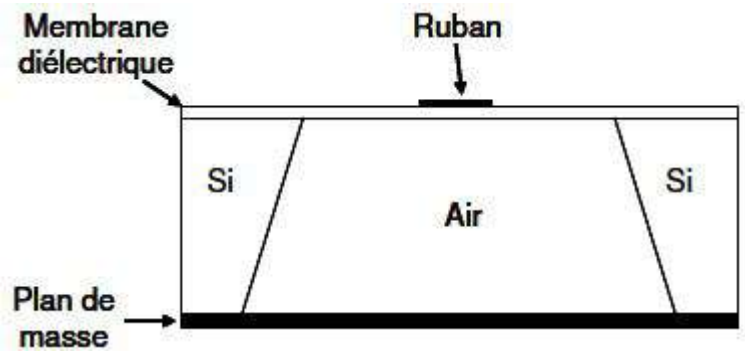


Figure I-15 : configuration d'une ligne en technologie membrane

I.7 Les filtres volumiques

Les filtres volumiques sont principalement utilisés pour leurs performances électriques remarquables. Ainsi, leurs facteurs de qualité à vide très élevés permettent à ces filtres d'obtenir des réponses présentant de faibles pertes et très sélectives, c'est-à-dire ayant une très grande réjection hors bande. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances ce qui les rends attractifs pour des applications dans les communications spatiales.

Les filtres volumiques peuvent être regroupés en différentes familles telles que :

- les filtres à cavités métalliques,
- les filtres à guides d'ondes,
- les filtres à résonateurs diélectriques.

I.7.1 les filtres à cavités métalliques

Dans ce cas, les filtres sont réalisés à base de cavités métalliques, celles-ci étant obtenues par usinage d'un bloc de métal. La fréquence de résonance dépend de la taille des cavités alors que la bande passante est contrôlée grâce aux couplages inter-résonateurs (FigureI-16). Ceux-ci sont réalisés au moyen d'ouvertures pratiquées dans les parois des cavités. Le réglage du niveau de couplage se fait via le positionnement de ces iris et leurs tailles.

Le principal avantage de ce type de structures réside dans la possibilité d'atteindre des facteurs de qualité très élevés, de l'ordre de plusieurs milliers, ce qui permet de réaliser des filtres présentant des bandes étroites avec des faibles pertes d'insertion. Par ailleurs, ce type de filtre permet de transmettre de fortes puissances, c'est pour cette raison qu'ils sont très utilisés dans les modules d'émission pour les télécommunications spatiales en particulier.

Les limitations sont principalement liées à l'encombrement, au poids, au coût, ainsi qu'à la difficulté à reproduire en grande série ce genre d'équipement. En effet, ces filtres nécessitent un réglage post réalisation important. Celui-ci est effectué grâce à des vis permettant de modifier non seulement le couplage mais aussi les fréquences de résonance des cavités. Le réglage se faisant individuellement pour chaque cavité, ou pour chaque filtre s'il s'agit d'un multiplexeur, cette phase peut être assez longue.

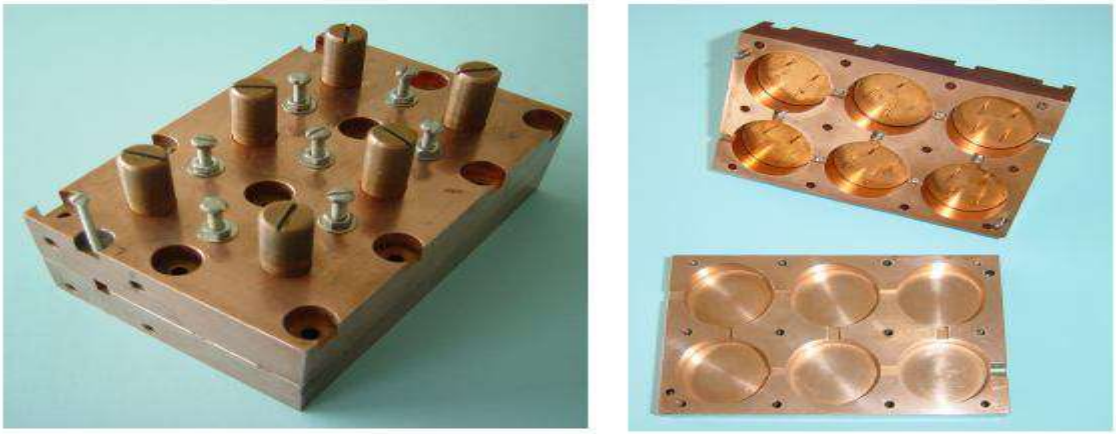


Figure I-16 : photographies d'un filtre d'ordre 6 en cavités métalliques cylindriques

I.7.2 Les filtres à guides d'ondes

Dans les filtres en guides d'ondes conventionnels, les couplages inter-résonateurs sont purement magnétiques et sont calculés suivant la direction longitudinale. Ainsi, la longueur totale des filtres en guides d'ondes dépend fortement du nombre de pôles du gabarit. L'évolution récente de ces filtres réside dans l'adoption d'une configuration de résonateurs en guides disposés de façon parallèle les uns aux autres et couplés magnétiquement **[14]** .

I.7.3 Les filtres à résonateurs diélectriques

Les filtres à résonateurs diélectriques exploitent des modes de résonance apparaissant à l'intérieur de blocs diélectriques de très forte permittivité de forme parallélépipédique ou cylindrique. Les limites de ces résonateurs sont des murs magnétiques obtenus grâce à un fort contraste de permittivité entre le diélectrique et l'air. Ainsi, plus la permittivité du diélectrique est importante, meilleure est l'efficacité du mur magnétique. Il faut toutefois préciser qu'un tel mur magnétique est beaucoup moins localisé qu'un mur électrique réalisé grâce à une paroi métallique. Ainsi, bien que le diélectrique présente généralement une forte permittivité (plusieurs dizaines), le champ électromagnétique n'est pas complètement confiné dans le diélectrique. La réalisation des couplages entre les résonateurs s'effectue à travers l'air, les résonateurs étant situés à proximité les uns des autres. Les couplages d'entrée et de sortie s'effectuent à l'aide de lignes microruban ou de sondes coaxiales elles aussi situées à

proximité du résonateur diélectrique (Fig. I-17). Selon le matériau diélectrique utilisé ainsi que le mode de fonctionnement retenu, les facteurs de qualité à vide relevés peuvent atteindre quelques milliers. L'intérêt de ces filtres réside bien évidemment dans ces facteurs de qualité élevés. Grâce à l'utilisation de matériaux diélectriques, et en comparaison avec les filtres à cavités métalliques, ces filtres sont moins encombrants et moins lourds. De plus, les puissances admissibles sont ici aussi assez élevées. En revanche, le réglage de ces filtres, ainsi que les difficultés à avoir une excitation simple et ne présentant pas trop de pertes sont les principaux points faibles de cette technologie.

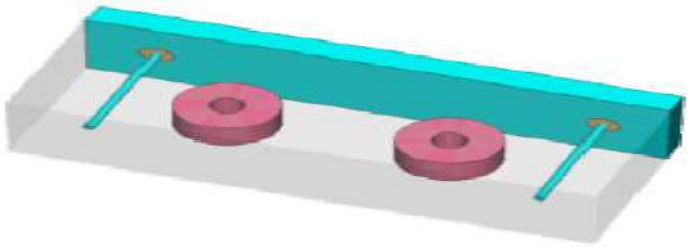


Figure I-17 : dessin d'un filtre d'ordre 2 à résonateurs diélectriques cylindriques

I.8 Les filtres hybrides

L'objectif des filtres hybrides est d'obtenir un circuit dont les caractéristiques sont proches du planaire en ce qui concerne l'intégrabilité et le processus de fabrication, tout en ayant des facteurs de qualité approchant ceux atteints en technologie volumique. Nous allons ici présenter des filtres hybrides utilisant les technologies microruban et LTCC.

I.8.1 Filtres hybrides à partir de la technologie micro ruban

La réalisation de circuits à base de cavités enterrées dans des substrats planaires a été appelée Substrate Integrated Waveguide (SIW). Celle-ci a été introduite en 2001. Ce concept SIW associe l'utilisation d'une technologie de réalisation planaire de type microruban et le fonctionnement de cavités dans les quelles vont exister des modes volumiques. Techniquement, les cavités sont incluses dans le substrat et sont délimitées pour les faces supérieures et inférieures par des plans métalliques et pour les faces latérales par des rangées de trous métallisés. Ces vias doivent avoir un diamètre et un espacement suffisamment faibles pour apparaître comme des murs électriques parfaits à la fréquence de résonance du mode considéré [I.36]. Cependant, la substitution de murs électriques réels par des trous métallisés implique que certains modes ne peuvent pas résonner.

L'alimentation des cavités se fait grâce à une transition propre au mode excité . Ainsi, le circuit peut facilement être connecté aux autres éléments de façon planaire. Un exemple de filtres SIW est présenté sur la figure I-18.

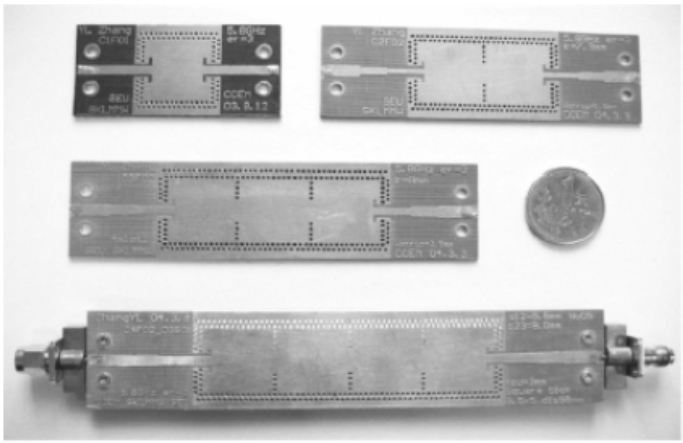


Figure I-18 : photographie de filtres *SIW*

Les outils utilisés pour le développement de ces structures sont les mêmes que ceux utilisés dans le cas de technologies volumiques. En effet, ces structures peuvent être assimilées à des structures volumiques dont les couplages d'entrée sortie et les processus de fabrication sont planaires.

L'intérêt de ce type de structures réside principalement dans le fait d'avoir un facteur de qualité meilleur que ceux atteignables avec les topologies planaires. Par ailleurs, ces circuits présentent une bonne compatibilité, un poids faible et un coût de fabrication on peu important au regard des techniques volumiques. De plus, la reproductibilité de ces structures est bonne.

I.9 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les deux familles de technologies historiques de fabrication de filtres hyperfréquence. Ainsi, nous avons intéressé aux technologies planaires, puis nous avons détaillé les technologies volumiques. Chacune de ces deux technologies présente des avantages, et c'est pourquoi de nouvelles techniques essayant d'associer les technologies planaires et volumiques ont vu le jour. Les technologies *SIW* permettent d'associer certains atouts du volumique avec les points forts des technologies planaires. Cependant, le compromis parfait n'étant pas facile à réaliser, ces techniques comportent encore des inconvénients.

CHAPITRE II :

Les résonateurs diélectriques

II.1 Introduction

les résonateurs diélectriques sont des objets en matériau isolant, a base d'oxydes, sous forme de céramique nue ou métallisée, disque cylindre, cube, sphère… ils servent comme résonateurs (composants) dans la réalisation de filtres, d'oscillateurs, d'antennes, aux hyperfréquences .

le résonateur diélectrique remplace les cavités résonantes vides (air seulement) et, comme elles, confine l'énergie électromagnétique, grâce a sa permittivité élevée (entre 10 et 100). il présente des fréquences propres de résonance (modes).

dans ce chapitre on a introduit les caractéristiques des diélectriques et phénomène de polarisation , aussi les caractéristiques et les formes des résonateurs diélectriques et ces modes de fonctionnement pour ces différentes formes.

II.2 Caractéristiques des diélectriques

II.2.1 Définition d'un diélectrique

Un matériau est diélectrique s'il ne contient pas de charges électriques susceptibles de se déplacer de façon macroscopique. Autrement dit, c'est un milieu qui ne peut pas conduire le courant électrique. A ce titre, on l'appelle parfois isolant électrique.

On compte parmi ces milieux le verre et de nombreux plastiques. Par exemple, les câbles électriques sont souvent protégés d'un revêtement en plastique pour éviter que le courant électrique ne puisse en sortir.

Malgré l'impossibilité des milieux diélectriques de conduire le courant, ils présentent de nombreuses caractéristiques électriques. En effet les atomes qui constituent le matériau peuvent présenter des dipôles électrostatiques qui sont susceptibles d'interagir avec un champ électrique. Cette interaction se traduit par la création d'une polarisation reliée à ce champ électrique, par la susceptibilité électrique.**[1]**

$$\vec{P} = \chi \vec{E} \qquad \text{(II.1)}$$

Avec

χ :est la susceptibilité électrique, c'est une grandeur caractérisant la polarisation créée par un champ électrique.

$\vec{P}$: est la polarisation du diélectrique.

$\vec{E}$ est le champ électrique.

II.2.2 Définition de la constante diélectrique

La constante diélectrique symbolise la propriété du matériau à s'opposer au passage d'un courant électrique. Plus le matériau limite le passage d'un courant électrique et plus sa constante diélectrique est élevée. Dans la littérature, on parle souvent de la constante diélectrique relative.

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \qquad \text{(II.2)}$$

C'est à dire du rapport entre la constante diélectrique du matériau et celle de la constante diélectrique du vide prise comme référence (ε_0=8.85.10^{-12}F/m).

II.2.3 Permittivité relative de quelques isolants

Ces valeurs sont approximatives et peuvent varier nettement en fonction de la fréquence, de la température. La permittivité est appelée également constante diélectrique (symbole ε_r)

Isolant	Permittivité relative
Air sec	1
Caoutchouc	4
Mica	6
Verre	5 à7
Papier	2
Arlon AR 1000	10
CaCu3Ti4O12	50

Tableaux II. 1 : les valeurs de la Permittivité pour quelques isolants

II.3.1 Phénomène de polarisation

Les pertes diélectriques sont dues aux mouvements des porteurs de charges. L'effet de ces mouvements est appelé polarisation induite. L'effet de la polarisation diélectrique avait été découvert par Michael Faraday en 1837.

On distingue plusieurs type de polarisation électronique (optique), ionique (atomique), dipolaire, interfaciale (ou du type *Maxwell-Wagner et Sillars*) (Figure II.1) ; celles-ci peuvent coexister ou apparaître séparément. Aussi, tous ces types de polarisation peuvent être classé en deux groupes selon leurs caractères : la polarisation de résonance, et la polarisation de relaxation.

La polarisation totale est la somme des différents types de polarisation **[5,6]**.

II.3.1.1 La polarisation électronique

La polarisation électronique est présente dans tous les diélectriques, sans exception. Elle résulte des déplacements des orbites électroniques externes par rapport au noyau de l'atome. La polarisation électronique s'établit en quelques 10^{-15} sec ; elle est donc indépendante de la fréquence jusqu'à l'ultraviolet. La déformation de l'orbite qui l'accompagne est élastique, c'est-à-dire que le travail nécessaire à son apparition n'est pas converti en chaleur mais stocké dans le champ électrique. La polarisation élastique électronique ainsi que les dipôles induits disparaissent quant le champ est supprimé (figure.II.1).

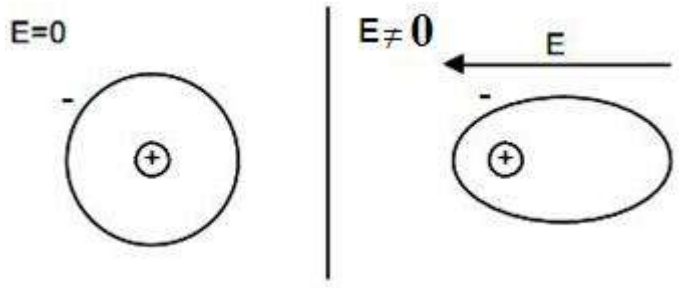


Figure II.1 : Polarisation électronique

II.3.1.2 La polarisation ionique

La polarisation ionique (ou atomique) résulte du déplacement des atomes liés par des liaisons ioniques. Dans le cas des liaisons ioniques, les électrons de valence parcourent les orbites partagées avec d'autres atomes. On rencontre les liaisons ioniques dans la plupart des diélectriques solides non organiques avec une structure cristalline (cristaux ioniques). Vu l'inertie des ions relativement lourds, ce type de polarisation s'établit en environ 10^{-13}sec ($10^{-14} \leq \tau \leq 10^{-12}$), donc plus lentement que la polarisation électronique, est dépend de la charge de l'ion et des forces de liaisons ionique mutuelles. La polarisation ionique, de même que la polarisation électronique, créent des dipôles induits ; elle ne provoque pas de pertes d'énergie et disparaît avec la suppression du champ appliqué (figure II.2).

C'est donc une polarisation élastique ; elle existe jusqu'aux fréquences correspondant à l'infrarouge ; elle propre à la plupart des matériaux céramiques.

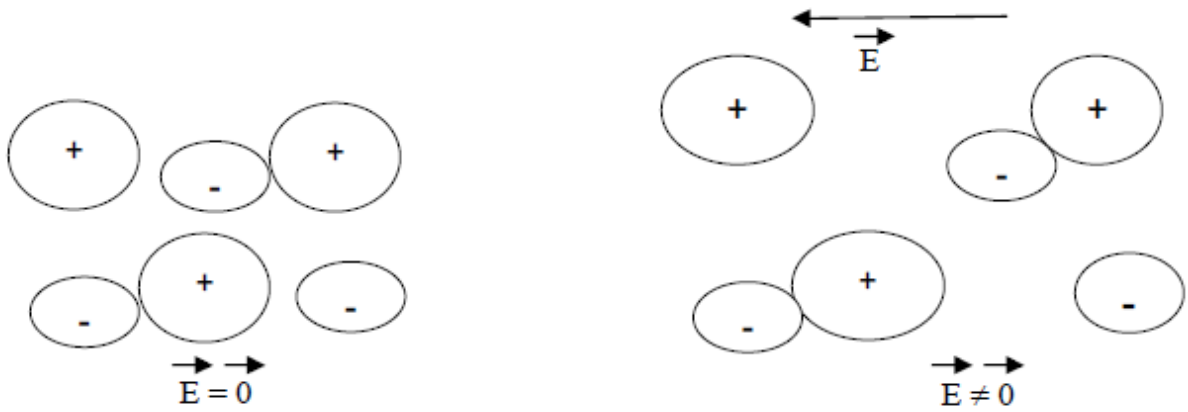


Figure II.2 : Polarisation atomique.

II.3.1.3 La polarisation de relaxation

La polarisation de relaxation concerne la polarisation dipolaire et la polarisation macroscopique. Elle englobe tous les mécanismes dans lesquels, sous l'action du champ électrique, s'effectue un déplacement de charges liées, conduisant à une désorganisation de la structure du milieu. Il s'y crée ainsi un état quasi-statique du nouvel arrangement, accompagné de la création d'un moment dipolaire. Ce moment dipolaire disparaître avec la suppression du champ, car le mouvement thermique conduit à nouveau à une répartition chaotique des charges. Dans le phénomène de relaxation, le changement d'orientation ne s'effectue pas immédiatement mais avec un certain retard (relaxation) par rapport aux changements du champ électrique externe ; le temps nécessaire pour atteindre un équilibre est appelé temps de relaxation$\boldsymbol{\tau}$. Il dépend de la température et de la viscosité du milieu. La polarisation de relaxation apparaît à des fréquences inférieures aux fréquences correspondantes aux micro-ondes ; elle augmente avec le moment dipolaire de la molécule polarisée, et décroît avec la température et le temps de relaxation ; la température influence le mouvement thermique chaotique des molécules s'opposant aux forces électriques. La polarisation de relaxation est toujours accompagnée par la polarisation électronique ou électronique et ionique.

La polarisation dipolaire (ou d'orientation) consiste en l'orientation, sous l'action du champ électrique, des molécules polaires, c'est-à-dire celle qui possèdent un moment dipolaire permanent ; la structure de ces molécules est asymétrique : le centre de gravité résultant de toutes les charges négatives d'une telle molécule ne coïncide pas avec celui de toutes ces charges positives, la molécule est un dipôle électrique.



Figure II.3 : Polarisation d'orientation

Donc, Un corps isolant possède des dipôles électriques dont le moment à pour expression :

$$\vec{\mu}=q\vec{d} \qquad \text{(II.3)}$$

Telle que q: charge ponctuelle, d : distance séparant les deux charges.

L'application d'un champ électrique tend à aligner ces dipôles dans la direction du champ **[1]**.

II.3.1.4 La polarisation interfaciale

La polarisation interfaciale (ou de type de Maxwell-Wagner). Elle s'observe dans les matériaux qui présentent de nombreux porteurs de charges libres intrinsèques, que ce soient des ions ou des électrons. Elle intervient surtout lorsqu'il existe des interfaces entre deux solides de conductivité et de permittivité différentes.

Le déplacement de ces charges entraîne la création d'une barrière qui tente à s'opposer à la pénétration du champ électrique dans le solide. Les temps de vie de ce type de polarisation rentrent dans le même domaine d'existence que celui associé à la polarisation d'orientation. Il peut durer de la micro seconde à des durées bien plus importantes. Un cas particulier de ce type de polarisation est illustré par la polarisation interfaciale de Maxwell-Wagner et Sillars. Elle est caractérisée par des systèmes à structure hétérogène.

Elle peut correspondre à l'accumulation de charges au niveau de la séparation des différents constituants du diélectrique, comme aux joints de grains (figure II.4).

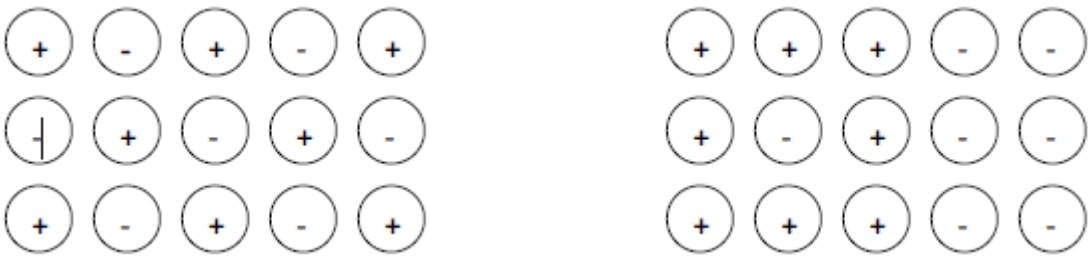


Figure II.4 : Polarisation de charge d'espace.

II.4 Résonateur diélectrique

II.4.1 Présentation

Le terme résonateur diélectrique est apparu en 1939 lorsque Richtmyer a montré que des objets diélectriques non métallisés pouvaient fonctionner en tant qu'éléments résonants aux hyperfréquences **[2-3]**. Plus tard, en 1953, Schlike a rapporté l'existence de matériaux de permittivité ε_r supérieure à 1000 **[4]**. Au début des années soixante, Okaya et Barash ont décrit la distribution et la propagation des modes d'ondes (TE_{xyz}et TM_{xyz}) dans un corps diélectrique [5-6], cette découverte a permis le développement de nouveaux dispositifs à base de matériaux diélectriques qui présentent de nombreux avantages par rapport aux cavités et aux guides d'ondes, comme par exemple un plus faible encombrement ou une plus grande stabilité thermique.

Ces diélectriques sont insérés ou non dans des cavités métalliques. Plus la permittivité du matériau diélectrique est élevée, plus les champs électromagnétiques sont confinés à l'intérieur du matériau. Il apparaît une variété importante de résonateurs diélectriques et de nombreuses applications sont mises en oeuvre à l'aide de ces structures. Les plus classiques sont des dispositifs de filtrage **[7-8]**, des oscillateurs **[9]** et des antennes **[10].**

Les résonateurs remplacent les cavités métalliques. Comme elles, ils présentent les propriétés et les avantages suivants:

- Des modes de résonance dont les fréquences sont déterminées par les dimensions.
- Des facteurs de qualité Q élevés.
- Faible encombrement : la dimension d'un résonateur diélectrique est de l'ordre de$1/\sqrt{\varepsilon_r}$ le choix d'une permittivité élevée permet une réduction significative des dimensions de l'antenne
- Grande stabilité en changement de température (ε_τ).
- Simplicité de mise en œuvre.

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles céramiques poly cristallines nues ou métallisées, utilisées comme circuits résonants de base pour la réalisation de filtres et oscillateurs aux fréquences micro-ondes.

Utilisés comme filtres, ils permettent la sélection d'une bande de fréquence et peuvent servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphonie ou la séparation des voies d'émission et réception des téléphones portables. Ces dispositifs sont

utilisés dans les applications GSM (Global System Mobile) UMTS (Universal Module Télécommunication System) et GPS (Global Positioning System)

II.4.2 Caractérisation des résonateurs diélectriques

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 monobande 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.

II.4.2 .1 Les pertes d'insertion

Les pertes d'insertion sont définies comme le niveau de pertes mesuré à la résonance sur la réponse électrique en transmission, ce qui correspond à l'atténuation du paramètre |S21| à la fréquence centrale (Figure II.5). Les pertes d'insertion sont le plus souvent exprimées en dB, cependant, il arrive parfois qu'elles soient annoncées ou utilisées en valeur naturelle.

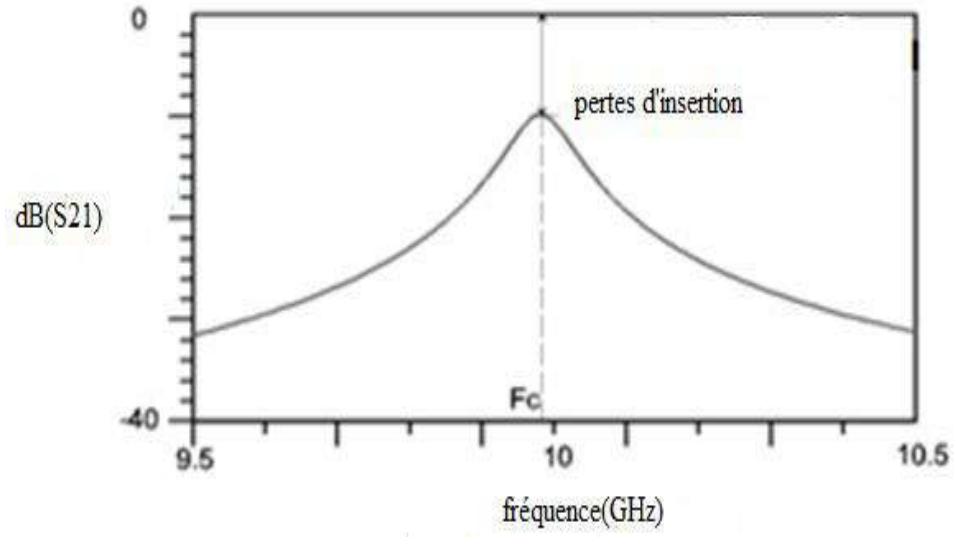


Figure II.5: observation des pertes d'insertion à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur

L'intérêt de ce paramètre est de représenter l'ensemble des pertes rencontrées dans l'élément considéré ainsi que dans les dispositifs de couplage du résonateur avec l'extérieur (pertes par rayonnement, ohmiques, diélectriques).

L'adaptation à la fréquence centrale doit être bonne (inférieure à -15 dB) pour que l'atténuation à F_C corresponde à des pertes d'insertion et non à une désadaptation.

II.4.2 .2 Le coefficient de qualité en charge

Le coefficient de qualité en charge, défini à la fréquence de résonance, est un indice sans dimension permettant de quantifier la sélectivité d'un résonateur. Plus ce coefficient est important, meilleure sera la sélectivité. Il est calculé à partir de la réponse électrique en transmission **|S21|** comme suit :

$$Q_{ch}=\frac{F_c}{F_2-F_1} \qquad \text{(II.4)}$$

les fréquences F_1 et F_2 correspondent à la bande passante prise à -3 dB et F_C est la fréquence de résonance, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le niveau de pertes est minimal (Figure.II.6).

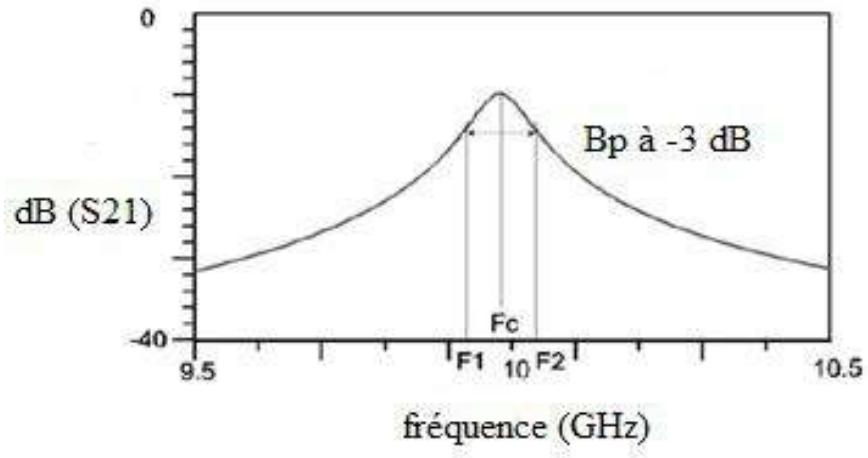


Figure II.6: calcul du coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur

Le calcul du coefficient de qualité en charge permet seulement de juger de la sélectivité d'un résonateur et de son dispositif d'alimentation. Cependant, il n'est pas suffisant pour juger les performances globales intrinsèques du résonateur car il ne prend pas en compte le niveau de pertes. Pour avoir un seul et unique indice qui permet de juger les performances électriques intrinsèques d'un résonateur, nous utilisons la notion de coefficient de qualité à vide.

II.4.2 .3 Le coefficient de qualité à vide :

Le coefficient de qualité à vide est une grandeur sans dimension qui résume les performances électriques intrinsèques d'un résonateur. Typiquement, plus Q_v est élevé, plus les pertes d'insertions seront faibles et/ou meilleur sera le niveau de réjection.

$$Q_v = w_c \frac{Energie\ moyenne\ stockée}{\text{Energie dissipée par période}} \qquad \text{(II.5)}$$

w_c est la pulsation de fonctionnement.

L'exploitation de cette expression théorique est difficile, aussi, nous allons utiliser une méthode permettant d'obtenir le coefficient de qualité à vide à partir du niveau des pertes d'insertion et du coefficient de qualité en charge **(**II.4-5).

Pour cela, intéressons-nous à la manière dont un résonateur est alimenté,

$$\frac{1}{Q_{ch}} = \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_v} \qquad \text{(II.6)}$$

Q_v est le coefficient de qualité à vide et Q_{ch} est le coefficient de qualité en charge.

Q_{ext}est le coefficient de qualité externe, il modélise les pertes liées au système d'excitation du résonateur. Ce coefficient de qualité externe peut-être scindé en deux coefficients de surtension, l'un lié aux pertes en entrée Q_{extE} et l'autre aux pertes en sortie Q_{extS}.

Ce coefficient de qualité externe peut aussi être exprimé comme :

$$Q_{ext}=\frac{Q_{ch}}{|S_{21}(F_c)|} \qquad \text{(II.7)}$$

avec |S21| correspondant aux pertes d'insertion exprimées en valeur naturelle.

D'après cette expression et en s'aidant de l'équation E I-3, il vient :

$$Q_v=\frac{Q_{ch}}{1-|S_{21}(F_c)|} \qquad \text{(II.8)}$$

Ce coefficient de qualité à vide modélise bien les performances d'un résonateur car il tient compte non seulement de la sélectivité mais aussi des pertes d'insertion.

Cependant, cet outil comporte un inconvénient : son calcul est basé sur la largeur de bande passante à -3 dB, ce qui ne permet pas de différencier le cas d'un filtre dont la réponse électrique présente de très fortes réjections à-10 dB d'un filtre dont les réjections à -10 dB sont faibles. En outre, la sélectivité calculée est une sélectivité globale sur l'ensemble de la bande passante, ce qui ne prend pas en compte le cas de filtres dont la réponse électrique est non-symétrique, c'est-à-dire qui présentent une forte réjection d'un seul côté de la bande passante. Pour pallier ce problème, il est possible de déterminer des coefficients de qualité pour la "demi" bande passante basse et pour la "demi" bande passante haute, celles-ci étant situées de part et d'autre de la fréquence centrale .

Nous allons maintenant pouvoir utiliser ce coefficient de qualité à vide pour comparer les différents résonateurs auxquels nous allons nous intéresser. Comme nous l'avons précisé, un filtre est constitué de plusieurs résonateurs et les performances de ce filtre dépendent directement des performances des résonateurs qui le composent. Nous venons de présenter la méthode qui permet de calculer le coefficient de qualité à vide à partir de la réponse d'un

résonateur seul, mais il est parfois intéressant d'extraire le coefficient de qualité à vide d'un résonateur à partir de la réponse électrique d'un filtre composé de n résonateurs identiques. Dans ce cas, nous utiliserons l'expression suivante :

$$Q_v = \frac{3.343 \times n}{IL \times \mathrm{W}} \qquad \text{(II.9)}$$

n : est l'ordre du filtre

IL : représente les pertes d'insertion exprimées en dB

W : est la bande passante relative mesurée du filtre.

Il existe des restrictions quant à l'utilisation de cette expression. Ainsi, il faut que les pertes d'insertion IL du filtre soient inférieures à n dB pour avoir une bonne précision dans le calcul de Q_v .

Les performances électriques étant maintenant comparables, nous allons présenter les différentes technologies utilisées pour la réalisation de filtres. Par la suite, chaque fois que nous parlerons de coefficient ou de facteur de qualité, nous ferons référence au coefficient de qualité à vide tel qu'il vient d'être présenté.

II.5 Les formes des Résonateurs Diélectriques

Le choix de la forme, des dimensions et de la permittivité peut donner un diagramme de rayonnement bien déterminé. On distingue plusieurs formes de résonateurs diélectriques comme le montre la figure II.7.

Les formes cylindriques sont les premières à être utilisées car elles étaient déjà utilisées dans les circuits micro-ondes **[3]**. La forme rectangulaire **[11]** est l'une des formes les plus populaires pour les raisons suivantes : elle est simple à réaliser, facilement modélisée par des formules approximées et résistante à la dégénération de modes. On peut citer aussi la forme hémisphérique **[12]**, un résonateur diélectrique (RD) hémisphérique sur un plan de masse peut être analysé comme une sphère électrique par la théorie des images **[13]** Beaucoup de formes sont analysées afin de produire des antennes à polarisation circulaire. Il s'agit des RD de forme elliptique et d'anneau cylindrique **[14]**. Des nouvelles configurations coniques et triangulaires ont été introduites **[15]** récemment, des RDs de forme tétraédrique viennent d'être étudiés afin d'augmenter la largeur de la bande **[16]**.



Figure II.7: Différentes formes de résonateurs diélectriques

II.5 .1 Résonateurs Diélectriques sphériques

Les Résonateurs Diélectriques de formes sphériques présentent un intérêt spécial parce que leur forme, est la seule forme pour laquelle une solution analytique est possible.

Les RD sphériques peuvent supporter des modes TE_{nmr}et TM_{nmr}· Les indices n, rn, r indiquent l'ordre de variation des champs dans les directions radiale, d'élévation et azimutale. Le calcul de la fréquence de résonance et du facteur de qualité Q des RDs sphériques nécessite la résolution d'équations transcendantales qui utilisent les fonctions de Bessel et d'Hankel. Les champs à l'extérieur du résonateur sont de type radiatif et la fréquence de résonance est complexe.

Les modes présentant un intérêt sont les modes internes. Pour les modes externes, les valeurs du facteur de radiation ou facteur de qualité Q sont toujours inférieures à 1. Pour des valeurs des indices n et r, tous les modes TE_{nmr} avec différentes valeurs de $m \leq n$ ont la même fréquence de résonance. La même chose est vraie pour les modes TM_{nmr}·, les modes TE_{101}, TE_{201} et TM_{111} radient respectivement comme un dipôle magnétique axial,

un quadripôle magnétique et un dipôle électrique. Les deux modes TE_{111} radient comme des dipôles magnétiques horizontaux orientés radialement selon $\Phi = 0$ et $\Phi = {}^{\pi}/_{2}$.

De manière générale, les modes TM_{111} radient comme des dipôles électriques horizontaux**[17]**.

II.5 .2 Résonateurs Diélectriques Rectangulaires

Du fait que les RDs rectangulaires n'ont pas de symétrie de révolution, leur analyse est alors beaucoup plus complexe. C'est pour cela qu'il n'existe pas de solutions analytiques mais uniquement des solutions approchées. Les RDs rectangulaires ont une certaine pureté de modes et ils sont aussi faciles à fabriquer. Pour une fréquence donnée,

les rapports du RD rectangulaire (hauteur/longueur et Largeur/ longueur) peuvent être indépendamment choisis et la largeur de bande dépend de ces rapports. De ce fait, les DRAs rectangulaires sont plus versatiles car ils ont deux degrés de libertés.

Pour toute fréquence de résonance et toute permittivité diélectrique, deux des trois dimensions peuvent être choisies de manières indépendantes. Les fréquences de résonances des différents modes peuvent être choisies de telle sorte qu'elles soient différentes 1 'une de 1 'autre en prenant judicieusement en considération les trois dimensions du RD. Les modes du RD rectangulaire sont non confinés et confinés. Ils sont de type *TE* et *TM* et ceci dans les trois directions; dans le cas où a < d < b, les modes fondamentaux d'un résonateur isolé montré dans la Figure II.8 sont, par ordre de fréquence de résonance croissante; de type *TE* et rayonnent comme des dipôles magnétiques orientés respectivement suivant x, z et y;
le facteur de qualité de rayonnement Q augmente avec la permittivité,

la bande passante étant inversement proportionnelle à Q, Il en résulte qu'une permittivité importante sera synonyme de faible bande passante, et qu'une faible permittivité fournira une plus large bande. Cependant, il existe des contraintes qui limitent 1 'utilisation d'un substrat de permittivité ε_r trop petite, à savoir d'une part le fait qu'une permittivité trop faible n'entraîne pas de résonance, et d'autre part, il est plus difficile d'exciter le résonateur pour des raisons de couplage **[17]**.

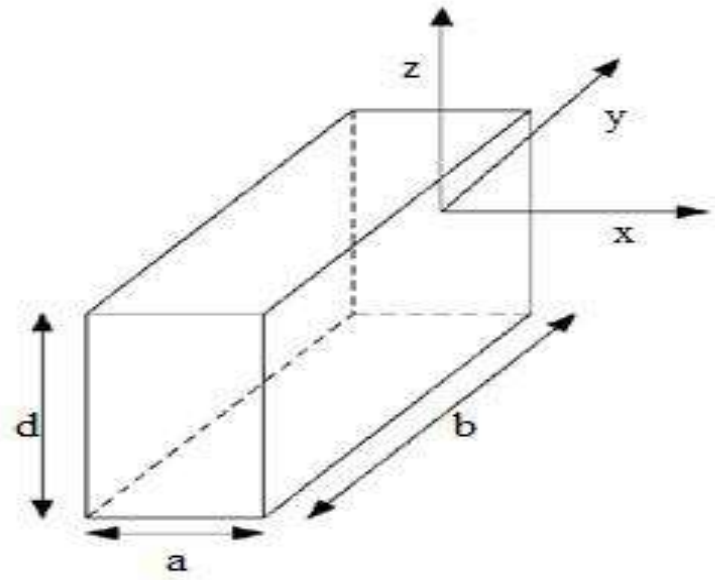


Figure II.8: RD rectangulaire isolé [17].

II.5 .3 Résonateurs Diélectriques Cylindriques

Le résonateur diélectrique cylindrique est connu par sa facilité de fabrication. En plus, grâce à la symétrie de sa rotation, son étude est simplifiée. Toutefois, on ne peut pas choisir les valeurs du rayon et la hauteur du RDC arbitrairement car la fréquence de résonnance ainsi que le diagramme de rayonnement dépend uniquement de ces deux valeurs.

On distingue trois modes raisonnants possibles:

mode TE (TE_z), mode TM (TM_z) et mode hybride. Les champs des modes TE et TM sont asymétriques et ils ne varient pas dans le plan. Par contre, les champs des modes hybrides dépendent de la direction azimutale. Ces modes hybrides sont divisés en deux groupes : HE et EH (Hybride Électromagnétique). Pour les modes HE, la composante Hz est plus petite que la composante Ez et vice versa pour les modes EH. La Figure II.9 illustre un résonateur diélectrique de forme cylindrique **[17]**.

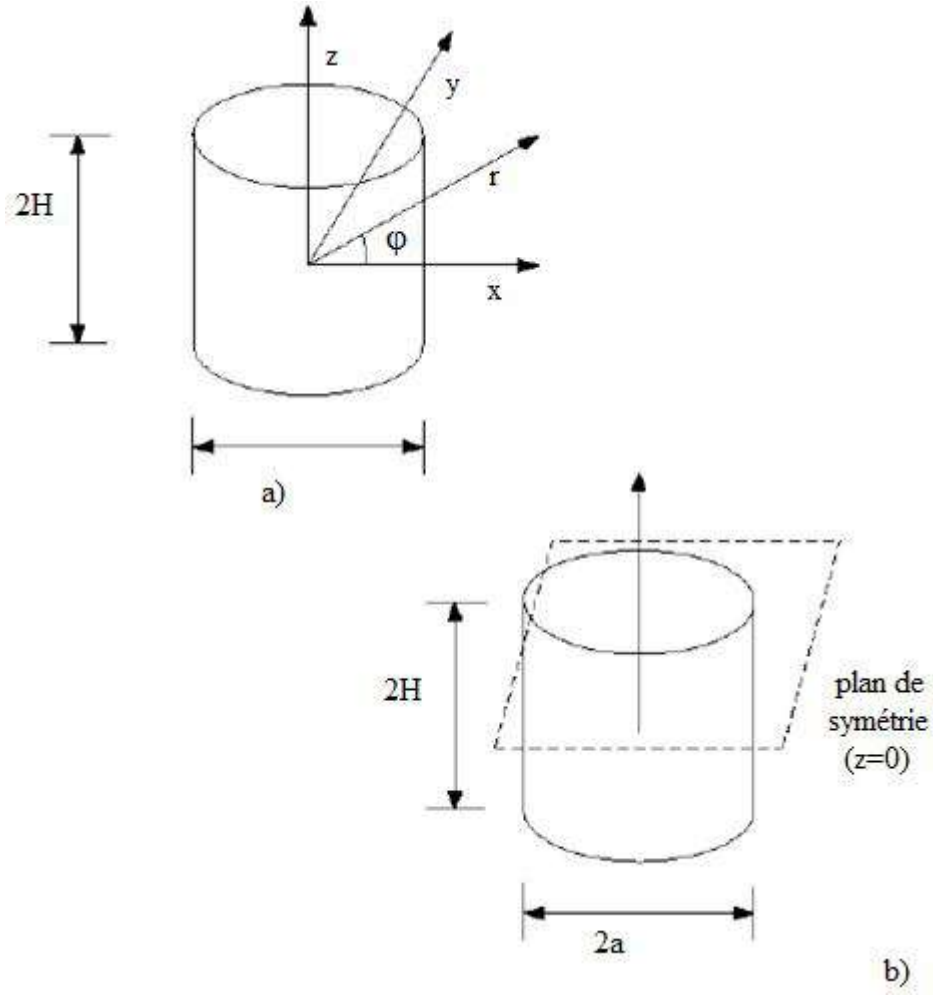


Figure II.9: RDs cylindriques isolés [17].

II.5 .4 Résonateurs Diélectriques en Anneaux Cylindriques

Quand un trou de rayon b est enlevé près de l'axe du RD cylindrique comme montré sur la Figure II.10, on obtient un anneau cylindrique.

Les RDs en anneaux supportent le même type de mode que les RDs cylindriques. Cependant, les fréquences de résonance d'un anneau diélectrique sont plus grandes que celle d'un DR cylindrique correspondant et le facteur de qualité Q de l'anneau est plus petit que celui du cylindre. De ce fait, l'anneau aura donc une largeur de bande plus grande que celle du DR cylindrique. Cette amélioration peut être importante pour certains modes.

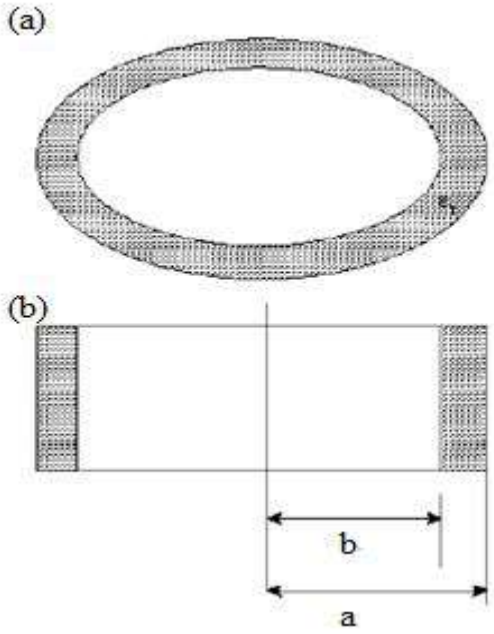


Figure II.10: RD cylindrique en anneau isolé

II.5.5 Résonateurs diélectriques cylindriques isolés

En général, les modes qui résonnent dans les Résonateurs Diélectriques Cylindriques (RDC) isolés ont la forme des dipôles, des quadripôles, des octopôles magnétiques ou électriques **[17]**. La Figure II.11 montre les différentes possibilités de rayonnement d'un RDC. Le mode $TE_{01\delta}$ d'un DRA cylindrique isolé rayonne comme un dipôle magnétique orienté suivant son axe comme montré dans la figure II. 11. Le mode $TE_{011+\delta}$ quant à lui, rayonne comme un quadripôle axial magnétique. Les modes $TM_{01\delta}$ et $TM_{02\delta}$ rayonnent respectivement, comme un dipôle électrique axial et un quadripôle.

En supposant que la permittivité du résonateur est grande ($\varepsilon_r \geq 10$), le mode hybride $HE_{11\delta}$ rayonne comme un dipôle magnétique orienté dans la direction transverse (horizontal) et le mode $HE_{21\delta}$; rayonne comme un quadripôle magnétique orienté suivant la direction transverse **[17]**.

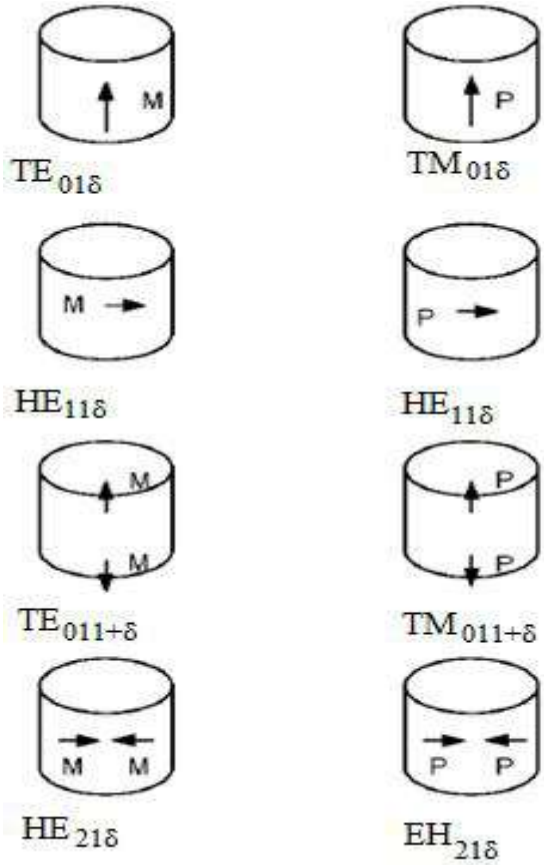


Figure II.11: Nature de la radiation de différents modes de RDs cylindriques isolés (M =dipôle magnétique P =dipôle électrique).

Sur les parois du résonateur, deux conditions sur les champs électrique et magnétique sont dérivées **[18]**:

$$\vec{E}.\vec{n} = 0 \qquad \text{(II.10)}$$

$$\vec{n} \, x \, \vec{H} = 0 \qquad \text{(II.11)}$$

Equation (7) stipule que le champ électrique est tangent aux parois du résonateur.

Alors que l'équation (**II** -8) impose au champ magnétique d'être orthogonal à ces mêmes parois.

Les modes qui satisfont à la fois à (II -7) et (II -8) sont dits confinés. Par contre, les modes qui ne satisfont que (II -7) sont simplement non confinés.

Le tableau ci-dessous résume tous les modes raisonnants dans un CDR isolé

Plan de Modes Symétrie (z=O)	Modes δ	Champs lointains	Orientation du
Mur Mag.	$TE_{01\delta}$	Dipôle Magnétique	Axial (vertical)
Mur Elect.	$TE_{011+\delta}$	Quadripôle Magnétique	Axial (vertical)
Mur Elect.	$TM_{01\delta}$	Dipôle électrique	Axial (vertical)
Mur Mag	$TM_{011+\delta}$	Quadripôle électrique	Axial (vertical)
Mur Elect.	$HE_{11\delta}$	Dipôle magnétique	Transverse (horizontal)
Mur Elect.	$HE_{21\delta}$	Quadripôle magnétique	Transverse (Horizontal)
Mur Mag.	$EH_{11\delta}$	Dipôle électrique	Transverse (Horizontal)
Mur Mag.	$EH_{21\delta}$	Quadripôle électrique	Transverse (Horizontal)

Tableau II.2 :Rayonnement des modes**.**

II.6 Étude comparative des différentes formes de résonateurs diélectriques

Pour faire une comparaison de quelques différentes structures, nous avons calculés les fréquences de résonances de certains résonateurs diélectriques. Les formes intéressantes qui ont été choisies sont rectangulaires, hémisphériques et cylindriques **[19]**. Pour chaque cas, les fréquences de résonances des modes et les facteurs de qualités ont été donnés.

Les résultats sont présentés au Tableau II.3.

Structures	RD (rectangulaire)	RD (hémisphérique)	DR (Cylindrique)
Dimensions	Longueur = 11. 3mm Largeur= 11.3 mm Hauteur= 2.54 mm	Rayon = 10 mm	Hauteur = 5mm Rayon=9mm
Permittivité	10.2	10.2	10.2
Fréquences de Résonance	TE_{111}^{y} :10.65 GHz	TE_{111} :4.44 GHz	$TE_{01\delta}$:4.98 GHz
	TE_{111}^{y} :10.65 GHz	TM_{101} :6.60 GHz	$HE_{11\delta}$:5.86 GHz
			$TM_{01\delta}$:7.22 GHz
Facteur de Qualité.	TE_{111}^{y} :4.74	TE_{111} :9.44	$TE_{01\delta}$:8.41
	TE_{111}^{y} :4.74	TM_{101} :4.82	$HE_{11\delta}$:5.86
			$TM_{01\delta}$:7.08

Tableau II.3: Exemple de comparaison des modes.

II.7 Fréquences de résonance

Il existe des expressions analytiques permettant de déterminer de manière approchée les fréquences de résonances des modes.

II.7.1 Le mode $TE_{01\delta}$

Le mode $TE_{01\delta}$ présente une distribution de champ électromagnétique semblable à celle d'un dipôle magnétique situé le long de l'axe de rotation du cylindre. Ce mode offre donc, par analogie, un maximum de rayonnement dans le plan équatorial du résonateur cylindrique et un minimum suivant l'axe de rotation de ce dernier. La fréquence de résonance peuvent être calculés approximativement à partir de **[20]**

$$f_{TE_{01\delta}} = \frac{3*10^{8}*2.327}{\sqrt{(\varepsilon_r+1)}} * \left[1 + 0.2123\left(\frac{a}{h}\right) - 0.00898\left(\frac{a}{h}\right)^{2}\right] \quad \text{(II.12)}$$

II.7.2 Le mode $TM_{01\delta}$

Le mode $TM_{01\delta}$ offre un diagramme de rayonnement semblable à celui d'un dipôle électrique orienté le long de l'axe de rotation du cylindre. Il présente donc, un minimum dans l'axe de rotation et un maximum dans le plan perpendiculaire à cet axe. La fréquence de résonance peuvent être calculés par la formule suivant [21] :

$$f_{0(TM01\delta)} = \frac{c\sqrt{3.83^2+(\frac{\pi a}{2H})^2}}{2\pi a\sqrt{(\varepsilon_r+2)}} \quad \text{(II.12)}$$

II.7.3 Le monde $HEM_{11\delta}$

Le mode $HEM_{11\delta}$ a le même rayonnement qu'un dipôle magnétique situé perpendiculairement à l'axe de rotation du RD. Ce mode a donc l'avantage d'avoir un maximum de rayonnement dans la direction de l'axe de rotation du RD et un minimum dans le plan perpendiculaire. La fréquence de résonance **[21]**

$$f_{0(HEM011)} = \frac{c\ 6.324}{2\pi a\sqrt{(\varepsilon_r+2)}}\left[0.27+0.36(\frac{a}{2H})+0.02(\frac{a}{2H})^2\right] \quad \text{(II.13)}$$

II.8 Les avantages des DR

Le résonateur diélectrique en tant qu'élément rayonnant possède des avantages importants, parmi lesquelles on peut citer :

1. Efficacité de rayonnement : l'élément rayonnant n'étant pas métallisé, les pertes par conduction sont réduites. Il en résulte une plus grande efficacité de rayonnement.
2. Faible encombrement : la dimension d'un résonateur diélectrique est de l'ordre de $1/\sqrt{\varepsilon_r}$, le choix d'une permittivité élevée permet une réduction significative des dimensions de l'antenne.
3. Excitation facile : Toutes les techniques d'alimentation d'antennes imprimées (alimentation par ligne microruban, couplage par fente, sonde coaxiale, guide d'onde coplanaire, etc.) sont utilisables pour exciter un résonateur diélectrique.
4. Variété de diagrammes de rayonnement : Selon les modes excités, différents diagrammes de rayonnement sont obtenus. On augmente ainsi le nombre d'applications. Les performances de diagramme de rayonnement et de directivité sont plus élevées en comparaison à ceux des antennes microrubans, fonctionnant sur les mêmes fréquences, que ce soit dans la gamme des ondes millimétrique [22] ou centimétriques.
5. Bande passante importante : Par rapport à l'antenne microruban, les DR à une bande passante beaucoup plus large, une antenne à résonateur diélectrique d'une constante diélectrique relative de ~ 10, a une bande passante avoisinant les 10% et une efficacité de rayonnement est de plus de 98%. Au cours de ces

dernières années de nombreuses techniques ont été proposées pour augmenter plus la bande passante de RD.

6. Simplicité de couplage : Par exemple, le couplage entre une ligne de transmission et un résonateur diélectrique peut être facilement contrôlé en faisant varier la position de ce dernier par rapport à la ligne. La performance de l'ARD peut être donc facilement optimisée expérimentalement.
7. De plus, sa large gamme de permittivité (de 10 à100) permet de contrôler facilement la taille et la bande passante de l'antenne.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué une bref description sur les diélectrique et leur polarisation.et présenté une étude sur les résonateurs diélectriques (rectangulaire ,sphérique , cylindrique, Anneaux Cylindriques) qui présentent l'origine de les formes et les modes de résonateur et les expressions de fréquence de résonance de tout les modes ainsi que les avantages de résonateurs diélectriques

CHAPITRE III :

Simulation : Résultats et Interprétation

III. Introduction

Les résonateurs diélectriques peuvent avoir des formes diversifiées (rectangulaire, cylindrique, hémisphérique, triangulaire…), comme on l'a vu dans le chapitre précèdent. Le choix de la forme et de la taille du résonateur diélectrique, constituant le filtre, dépend de la fréquence de résonance , la nature du mode et la bande passante .

Dans ce chapitre, nous nous intéressons principalement aux filtres à résonateurs diélectriques cylindriques , une étude de ce type de filtre avec une modification à chaque fois sur les paramètre de résonateur (Hauteur, Permittivité).

III.1 Logiciel de simulation

Plusieurs logiciels commerciaux utilisent des méthodes fréquentielles purement volumiques (CST Microwave Studio, Ansoft HFSS par exemple), nous sommes équipés du logiciel CST.

III.1.1 CST

Computer Simulation Technology (CST) utilise la méthode d'intégration finie (FIT). La méthode finie d'intégration est une approche très puissante, qui décrit les équations de Maxwell sur un espace de grille, La méthode de FIT peut-être utilisée dans le domaine de temps et dans le domaine de fréquence. Dans le domaine temporel, une intégrale de temps est utilisée et la géométrie du dispositif à être étudié est subdivisée dans des cellules cubiques. Le calculateur dans le domaine temporel calcule le comportement sur une large bande du dispositif donné dans une seule simulation. Le signal d'entrée utilisé pour la simulation dans le domaine de temporel est une impulsion gaussienne, qui est idéale pour les calculs des paramètres S. Son signal transformé dans le domaine fréquentiel est également une impulsion de forme gaussienne et ses avantages principaux sont qu'il a une largeur de bande illimitée et ne s'annule sur aucun des axes.**[1]**

CST Microwave Studio a une interface graphique qui est semblable à celle d'Ansoft HFSS et peut être utilisé exactement de la même manière. Le plus grand avantage de CST est que son effort numérique augmente pluslentement avec la grandeur du problème que les autres méthodes communément employées. C'est un avantage significatif quand les circuits deviennent grands et les fréquences élevées. De même, CST est plus accommodé pour faire des simulations sur une gamme de fréquences élevées parce que le calculateur dans le

domaine de temps du logiciel opère vite sur une grande bande de fréquence qui correspond à une faible impulsion d'entrée dans le domaine temporel.

III.2 Simulation de quelques structures

La simulation est faite avec trois études :

la première consiste la simulation d'une filtre à résonateur diélectrique cylindrique nous utilisons trois résonateur cylindrique , Ils sont placés dans l'ordre entre quatre Ligne de transmission microruban sur une substrat au-dessus de cette dernier on trouve le plan de masse , et la deuxième consiste une modification au niveau de l'hauteur de résonateur et la troisième consiste une modification au niveau de la permittivité de résonateur

III.2.1 Choix du matériau

La permittivité diélectrique du substrat est l'un des paramètres les plus sensibles dans l'évaluation de filtre car la petite variation de la permittivité due à la température peut décaler la fréquence de résonance. Précisons bien que les matériaux ayant une constante diélectrique plus faible permettent d'obtenir une bande passante plus large **[2]**.

Les caractéristiques du matériau choisi dans notre conception pour le filtre à résonateur diélectrique cylindrique les suivants :

Substrat : Gil GML ayant une permittivité $\varepsilon_r = 3.38$ et une épaisseur H =0.813 mm.

Résonateur Diélectrique: ayant une permittivité $\varepsilon_r = 36$ avec une rayon r=2.75mm avec une hauteur h= 1mm (même diamètre pour les autres résonateurs)

Le plan de masse est conçu avec du cuivre d'épaisseur 0.035 mm ,

La ligne micro ruban est conçue aussi avec le cuivre. Et langueur (L1= $\frac{7\lambda}{4}$, L2= $\frac{5\lambda}{4}$,L3= $\frac{5\lambda}{4}$,L4=$\frac{7\lambda}{4}$) et w=1.9mm et hauteur H =0.035mm , ε_r=36

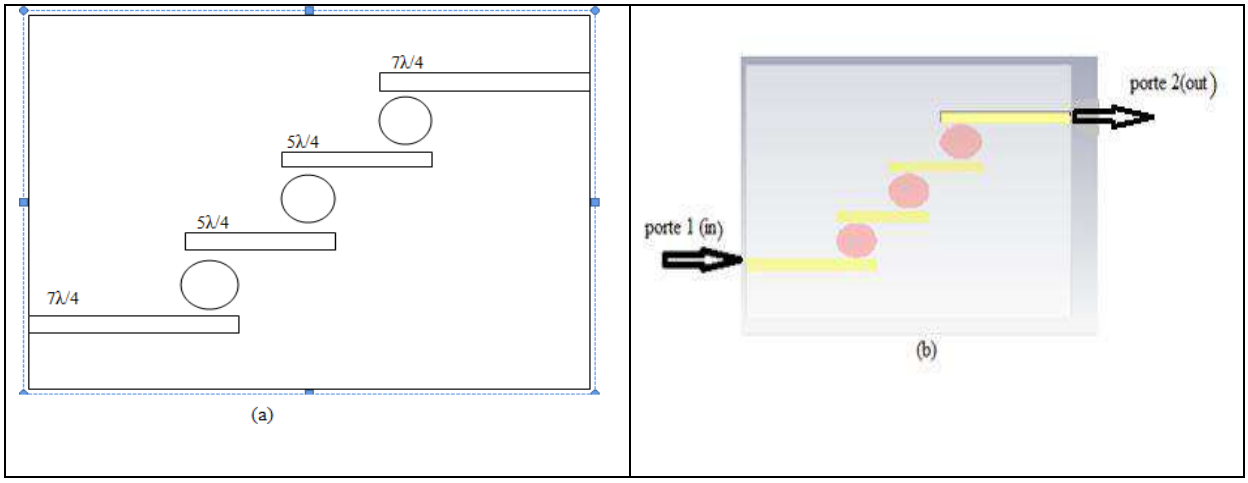


Figure III.1 : La conception proposée. (a) Schéma. (b) Prototype.

III.2.2 Résultats

Nous présentons les caractéristiques principales de filtre, qui sont généralement le facteur de réflexion à l'entre S_{11} et le facteur de transmission entrée →sortie S_{21} et La fréquence de résonance du filtre et le facteur de qualité

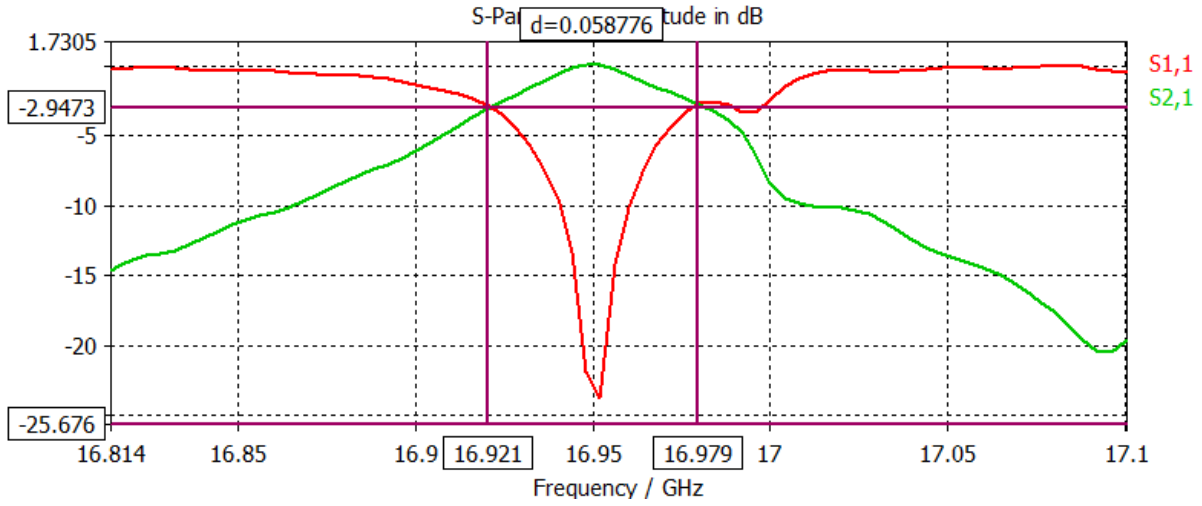


Figure III.2 : Paramètres S_{11}, S_{21} simulés du filtre à résonateur diélectrique

La figure III.2 présente les paramètres S simulés du filtre à résonateur diélectrique dimensionné. La fréquence de résonance du filtre est de 16.95 GHz avec un facteur de transmission S21 de 0.12 dB.

f_c =16.95 GHz , f_2 =16.979 GHz , f_1 =16.921 Q_{ch} = 292.24

la deuxième consiste : en faisant varier l'hauteur de résonateur de 1mm a 2mm

III.3 Variation du l'hauteur de résonateur (Cylindre plein)

- **Augmentation de l'hauteur**

en faisant varier l'hauteur de résonateur de 1mm a 2mm voir la figure III.3

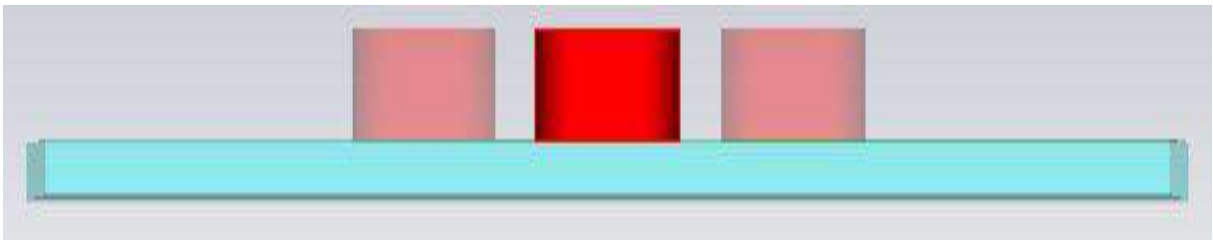


Figure III.3 : augmentation de l'hauteur d'un résonateur de 1mm a 2mm

La figure ci-dessous illustre les résultats du simulation ou la valeur de l'hauteur augmente.

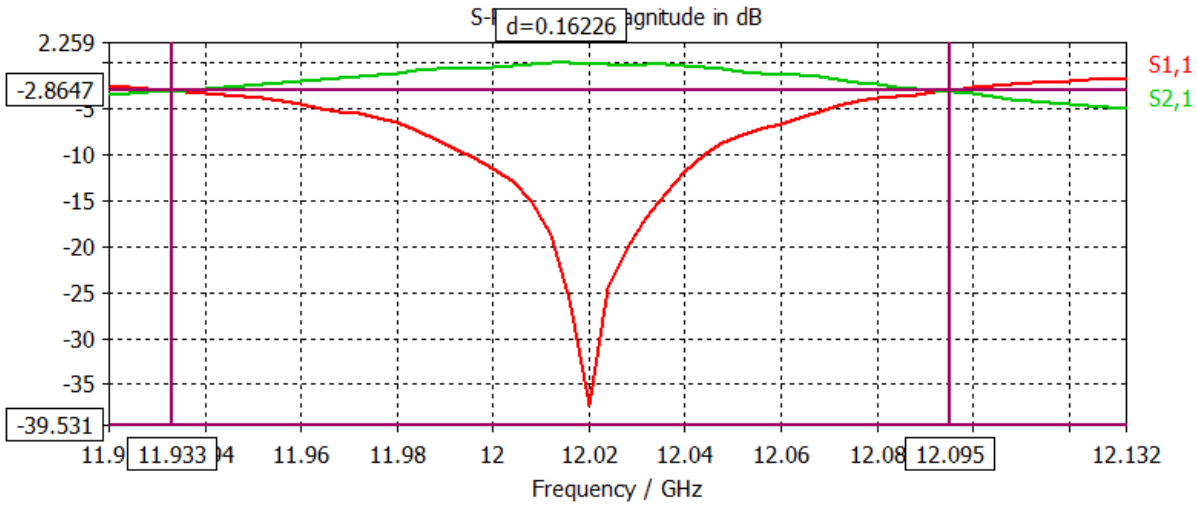


Figure III.4 : Paramètres S_{11}, S_{21} simulés du filtre à résonateur diélectrique.(H=2mm)

La Figure III.4 présente les paramètres S simulés du filtre à résonateur diélectrique dimensionné. La fréquence de résonance du filtre est de 12.02 GHz avec un facteur de transmission S21 de 0.31 dB.

f_c =12.02 GHz , f_2 =12.095 GHz , f_1 =11.933 GH Q_{ch} = 74.07

- **Diminution de l'hauteur**

nous réduisons l'hauteur de résonateur de 1mm a 0.5mm voir la figure III 5

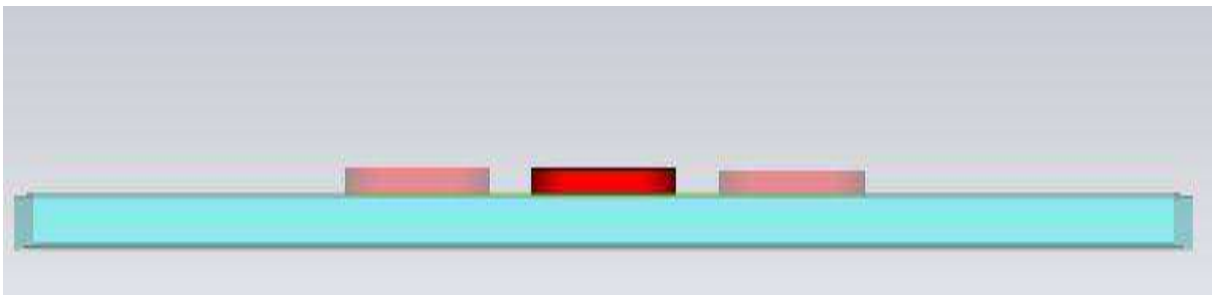


Figure III.5 : variation de l'hauteur du résonateur de 1mm a 0.5mm

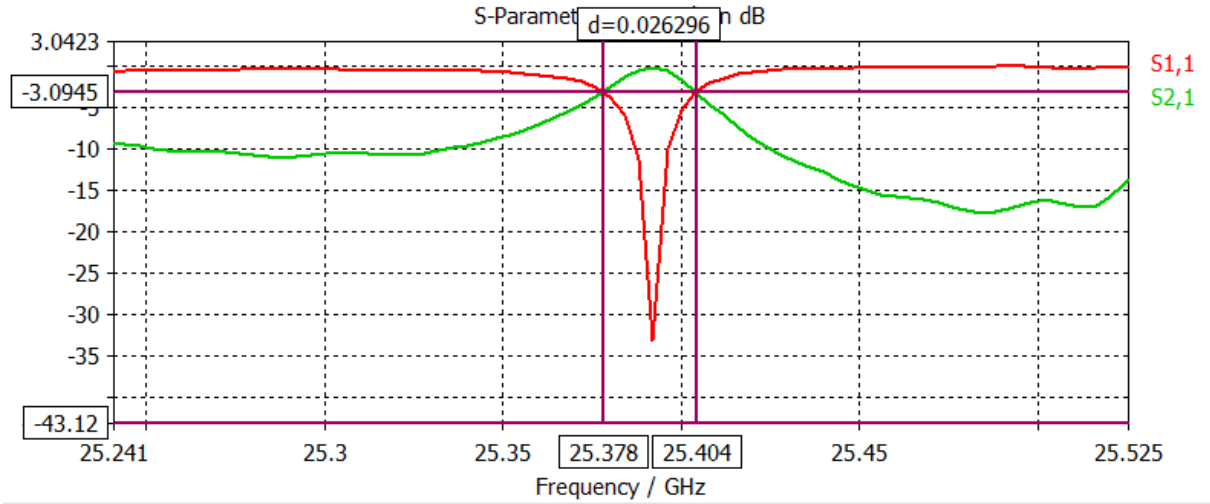


Figure III.6. Paramètres S_{11}, S_{21} simulés du filtre à résonateur diélectrique (H=0.5mm)

La Figure III**.6** présente les paramètres S simulés du filtre à résonateur diélectrique dimensionné. La fréquence de résonance du filtre est de 25.39 GHz avec un facteur de transmission S21 de -0.28 dB.

f_c =25.39 GHz , f_2 =25.404 GHz , f_1 =25.37 GHz Q_{ch} = 746.76

la troisième consiste :

III.4 Variation du la permittivité de résonateur

- **Augmentation de permittivité**

en faisant augmenter la permittivité de résonateur de 36 a 50 qui décrit dans ce résultat voir la figure III.7

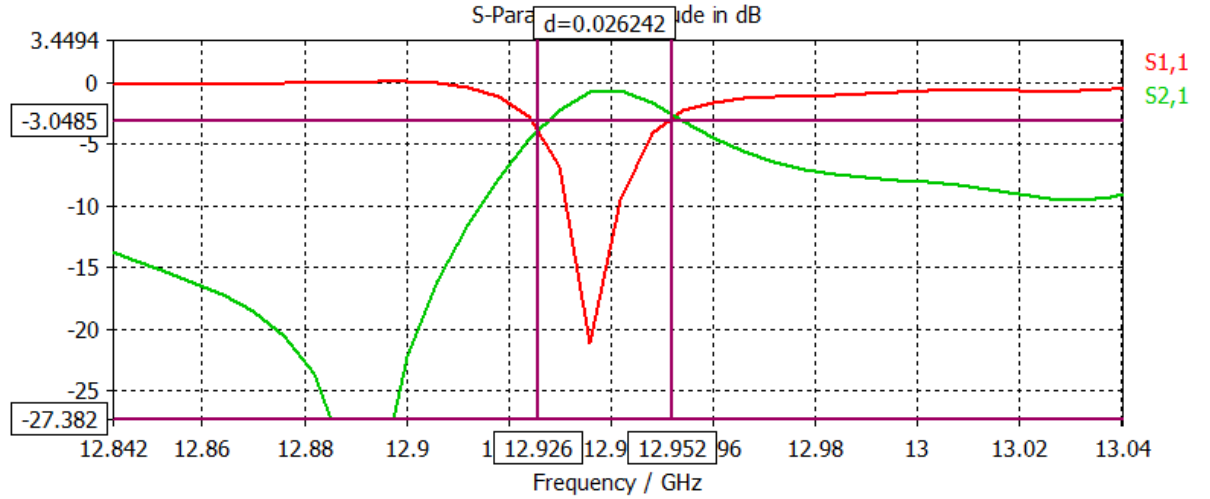


Figure III.7 : Paramètres S_{11}, S_{21} simulés du filtre à résonateur diélectrique (Ɛ=50)

La Figure III.7. présente les paramètres S simulés du filtre à résonateur diélectrique dimensionné. La fréquence de résonance du filtre est de 12.936 GHz avec un facteur de transmission S21 de -0.82 dB.

f_c =12.936 GHz , f_2 =12.952 GHz , f_1 =12.926 GHz Q_{ch} = 497.43

- **diminution de permittivité**

nous réduisons la permittivité de résonateur de 36 a 10 qui décrit dans ce résultat voir la figure III.8

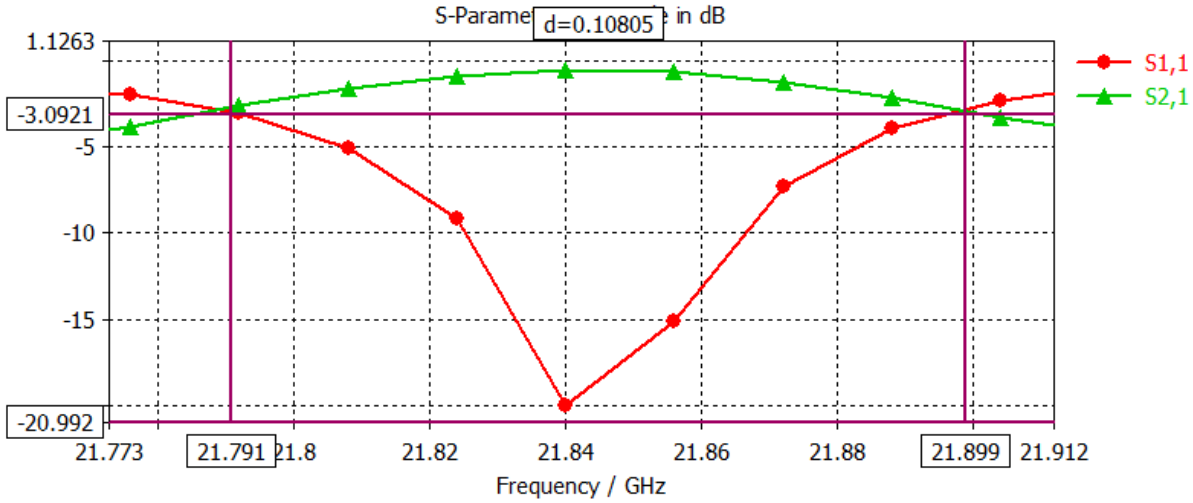


Figure III.8 : Paramètres S_{11}, S_{21} simulés du filtre à résonateur diélectrique (Ɛ=10)

La Figure III.8 présente les paramètres S simulés du filtre à résonateur diélectrique dimensionné. La fréquence de résonance du filtre est de 21.84 GHz avec un facteur de transmission S21 de -0.52dB.

f_c =21.84 GHz , f_2 =21.791 GHz , f_1 =21.899 GHz Q_{ch} = 202.22

III.5 Interprétation des résultats

D'après le tableau III.1 remarquons que la variation de la permittivité du résonateur permet d'obtention des variations sur la fréquence, si Ɛ augmente avec l'hauteur H fixe (H=1) la fréquence de résonance diminue de 21.84 GHz jusqu'à 12.936 GHz, et la bande passante diminue aussi de 108 MHz à 58 MHz, mais le facteur de qualité augmente de 202.22 à 497.43.

La variation l'hauteur H (0.5, 1 et 2 mm) et fixons la valeur de la permittivité (ε= 36), remarquons que la fréquence de résonance diminue de 25.39 GHz à 12.02 GHz, mais la bande passante augmente de 34 MHz jusqu'à 162 MHz, et les valeurs de facteur de qualité diminues de 746.76 à 74.07.

À partir des résultats de notre simulation on remarque que la variation de l'hauteur et la permittivité d'un résonateur a eu un effet sur le fréquence de résonance et le facteur de qualité.

le tableau suivant résume les résultats de comparaison entre les différentes valeurs de l'hauteur et de la permittivité.

H(mm)	Ɛ	f_0(GHz)	Δ_f(GHz)	Q_{ch}
1	36	16.95	0.058	292.24
1	50	12.936	0.026	497.43
1	10	21.84	0.108	202.22
2	36	12.02	0.162	74.07
0.5	36	25.39	0.034	746.76

Tableau III.1 : variation de f , Δ_f et Q en fonction de H et Ɛ

III.6 Variation du la forme de résonateur (Cylindre creux)

En faisant varier le rayon interne (r_0) de résonateur et fixons les valeurs de la permittivité (ε= 50) et l'hauteur (0.5mm).

- **Augmentation de rayon intérieur de cylindre (r_0=0.5mm)**

La figure III 9 montre notre cas de variation de r_0

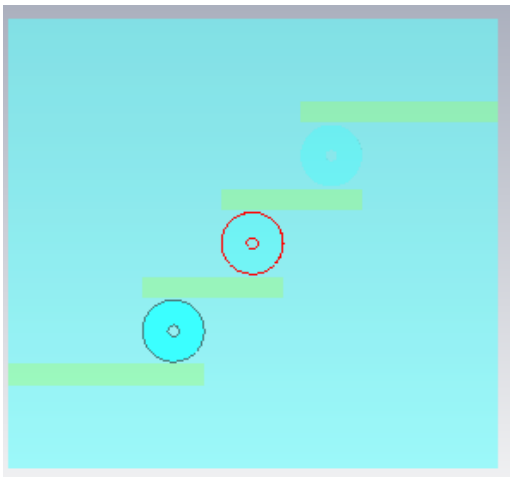


Figure III 9 : variation le rayon (r_0) du résonateur de (0mm à0.5mm)

La figure III.10 illustre les résultats de la simulation quand le rayon (r_0= 0.5 mm)

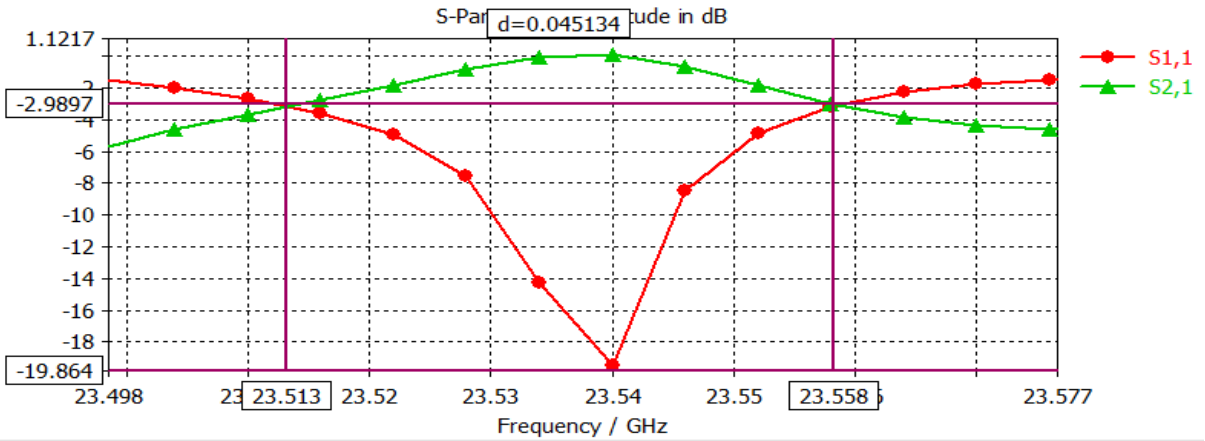


Figure III.10 : Paramètres S_{11}, S_{21} simulés du filtre à résonateur diélectrique (r_0=0..5mm)

Cette figure présente les paramètres S simulés du filtre à résonateur diélectrique (r_0 =0..5mm),La fréquence de résonance du filtre est de 23.54 GHz avec un facteur de transmission S_{21} de -0.19 dB.

f_c =23.54 GHz , f_2 =23.55 GHz , f_1 =23.51 GH Q_{ch} = 574.14

- **Augmentation de rayon intérieur de cylindre à (r_0=1 mm)**

Faisant augmenter le rayon(r_0) de résonateur de 0mm a 1 mm voir la figure III.11

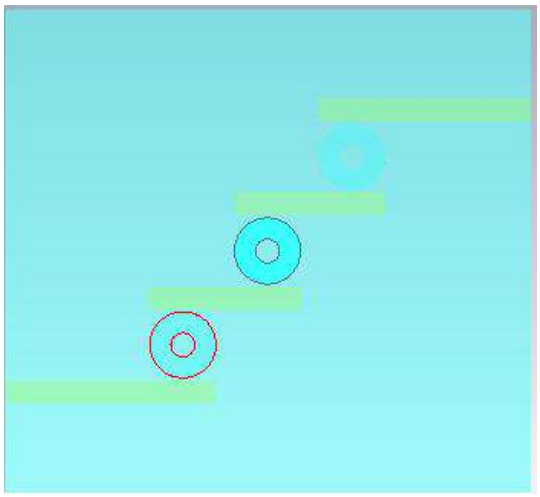


Figure III 11 : variation le rayon(r_0) du résonateur de (0mm à 1 mm)

La figure ci-dessous illustre les résultats du simulation quand le rayon(r_0= 1 mm)

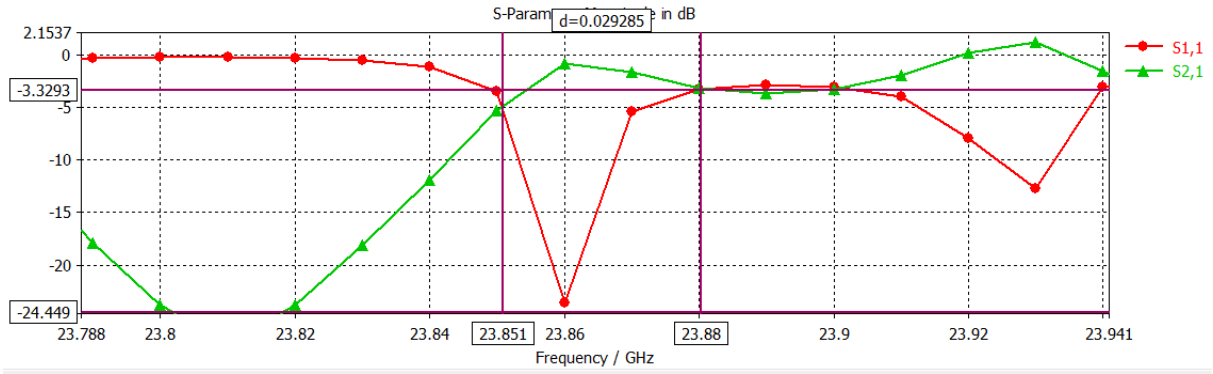


Figure III.12 : Paramètres S_{11}, S_{21} simulés du filtre à résonateur diélectrique (r_0=1 mm)

La Figure III.12 présente les paramètres S simulés du filtre à résonateur diélectrique (r_0=1 mm), La fréquence de résonance du filtre est de 23.86 GHz avec un facteur de transmission S21 de -042 dB.

f_c =23.86 GHz , f_2 =23.88 GHz , f_1 =23.851 GH Q_{ch} = 822.75

- **Augmentation de rayon intérieur de cylindre à (r_0=1.65 mm)**

en faisant augmenter le rayon(r_0) de résonateur de 0mm a 1.65 mm voir la figure III 13

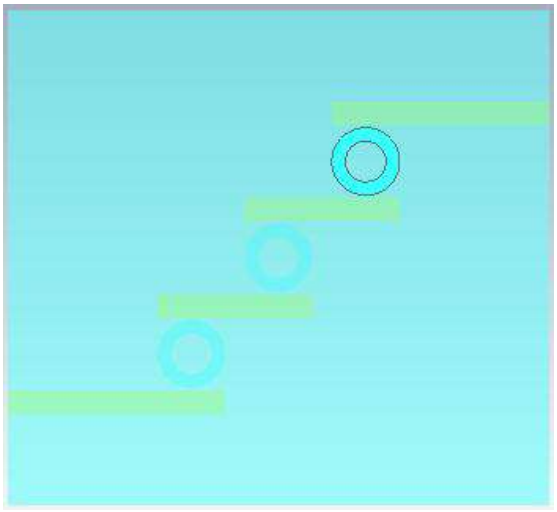


Figure III 13 : variation le rayon (r_0) du résonateur de (0mm à 1.65 mm)

La figure ci-dessous illustre les résultats du simulation quand le rayon(r_0= 1.65 mm)

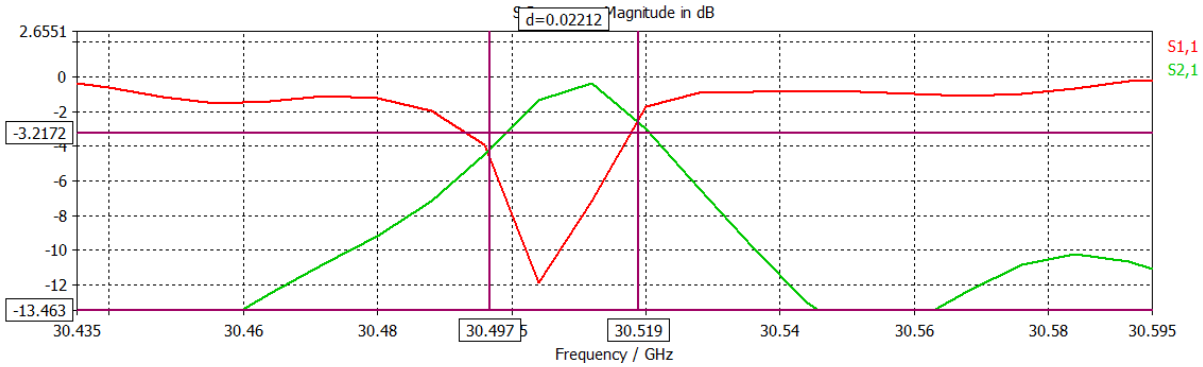


Figure III.14 : Paramètres S_{11}, S_{21} simulés du filtre à résonateur diélectrique (r_0=1.65 mm)

La Figure III.14 présente les paramètres S simulés du filtre à résonateur diélectrique (r_0=1.65 mm) , La fréquence de résonance du filtre est de 30.497 GHz avec un facteur de transmission S21 de -0.46 dB.

f_c =30.497 GHz , f_2 =30.519 GHz , f_1 =30.497 GHz Q_{ch} = 1374

III.7 Interprétation des résultats

D'après le tableau III.2 remarquons que la variation de volume du résonateur permet d'obtention des variations sur la fréquence, si ε et l'hauteur H fixe (ε =50, H=1mm) la fréquence de résonance augmente de 23.54 GHz jusqu'à 30.504 GHz, et la bande passante diminue aussi de 45 MHz à 22 MHz, mais le facteur de qualité augmente de 574.14 à 1374.

À partir des résultats de notre simulation on remarque que la variation de rayon de résonateur a eu un effet sur le fréquence de résonance et le facteur de qualité.

le tableau suivant résume les résultats de comparaison entre les différentes valeurs de rayon(r_0).

r_0(mm)	H(mm)	ε	f_0(GHz)	Δ_f(GHz)	Q_{ch}
0.5	0.5	50	23.54	0.045	574.14
1	0.5	50	23.86	0.029	822.75
1.65	0.5	50	30.504	0.022	1374

Tableau III.2 : variation de f_0 , Δ_f et Q en fonction de r_0

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fus une simulation d'un filtre passe bande a résonateur diélectrique cylindrique coupler par une ligne micro ruban, d'après les modifications sur les paramètres du résonateur (l'hauteur et la permittivité, rayon interne), les réponses de ce filtre (fréquence de résonance f_0 et facteur de qualité Q) changent avec le changement de ces paramètre.

Pour obtenir un facteur de qualité à des valeurs importante, il doit que la taille (volume) du résonateur diminue avec une permittivité grande (dépend du matériau du diélectrique utiliser).

Conclusion général

Les filtres sont des dispositifs passifs ou actifs ayant pour but de sélectionner, éliminer ou séparer des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes, d'où les appellations de filtres passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande. Le travail est fait dans le cadre de projet de fin d'études qui m'a permis d'approfondir mes connaissances théoriques sur les filtre à Résonateur Diélectrique dans le domaine microonde.

Le filtre étudié dans cette littérature est un filtre passe bande, avec une technologie hybride qu'assemblé la technologie planaire et la technologie volumique (les résonateurs diélectriques), l'utilisation de cette technologie a un but essentielle dans la microonde est de faire augmenter le facteur de qualité de ce filtre est diminue la bande passante et en même temps la fréquence de résonance est d'ordre de GHz.

Le troisième chapitre, permet de calculer les propriétés d'un filtre passe bande à résonateur diélectrique par le logiciel de simulation CST. Le choix de la structure du filtre suit des études déjà fut par des autre chercheurs, mais en jouant sur la forme de résonateur (diminution de volume) et les valeurs de la permittivité. Ce changement permet nous d'obtenir un filtre à résonateurs diélectrique qui sélectionne seulement certain fréquence, c'est-à-dire la bande passante à -3dB devient très étroite d'ordre 22 MHz pour une fréquence de résonance f_c =30.497 GHz et a un facteur de qualité élevé égale à 1374.

Pour conclure, nous dirons que cette étude a été bénéfique dans l'amélioration de mes connaissances sur les filtres dans le domaine Microonde et surtout les filtres passe bande à résonateur diélectrique.

BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE01

[01] Elmitwally, A., S. Abdelkader, et al. "Neural network controlled three-phase four wire shunt active power filter". Generation, lEE Proceedings on Transmission and Distribution, vol. 147. n° 2. pp. 87-92. (2000).

[02] G. MATTHAEI, L. YOUNG, E.M.T. JONES "Microwave filters, impedance-matching and coupling structures" *Artech House Books, Dedham, MA*

[03] thése doctorat de l'université du toulouse , Titre : Conception et réalisation d'un nouveau capteur de gaz passif communicant à transduction RF ; *Hamida HALLIL16/06/2011*

[04] D. BOURSE "Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage microonde" *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1997*

[05] G.L. HEWSHIPTON "Quasi lumped element band-pass filters using DC isolated shunt inductors" *IEEE MTT Symposium Digest, pp.1493-1496, 1996*

[06] J.R. LEE, J.H. CHO AND S.W. YUN "New compact bandpass filter using microstrip l/4 resonators with open stub inverter" *IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Volume 10, n°12, pp.526-527, Décembre 2000*

[07] A. GORUR AND C. KARPUZ "Cross-coupled bandpass filter using microstrip triangular open-loop resonators" *30th European Microwave Conference, CD-Rom, Année 2000*

[08] A. BRUCHER "Filtres actifs microondes planaires aux pertes compensées par des circuits monolithiques simulant une résistance négative" *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Juin 1997*

[09] L. ZHU, P.M. WECOWSKI AND K. WU "New planar dual mode filter using cross slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47, n°5, May 1999*

[10] J.S. HONG, M.J. LANCASTER "Microstrip triangular patch resonator filters" *IEEE MTT-S Digest, 2000*

[11] J.S. HONG, M.J. LANCASTER "Microstrip triangular patch resonator filters" *IEEE MTT-S Digest, 2000*

[12] Y. AMANO, A. YAMADA, E. SUEMATSU AND H. SATO "Low cost planar filter for 60 GHz applications" *European Microwave Conference, EuMC CD-Rom, Année 2000*

[13] T. WELLER "Edge-coupled coplanar waveguide bandpass filter design" *IEEE MTT-S Digest, CD-Rom, Année 2000*

[14] T. PAILLOT, P. BLONDY, D. CROS, P.Y. GUILLON "A novel compact coplanar filter" *IEEE MTT-S Digest, CD-Rom, pp.1793-1796, Année 2002*

CHAPITRE 02

[1] Philippe Depondt, ”Physique numérique”, chapitre III, Condensateur non linéaire et modèle de Landau, page 141, Eds Vuibert.

[2] A. Ahmed Kishk, Xiao Zhang, W. Allen Glisson, Darko Kajfez, "Numerical Analysis of Stacked Dielectric Resonator Antennas Excited by a Coaxial Probe for Wideband Applications, " IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 51, no. 8, 2003

[3] A.G. Walsh, C.S. DeYoung, S.A. Long, "An investigation of stacked and embedded cylindrical dielectric resonator antennas," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol.5, Issue: 1, 2006

[4] Castillo Solis, A. Maria, Z. Wu, C.G. Liu, "Microstrip-fed embedded cylindrical dielectric resonator antenna", Antennas and Propagation (EuCAP), European Conference, Page(s): 2398 - 2401, 2013.

[5] S. Dhar, R. Ghatak, B. Gupta, Poddar, "D.R.A Wideband Minkowski Fractal Dielectric Resonator Antenna,"Antennas and Propagation, IEEE Transactions on volume: 61, Issue: 6, Page(s): 2895 - 2903, 2013.

[6] S.S. Aljaafreh, Yi Huang, A. Lei Xing, "small wideband Ushaped dielectric resonator antenna," Antennas and Propagation Conference (LAPC), Loughborough, Page(s): 1 - 4, 2012.

[7] T.A Denidni, Zibin Weng , M. Niroo- Jazi," Shaped Dielectric Resonator Antenna for Ultra wideband Applications ", IEEE Transactions on volume: 58, Page(s): 4059 - 4062, 2010.

[**8]** C. Nannini, "Etude de nouvelles antennes à résonateur diélectrique multifréquence, large bande et à polarisation circulaire," Université de Nice 2004.

[9] H. Raggad, M. Latrach, A. Gharsallah, T. Razban, "A New Shape of Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications," Mediterranean Telecommunications Journal, vol. 3 no 1, Février 2013.

[**10]** G. Dubost , S. Zisler, "Les Antennes indépendantes de la fréquence", French, Book, Illustrated edition, Paris , New York : Masson, 1976.

[**11**] A.Petosa, , N. Simons, R. Siushansian, A. Ittipiboon, M. Cuhaci, "Design and analysis of multisegment dielectric resonator antennas ," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.48, no.5, pp.738-742, May 2000

[12] W. Huang, A.A. Kishk, "Compact wideband multi-layer cylindrical dielectric resonator antennas", Microwaves, Antennas & Propagation, IET, vol.1, Issue.5, 2007.

[13] W. Huang, A.A. Kishk," Multi-Layer Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications", Antennas, Propagation & EM Theory, IEEE, 2006.

[14] P. Troughton,"High Q factor resonators in microstrip", Electronics Letters, vol. 4, pp. 520- 522, 1968.

[15] I. Wolff and N. Knoppik "Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines", Electronics Letters, vol. 7, pp. 779-781, 1971.

[16] W. C. Chew, "A Broad-Band Annular-Ring Microstrip Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-30, 918-922, 1982

[17] Y. Coulibali, "Étude et réalisation d'antenne hybride a base de résonateur diélectrique pour les systèmes de communications sans fils" thèse de doctorat. INRS 2009.

[18] Van Bladel, J., 1975a."On the resonances of a Dielectric Resonator of Very High Permittivity," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 23: 199-208.

[19] Luk, K. M. et K. W. Leung. 2003" Dielectric resonator antenna" Research Studies Press L TD, Badlock, England.

[20] Aldo Petosa, "Dielectric Resonator Antenna Handbook", Artech House, Incorporated, 2007.

[21] Von Hippel, « Dielectrics and waves », (Artech House, Boston London 1995)

[22] Von Hippel, « Dielectrics and waves », (Artech House, Boston London 1995)

Chapitre 03

[1] Getting Started with CST:A Dielectric Resonator Antenna

[2] C.A. Balanis, « Antenna Theory: Analysis and Design », 2nd Edition, John Wiley&Sons, New York, 1997.