

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر موالى سعيدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Projet de Fin de Cycle présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par : NEHILA Abd elhamid et BOURAS Maroua

Sujet

**Conception d'un filtre basé sur des résonateurs
à couplage direct utilisant la technique de
matrice de couplage**

Soutenue publiquement en 14 Juin 2023, devant le jury composé de :

Dr. BOUDKHIL Abd elhakim	Maitre de conférences B	Université de Saida	Président
Dr. CHETIOUI Mohammed	Maitre de conférences A	Université de Saida	Examineur
Dr. DAMOU Mehdi	Maitre de conférences A	Université de Saida	Rapporteur
Mr. GOUNI Slimane	Doctorant	Université de Saida	Co-Rapporteur



Remerciements

*Nous remercions **ALLAH** le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté de parvenir à la fin de notre parcours universitaire. Master II en télécommunication*

*Nous tenons à exprimer nos remerciements les plus sincères à **Mr DAMOU Mehdi** pour nous avoir proposé ce sujet de mémoire,*

Pour nous avoir guidé pendant cette année tout en nous accordant une liberté et une autonomie précieuse pour la réalisation de ce travail nos meilleurs vœux pour lui et sa famille

*Nous tenons à exprimer nos reconnaissances au jury de mémoire, **Mr B. BOURAS** qui a accepté de présider nos jury et les rapporteurs, **Mr. M. CHETIOUI** qui ont accepté d'être examinateur de notre mémoire qu'ils trouvent ici l'expression de nos profond respect*

*Enfin, nous remercions infiniment tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin durant la réalisation de ce travail et en particulier **Mr. GOUNI***



Dédicace

C'est avec une grande joie que je me permets de dédier cet humble travail à toute ma famille

Et surtout à ma défunte chère maman.

Je demande à ALLAH le tout puissant qu'il accepte dans son vaste paradis.

A mon cher père qui est resté près de nous durant cette période difficile et pour ses sacrifices.

A ma grande mère qui m'a soutenu et encourager.

A mes chères sœurs (Rania, Wafaa, Hadjer, Insaf).

A mes oncles et ma tante.

A mon cher frère tayeb islem.

BOURAS MAROUA



Dédicace

A mon cher papa

Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime et le respect que j'ai toujours

Eu pour vous.

Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon

Bien être.

Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et

Ma formation. « Merci papa »

A ma chère mère

Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes

Etudes.

Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse Dieu, le tout

Puissant, te préserve et t'accorde santé, longue vie et bonheur.

A mes frères « Mouhamed. Ali . Kamal »

Je vous souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de réussite et de sérénité.

Je vous exprime à travers ce travail mes sentiments de fraternité et d'amour.

Je dédie ce modeste travail aussi

A Abdelkarim et sa famille.

A tout mes amis sans exception.

A toute la promotion Master II télécommunication 2023.

A tous ce qui m'ont aidée de près ou de loin dans la réalisation de ce travail.

Nehila abdelhamid

Résumé

ce mémoire présente une conception et simulation de plusieurs filtres passe bande en technologie volumique à base de guides d'ondes cette technologie présente des performances électriques remarquables et performants.

Ce mémoire présente la synthèse et la simulation électromagnétique d'un filtre passe-bande hyperfréquence en technologie volumique à guide d'onde. Après une étude théorique approfondie sur les fonctions de résonateur et un rappel sur les guides d'onde, nous avons procédé au calcul de plusieurs paramètres afin de déterminer les caractéristiques nécessaires pour la conception et la réalisation d'un filtre passe-bande d'ordre 4 fonctionnant dans la bande X. Les différentes simulations ont été réalisées en utilisant les logiciels HFSS (High Frequency Simulation Software) et AWR (Micro-wave Office).

Mots-clés :

Filtres Hyperfréquences, Filtre passe-bande, , la bande X , Technologie volumique, guide d'onde, matrice de couplage, facteur de qualité , méthode des éléments finis, HFSS , AWR .

Abstract

This thesis presents a design and simulation of several band-pass filters in volumetric technology based on waveguides, this technology has remarkable electrical performance and performance.

This thesis presents the synthesis and the electromagnetic simulation of a microwave band-pass filter in volumetric waveguide technology. After a thorough theoretical study on the functions of resonator and a recall on the waveguides, we proceeded to the calculation of several parameters in order to determine the characteristics necessary for the design and the realization of an order band-pass filter. 4 operating in the X band. The various simulations were carried out using HFSS (High Frequency Simulation Software) and AWR (Micro-wave Office) software.

Key words :

Microwave filters, Bandpass filter, X band, Volume technology, waveguide, coupling matrix, quality factor, finite element method, HFSS, AWR.

ملخص

ملخص

تقدم هذه الأطروحة تصميمًا ومحاكاة للعديد من مرشحات تمرير النطاق في تقنية الحجم بناءً على أدلة الموجات ، وتتميز هذه التقنية بأداء وأداء كهربائي ملحوظين

تقدم هذه الأطروحة التوليف والمحاكاة الكهرومغناطيسية لمرشح تمرير نطاق الموجات الدقيقة في تقنية الدليل الموجي الحجمي. بعد دراسة نظرية شاملة لوظائف الرنان واستدعاء موجات الموجات ، شرعنا في حساب العديد من المعلمات من أجل تحديد الخصائص اللازمة لتصميم وتحقيق مرشح تمرير النطاق. النطاق X: تم إجراء عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام HFSS (برنامج محاكاة التردد العالي) وبرنامج AWR (مكتب الموجة الدقيقة).

الكلمات المفتاحية:

مرشحات الميكروويف ، مرشح النطاق الترددي ، النطاق X ، تقنية الحجم ، الدليل الموجي ، مصفوفة الاقتران ، عامل الجودة ، طريقة العناصر المحدودة ، برنامج محاكاة التردد العالي ، مكتب الموجة الدقيقة.

SOMMAIRE

Listes des figure	I
Listes des tableaux	III
Liste des Abréviation	IV
Glossaire des symboles	V
Introduction Générale	1

Chapitre I : Introduction à la synthèse des filtres hyperfréquences

I.1 Introduction	3
I.2 Définition du filtre	3
I.2.1 Le rôle du filtre	4
I.2.2 Catégories des filtres	4
I.2.3 Caractéristique d'un filtre	6
I.3 Définition de filtrage	8
I.4 Les fonctions de filtrage	8
I.4.1 l'approximation de Butterworth (maximally flat)	9
I.4.2 Approximation Tchebychev	10
I.4.3 Approximation de Cauet ou elliptique	12
I.5 Calcule les paramètres g_i	13
I.5.1 Cas filtre de Butterworth	13
I.5.2 Cas filtre de Tchebychev	14
I.6 Définition de filtre combiné (combliné)	15
I.7 Synthèse de filtre passe-bande	16
I.7.1 Transformation en fréquence passe-bas passe-bande	17
I.8 Différentes technologies de filtres passifs	18
I.8.1 Technologie planaire	18

I.8.2 Technologie Volumique	19
I.9 Résonateurs	20
I.9.1 Circuits résonants	20
I.10 Conclusion	24

Chapitre II : Théorie sur les filtres volumiques

II.1. Introduction	26
II.2 Guide d'ondes rectangulaires	26
II.2.1 Fréquence de coupure du guide	26
II.3 Guides d'ondes et discontinuités	27
II.3.1 Les iris inductifs	27
II.3.1.1 Iris inductif symétrique	27
II.3.1.2 Iris inductif asymétrique	28
II.3.1.3 Iris inductif cylindrique	28
II.3.2 Les iris capacitifs	29
II.3.2.1 Iris capacitif symétrique	29
II.3.2.2 Iris capacitif asymétrique	29
II.4 les trois catégories filtrage volumiques	30
II.4.1 Filtres a cavites metalliques	30
II.4.2 Filtres a resonateurs dielectriques	31
II.4.3 Filtres en guides d'ondes	32
II.5 Conclusion	32

Chapitre III : Conception d'un filtre passe bande en technologie volumique

III.1 Introduction	35
III.2 Présentation des logiciels et méthodologie de conception	36
III.2.1 ANSOFT HFSS	36
III.3 La méthode d'analyse	37

III.4 Méthode des éléments finis	37
III.5 Logiciel de simulation Micro-Wave Office	38
III.6 Fiche Technique	39
III.7 Théorie de la conception des filtres volumiques	39
III.7.1 Filtre passe bande à base d'un circuit électronique	40
III.7.2 Cahier de charge du filtre	40
III.7.3 Réponse fréquentielle du filtre passe bande idéale	40
III.7.4 Matrice de couplage	41
III.7.5 Circuit équivalent du filtre	41
III.8 Schéma équivalent sous AWR	42
III.9 Les dimensions	43
III.10 Extraction de Q_e d'un résonateur volumique	43
III.10.2 Extraction de Q_e d'un résonateur volumique doublement chargé	45
III.10.3 Extraction de coefficient de couplage	48
III.11 Le coefficient de couplage entre résonateurs	48
III.12 Conception EM du filtre passe bande en technologie volumique	50
III.12.1 Filtre à couplage direct	50
III.12.2 La conception Electromagnétique du filtre appliqué	51
III.13 Résultats des différents topologie d'un filtre passe bande	51
III.14 L'effet de variation d_p et h_1 et h_2 sur la réponse fréquentielle du filtre d'ordre 4	53
III.15 Conclusion	57
Conclusion Générale	58
Bibliographie	59

Liste de figure

Chapitre 1

Figure I.1 : Caractéristiques idéales du filtre passe-bas	5
Figure I.2 : Fonction de transfert	5
Figure I.3 : Graphique comparant les réponses en amplitude des trois plus importants types des filtres.....	7
Figure I.4 : Comparaison entre différent valeurs de facteur de qualité	8
Figure I.5 : Gabarits en fréquences des différents types de filtre	9
Figure I.6 : Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour Différents ordres n.	10
Figure I.7 : Ondulations à la bande passante des filtres Tchebychev d'ordre 1, 2, 3 et 4.....	12
Figure I.8 : Amplitudes des filtres elliptiques d'ordre 2, 3, 4 et 6.....	14
Figure I.9 : Structure générale du filtre passe-bande combiné.....	17
Figure I.10 : Schéma équivalent d'un prototype passe-bas à éléments localisés.....	18
Figure I.11 : Transformation passe-bas \rightarrow passe-bande	19
Figure I.12 : Différentes structures des lignes planaires	20
Figure I.13 : filtres à guide d'onde.	21
Figure I.14 : un circuit RLC série.	21
Figure I.15 : un circuit RLC série.	22
Figure I.16 : pourcentage d'écart par rapport à la fréquence de résonance	23
Figure I.17 : Circuit RLC parallèle.	24
Figure I.18 : Circuit RLC parallèle.	24
Figure I.19 : Réponse en fréquence d'un circuit RLC parallèle.	25

Chapitre2

Figure II.1 : Guide d'ondes rectangulaire homogène	26
Figure II.2 : Répartition des champs pour les modes E_{11} , E_{21} , E_{31} , E_{32}	26
Figure II.3 : Répartition des champs pour les modes H_{11} , H_{12} , H_{31} , H_{32}	27
Figure II.4 : Iris inductif symétrique	28
Figure II.6 : Iris inductif cylindrique	29

Figure II.7 : Iris capacitif symétrique	29
Figure II.8 : Iris capacitif asymétrique	30
Figure II.9 : Filtre à cavités métalliques cylindriques	31
Figure II.10 : Filtre à résonateurs diélectriques	32
Figure II.11 : Filtre à guide d'ondes	32

Chapitre 3

Figure III.1 :fenêtre HFSS	37
Figure III.2 :L'arbre de gestion d'une structure sous HFSS	37
Figure III.3 :Interface d'un logiciel micro-Wave office	39
Figure III.4 : Graphe de couplage d'ordre 4 du filtre	41
Figure III.5 :Circuit schématique proposé du filtre passe-bande micro-ondes d'ordre 4 à circuitré resonantR0L0C0 parallèle	42
Figure III.6 : Réponse idéal du filtre passe-bande Tchebychev d'ordre 4	43
Figure III.7 : Structures de couplage a ligne coaxiale pour les filtres volumique à résonateur couples	44
Figure III.8 : Réponse en phase du résonateur volumique pour le dimensionnement du facteur de qualité	44
Figure III.9 : résonateur doublement chargé pour l'extraction du coefficient de qualité	45
Figure III.10 : Réponse fréquentielle de un résonateur et doublement chargé	46
Figure III.11 : réponse en transmission du résonateur volumique doublement chargé pour le dimensionnement du facteur de qualité	47
Figure III.12 : Facteur de qualité en fonction de la longueur Lci	48
Figure III.13 : Structure de deux résonateurs couplés (le premier et deuxième)	48
Figure III.14 : Réponse fréquentielle entre résonateurs première e deuxième résonateur	49
Figure III.15 : Courbe de conception pour le coefficient de couplage M12 en variant le W	49
Figure III.16 : Structure 3D d'un filtre volumique a résonateurs couplés d'ordre 4	50
Figure III.17: Simulation du filtre volumique de quatre résonateurs	51
Figure III.18 : Résultats de simulation HFSS proposée avec l'effet de variation "dp"	53
Figure III.19 : Résultats de simulation HFSS proposée avec l'effet de variation "h1"	54
Figure III.20 : Résultats de simulation HFSS proposée avec l'effet de variation "h2"	55
Figure III.21 : Résultats de simulation du Filtre passe-bande à couplage croiséavec logiciel HFSS	56

Figure III.22 : Distribution du champ électrique et champ magnétique du filtre passe-bande 4 ordre	56
Figure III.23 : la discrétisation d'un filtre passe bande d'ordre 4 en éléments finis.....	57

Liste des tableaux

Tableau I : Paramètres g_i en Fonction de l'ordre n pour un filtre de type butterworth ($(g_0 = 1.0, c = 1, L_{Ar} = 3.01 \text{ dB}, \omega_0)$)	14
Tableau I : Paramètres g_i en Fonction de l'ordre n pour un filtre de type Tchebychev ($(g_0 = 1.0, c = 1, L_{Ar} = 0.01 \text{ dB}, \text{pour } \omega_c = 1)$)	14
Tableau I : Paramètres g_i en Fonction de l'ordre n pour un filtre de type Tchebychev ($(L_{Ar} = 0.04321 \text{ dB}, \text{pour } \omega_c = 1)$)	15
Tableau I : Paramètres g_i en Fonction de l'ordre n pour un filtre de type Tchebychev ($(L_{Ar} = 0.1 \text{ dB}, \text{pour } \omega_c = 1)$)	15
Tableau III.1 : Cahier de charge du filtre	40
Tableau III.2 : Calcule de facteur de qualité de plusieurs itérations	47
Tableau III.3 : les valeurs de plusieurs itérations pour calculer le coefficient de couplage en variant la longueur W	49
Tableau III.4 : Dimensions du filtre passe bande	53
Tableau III.5 : Les différents topologie et les réponses fréquentielle d'un filtre passe bande.	54

Liste des Abréviation

AWR : Design Environnent.

C : La vitesse de la lumière.

dB: Décibel.

EM : Électromagnétique.

f_c: La fréquence de coupure.

HFSS: High Frequency Structure Simulation.

k_c : la constante de propagation à la coupure.

Q_e : Coefficient de qualité

L_{Ar} : Amplitude de l'ondulation.

TEM : mode de propagation des ondes électromagnétiques.

FBW : la largeur relative de la bande passante.

Glossaire des symboles

\vec{E} : Vecteur d'intensité du champ électrique

\vec{H} : Vecteur d'intensité du champ magnétique

ϵ : La permittivité diélectrique du milieu.

μ : La perméabilité magnétique du matériau

ω : La pulsation de l'onde

a : est une dimension caractéristique du guide d'onde

γ_3 : représente la composante imaginaire de la constante de propagation pour un mode de propagation spécifique..

ϵ_r : la permittivité relative d'un matériau.



Introduction générale



Introduction Générale

Introduction Générale

Le domaine des micro-ondes dans le domaine fréquentiel est largement utilisé par les réseaux de télécommunications. Pour une utilisation efficace du spectre de fréquence, une sélectivité des canaux est nécessaire pour accommoder un nombre croissant d'utilisateurs. Les filtres jouent un rôle essentiel en garantissant les performances des systèmes de télécommunications. Ils représentent une composante majeure et cruciale dans les communications modernes, qu'elles soient fixes ou mobiles, terrestres ou spatiales. Cette demande croissante a conduit à des spécifications de performances très strictes pour les filtres, tout en exerçant des pressions commerciales pour réduire les coûts.

Les filtres micro-ondes sont utilisés pour séparer ou combiner différentes fréquences en fonction des conditions et des caractéristiques requises. Ils peuvent être conçus selon différentes technologies, telles que les circuits à éléments distribués utilisant diverses structures de lignes de transmission (comme les lignes coaxiales, les lignes micro-rubans, les guides d'ondes, etc.) ou en utilisant des structures volumiques basées sur des guides d'ondes.

Les filtres sont utilisés en particulier dans les chaînes de transmission et de réception des satellites de télécommunication. Dans le contexte du filtrage haute fréquence, plusieurs technologies ont émergé pour pouvoir effectuer cette montée en fréquence. L'amélioration des performances électriques à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de GHz à quelques centaines et la réduction des coûts de fabrication sont des enjeux primordiaux.

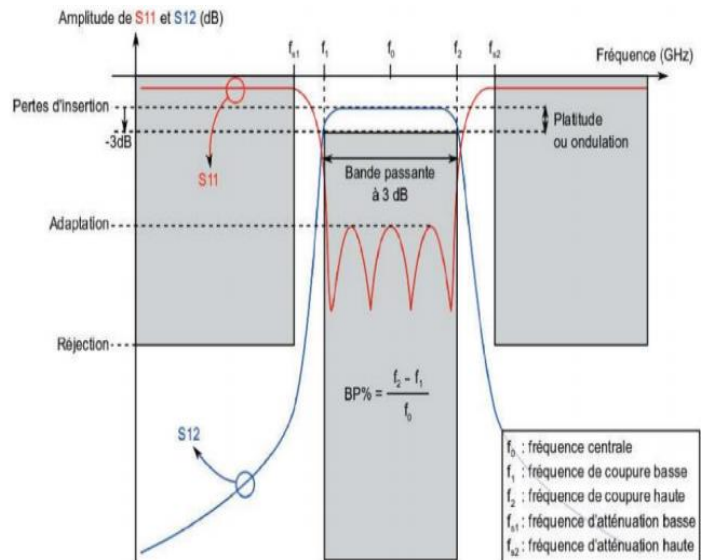
Les filtres peuvent être classés selon leur type, tels que les filtres passe-haut, passe-bas, passe-bande et coupe-bande, ou selon leur technologie, tels que les filtres passifs, actifs, mécaniques ou numériques.

Des conceptions de filtres volumiques radiofréquence ont été élaborées dans le présent projet de recherche grâce à l'implémentation de la théorie. Une recherche a été réalisée sur la conception de filtres passe-bande micro-ondes utilisant la technologie guide d'onde rectangulaire. Différentes topologies de conception de filtres volumiques ont été adoptées en utilisant différentes structures géométriques guide d'ondes. Le logiciel Matlab de "Mathwork" est utilisé dans le processus de calcul et un code complet est écrit pour mener tous les calculs nécessaires à la synthèse de ces filtres. Ensuite, les filtres sont mis en œuvre en utilisant le Logiciel HFSS de Ansoft et le Micro-wave Office . résultats de simulation détaillés sont présentés et discutés. Une comparaison a été faite pour différentes structure les filtres à guide d'ondes et leur efficacités a également été discutée. Pour atteindre cet objectif, nous avons structuré chronologiquement notre travail autour de trois chapitres .

Dans le premier chapitre, nous exposons les principes fondamentaux du filtrage, ainsi que les outils théoriques de la transformation du prototype passe-bas en passe-bande et les principales technologies des filtres microonde.

Dans le deuxième chapitre, nous avons donné un bref rappel sur les guides d'onde Rectangulaires, sur le comportement des champs électrique à l'intérieur de ces Derniers. Les modèles analytiques des discontinuités seront aussi exposés, Les catégorie filtrage volumique seront rappelées .

Dans le troisième chapitre, nous exposons les résultats de simulations et de réalisations de filtres passe-bande utilisant des guides d'ondes rectangulaires, spécifiquement pour les applications en bande X. Ces résultats ont été obtenus en utilisant le logiciel de simulation Micro-wave Office ainsi que le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator).



Introduction à la synthèse des filtres hyperfréquences

Dans ce chapitre

- ↪ Théorie des filtres
 - ↪ Caractéristiques des filtres passe-bande
 - ↪ Les Fonctions de filtrage
 - ↪ Circuits résonants Série et Parallèle
-

Chapitre I

Introduction à la synthèse des filtres hyperfréquences

Chapitre I

I.1 Introduction:

Les filtres hyperfréquences et RF jouent un rôle crucial dans les systèmes de télécommunication modernes, permettant à diverses applications telles que l'audio, la vidéo, les télécommunications, l'instrumentation et les radars de partager et d'optimiser l'utilisation limitée du spectre. Ils contribuent à limiter les interférences entre les différents systèmes. Cependant, la conception de filtres hyperfréquences est complexe en raison de l'utilisation d'éléments à paramètres distribués, et il n'existe pas de procédures de synthèse universelles. La conception d'un filtre se divise généralement en deux grandes parties : la synthèse et la mise en œuvre technologique. La synthèse du filtre consiste à déterminer la topologie du circuit de filtrage et à définir les valeurs des éléments constitutifs du filtre (impédances, longueurs électriques) en fonction des caractéristiques électriques souhaitées (bande passante, fréquence, niveau de réjection, etc.). Cette étape constitue le point de départ de la mise en œuvre technologique du filtre.

I.2 Définition du filtre :

Les filtres sont des dispositifs passifs ou actifs qui sélectionnent, éliminent ou séparent des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes. Ils constituent donc des éléments fondamentaux dans de nombreux systèmes de transmission en radiofréquence et en hyperfréquence (radio mobiles, satellites, radars. etc.)[1].

Les filtres passifs peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments ou dispositifs passifs, par exemple dans les multiplexeurs ou duplexeurs utilisés en télécommunications. Ils sont aussi utilisés dans les circuits actifs tels qu'un amplificateur, oscillateurs, mélangeurs.etc [1].

Les filtres sont classés par type comme étant passe haut, passe bas, passe bande et coupe bande ou par technologies en étant passif, actif, analogique ou numérique. Les filtres passe-bas et passehaut sont destinés aux extrémités de la plage de fréquence, alors que le passe bande agit "à l'intérieur". A partir de 3dB, l'atténuation devient tolérable [1].

I.2.1 Le rôle du filtre :

Un filtre est un système conçu pour séparer des éléments au sein d'un flux. Ce flux peut prendre différentes formes, qu'il s'agisse de matières, de courant électrique, d'informations ou même de flux optique. Son rôle principal est de retenir, supprimer ou modifier les éléments indésirables présents dans le flux, tout en laissant passer les éléments utiles. En d'autres termes, un filtre permet de traiter le flux de manière sélective afin d'obtenir une sortie optimisée en fonction des critères spécifiques du système [2].

I.2.2 Catégories des filtres :

Il existe en général deux grandes catégories de filtres :

- Filtres passifs qui sont constitués d'éléments passifs, tels que les selfs, les résistances et les capacités .
- Filtres actifs qui sont constitués de réseaux passifs et d'éléments actifs (amplificateurs opérationnels, transistors ...). Les filtres actifs ne sont pas très stables ;

En effet, une variation de la valeur d'un élément passif peut entraîner l'oscillation du montage. Aux basses fréquences l'utilisation des filtres passifs est déconseillée du fait de leur facteur de surtension qui peut mener à un affaiblissement notable de la puissance transmise .

En revanche, dans le domaine des hautes fréquences, ils ont un meilleur comportement car ils transportent la puissance avec un affaiblissement négligeable. Ainsi les filtres passifs sont indispensables en hautes fréquences et on particulier en micro-ondes [3].

I.2.3 Filtre idéal :

Un filtre idéal présente une caractéristique qui permet de laisser passer un bloc de fréquences sans altération jusqu'à une fréquence ω_c , tout en éliminant complètement les fréquences situées en dehors de la bande passante. Étant donné que la caractéristique du filtre $H(j\omega)$ est une fonction paire, elle est généralement représentée uniquement pour $\omega > 0$ [4].

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1 & \text{if } |\omega| \leq \omega_c \\ 0 & \text{if } |\omega| > \omega_c \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (I.2)$$

f_c : Fréquence de coupure.

Filtre idéal est un système non causal. Dans le monde analogique où les systèmes doivent se comporter de manière causale, un tel filtre ne peut être réalisé, mais seulement approché.

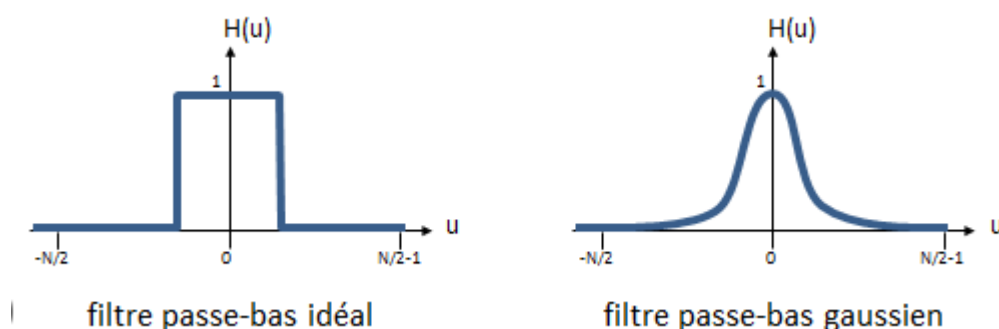


Fig I.1 : Caractéristiques idéales du filtre passe-bas.

I.2.4 Fonction de transfert :

La fonction de transfert **H** d'un système linéaire se calcule à partir des amplitudes complexes du signal d'entrée E et du signal de sortie S.

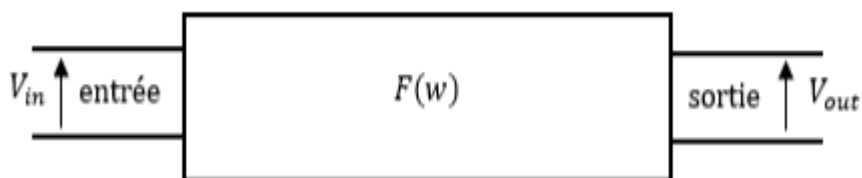


Fig I.2 : Fonction de transfert.

Elle est donnée par l'équation suivante :

$$H(S) = \frac{E(S)}{S(S)} \quad (I.3)$$

La réponse en fréquence des systèmes audio est généralement une grandeur complexe dépendant de la fréquence.

Le principal avantage des fonctions de transfert est qu'elles permettent aux ingénieurs d'utiliser des équations algébriques simples plutôt que des équations différentielles complexes pour analyser et concevoir les systèmes.

I.2.5 Caractéristique d'un filtre :

I.2.5.1 Classe des filtres :

Les filtres Butterworth, qui sont caractérisés par une réponse en phase non linéaire, une coupure lente, une réponse en amplitude lisse dans la bande passante, et une atténuation lisse. Les filtres Tchebychev, meilleure sélectivité que le filtre de Butterworth sont caractérisés par une réponse en phase distordue, une coupure rapide, et des ondulations dans la bande passante. Les filtres de Bessel, qui sont caractérisés par une réponse en phase linéaire (le déphasage augmente de façon linéaire avec la fréquence), une coupure très lente, et une bande passante lisse.

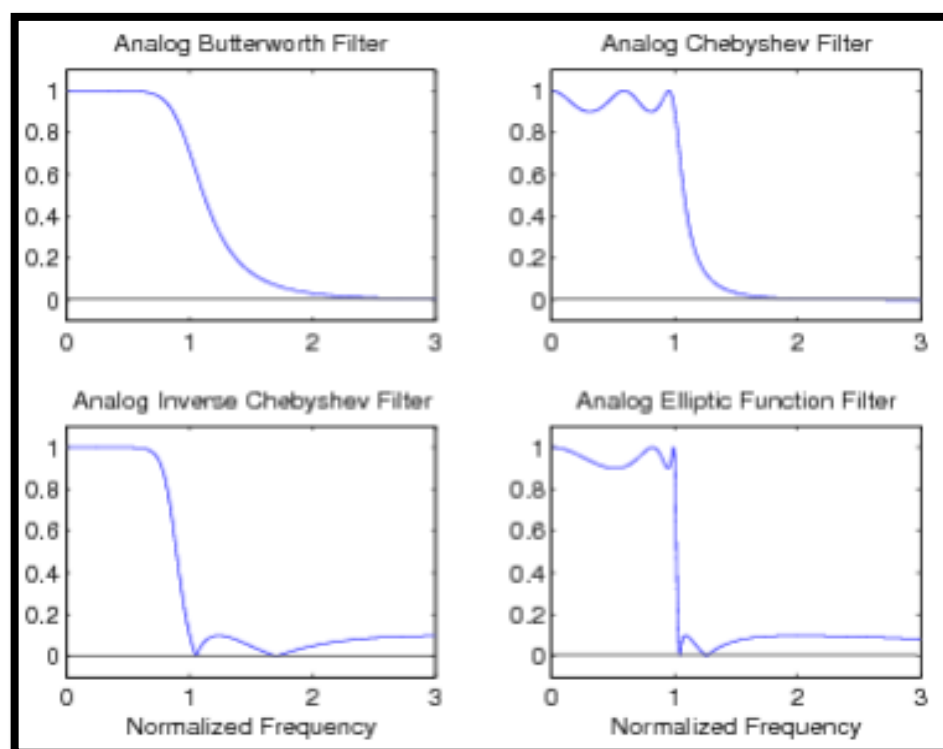


Fig I.3 : Graphique comparant les réponses en amplitude des trois plus importants types des filtres.

I.2.5.2 Ordre de filtre :

On peut décrire les filtres de l'ordre de l'équation de leur fonction de transfert, qui est aussi, en électronique analogique, le nombre d'éléments réactifs indépendants qui les composent.

L'ordre du filtre détermine sa sélectivité, plus l'ordre est élevé plus le filtre est sélectif et plus la pente de la transition entre les régions d'atténuation et d'amplification est forte. En pratique, l'ordre du filtre est déterminé par la pente (en dB) du filtre dans un diagramme de Bode. La pente est égale à : $n \times 6$ dB/octave ou $n \times 20$ dB/décade, où n représente l'ordre du filtre [5].

Calcul du degré de filtre passe-bande de Tchebychev :

$$N \geq \frac{10 \log_{10} \left(10^{\frac{A_{min}}{10}} - 1 \right) \log_{10} \left(10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1 \right) + 0.6}{0.6 + 2 * \log \left(\frac{F_{c2} - F_{c1}}{F_{s2} - F_{s1}} \right)} \quad (I.4)$$

I.2.5.3 Facteur de qualité :

On définit le facteur de qualité Q comme étant le rapport de la fréquence de résonance sur la largeur de la bande passante :

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (I.5)$$

On remarque que plus le facteur de qualité est faible (plus l'atténuation est élevée) plus la bande passante est large. Ce résultat est illustré sur la figure ci-dessous.

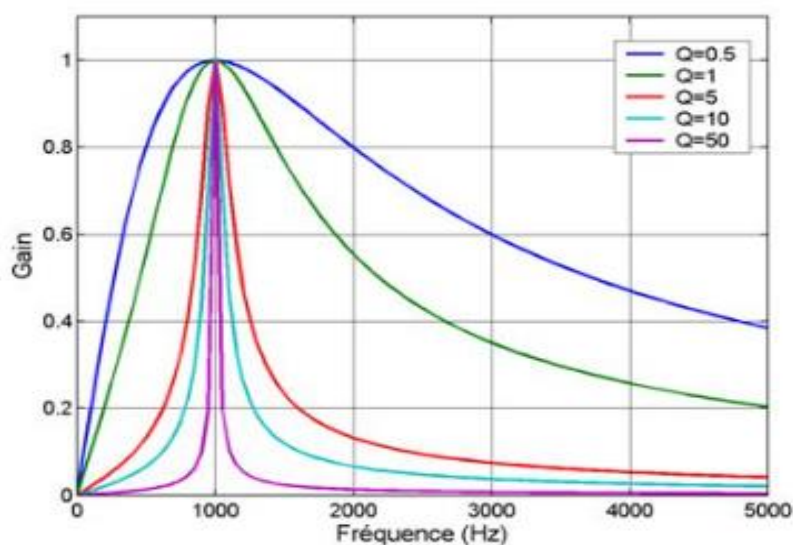


Fig I.4 : Comparaison entre différentes valeurs de facteur de qualité.

La qualité d'un filtre dépend donc avant tout de la qualité de ses résonateurs.

I.3 Définition de filtrage :

Le filtrage est l'action qui sert à éliminer une fréquence ou une bande de fréquence, ou inversement, à favoriser une fréquence ou une bande de fréquences. Autrement dit, c'est l'action de modifier les composantes spectrales d'un signal électrique. On classe quatre familles de filtres, selon qu'ils favorisent ou défavorisent les composantes spectrales d'un signal dans une bande de fréquences [6] :

- **Filtre passe-haut :** Il ne laisse passer que les fréquences supérieures à la fréquence de coupure (hautes fréquences). Il atténue les basses fréquences.
- **Filtre passe-bas :** Il ne laisse passer que les fréquences inférieures à la fréquence de coupure et élimine les hautes fréquences.
- **Filtre passe-bande :** Il ne laisse passer qu'une certaine bande de fréquences (et atténue tout ce qui est au-dessus ou en-dessous).
- **filtre coupe bande :** Il atténue une plage de fréquences.

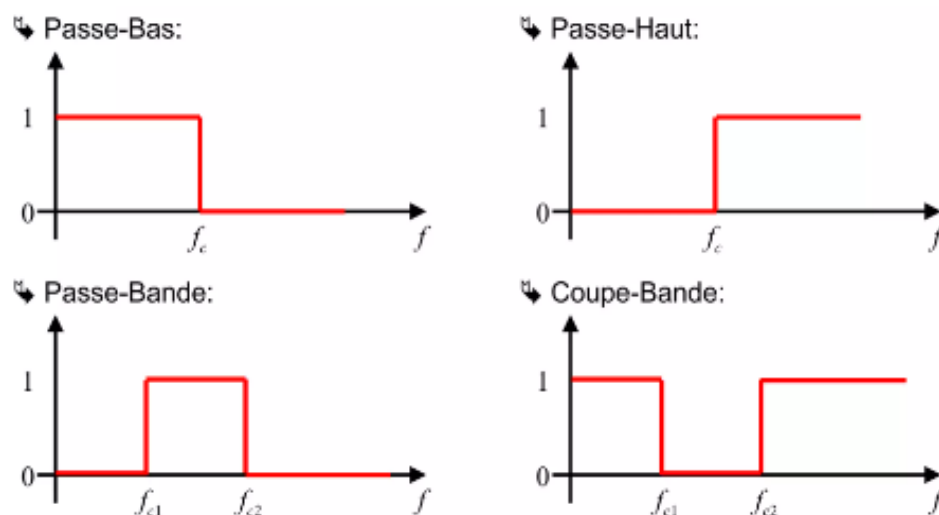


Fig I.5 : Gabarits en fréquences des différents types de filtre.

I.4 Les fonctions de filtrage :

Il existe plusieurs méthodes d'approximation qui permet d'approcher le filtre réel à filtre idéal. Ces méthodes de calcul nous permettent de trouver les coefficients des polynômes de cette

fonction de transfert. Pour obtenir un filtre réalisable et pratique, nous introduisons certaines approximations dans la conception du filtre :

I.4.1 l'approximation de Butterworth (maximally flat) :

L'approximation de Butterworth est une approximation de filtre simple qui présente une bande passante sans ondulation. Cependant, en contrepartie, il présente une mauvaise réjection hors bande et une large bande de transition. Pour améliorer la réjection hors bande, il est possible d'augmenter le nombre de pôles, mais cela reste moins efficace que d'autres types de filtres. L'approximation de Butterworth est particulièrement adaptée lorsque les pertes d'insertion doivent être minimales., l'amplitude de la fonction de transfert est donnée par [7]:

$$|H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}} \quad (\text{I.6})$$

Où ω est la fréquence angulaire ($\omega = 2\pi f$), ω_c est la fréquence angulaire de coupure du filtre et ε est la constante qui détermine la variation dans la bande passante.

Fonction d'atténuation suivante (en dB):

$$\alpha_{db} = 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n} \right) \quad (\text{I.7})$$

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

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n} \right)^{-1} \quad (\text{I.8})$$

A noter que quand $\omega = \omega_c$, $\alpha = 3\text{dB}$, ou $s_{12} \text{ dB} = -3 \text{ dB}$ (puisque $s_{12} \text{ dB} = 20 \log_{10} |s_{12}|$)

Pour illustrer l'allure de la réponse fréquentielle pour cette approximation, nous avons tracé quelques exemples de filtres Butterworth pour un ordre de 2, 3, 4 et 6, ils sont présentés sur la figure (I.6).

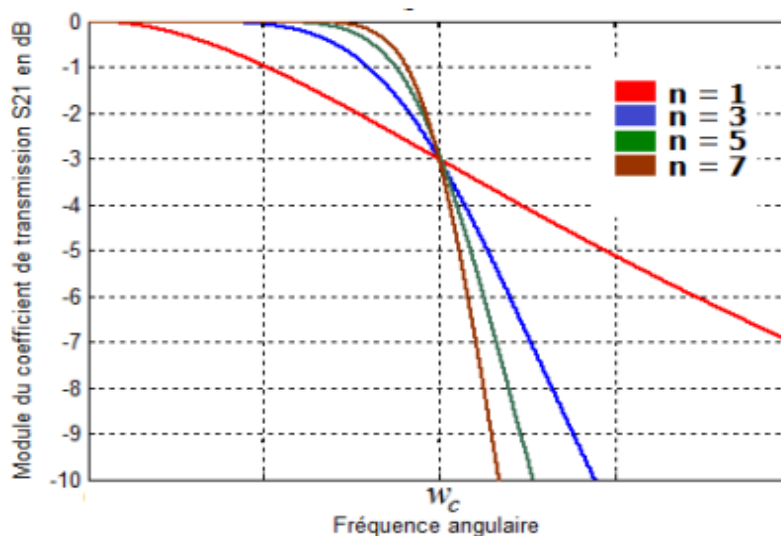


Fig I.6 : Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour Différents ordres n.

L'atténuation dans la bande passante est donnée par :

$$A_{max} = -20 \log(|H(s)|) = -10 \log\left(\frac{1}{(1 + \varepsilon^2)}\right) \quad (\text{I.9})$$

Tandis que l'atténuation à la limite de la bande de rejection est obtenue lorsque $\omega = \omega_s$, elle est donnée par :

$$A_{min} = -20 \log(|H(j\omega_s)|) = -10 \log\left(1 + \varepsilon \left(\frac{\omega_s}{\omega_c}\right)^{2n}\right) \quad (\text{I.10})$$

A partir des deux atténuations (I.5) et (I.6) l'ordre minimum du filtre requis est donné par :

$$N \geq \frac{\log\left(\frac{10^{\frac{A_{min}}{10}} - 1}{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}\right)}{2 \log\left(\frac{\omega_s}{\omega_c}\right)} \quad (\text{I.11})$$

I.4.1.1 Avantages de l'approximation du filtre de Butterworth :

- Pas d'ondulation de la bande passante, ce qui signifie que toutes les fréquences de la bande passante ont une réponse en amplitude identique.
- Faible complexité.
- Facilité de mise en œuvre et robustesse face aux variations des composants.

I.4.1.2 Inconvénients de l'approximation du filtre de Butterworth :

- Mauvaise sélectivité, pas vraiment applicable pour les conceptions qui nécessitent un petit écart entre les fréquences de la bande passante et de la bande d'arrêt.
- Étendue de la bande de transition : une bande de transition relativement large entre la bande passante et la zone d'atténuation, ce qui peut entraîner une certaine interférence dans les applications où une séparation nette des fréquences est requise.

I.4.2 Approximation Tchebychev :

Comme l'approximation Butterworth, celle de Tchebychev, également sans zéros de transmission, est caractérisée par des ondulations au niveau de la bande passante, et d'une vitesse de transition de la bande passante à la bande de rejection plus rapide que l'approximation précédente, ce qui demande un ordre de filtre inférieur pour le même cahier des charges. L'amplitude de la fonction de l'approximation Tchebychev est donnée par [8] :

$$|H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2 C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)}} \quad (\text{I.12})$$

L'approximation de Tchebychev est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB) :

$$\alpha_{db} = 10 \log_{10} \left[1 + \xi^2 T^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \right] \quad (\text{I.13})$$

Qui correspondant a la réponse en amplitude de coefficient de transmission :

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \left(1 + \xi^2 T^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \right)^{-1} \quad (\text{I.14})$$

$T_n(\omega)$ est le polynôme de Tchebychev d'ordre n, il est défini par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos(x)) & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{argcosh}(x)) & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Et ξ est définie par le choix du niveau d'ondulation A_{max} par :

$$\xi = \sqrt{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1} \quad (\text{I.16})$$

Pour illustrer l'allure de la réponse fréquentielle, nous avons tracé quelques exemples de filtres Tchebychev pour un ordre de 1, 2, 3 et 4 (figures I.3 et I.4).

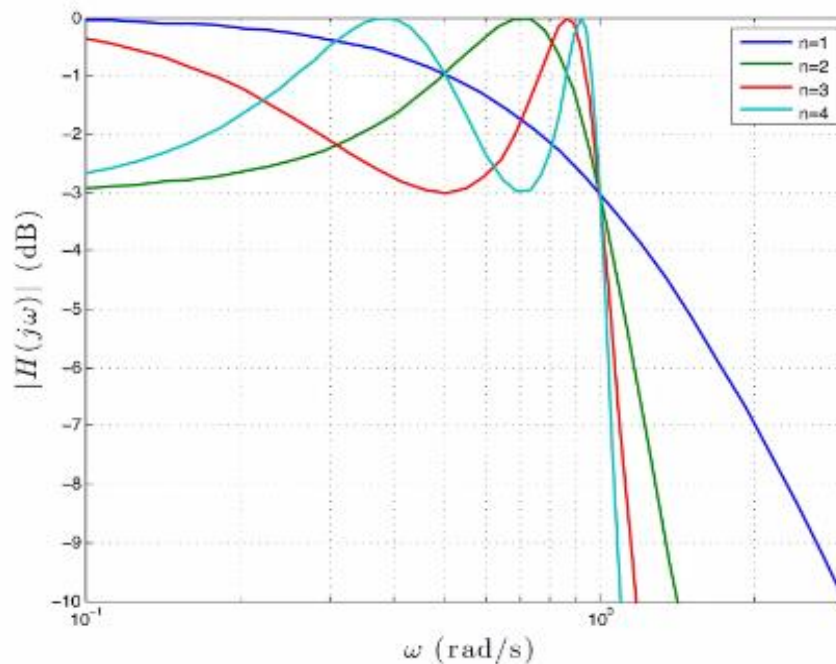


Fig I.7 : Ondulations à la bande passante des filtres Tchebychev d'ordre 1, 2, 3 et 4.

Calcul du degré de filtre passe-bande de Tchebychev :

$$N \geq \frac{10 \log_{10} \left(10^{\frac{A_{min}}{10}} - 1 \right) \log_{10} \left(10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1 \right) + 0.6}{0.6 + 2 * \log \left(\frac{F_{c2} - F_{c1}}{F_{s2} - F_{s1}} \right)} \quad (I.17)$$

I.4.2.1 Avantages de l'approximation du filtre de Chebyshev :

- Sélectivité décente
- Complexité modérée
- Flexibilité dans le contrôle des caractéristiques : permet de contrôler de manière précise les caractéristiques du filtre, notamment l'ordre du filtre, le niveau d'atténuation et les ripples dans la bande passante.

I.4.2.2 Inconvénients de l'approximation du filtre de Chebyshev :

- Ondulations dans l'une des bandes.
- Phase non linéaire, qui entraîne une distorsion de phase.

I.4.3 Approximation de Caer ou elliptique :

L'approximation elliptique, également connue sous le nom d'approximation de Caer, est le filtre le plus sélectif parmi ceux mentionnés. Elle offre de meilleurs résultats même avec un ordre réduit. Elle présente des ondulations dans la bande passante similaires aux filtres de Tchebychev, et des ondulations de rejet similaires aux filtres inverses de Tchebychev. Elle se caractérise par une équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée, et elle possède des zéros de transmission dans sa réponse électrique, permettant d'obtenir une bonne sélectivité avec un ordre de filtre restreint. L'amplitude de la fonction de l'approximation elliptique est donnée par [8] [11] :

$$\left| H_{E,n} \left[j \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi_i^2 R_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}} \quad (\text{I.18})$$

Sa fonction d'atténuation :

$$\alpha_{db} = 10 \log_{10} [1 + \xi^2 R_n^2(\omega)] \quad (\text{I.19})$$

Où la fonction R_n cette fois ci est une fonction elliptique d'ordre n est plus compliqué aux calculs et ξ est un paramètre qui détermine l'ondulation dans la bande passante à la pulsation de coupure ω_c

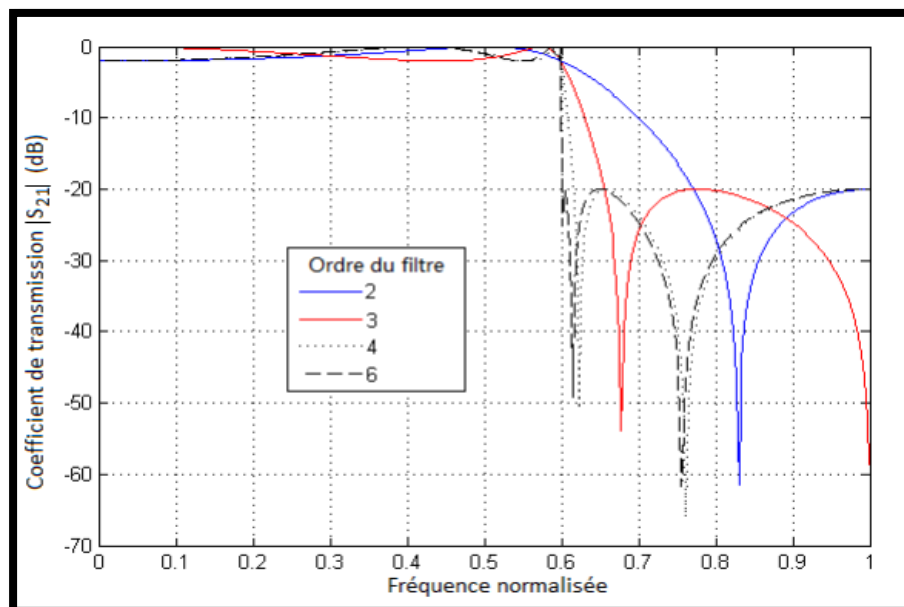


Fig I.8 : Amplitudes des filtres elliptiques d'ordre 2, 3, 4 et 6.

I.4.3.1 Avantages de l'approximation par filtre elliptique :

- Meilleure sélectivité parmi les trois. Idéal pour les applications qui veulent éliminer efficacement les fréquences dans le voisinage immédiat de la bande passante.
- Pente raide de transition : Il permet une transition très rapide entre la bande passante et la zone d'atténuation, ce qui réduit efficacement les interférences et assure une séparation nette des fréquences.
- Flexibilité dans la conception : L'approximation par filtre elliptique permet un contrôle précis des caractéristiques du filtre, tels que l'ordre, l'atténuation, les ripples et la largeur de bande de transition, offrant ainsi une grande flexibilité pour répondre aux exigences spécifiques de la application.

I.4.3.2 Inconvénients de l'approximation par filtre elliptique :

- Ondulations dans les deux bandes et donc, toutes les fréquences subissent des changements de magnitude non identiques.
- Phase non linéaire, ce qui entraîne une distorsion de phase.
- Complexité élevée.

I.5 Calcule les paramètres g_i :

I.5.1 Cas filtre de Butterworth :

$$g_0 = 1$$

$$g_{n+1} = 1$$

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad k = 1 \dots n \quad (\text{I.20})$$

($g_0 = 1.0$, $\omega_c = 1$, $L_{Ar} = 3.01 \text{ dB}$, ω_0)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

I.5.2 Cas filtre de Tchebychev :

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \tag{I.21}$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad i = 2, 3, \dots, n \tag{I.22}$$

$$g_{i+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{Si } n \text{ pair} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{Si } n \text{ impair} \end{cases} \tag{I.23}$$

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{A_{max}}{17.37}\right)\right] \tag{I.24}$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \tag{I.25}$$

Loi de Tchebychev ($g_0 = 1.0, L_{Ar} = 0.01dB$ pour $\omega_c = 1$)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

(Pour $L_{Ar} = 0.04321dB, \omega_c = 1$).

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0679	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

(Pour $L_{Ar} = 0.1dB$, $\omega_c = 1$).

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6620	1.3554							
3	1.0316	1.1474	0.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

I.6 Définition de filtre combiné (combliné) :

Le filtre combiné, initialement introduit par Matthaei en 1963, est largement utilisé comme filtre passe-bande dans de nombreux systèmes de communication et applications micro-ondes. Grâce aux avancées de la théorie de synthèse des filtres, il est maintenant possible de concevoir des filtres combinés avec des réponses en fréquence de type elliptique en utilisant des couplages non adjacents. Le filtre passe-bande combliné est constitué d'une rangée de résonateurs couplés. Ces résonateurs sont disposés le long d'une ligne, allant de l'élément 1 à l'élément n, où ils sont court-circuités à une extrémité. De plus, une capacité est connectée entre l'autre extrémité de chaque élément de la ligne et le plan de masse. Cette configuration permet d'obtenir des performances optimales pour le filtre combiné.

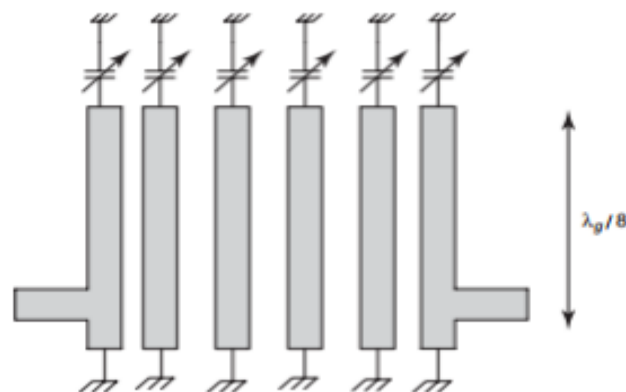


Fig. I.9 : Structure générale du filtre passe-bande combiné.

I.7 Synthèse de filtre passe-bande :

La méthode de synthèse d'un filtre passe-bande consiste à commencer par déterminer le prototype passe-bas équivalent au filtre souhaité. Cela implique de choisir une topologie en fonction des propriétés électriques et des caractéristiques spécifiées dans le cahier des charges, telles que la fréquence centrale, la largeur de bande et les pertes d'insertion. Ensuite, il faut sélectionner le type de réponse souhaité (Tchebychev, Butterworth, elliptique ou pseudo-elliptique) [7].

La fonction de filtrage Tchebychev peut être réalisée à l'aide d'un réseau en échelle passe-bas comprenant des éléments capacitifs et selfiques normalisés, comme illustré dans la figure (I.10) :

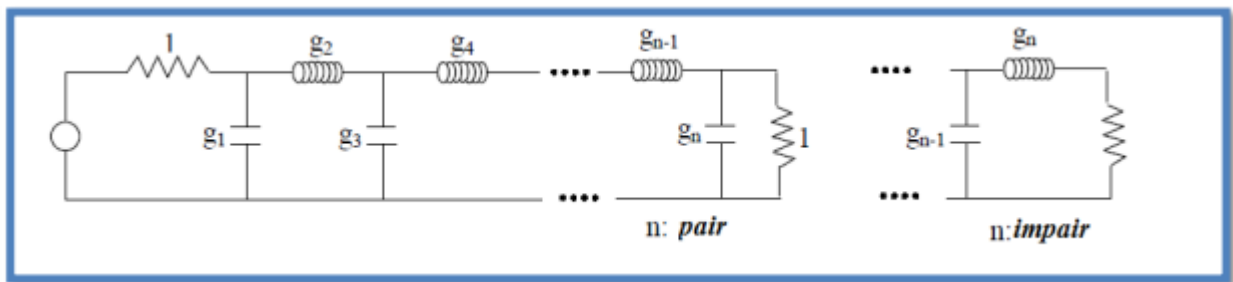


Fig. I.10 : Schéma équivalent d'un prototype passe-bas à éléments localisés.

I.7.1 Transformation en fréquence passe-bas passe-bande :

Pour pouvoir créer des filtres passe-haut, passe-bande et coupe-bande à partir du prototype passe-bas, on doit effectuer la transformation de fréquence. Si ω_1 et ω_2 sont les points de fréquence inférieure et supérieure (respectivement) de la réponse passe-bande correspondant à ω_c du prototype, alors [13],

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (\text{I.26})$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (\text{I.27})$$

FBW est la largeur relative de la bande passante et ω_0 est la pulsation centrale. La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-bande (ω') est définie par :

$$\omega \rightarrow \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega_0}{\omega'} - \frac{\omega'}{\omega_0} \right) \quad (\text{I.28})$$

L'obtention du filtre passe-bande à partir du prototype passe-bas se fait en deux étapes :

Les inducteurs sont transformés en résonateurs série :

$$C_k' = \frac{FBW}{\omega_0 L_k} = \frac{FBW}{\omega_0 g_k} \tag{I.29}$$

$$L_K' = \frac{L_K}{FBW \omega_0} = \frac{g_k}{FBW \omega_0} \tag{I.30}$$

Et les condensateurs sont transformés en résonateurs parallèles :

$$C_k' = \frac{C_k}{FBW \omega_0} = \frac{g_k}{FBW \omega_0} \tag{I.31}$$

$$L_k' = \frac{FBW}{\omega_0 C_k} = \frac{FBW}{\omega_0 g_k} \tag{I.32}$$

Le filtre souhaité n'a qu'une bande passante et il est défini par deux fréquences de coupures : $\omega c1$ et $\omega c2$.

A chaque fréquence du « prototype » correspond deux fréquences du passe bande :

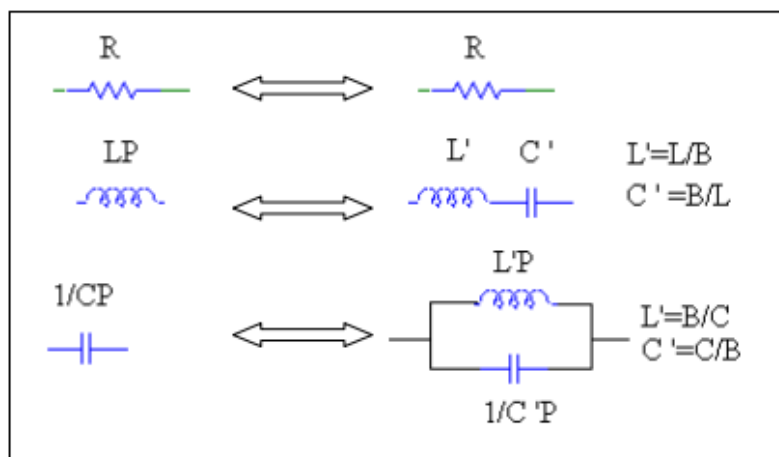


Fig. I.11 : transposition du passe bas vers le passe bande

I.8 Différentes technologies de filtres passifs :

I.8.1 Technologie planaire :

L'utilisation d'une technologie planaires est une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques. Le point faible des circuits planaires est de présenter des pertes d'insertions plus importantes que les topologies volumiques. Cependant, contrairement aux technologies volumiques, les réalisations des lignes de transmissions planaires simplifient les interconnexions. Elles sont ainsi utilisées aussi bien en technologie circuit imprimé qu'en technologie circuit intégré [10].

On peut distinguer alors plusieurs implémentations possibles :

1. micro ruban.
2. coplanaire.
3. multicouche ou tri-plaque

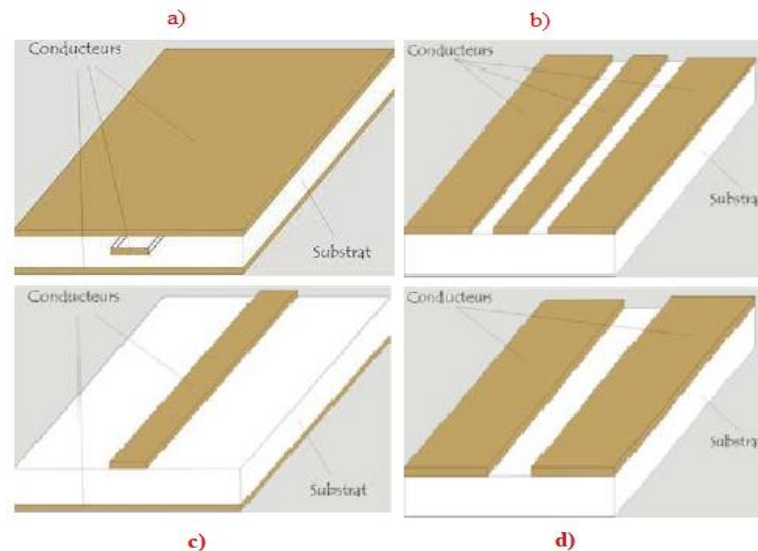


Fig. I.12 : Différentes structures des lignes planaires.

a) Ligne tri plaque. b) Ligne coplanaire c) Ligne micro ruban d) Ligne à fente

I.8.2 Technologie Volumique :

La technologie volumique est l'une des plus anciennes de l'histoire du filtrage hyperfréquence, Principalement utilisés pour leurs performances électriques remarquables. Grâce à un fort coefficient de qualité à vide, leur réponse, en plus d'être très sélective dans la bande et avec de fortes réjections en dehors, présente très peu de pertes d'insertion. Les filtres volumiques sont classés en trois catégories [12] :

- 1-Les filtres à guide d'ondes.
- 2-Les filtres à cavités métallique.
- 3-Les filtres à résonateurs diélectriques.



Fig I.13 : filtres à guide d'onde.

I.9 Résonateurs :

Les résonateurs diélectriques sont des composants en matériaux isolants, tels que les céramiques, sous différentes formes telles que des disques, cylindres ou sphères. Ils sont utilisés dans les filtres, oscillateurs et antennes en hyperfréquences. Les résonateurs diélectriques remplacent les cavités résonantes vides et offrent des avantages tels que la réduction de la taille du composant en fonction de la permittivité, une stabilité thermique ajustable et une facilité de mise en œuvre. Leur permittivité élevée permet de confiner l'énergie électromagnétique et de générer des fréquences de résonance spécifiques.

I.9.1 Circuits résonants :

La résonance est un phénomène observé dans les circuits électriques contenant des condensateurs et des inductances. Elle se produit lorsque l'impédance capacitive du circuit est équivalente à l'impédance inductive. En d'autres termes, la résonance se produit lorsque ces deux composants réactifs se compensent mutuellement, créant une condition particulière dans laquelle le circuit présente une réponse maximale à une fréquence spécifique.

I.9.1.1 Circuit Résonant Série :

Série résonance se réfère à la résonance qui se produit dans les circuits où les condensateurs et les inductances sont connectés en série [14].

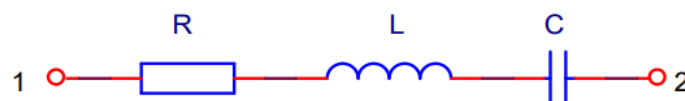


Fig I.14 : un circuit RLC série.

L'impédance d'entrée de ce circuit est :

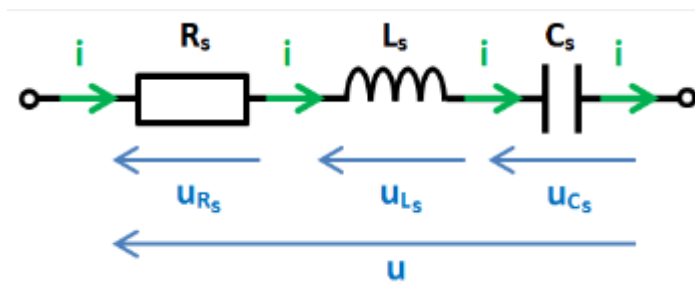
$$Z_{12} = R + jL\omega + 1/jC\omega \quad (\text{I.33})$$

$$Z_{12} = R + (1 - LC\omega^2)/jC\omega \quad (\text{I.34})$$

Z_{12} est minimale pour $\omega = \omega_0$ tel que $LC\omega_0^2=1$

$$Z_{12}(\omega_0) = R \quad (\text{I.35})$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{I.36})$$

Coefficient de surtension Q_s :**Fig I.15** : un circuit RLC série.

$$Q_s = \frac{L_s \omega_0}{R_s} \quad (\text{I.37})$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (\text{I.38})$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (\text{I.39})$$

Bande passante :

$$Z_{12} = R + jL\omega + 1/jC\omega \quad (\text{I.40})$$

$$LC\omega_0^2 = 1 \quad (\text{I.41})$$

$$Z_{12} = R + jL\omega + LC\omega_0^2/jC\omega = R + jL(\omega - \omega_0^2/\omega) \quad (\text{I.42})$$

On se place à $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ proche de la résonance

$$Z_{12} = R + jL(\omega_0 + \Delta\omega - \omega_0^2/(\omega_0 + \Delta\omega)) \quad (\text{I.43})$$

$$Z_{12} = R + jL\left(\omega_0 + \Delta\omega - \omega_0 \frac{1}{1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}\right) \quad (\text{I.44})$$

Si x petit

$$1/(1+x) \approx 1-x \quad \rightarrow \quad Z_{12} \approx R + jL[\omega_0 + \Delta\omega + \omega_0(1 - \Delta\omega/\omega_0)] \quad (\text{I.45})$$

$$Z_{12} \approx R + 2jL\Delta\omega = R(1 + 2j\Delta\omega L/R) \quad (\text{I.46})$$

$$Z_{12} = R \left(1 + jL \frac{\omega_0}{R} \frac{2\Delta}{\omega_0}\right) \quad (\text{I.47})$$

Bande passante à -3 dB :

$$Z_{12} = R \left(1 + jQ_s \frac{2\Delta\omega}{\omega}\right) = R \left(1 + jQ_s \frac{2\Delta f}{f_0}\right) \quad (\text{I.48})$$

• A la résonance $\Delta f = 0$ $Z_{12} = R$

• On se place à $f = f_0 + \Delta f$ tel que $\left(Q_s \frac{2\Delta f}{f_0}\right) = 1$ (I.49)

$|Z_{12}| = R\sqrt{2}$ et la phase de Z_{12} est égale à 45°

$B = 2\Delta f = f_0/Q_s$ est la bande passante à -3 dB du circuit résonant série. (I.50)

Q_s et bande passante :

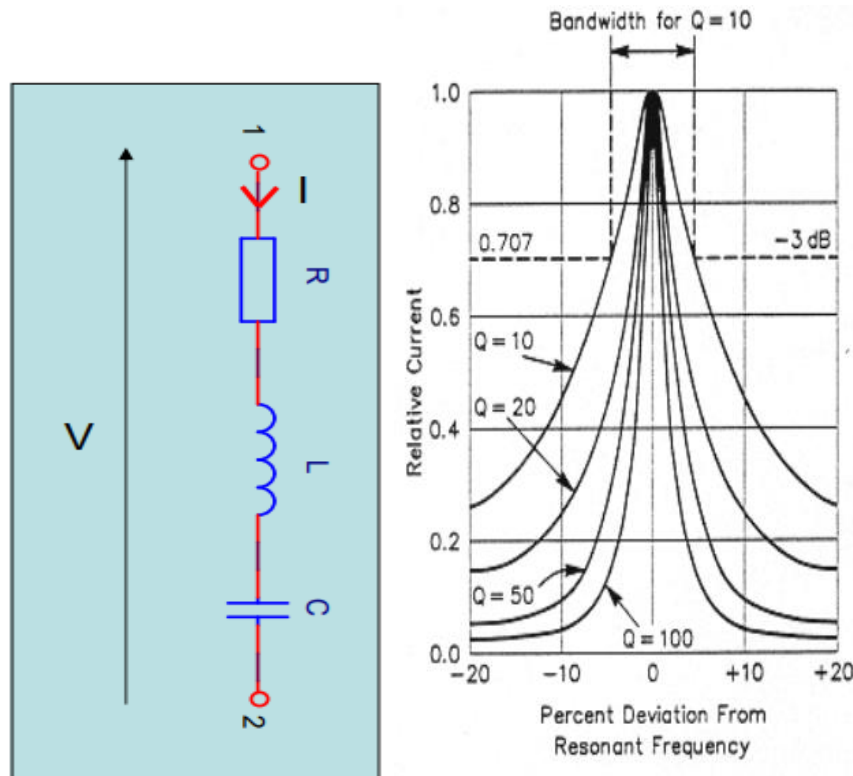


Fig I.16 : pourcentage d'écart par rapport à la fréquence de résonance.

$$B = \frac{f_0}{Q_s} \tag{I.51}$$

I.9.1.2 Circuit résonant parallèle :

Résonance parallèle fait référence à la résonance qui se produit dans les circuits où les condensateurs et les inductances sont connectés en parallèle.

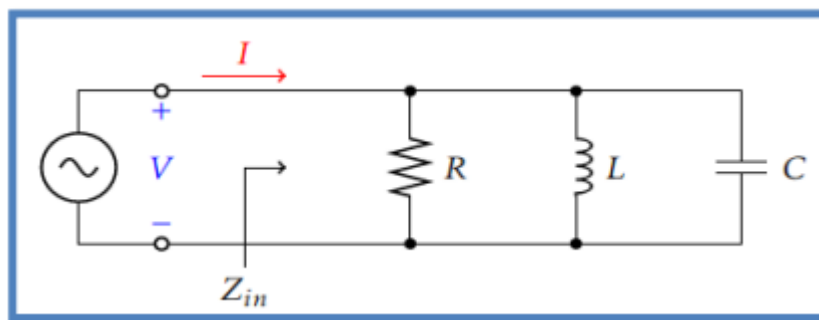


Fig I.17 : Circuit RLC parallèle.

$$Y_{12} = G + 1/jL\omega + jC\omega \quad (I.52)$$

$$Y_{12} = G + \frac{1-jLC\omega^2}{jL\omega} \quad (I.53)$$

$$Y_{12} \text{ est minimale pour } \omega = \omega_0 \text{ tel que } LC\omega_0^2=1 \quad (I.54)$$

Z₁₂ est maximale à la résonance

$$Z_{12}(\omega_0) = R$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Coefficient de surtension Q_p :

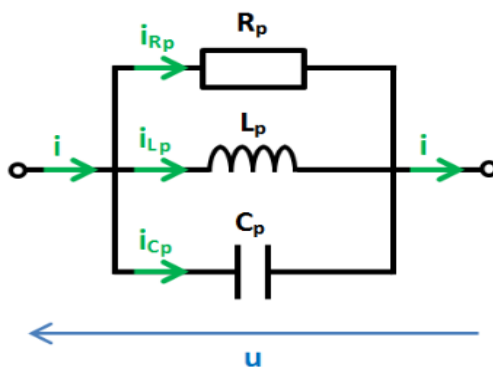


Fig I.18 : Circuit RLC parallèle.

$$Q_p = \frac{R_p}{L_p\omega_0} = R_p C_p \omega_0 \quad (I.55)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (I.56)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (I.57)$$

Bande passante :

$$Y_{12} = G + 1/jL\omega + jC\omega \quad (I.58)$$

$$LC\omega_0^2 = 1$$

$$Y_{12} = G + jC(\omega - \omega_0^2/\omega) \quad (I.59)$$

On se place à $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ proche de la résonance

$$Y_{12} = G + jC \left(\omega_0 + \Delta\omega - \frac{\omega_0}{1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \right) \quad (I.60)$$

si x petit

$$1/1 + x \approx 1 - x \quad \rightarrow \quad Y_{12} \approx G + j2C\Delta\omega \quad (I.61)$$

$$Y_{12} = G \left(1 + \frac{jC\omega_0}{G} \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right) = G \left(1 + Q_p \frac{2\Delta f}{f_0} \right) \quad (I.62)$$

Bande passante a -3 dB :

$$Y_{12} = G \left(1 + \frac{jC\omega_0 2\Delta\omega}{G} \right) = G \left(1 + Q_p \frac{2\Delta f}{f_0} \right) \quad (\text{I.63})$$

- A la résonance $\Delta f = 0$ $Y_{12} = G$ et $Z_{12} = R$
- On se place à $f = f_0 + \Delta f$ telle que $\left(Q_s \frac{2\Delta f}{f_0} \right) = 1$

$$|Y_{12}(\omega)| = G\sqrt{2} \quad (\text{I.64})$$

$$|Z_{12}(\omega)| = R/\sqrt{2} \quad (\text{I.65})$$

$B = 2\Delta f = f_0/Q_p$ est la bande passante à -3 dB du circuit résonant parallèle

Qp et bande passante :

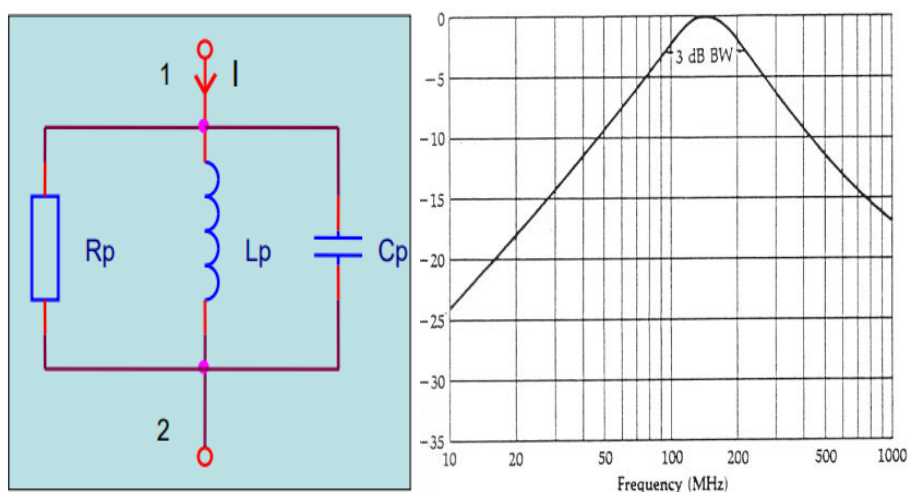


Fig I.19 : Réponse en fréquence d'un circuit RLC parallèle.

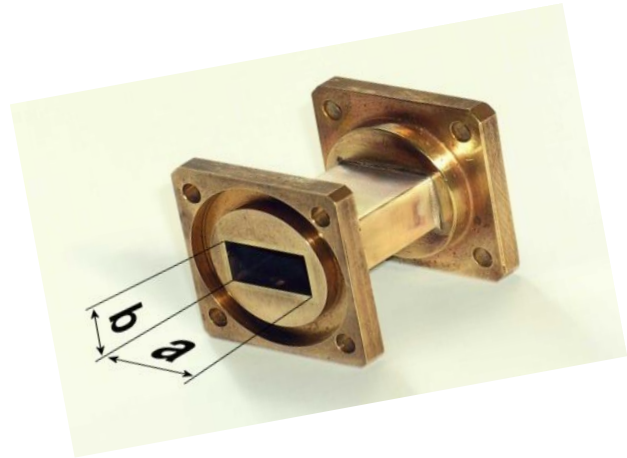
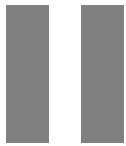
$$B = \frac{f_0}{Q_s} \quad (\text{I.66})$$

I.10 Conclusion :

L'aspect de synthèse des filtres hyperfréquences et RF présentés dans ce chapitre est une étape primordiale.

Ce premier chapitre est consacré au filtrage micro-ondes, une fonction essentielle dans le domaine des télécommunications hyperfréquences et RF. Nous avons tout d'abord présenté théorique sur les filtres, leur rôle et leurs caractéristiques, ainsi que leurs différentes catégories. Ensuite, nous abordons les approximations de Butterworth, de Tchebychev et elliptique, en présentant la synthèse d'un filtre passe-bande. Enfin, nous décrivons les différentes technologies des filtres micro-ondes passifs, ainsi qu'une brève définition des résonateurs.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons une généralité sur les filtres volumique.



Théorie Sur Les Filtrés Volumiques

Dans ce chapitre

- ↪ **Guide d'ondes rectangulaires**
 - Fréquence de coupure du guide
 - ↪ **Guides d'ondes et discontinuités**
 - Les iris inductifs
 - Les iris capacitifs
 - ↪ **Les trois catégories filtrage volumiques**
 - Filtrés à cavités métalliques
 - Filtrés à résonateurs diélectriques
 - Filtrés en guides d'ondes
-

Chapitre II

Théorie sur les filtres volumiques

Chapitre II

II.1. Introduction :

Malgré leur caractère technologique conventionnel, les filtres à guide d'onde sont toujours très demandés dans les télécommunications par micro-ondes. Les guides d'ondes possèdent des caractéristiques très recherchées, notamment leur capacité à transmettre de grandes puissances et leurs pertes de transmission extrêmement faibles. Dans ce chapitre, nous aborderons les différents composants du filtrage volumétrique et décrirons le processus de conception des filtres à guide d'onde à iris inductifs, en commençant par le filtre localisé et en utilisant des modèles analytiques des discontinuités [15].

II.2 Guide d'ondes rectangulaires :

Un guide d'onde rectangulaire est un système de guidage qui prend la forme d'un tube métallique ayant une section droite rectangulaire, comme illustré dans la Fig II.1. Pour créer un modèle mathématique du guide d'onde, on suppose que l'enveloppe du guide est parfaitement conductrice, et que les constantes diélectrique ϵ , perméabilité μ , et conductivité σ ne varient pas en fonction de la position dans le guide ou de l'amplitude des signaux. Dans de telles conditions, les champs électromagnétiques libres ne peuvent pas être des ondes TEM et sont plutôt constitués d'un ensemble d'ondes E et H [15].

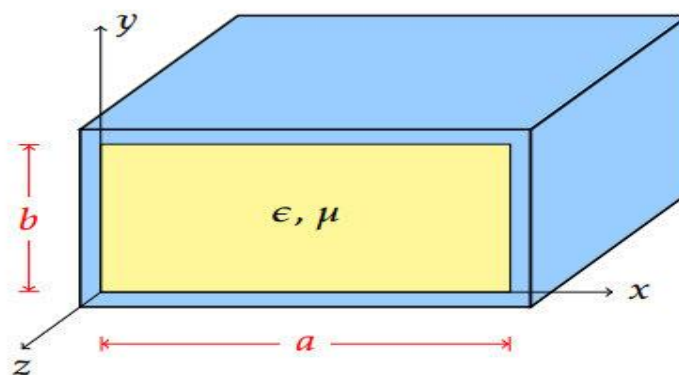


Fig II.1 : Guide d'ondes rectangulaire homogène

L'étude des ondes E se propageant dans un guide d'onde commence par l'énoncé d'un problème aux limites avec résolution de l'équation de propagation pour la fonction génératrice du champ électromagnétique sous forme de:

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial y^2} + k_c^2 \bar{E}_z \quad (\text{II.1})$$

Avec $k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$ la constante de propagation à la coupure.

Les conditions aux limites sur les interfaces séparant les différents milieux dans le guide d'ondes sont de la forme :

$$\bar{E}_z = 0 \text{ si } \begin{cases} x = 0, x = a \\ y = 0, y = b \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'utilisation de ces conditions limites aux permet d'aboutir à la solution de l'équation de propagation.

$$E_z^{mm} = E_0 \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (\text{II.3})$$

Où m et n sont des nombres entiers $\begin{cases} m = 1, 2, 3 \dots \dots, \\ n = 1, 2, 3 \dots \dots, \end{cases}$

Chaque solution discrète E_z^{mm} du problème (II.3) définie à un coefficient complexe Près E_0 , donne la répartition de la composante longitudinale du vecteur champ électrique dans la section droite du guide d'ondes. La répartition des différentes composantes du champ électromagnétique est générée par la composante E_z .

$$\bar{E}_x(x, y) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (\text{II.4})$$

$$\bar{E}_y(x, y) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (\text{II.5})$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} = 0 \text{ pour } \begin{cases} x = 0 \\ x = a \end{cases} \tag{II.9}$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} = 0 \text{ pour } \begin{cases} y = 0 \\ y = b \end{cases}$$

$$H_x(x, y) = E_0 \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \tag{II.6}$$

$$H_y(x, y) = E_0 \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \tag{II.7}$$

La fig II.2 montre les répartitions des champs pour les modes E_{11} , E_{21} , E_{31} , E_{32} .

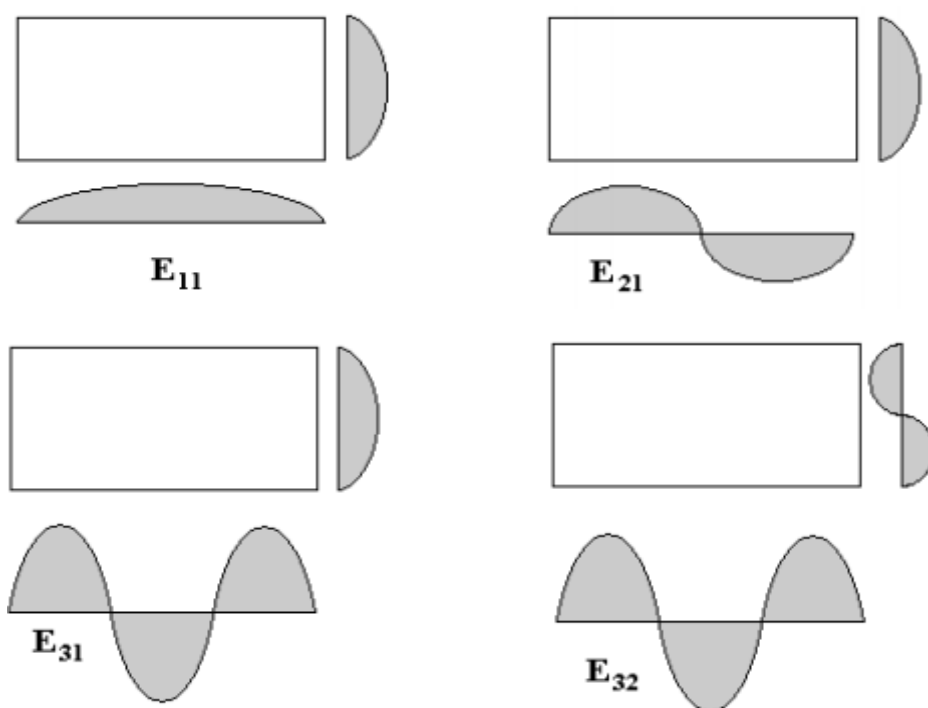


Fig II.2 : Répartition des champs pour les modes E_{11} , E_{21} , E_{31} , E_{32} .

Pour étudier les champs des ondes H, on pose un problème aux limites pour la fonction génératrice du champ magnétique:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k_c^2 \bar{E}H_z = 0 \tag{II.8}$$

Avec comme conditions aux limites appliquées à la composante de la fonction génératrice du champ magnétique normale aux différentes interfaces dans le guide d'onde .

Comme pour les modes E la solution de l'équation (II.8) est de la forme :

$$H_z^{mm} = H_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \tag{II.10}$$

Les composantes transversales du champ électromagnétique pour les modes H sont données par :

$$\bar{E}_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \tag{II.11}$$

$$\bar{E}_y(x, y) = -H_0 \frac{j\omega \mu}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (\text{II.12})$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (\text{II.13})$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (\text{II.14})$$

Chaque solution H_z^{mm} du problème (II.8) décrit l'onde du mode H dans la section transversale du guide d'ondes. Certaines de ces distributions sont illustrées dans la Fig II.3.

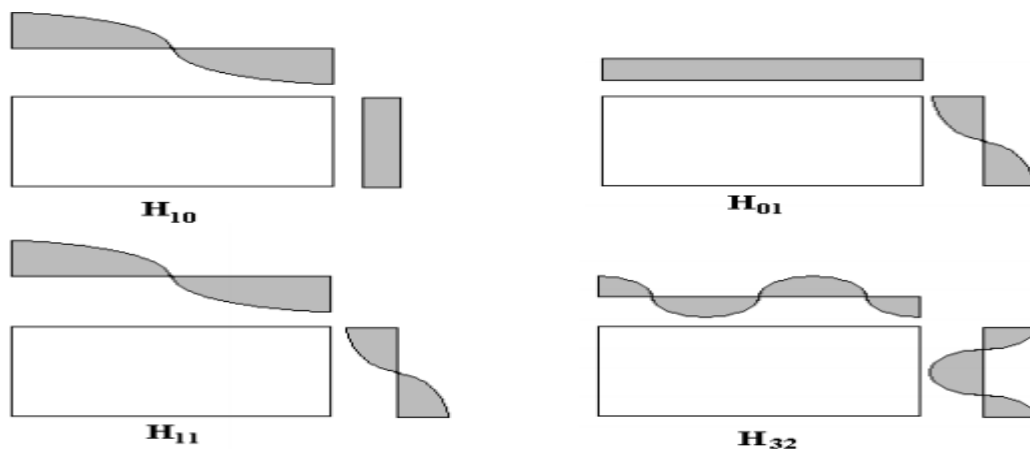


Fig II.3 : Répartition des champs pour les modes $H_{11}, H_{12}, H_{31}, H_{32}$.

II.2.1 Fréquence de coupure du guide :

La "fréquence de coupure f_c " du guide d'ondes est la fréquence minimale à laquelle les champs électromagnétiques commencent à osciller et à se propager le long du guide. Cette fréquence, qui est commune à tous les types de modes E et H, dépend des entiers n et m , des dimensions a et b du guide, ainsi que des propriétés du matériau entouré par les parois métalliques du guide. L'équation suivante donne la fréquence de coupure du guide d'ondes [16].

$$f_{c_{nm}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2} \quad (\text{II.15})$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

La fréquence de coupure du mode fondamental H_{10} est donnée par :

$$fc_{10} = \frac{c_0}{2a}$$

Cette fréquence sera utilisée lors de la synthèse des filtres passe bande.

II.3 Guides d'ondes et discontinuités :

Une discontinuité se réfère à une altération effectuée à l'intérieur d'un guide d'ondes. Cette altération peut être un changement de forme, de direction de propagation ou de l'un des paramètres physiques (permittivité, perméabilité) qui influencent la symétrie de translation de la structure de guidage. Ces altérations entraînent des réflexions d'énergie, ce qui se traduit par l'apparition d'une impédance au niveau de la discontinuité. Dans notre projet, nous nous concentrons sur les obstacles uni-axiaux, qui représentent des discontinuités dans une seule direction. Ces obstacles, de nature réactive.

II.3.1 Les iris inductifs :

II.3.1.1 Iris inductif symétrique :

Afin de créer ces obstacles, on place deux plaques métalliques dans le plan \mathbf{E} du guide d'ondes, ce qui signifie qu'elles sont parallèles au champ électrique. Comme illustré dans la Fig II.4, ces deux plaques sont symétriques par rapport à la dimension a du guide d'ondes. Le schéma électrique qui représente cette discontinuité est une susceptance inductive.

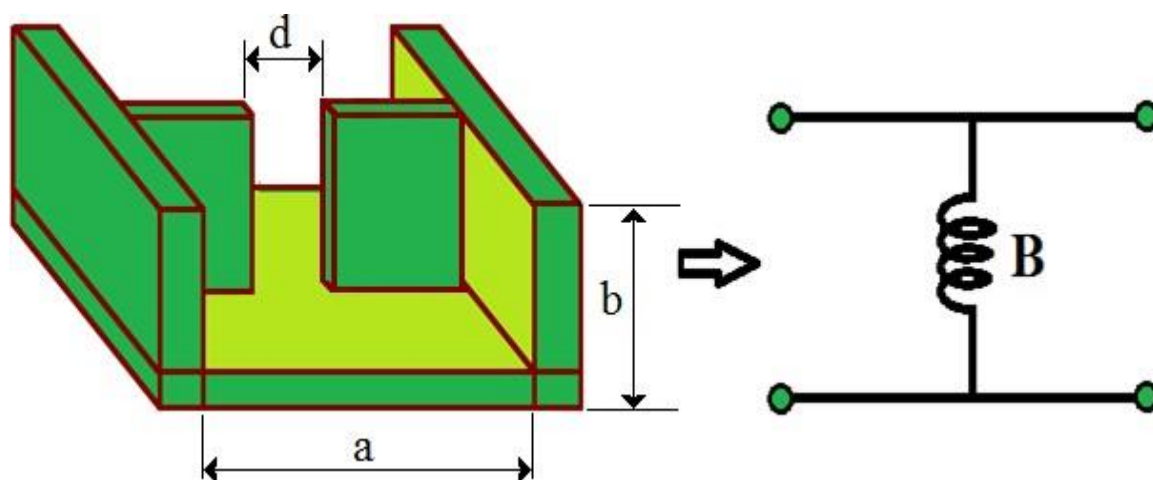


Fig II.4 : Iris inductif symétrique

La relation entre la susceptance normalisée \hat{B} et la distance d entre les deux iris est donnée par:

$$\hat{B} = \frac{2\pi}{\beta\alpha} \cot^2\left(\frac{\pi d}{2a}\right) \left[1 + \frac{2\gamma_3 - 3a}{4\pi} \sin^2\left(\frac{\pi d}{a}\right)\right] \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$$

$$\gamma_3 = \sqrt{\left(\frac{3\pi}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon}$$

II.3.1.2 Iris inductif asymétrique :

Dans le scénario d'un iris inductif asymétrique, une seule plaque métallique est insérée d'un côté du guide d'ondes. La figure suivante illustre à la fois le schéma électrique équivalent et la géométrie de cet obstacle qui génère un effet inductif [17].

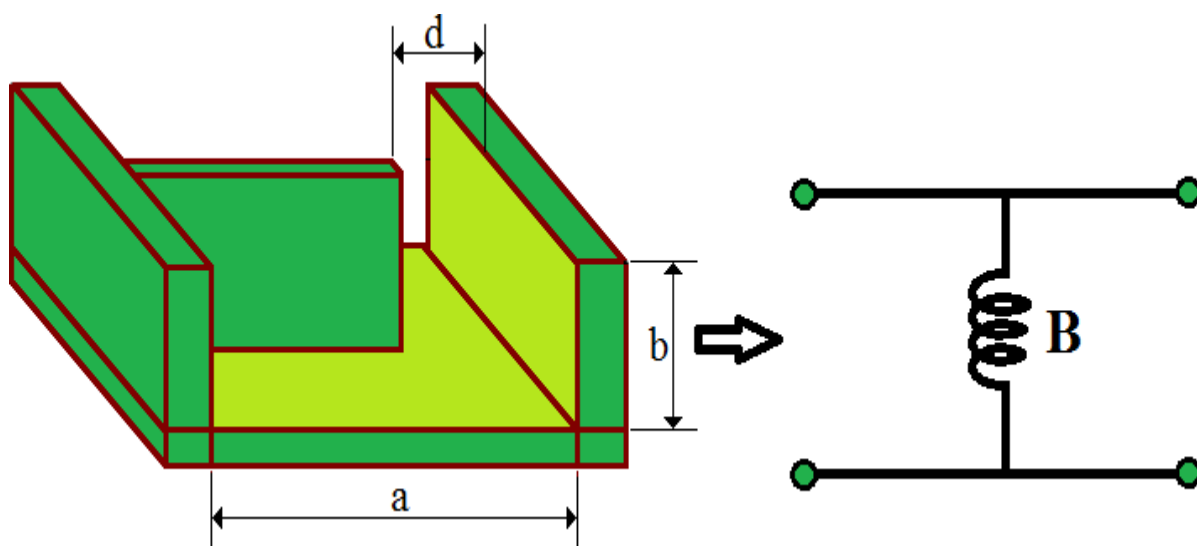


Fig II.5 : Iris inductif asymétrique

La relation entre la susceptance normalisée \hat{B} et la distance d montrée sur La Fig II.5 ci-dessus est donnée par :

$$\hat{B} = \frac{2\pi}{\beta\alpha} \cot^2\left(\frac{\pi d}{2a}\right) \left[1 + \csc^2\left(\frac{\pi d}{2a}\right)\right] \quad (\text{II.17})$$

II.3.1.3 Iris inductif cylindrique :

Comme le montre la fig II.6, dans le cas où l'on place un tube cylindrique centrée dans le plan transversal du guide d'onde, cette discontinuité va produire un effet inductif [17]

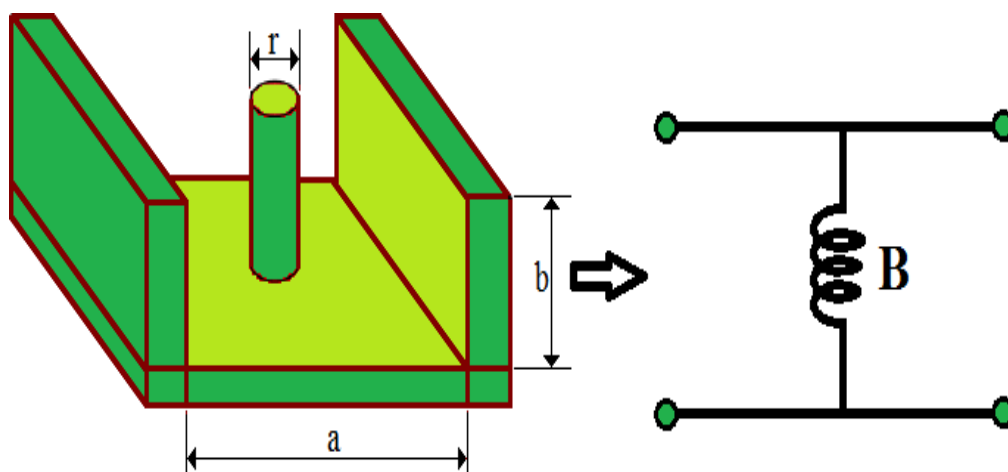


Fig II.6 : Iris inductif cylindrique

La relation entre la susceptance normalisée \hat{B} et le rayon r de l'iris cylindrique montrée sur la figure ci-dessus est donnée par :

$$\hat{B} = \frac{4\pi}{\beta\alpha} \left[\ln\left(\frac{\alpha}{\pi r}\right) - 1 \right] \quad (\text{II.18})$$

II.3.2 Les iris capacitifs :

II.3.2.1 Iris capacitif symétrique :

Afin de créer des obstacles ayant un effet capacitif, on insère deux plaques métalliques dans le plan H du guide d'ondes, ce qui signifie qu'elles sont parallèles au champ magnétique. Comme le montre la fig II.7, ces deux plaques sont symétriques par rapport à la dimension b du guide d'ondes. Le schéma électrique équivalent à cette discontinuité est une susceptance capacitive [17].

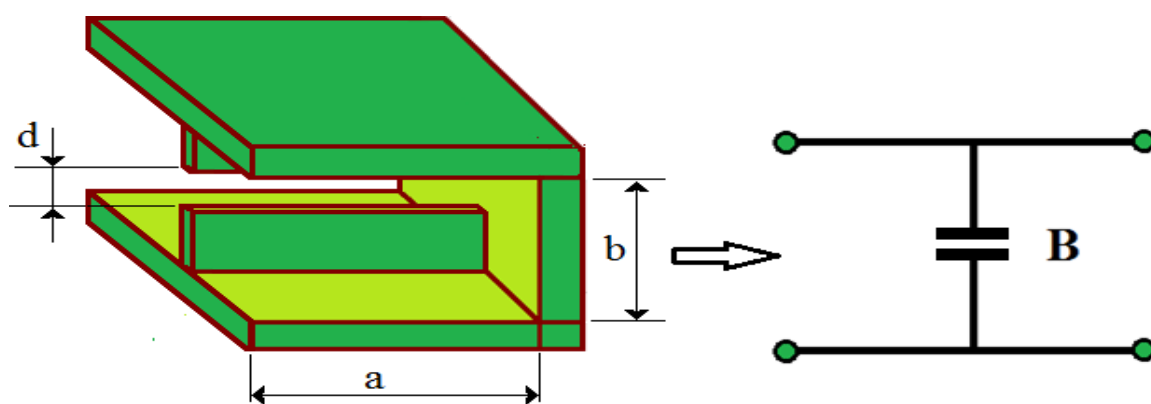


Fig II.7 : Iris capacitif symétrique

La relation entre la susceptance normalisée \hat{B} et la distance d entre les deux plaques métalliques est donnée par :

$$\hat{B} = \frac{2\beta b}{\pi} \ln \left(\csc\left(\frac{\pi d}{2b}\right) + \left(\frac{2\pi}{b\gamma_2} 1\right) \cos^4\left(\frac{\pi d}{2b}\right) \right) \quad (\text{II.19})$$

Avec :
$$\gamma_2 = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{b}\right)^2 - \beta^2}$$

II.3.2.2 Iris capacitif asymétrique :

Dans le cas d'un iris capacitif asymétrique, une seule plaque métallique est insérée d'un côté de la dimension b du guide d'ondes. La figure suivante présente la topologie et le schéma équivalent de cet obstacle qui génère un effet capacitif [17].

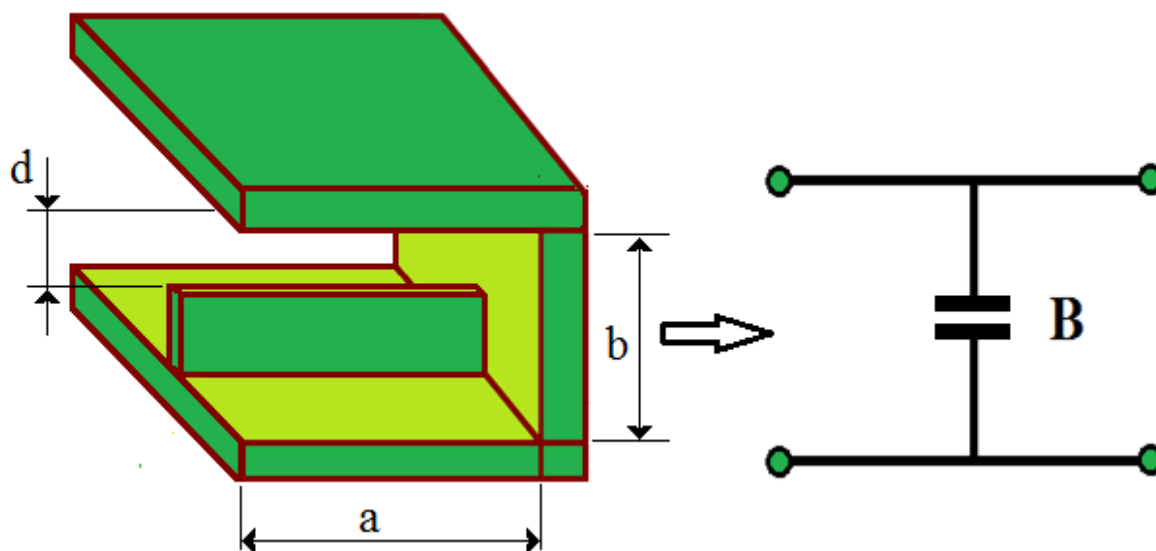


Fig II.8 : Iris capacitif asymétrique

La relation entre la susceptance normalisée \hat{B} et la distance d entre les deux plaques métalliques est donnée par :

$$\hat{B} = \frac{4\beta b}{\pi} \ln \left(\csc \left(\frac{\pi d}{2b} \right) + \left(\frac{\pi}{b\gamma_1} - 1 \right) \cos^4 \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right) \quad (\text{II.20})$$

Avec :
$$\gamma_1 = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \beta^2}$$

II.4 Les trois catégories filtrage volumiques :

Les filtres volumiques sont classés en trois catégories : les filtres à résonateurs diélectriques, à guide d'ondes ou à cavités métalliques .

II.4.1 Filtres à cavités métalliques :

Ces filtres sont apparus au début des années 1940 [18],[19] De coefficients de qualité peuvent être atteints (supérieurs à 20 000) conduisant bandes passantes relatives de l'ordre de 0,1 % avec peu de pertes.

Afin de diminuer leur poids et leur encombrement, ils sont généralement usés suivant des modes duaux [20],[21], grâce à l'utilisation de cavités hyperfréquences. Ces modes duaux ont la particularité de présenter deux polarisations orthogonales à la même fréquence. On peut alors créer des filtres à $2n$ pôles résonateurs. Les polarisations du mode dual sont couplées entre elles par l'introduction d'une discontinuité à 45° des axes d'excitation. L'orthogonalité entre ces polarisations est alors rompue. Généralement, des vis sont utilisées pour réaliser la discontinuité [21].

Dans la littérature, nous pouvons trouver de nombreux articles [19] et [22]. La fig II.9 présente un tel filtre :

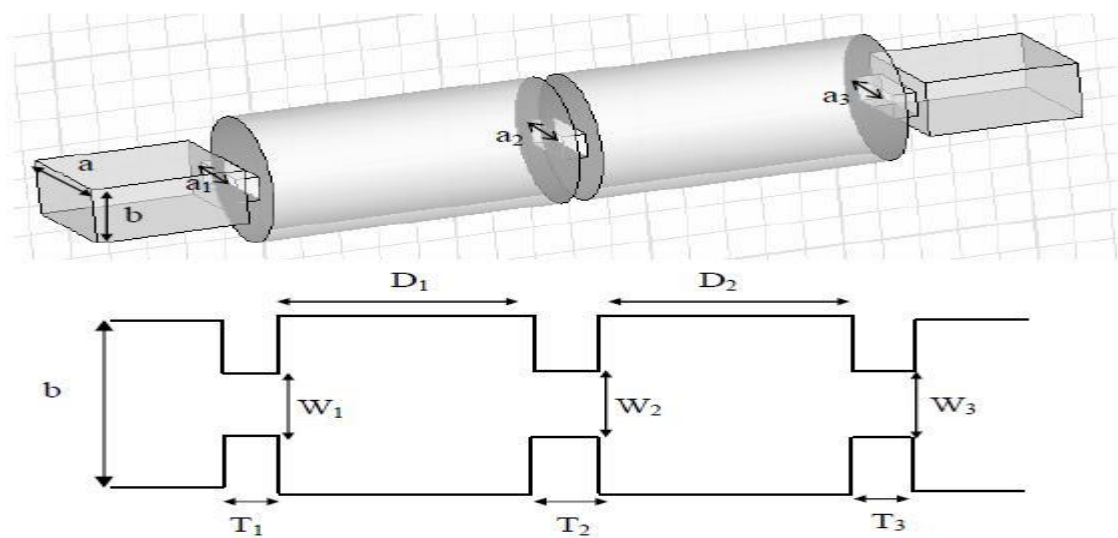


Fig II.9 : Filtre à cavités métalliques cylindriques

En plus de poids et de l'encombrement, l'un des éléments pénalisant de ce type de filtre est la nécessité d'avoir des vis de réglage pour affiner la réponse mesurée. Ces vis permettent néanmoins de retrouver mécaniquement les bons coefficients de couplage inter-résonateurs, ainsi que les fréquences de résonance. Il y a donc une étape supplémentaire à réaliser, une fois le filtre fabriqué [19].

II.4.2 Filtres à résonateurs diélectriques :

Cette technologie est apparue vers la fin des années 1960 avec l'utilisation de résonateurs diélectriques en oxyde de Titane (TiO_2) avec de très fortes Q_0 (10 000) [9]. De plus, la tangente de pertes présentée était très faible ($tg=10^{-4}$). De nos jours, grâce aux progrès technologiques sur les matériaux, des coefficients de qualité proches de 200 000 peuvent être atteints à la température ambiante sur des résonateurs particuliers [18],[19], [23].

Pour la réalisation d'un filtre, une gaine métallique est utilisée autour des résonateurs pour assurer un blindage et éviter les pertes par rayonnement. Un tel filtre est présenté sur la fig II.10. Les différents résonateurs sont couplés entre eux par des iris de réglage [19].



Fig II.10 : Filtre à résonateurs diélectriques

De nombreux articles sont disponibles dans la littérature [24],[25]. Cependant, avec la montée en fréquence des circuits, ces filtres sont pénalisés par les pertes de leurs systèmes d'excitation.

De plus, leurs faibles dimensions les rendent difficilement usinables. C'est pourquoi, aux fréquences millimétriques, ils sont utilisés sur leur mode de galeries conduisant à des volumes plus gros avec de meilleures performances [26]. Une autre solution consiste à utiliser des résonateurs à modes d'aux pour diminuer l'encombrement total en diminuant le nombre de résonateurs [19].

II.4.3 Filtres en guides d'ondes :

Le filtrage dans les guides d'onde profite des propriétés de propagation et d'évanescence des modes dans les guides : des portions de guide, passantes à la fréquence considérée, sont couplées entre elles par des portions de guide sous coupure (où l'onde ne se propage pas à la fréquence considérée) [27],[28].

Les filtres quasi-planaires sont un compromis entre les filtres en guides d'onde et les filtres planaires : si les filtres volumiques offrent de bonnes performances, en terme de pertes par exemple, ils sont en revanche moins facilement intégrables dans les équipements complets intégrant habituellement des éléments actifs ou passifs sur circuits imprimés. Le but de ce type de filtre est d'insérer des circuits planaires à l'intérieur du guide afin de bénéficier des avantages des deux [28],[29].

La fig II.11 présente un exemple du filtre en guide d'ondes à inserts métalliques:



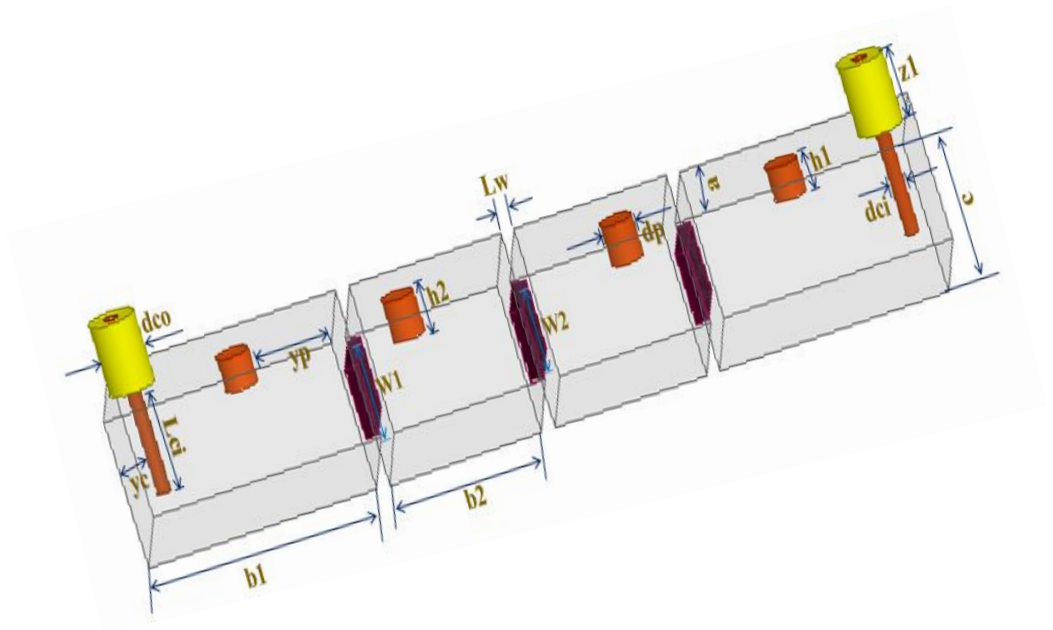
Fig II.11 : Filtre à guide d'ondes

Les inserts métalliques placés dans le sens parallèle au champ électrique du mode fondamental assurent la fonction de filtrage. Au niveau des fentes de la lamelle métallique, des réflexions vont se

produire, permettant ainsi de sélectionner une bande de fréquence. L'absence de diélectrique, ainsi que l'utilisation de bons conducteurs, permettent de limiter les pertes [19] .

II.5 Conclusion :

Nous avons vu que ces composants sont très demandés dans les télécommunications par micro-ondes en raison de leurs caractéristiques recherchées telles que leur capacité à transmettre de grandes puissances et leurs pertes de transmission extrêmement faibles. Nous avons également abordé les différentes catégories de filtres volumiques, notamment les filtres à résonateurs diélectriques, à guide d'ondes ou à cavités métalliques. Enfin, nous avons décrit le processus de conception des filtres à guide d'onde à iris inductifs en utilisant des modèles analytiques des discontinuités.



Conception et Optimisation d'un filtre volumique

Dans ce chapitre

- ↗ Modélisation d'un filtre Passe-bande à élément localisée.
 - ↗ Cahier de charge du filtre
 - ↗ Elements de la Matrice de Couplage
 - ↗ Dimensionnement d'un filtre volumique
 - ↗ Extraction de facteur de qualité
 - Extraction de Q_e d'un résonateur volumique a une seule charge
 - Extraction de Q_e d'un résonateur volumique doublement chargé
 - ↗ Extraction de coefficient de couplage
 - ↗ Influence des paramètres géométriques
-

Chapitre III

Conception d'un filtre passe bande en technologie volumique

Chapitre III

III.1 Introduction :

La simulation est une étape essentielle et incontournable qui nous permet d'obtenir une approximation réaliste des résultats et de sélectionner les meilleurs paramètres avant la mise en œuvre pratique. Ainsi, pour concrétiser un objet tel qu'un circuit passif, un filtre, une antenne imprimée, un composant ou une carte imprimée, il est nécessaire de suivre trois étapes clés :

- a. Modélisation : en utilisant des formulations de matrice de couplage, nous avons réalisé la modélisation d'un filtre à éléments localisés à l'aide du logiciel AWR.
- b. Simulation : nous avons effectué la simulation à l'aide d'un logiciel approprié tel que Ansoft-HFSS.
- c. Réalisation : cette étape comprend la caractérisation du dispositif par le biais d'outils tels qu'un analyseur de réseau vectoriel, etc.

Alors ce chapitre se compose de deux parties :

1. La première partie est consacrée pour les calculs des résultats et la conception de filtre volumique en bande X en utilisant le logiciel Micro-Wave Office.
2. Dans la deuxième partie, nous présentons la simulation de filtre passe bande volumique à 4 résonateurs à couplage direct mesuré en bande X par le logiciel HFSS.

III.2 Présentation des logiciels et méthodologie de conception

III.2.1 ANSOFT HFSS :

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) ou le simulateur des structures haute fréquence est solveur par la méthode des éléments finis. Ce dernier permet la conception et la simulation de tout type de structure microonde en 2D ou 3D afin de résoudre la majorité des problèmes électromagnétiques liés aux basses et aux hautes fréquences ainsi que les problèmes optiques, thermiques et mécaniques [30].

On résume les étapes nécessaires pour réussir une simulation :

- Définir les unités.
- Définir les matériaux de base.
- Dessiner le modèle de la structure à simuler.
- Définir la gamme des fréquences ainsi que les ports d'excitations.
- Définir les conditions aux limites (boundaries).

Après avoir rempli toutes les étapes précédentes, il faut compiler en validant et analysant le projet en cliquant sur (validatechek>>analyze all). Une fois l'analyse terminée, il faut aller aux résultats, un clic droit sur résultat et choisir ce que on souhaite visualiser (paramètres S_{11} et S_{21} Groupe d'Elay, diagramme de rayonnement, gain ... etc.).

L'interface après l'insertion d'un projet HFSS est illustrée dans la figure suivante :

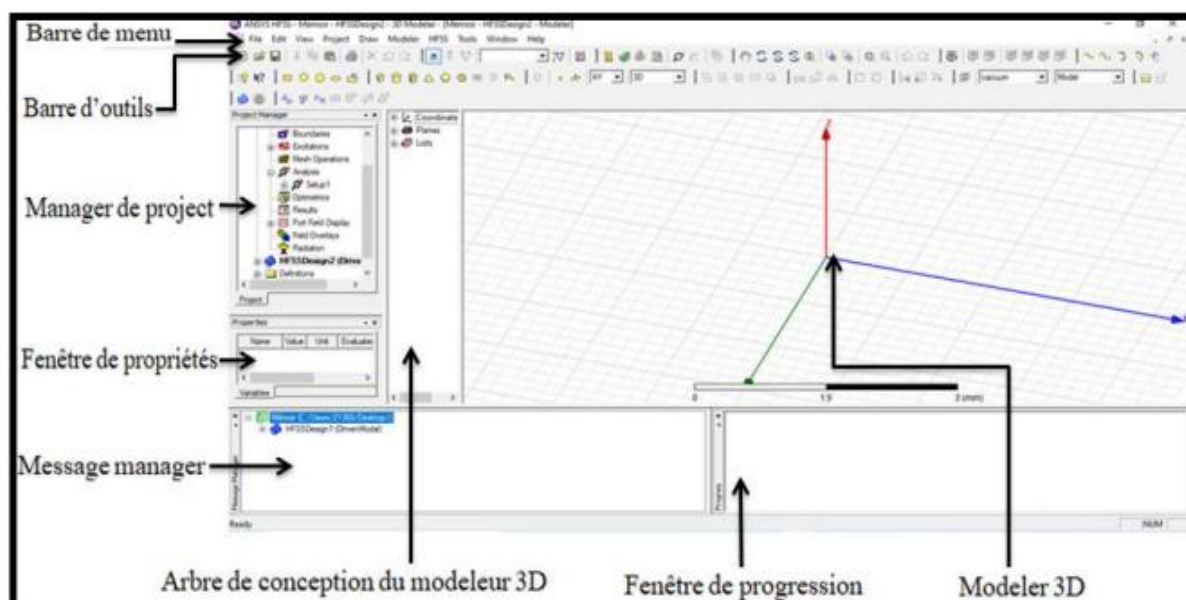


Fig III.1 :fenêtre HFSS.

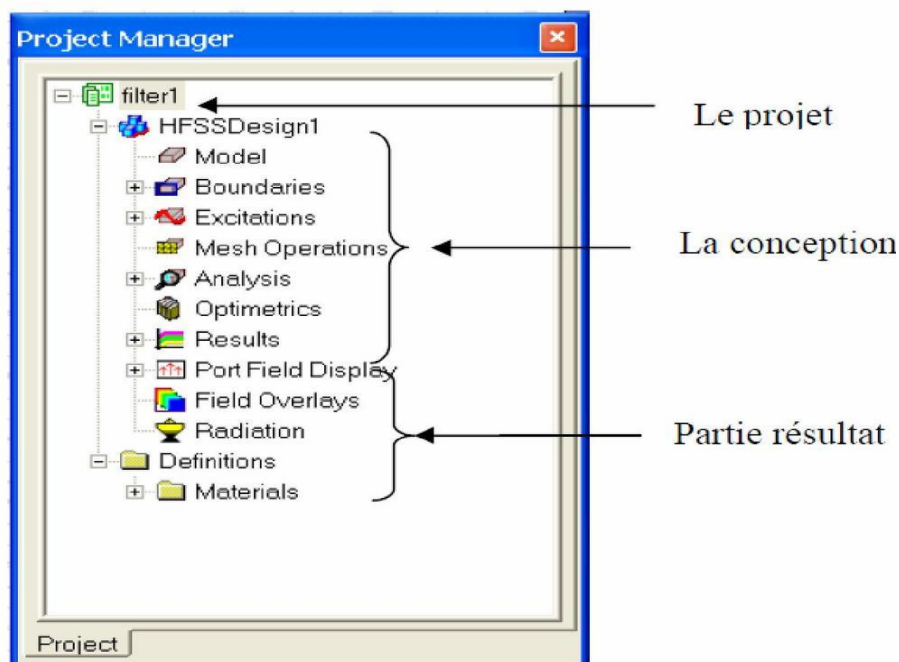


Fig III.2 : L'arbre de gestion d'une structure sous HFSS.

III.3 La méthode d'analyse :

Il existe beaucoup de méthode numérique dite aussi méthode rigoureuses elle sont issues des méthodes électromagnétiques :

- La méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM)
- La méthode des moments (MOM)
- La méthode des différences finies (FDT)
- La méthode des éléments finis (FEM)
- La technique d'intégration finie (FIT)

III.4 Méthode des éléments finis :

La méthode utilisée dans HFSS consiste à diviser automatiquement la géométrie du modèle en un grand nombre de tétraèdres. Pour calculer la valeur d'un vecteur champ (E ou H) en un point à l'intérieur d'un tétraèdre, on utilise une interpolation des valeurs des champs aux sommets du tétraèdre. Ainsi, en représentant les champs de cette manière, HFSS effectue des calculs séparés pour chaque élément en utilisant des critères de convergence définis.

la méthode des éléments finis est une technique numérique plus puissante qui permet de gérer des géométries plus complexes et des milieux inhomogènes, elle consiste en une division des régions en éléments géométriques [31].

Les champs sont ensuite exprimés aux coins et aux points nodaux de chaque élément. Il suffit ensuite de faire la somme des contributions sur tous les éléments pour obtenir la matrice complète des valeurs des champs. Les équations différentielles du champ sont transformées en un ensemble d'équations algébriques linéaires. Cette méthode permet un traitement plus simple des guides non homogènes et des guides à structure complexe [31].

L'analyse par éléments finis se fait en quatre étapes :

- discrétisation de l'environnement en un nombre fini de sous-régions.
- dérivation des équations.
- assemblage de tous les éléments de l'environnement.
- résolution du système d'équations obtenu.

III.5 Logiciel de simulation Micro-Wave Office :

Micro-Wave Office design Suite, est une solution logicielle permet de créer des conceptions de circuits complexes pour l'électronique haute fréquence composée de structures linéaires, non linéaires et électromagnétiques (EM) avec un haut degré d'automatisation de la conception. Construisez facilement votre schéma à partir d'une bibliothèque de composants, définissez les paramètres des composants et générez une représentation de mise en page adaptée aux RF dans un seul environnement. Effectuez une analyse rapide et précise de votre conception en utilisant les effets linéaires et non linéaires (série Volterra), l'analyse électromagnétique (EM) et l'analyse de l'équilibre harmonique des circuits extrêmement non linéaires (APLAC) ou utilisez d'autres moteurs de simulation si nécessaire. Microwave Office dispose de capacités de réglage et d'optimisation en temps réel. Après une simulation initiale, vous pouvez modifier les paramètres à l'aide d'un curseur et voir un retour direct des courbes. La demande d'une fonctionnalité accrue entraîne des structures plus complexes dans les cartes de circuits imprimés (PCB) modernes à haute fréquence, comme :

- Dispositifs RF (amplificateurs, filtres).
- Radar.
- Applications de communication.
- Analyse des composants montés en surface sur les PCB.
- Interconnexion des lignes de transmission.
- Éléments passifs intégrés et distribués.

III.6 Fiche Technique:

- Entrée de schémas/layout.
- Simulation de circuits linéaires et non-linéaires.
- Analyse EM → Synthèse, optimisation et analyse de rendement.
- Vérification des règles de conception/layout vs. Schematic (AWR Design) Kits de processus de conception (PDKs) d'un large éventail de fonderies.

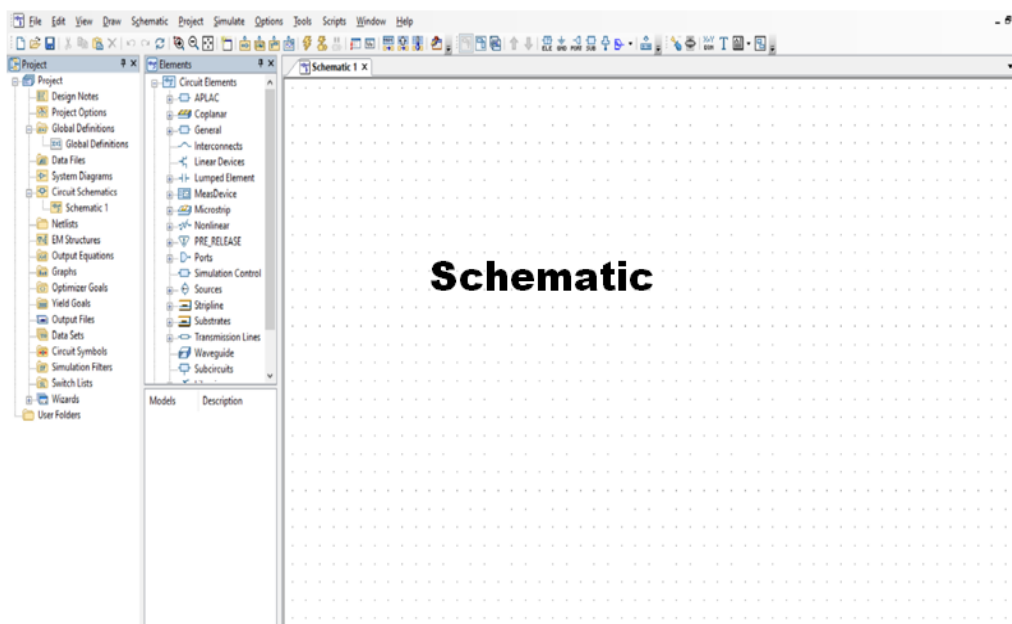


Fig III.3 :Interface d'un logiciel micro-Wave office.

III.7 Théorie de la conception des filtres volumiques :

Les filtres volumiques en guides d'ondes sont des filtres sélectifs qui présentent de faibles pertes d'insertion grâce à leur fort coefficient de qualité à vide. la minimisation des coûts de développement et les réglages post-fabrication se réalise en particulier grâce à une modélisation électromagnétique rigoureuse des filtres envisagés.

III.7.1 Filtre passe bande à base d'un circuit électronique :

La conception des filtres passe bandes à base des circuits électroniques se repose sur les étapes suivantes :

- Spécifications de cahier de charge : type de filtre, l'ordre de filtre n , le niveau d'ondulation du filtre, la bande passante de filtre BW , la bande passante relative FBW , la fréquence de coupure et la fréquence centrale.
- Détermination des valeurs des éléments g_i .
- Calcul des éléments de couplage $M_{i,i+1}$ et les facteurs de qualités externes (Q_{e1} et Q_{en}) qui sont liés aux éléments g_i .
- Calcul des éléments localisés $R_0L_0C_0$ de résonateurs.
- Calcul des impédances en série de circuit équivalent à éléments localisés.

III.7.2 Cahier de charge du filtre :

Paramètres	Valeur
L'ordre de filtre (Nombre de pôles)	04
Type d'approximation	Tchebychev
Fréquence centrale f_0	10.50GHz
Bande passante(BW) à -3 dB	950 MHz
Amplitude de l'ondulation LAr (passband ripple)	0.04321 dB
L'atténuation	< -20 dB

III.7.3 Réponse fréquentielle du filtre passe bande idéale :

Nous avons commencé la conception du filtre d'ordre 4 par une étude sur une technologie volumique. Nous avons choisi la technologie en guide d'onde, connaissant l'ondulation maximale de 0.04321 dB et les spécifications définies dans le cahier de charge, nous obtenons les coefficients g_i ($i=1-4$) du prototype passe-bande du filtre de type Tchebychev :

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008

En utilisant les spécifications définies dans le cahier de charge, la matrice et les facteurs de qualités externes pour les résonateurs couplés sont calculés à partir de :

Bande passante relative :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 6.597344 \quad FBW = \frac{BW}{f_0} = 0.095 = 9.5\% \quad (III.1)$$

Facteur de Qualité:

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{FBW} = \frac{1 * 0.9314}{0.095} = 9.8042 \quad (III.2)$$

Les coefficients de couplages :

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (III.3)$$

M_{12}	M_{23}	M_{34}	$Q_e = Q_s$
0.0978	0.0718	0.0978	9.8042

Le filtre passe-bande et la matrice de couplage peuvent être représentés de manière plus synthétique par un graphe dans lequel chaque cercle indique un résonateur et chaque branche correspond à un couplage. Le couplage direct est le couplage entre deux résonateurs voisins (Figure III.4)



Fig III.4 : Graphe de couplage d'ordre 4 du filtre

III.7.4 Matrice de couplage :

Synthèse de ce cahier charge donne un ordre de quatre (4) et la matrice de couplage suivante :

$$[m] = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.0978 & 0 & 0 \\ 0.0978 & 0 & 0.0718 & 0 \\ 0 & 0.0718 & 0 & 0.0978 \\ 0 & 0 & 0.0978 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

III.7.5 Circuit équivalent du filtre:

Les spécifications de filtre se traduisent par des éléments de la matrice de couplage souhaités $M_{i,i+1}$, Q_{e1} et Q_{e2} . Le schéma de circuit pour ce filtre est représenté dans la figure III.5, où les éléments localisés $R_0L_0C_0$ représentent les quatre résonateurs synchroniquement accordés et les lignes de

transmission quarte d'onde, qui ont une longueur électrique $EL = \pm 90^\circ$ à la fréquence centrale f_0 ,
 Les paramètres de conception correspondante pour le filtre passe-bande sont:

Les éléments localisés $R_0L_0C_0$ de résonateurs :

$$L_0 = \frac{Z}{\omega_0 Q_e} 10^9 nH = 5.0372 \text{ nH} \tag{III.5}$$

$$C_0 = \frac{Z}{\omega_0 Q_e} 10^{12} pF = 4.5611 \text{ pF} \tag{III.6}$$

$$R_0 = 100000 \Omega$$

Les impédances des résonateurs:

$$Z_{i,i+1} = \frac{Z}{Q_e M_{i,i+1}} \tag{III.7}$$

Lorsque $Z_0 = 50\Omega$ est l'impédance d'alimentation au niveau des ports d'E/S :

$$Z_{12} = 58.8889\Omega, Z_{23} = 76.6390\Omega, Z_{34} = 58.8876\Omega$$

III.8 Schéma équivalent sous AWR :

Le prototype de filtre passe-bande s'opère à l'aide de l'impédance caractéristique des lignes de résonateurs quart d'onde positive, et circuit résonant $R_0L_0C_0$ parallèle. Après le calcul des éléments des branches séries et parallèles, le circuit équivalent du filtre est illustré sur la figure III.5

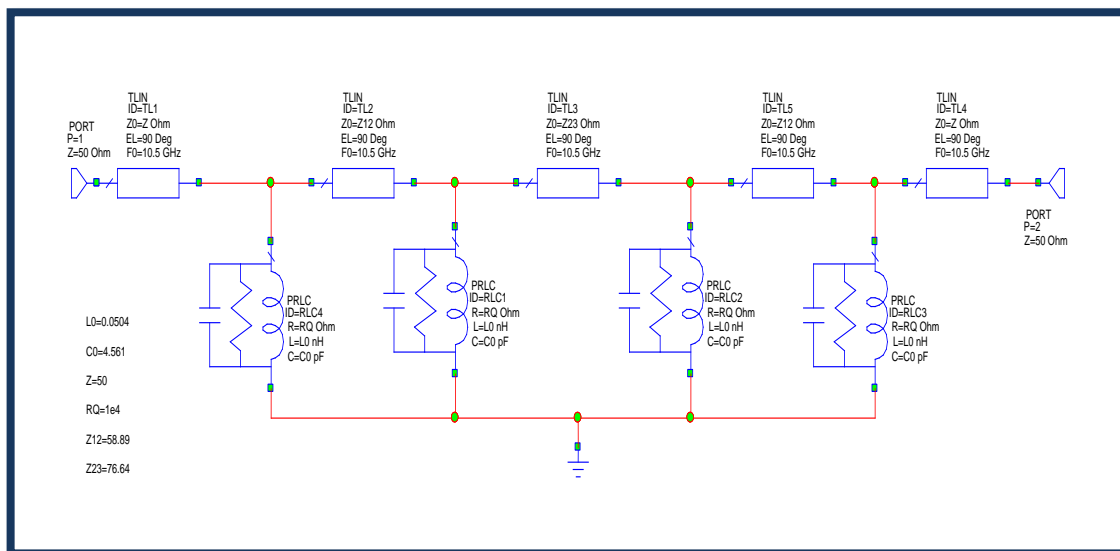


Fig III.5 : Circuit schématique proposé du filtre passe-bande micro-ondes d'ordre 4 à circuitré résonant $R_0L_0C_0$ parallèle.

La réponse fréquentielle répond à la matrice de couplage de notre filtre à bande étroite d'ordre 4, centrée sur la fréquence centrale 10.50 GHz est présenté des pertes de réflexion de -20 dB dans cette bande. Les réponses idéales en transmission et en réflexion du circuit en éléments équivalents localisés analysé avec Microwave office (Design Environnement AWR) sont représentées sur la figure III.6.

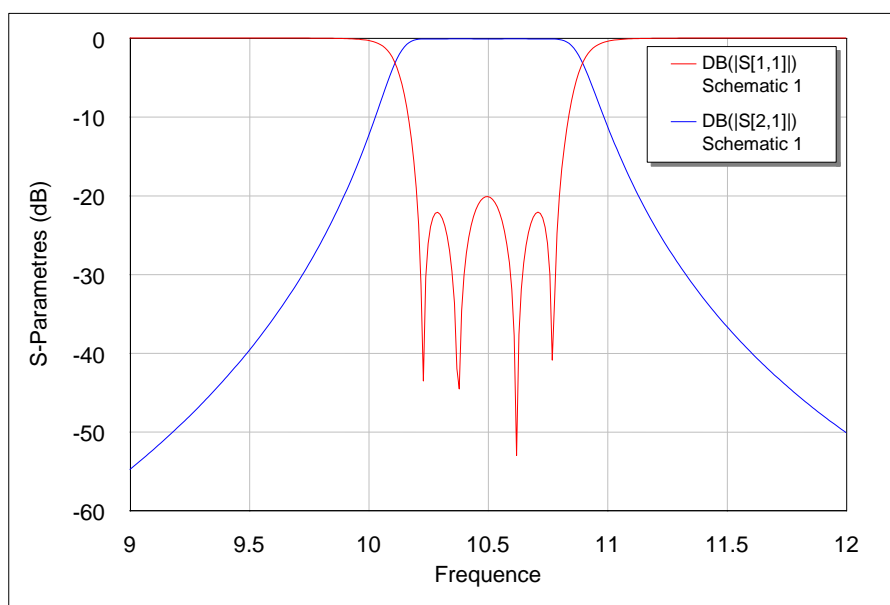


Fig III.6 : Réponse idéal du filtre passe-bande Tchebychev d'ordre 4.

III.9 Les dimensions :

Lorsqu'il s'agit de concevoir un filtre volumique utilisant des simulations électromagnétiques pleine onde, il est avantageux, d'un point de vue computationnel, de diviser le filtre en plusieurs parties qui sont simulées individuellement par le logiciel de simulation électromagnétique. Cela permet d'extraire les paramètres de conception souhaités en fonction d'une matrice de couplage générale. Par la suite, ces parties sont combinées pour obtenir la réponse globale du filtre. Cette approche de conception assistée par ordinateur (CAO) est particulièrement efficace pour la conception de filtres à bande étroite. Un exemple concret est illustré à la figure III.7, qui représente un filtre à couplage direct à quatre pôles.

III.10 Extraction de Q_e d'un résonateur volumique

La structure utilisant une ligne coaxial illustrée sur la figure(III.7) est typique pour le filtre volumique a résonateurs couplés. La ligne de couplage généralement d'impédance caractéristique 50Ω est relie au résonateurs et le facteur de qualité est contrôle par la longueur d_{co} et d_{ci} :

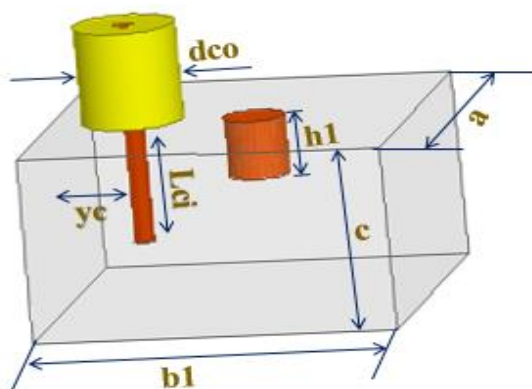


Fig III.7 : Structures de couplage a ligne coaxiale pour les filtres volumique à résonateur couples.

Après avoir simulé la réponse fréquentielle du résonateur pour une longueur d_{co} et d_{ci} fixe , nous avons dans la figure suivante la phase de coefficient de réflexion S_{11}



Fig III.8 : Réponse en phase du résonateur volumique pour le dimensionnement du facteur de qualité.

La valeur de facteur de qualité déterminé par la phase de S_{11} est :

$$Q_e = Q_s = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{10.60}{11.19 - 10.22} = 10.92 \quad (\text{III.8})$$

III.10.2 Extraction de Q_e d'un résonateur volumique doublement chargé :

La structure utilisant d'extraction du coefficient de qualité du résonateur volumique doublement chargé est montrée sur la figure (III.9), la ligne d'excitation généralement d'impédance caractéristique 50 ,alors que la ligne de charge est faiblement couplée au résonateur.

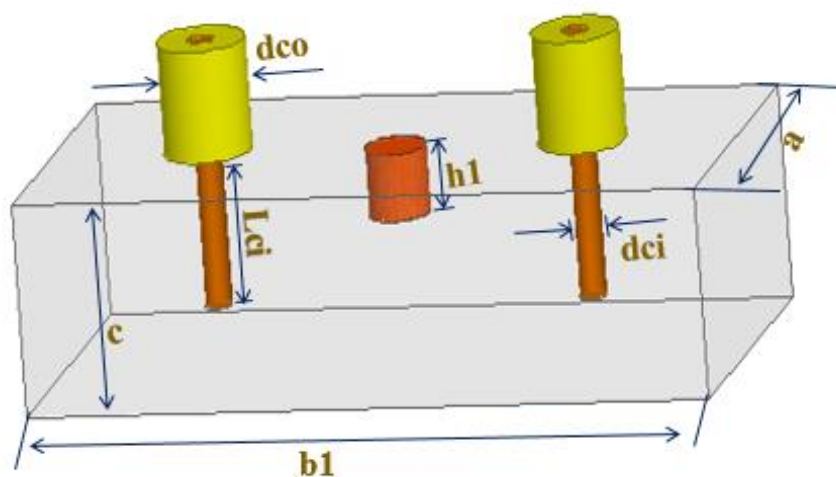


Fig III.9 : résonateur doublement chargé pour l'extraction du coefficient de qualité.

A l'aide de l'logiciel HFSS, on obtient la courbe de premier résonateur suivante :

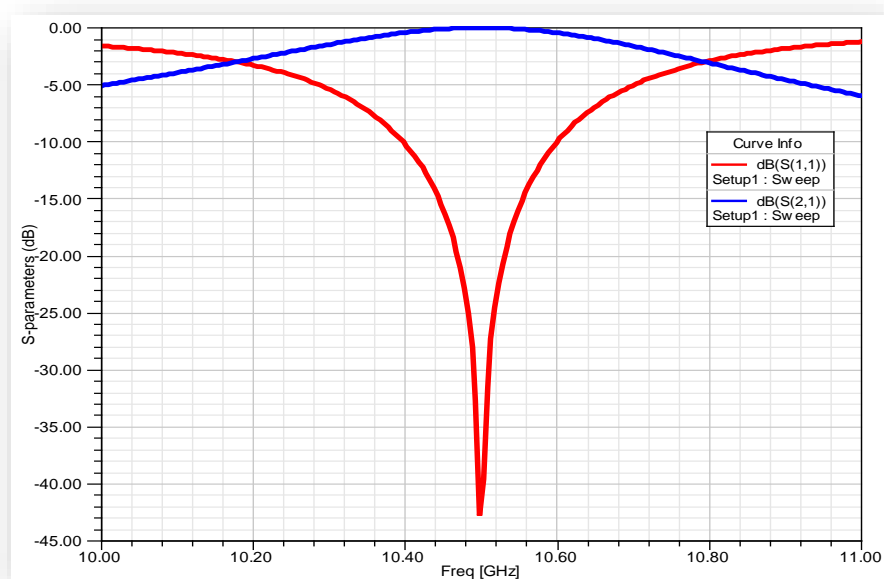


Fig III.10 : Réponse fréquentielle de un résonateur et doublement chargé.

III.10.2.1 Extraction de Q_e par retard de groupe (group Delay):

On a déterminé le facteur de qualité par le retard de groupe de coefficient de réflexion S_{11} le résultat de retard de groupe est illustré dans la figure (III.11) :

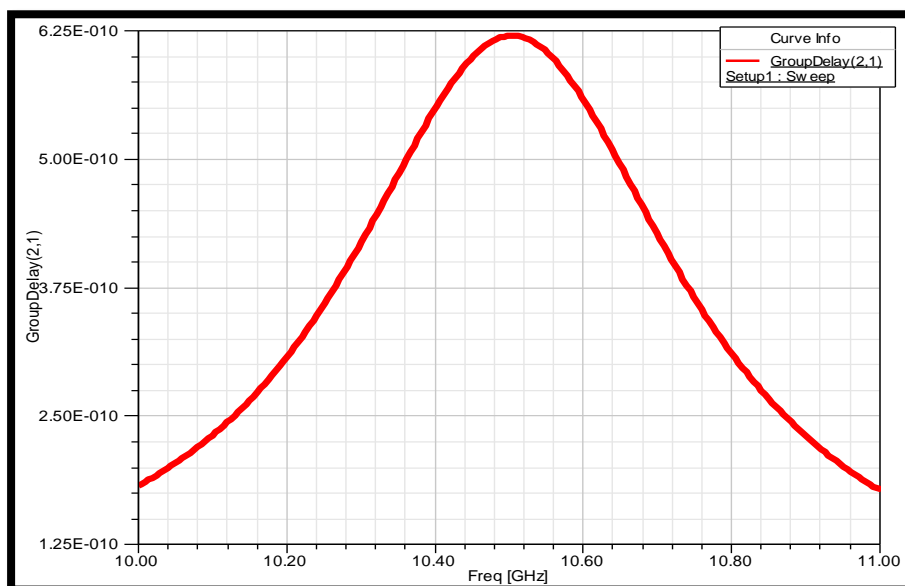


Fig III.11 : réponse en transmission du résonateur volumique doublement chargé pour le dimensionnement du facteur de qualité.

Les valeurs du retard de groupe et de coefficient de qualité a la fréquence de résonance sont calculés a partir de la courbe de la figure (III.11), et sont estimés à :

$$Q_e = Q_s = \frac{\omega_0 \tau_{s21}(\omega_0)}{4} = \frac{2 * \pi * 10.5 * 10^9 * 6.25 * 10^{-10}}{4} = 10.30 \quad (\text{III.9})$$

- Les deux méthodes de calcul du coefficient de qualité donnent le même résultat.

Le tableaux ci-dessous présente les valeurs de plusieurs itérations pour calculer le coefficient de qualité en variant la longueur de la sonde **Lci**:

Tableau III.1 :Calcul de facteur de qualité de plusieurs itération.

Itération	Lci	f ₀ (GHz)	Q _e
1	6	10.77	8.45
2	6.5	10.62	9.17
3	7	10.50	10.38
4	7.5	10.40	11.75
5	8	10.32	13.44
6	8.5	10.24	15.59
7	9	10.16	19.46

La figure ci-dessous représente les résultats du tableau (III.1) tracés sous l'environnement origine.

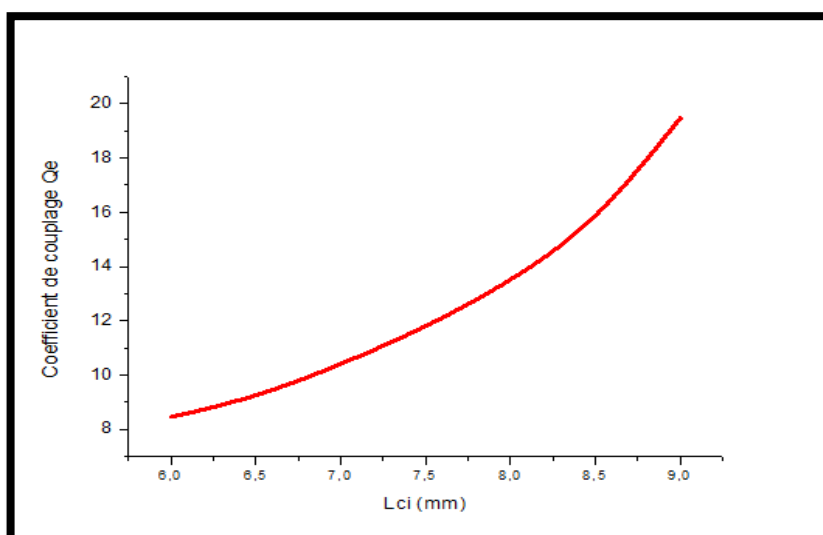


Fig III.12 : Facteur de qualité en fonction de la longueur Lci.

La courbe de Q_e par rapport à L_{ci} peut être obtenue, comme le montre la figure III.12. Dans ce cas, comme L_{ci} augmente, la ligne dérivée est déplacée vers le résonateur et donc le couplage de la source est plus faible de sorte que le Q_e augmente.

III.10.3 Extraction de coefficient de couplage :

Le couplage entre deux résonateurs dépend de la distance qui les sépare. En effet, lorsque deux résonateurs sont proches l'un de l'autre, leurs résonances sont perturbées à cause du couplage qui les relie. Le simulateur HFSS est utilisé pour calculer la fréquence de résonance des modes pairs et impairs. Le coefficient de couplage inter-résonateurs, noté (k), est donné par la formule suivante :

$$K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (\text{III.10})$$

III.11 Le coefficient de couplage entre résonateurs :

L'extraction du coefficient de couplage entre les deux résonateurs est réalisée en couplant les entrées d'excitation et de charge aux deux résonateurs, ce qui permet d'obtenir deux pics de résonance. La structure de couplage est illustrée dans la figure suivante :

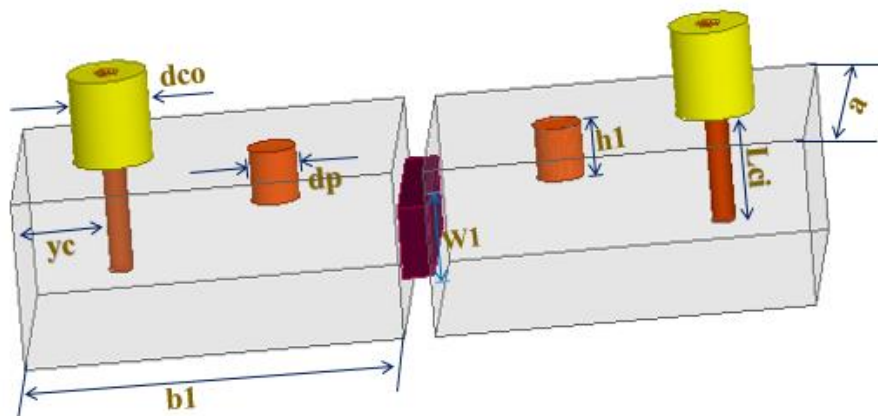


Fig III.13 : Structure de deux résonateurs couplés (le premier et deuxième).

La réponse en fréquence de la structure dans la figure simulée ci-dessous montre les deux pics de résonance utilisés pour évaluer le coefficient de couplage entre le premier et le deuxième résonateur.

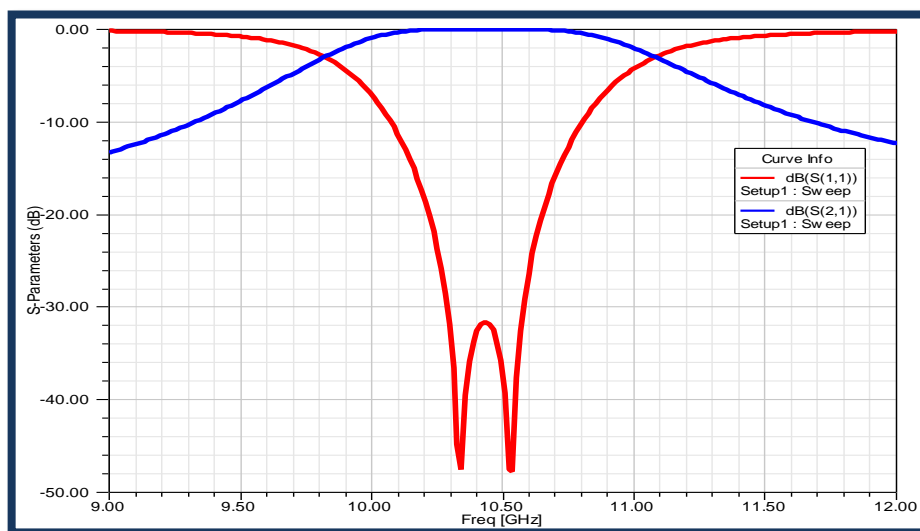


Fig III.14 : Réponse fréquentielle entre résonateurs première e deuxième résonateur.

Le tableau ci-dessus présente les valeurs de plusieurs itérations pour calculer le coefficient de couplage en variant la longueur W :

W(mm)	f_2	f_1	$f_2^2 - f_1^2$	$f_2^2 + f_1^2$	K
1.5	10.4774	10.2513	4.6867	214.8650	0.02181
1.7	10.5175	10.2914	4.7004	216.5307	0.02172
1.9	10.5226	10.3266	4.0864	217.3637	0.01879
2.1	10.5377	10.3417	4.0923	217.9900	0.01877
2.3	10.5678	10.3719	4.1020	219.2547	0.01870
2.5	10.5829	10.4020	3.7961	220.1990	0.01723

La figure ci-dessous présente le coefficient de couplage (M_{12}) en fonction de W :

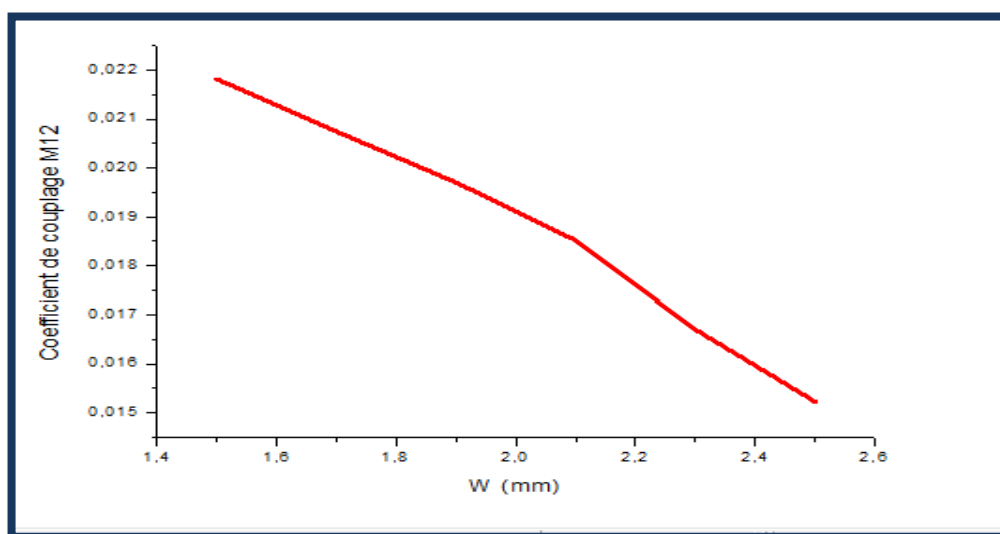


Fig III.15 : Courbe de conception pour le coefficient de couplage M_{12} en variant le W.

La figure III.15 montre la courbe de conception du filtre passe bande pour le coefficient de couplage M_{12} . On remarque que plus l'espace W est grand, plus le coefficient de couplage M_{12} est faible.

III.12 Conception EM du filtre passe bande en technologie volumique :

III.12.1 Filtre à couplage direct :

La topologie de notre filtre passe bande d'ordre 4 est présentée sur la figure (III-16), les quartes résonateurs sont couplés entre eux à l'aide d'un guide onde rectangulaire, alors que les deux résonateurs d'extrémités sont couplés à l'excitation et à la charge au moyen de ligne coaxial d'impédance caractéristique de 50Ω . Les résonateurs 1 et 4 sont les résonateurs d'entrée et de sortie (I/O), respectivement, et il existe un couplage direct entre eux.

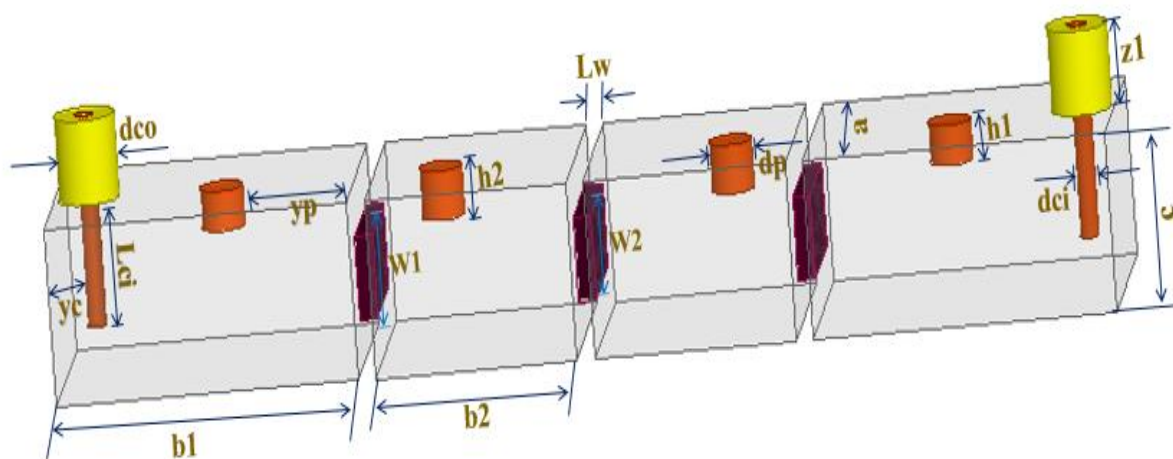


Fig III.16 : Structure 3D d'un filtre volumique à résonateurs couplés d'ordre 4.

Afin de valider la méthode de conception proposée, un filtre passe-bande de type Tchebychev quatrième ordre à couplage direct avec les mêmes spécifications que dans la figure précédente (avec la fréquence centrale $f_0 = 10.50$ GHz, une bande passante de 950MHz et de retour perte de $R = -20$ dB) cette fréquence est synthétisée sous logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator). La simulation est donnée sur la figure ci-dessous :

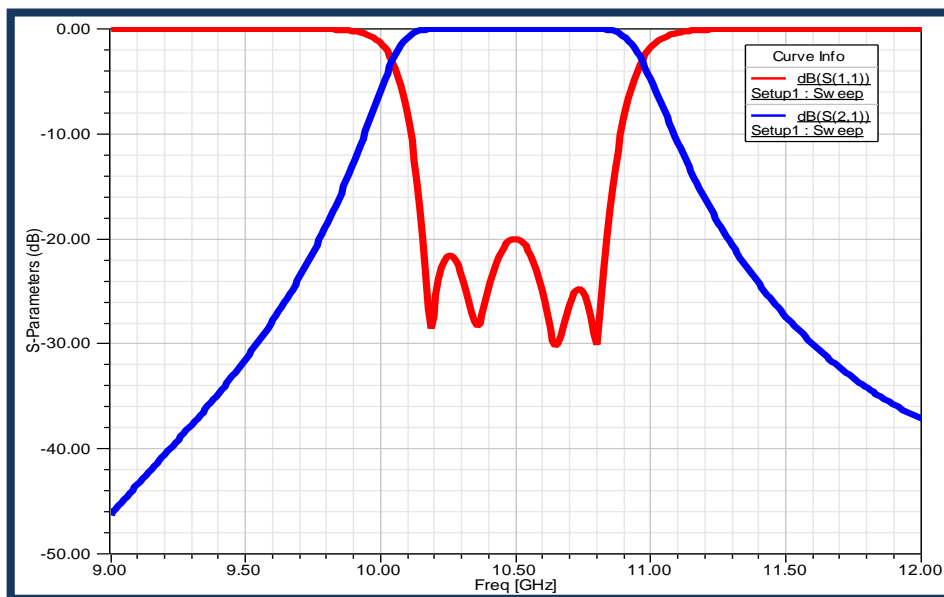


Fig III.17: Simulation du filtre volumique de quatre résonateurs.

III.12.2 La conception Electromagnétique du filtre appliqué :

Les dimensions en (mm) de la structure initiale du filtre sont présentées dans le tableau ci-dessous:

Tableau III.2 : Dimensions du filtre passe bande.

Paramètres	w2	Lw	A	b2	C	Yp	dp	h2	
Valeurs	10	0.9	18	16	10.6	10.8	3.4	2.9	
Paramètres	Yc	Bw	Dci	Lci	b1	z1	Dco	h1	w1
Valeurs	2.69	5	3.32	7.6	24	2.79	4.8	2.38	10.07

III.13 Résultats des différents topologie d'un filtre passe bande:

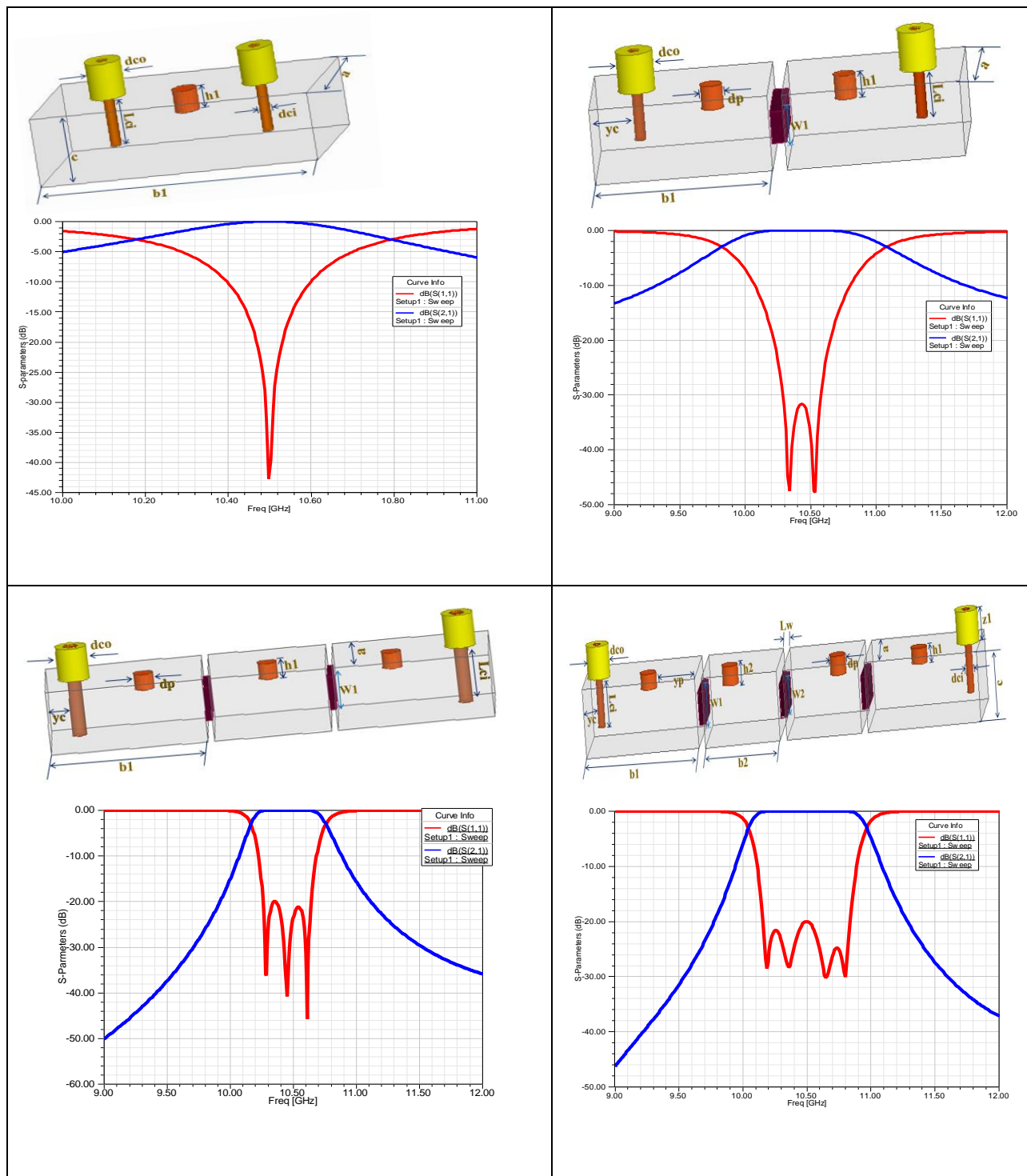


Tableau III.3 : Les différents topologie et les réponses fréquentielle d'un filtre passe bande.

III.14 L'effet de variation dp et h_1 et h_2 sur la réponse fréquentielle du filtre d'ordre 4 :

La première étude paramétrique montre l'influence de la variation dp sur les résultats de simulation (figure III.18). Lorsque la variation dp augmente (la longueur du diamètre des cylindres), nous constatons une diminution de la bande passante, ce qui signifie un décalage de la bande passante vers la gauche. Nous pouvons voir aussi que le meilleur résultat nous avons obtenu est à la valeur $dp=3$ mm de pertes de réflexion au-dessous de -20 dB est bande passante comprise entre 10.09 GHz et 10.97 GHz.

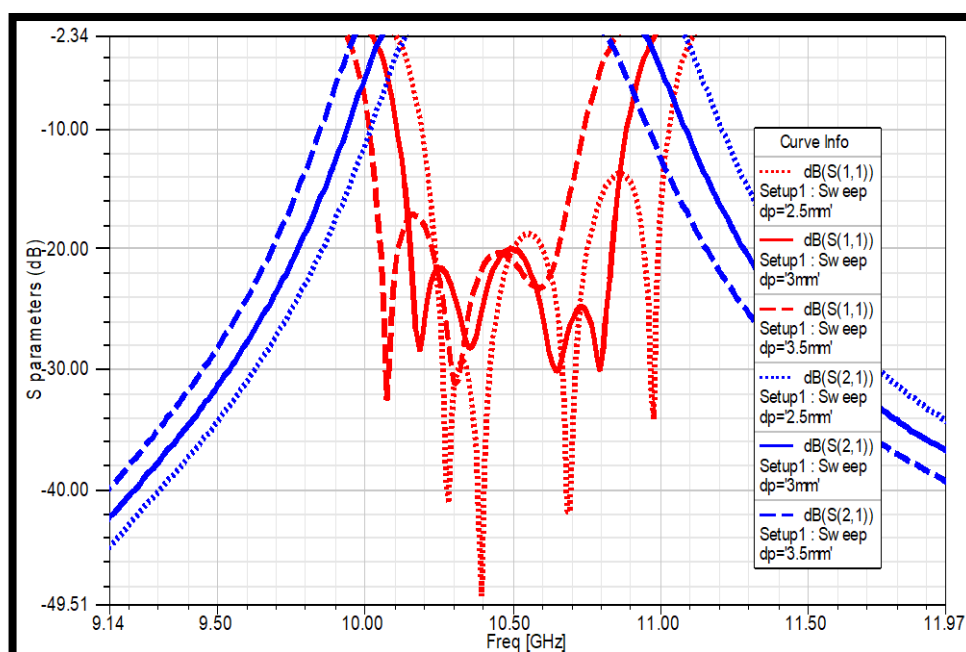


Fig III.18 : Résultats de simulation HFSS proposée avec l'effet de variation " dp ".

La figure (III.19) montre les résultats de simulation HFSS proposée avec différentes valeurs de la longueur du cylindre h_1 .

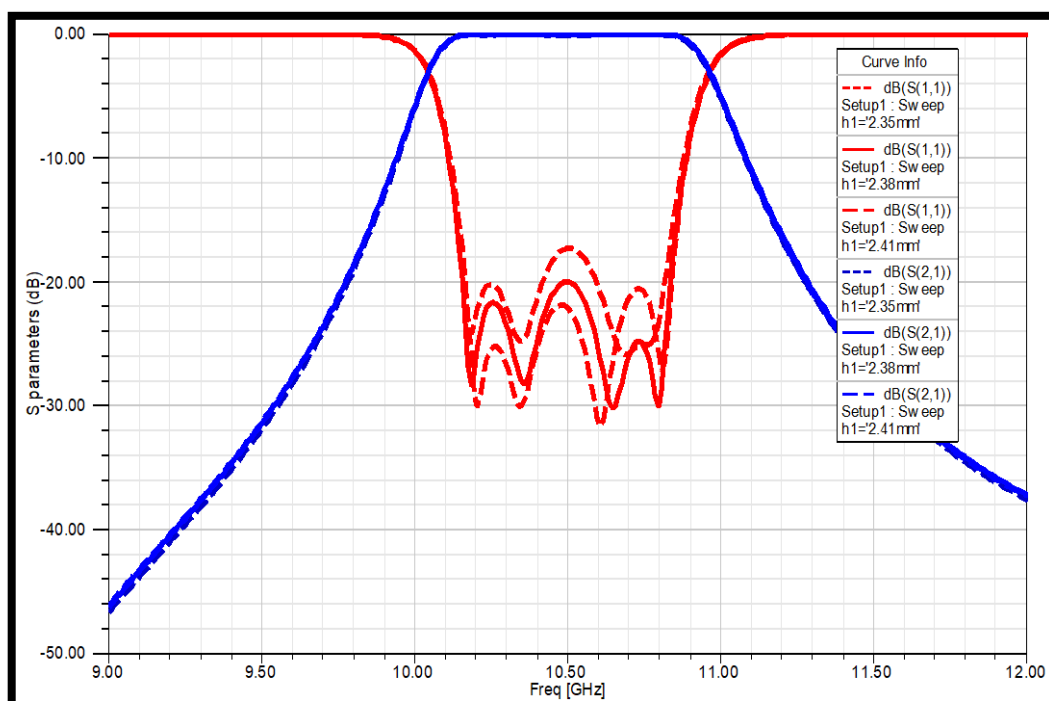


Fig III.19 : Résultats de simulation HFSS proposée avec l'effet de variation " h_1 ".

La figure (III.20) présente les résultats de simulation de la réponse fréquentielle en fonction de différentes valeurs de h_2 . Cette étude paramétrique met en évidence l'impact de la variation de la longueur du cylindre ' h_2 ' de deuxième cylindre. Nous observons lors que ' h_2 ' augmente, la bande passante décale vers la gauche, ce qui se traduit par une bande passante reste constante.

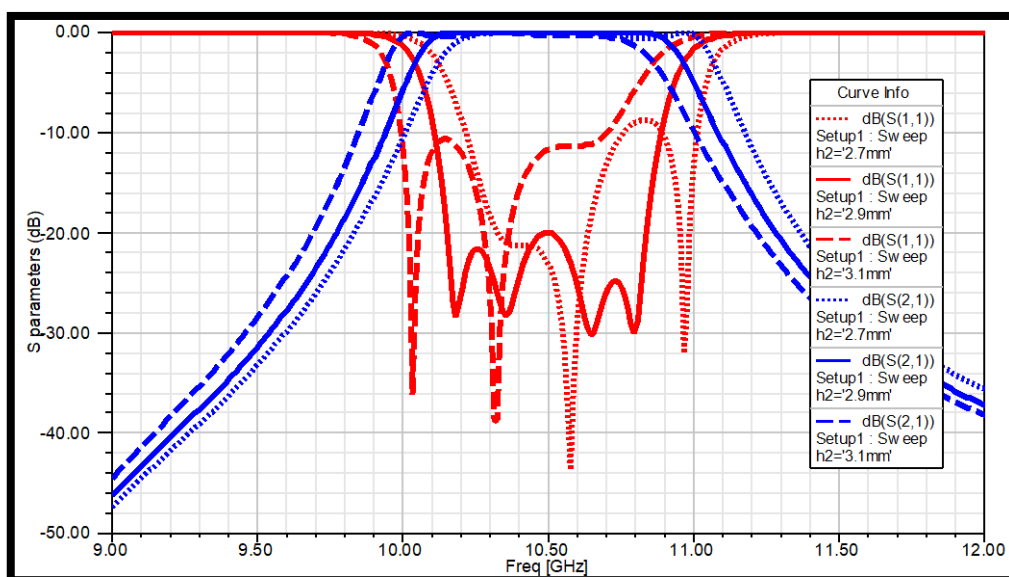


Fig III.20 : Résultats de simulation HFSS proposée avec l'effet de variation "h₂".

Nous procédons maintenant à la comparaison des résultats de simulation du filtre passe-bande d'ordre 4. À partir des observations précédentes, nous constatons une correspondance entre les deux ensembles de résultats. Il est remarquable que le coefficient de réflexion du filtre obtenu avec AWR est inférieur à -20 dB, tandis que le logiciel HFSS permet d'atteindre une bonne adaptation avec un coefficient de réflexion de l'ordre de -20 dB sur toute la plage de fréquences. Cette similitude entre les résultats des deux logiciels confirme la cohérence des performances du filtre passe-bande d'ordre 4.

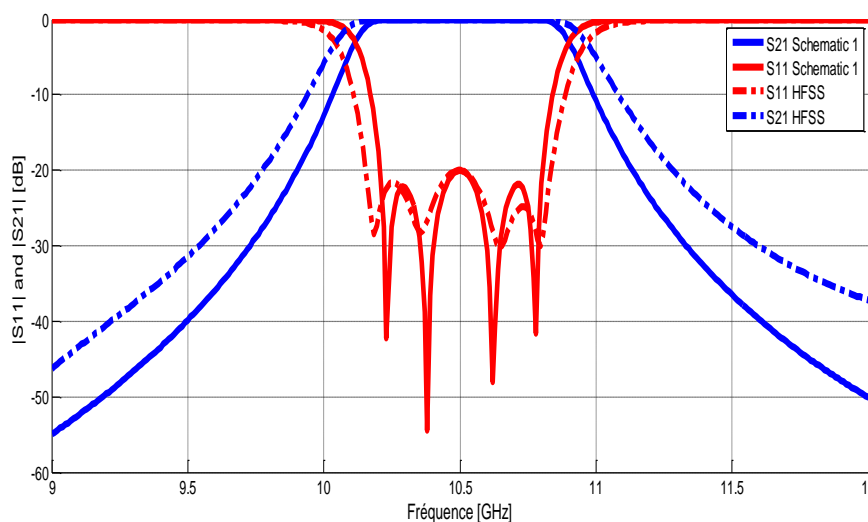


Fig III.21 : Résultats de simulation du Filtre passe-bande à couplage croisé avec logiciel HFSS.

La répartition du champ électrique et magnétique du filtre passe-bande proposé est illustrée à la Figure (III.22)

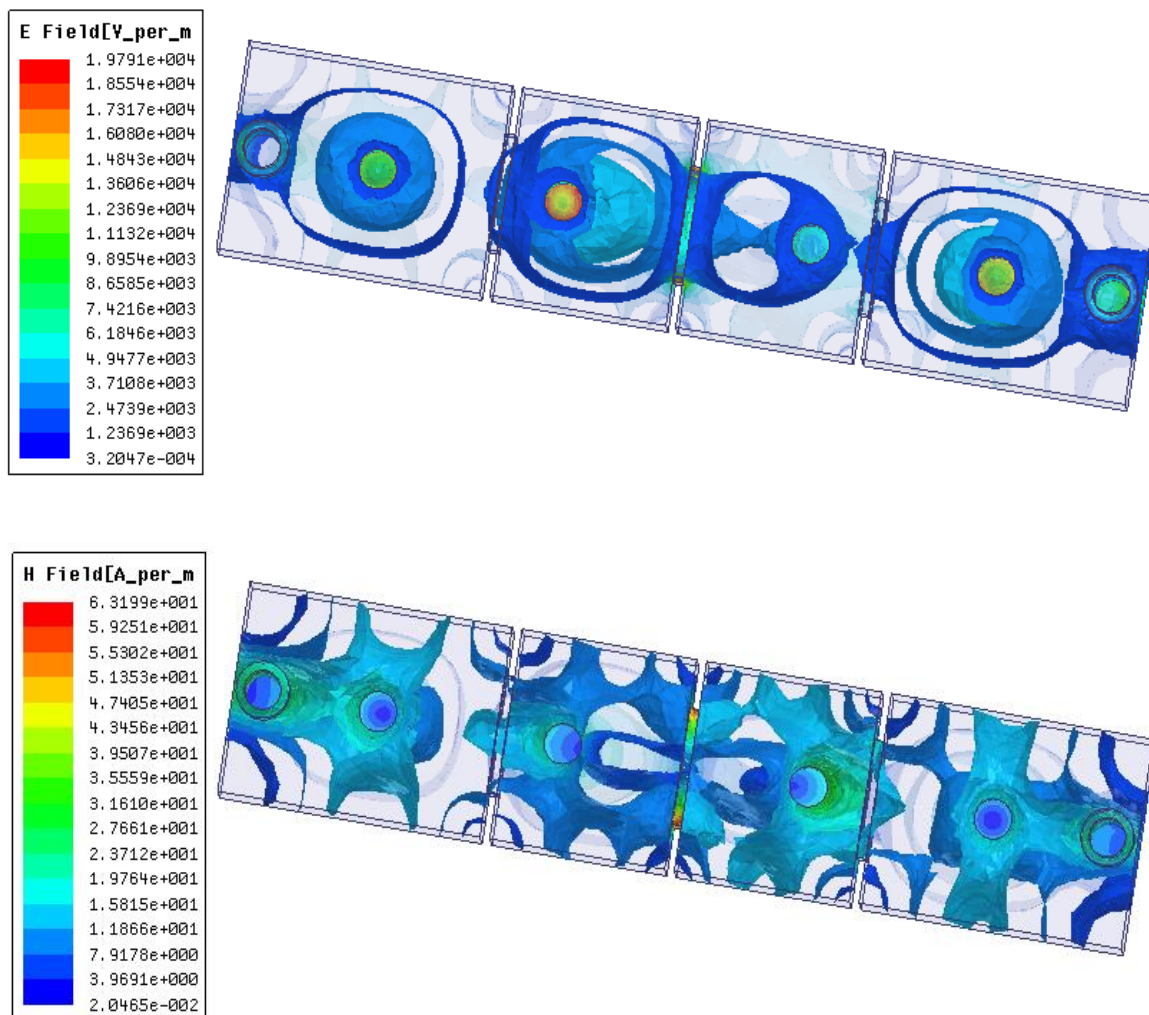


Fig III.22 : Distribution du champ électrique et champ magnétique du filtre passe-bande 4 ordre.

Les figures (III.22) illustrent respectivement la répartition des lignes du champ électrique et magnétique du filtre passe-bande .

La figure (III.23) représente la discrétisation de la géométrie du guide d'onde en éléments finis du filtre passe bande pour la fréquence 10.50 GHz.

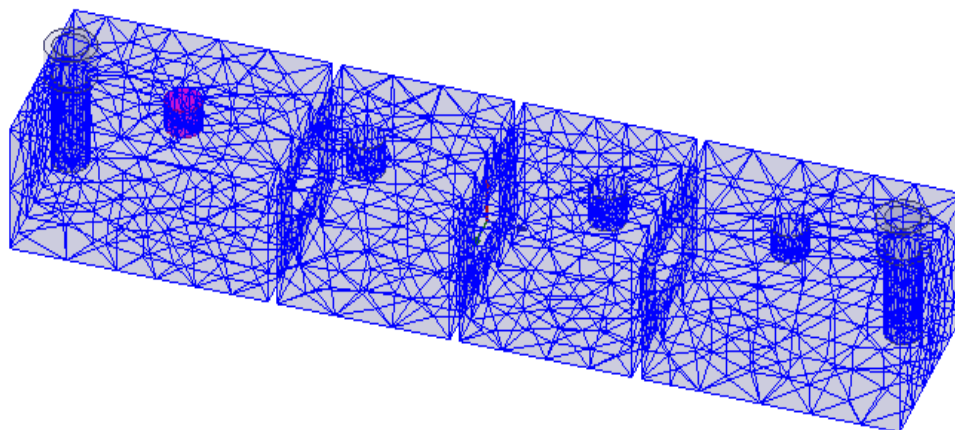


Fig III.23 : la discrétisation d'un filtre passe bande d'ordre 4 en éléments finis.

III.15 Conclusion :

Ce chapitre met en avant plusieurs prototypes originaux de filtres passe-bande volumiques à résonateurs couplés d'ordre 4. Dans la première partie de ce chapitre, nous sommes appuyés sur des équations analytiques pour calculer les différents paramètres de synthèse d'un filtre passe-bande, tels que la matrice de couplage, les coefficients de qualité et les dimensions géométriques initiales. Nous avons obtenu la réponse fréquentielle idéale de ce filtre en utilisant un circuit équivalent à éléments localisés tracé avec AWR Design Microwave Office.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, en utilisant le logiciel de simulation HFSS, nous avons présenté les résultats de simulation d'un filtre passe-bande volumique à couplage direct. Nous avons constaté que les résultats de simulation pour les filtres passe-bande proposés étaient satisfaisants, avec une bande filtrée s'étendant de 10,09 GHz à 10,97 GHz et une fréquence centrale de 10,50 GHz. Nous avons également observé une bonne cohérence entre les courbes de simulation obtenues avec HFSS et celles obtenues avec AWR Design. Cette structure de filtre présente un potentiel intéressant pour répondre aux besoins des communications mobiles.

En conclusion, ce chapitre a permis de présenter différents prototypes originaux de filtres passe-bande volumiques à résonateurs couplés d'ordre 4. La première partie s'est concentrée sur les calculs analytiques des paramètres de synthèse, tandis que la deuxième partie a mis en évidence les résultats de simulation obtenus avec HFSS. Les performances des filtres proposés sont encourageantes, avec une bande filtrée bien définie et une correspondance satisfaisante entre les courbes de simulation et de réalisation. Ces filtres offrent des perspectives prometteuses pour répondre aux exigences des systèmes de communication mobiles.



Conclusion générale



Conclusion Générale

Conclusion Générale

Les filtres micro-ondes de différents types (passe-haut, passe-bas, passe-bande et coupe-bande) sont conçus à l'aide de deux approches principales. La première consiste à utiliser une matrice de couplage pour décrire les interactions entre les résonateurs du filtre, en utilisant un facteur de couplage M . La deuxième approche utilise des prototypes passe-bas réalisés sous forme de circuits électriques comprenant des résonateurs et des inverseurs en éléments localisés. Ces circuits sont conçus à partir d'une fonction de transfert obtenue grâce à des méthodes d'approximation mathématique du filtrage. Ces deux approches offrent des méthodes efficaces pour la synthèse de filtres micro-ondes en fonction des besoins spécifiques des applications.

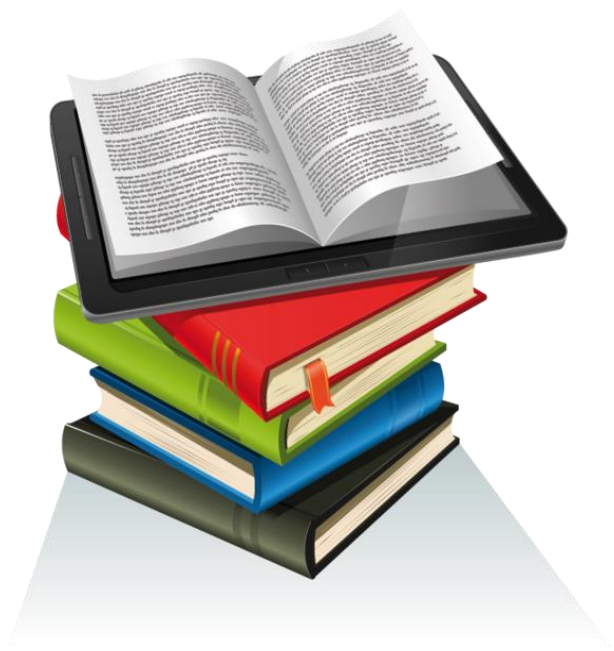
Ce mémoire s'est concentré sur la conception d'un filtre passe-bande à résonateur couplé d'ordre 4 en utilisant la technologie volumique et la technique de matrice de couplage. La technologie volumique, qui est l'une des plus anciennes dans le domaine du filtrage hyperfréquence, continue d'être largement utilisée aujourd'hui, y compris dans les applications spatiales. Cette technologie est appréciée pour ses performances électriques remarquables et sa capacité à supporter de fortes puissances, ce qui en fait un choix attractif pour les communications spatiales et d'autres applications exigeantes. Ce projet a permis de concevoir un filtre répondant aux exigences de performance et de fiabilité requises, démontrant ainsi l'efficacité de la technologie volumique dans le domaine du filtrage hyperfréquence.

Le premier chapitre de ce mémoire aborde les notions fondamentales des filtres en général. Une étude détaillée des différents types de filtres, tels que Butterworth et Tchebychev, a été réalisée. Les réponses en fréquence de ces filtres ont été calculées, et il a été observé que plus le nombre d'ordre de la fonction de transfert augmente, plus le filtre se rapproche du cas idéal correspondant. Les principales étapes de la synthèse de filtres passe-bande passifs ont également été décrites dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre a abordé brièvement les guides d'ondes rectangulaires et le comportement des champs électriques à l'intérieur de ceux-ci. Nous avons également présenté les modèles analytiques des discontinuités ainsi que les équations de propagation du champ électromagnétique. De plus, nous avons rappelé les différentes catégories de filtrage volumique.

Le troisième chapitre a été consacré à la présentation, à la conception et à l'analyse d'un filtre passe-bande d'ordre 4 fonctionnant dans la bande X. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons examiné la synthèse de ce filtre en utilisant des équations analytiques telles que le facteur de qualité et les coefficients de couplage, qui permettent de réaliser un circuit équivalent à éléments localisés. Ensuite, nous avons procédé à la conception et à la simulation de notre filtre, qui présente une bande passante de 10,09 GHz à 10,97 GHz avec une fréquence centrale de 10,50 GHz.

En conclusion, nous espérons que ce travail modeste servira de base et sera poursuivi par de futurs ingénieurs dans la conception d'autres fonctions hyperfréquences. Nous souhaitons que les résultats et les connaissances présentés ici puissent contribuer au développement continu de la discipline et être une source d'inspiration pour de nouvelles avancées dans le domaine des technologies hyperfréquence.



Références

Références bibliographiques

- [01]** KHIREDDINE Hana " Etude et conception d'un filtre RF ULB pour des applications en télécommunications", Mémoire de MASTER en système de telecommunication de l'université de M'SILA, 2018/2019.
- [02]** Ghrieb, A "Etude pratique de la filtration d'une eau chargée de bentonite par filtre presse à cadres et à plateaux" , 2014.
- [03]** K. Filali et S.Bekhtaoui "Etudes et simulation d'un filtre passe bande pour des applications radiofréquences", Mémoire de MASTER en Microélectronique de l'université de Tizi-Ouzou , 26/09/2018.
- [04]** ZOUAOUI, C., et MELIANI, N. S " Étude et implémentation d'un système de détection de fuite d'eau base sur un modèle développé ",Thèse de Doctorat de l'Université de M'sila, 2022.
- [05]** Pallavisini, A " Système d'interférences radiofréquences pour la cryptographie par chaos appliquée aux transmissions hertziennes",Thèse de Doctorat en Télécommunication de l'Université de Franche-Comté,2007.
- [06]** Zegdou Maha Rekia et Hassani Mokhtaria " Simulation et optimisation d'un filtres passe-bandes a iris inductifs en technologie Substrat Integrated Waveguide «SIW»" , Mémoire de MASTER en en système de telecommunication de l'université de Saida , 15/09/2020.
- [07]** K. NOURI "Conception, Réalisation et Caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologies guides d'ondes et SIW Application aux systèmes de communication",Thèse de Doctorat en Télécommunication de l'Université de Tlemcen, Décembre 2008.
- [08]** Bouchachi Islem "Application aux filtres en guides d'ondes rectangulaires métalliques », Thèse de Doctorat de université des Frères Mentouri Constantine 1,2017.
- [09]** M. CHAWBET "Filtres micro- ondes à résonateurs diélectrique ",Thèse de Doctorat de l'université de Limoges,Juillet 1987.
-

- [10]** I.Hamza " Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS - Application à la synthèse de filtres " Thèse de Doctorat de l'université de Joseph Fourier, 13 Novembre 2009.
- SALIMA. S " Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications",Thèse de Doctorat en Télécommunication de l'Université de Tlemcen, 2013.
- [11]**
- [12]** BENHABI M.K "Conception et simulation des filtres en technologies des guides d'ondes pour les systèmes de Télécommunications", Mémoire de MASTER en telecommunication de l'université de Tlemcen,25/06/2019.
- [13]** AISSIOUI M.M "étude et Conception des filtres micro-ondes miniaturisés ", Mémoire de magister en système radio fréquence et micro-ondes de l'université de Houari boumediene (U.S.T.H.B) ,12/12/2011.
- [14]** Cuggia, R. " MODÉLISATION D'ANTENNES TRÈS BASSES FRÉQUENCES (VLF/LF): étude de l'influence de la structure, des composants associés et de l'environnement en vue de leur optimisation,Doctoral dissertation", Université Nice Sophia Antipolis,2010.
- [15]** BOUCHACHI ISLEM "Analyse par optimisation Utilisant les algorithmes génétique des filtres Multicellulaires en guide d'ondes cylindrique métallique creux ", Université mentouri constantine INSTITUT D'ELECTRONIQUE THESE pour obtenir magister en technologie option hyperfréquences .
- [16]** CHAHAR RADIA" Mmoire Modélisation et Simulation de Filtres Passe Bande Volumiques à Iris inductifs", 2016 .
- [17]** Muhammad Saqib Rabbani" Design of X-band Waveguide Filter Based on Discontinuities' 'M.Sc. Project Rep September 2012
- [18]** K.NOURI "Conception, Réalisation et Caractérisation de filtres et de duplexeurs entecnologies guides d'ondes et SIW Application aux systèmes decommunication",Thèse de Doctorat en Télécommunication de l'Université de Tlemcen, Décembre 2008.
- [19]** M.CHATRAS "Filtre micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales",Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique de l'Université de Limoges, n° d ordre 72-2003, Décembre 2003.
-

- [20]** A. E. ATIA and A. E. WILLIAMS "Narrow bandpass waveguide filters ", IEEE Tans. Microwave Theory and Techniques, vol. 20, pp. 258-265, Apr. 1972.
Issue6,pp.1673-1678,June 2009.
- [21]** C. THIBON "Intégrations et applications de résonateurs fort Q cryogéniques",Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2009.
- [22]** U. ROSENBERG, N. HÄGELE"Advanced multimode cavity filter design using source / load resonancecircuit cross coupling", IEEE Transactions on Microwave and GuidedWave Letters,vol. 2, n°. 12, pp.508-510 ,December 1992.
- [23]** D. KAJFEZ AND P. GUILLON "Dielectric resonators",Vector Fields, Oxford, Mississippi, 1986.
- [24]** Y. LATOUCHE, D. GASPERONI AND J.J. HERREN "High power C-band dielectric resonator filters for output multiplexer", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2001.
- [25]** Y.C.M. LIM, R.F.MOSTAFAUI AND D.MIRSHEKAR-SYAHKAL"Unloaded Q factor of slotted cylindrical ring resonator",European Microwave Conference, CD-Rom, 2001.
- [26]** D. CROS, P. GUILLON "Whispering gallery dielectric resonator modes for W-band devices", IEEE MTT,vol.38, n°. 11, pp.1667-1674 , November 1990.
- [27]** V. POMMIER "Etude de filtres microondes à mode de galerie des résonateursdiélectriques",Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, 2000.
- [28]** VAHLDIECK et W. J. R. HOEFER" Finline and metal insert filters with improved passband separation andincreased stopband attenuation ", IEEE Transactions on Microwave Theoryand Techniques, vol 33, n°, PP 1333-1339, December 1985.
- [29]** A. PERIGAUD "Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHZ à laide des technologies multicouches",Thèse de Doctoraten Electronique des Hautes Fréquences et Optoelectronique del'Université de Limoges, n°. 10-2009, Mars 2009.
- [30]** BOUDIA S "Conception et simulation de filtres RF ULB pour des applications en télécommunication avec ANSOFT Designer et HFSS", Mémoire de MASTER en système des télécommunications de l'université Bejaia,2019/2020.
- [31]** NICOLE P "DISCONTINUITÉS DANS LES GUIDES CYLINDRIQUES ET RECTANGULAIRES ", Comme exigence partielle de la maîtrise Es science (PHYSIQUE) de l'université de QUÉBEC ,MAI 2002.
-